

VILNIAUS UNIVERSITETAS

Fizikos fakultetas
Radiofizikos katedra

ČESLOVAS PAVASARIS

PUSLAIDININKINIAI ĮTAISAI

VEIKIMO IR TAIKYMO PAGRINDAI

(II dalis. Radiotechninės grandinės)
(Antra pataisyta ir papildyta redakcija)

Mokymo priemonė

PRATARMĖ

Ši mokymo priemonė yra sudaryta iš dviejų dalių: I dalis. Pasyvieji ir aktyvieji radiotechninių grandinių elementai; II dalis. Radiotechninės grandinės: pasyvios ir aktyvios. Ši mokymo priemonė yra skirta Vilniaus universiteto Fizikos fakulteto antrojo kurso studentams susipažinti su mokomojoje “Elektronikos laboratorijoje” atliekamų elektronikos bei radioelektronikos laboratorinių darbų radiotechniniais grandynais, jų pasyviųjų elementų bei aktyviųjų elementų- puslaidininkinių įtaisų (prietaisų) teoriniais veikimo bei taikymo pagrindais.

Leidinio I- oje dalyje yra nagrinėjami tiesinių ir netiesinių bei parametrinių radiotechninių elementų (įvairių puslaidininkinių diodų, dvipolių bei vienpolių (lauko) tranzistorių) fizikiniai veikos principai, savybės įvairiuose jungimo grandinėse, elektrinių charakteristikų aprašymo būdai bei tranzistorių (dvipolių ir vienpolių) triukšmų fizika. Taip pat pateikti puslaidininkinių įtaisų bei elektroninių grandynų su jais teorinio modeliavimo matematiniai pagrindai.

Šios mokymo priemonės II- oje dalyje yra nagrinėjamos pasyvios ir aktyvios radiotechninės grandinės. Čia papildomai pateikti pasyvių ir aktyvių radiotechninių grandinių teorinio skaičiavimo matematiniai metodai, kurie yra iliustruojami pateiktais metodais analizuojant radiotechnikoje bei elektronikoje plačiai taikomų grandinių savybes. Aktyvios radiotechninės grandinės (įvairūs tranzistoriniai stiprintuvai) yra nagrinėjamos mažo signalo (tiesinė veika) ir didelio signalo (netiesinė veika) atvejais. Pateikti elektrinių signalų stiprinimo bei generacijos radiotechniniai pagrindai, o taip pat signalo spektro keitimas netiesiniais radiotechniniais elementais, dažnio dauginimas bei keitimas, virpesių amplitudės arba dažnio moduliacija bei jų detekcija ir t. t.

Mokymo priemonė parašyta laikantis principo, kad skaitytojas yra išklauses kietojo kūno fizikos kursą (metalų, puslaidininkinių bei dielektrikų elektrinės savybės), arba yra susipažinęs savarankiškai, gerai žino bendrosios fizikos elektros skyrius ir yra susipažinęs su puslaidininkinių įtaisų- diodų, tranzistorių pagrindinėmis charakteristikomis bei savybėmis ir jų veika (I dalis).

Ši mokymo priemonė gali būti naudinga ir kitų aukštesniųjų bei aukštųjų mokymo įstaigų studentams, besidominčiais elektronika.

P. S. Pastebėjus netikslumų arba klaidų, prašome savo pastabas bei pageidavimus siųsti elektroniniu adresu: <mailto:ceslovas.pavasaris@ff.vu.lt>

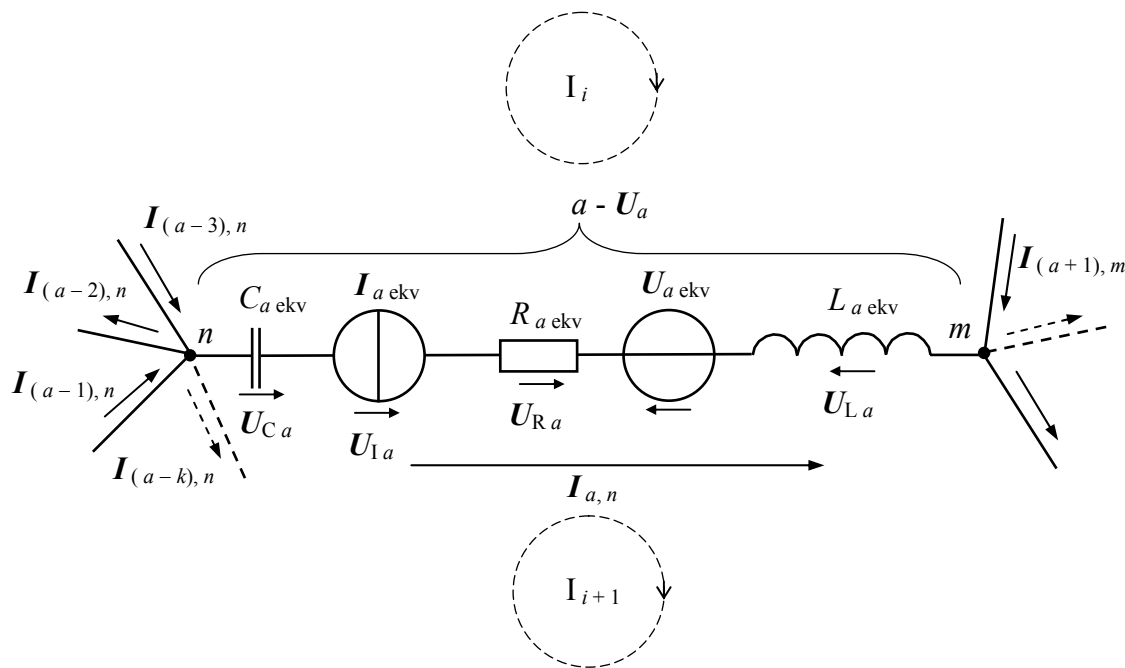
Autorius

1. PASYVIOS RADIOTECHNINĖS GRANDYNĖS

Pasyvios radiotechninės grandinės yra sudarytos tik iš pasyvių tiesinių arba (ir) netiesinių radiotechninių elementų- varžų R , kondensatorių C , indukcinų ritelių L bei srovės I arba (ir) įtampos U (arba \mathcal{E}) šaltinių.

1.1. Tiesinės pasyvosios radiotechninės grandinės

Tiesinės pasyvosios radiotechninės grandinės yra sudarytos tik iš pasyvių tiesinių radiotechninių elementų- varžų R , kondensatorių C , indukcinų ritelių L bei srovės I arba (ir) įtampos U (arba \mathcal{E}) šaltinių. Šių radiotechninių elementų tiesiškumas reiškia tai, jog jų dydžių vertės nepriklauso nuo srovių ir įtampų verčių juose. Akivaizdu, kad iš nagrinėjamų radiotechninių elementų gali būti sudarytos bet kokio sudėtingumo radiotechninės grandinės, kurių bendriausias atvejis yra parodytas 2.1 pav.



2.1 pav. Sudėtingos radiotechninės grandinės šakos a tarp gretimų mazgų n ir m ekvivalentinė schema

Šiame paveiksle (2.1 pav.) tarp dviejų gretimų mazgų n ir m yra įjungta šaka a , kurią sudaro nuosekliai sujungti radiotechniniai elementai $R_{a\text{ ekv}}$, $C_{a\text{ ekv}}$, $L_{a\text{ ekv}}$, $U_{a\text{ ekv}}$ ir $I_{a\text{ ekv}}$, kur indeksai „ a, m, n “ - atitinkamų grandinės bei radiotechninių elementų numeracijos indeksai: 1, 2, 3, ... , o indeksas „ ekv “ nurodo, jog atitinkamas radiotechninis elementas yra nuosekliai arba lygiagrečiai sujungtų to paties tipo radiotechninių elementų ekvivalentinis dydis, kurio vertė yra surandama iš gerai žinomų nuoseklaus bei lygiagretaus jungimo formulių:

$$\begin{array}{ll} \text{nuoseklus jungimas} & \text{lygiagretus jungimas} \\ R_{a \text{ ekv}} = \sum_{i=1}^{\alpha} R_{a i}, & 1/R_{a \text{ ekv}} = \sum_{i=1}^{\alpha} (1/R_{a i}), \end{array} \quad (2.1)$$

$$L_{a \text{ ekv}} = \sum_{i=1}^{\beta} L_{a i}, \quad 1/L_{a \text{ ekv}} = \sum_{i=1}^{\beta} (1/L_{a i}), \quad (2.2)$$

$$1/C_{a \text{ ekv}} = \sum_{i=1}^{\chi} (1/C_{a i}), \quad C_{a \text{ ekv}} = \sum_{i=1}^{\chi} C_{a i}, \quad (2.3)$$

$$I_{a \text{ ekv}} = \sum_{i=1}^{\eta} I_{a i} \equiv I_{a, n}, \quad (2.4)$$

$$U_{a \text{ ekv}} = \sum_{i=1}^{\lambda} U_{a i}, \quad (2.5)$$

kur: $\alpha, \beta, \chi, \eta, \lambda = 1, 2, 3, \dots$ (kairėje parašytos išraiškos atitinka nuoseklaus, o dešinėje-lygiagretaus jungimo atvejus).

Elektrinių grandinių teorijoje yra priimta, jog grandinėje, pvz. parodytoje 2.1 pav., veikiančių įtampos arba (ir) srovės šaltinių signalai $U_{a \text{ ekv}}$ ir $I_{a \text{ ekv}}$, atitinkamai, yra vadinami *poveikiais*, o poveikių sąlygotos srovės $I_{a, n}$ grandinės šakose ir įtampos tarp šakos atitinkamų mazgų $U_{n m}$, arba šią įtampą sudarančios įtampos (sandai): $U_{C a}$, $U_{R a}$, $U_{L a}$ ir $U_{I a}$ atitinkamuose šakos pasyviuose radiotechniniuose elementuose ir srovės šaltiniuose yra vadinamos *reakcijomis*. Akivaizdu, jog įtampa $U_{n m}$ yra lygi ją sudarančių įtampų $U_{C a}$, $U_{R a}$, $U_{L a}$, $U_{I a}$ ir $U_{a \text{ ekv}}$ sumai (elektrinio lauko E superpozicijos principas):

$$U_{n m} = U_{C a} + U_{R a} + U_{L a} + U_{I a} + U_{a \text{ ekv}} \equiv U_a. \quad (2.6)$$

1.1.1. Klasikinis tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizės metodas

Sąryšis tarp poveikių ir reakcijų yra nusakomas *Kirchhofo taisyklėmis*, kurios seka iš Omo dėsnų, ir šis analizės metodas yra vadinamas *klasikiniu metodu*:

1) *pirmoji Kirchhofo taisyklė* nusako nagrinėjamame mazge įtekančių ir ištekančių srovių sumos lygybę nuliui, pvz. mazge n (2.1 pav.), ir bendriausiu atveju, pvz. harmoninio signalo atveju yra užrašoma kompleksiniu pavidalu:

$$\sum_{j=0}^k \kappa_{(a-j)} \cdot I_{(a-j), n} = 0 \quad \text{arba} \quad \sum_{i=0}^p I_{(a-i), n} = \sum_{j=0}^s I_{(a-j), n}, \quad \text{kur } p+s=k, \quad (2.7)$$

kur: $\kappa_{(a-j)} = 1$ įtekančiai srovei, arba -1 ištekančiai srovei nagrinėjamame grandinės mazge n (čia galima priimti ir priešingai); suma iki „p“ atitinka įtekančias, o iki „s“ -ištekančias sroves, arba atvirkščiai.

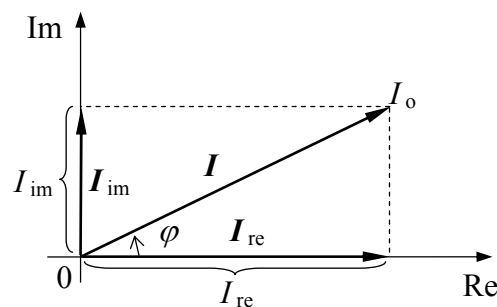
Taikydami pirmąją Kirchhofo taisyklę 2.1 pav. parodytos grandinės mazgui n gauname:

$$\left. \begin{aligned} & \mathbf{I}_{(a-1),n} - \mathbf{I}_{(a-2),n} + \mathbf{I}_{(a-3),n} - \mathbf{I}_{a,n} - \mathbf{I}_{(a-k),n} = 0, \\ \text{arba} \quad & \mathbf{I}_{(a-1),n} + \mathbf{I}_{(a-3),n} = \mathbf{I}_{(a-2),n} + \mathbf{I}_{a,n} + \mathbf{I}_{(a-k),n}. \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

Lygtyse (2.7), (2.8) harmoninių srovių \mathbf{I}_a kompleksinės išraiškos gali būti užrašytos trimis būdais:

$$\mathbf{I} = I_{re} + j \cdot I_{im} = I_o \cdot (\cos \varphi + j \cdot \sin \varphi) = I_o \cdot e^{j\varphi}, \quad (2.9)$$

kur: I_{re} ir I_{im} - srovės vektoriaus \mathbf{I} realiosios I_{re} ir menamosios I_{im} komponentių (sandų) vektorių moduliai, atitinkamai, kurie yra parodyti 2.2 pav. kompleksinėje plokštumoje $\{ \text{Im}, \text{Re} \}$; I_o - vektoriaus \mathbf{I} modulis; φ - kampas tarp vektoriaus \mathbf{I} ir realiosios ašies Re; $j = (-1)^{1/2}$ - menamasis vienetas.



2.2 pav. Harmoninės srovės \mathbf{I} vektoriaus komponentės (sandai) I_{re} ir I_{im} kompleksinėje plokštumoje: $\mathbf{I} = I_{re} + I_{im}$

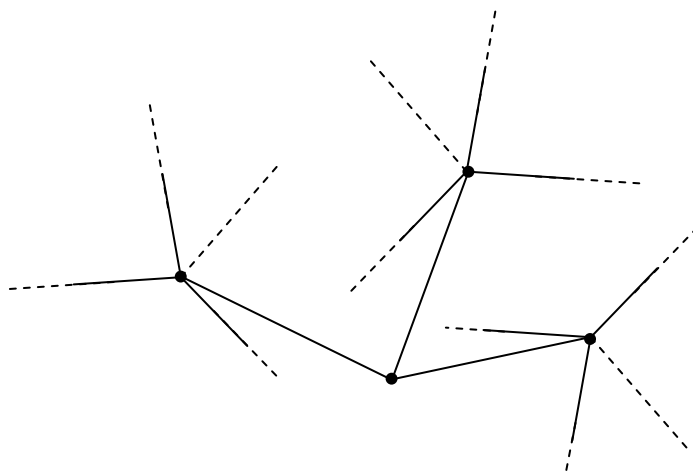
Iš 2.2 pav. matyti, jog išraiškas (2.8) tarpusavyje sieja akivaizdžios tapatybės:

$$I_{re} = I_o \cdot \cos \varphi, \quad I_{im} = I_o \cdot \sin \varphi, \quad I_o = (I_{re}^2 + I_{im}^2)^{1/2}, \quad \text{tg } \varphi = I_{im}/I_{re}, \quad (2.10)$$

kur: $\varphi = \omega \cdot t \pm \varphi_o$, $\omega = 2 \cdot \pi / T$, $f = 1/T = \omega / (2 \cdot \pi)$, čia φ_o - pradinis kampas- fazė, kai laikas $t = 0$; ω ir f - ciklinis ir paprastasis svyravimų dažnis, atitinkamai; T - svyravimų periodas.

Nesunku įsitikinti, kad k skirtingų mazgų turinčiai radiotechninei grandinei galima užrašyti $k - 1$ nepriklausomą lygtį (2.7). Čia skirtingų mazgu skaičius yra nustatomas iš radiotechninės grandinės schemos. Kai nagrinėjamoje schemoje skirtingos šakos yra sujungtos bendru laidu, tai yra traktuojama kaip vienas mazgas (2.3 pav.). Taip pat akivaizdu,

jog bent vienos srovės kryptis nagrinėjamame mazge n turi turėti priešingą kryptį kitoms srovėms, o srovės kryptis ir vertė atskiroje šakoje a turi atitikti srovių kryptys ir vertes šakos mazguose n ir m (2.1 pav.).

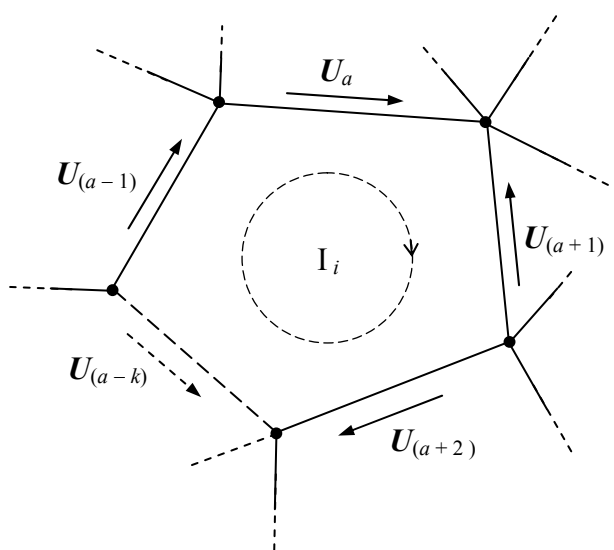


2.3 pav. Sudėtingos radiotechninės grandinės mazgas

2) antroji Kirchhofo taisyklė aprašo reakcijų įtampų algebrinės sumos lygybę poveikių įtampų algebrinei sumai bet kuriame grandinės kontūre, pvz. kontūre I_i (2.1 pav.), ir yra užrašoma tokiu pavidalu:

$$\sum_{a=j}^k \kappa_a \cdot U_a = 0, \quad (2.11)$$

kur: $\kappa_a = 1$, kai pasirinkta kontūro I_i apėjimo kryptis sutampa su įtampos vektoriaus U_a kryptimi, arba -1 , kai tos kryptys nesutampa (2.4 pav.) (čia galima priimti ir priešingai); j ir k - sveikieji skaičiai ir $k > j$.

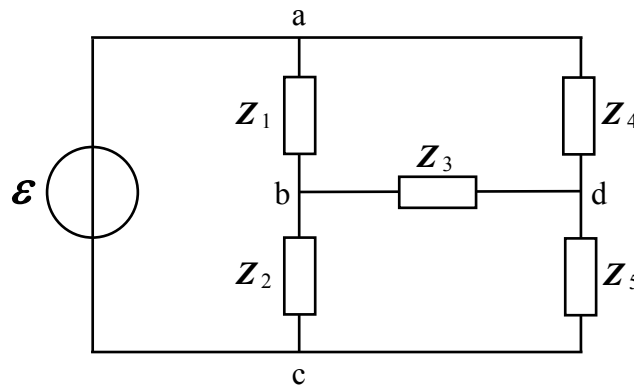


2.4 pav. Sudėtingos radiotechninės grandinės šakų kontūras I_i , kur šakose $a \pm j$ įjungti grandinės radiotechniniai elementai neparodyti

Akivaizdu, kad nagrinėjame kontūre I_i (2.4 pav.) įtampų vektorių $U_{(a \pm j)}$ kryptys yra parenkamos laisvai, tačiau taip, jog bent vieno vektoriaus kryptis būtų priešinga kitų vektorių kryptims. Taikydami antrąją Kirchhofo taisyklę (2.11) 2.4 pav. parodytos grandinės kontūrai I_i gauname:

$$U_a - U_{(a+1)} + U_{(a+2)} - U_{(a-k)} + U_{(a-1)} = 0. \quad (2.12)$$

Nesunku įsitikinti, kad k skirtingų kontūrų turinčiai radiotechninei grandinei galima užrašyti $i < k$ nepriklausomų lygčių (2.11). Čia skirtingų kontūrų skaičius yra nustatomas iš radiotechninės grandinės schemos, kurioje visi skirtingi kontūrai randami apeinant uždaru kontūrų grandinės mazgus taip, kad nei vienas apeinamo kontūro mazgas nepasikartotų. Taikydami šią sąlygą randame, jog 2.5 pav. parodytoje grandinėje yra septyni skirtingi kontūrai:



2.5 pav. Septynių skirtingų kontūrų radiotechninė grandinė

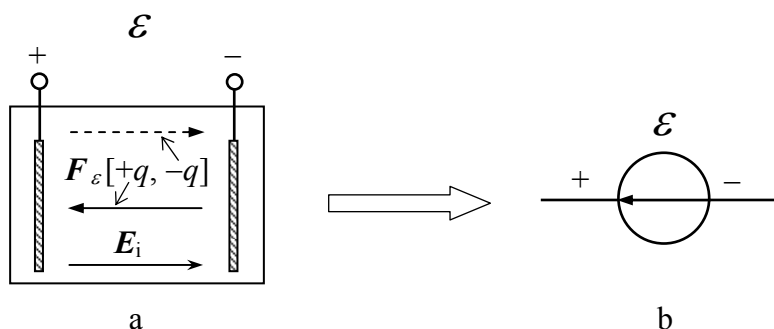
$\mathcal{E} - Z_1 - Z_2 - \mathcal{E}$; $\mathcal{E} - Z_4 - Z_5 - \mathcal{E}$; $Z_1 - Z_3 - Z_4 - Z_1$; $Z_2 - Z_3 - Z_5 - Z_2$; $\mathcal{E} - Z_4 - Z_3 - Z_2 - \mathcal{E}$;
 $\mathcal{E} - Z_5 - Z_3 - Z_1 - \mathcal{E}$; $Z_1 - Z_4 - Z_5 - Z_2 - Z_1$, kur \mathcal{E} ir Z_a - grandinės šakų ekvivalentiniai elementai (čia $a = 1, 2, \dots$). Taip pat matome keturis mazgus: a, b, c ir d . Iš septynių galimų kontūrų tik trys kontūrai (nesvarbu kurie) leidžia užrašyti nepriklausomas lygtis (2.11), nes kitų likusių kontūrų lygtys yra lengvai gaunamos iš jau parašytų lygčių. Tai seka iš kontūrų sudarančių elementų \mathcal{E} bei (ir) Z_a pasikartojimo dėsningumo. Akivaizdu, kad naujai parašyta lygtis (2.11) yra nepriklausoma tik tuo atveju, kai joje yra bent vienas naujas grandinės (šakos) elementas, palyginus su jau parašytais lygtimis. Todėl laikantis šio principo lygčių (2.11) rašymas baigiamas tada, kai parašytose lygtyse panaudoti visi grandinės (šakos) elementai bent po vieną kartą. Taigi parodėme, jog $k = 7$ skirtingų kontūrų turinčiai radiotechninei grandinei galima užrašyti $i = 3$ nepriklausomų lygčių (2.11) sistemą, t. y. visada mažiau už $k \geq 2$.

Akivaizdu, kad šakos a ekvivalentinis elementas Z_a bendru atveju yra sudarytas iš nuosekliai sujungtų j radiotechninių elementų (2.1 pav.): $Z_a = \sum_j Z_j$. Todėl taikant antrąją Kirchhofo taisyklę (2.11), pvz. kontūrai I_i (2.1 pav.), šakos a elementuose Z_j esančių įtampų $U_{a,j}$ kryptys yra pasirenkamos laisvai, kurios 2.1 pav. yra parodytos rodyklėmis po atitinkamu elementu, ir lygtyje (2.11) atitinkama įtampa yra rašoma su ženklu “+”, kai kontūro I_i pasirinkta apėjimo kryptis sutampa su įtampos vektoriaus $U_{a,j}$ kryptimi, arba “-”, kai tos kryptys nesutampa (čia galima priimti ir priešingai). Taigi, 2.1 pav. parodytai situacijai apeinant šaką a kontūru I_i gauname: $-U_{C_a} - U_{I_a} - U_{R_a} + U_{a_{ekv}} + U_{L_a}$, o apeinant šaką a kontūru I_{i+1} gauname priešingai: $U_{C_a} + U_{I_a} + U_{R_a} - U_{a_{ekv}} - U_{L_a}$. Čia pastebėsime, jog įtampų $U_{a,j}$ sąlyginę kryptį galima nurodyti ir ženklais „+“ arba „-“ priešais atitinkamos įtampos simbolį, kur rodyklės kryptis atitinka kryptį iš “+” į “-”.

Dažnai antrosios Kirchhofo taisyklės lygtys (2.11) yra užrašomos tokiu pavidalu:

$$\sum_{a=j}^k \kappa_a \cdot U_a = \sum_{a=i}^e \varepsilon_a \cdot U_{a,j}, \quad (2.13)$$

kur lygybės kairioje pusėje yra užrašyta įtampų algebrinė suma šakos a pasyviuose elementuose ($R_{a,j}$, $C_{a,j}$ bei $L_{a,j}$) ir srovės šaltiniuose ($I_{a,j}$), o dešinėje pusėje- įtampos šaltinių atitinkamų įtampų ($U_{a,j}$) algebrinė suma, kurioje ženklo koeficientas $\varepsilon_a = 1$, kai pasirinkta kontūro, pvz. I_i (2.1 pav.), apėjimo kryptis yra priešinga vidinio elektrinio lauko E_i kryptčiai (2.6 pav.), arba -1 , kai tos kryptys sutampa (čia reikia prisiminti, kad vidinė (pašalinė) jėga F_ε yra nukreipta nuo įtampos šaltinio gnybto „-“ į gnybtą „+“ (2.6 pav.), t.y. priešingai vidinio elektrinio lauko E_i kryptčiai pernešant krūvį $+q$ ir ta pačia kryptimi- pernešant krūvį $-q$).



2.6 pav. Įtampos šaltinio \mathcal{E} (pvz. akumulatoriaus) (a) ekvivalentinis žymuo (b)

Šakos a pasyviuose elementuose $R_{a,j}$, $C_{a,j}$ bei $L_{a,j}$ esančias įtampas $U_{R_{a,j}}$, $U_{C_{a,j}}$ ir $U_{L_{a,j}}$, atitinkamai, nusako Omo dėsnis grandinės daliai:

$$U_{R_{a,j}} = R_{a,j} \cdot I_a, \quad U_{C_{a,j}} = (1/C_{a,j}) \cdot \int I_a \cdot dt, \quad U_{L_{a,j}} = L_{a,j} \cdot (dI_a/dt), \quad (2.14)$$

kur harmoninio signalo atveju iš čia ir (2.9) gauname:

$$U_{C_{a,j}} = (1/C_{a,j}) \cdot \int I_a \cdot dt = (j \cdot \omega \cdot C_{a,j})^{-1} \cdot I_{a0} \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} = (j \cdot \omega \cdot C_{a,j})^{-1} \cdot I_a,$$

$$U_{L_{a,j}} = L_{a,j} \cdot (dI_a/dt) = L_{a,j} \cdot [d(I_{a0} \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t})/dt] = j \cdot \omega \cdot L_{a,j} \cdot I_{a0} \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} = j \cdot \omega \cdot L_{a,j} \cdot I_a,$$

iš kur seka žinomos kompleksinių varžų išraiškos:

$$Z_R = R, \quad Z_C = 1/(j \cdot \omega \cdot C) = -j \cdot Z_C, \quad Z_L = j \cdot \omega \cdot L = j \cdot Z_L. \quad (2.15)$$

Į išraišką (2.13) įstatę šakos a pasyviųjų elementų $R_{a,j}$, $C_{a,j}$ bei $L_{a,j}$ įtampų vertes iš (2.14), gauname:

$$\sum_{a=j}^k [\kappa_a \cdot R_{a,j} \cdot I_a + \kappa_a \cdot (1/C_{a,j}) \cdot \int I_a \cdot dt + \kappa_a \cdot L_{a,j} \cdot (dI_a/dt)] = \sum_{a=i}^e \varepsilon_a \cdot U_{a,i}. \quad (2.16)$$

Atlikę išraiškos (2.16) abiejų pusių diferencijavimą pagal laiką t , gauname nehomogeninę antros eilės diferencialinę lygtį:

$$\sum_{a=j}^k [\kappa_a \cdot R_{a,j} \cdot (dI_a/dt) + \kappa_a \cdot (1/C_{a,j}) \cdot I_a + \kappa_a \cdot L_{a,j} \cdot (d^2 I_a/dt^2)] = \sum_{a=i}^e \varepsilon_a \cdot (dU_{a,i}/dt). \quad (2.17)$$

Taigi parodėme, jog bet kokia tiesinė radioelektroninė grandinė (2.1 pav.) yra aprašoma lygčių sistema- $\{(2.7), (2.17)\}$. Iš matematikos kurso žinome, kad lygčių sistemą $\{(2.7), (2.17)\}$ galima suvesti į vieną aukštesnės eilės diferencialinę lygtį:

$$A_n \cdot (d^n I_a/dt^n) + A_{(n-1)} \cdot (d^{(n-1)} I_a/dt^{(n-1)}) + \dots + A_1 \cdot (dI_a/dt) + A_0 \cdot I_a = f_\varepsilon(t), \quad (2.18)$$

kur: $f_\varepsilon(t)$ - nepriklausomų išorinių įtampos šaltinių $U_{a,j}$ poveikio funkcija; A_i - pastovieji koeficientai (čia $i = 0, 1, 2, \dots, n$).

Akivaizdu, jog n - tos eilės nehomogeninė diferencialinė lygtis (2.18) aprašo bet kokius elektrinius procesus tiesinėje radioelektroninėje grandinėje. Kai $f_\varepsilon(t) = 0$, turime n - tos eilės homogeninę lygtį, kuri aprašo radiotechninę grandinę, kurioje nėra srovės I arba (ir) įtampos U (arba \mathcal{E}) šaltinių. Todėl šiuo atveju radioelektroninė grandinė negauna poveikio energijos ir joje vykstančios reakcijos negali tęstis begalo ilgai- jos yra slopstančios. Taigi, kai $R_{a \text{ ekv}} \neq 0$ ir $t \Rightarrow \infty$, homogeninės lygties (2.18) sprendinys $I_{a0} \Rightarrow 0$. Šis sprendinys aprašo *savuosius*, arba *laisvuosius*, svyravimus (virpesius).

Iš matematikos kurso žinome, kad n -tos eilės nehomogeninės diferencialinės lygties (2.18) sprendinys I_a , vadinamoji grandinės reakcija kai $f_\varepsilon(t) \neq 0$, yra sudarytas iš dalinio sprendinio I_{a1} ir laisvųjų svyravimų sprendinio I_{a0} , kai $f_\varepsilon(t) = 0$:

$$I_a = I_{a0} + I_{a1}. \quad (2.19)$$

Akivaizdu, jog priverstinės reakcijos I_a dalinis sprendinys I_{a1} yra ypač lengvai randamas, kai poveikio funkcija $f_\varepsilon(t) = \text{const}$. Šiuo atveju visos išvestinės $d^n I_a / dt^n = 0$ ir iš čia bei (2.18) turime:

$$A_0 \cdot I_{a1} = \text{const} \quad \Rightarrow \quad I_{a1} = \text{const} / A_0. \quad (2.20)$$

Tiesinės homogeninės diferencialinės lygties (2.18) laisvųjų svyravimų sprendinys I_{a0} , kai $f_\varepsilon(t) = 0$, yra užrašomas tokiu pavidalu:

$$I_{a0}(t) = a_n \cdot e^{p_n t} + a_{(n-1)} \cdot e^{p_{(n-1)} t} + \dots + a_1 \cdot e^{p_1 t}, \quad (2.21)$$

kur: a_i - konstantos, priklausančios nuo pradinių sąlygų (čia $i = 1, 2, \dots, n$);

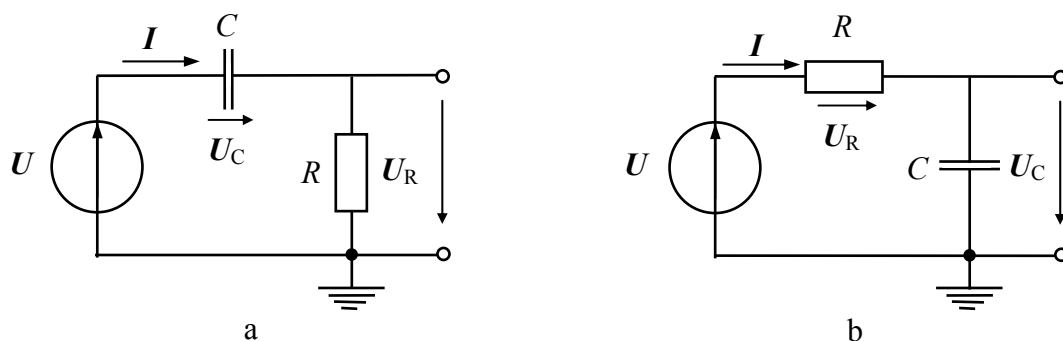
p_i - charakteringosios lygties:

$$A_n \cdot p^n + A_{(n-1)} \cdot p^{(n-1)} + \dots + A_1 \cdot p + A_0 = 0 \quad (2.22)$$

vienkartinės (skirtingų verčių) šaknys.

Palyginę išraiškas (2.18) ir (2.22) matome, jog charakteringoji lygtis (2.22) yra gaunama iš homogeninės diferencialinės lygties (2.18) akivaizdžiu pakeitimu- $d^n I_a / dt^n = p^n$, $d^{(n-1)} I_a / dt^{(n-1)} = p^{(n-1)}$, ..., $I_a = p^0 = 1$.

Aprašytas radiotechninių grandinių analizės metodas yra vadinamas *klasikiniu metodu*, kurį pailiuosime išnagrinėdami RC- grandines, parodytas 2.7 pav.



2.7 pav. RC- grandinės: a- diferencijuojanti, b- integruojanti

2.7 pav. a parodytai RC- grandinei taikydami Kirchhofo taisykles (2.7), (2.11), (2.13) gauname anksčiau pateiktų lygčių (2.17) arba (2.18) pavidalo lygtį, kurią galima užrašyti taip:

$$R \cdot (dI/dt) + C^{-1} \cdot I = dU/dt, \quad (2.23)$$

kur: I - srovė, tekanti RC - grandinės elementais.

Gautos nehomogeninės diferencialinės lygties (2.23) sprendinys I yra sudarytas iš dalinio sprendinio I_1 ir laisvųjų svyravimų sprendinio I_0 , kai $dU/dt = 0$ (2.19):

$$I = I_0 + I_1. \quad (2.24)$$

Tiesinės homogeninės diferencialinės lygties (2.23) laisvųjų svyravimų sprendinį I_0 užrašome tokiu pavidalu (2.21):

$$I_0(t) = a_1 \cdot e^{p_1 t}, \quad (2.25)$$

kur priklausančią nuo pradinių sąlygų konstantą a_1 surasime vėliau, o eksponentės laipsnio rodiklį p_1 randame iš charakteringosios lygties (2.22), kurią užrašome taip:

$$R \cdot p_1 + 1/C = 0 \implies p_1 = -1/(R \cdot C). \quad (2.26)$$

Iš (2.25) ir (2.26) gauname:

$$I_0(t) = a_1 \cdot e^{-t/(R \cdot C)}. \quad (2.27)$$

Dalinį sprendinį I_1 surasime priimdami, jog poveikio įtampos U funkcija nuo laiko t yra vienetinis įtampos šuolis- $u(t) = U_0 \cdot 1(t)$. Iš čia ir (2.23), analogiškai išraiškai (2.20), galima užrašyti:

$$C^{-1} \cdot I_1 = dU/dt \equiv 0, \text{ kai } t > 0, \quad (2.28)$$

iš kur seka, jog dalinis sprendinys $I_1 = 0$.

Konstantą a_1 randame iš (2.25), kai $t = 0$: $a_1 = I_0(0)$. Akivaizdu, jog pradiniu laiko momentu ($t = 0$) kondensatoriuje C įtampa $U_C = 0$. Todėl įtampos šaltinio U generuojama įtampa $u(t)$ yra rezistoriuje R ir iš čia: $U_R = u(0) = U_0$. Iš čia, taikydami Omo dėsnį grandinės daliai, užrašome:

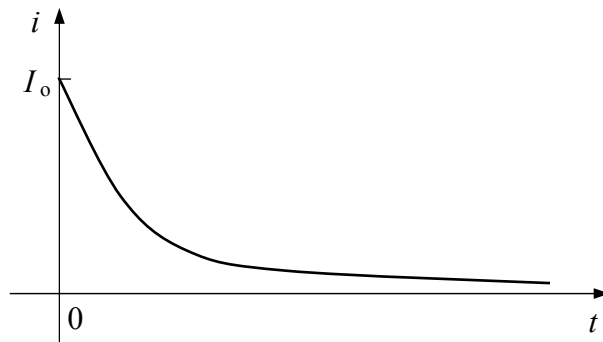
$$I_0(0) = I_0 = U_0/R = a_1. \quad (2.29)$$

Gautas dalinio sprendinio I_1 (2.28) ir konstantos a_1 (2.29) vertes įstatome į išraišką (2.24) ir randame nehomogeninės lygties (2.23) sprendinį I :

$$I = (U_0/R) \cdot e^{-t/(R \cdot C)} = I_0 \cdot e^{-t/(R \cdot C)} = i(t), \quad (2.30)$$

kur: I_0 - pradinė srovė laiko momentu $t = 0$.

Iš gautos išraiškos (2.30) seka, jog paveikus RC - grandinę (2.7 pav. a) vienetiniu įtampos šuoliu $u(t) = U_0 \cdot 1(t)$, joje teka srovė $i(t)$, kuri pradiniu laiko momentu $t = 0$ turi didžiausią (maksimalią) vertę $I_0 = U_0/R$ ir, didėjant laikui $t > 0$, srovė $i(t)$ eksponentiškai mažėja artėdama prie nulio (2.8 pav.).



2.8 pav. Srovės I pereinamoji charakteristika RC - grandinėje, kai poveikio įtampa U yra vienetinis įtampos šuolis- $u(t) = U_0 \cdot 1(t)$

Akivaizdu, jog 2.7 pav. b parodytai RC - grandinei yra užrašoma tokia pati lygtis (2.23), kaip ir 2.7 pav. a parodytai RC - grandinei. Todėl paveikus RC - grandinę (2.7 pav. b) vienetiniu įtampos šuoliu $u(t) = U_0 \cdot 1(t)$, joje teka tokia pati srovė $i(t)$ (2.30), (2.8 pav.).

Taikydami Omo dėsnį grandinės daliai randame įtampą U_R rezistoriuje R (2.7 pav. a) ir įtampą U_C kondensatoriuje C (2.7 pav. b):

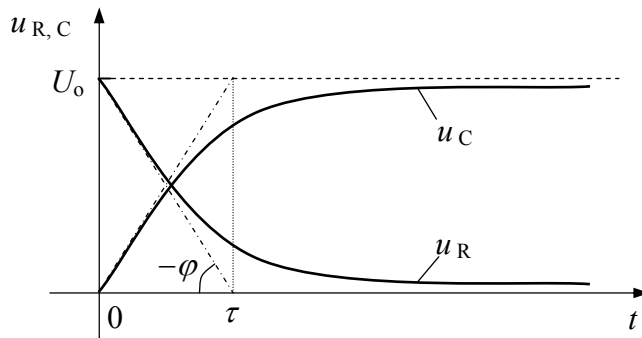
$$U_R = i(t) \cdot R = U_0 \cdot e^{-t/(R \cdot C)} = u_R(t), \quad (2.31)$$

$$\begin{aligned} U_C &= C^{-1} \cdot \int i(t) \cdot dt = -U_0 \cdot \int e^{-t/(R \cdot C)} \cdot d[-t/(R \cdot C)] = \\ &= -U_0 \cdot e^{-t/(R \cdot C)} + A = U_0 \cdot (1 - e^{-t/(R \cdot C)}) = u_C(t), \end{aligned} \quad (2.32)$$

kur integravimo konstanta A yra randama iš kraštinės sąlygos: kai $t \Rightarrow \infty$, $U_C \Rightarrow U_0$ ir $A = U_0$.

Iš gautų išraiškų (2.31) ir (2.32) matome, jog RC - grandinės rezistoriuje R įtampa $u_R(t)$ pradiniu laiko momentu ($t = 0$) yra didžiausia- $u_R(0) = U_0$ ir didėjant laikui $t > 0$ ši įtampa eksponentiškai mažėja artėdama prie nulio (2.9 pav. u_R). Tuo tarpu RC - grandinės kondensatoriuje C įtampa $u_C(t)$ pradiniu laiko momentu ($t = 0$) yra lygi nuliui- $u_C(0) = 0$ ir didėjant laikui $t > 0$ ši įtampa eksponentiškai didėja artėdama prie maksimalios vertės U_0 , t. y. kinta priešingai (2.9 pav. kreivė u_C).

Elektronikoje priimta pereinamuosius procesus RC - grandinėje charakterizuoti laiko konstanta τ . Šis laikas yra lygus atkarpai laiko ašyje t arba jai lygiagrečioje asimptotėje (brūkšniuota linija 2.9 pav.), kurią atkerta liestinės tiesė (brūkšniuota-taškinė linija 2.9 pav.), nubrėžta eksponentinės kreivės $u_{R,C}(t)$ taške $t = 0$. Iš čia randame laiko konstantos τ išraišką, pvz. įtampos $u_R(t)$ (2.31) atveju:



2.9 pav. Įtampų RC - grandinės varžoje R (u_R) ir kondensatoriuje C (u_C) pereinamosios charakteristikos, kai poveikio įtampa U yra vienetinis įtampos šuolis- $u(t) = U_0 \cdot 1(t)$

$$d u_R / d t |_{t=0} = -U_0 / (R \cdot C) = -\operatorname{tg} \varphi = -U_0 / \tau_{RC},$$

iš kur seka žinoma RC - grandinės laiko konstantos τ išraiška- $\tau_{RC} = R \cdot C$.

Iš (2.14) pateiktų išraiškų matome, jog išdiferencijavę įtampos U_C kondensatoriuje C išraiškos abejas puses, gauname:

$$d U_C / d t = I / C \quad \Rightarrow \quad I = C \cdot (d U_C / d t). \quad (2.33)$$

Gautą srovės I išraišką (2.33) įstatome į įtampos U_R išraišką (2.14) ir randame:

$$U_R = R \cdot C \cdot (d U_C / d t) = \tau_{RC} \cdot (d U_C / d t) \cong \tau_{RC} \cdot (d U / d t), \text{ kai } t \gg \tau, \quad (2.34)$$

kur apytikslės lygybės ženklas yra užrašytas RC - grandinės atveju, nes tenkinant sąlygą: $t \gg \tau_{RC}$, įtampa $U_C \cong U$ - poveikio įtampa (2.7 pav.). Taigi iš gautos išraiškos (2.34) matome, jog 2.7 pav. a parodytos RC - grandinės išėjime reakcijos įtampa U_R yra proporcinga įėjimo poveikio įtampos U išvestinei. Todėl ši RC - grandinė yra vadinama *diferencijuojančia RC- grandine*.

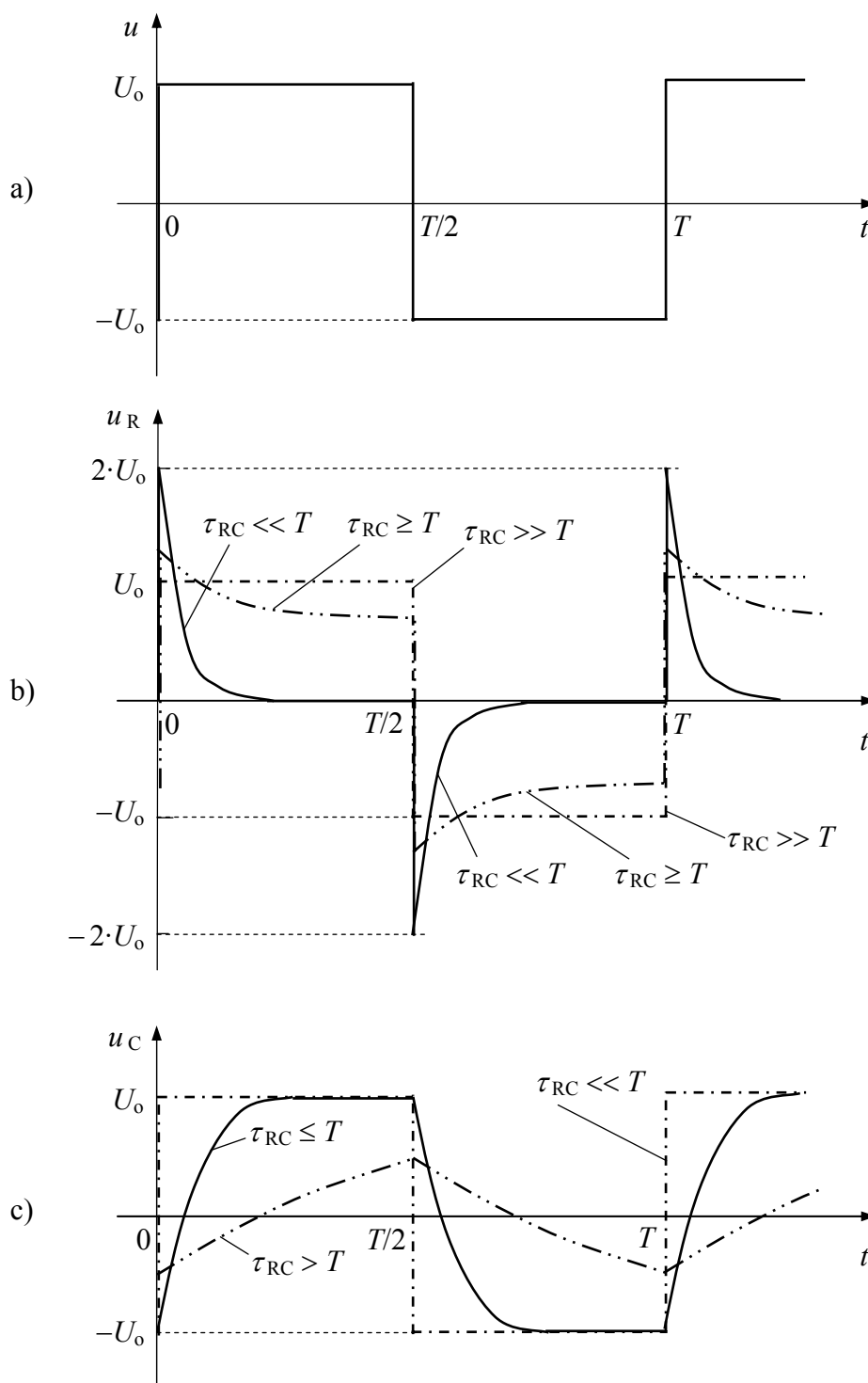
Analogiškai, iš (2.14) pateiktų išraiškų matome, jog į įtampos U_C kondensatoriuje C išraišką įstatę srovės I išraišką iš įtampos U_R rezistoriuje išraiškos, randame:

$$U_C = (R \cdot C)^{-1} \cdot \int U_R \cdot d t = \tau_{RC}^{-1} \cdot \int U_R \cdot d t \cong \tau_{RC}^{-1} \cdot \int U \cdot d t, \text{ kai } t \ll \tau_{RC}, \quad (2.35)$$

kur apytikslės lygybės ženklas yra užrašytas RC - grandinės atveju, nes tenkinant sąlygą: $t \ll \tau_{RC}$, įtampa $U_R \cong U$ - poveikio įtampa (2.7 pav.). Taigi iš gautos išraiškos (2.35) matome, jog 2.7 pav. b parodytos RC - grandinės išėjime reakcijos įtampa U_C yra proporcinga įėjimo poveikio įtampos U integralui. Todėl ši RC - grandinė yra vadinama *integruojančia RC- grandine*.

Elektronikoje RC - grandinė yra plačiai taikoma impulsų pavidalo poveikio signalus keičiant į kito pavidalo impulsinius reakcijos signalus. Pvz. vienetinių įtampos šuolių

periodinė seka turi impulsinio poveikio signalo pavidalą, parodyta 2.10 pav. a ir šis signalas yra vadinamas „meandru“. Esant šiam poveikiui, 2.10 pav. b ir c yra parodytos reakcijų laikinės diagramos diferencijuojančios (2.7 pav. a) ir integruojančios (2.7 pav. b) RC - grandinių išėjimuose, atitinkamai, kai tų RC - grandinių laiko konstanta τ_{RC} yra skirtinga poveikio signalo U periodo T atžvilgiu.



2.10 pav. Įtampų u_R ir u_C laikinės diagramos diferencijuojančios (b) ir integruojančios (c) RC - grandinių išėjimuose, kai tų RC - grandinių laiko konstanta τ_{RC} yra skirtinga poveikio signalo U (a) periodo T atžvilgiu

Iš 2.10 pav. pateiktų laikinių diagramų matome, jog diferencijuojančios RC -grandinės (2.7 pav. a) išėjime R (2.10 pav. b) įtampa $u_R(t)$ turi trumpų bipoliarinių impulsų pavidalą, kai yra tenkinama sąlyga: $\tau_{RC} \ll T$. Ši diferencijuojančios RC - grandinės savybė yra dažnai taikoma formuojant trumpus impulsinius signalus, kurių trukmė Δt_s 50 % formuojamų impulsų amplitudės U_{R_0} lygyje yra artima poveikio signalo $u(t)$ impulsų fronto trukmei t_r (2.10 pav. a priimta $t_r \approx 0$). Kai $\tau_{RC} > T$ ir toliau didėja, diferencijuojančios RC - grandinės (2.7 pav. a) išėjime R (2.10 pav. b) įtampa $u_R(t) \Rightarrow u(t)$, t. y. tampa tokia pati, kaip ir poveikio signalo įtampa $u(t)$ (2.10 pav. a). Čia reikia pastebėti, jog nepriklausomai nuo τ_{RC} vertės, diferencijuojančios RC - grandinės (2.7 pav. a) išėjime R (2.10 pav. b) reakcijos įtampos $u_R(t)$ amplitudė U_{R_0} visada lygi poveikio signalo $u(t)$ (2.10 pav. a) amplitudei $2 \cdot U_0$ ($U_{R_0} \equiv 2 \cdot U_0$).

Iš 2.10 pav. c matome, jog integruojančios RC - grandinės (2.7 pav. b) išėjime C įtampa $u_C(t)$ turi trikampių impulsų pavidalą, kai yra tenkinama sąlyga: $\tau_{RC} > T$. Čia reikia pastebėti, jog kuo stipriau yra tenkinama ši sąlyga, tuo labiau trikampių impulsų frontai savo pavidalu artėja prie tiesinės priklausomybės nuo t . Ši integruojančios RC - grandinės savybė yra dažnai taikoma formuojant tiesinės priklausomybės nuo laiko t signalus $u_C(t)$, kurių trukmė yra lygi poveikio signalo $u(t)$ impulsų trukmei (meandro atveju- $T/2$). Kai $\tau_{RC} < T$ ir toliau mažėja, integruojančios RC - grandinės (2.7 pav. b) išėjime C (2.10 pav. c) įtampa $u_C(t) \Rightarrow u(t)$, t. y. tampa tokia pati, kaip ir poveikio signalo įtampa $u(t)$ (2.10 pav. a). Čia reikia pastebėti, jog priklausomai nuo τ_{RC} vertės, integruojančios RC - grandinės (2.7 pav. b) išėjime C (2.10 pav. c) reakcijos įtampos $u_C(t)$ amplitudė U_{C_0} gali būti lygi arba mažesnė už poveikio signalo $u(t)$ (2.10 pav. a) amplitudę $2 \cdot U_0$ ($U_{C_0} \leq 2 \cdot U_0$). Kai $\tau_{RC} \Rightarrow \infty$, $U_{C_0} \Rightarrow 0$, o kai $\tau_{RC} \Rightarrow 0$, $U_{C_0} \Rightarrow 2 \cdot U_0$.

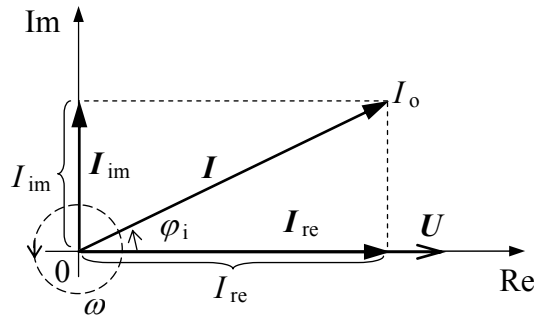
Anksčiau gautą nehomogeninę diferencialinę lygtį (2.23), kuri aprašo srovę I abejuose 2.7 pav. parodytose RC - grandinėse, išnagrinėsime harmoninio poveikio signalo U atveju. Šį harmoniškai nuo laiko t kintantį įtampos signalą užrašysime šiuo pavidalu: $U = U_0 \cdot e^{j \cdot \varphi}$ (2.9), kur: U_0 - amplitudė, $\varphi = \omega \cdot t$ - momentinė įtampos fazė, kai įtampos U vektorius sukasi prieš laikrodžio rodyklę cikliniu dažniu ω (2.2 pav.). Įstatę poveikio įtampos U išraišką į nehomogeninę diferencialinę lygtį (2.23), gauname reakcijos, šiuo atveju srovės I abejuose RC - grandinėse (2.7 pav.), nehomogeninę diferencialinę lygtį:

$$R \cdot (dI/dt) + C^{-1} \cdot I = dU/dt = j \cdot \omega \cdot U_0 \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t}. \quad (2.36)$$

Akivaizdu, kad tiesinės radiotechninės grandinės atveju reakcija I taip pat yra harmoninė funkcija. Todėl lygties (2.23) sprendinį I užrašome tokiu pat pavidalu, kaip ir harmoninio poveikio įtampos U atveju:

$$\mathbf{I} = I_0 \cdot e^{j(\omega t + \varphi_i)} = I_0 \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{j\varphi_i}, \quad (2.37)$$

kur: I_0 - amplitudė, φ_i - srovės \mathbf{I} fazė atžvilgiu poveikio įtampos \mathbf{U} (2.11 pav.).



2.11 pav. Radiotechninės grandinės šakoje harmoniškai kintančios srovės \mathbf{I} atvaizdavimas kompleksinėje plokštumoje $\{ \text{Im}, \text{Re} \}$

Iš 2.11 pav. matome, jog tekanti RC - grandinėje srovė \mathbf{I} cikliniu dažniu ω sukasi kartu su poveikio įtampos \mathbf{U} vektoriumi prieš laikrodžio rodyklę, išlaikydami pastovų fazės φ_i kampą tarpusavi.

Iš (2.36) ir (2.37) gauname:

$$j \cdot \omega \cdot R \cdot I_0 \cdot e^{j(\omega t + \varphi_i)} + C^{-1} \cdot I_0 \cdot e^{j(\omega t + \varphi_i)} = j \cdot \omega \cdot U_0 \cdot e^{j\omega t},$$

iš kur, padarius pakeitimą $\mathbf{I} = I_0 \cdot e^{j\varphi_i}$, gauname:

$$j \cdot \omega \cdot R \cdot \mathbf{I} + C^{-1} \cdot \mathbf{I} = j \cdot \omega \cdot U_0,$$

ir iš čia randame srovės \mathbf{I} išraišką RC - grandinėje:

$$\mathbf{I} = \omega^2 \cdot R \cdot C^2 \cdot U_0 / (\omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2 + 1) + j \cdot \omega \cdot C \cdot U_0 / (\omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2 + 1). \quad (2.38)$$

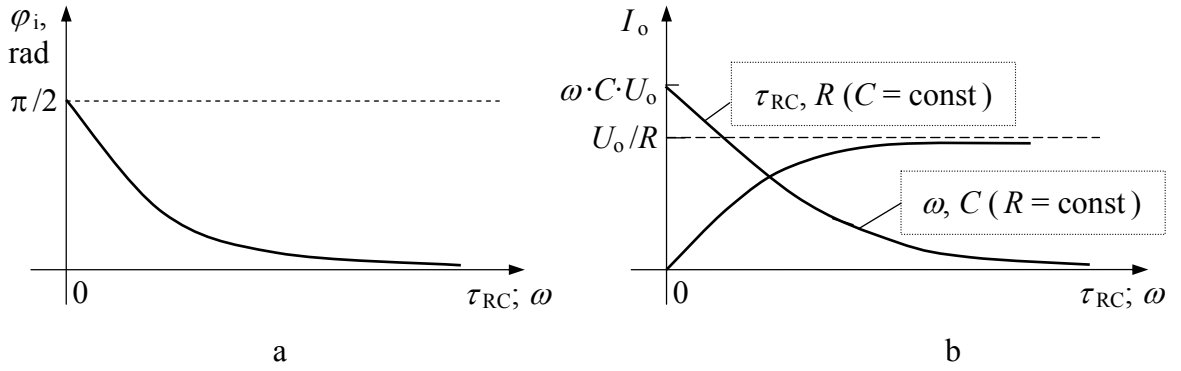
Pasinaudoję išraiškomis (2.10), iš (2.38) nesunkiai randame tekančios RC - grandinėje srovės \mathbf{I} modulio (amplitudės) I_0 išraišką:

$$I_0 = \omega \cdot C \cdot U_0 / (\omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2 + 1)^{1/2}, \quad (2.39)$$

bei fazę φ_i , t. y. kampą tarp srovės \mathbf{I} (reakcijos) ir poveikio įtampos \mathbf{U} (2.11 pav.):

$$\varphi_i = \arctg [1/(\omega \cdot R \cdot C)] = \arctg [1/(\omega \cdot \tau_{RC})]. \quad (2.40)$$

Iš (2.40) seka, jog RC - grandinėje tekanti srovė \mathbf{I} visada užskuba poveikio įtampos \mathbf{U} atžvilgiu. Esant fiksuotam dažniui $\omega = \text{const}$, kai $R \cdot C = \tau_{RC} \Rightarrow 0$, fazė $\varphi_i \Rightarrow \pi/2$, o kai $\tau_{RC} \Rightarrow \infty$, fazė $\varphi_i \Rightarrow 0$. Esant fiksuotai RC - grandinės laiko trukmės konstantai $\tau_{RC} = \text{const}$, kai $\omega \Rightarrow 0$, fazė $\varphi_i \Rightarrow \pi/2$, o kai $\omega \Rightarrow \infty$, fazė $\varphi_i \Rightarrow 0$. Vaizdumo dėlei šios priklausomybės yra parodytos 2.12 pav. a.



2.12 pav. RC - grandinėje tekančios srovės I fazės φ_i (a) ir amplitudės I_o (b) priklausomybės nuo dažnio ω ir laiko konstantos τ_{RC} , esant harmoniniam poveikio signalui $U = U_o \cdot e^{j\varphi}$

Iš (2.39) seka: RC - grandinėje tekančios srovės I amplitudė I_o priklauso nuo dažnio ω ir laiko konstantos τ_{RC} . Esant fiksuotam dažniui $\omega = \text{const}$, kai $R \cdot C = \tau_{RC} \Rightarrow 0$, amplitudė $I_o \Rightarrow \omega \cdot C \cdot U_o$, o kai $\tau_{RC} \Rightarrow \infty$, $I_o \Rightarrow 0$. Tačiau čia reikia atkreipti dėmesį į tai, kad $\tau_{RC} = R \cdot C$, t. y. turime priklausomybę nuo dvejų dydžių. Todėl ribinės τ_{RC} vertės- 0 arba ∞ gali būti pasiekiamos skirtingai, t. y. kai R kinta nuo 0 iki ∞ , esant $C = \text{const}$, arba kai C kinta nuo 0 iki ∞ , esant $R = \text{const}$. Iš čia seka: išraišką (2.39) reikia perrašyti taip, jog būtų akivaizdi R ir C įtaka srovės I amplitudės I_o vertei:

$$I_o = U_o / [R^2 + 1/(\omega^2 C^2)]^{1/2}, \quad (2.41)$$

iš kur seka: esant $C = \text{const}$, kai $R \Rightarrow 0$ ($\tau_{RC} \Rightarrow 0$), amplitudė $I_o \Rightarrow \omega \cdot C \cdot U_o$, o kai $R \Rightarrow \infty$ ($\tau_{RC} \Rightarrow \infty$), $I_o \Rightarrow 0$, t. y. turime tokia pačią priklausomybę, kaip ir nuo τ_{RC} . Kai turime kitą sąlygą: $R = \text{const}$, iš (2.41) seka- kai $C \Rightarrow 0$ ($\tau_{RC} \Rightarrow 0$), amplitudė $I_o \Rightarrow 0$, o kai $C \Rightarrow \infty$ ($\tau_{RC} \Rightarrow \infty$), amplitudė $I_o \Rightarrow U_o/R$, t. y. turime kitokią I_o priklausomybę. Iš (2.41) taip pat seka akivaizdi srovės I amplitudės I_o priklausomybė nuo dažnio ω . Esant fiksuotai RC - grandinės laiko konstantai $\tau_{RC} = \text{const}$, kai $\omega \Rightarrow 0$, amplitudė $I_o \Rightarrow 0$, o kai $\omega \Rightarrow \infty$, amplitudė $I_o \Rightarrow U_o/R$, t. y. turime analogišką I_o priklausomybę, kai $R = \text{const}$ ir kinta C . Vaizdumo dėlei šios I_o priklausomybės yra parodytos 2.12 pav. b.

Iš srovės I išraiškos RC - grandinėje (2.38) nesunkiai randame įtampos U_R priklausomybę nuo dažnio ω diferencijuojančios RC - grandinės išėjime (2.7 pav. a):

$$\begin{aligned} U_R = I \cdot R &= \omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2 \cdot U_o / (\omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2 + 1) + j \cdot [\omega \cdot R \cdot C \cdot U_o / (\omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2 + 1)] = \\ &= U_o / (1 + 1/\omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2) + j \cdot \{U_o / [\omega \cdot R \cdot C + 1/(\omega \cdot R \cdot C)]\}. \end{aligned} \quad (2.42)$$

ir iš čia jau žinomu būdu randame įtampos U_R amplitudės U_{R_o} priklausomybę nuo ω :

$$U_{R_0} = \omega \cdot R \cdot C \cdot U_0 / (\omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2 + 1)^{1/2} = U_0 / [1 + (\omega \cdot \tau_{RC})^{-2}]^{1/2}, \quad (2.43)$$

bei įtampos U_R fazę φ_{uR} atžvilgiu poveikio įtampos U :

$$\varphi_{uR} = \arctg [1/(\omega \cdot R \cdot C)] = \arctg [1/(\omega \cdot \tau_{RC})]. \quad (2.44)$$

Palyginę gautas išraiškas (2.43) ir (2.44) su atitinkamomis išraiškomis (2.39) ir (2.40) matome, jog RC - grandinėje įtampos U_R fazė φ_{uR} sutampa su srovės I faze φ_i ($\varphi_{uR} = \varphi_i$), o amplitudė U_{R_0} yra randama iš Omo dėsnio grandinės daliai- $U_{R_0} = I_0 \cdot R$ ((2.41) \Rightarrow (2.43)). Taip pat iš (2.44) seka: diferencijuojančios RC - grandinės išėjime įtampa U_R visada užskuba poveikio įtampos U atžvilgiu.

Analogiškai, iš srovės I išraiškos RC - grandinėje (2.38) nesunkiai randame įtampos U_C priklausomybę nuo dažnio ω integruojančios RC - grandinės išėjime (2.7 pav. b):

$$U_C = I \cdot Z_C = U_0 / (\omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2 + 1) - j \cdot \{ \omega \cdot R \cdot C \cdot U_0 / [(\omega \cdot \tau_{RC})^2 + 1] \}, \quad (2.45)$$

ir iš čia jau žinomu būdu randame įtampos U_C amplitudės U_{C_0} priklausomybę nuo ω :

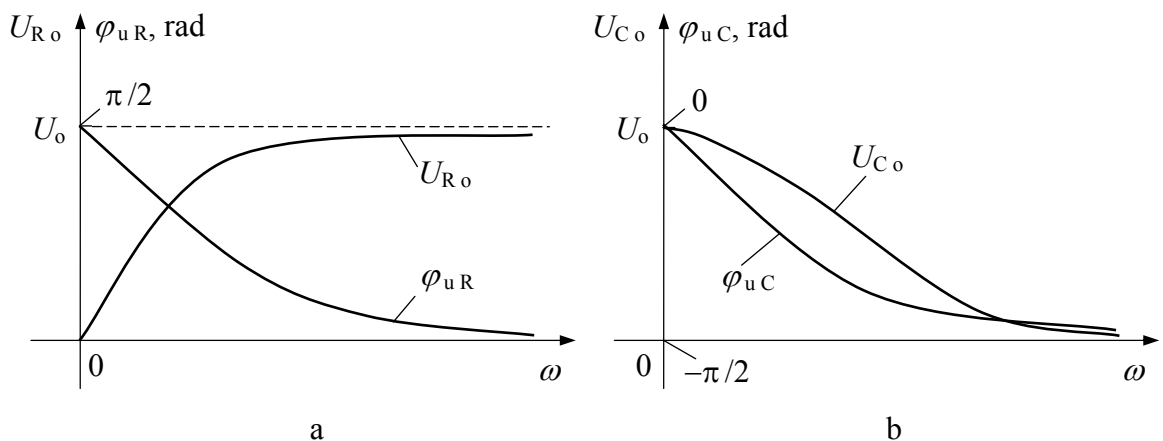
$$U_{C_0} = U_0 / (\omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2 + 1)^{1/2} = U_0 / [(\omega \cdot \tau_{RC})^2 + 1]^{1/2}, \quad (2.46)$$

bei įtampos U_C fazę φ_{uC} atžvilgiu poveikio įtampos U :

$$\varphi_{uC} = -\arctg (\omega \cdot R \cdot C) = -\arctg (\omega \cdot \tau_{RC}), \quad (2.47)$$

iš kur seka: integruojančios RC - grandinės išėjime įtampa U_C visada atsilieka poveikio įtampos U atžvilgiu.

Gautos priklausomybės (2.43), (2.44), (2.46) ir (2.47) vaizdumo dėlei yra parodytos 2.13 pav. a- diferencijuojančios ir b- integruojančios RC - grandinių atvejais.



2.13 pav. Įtampų U_R ir U_C amplitudžių U_{R_0} ir U_{C_0} bei fazių φ_{uR} ir φ_{uC} , atitinkamai, priklausomybės nuo dažnio ω diferencijuojančios (a) ir integruojančios (b) RC - grandinių išėjimuose, esant harmoniniam poveikio signalui $U = U_0 \cdot e^{j\varphi}$

Radioelektronikoje priimta radiotechninės grandinės charakterizuoti įtampos arba (ir) srovės perdavimo koeficientais (dažnio ω funkcijomis) K_u ir K_i , atitinkamai. Šie koeficientai nusako atitinkamos reakcijos signalo įtampos U_{rek} arba srovės I_{rek} santykį su atitinkama poveikio signalo įtampa U_{pov} arba srove I_{pov} :

$$K_u = U_{rek}/U_{pov}, \quad K_i = I_{rek}/I_{pov}. \quad (2.48)$$

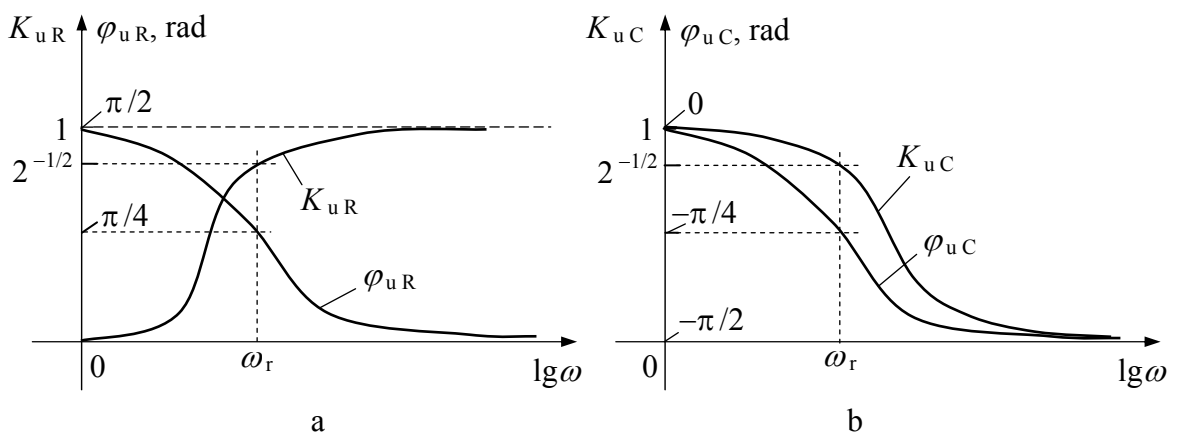
Iš (2.43) ir (2.46) bei (2.48) betarpiškai seka diferencijuojančios bei integruojančios RC- grandinių įtampos perdavimo koeficientų K_{uR} ir K_{uC} , atitinkamai, modulių K_{uR} ir K_{uC} išraiškos:

$$K_{uR} = U_{R0}/U_0 = 1/[1 + 1/(\omega \cdot R \cdot C)^2]^{1/2} = 1/[1 + (\omega \cdot \tau_{RC})^{-2}]^{1/2} \leq 1, \quad (2.49)$$

$$K_{uC} = U_{C0}/U_0 = 1/[1 + (\omega \cdot R \cdot C)^2]^{1/2} = 1/[1 + (\omega \cdot \tau_{RC})^2]^{1/2} \leq 1, \quad (2.50)$$

kurios yra vadinamos *dažninėmis charakteristikomis*.

Akivaizdu, kad perdavimo koeficientų K_{uR} ir K_{uC} fazinių charakteristikų $\varphi_{uR}(\omega)$ ir $\varphi_{uC}(\omega)$, atitinkamai, išraiškos yra tokios pat, kaip ir išraiškų (2.44) ir (2.47), atitinkamai. Iš čia seka, kad perdavimo koeficientų K_{uR} ir K_{uC} atitinkamų dažniųjų charakteristikų $K_{uR}(\omega)$ ir $K_{uC}(\omega)$ bei fazinių charakteristikų $\varphi_{uR}(\omega)$ ir $\varphi_{uC}(\omega)$ grafikai atitinka 2.13 pav. a ir b parodytas dažnines diagramas. Kita vertus, radioelektronikoje priimta dažninėse diagramose dažnį ω atidėti logaritminėje skalėje. Taikant šį principą, perdavimo koeficientų K_{uR} ir K_{uC} atitinkamų dažniųjų charakteristikų $K_{uR}(\omega)$ ir $K_{uC}(\omega)$ bei fazinių charakteristikų $\varphi_{uR}(\omega)$ ir $\varphi_{uC}(\omega)$ grafikai yra parodyti 2.14 pav. a ir b, atitinkamai.



2.14 pav. Diferencijuojančios (a) ir integruojančios (b) RC- grandinių perdavimo koeficientų K_{uR} ir K_{uC} atitinkamų dažniųjų charakteristikų $K_{uR}(\omega)$ ir $K_{uC}(\omega)$ bei fazinių charakteristikų $\varphi_{uR}(\omega)$ ir $\varphi_{uC}(\omega)$ grafikai logaritminiame dažnio ω mastelyje (čia $\omega \geq 1$ Hz)

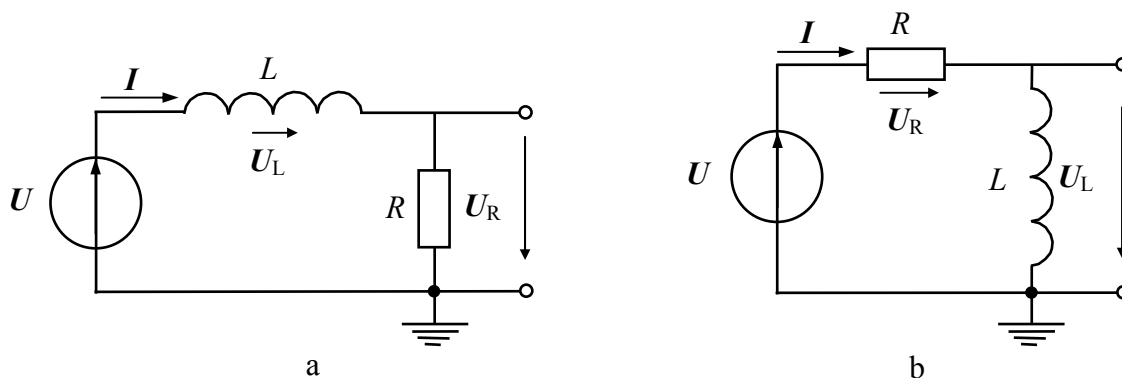
Iš grafikų 2.13 pav. bei 2.14 pav. matyti, kad RC- grandinės veikia kaip dažnių filtras, t. y. praleidžia tik tam tikrą dažnių juostą $\Delta\omega$. Diferencijuojanti RC- grandinė (2.7 pav. a)

praleidžia aukštus dažnius (2.14 pav. a) ir todėl yra vadinama *aukštų dažnių filtru*, o integruojanti *RC*- grandinė (2.7 pav. b) praleidžia žemus dažnius (2.14 pav. b) ir todėl yra vadinama *žemų dažnių filtru*. Praleidžiamų dažnių juostos plotį $\Delta\omega$ priimta charakterizuoti *ribiniu dažniu* ω_r - dažnis, kuriam esant atitinkamas koeficientas $K_{uR,C}(\omega)|_{\omega=\omega_r} = 1/\sqrt{2} \cong \cong 0,71$. Iš čia ir (2.49) bei (2.50) randame *RC*- grandinių (2.7 pav.) ribinį dažnį ω_r :

$$2^{-1/2} = [1 + (\omega_r \cdot \tau_{RC})^{-2}]^{-1/2}, \quad 2^{-1/2} = [1 + (\omega_r \cdot \tau_{RC})^2]^{-1/2}, \quad \Rightarrow \omega_r = (R \cdot C)^{-1} = 1/\tau_{RC}. \quad (2.51)$$

Iš (2.44) ir (2.47) seka: esant sąlygai $\omega = \omega_r$, atitinkamų *RC*- grandinių fazės yra: $\varphi_R = \arctg(\omega_r \cdot \tau_{RC})^{-1} = \arctg 1 = 45^\circ = \pi/4$ ir $\varphi_C = -\arctg(\omega_r \cdot \tau_{RC}) = -45^\circ = -\pi/4$ (2.14 pav.). Kita vertus iš 2.14 pav. a matyti, jog aukštų dažnių filtro praleidžiamų dažnių juostos plotis $\Delta\omega_R$ nėra apribotas aukštesniųjų dažnių srityje ir todėl $\Delta\omega_R \Rightarrow \infty$. Tuo tarpu žemų dažnių filtro praleidžiamų dažnių juostos plotis $\Delta\omega_C$ yra apribotas aukštesniųjų dažnių srityje (2.14 pav. b) ir todėl $\Delta\omega_C = \omega_r$.

RL- grandinės yra sudarytos iš nuosekliai sujungtų *R* ir *L* elementų (2.15 pav.) ir jos taip pat yra plačiai taikomos elektronikoje. Išnagrinėsime *RL*- grandinių savybes klasikiniu metodu.



2.15 pav. *RL*- grandinės: a- integruojanti, b- diferencijuojanti

Akivaizdu, jog abejoms 2.15 pav. parodytoms *RL*- grandinėms taikydami Kirchhofo taisykles (2.7), (2.11) ir (2.13) gauname anksčiau pateiktų lygčių (2.17) arba (2.18) pavidalo lygtį, kurią galima užrašyti taip:

$$L(d^2I/dt^2) + R \cdot (dI/dt) = dU/dt, \quad (2.52)$$

kur: *I*- srovė, tekanti *RL*- grandinės elementais.

Gautos nehomogeninės diferencialinės lygties (2.52) sprendinys *I* yra sudarytas iš dalinio sprendinio *I*₁ ir laisvųjų svyravimų sprendinio *I*₀, kai $dU/dt = 0$ (2.19):

$$I = I_0 + I_1. \quad (2.53)$$

Tiesinės homogeninės diferencialinės lygties (2.52) laisvųjų svyravimų sprendinį I_0 užrašome tokiu pavidalu (2.21):

$$I_0(t) = a_1 \cdot e^{p_1 t}, \quad (2.54)$$

kur priklausančią nuo pradinių sąlygų konstantą a_1 surasime vėliau, o eksponentės laipsnio rodiklį p_1 randame iš charakteringosios lygties (2.22), kurią užrašome taip:

$$L \cdot p^2 + R \cdot p = 0 \iff p_1 = -R/L, \quad p_2 = 0. \quad (2.55)$$

Iš (2.54) ir (2.55) gauname:

$$I_0(t) = a_1 \cdot e^{-tR/L}. \quad (2.56)$$

Dalinį sprendinį I_1 surasime priimdami, jog poveikio U funkcija nuo laiko t yra vienetinis įtampos šuolis- $u(t) = U_0 \cdot 1(t)$. Iš čia ir (2.52), analogiškai išraiškai (2.20), gauname tapatybę- $0 = 0$ iš kurios negalime rasti I_1 . Todėl dalinį sprendinį I_1 surasime iš akivaizdžios kraštinės sąlygos: kai $t \Rightarrow \infty$, RL - grandinėje nusistovi nuolatinė srovė I_0 , kurios vertė seka iš Omo dėsnio visai grandinei:

$$I_0 = U_0/R, \quad \text{kai } t \gg 0, \quad (2.57)$$

iš kur seka, jog dalinis sprendinys $I_1 = I_0 = U_0/R$.

Konstantą a_1 randame iš (2.56) bei (2.53), esant kraštinei sąlygai pradiniu laiko momentu: kai $t = 0$, srovė $I(0) = 0$, nes visa įtampos šaltinio U generuojama įtampa $u(t)$ yra ritėje L ir todėl $U_L = u(0) = U_0$, o įtampa $U_R = 0$. Iš čia gauname:

$$0 = a_1 + I_0, \quad \iff a_1 = -I_0. \quad (2.58)$$

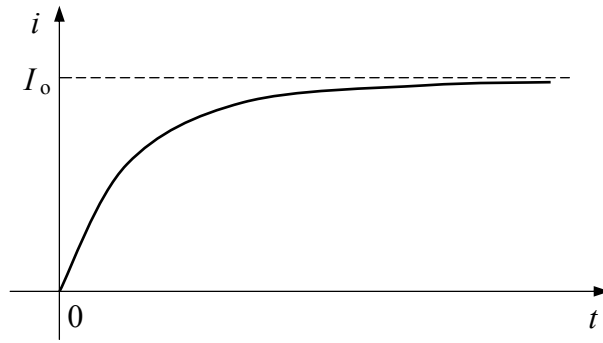
Gautas dalinio sprendinio I_1 (2.57) ir konstantos a_1 (2.58) vertes įstatome į išraišką (2.53) ir randame nehomogeninės lygties (2.52) sprendinį I :

$$I = (U_0/R) \cdot (1 - e^{-tR/L}) = I_0 \cdot (1 - e^{-tR/L}) \equiv i(t), \quad (2.59)$$

kur: I_0 - nusistovėjusi srovė RL - grandinėje, kai $t \Rightarrow \infty$.

Iš gautos išraiškos (2.59) seka: paveikus RL - grandinę (2.15 pav.) vienetiniu įtampos šuoliu $u(t) = U_0 \cdot 1(t)$, joje teka srovė $i(t)$, kuri pradiniu laiko momentu $t = 0$ yra lygi nuliui ($i(0) = 0$) ir didėjant laikui $t > 0$ srovė $i(t)$ eksponentiškai didėja, artėdama prie didžiausios (maksimalios) vertės $I_0 = U_0/R$ (2.16 pav.).

Taikydami Omo dėsnį grandinės daliai randame įtampą U_R^* rezistoriuje R (2.15 pav. a) ir įtampą U_L ritėje L (2.15 pav. b):



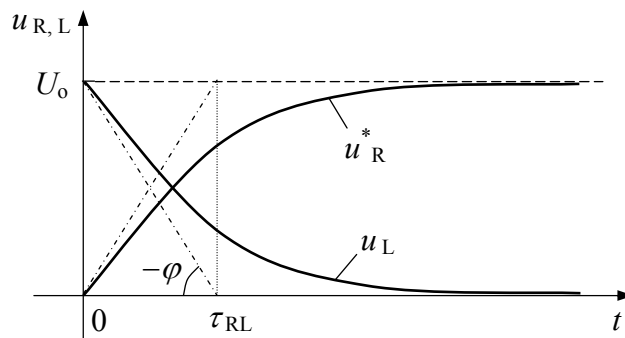
2.16 pav. Srovės I pereinamoji charakteristika RL - grandinėje, kai poveikio įtampa U yra vienetinis įtampos šuolis- $u(t) = U_0 \cdot 1(t)$

$$U_R^* = I \cdot R = U_0 \cdot (1 - e^{-tR/L}) = u_R^*(t), \quad (2.60)$$

$$U_L = L \cdot (dI/dt) = U_0 \cdot e^{-tR/L} = u_L(t), \quad (2.61)$$

kur pasinaudojome išraiška (2.59).

Iš gautų išraiškų (2.60) ir (2.61) matome, jog RL - grandinės rezistoriuje R įtampa $u_R^*(t)$ pradiniu laiko momentu ($t = 0$) yra lygi nuliui ($u_R^*(0) = 0$) ir didėjant laikui $t > 0$ ši įtampa eksponentiškai didėja artėdama prie didžiausios vertės U_0 ($u_R^*(\infty) = U_0$) (2.17 pav. kreivė u_R^*). Tuo tarpu RL - grandinės ritėje L įtampa $u_L(t)$ pradiniu laiko momentu ($t = 0$) yra didžiausia- $u_L(0) = U_0$ ir didėjant laikui $t > 0$ ši įtampa eksponentiškai mažėja artėdama prie nulio ($u_L(\infty) = 0$), t. y. kinta priešingai (2.17 pav. kreivė u_L).



2.17 pav. Įtampų u_R^* ir u_L pereinamosios charakteristikos RL - grandinės varžoje R ir ritėje L , atitinkamai

Elektronikoje priimta pereinamuosius procesus RL - grandinėje taip pat charakterizuoti laiko konstanta τ_{RL} . Šis laikas yra lygus atkarpai laiko ašyje t arba jai lygiagrečioje asimptotėje (brūkšniuota linija 2.17 pav.), kurią atkerta liestinės tiesė (brūkšniuota-taškinė linija 2.17 pav.), nubrėžta eksponentinės kreivės $u_{R,L}(t)$ taške $t = 0$. Iš čia randame laiko konstantos τ_{RL} išraišką, pvz. įtampos $u_L(t)$ (2.61) atveju:

$$du_L/dt|_{t=0} = -U_0 \cdot R/L = -\operatorname{tg} \varphi = -U_0/\tau_{RL},$$

iš kur seka žinoma RL - grandinės laiko konstantos τ_{RL} išraiška- $\tau_{RL} = L/R$.

Iš (2.14) pateiktų išraiškų matome, jog išdiferencijavę įtampos U^*_R rezistoriuje R išraiškos abejas puses ir iš čia gautą srovės I išvestinę $dI/dt = R^{-1} \cdot (dU^*_R/dt)$ įstatę į įtampos U_L išraišką, gauname:

$$U_L = (L/R) \cdot (dU^*_R/dt) = \tau_{RL} \cdot (dU^*_R/dt) \cong \tau_{RL} \cdot (dU/dt), \text{ kai } t \gg \tau_{RL} \quad (2.62)$$

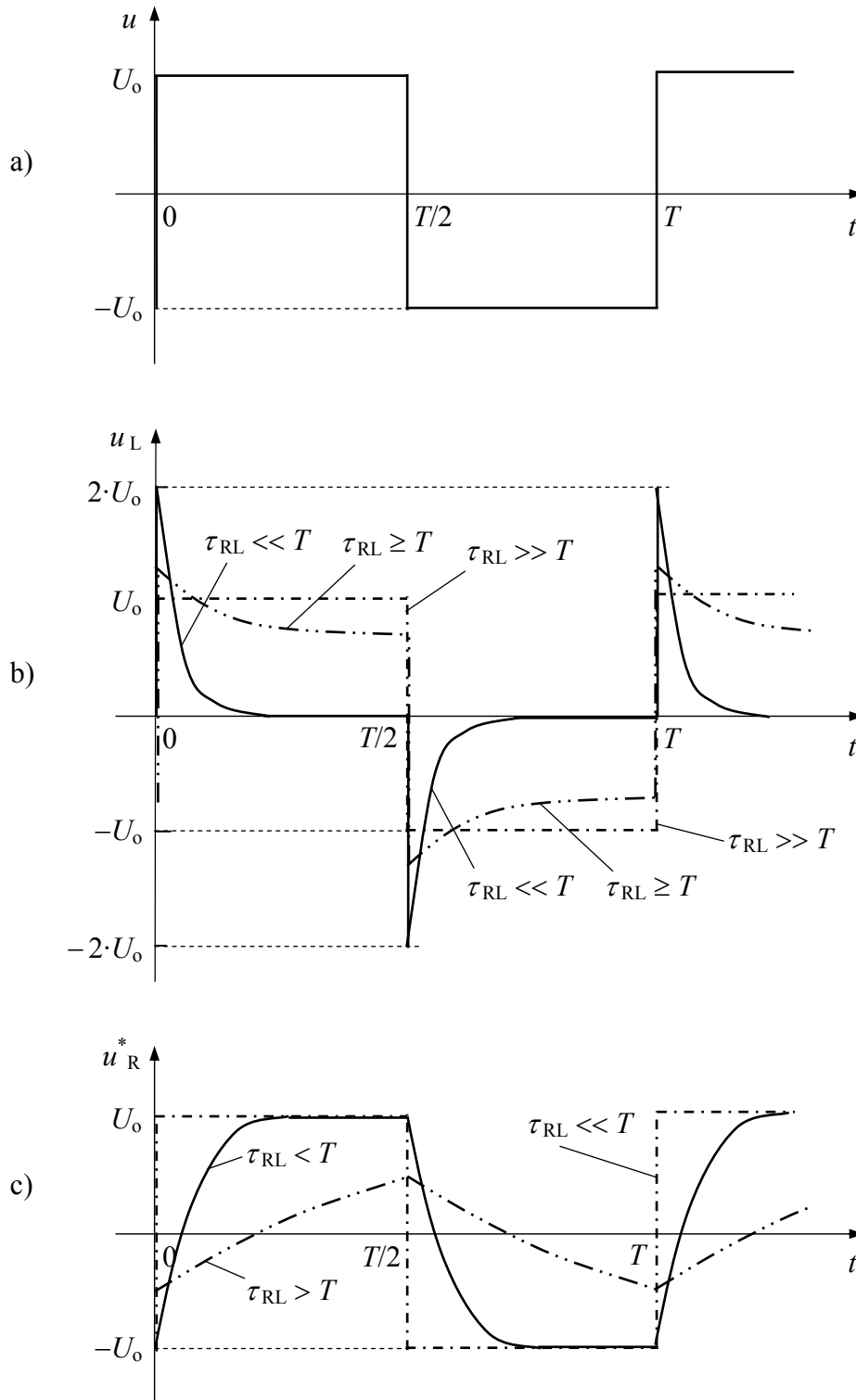
kur apytikslės lygybės ženklas yra užrašytas RL - grandinės atveju, nes tenkinant sąlygą: $t \gg \tau_{RL}$, įtampa $U^*_R \cong U$ - poveikio įtampa (2.15 pav.). Taigi iš gautos išraiškos (2.62) matome, jog 2.15 pav. b parodytos RL - grandinės išėjime reakcijos įtampa U_L yra proporcinga įėjimo poveikio įtampos U išvestinei. Todėl ši RL - grandinė yra vadinama *diferencijuojančia RL - grandine*.

Analogiškai, iš (2.14) pateiktų išraiškų matome, jog išintegravę įtampos U_L ritėje L išraiškos abejas puses ir iš čia gautą srovės I integralą- $I = L^{-1} \cdot \int U_L \cdot dt$ įstatę į įtampos U^*_R išraišką (2.14), gauname RL - grandinės (2.15 pav. a) reakcijos įtampos U^*_R rezistoriuje R išraišką:

$$U^*_R = (R/L) \cdot \int U_L(t) \cdot dt = \tau_{RL}^{-1} \cdot \int U_L(t) \cdot dt \cong \tau_{RL}^{-1} \cdot \int U(t) \cdot dt, \text{ kai } t \ll \tau_{RL}, \quad (2.63)$$

kur apytikslės lygybės ženklas yra užrašytas RL - grandinės atveju, nes tenkinant sąlygą: $t \ll \tau_{RL}$, įtampa $U_L \cong U$ - poveikio įtampa (2.15 pav.). Taigi iš gautos išraiškos (2.63) matome, jog 2.15 pav. a parodytos RL - grandinės išėjime reakcijos įtampa U^*_R yra proporcinga įėjimo poveikio įtampos U integralui. Todėl ši RL - grandinė yra vadinama *integruojančia RL - grandine*.

Elektronikoje RL - grandinė taip pat yra taikoma impulsų pavidalo poveikio signalus keičiant į kito pavidalo impulsinius reakcijos signalus. Pvz. vienetinių įtampos šuolių periodinė seka turi impulsinio poveikio signalo pavidalą- “meandrą”, kuris yra parodytas 2.18 pav. a. Esant šiam poveikiui, 2.18 pav. b ir c yra parodytos atitinkamų reakcijų laikinės diagramos $u_{L,R}(t)$ diferencijuojančios (2.15 pav. b) ir integruojančios (2.15 pav. a) RL - grandinių išėjimuose, atitinkamai, kai tų RL - grandinių laiko konstanta τ_{RL} yra skirtinga poveikio signalo U periodo T atžvilgiu. Iš pateiktų laikinių diagramų $u_{R,L}(t)$ matome, jog diferencijuojančios RL -grandinės (2.15 pav. b) išėjime L (2.18 pav. b) įtampa $u_L(t)$ turi trumpų bipoliarinių impulsų pavidalą, kai yra tenkinama sąlyga: $\tau_{RL} \ll T$. Ši diferencijuojančios RL - grandinės savybė yra taikoma formuojant trampus impulsinius signalus, kurių trukmė Δt_s 50 % formuojamų impulsų amplitudės U_L o lygyje yra artima poveikio signalo $u(t)$ impulsų fronto trukmei t_f (2.18 pav. a priimta $t_f \approx 0$). Kai $\tau_{RL} > T$ ir



2.18 pav. Įtampų u_R^* ir u_L laikinės diagramos diferencijuojančios (b) ir integruojančios (c) RL - grandinių išėjimuose, kai tų RL - grandinių laiko konstanta τ_{RL} yra skirtinga poveikio signalo U (a) periodo T atžvilgiu

toliau didėja, diferencijuojančios RL - grandinės (2.15 pav. b) išėjime L (2.18 pav. b) įtampa $u_L(t) \Rightarrow u(t)$, t. y. tampa tokia pati, kaip ir poveikio signalo įtampa $u(t)$ (2.18 pav. a). Čia reikia pastebėti, jog nepriklausomai nuo τ_{RL} vertės, diferencijuojančios RL - grandinės (2.15 pav. b) išėjime L (2.18 pav. b) reakcijos įtamos $u_L(t)$ amplitudė U_{L_0} visada lygi poveikio signalo $u(t)$ (2.18 pav. a) amplitudei $2 \cdot U_0$ ($U_{L_0} = 2 \cdot U_0$).

Iš 2.18 pav. c matome: integruojančios RL - grandinės (2.15 pav. a) išėjime R įtampa $u_R^*(t)$ turi trikampių impulsų pavidalą, kai yra tenkinama sąlyga: $\tau_{RL} > T$. Čia reikia pastebėti, jog kuo stipriau yra tenkinama ši sąlyga, tuo labiau trikampių impulsų frontai savo pavidalu artėja prie tiesinės priklausomybės nuo t . Ši integruojančios RL - grandinės savybė yra taikoma formuojant tiesinės priklausomybės nuo laiko t signalus, kurių trukmė yra lygi poveikio signalo impulsų trukmei (meandro atveju- $T/2$). Kai $\tau_{RL} < T$ ir toliau mažėja, integruojančios RL - grandinės (2.15 pav. a) išėjime R (2.18 pav. c) įtampa $u_R^*(t)$ tampa tokia pati, kaip ir poveikio signalo įtampa $u(t)$ (2.18 pav. a). Čia reikia pastebėti, kad priklausomai nuo τ_{RL} vertės, integruojančios RL - grandinės (2.15 pav. a) išėjime R (2.18 pav. c) reakcijos įtampos $u_R^*(t)$ amplitudė U_{R0}^* gali būti lygi arba mažesnė už poveikio signalo $u(t)$ (2.18 pav. a) amplitudę $2 \cdot U_0$ ($U_{R0}^* \leq 2 \cdot U_0$). Kai $\tau_{RL} \Rightarrow \infty$, amplitudė $U_{R0}^* \Rightarrow 0$, o kai $\tau_{RL} \Rightarrow 0$, amplitudė $U_{R0}^* \Rightarrow 2 \cdot U_0$.

Anksčiau gautą nehomogeninę diferencialinę lygtį (2.52), kuri aprašo srovę I abejose 2.15 pav. parodytose RL - grandinėse, išnagrinėsime harmoninio poveikio signalo U atveju. Ši harmoniškai nuo laiko t kintanti įtampos signalą užrašysime šiuo pavidalu: $U = U_0 \cdot e^{j \cdot \varphi}$ (2.9), kur: U_0 - amplitudė, $\varphi = \omega \cdot t$ - momentinė įtampos U fazė, kai įtampos U vektorius sukasi prieš laikrodžio rodyklę cikliniu dažniu ω (2.2 pav.). Įstatę šią poveikio įtampos U išraišką į nehomogeninę diferencialinę lygtį (2.52), gauname reakcijos, šiuo atveju srovės I RL - grandinėje nehomogeninę diferencialinę lygtį:

$$L \cdot (d^2 I / dt^2) + R \cdot (dI / dt) = dU / dt = j \cdot \omega \cdot U_0 \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t}. \quad (2.64)$$

Akivaizdu, jog tiesinės radiotechninės grandinės atveju reakcija I taip pat yra harmoninė funkcija. Todėl lygties (2.64) sprendinį I užrašome tokiu pat pavidalu, kaip ir harmoninio poveikio įtampos U atveju:

$$I = I_0 \cdot e^{j(\varphi + \varphi_i^*)} = I_0 \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi_i^*)}, \quad (2.65)$$

kur: I_0 - amplitudė, φ_i^* - srovės I fazė atžvilgiu poveikio įtampos U (2.11 pav.), iš kur matome, kad tekanti RL - grandinėje srovė I cikliniu dažniu ω sukasi kartu su poveikio įtampos U vektoriumi prieš laikrodžio rodyklę, sudarydami pastovų kampą φ_i^* tarpusavy.

Iš (2.64) ir (2.65) gauname:

$$-\omega^2 \cdot L \cdot I_0 \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi_i^*)} + j \cdot \omega \cdot R \cdot I_0 \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi_i^*)} = j \cdot \omega \cdot U_0 \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t},$$

iš kur, padarius pakeitimą $I = I_0 \cdot e^{j \cdot \varphi_i^*}$, gauname:

$$-\omega \cdot L \cdot I + j \cdot R \cdot I = j \cdot U_0,$$

ir iš čia randame srovės I išraišką RL - grandinėje:

$$I = R \cdot U_0 / (R^2 + \omega^2 \cdot L^2) - j \cdot [\omega \cdot L \cdot U_0 / (R^2 + \omega^2 \cdot L^2)]. \quad (2.66)$$

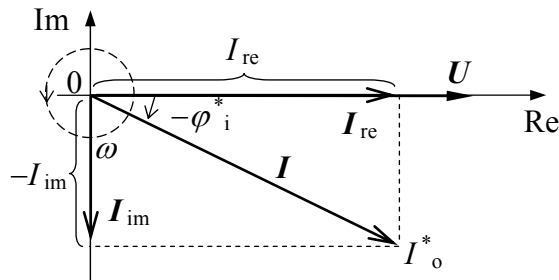
Pasinaudoję išraiškėmis (2.10), iš (2.66) nesunkiai randame tekančios RL - grandinėje srovės I modulio (amplitudės) I_o^* išraišką:

$$I_o^* = U_0 / (R^2 + \omega^2 \cdot L^2)^{1/2} = U_0 / [R (1 + \omega^2 \cdot \tau_{RL}^2)^{1/2}], \quad (2.67)$$

bei fazę φ_i^* , t. y. kampą tarp srovės I (reakcijos) ir poveikio įtampos U (2.11 pav.):

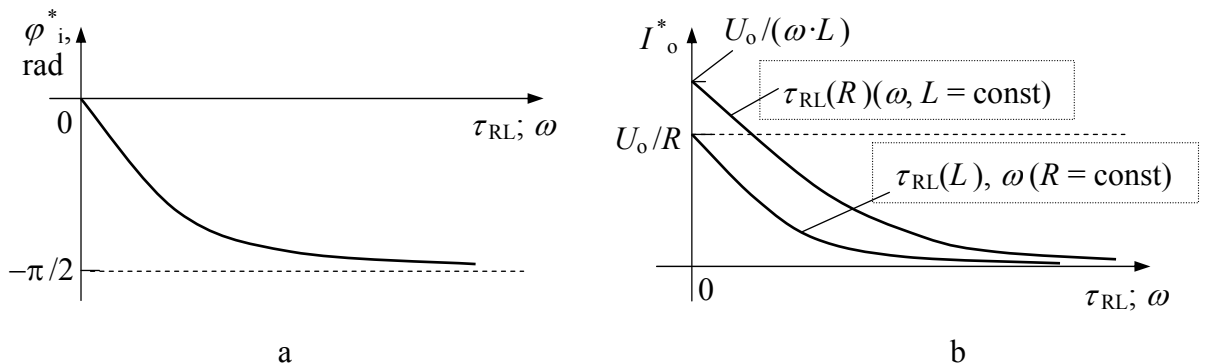
$$\varphi_i^* = -\arctg(\omega \cdot L / R) = -\arctg(\omega \cdot \tau_{RL}). \quad (2.68)$$

Iš (2.68) seka, jog RL - grandinėje tekanti srovė I visada atsilieka poveikio įtampos U atžvilgiu ir todėl 2.11 pav. parodyta situacija RC - grandinei netinka RL - grandinei, kurios vektorinė diagrama yra parodyta 2.19 pav.



2.19 pav. RL - grandinėje tekančios srovės I vektorinė diagrama, esant harmoniniam įtampos poveikiui- $U = U_0 \cdot e^{j\varphi}$

Esant fiksuotam dažniui $\omega = \text{const}$, kai $L/R = \tau_{RL} \Rightarrow 0$, $\varphi_i^* \Rightarrow 0$, o kai $\tau_{RL} \Rightarrow \infty$, fazė $\varphi_i^* \Rightarrow -\pi/2 = -90^\circ$. Esant fiksuotai RL - grandinės laiko konstantai $\tau_{RL} = \text{const}$, kai $\omega \Rightarrow 0$, fazė $\varphi_i^* \Rightarrow 0$, o kai $\omega \Rightarrow \infty$, $\varphi_i^* \Rightarrow -\pi/2 = -90^\circ$. Vaizdumo dėlei šios priklausomybės yra parodytos 2.20 pav. a.



2.20 pav. RL - grandinėje tekančios srovės I fazės φ_i^* (a) ir amplitudės I_o^* (b) priklausomybės nuo dažnio ω ir laiko konstantos τ_{RL} , esant harmoniniam įtampos poveikio signalui $U = U_0 \cdot e^{j\varphi}$

Iš (2.67) seka: RL - grandinėje tekančios srovės I amplitudė I_o^* priklauso nuo dažnio ω ir laiko konstantos τ_{RL} . Esant fiksuotam dažniui $\omega = \text{const}$, kai $L/R = \tau_{RL} \Rightarrow 0$, amplitudė $I_o^* \Rightarrow U_o/R$, o kai $\tau_{RL} \Rightarrow \infty$, $I_o^* \Rightarrow 0$. Tačiau čia reikia atkreipti dėmesį į tai, kad laiko konstanta $\tau_{RL} = L/R$, t. y. priklauso nuo dvejų dydžių. Todėl ribinės τ_{RL} vertės- 0 arba ∞ gali būti pasiekiamos skirtingai, t. y. arba L kinta nuo 0 iki ∞ , kai $R = \text{const}$, arba R kinta nuo 0 iki ∞ , kai $L = \text{const}$. Iš čia seka: esant sąlygai $L = \text{const}$, kai $R \Rightarrow 0$ ($\tau_{RL} \Rightarrow \infty$), srovės I amplitudė $I_o^* \Rightarrow U_o/\omega \cdot L$, o kai $R \Rightarrow \infty$ ($\tau_{RL} \Rightarrow 0$), amplitudė $I_o^* \Rightarrow 0$, t. y. turime kitokią I_o^* priklausomybę. Kai turime kitą sąlygą- $R = \text{const}$, iš (2.67) seka: kai $L \Rightarrow 0$ ($\tau_{RL} \Rightarrow 0$), amplitudė $I_o^* \Rightarrow U_o/R$, o kai $L \Rightarrow \infty$ ($\tau_{RL} \Rightarrow \infty$), amplitudė $I_o^* \Rightarrow 0$, t. y. turime tokia pačią I_o^* priklausomybę, kaip ir nuo τ_{RL} . Iš (2.67) taip pat seka akivaizdi srovės I amplitudės I_o^* priklausomybė nuo dažnio ω . Esant fiksuotai RL - grandinės laiko konstantai $\tau_{RL} = \text{const}$, kai $\omega \Rightarrow 0$, amplitudė $I_o^* \Rightarrow U_o/R$, o kai $\omega \Rightarrow \infty$, amplitudė $I_o^* \Rightarrow 0$, t. y. turime analogišką I_o^* priklausomybę, atitinkančią situaciją, kai $R = \text{const}$ ir kinta L . Vaizdumo dėlei šios priklausomybės yra parodytos 2.20 pav. b.

Iš srovės I išraiškos (2.66) RL - grandinėje nesunkiai randame įtampos U_R^* rezistoriuje R priklausomybę nuo dažnio ω integruojančios RL - grandinės išėjime (2.15 pav. a):

$$\begin{aligned} U_R^* &= I \cdot R = R^2 \cdot U_o / (R^2 + \omega^2 \cdot L^2) - j \cdot [\omega \cdot R \cdot L \cdot U_o / (R^2 + \omega^2 \cdot L^2)] = \\ &= U_o / (1 + \omega^2 \cdot L^2 / R^2) - j \cdot \{U_o / [R / (\omega \cdot L) + \omega \cdot L / R]\} = \\ &= U_o / (1 + \omega^2 \cdot \tau_{RL}^2) - j \cdot [\omega \cdot \tau_{RL} \cdot U_o / (1 + \omega^2 \cdot \tau_{RL}^2)], \quad (2.69) \end{aligned}$$

ir iš čia jau žinomu būdu randame įtampos U_R^* amplitudės U_{R0}^* priklausomybę nuo ω :

$$U_{R0}^* = R \cdot U_o / (R^2 + \omega^2 \cdot L^2)^{1/2} = U_o / (1 + \omega^2 \cdot \tau_{RL}^2)^{1/2}, \quad (2.70)$$

bei įtampos U_R^* fazę φ_{uR}^* atžvilgiu poveikio įtampos U :

$$\varphi_{uR}^* = -\arctg(\omega \cdot L / R) = -\arctg(\omega \cdot \tau_{RL}) = \varphi_i^*. \quad (2.71)$$

Palyginę gautas išraiškas (2.70) ir (2.71) su atitinkamomis išraiškomis (2.67) ir (2.68) matome, jog RL - grandinėje įtampos U_R^* fazė φ_{uR}^* sutampa su srovės I faze φ_i^* ($\varphi_{uR}^* = \varphi_i^*$), o amplitudė U_{R0}^* yra randama iš Omo dėsnio grandinės daliai- $U_{R0}^* = I_o \cdot R$ ((2.67) \Leftrightarrow (2.70)). Taip pat iš (2.71) seka, jog integruojančios RL - grandinės išėjime įtampa U_R^* visada atsilieka poveikio įtampos U atžvilgiu.

Analogiškai, iš srovės I išraiškos RL - grandinėje (2.66) nesunkiai randame įtampos U_L priklausomybę nuo dažnio ω diferencijuojančios RL - grandinės išėjime (2.15 pav. b):

$$U_L = I \cdot Z_L = \omega^2 \cdot L^2 \cdot U_o / (R^2 + \omega^2 \cdot L^2) + j \cdot \{ \omega \cdot L \cdot R \cdot U_o / (R^2 + \omega^2 \cdot L^2) \}, \quad (2.72)$$

ir iš čia jau žinomą būdu randame įtampos U_L amplitudės U_{L_o} priklausomybę nuo ω :

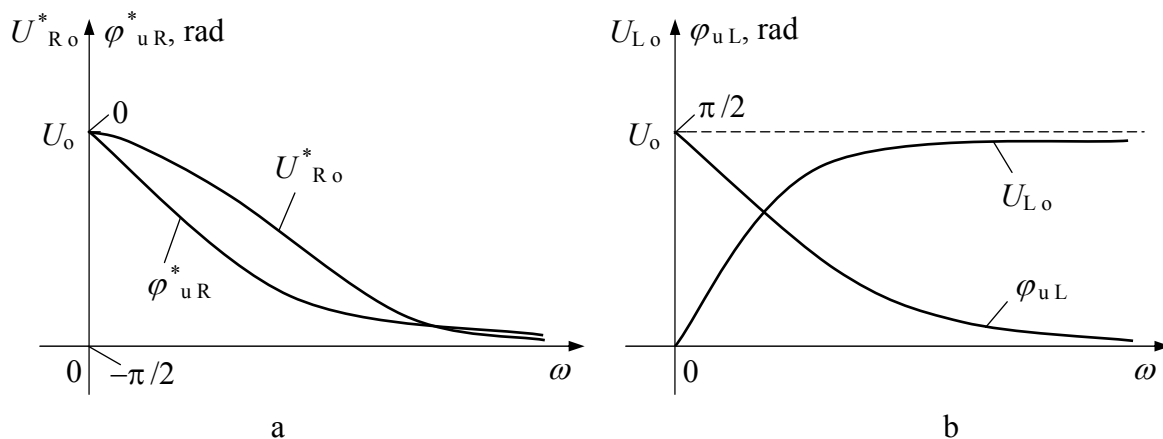
$$U_{L_o} = \omega \cdot L \cdot U_o / (R^2 + \omega^2 \cdot L^2)^{1/2} = U_o / [1 + (\omega^2 \cdot \tau_{RL})^{-2}]^{1/2}, \quad (2.73)$$

bei įtampos U_L fazę φ_{uL} atžvilgiu poveikio įtampos U :

$$\varphi_{uL} = \arctg [R / (\omega \cdot L)] = \arctg [1 / (\omega \cdot \tau_{RL})], \quad (2.74)$$

iš kur seka, jog diferencijuojančios RL - grandinės išėjime įtampa U_L visada užskuba poveikio įtampos U atžvilgiu.

Gautos priklausomybės (2.70), (2.71), (2.73) ir (2.74) vaizdumo dėlei yra parodytos 2.21 pav. a- integruojančios ir b- diferencijuojančios RL - grandinių atvejais.



2.21 pav. Įtampų U_R^* ir U_L amplitudžių $U_{R_o}^*$ ir U_{L_o} bei fazių φ_{uR}^* ir φ_{uL} , atitinkamai, priklausomybės nuo dažnio ω integruojančios (a) ir diferencijuojančios (b) RL - grandinių išėjimuose, esant harmoniniam poveikio signalui U

Analogiškai išraiškoms (2.48) iš (2.70) ir (2.73) betarpiškai seka integruojančios (2.15 pav. a) bei diferencijuojančios (2.15 pav. b) RL - grandinių įtampos perdavimo koeficientų K_{uR}^* ir K_{uL} , atitinkamai, modulių K_{uR}^* ir K_{uL} išraiškos:

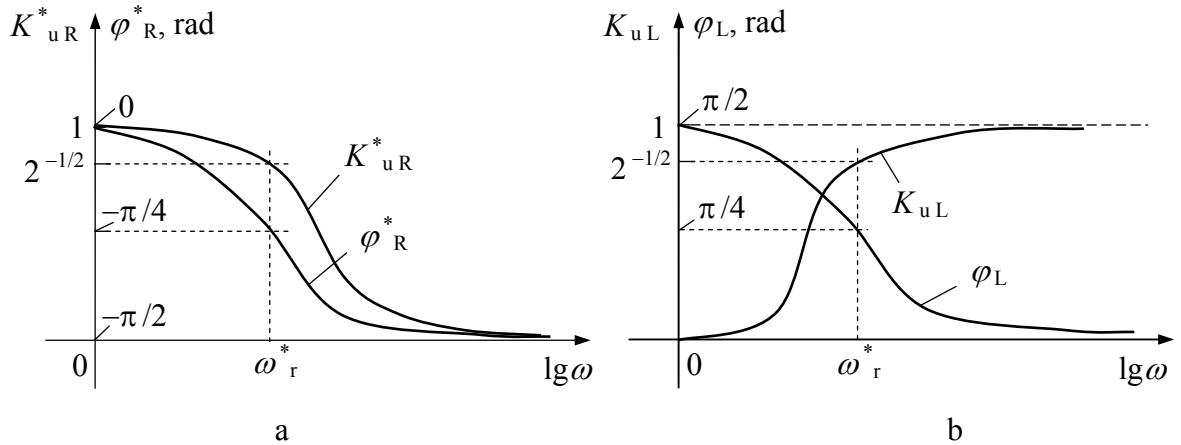
$$K_{uR}^* = U_{R_o}^* / U_o = R / (R^2 + \omega^2 \cdot L^2)^{1/2} = 1 / (1 + \omega^2 \cdot \tau_{RL}^2)^{1/2} \leq 1, \quad (2.75)$$

$$K_{uL} = U_{L_o} / U_o = \omega \cdot L / (R^2 + \omega^2 \cdot L^2)^{1/2} = 1 / (1 + 1/\omega^2 \cdot \tau_{RL}^2)^{1/2} \leq 1, \quad (2.76)$$

kurios yra vadinamos dažninėmis charakteristikomis.

Akivaizdu, kad perdavimo koeficientų K_{uR}^* ir K_{uL} fazinių charakteristikų $\varphi_R^*(\omega)$ ir $\varphi_L(\omega)$, atitinkamai, išraiškos yra tokios pat, kaip ir išraiškų (2.71) ir (2.74), atitinkamai. Iš čia seka, kad perdavimo koeficientų K_{uR}^* ir K_{uL} atitinkamų dažninių charakteristikų $K_{uR}^*(\omega)$ ir $K_{uL}(\omega)$ bei fazinių charakteristikų $\varphi_R^*(\omega)$ ir $\varphi_L(\omega)$ grafikai atitinka 2.21 pav. a

ir b parodytas dažnines diagramas. Kita vertus, radioelektronikoje priimta dažninėse diagramose dažnį ω atidėti logaritminėje skalėje. Todėl taikant šį principą, įtampos perdavimo koeficientų K_{uR}^* ir K_{uL} atitinkamų dažninių charakteristikų $K_{uR}^*(\omega)$ ir $K_{uL}(\omega)$ bei atitinkamų fazinių charakteristikų $\varphi_R^*(\omega)$ ir $\varphi_L(\omega)$ grafikai yra parodyti 2.22 pav. a ir b, atitinkamai.



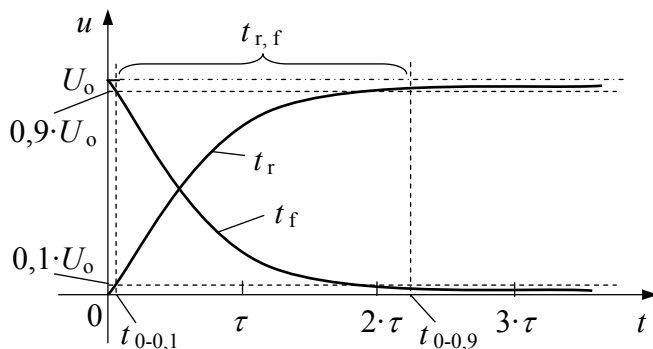
2.22 pav. Integruojančios (a) ir diferencijuojančios (b) RL - grandinių perdavimo koeficientų K_{uR}^* ir K_{uL} atitinkamų dažninių charakteristikų $K_{uR}^*(\omega)$ ir $K_{uL}(\omega)$ bei fazinių charakteristikų $\varphi_R^*(\omega)$ ir $\varphi_L(\omega)$ grafikai logaritminiame dažnio ω mastelyje (čia $\omega \geq 1$ Hz)

Iš grafikų 2.21 pav. bei 2.22 pav. matyti, jog RL - grandinė veikia kaip dažnių filtras, t. y. praleidžia tik tam tikrą dažnių juostą $\Delta \omega$. Integruojanti RL - grandinė (2.15 pav. a) praleidžia žemus dažnius (2.22 pav. a) ir todėl yra vadinama *žemų dažnių filtru*, o diferencijuojanti RL - grandinė (2.15 pav. b) praleidžia aukštus dažnius (2.22 pav. b) ir todėl yra vadinama *aukštų dažnių filtru*. Analogiškai RC - grandinei, RL - grandinės praleidžiamų dažnių juostos plotį priimta charakterizuoti *ribiniu dažniu* ω_r^* - dažnis, kuriam esant atitinkamas įtampos perdavimo koeficientas $K_{uR,L}^*(\omega)|_{\omega=\omega_r^*} = 1/\sqrt{2} \cong 0,71$. Iš čia ir (2.75) bei (2.76) randame RL - grandinės ribinį dažnį ω_r^* :

$$2^{-1/2} = 1/[1 + (\omega_r^* \tau_{RL})^2]^{1/2}, \quad 2^{-1/2} = 1/[1 + (\omega_r^* \tau_{RL})^{-2}]^{1/2}, \quad \implies \omega_r^* = R/L = 1/\tau^*. \quad (2.77)$$

Iš (2.71) ir (2.74) seka: esant sąlygai $\omega = \omega_r^*$, atitinkamų RL - grandinių fazės yra: $\varphi_R^* = -\arctg [1/(\omega_r^* \tau^*)] = -\arctg 1 = -45^\circ = -\pi/4$ ir $\varphi_L = \arctg (\omega_r^* \tau^*) = \arctg 1 = 45^\circ = \pi/4$ (2.22 pav.). Kita vertus iš 2.22 pav. b matyti, jog aukštų dažnių filtro praleidžiamų dažnių juostos plotis $\Delta \omega_L$ nėra apribotas aukštesniųjų dažnių srityje ir todėl $\Delta \omega_L \Rightarrow \infty$. Tuo tarpu žemų dažnių filtro praleidžiamų dažnių juostos plotis $\Delta \omega_R^*$ yra apribotas aukštesniųjų dažnių srityje (2.22 pav. a) ir todėl $\Delta \omega_R^* = \omega_r^*$.

Anksčiau parodėme, jog pereinamieji procesai RC - ir RL - grandinėse yra charakterizuojami laiko konstanta τ_{RC} ir τ_{RL} , atitinkamai (2.9 pav., 2.17 pav.). Akivaizdu, kad vienietinis pereinamasis procesas nėra apribotas laike, t. y. tęsiasi begalo ilgai. Todėl priimta laikyti, jog pereinamasis procesas baigiasi tada, kai išėjimo (reakcijos) įtampa $u(t)$ arba srovė $i(t)$ pasiekia 90 % stacionarios vertės U_0 arba I_0 , t. y, kai $u(t_{0-0,9}) = 0,9 \cdot U_0$ arba $i(t_{0-0,9}) = 0,9 \cdot I_0$. Įstatę šias vertes į atitinkamas išraiškas (2.30) ÷ (2.32) ir išsprendę jas laiko $t_{0-0,9}$ atžvilgiu, randame: $t_{0-0,9} = 2,3 \cdot \tau_{RC, RL}$ - laikas per kurį baigiasi eksponentinis pereinamasis procesas (2.23 pav.).



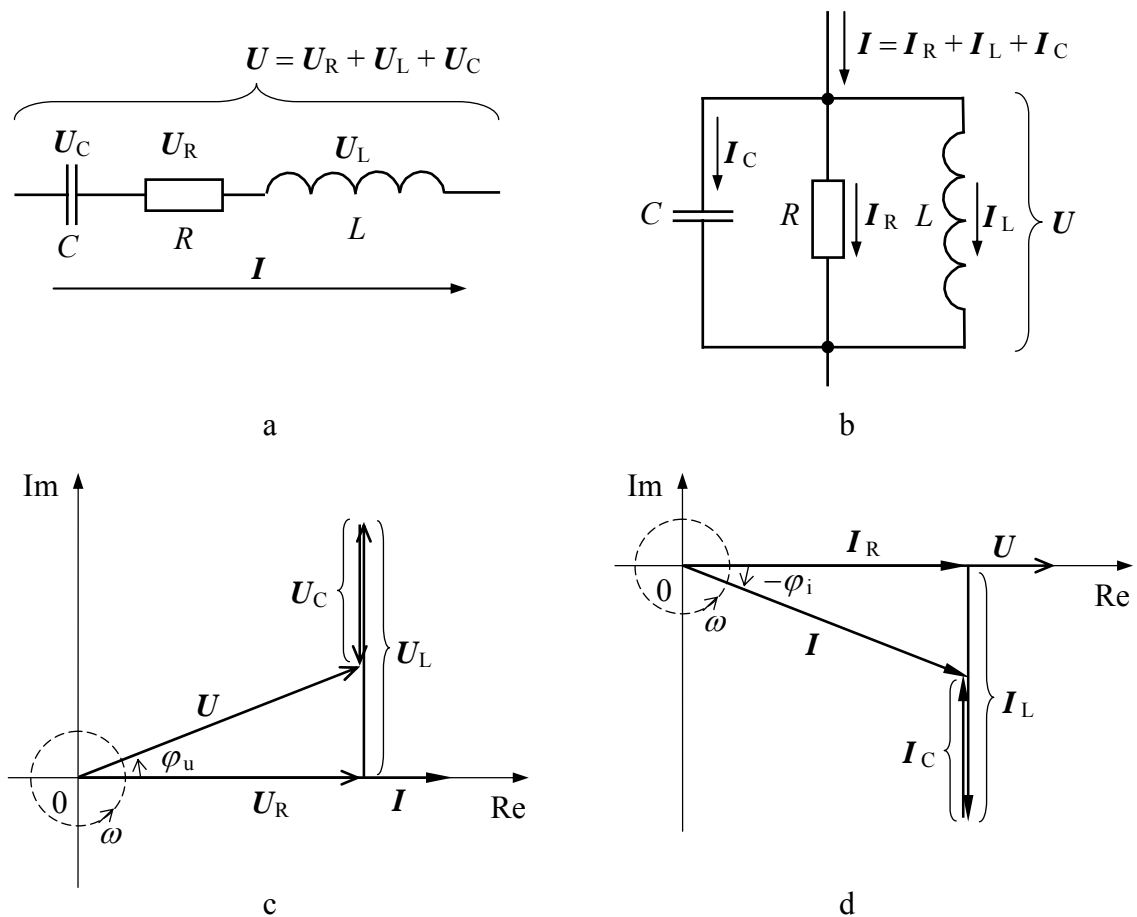
2.23 pav. Įtampos $u(t)$ (arba srovės $i(t)$) pereinamojo proceso charakteristika radiotechninės grandinės elemente, kai grandinės poveikio įtampa U yra vienietinis įtampos šuolis- $u(t) = U_0 \cdot 1(t)$

Pereinamuosius procesus (pvz. impulsinius signalus) įprasta charakterizuoti fronto trukme: t_r - įjungimo (kilimo, didėjimo) trukmė, t_f - išjungimo (kritimo, mažėjimo) trukmė. Šiuos laikus nusakome laiko tarpu Δt tarp nusistovėjusių stacionarių atitinkamo signalo (pvz. įtampos $u(t)$) amplitudės U_0 verčių: tarp 10 % $\Rightarrow 0,1 \cdot U_0$ bei 90 % $\Rightarrow 0,9 \cdot U_0$ verčių (2.23 pav.). Įrašę šias vertes $0,1 \cdot U_0$ ir $0,9 \cdot U_0$ į (2.31) bei (2.32) ir išsprendę jas laiko $t_{0-0,9}$ ir $t_{0-0,1}$ atžvilgiu, randame: $t_{r,f} = |t_{0-0,9} - t_{0-0,1}| = 2,2 \cdot \tau$.

1.1.2 Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė vektorinių diagramų metodu

Elektronikoje dažnai taikomi grafinės analizės metodai. Vienas iš plačiausiai taikomų grafinės analizės metodų yra vektorinių diagramų metodas. Šio metodo esmę sudaro elektrinių signalų (įtampų U ir srovių I) atvaizdavimas atitinkamais vektoriais ir iš jų sudarytas geometrinis vaizdinys kompleksinėje plokštumoje $\{x \Rightarrow \text{Re}, y \Rightarrow \text{Im}\}$. Konkrečios elektrinės grandinės geometrinis vektorių U_i ir I_j (kur: $i, j = 0, 1, 2, \dots$) vaizdinys yra sudaromas iš ją aprašančių kompleksiniu pavidalu užrašytų lygčių, taikant vektorių sumos

arba (ir) skirtumo vektorinės algebros taisyklės. Čia atidedant įtampų U_i ir srovių I_j vektorius kompleksinėje plokštumoje $\{ \text{Im}, \text{Re} \}$ taip pat būtina laikomasi pagrindinių tarpusavio orientacijos tarp U_i ir I_j radiotechniniuose elementuose principų- varžose R_n vektorių U_{R_i} ir I_{R_j} kryptys sutampa, o kondensatoriuose C_m ir indukcinėje ritelėje L_k vektoriai U_{C,L_i} ir I_{C,L_j} tarpusavyje yra orientuoti statmenai žinomu būdu (čia: $n, m, k = 0, 1, 2, \dots$). Sudarant vektorinę diagramą taip pat laikomasi šių principų: R_n, C_m ir L_k elementų nuoseklaus jungimo atveju, tekanti šia grandine (šaka) momentinė (akimirkinė) srovė I_j yra atidedama kompleksinės plokštumos ašyje $\{ \text{Re} \}$, o lygiagretaus jungimo atveju- ašyje $\{ \text{Re} \}$ yra atidedama bendra momentinė įtampa U_i , kuri yra šakos elementų momentinių įtampų vektorinė suma. Šie vektorinės diagramos sudarymo principai yra pailiustruoti R, C ir L elementų nuoseklaus ir lygiagretaus jungimo atvejais, parodytais 2.24 pav. a ir b, atitinkamai, bei jų atitinkamomis vektorinėmis diagramomis (c ir d).



2.24 pav. R, C ir L elementų nuoseklaus (a) ir lygiagretaus (b) jungimo atvejai ir atitinkamos jų vektorinės diagramos (c ir d), kai $\omega > \omega_0$ (c) ir $\omega < \omega_0$ (d)

Iš 2.24 pav. c ir d nubraižytų vektorinių diagramų matome, jog taikydami trigonometrijos taisykles bei apibrėžtis nesunkiai galima gauti visas mus dominančias RLC -grandinių savybes aprašančias lygtys ir iš jų sekančias analizines išraiškas.

Nuoseklus jungimo RLC- grandinė (2.24 pav. a) yra veikiamas harmonine srove $I = I_0 \cdot e^{j\omega t}$ ir todėl joje atsiranda reakcijos harmoninė įtampa $U = U_0 \cdot e^{j(\omega t + \varphi_u)}$, kur φ_u - fazės kampas tarp reakcijos įtampos U ir poveikio srovės I vektorių (2.24 pav. c). Iš 2.24 pav. c galima užrašyti:

$$\operatorname{tg} \varphi_u = (U_{L0} - U_{C0})/U_{R0} = (I_0 \cdot Z_L - I_0 \cdot Z_C)/(I_0 \cdot R) = [\omega \cdot L - 1/(\omega \cdot C)]/R,$$

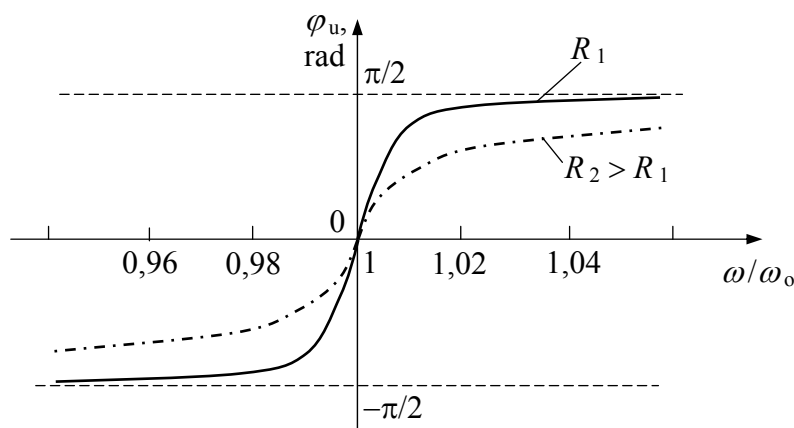
ir iš čia randame:

$$\varphi_u = \operatorname{arctg} \{[\omega \cdot L - 1/(\omega \cdot C)]/R\}. \quad (2.78)$$

Iš gautos išraiškos (2.78) matyti, jog yra toks dažnis $\omega = \omega_0$, kuriam esant $\varphi_u = 0$:

$$\omega_0 \cdot L - 1/(\omega_0 \cdot C) = 0, \quad \implies \quad \omega_0 = (L \cdot C)^{-1/2}. \quad (2.79)$$

Dažnis ω_0 yra vadinamas rezonansiniu dažniu, o šis reiškinys elektroninėje RLC- grandinėje- rezonansu. Todėl ši RLC- grandinė yra vadinama rezonansiniu kontūru. Vaizdumo dėlei fazės φ_u (2.78) priklausomybė nuo dažnio ω yra parodyta 2.25 pav., kur dažnis ω atidėtas normuotame mastelyje- ω/ω_0 .



2.25 pav. Reakcijos įtampos U fazės φ_u kampo atžvilgiu poveikio srovės I priklausomybė nuo dažnio ω nuosekliame RLC- kontūre

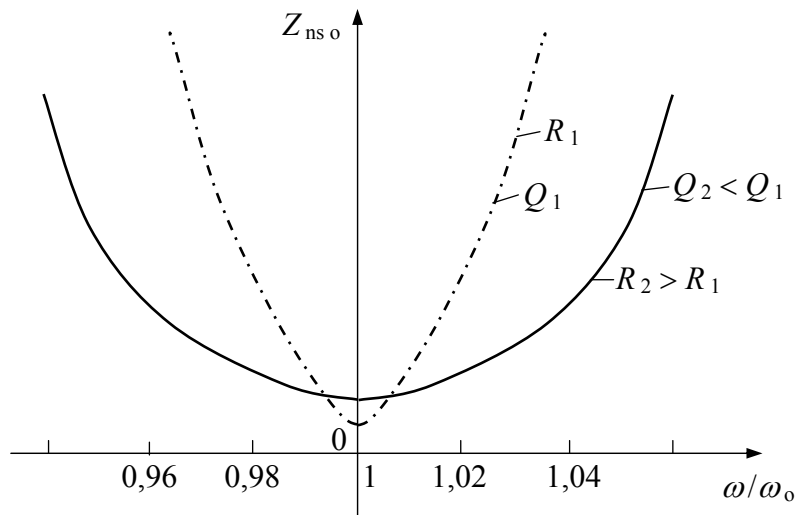
Iš (2.78) matyti, jog fazė φ_u priklauso ir nuo R . Ši priklausomybė yra parodyta 2.25 pav. skirtingomis kreivėmis $\varphi_u(\omega)$ - ištisine (R_1) bei brūkšniuota-taškine (R_2) kreive, iš kur seka, jog mažėjant varžai R , priklausomybės $\varphi_u(\omega)$ eiga įgauna ryškų rezonansinį pobūdį. Ši RLC- kontūro savybė daug geriau matosi iš kontūro varžos Z_{ns} modulio Z_{ns} priklausomybės nuo dažnio ω . Nuoseklus RLC- kontūro varža Z_{ns} seka iš akivaizdžios tapatybės:

$$Z_{ns} = U/I = R + Z_L + Z_C = R + j \cdot \omega \cdot L + 1/(j \cdot \omega \cdot C) = R + j[\omega \cdot L - 1/(\omega \cdot C)],$$

iš kur jau žinomu būdu gauname Z_{ns} modulio Z_{ns0} išraišką:

$$Z_{ns\ o} = \{ R^2 + [\omega \cdot L - 1/(\omega \cdot C)]^2 \}^{1/2}. \quad (2.80)$$

Iš gautos išraiškos (2.80) seka: rezonanso metu, kai $\omega = \omega_0$ (2.79), $Z_{ns\ o} = R$, o kai $\omega \Rightarrow 0$ arba $\omega \Rightarrow \infty$, $Z_{ns\ o} \Rightarrow \infty$. Šios nuoseklaus RLC - kontūro savybės vaizdumo dėlei yra parodytos 2.26 pav., kur dažnis ω atidėtas normuotame mastelyje- ω/ω_0 .



2.26 pav. Nuoseklaus jungimo RLC - kontūro varžos $Z_{ns\ o}$ modulio $Z_{ns\ o}$ priklausomybė nuo dažnio ω

Iš (2.80) matome, jog $Z_{ns\ o}$ priklauso ir nuo R . Ši priklausomybė yra parodyta 2.26 pav. papildoma brūkšniuota-taškine kreive iš kur seka, jog mažėjant varžai R , nuoseklaus RLC - kontūro rezonansinės savybės tampa labiau išreikštos. Šią nuoseklaus RLC - kontūro savybę priimta charakterizuoti RLC -kontūro kokybe Q , kuri yra išreiškiamą RLC -kontūro banginės varžos ρ ir varžos R (prievaržės) santykiu:

$$Q = \rho/R, \quad \text{kur: } \rho = \omega_0 \cdot L = 1/(\omega_0 \cdot C) = (L/C)^{1/2}, \quad (2.81)$$

iš kur matome, jog kontūro banginė varža ρ yra lygi indukcinės ritelės L arba kondensatoriaus C varžų Z_L ir Z_C modulių Z_L ir Z_C , atitinkamai, vertėms rezonanso metu. Čia pastebėsime, jog kai kada nuoseklaus RLC - kontūro rezonansinėms savybėms charakterizuoti yra naudojamas kontūro slopinimo koeficientas $d = 1/Q = R/\rho$.

Iš 2.25 pav. parodytos fazės φ_u kampo tarp reakcijos įtampos U ir poveikio srovės I priklausomybės nuo dažnio ω nuosekliame RLC - kontūre matome, jog rezonanso metu ($\omega = \omega_0$) kontūro varža $Z_{ns\ o}$ yra aktyvinė ($Z_{ns\ o} = R$ (2.80)). Kai $\omega > \omega_0$, fazė $\varphi_u > 0$ ir iš čia seka, jog įtampa U užskuba srovės I atžvilgiu ir tai rodo induktyvinį varžos $Z_{ns\ o}$ pobūdį. Tai taip pat seka ir iš vektorinės diagramos, parodytos 2.24 pav. c ($U_{L\ o} > U_{C\ o}$). Kai $\omega < \omega_0$, fazė $\varphi_u < 0$ ir iš čia seka, jog įtampa U atsilieka srovės I atžvilgiu ir tai rodo talpinį varžos $Z_{ns\ o}$ pobūdį, kas taip pat seka ir iš vektorinės diagramos, parodytos 2.24 pav. c ($U_{L\ o} < U_{C\ o}$). Čia

taip pat reikia pastebėti, jog rezonanso metu įtampos $U_{L0} = U_{C0}$ ir todėl nuosekliajame RLC -kontūre turime įtampų rezonansą.

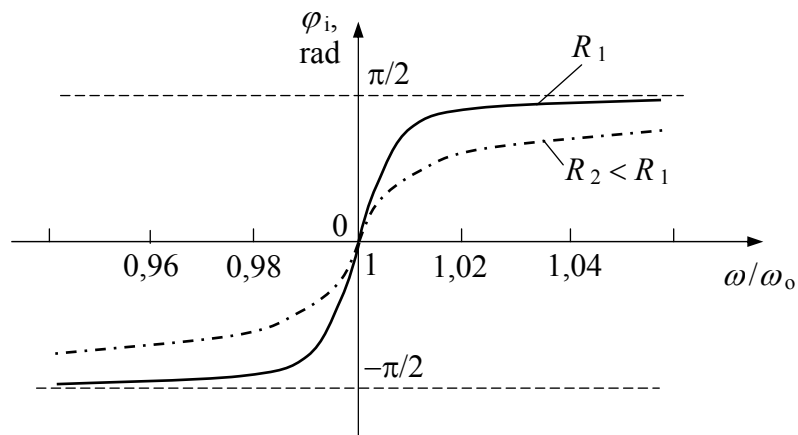
Lygiagretaus jungimo RLC - grandinė (2.24 pav. b) yra veikama harmonine įtampa $U = U_0 \cdot e^{j\omega \cdot t}$ ir todėl joje teka reakcijos harmoninė srovė $I = I_0 \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi_i)}$, kur φ_i - fazės kampas tarp reakcijos srovės I ir poveikio įtampos U vektorių (2.24 pav. d). Iš 2.24 pav. d galima užrašyti:

$$\operatorname{tg}(-\varphi_i) = (I_{L0} - I_{C0})/I_{R0} = [(U_0/Z_L - U_0/Z_C) \cdot R]/U_0 = [1/(\omega \cdot L) - \omega \cdot C] \cdot R,$$

ir iš čia randame:

$$\varphi_i = -\operatorname{arctg} \{ [1/(\omega L) - \omega \cdot C] \cdot R \} = \operatorname{arctg} \{ R \cdot [\omega \cdot C - 1/(\omega \cdot L)] \}. \quad (2.82)$$

Iš gautos išraiškos (2.82) matyti, jog čia taip pat yra toks dažnis $\omega = \omega_0$, kuriam esant fazė $\varphi_i = 0$ ir iš čia gaunama rezonansinio dažnio ω_0 išraiška sutampa su anksčiau rasta išraiška (2.79). Vaizdumo dėlei fazės φ_i priklausomybė nuo dažnio ω (2.82) lygiagrečiajame RLC -kontūre yra parodyta 2.27 pav., kur dažnis ω atidėtas normuotame mastelyje- ω/ω_0 .



2.27 pav. Reakcijos srovės I fazės φ_i kampo atžvilgiu poveikio įtampos U priklausomybė nuo dažnio ω lygiagrečiame RLC -kontūre

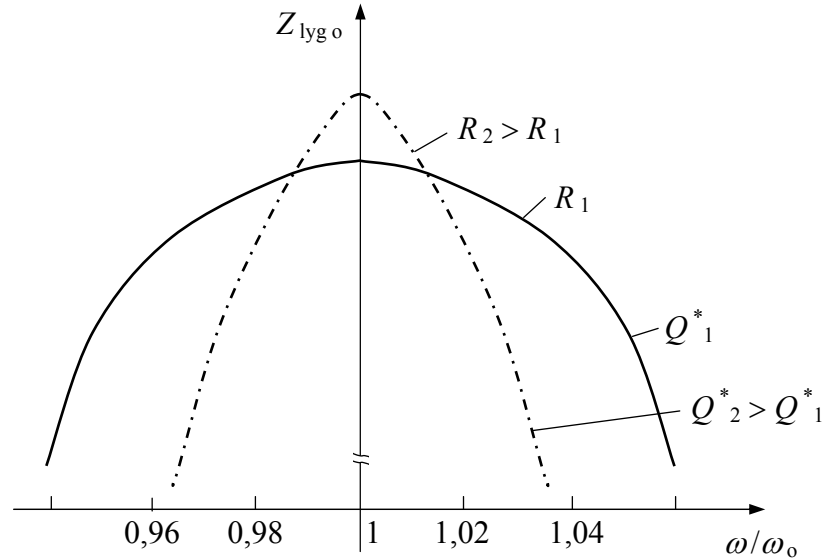
Iš (2.82) matyti, jog fazė φ_i taip pat priklauso ir nuo R . Ši priklausomybė yra parodyta 2.27 pav. ištisine (R_1) bei brūkšniuota-taškine (R_2) kreivėmis $\varphi_i(\omega)$, iš kur seka, jog didėjant varžai R , priklausomybės $\varphi_i(\omega)$ eiga įgauna ryškų rezonansinį pobūdį. Ši lygiagretaus jungimo RLC -kontūro savybė žymiai geriau matyti iš kontūro varžos Z_{lyg} modulio Z_{lyg} priklausomybės nuo dažnio ω . Lygiagretaus RLC -kontūro varža Z_{lyg} seka iš akivaizdžios tapatybės:

$$1/Z_{lyg} = I/U = 1/R + 1/Z_L + 1/Z_C = R^{-1} - j/(\omega \cdot L) + j \cdot \omega \cdot C = R^{-1} + j \cdot [\omega \cdot C - 1/(\omega \cdot L)],$$

iš kur jau žinomu būdu gauname Z_{lyg} modulio Z_{lyg0} išraišką:

$$Z_{\text{lyg } \omega} = \{ R^{-2} + [\omega \cdot C - 1/(\omega \cdot L)]^2 \}^{-1/2}. \quad (2.83)$$

Iš gautos išraiškos (2.83) seka, jog rezonanso metu, kai $\omega = \omega_0$ (2.79), $Z_{\text{lyg } \omega} = R$, o kai $\omega \Rightarrow 0$ arba $\omega \Rightarrow \infty$, $Z_{\text{lyg } \omega} \Rightarrow 0$. Šios lygiagretaus RLC - kontūro savybės vaizdumo dėlei yra parodytos 2.28 pav., kur dažnis ω atidėtas normuotame mastelyje- ω/ω_0 .



2.28 pav. Lygiagretaus RLC - kontūro varžos Z_{lyg} modulio $Z_{\text{lyg } \omega}$ priklausomybė nuo dažnio ω

Iš (2.83) matome, jog $Z_{\text{lyg } \omega}$ taip pat priklauso ir nuo R . Ši priklausomybė yra parodyta 2.28 pav. papildoma kreive $Z_{\text{lyg } \omega}(\omega)$ - brūkšniuota-taškine kreive, iš kur seka, jog didėjant varžai R lygiagretaus RLC - kontūro rezonansinės savybės tampa labiau išreikštos. Šią lygiagretaus RLC - kontūro savybę negalime charakterizuoti kontūro kokybe Q (2.81), todėl šiuo atveju rezistoriaus R įtaka charakterizuosime atvirkščiu kokybei Q dydžiu Q^* :

$$Q^* = 1/Q = R/\rho. \quad (2.84)$$

Iš 2.27 pav. parodytos fazės φ_i kampo tarp reakcijos srovės I ir poveikio įtampos U priklausomybės nuo dažnio ω lygiagrečiame RLC - kontūre matome, jog rezonanso metu ($\omega = \omega_0$) kontūro varža Z_{lyg} yra aktyvinė ($Z_{\text{lyg}} = R$ (2.83)). Kai $\omega > \omega_0$, fazė $\varphi_i > 0$ ir iš čia seka, jog srovė I užskuba įtampos U atžvilgiu ir tai rodo talpinį varžos Z_{lyg} pobūdį. Tai taip pat seka ir iš vektorinės diagramos, parodytos 2.24 pav. d ($I_{C_0} > I_{L_0}$). Kai $\omega < \omega_0$, fazė $\varphi_i < 0$ ir iš čia seka, jog srovė I atsilieka įtampos U atžvilgiu ir tai rodo induktyvinį varžos Z_{lyg} pobūdį, kas taip pat seka ir iš vektorinės diagramos, parodytos 2.24 pav. d ($I_{C_0} < I_{L_0}$). Čia taip pat reikia pastebėti, jog rezonanso metu srovės $I_{L_0} = I_{C_0}$ ir todėl lygiagrečiame RLC - kontūre turime srovių rezonansą.

Akivaizdu, kad 2.26 pav. ir 2.28 pav. parodytos RLC - kontūrų rezonansinės savybės nėra patogus būdas jų atvaizdavimui, nes, esant $R = 0$, RLC - kontūrų varža kinta neapibrėžtai

plačiose ribose- nuo 0 iki ∞ . Todėl yra priimta RLC - kontūrų rezonansines savybes iliustruoti jų rezonansinėmis charakteristikomis $T(\omega)$, kurios yra pateikiamos normuotuose atitinkamų srovių $I_{ns o}(\omega)/I_{ns o}(\omega_o)$ - nuoseklaus jungimo atveju ir varžų $Z_{lyg o}(\omega)/Z_{lyg o}(\omega_o)$ - lygiagretaus jungimo atveju bei normuotų dažnių ω/ω_o masteliuose. Taigi, iš (2.80) randame nuoseklaus RLC - kontūro rezonansinę charakteristiką $T_{I ns}(\omega)$:

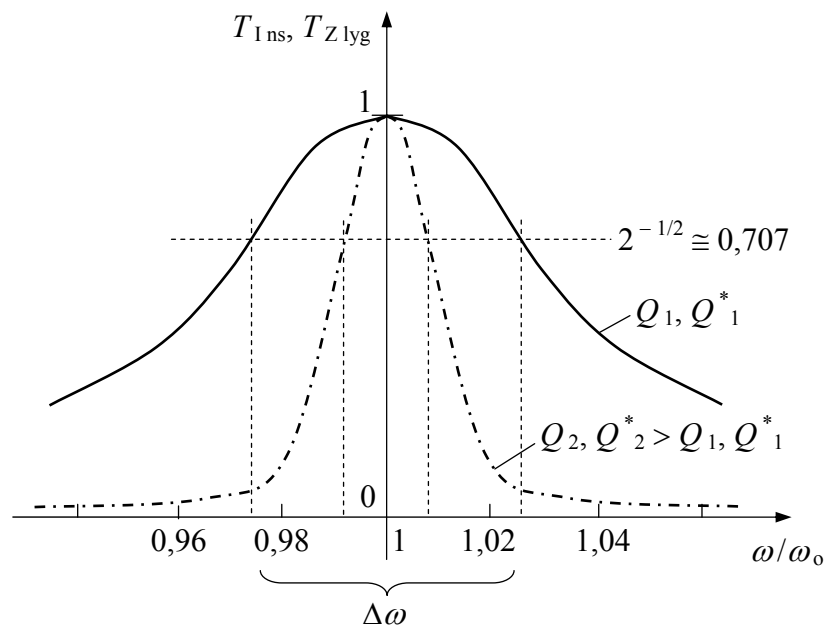
$$\begin{aligned} T_{I ns}(\omega) &= [U_o/Z_{ns o}(\omega)]/[U_o/Z_{ns o}(\omega_o)] = R/\{R^2 + [\omega \cdot L - 1/(\omega \cdot C)]^2\}^{1/2} = \\ &= [1 + Q^2 \cdot (\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)^2]^{-1/2}, \end{aligned} \quad (2.85)$$

o iš (2.83) randame lygiagretaus RLC - kontūro rezonansinę charakteristiką $T_{Z lyg}(\omega)$:

$$\begin{aligned} T_{Z lyg}(\omega) &= Z_{lyg o}(\omega)/Z_{lyg o}(\omega_o) = \{R \cdot \{R^{-2} + [\omega \cdot C - 1/(\omega \cdot L)]^2\}^{1/2}\}^{-1} = \\ &= [1 + Q^{*2} \cdot (\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)^2]^{-1/2}, \end{aligned} \quad (2.86)$$

kur galutiniai išraiškų pavidalai yra gauti pasinaudojus išraiškomis (2.81) ir (2.84).

Gautos RLC - kontūrų rezonansinės charakteristikos $T_{I ns}(\omega)$ ir $T_{Z lyg}(\omega)$ yra parodytos 2.29 pav.

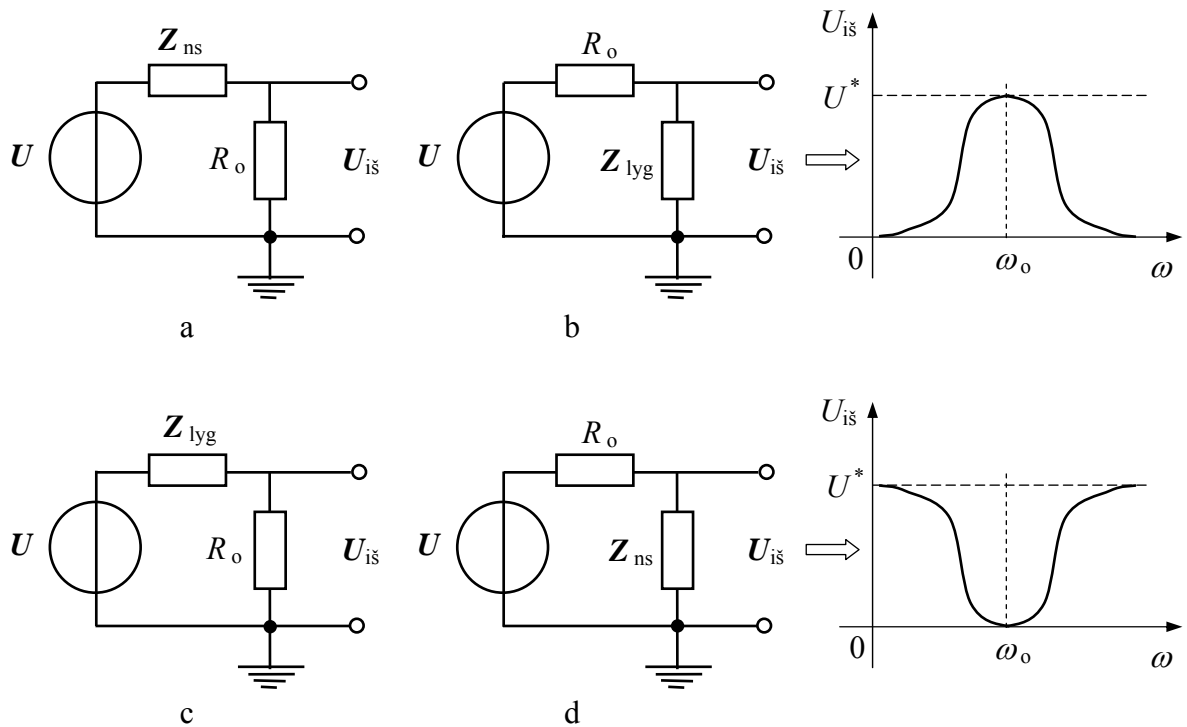


2.29 pav. RLC - kontūrų rezonansinės charakteristikos ir praleidžiamų arba nepraleidžiamų (užtvarinio) dažnių juostos pločio $\Delta\omega$ nustatymo būdas ($\Delta\omega = \omega_o/Q$ arba $\Delta\omega = \omega_o/Q^*$)

Iš išraiškų (2.85) ir (2.86) bei jas atitinkančių grafikų 2.29 pav. matome, jog RLC - grandinė turi juostinio dažnių filtro savybes. Priklausomai nuo nuoseklaus arba lygiagretaus RLC - kontūro jungimo būdo juostinis dažnių filtras gali praleisti arba nepraleisti dažnių juostos, kurios plotis $\Delta\omega$ rezonansinio dažnio ω_o aplinkoje yra apibrėžiamas taip, kaip yra

parodyta 2.29 pav. Iš čia ir iš (2.85) bei (2.86) randame: $\Delta\omega = \omega_o/Q$ arba $\Delta\omega = \omega_o/Q^*$. Nepralaidus juostinis dažnių filtras yra vadinamas užtvariniu filtru.

Iš 2.29 pav. matome, jog juostinio filtro dažnių juostos plotis $\Delta\omega$ gali būti keičiamas plačiose ribose, parenkant varžos R (o tuo pačių Q arba Q^*) vertę. RLC - grandinių jungimo būdai pralaidaus arba užtvarinio juostinio dažnių filtro atvejais yra parodyti 2.30 pav. a ir b bei c ir d, atitinkamai, kur atitinkamo jungimo RLC - kontūras yra pavaizduotas jo ekvivalentine varža Z_{ns} arba Z_{lyg} .



2.30 pav. RLC - grandinių jungimo būdai pralaidaus (a, b) arba nepralaidaus (užtvarinio) (c, d) juostinio dažnių filtro atvejais

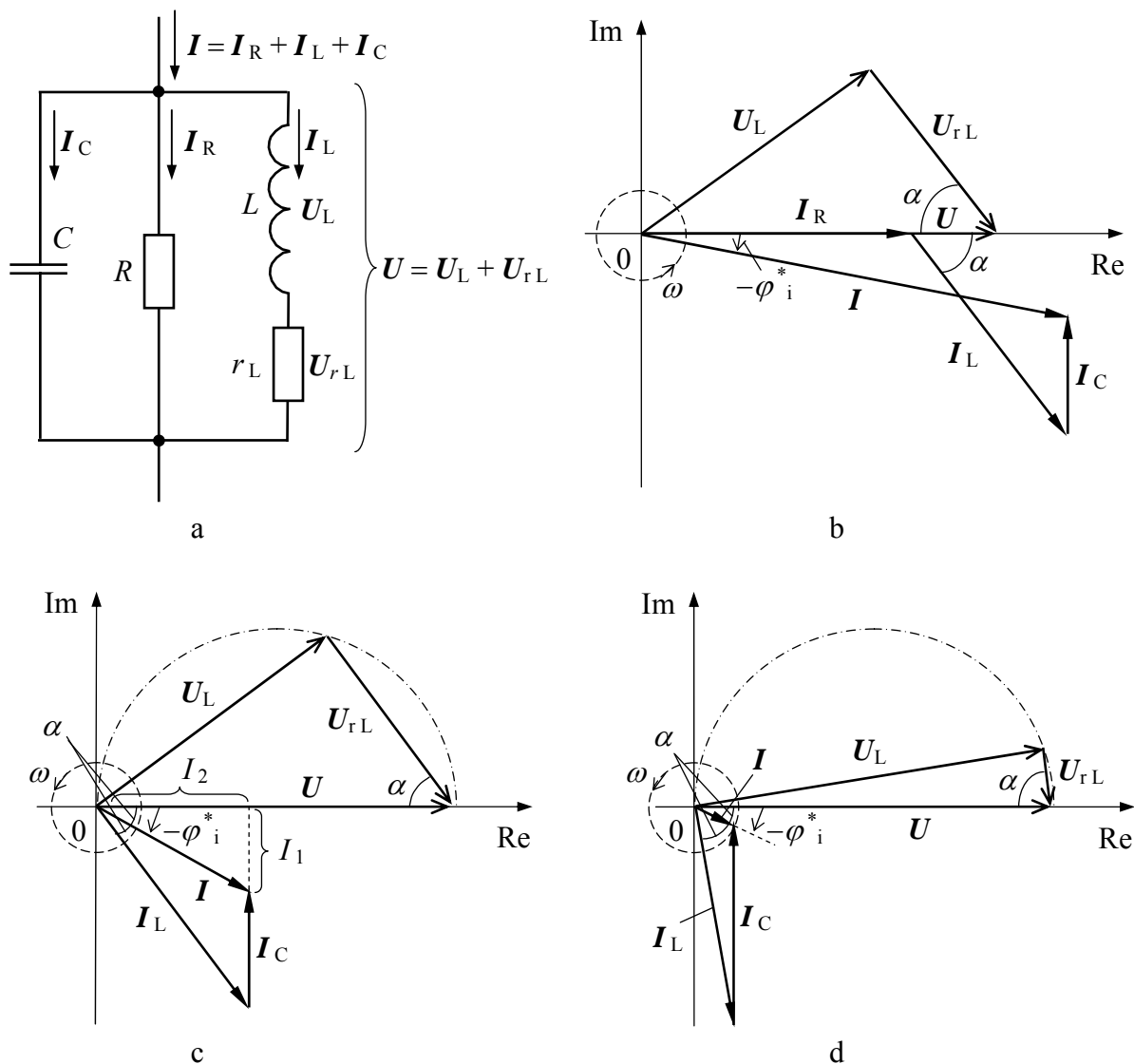
2.30 pav. parodytų juostinių dažnių filtrų išėjimo įtampos $U_{i\text{š}}$ modulio $U_{i\text{š}}$ maksimali vertė U^* priklauso nuo RLC - kontūre įjungtos varžos R ir filtro grandinėje įjungtos varžos R_o verčių, nes šie rezistoriai sudaro poveikio įtampos U varžinį daliklį ir yra paskaičiuojamos taip:

$$U^* = U_o \cdot R_o / (R_o + R) \text{ (a) ir (c) atvejais; } U^* = U_o \cdot R / (R_o + R) \text{ (b) ir (d) atvejais, (2.87)}$$

kur: U_o - poveikio įtampos U amplitudė.

Anksčiau išnagrinėtų RLC - grandinių rezonansinės savybės buvo gautos priėmus radiotechninių elementų idealumo sąlygą. Kondensatoriaus C atveju ši sąlyga daugeliu atveju yra tenkinama. Tačiau indukcinės ritelės L atveju dažnai reikia iškaityti jos vijų varžą r_L . Akivaizdu, jog nuoseklus RLC - grandinės jungimo atveju (2.24 pav. a) ši varža r_L gali būti iškaityta į kontūro varžos R vertę sumuojant ir todėl šiuo atveju visos gautos išraiškos ir išvados nereikalauja patikslinimo.

Lygiagrečios RLC - grandinės jungimo atveju (2.24 pav. b) varža r_L yra nuosekliai sujungta su indukcinė ritele L (tai yra parodyta 2.31 pav. a) ir todėl lygiagrečios RLC - grandinės jungimo atveju anksčiau gautos išraiškos ir išvados reikalauja patikslinimo.



2.31 pav. Lygiagrečios jungimo RLC - grandinė su indukcinės ritelės L varža r_L (a) bei jos vektorinė diagrama: (b)- kai R baigtinės vertės ir $\omega < \omega_0^*$; (c)- kai $R \Rightarrow \infty$ ir $\omega < \omega_0^*$, (d)- kai $R \Rightarrow \infty$ ir $\omega \approx \omega_0^*$

Laikantis anksčiau suformuluotų vektorinės diagramos sudarymo principų, nupaišome lygiagrečios RLC - grandinės su indukcinės ritelės L varža r_L vektorinę diagramą, kuri yra parodyta 2.31 pav. b. Iš šios diagramos matyti, jog rezistoriumi R tekanti srovė I_R šiek tiek apsunkina fazės kampo φ_i^* tarp reakcijos srovės I ir poveikio įtampos U geometrini išvedimą. Kita vertus jau parodėme, jog RLC - grandinės varža R neturi įtakos rezonansiniam dažniui ω_0 . Todėl priimsime $R = \infty$, ko pasekoje srovė $I_R = 0$ ir šiuo atveju nagrinėjamos lygiagrečios LC - grandinės su indukcinės ritelės L varža r_L vektorinė diagrama tampa paprastesnė ir yra parodyta 2.31 pav. c.

Fazės kampą φ^*_i surasime iš stačiojo trikampio, kurį sudarome pratęsdami srovės I_C vektorių iki ašies $\{Re\}$ (2.31 pav. c). Tuo tikslu gauto stačiojo trikampio papildomas kraštines pažymime dydžiais I_1 ir I_2 ir iš čia parašome akivaizdžią tapatybę:

$$\operatorname{tg}(-\varphi^*_i) = I_1/I_2. \quad (2.88)$$

Iš 2.31 pav. c parodytų vektorinių diagramų matome, jog naujai sudarytas statusis srovių $|I_L|$, $|I_C| + I_1$ ir I_2 trikampis yra panašus įtampų vektorių U , U_L ir U_{rL} stačiajam trikampiui, nes atitinkami jų kampai α yra lygūs. Todėl kampams α parašome tapatybes:

$$\operatorname{tg} \alpha = U_{L_o}/U_{rL_o} = (I_{C_o} + I_1)/I_2, \quad (2.89)$$

kur indeksu „o“ čia ir toliau yra pažymėti atitinkamų vektorių moduliai.

Papildytam stačiajam srovių $|I_L|$, $|I_C| + I_1$ ir I_2 trikampiui parašome Pitagoro teoremos išraišką:

$$I_{L_o}^2 = (I_{C_o} + I_1)^2 + I_2^2. \quad (2.90)$$

Iš (2.89) ir (2.90) galima parašyti išraišką ieškomo dydžio I_1 atžvilgiu:

$$I_1 = \{U_{L_o} \cdot [I_{L_o}^2 - (I_1 + I_{C_o})^2]^{1/2} - I_{C_o} \cdot U_{rL_o}\} / U_{rL_o}. \quad (2.91)$$

Rezonanso metu $\varphi^*_i = 0$ ir iš (2.88) seka, jog tai atitinka sąlygą: $I_1 = 0$. Todėl esant rezonansui ($\omega = \omega^*_o$) išraišką (2.91) perrašome taip:

$$0 = U_{L_o} \cdot (I_{L_o}^2 - I_{C_o}^2)^{1/2} - I_{C_o} \cdot U_{rL_o}, \quad (2.92)$$

ir į čia įstatę akivaizdžias tapatybes: $U_{L_o} = I_{L_o} \cdot \omega^*_o \cdot L$, $U_{rL_o} = I_{L_o} \cdot r_L$, $I_{L_o} = U_o / (r_L + \omega^*_o \cdot L)$, $I_{C_o} = U_o \cdot \omega^*_o \cdot C$ gauname ketvirto laipsnio lygtį ieškomo rezonansinio dažnio ω^*_o atžvilgiu:

$$\omega^{*o4} + (2 \cdot r_L / L) \cdot \omega^{*o3} + (2 \cdot r_L^2 / L^2) \cdot \omega^{*o2} + (2 \cdot r_L^3 / L^3) \cdot \omega^*_o + [r_L^4 / L^4 - (L \cdot C)^{-2}] = 0. \quad (2.93)$$

Iš matematikos kurso žinome, jog ketvirto laipsnio lygtis dar turi analizinį sprendinį, tačiau gauta lygtis (2.92) yra pakankamai sudėtinga ir jos realaus bei teigiamo sprendinio radimas reikalauja sudėtingų ir griežtų skaičiavimų. Todėl ieškosime apytikslio sprendinio. Tuo tikslu iš vektorinių diagramų 2.31 pav. c ir d matome, jog esant rezonanso sąlygai: $\omega \Rightarrow \omega^*_o$, įtampa $U_{rL} \ll U_L$, t. y. varža $\omega^*_o \cdot L \gg r_L$. Todėl į išraišką (2.92) įstatome apytiksles sroves $I_{L_o} \cong U_o / (\omega^*_o \cdot L)$ ir gauname supaprastinto pavidalo- bikvadratinę ketvirto laipsnio lygtį ieškomo rezonansinio dažnio ω^*_o atžvilgiu:

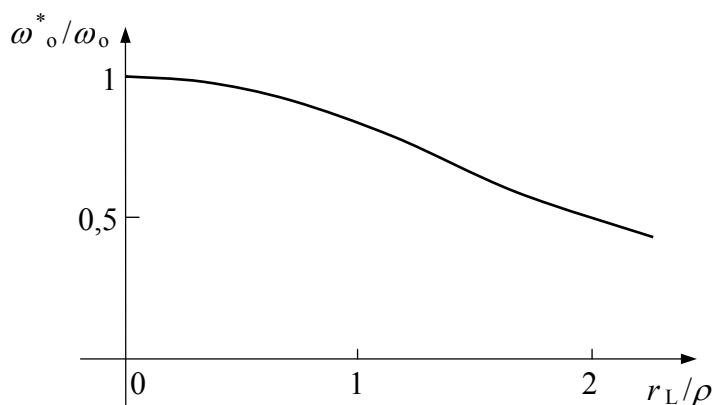
$$(L \cdot C)^2 \cdot \omega^{*o4} + (r_L \cdot C)^2 \cdot \omega^{*o2} - 1 \cong 0. \quad (2.94)$$

Iš čia žinomo pakeitimo metodu lengvai randame ieškomo dydžio ω^*_o apytikslę vertę:

$$\begin{aligned}\omega^*_o &\cong \{[r_L^4/(4 \cdot L^4) + (L \cdot C)^{-2}]^{1/2} - r_L^2/(2 \cdot L^2)\}^{1/2} = \\ &= \omega_o \cdot \{[r_L^4/(4 \cdot \rho^4) + 1]^{1/2} - r_L^2/(2 \cdot \rho^2)\}^{1/2},\end{aligned}\quad (2.95)$$

kur antroji išraiška yra gauta pasinaudojus išraiškomis (2.79) ir (2.81).

Iš (2.95) seka: kai $r_L \Rightarrow 0$, dažnis $\omega^*_o \Rightarrow \omega_o$, kai $r_L > 0$ ir didėja, dažnis $\omega^*_o < \omega_o$ ir mažėja artėdamas į nulį. Vaizdumo dėlei priklausomybė $\omega^*_o(r_L)$ (2.95) yra parodyta 2.32 pav., kur dažnis ω^*_o ir varža r_L atidėti normuotuose masteliuose- ω^*_o/ω_o ir r_L/ρ .



2.32 pav. Lygiagreto jungimo RLC - grandinės su indukcinės ritelės L varža r_L rezonansinio dažnio ω^*_o priklausomybė nuo r_L

Indukcinės ritelės L varža r_L turi įtakos ir lygiagreto jungimo RLC - grandinės (2.31 pav. a) rezonansinei charakteristikai $T^*_{Z_{lyg}}(\omega)$, kurią iš apibrėžties (2.86) užrašome taip:

$$T^*_{Z_{lyg}}(\omega) = Z^*_{lig_o}(\omega)/Z^*_{lig_o}(\omega^*_o). \quad (2.96)$$

Kompleksinės varžos Z^*_{lyg} modulį $Z^*_{lyg_o}$ surasime priimdami $R = \infty$ ir užrašę akivaizdžią tapatybę,

$$\begin{aligned}Z^*_{lyg} &= [(j \cdot \omega \cdot L + r_L)/(j \cdot \omega \cdot C)] / [(j \cdot \omega \cdot L + r_L) + 1/(j \cdot \omega \cdot C)] = \\ &= r_L / \{(\omega \cdot C)^2 \cdot [r_L^2 + [\omega \cdot L - 1/(\omega \cdot C)]^2]\} - \\ &- j \cdot \{[r_L^2 + (\omega \cdot L)^2 - \rho^2] / \{\omega \cdot C \cdot [r_L^2 + [\omega \cdot L - 1/(\omega \cdot C)]^2]\}\},\end{aligned}\quad (2.97)$$

iš kur jau žinomu būdu gauname Z^*_{lyg} modulio $Z^*_{lyg_o}$ išraišką:

$$Z^*_{lyg_o} = \{ \{ [r_L/(\omega \cdot C)]^2 + (L/C)^2 \} / \{ r_L^2 + [\omega \cdot L - 1/(\omega \cdot C)]^2 \} \}^{1/2}. \quad (2.98)$$

Iš čia seka: dažniui $\omega \Rightarrow 0$, lygiagreto jungimo LC - grandinės su indukcinės ritelės L varža r_L , varžos Z^*_{lyg} modulis $Z^*_{lyg_o} \Rightarrow r_L$, o kai $\omega \Rightarrow \infty$, modulis $Z^*_{lyg_o} \Rightarrow 0$. Rezonanso metu ($\omega = \omega^*_o$) iš (2.98) modulis $Z^*_{lyg_o}(\omega^*_o)$ yra išreiškiama taip:

$$Z_{\text{lyg } \omega}^*(\omega_o^*) = \{[(r_L/\omega_o^* \cdot C)^2 + (L/C)^2]/r_L^2\}^{1/2} =$$

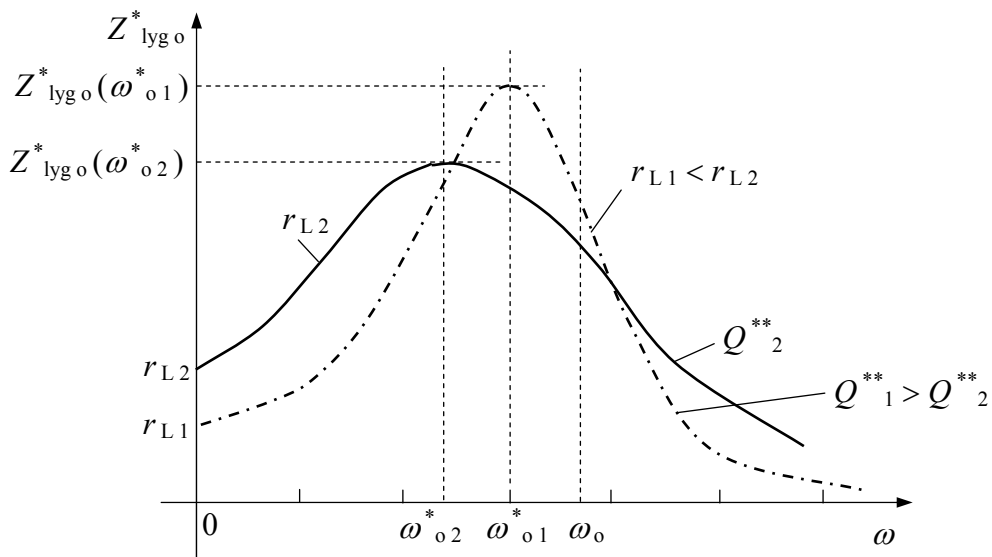
$$= (\rho^{*2} + \rho^4/r_L^2)^{1/2} = \rho^* \cdot [1 + (\rho^*/r_L)^2]^{1/2} = \rho^* \cdot (1 + Q^{**2})^{1/2}, \quad (2.99)$$

kur, analogiškai išraiškoms (2.81), priimame:

$$Q^{**} = \rho^*/r_L, \quad \rho^* = \omega_o^* \cdot L = 1/(\omega_o^* \cdot C) \neq (L/C)^{1/2}, \quad (2.100)$$

kur lygiagretaus jungimo RLC - grandinės su indukcinės ritelės L varža r_L atveju, banginė varža ρ^* yra funkcija nuo r_L (2.95) ir todėl, mažėjant varžai r_L , šio rezonansinio kontūro kokybė Q^{**} didėja mažiau, negu kad seka iš atvirkštinės funkcijos $1/x$.

Iš (2.98) seka: lygiagretaus jungimo RLC - grandinės su indukcinės ritelės L varža r_L , varžos $Z_{\text{lyg } \omega}^*$ modulis $Z_{\text{lyg } \omega}^*$, esant sąlygai: $R \Rightarrow \infty$, rezonanso metu nėra lygi R (2.83), t. y. dažniui $\omega \Rightarrow \omega_o^*$, modulis $Z_{\text{lyg } \omega}^*(\omega_o^*) \neq \infty$. Vaizdumo dėlei, čia išnagrinėtos varžos $Z_{\text{lyg } \omega}^*$ modulio $Z_{\text{lyg } \omega}^*$ (2.97) priklausomybė nuo dažnio ω ir varžos r_L įtaka šiai priklausomybei, yra parodytos 2.33 pav.



2.33 pav. Lygiagretaus jungimo RLC - grandinės su indukcinės ritelės L varža r_L , varžos $Z_{\text{lyg } \omega}^*$ modulio $Z_{\text{lyg } \omega}^*(\omega)$ dažninė priklausomybė, kai $R = \infty$

Iš 2.33 pav. matome, jog didėjant varžai r_L , lygiagretaus jungimo RLC - grandinės su indukcinės ritelės L varža r_L , varžos $Z_{\text{lyg } \omega}^*$ modulio $Z_{\text{lyg } \omega}^*(\omega)$ dažninės priklausomybės grafikas slenka į kairę, t. y. žemesnių dažnių kryptimi. Taip yra todėl, jog didėjant varžai r_L , mažėja rezonansinio dažnio ω_o^* vertė ((2.95), 2.32 pav.). Tuo pačiu rezonanso metu mažėja modulis $Z_{\text{lyg } \omega}^*(\omega_o^*)$ ir dažninė priklausomybė $Z_{\text{lyg } \omega}^*(\omega)$ vis labiau praranda aštraus rezonanso pobūdį.

Gautas išraiškas (2.98) ir (2.99) įstatome į (2.96) ir randame lygiagretaus jungimo RLC - grandinės (2.31 pav. a) su indukcinės ritelės L varža r_L , rezonansinę charakteristiką:

$$T_{Z_{lyg}}^*(\omega) = \{[r_L/(\omega \cdot C)]^2 + (L/C)^2\} / \{(1 + Q^{**2}) \cdot [r_L^2 + [\omega \cdot L - 1/(\omega \cdot C)]^2]\}^{1/2} / \rho^*. \quad (2.101)$$

Išraiška (2.101) yra gauta esant sąlygai: $R = \infty$. Akivaizdu, jog varža $R < \infty$ turi tokį pat poveikį rezonansinei charakteristikai $T_{Z_{lyg}}^*(\omega)$ (2.101), kaip ir anksčiau išnagrinėtoje lygiagretaus jungimo RLC - grandinėje be varžos r_L (2.29 pav.). Varžų R ir r_L įtaką lygiagretaus jungimo RLC - grandinės (2.31 pav. a) rezonansinei charakteristikai $T_{Z_{lyg}}^{**}(\omega)$ įvertinsime rasdami jos matematinę išraišką iš apibrėžties (2.96). Kai $0 \leq R < \infty$, tai tokio rezonansinio kontūro (2.31 pav. a) varžos Z_{lyg}^{**} modulis $Z_{lyg o}^{**}$ yra dviejų lygiagrečiai sujungtų varžų R ir Z_{lyg}^* (2.98) vertė. Tačiau čia būtina atkreipti dėmesį į tai, kad reaktyvinius elementus turinčios grandinės varžos Z modulis Z negali būti skaičiuojamas iš jos atskirų elementų varžų modulių, nes tokiu atveju yra gaunama neteisinga išraiška. Todėl anksčiau pateiktą išraišką (2.97) papildysime varžos R nariu ir užrašysime taip:

$$\begin{aligned} 1/Z_{lyg}^{**} &= 1/R + j \cdot \omega \cdot C + 1/(j \cdot \omega \cdot L + r_L) = \\ &= 1/R + r_L/[r_L^2 + (\omega \cdot L)^2] + j \cdot \{\omega \cdot C - \omega \cdot L/[r_L^2 + (\omega \cdot L)^2]\}, \end{aligned} \quad (2.102)$$

iš kur, jau žinomu būdu, gauname varžos Z_{lyg}^{**} modulio $Z_{lyg o}^{**}$ išraišką:

$$Z_{lyg o}^{**} = \{ \{1/R + r_L/[r_L^2 + (\omega \cdot L)^2]\}^2 + \{\omega \cdot C - \omega \cdot L/[r_L^2 + (\omega \cdot L)^2]\}^2 \}^{-1/2}. \quad (2.103)$$

Rezonanso metu ($\omega = \omega_o^*$) iš (2.103) modulis $Z_{lyg o}^{**}(\omega_o^*)$ yra išreiškiamas taip:

$$\begin{aligned} Z_{lyg o}^{**}(\omega_o^*) &= \{ [1/R + r_L/(r_L^2 + \rho^{*2})]^2 + [1/\rho^* - \rho^*/(r_L^2 + \rho^{*2})]^2 \}^{-1/2} = \\ &= \{ [1/R + 1/(r_L + \rho^* \cdot Q^{**})]^2 + [1/\rho^* - 1/(r_L/Q^{**} + \rho^*)]^2 \}^{-1/2}. \end{aligned} \quad (2.104)$$

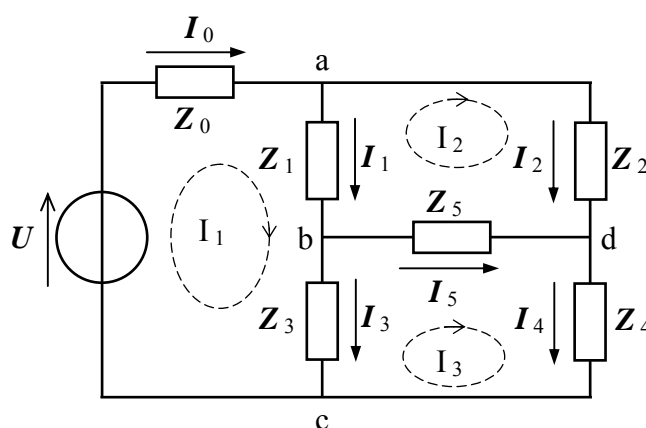
Pasinaudoję apibrėžtimi (2.96) ir gautomis išraiškoms (2.103) bei (2.104), randame lygiagretaus jungimo RLC - grandinės (2.31 pav. a) su indukcinės ritelės L varža r_L ir kontūro šunto varža R rezonansinę charakteristiką:

$$\begin{aligned} T_{Z_{lyg}}^{**}(\omega) &= Z_{lyg o}^{**}(\omega) / Z_{lyg o}^{**}(\omega_o^*) = \\ &= \{ \{ [1/R + 1/(r_L + \rho^* \cdot Q^{**})]^2 + [1/\rho^* - 1/(r_L/Q^{**} + \rho^*)]^2 \} / \\ & / \{ \{ 1/R + r_L/[r_L^2 + (\omega \cdot L)^2] \}^2 + \{ \omega \cdot C - \omega \cdot L/[r_L^2 + (\omega \cdot L)^2] \}^2 \} \}^{1/2}. \end{aligned} \quad (2.105)$$

Iš gautos išraiškos (2.105) seka: kai dažnis $\omega \Rightarrow \omega_o^*$, vertė $T_{Z_{lyg}}^{**}(\omega) \Rightarrow 1$, kai dažnis $\omega \Rightarrow \infty$, vertė $T_{Z_{lyg}}^{**}(\omega) \Rightarrow 0$, o kai $\omega \Rightarrow 0$, rezonansinės charakteristikos (2.105) vertė $T_{Z_{lyg}}^{**}(\omega) \Rightarrow [r_L R / (R + r_L)] / Z_{lyg o}^{**}(\omega_o^*) \ll 1$. Taigi parodėme, jog ir bendriausiu atveju lygiagretaus jungimo RLC - grandinės (2.31 pav. a) rezonansinės charakteristikos (2.105) grafinė priklausomybė nuo dažnio ω yra tokio pat pavidalo, kaip ir parodytų 2.29 pav.

1.1.3. Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė kontūrinių srovių metodu

Anksčiau parodėme, jog analizuojant radiotechnines grandines klasikiniu metodu, t. y. taikant Kirchhofo taisykles, galima rasti tiek nežinomų dydžių, kiek grandinė turi šakų. Iš čia seka, jog iš esmės yra randamos srovės visose bet kokio sudėtingumo grandinės šakose. Šių srovių radimui yra taikomas kontūrinių srovių metodas, kurio pamatinį privalumą sudaro tai, kad bet kokio sudėtingumo tiesinė radioelektroninė ar elektrotechnikė grandinė yra aprašoma mažesne lygčių sistema, t. y. užrašomų lygčių skaičius yra mažesnis. Pailiustruosime kontūrinių srovių metodą išnagrinėdami elektronikoje plačiai taikomą Vitstono tiltelio grandinę, kurios bendriausias atvejis yra parodytas 2.34 pav.



2.34 pav. Vitstono tiltelio grandinė (elektronikoje vadinama “Vitstono tilteliu” arba “varžos matavimo tilteliu”)

Kontūrinių srovių metodo esmė sudaro tai, jog sudėtingoje elektroninėje grandinėje visi nepriklausomi srovės šaltiniai yra pakeičiami jų ekvivalentiniais įtampos šaltiniais (1.13 pav. I- oje dalyje). Po to yra išskiriami pirminiai kontūrai, kurių apeinamame “pote” nėra kitų pirminių kontūrų. Taikant šį principą Vitstono tiltelio grandinėje (2.34 pav.) galima sudaryti trys pirminius kontūrus: $U - Z_0 - Z_1 - Z_3 - U$ (pirmasis I_1); $Z_1 - Z_5 - Z_2 - Z_1$ (antrasis I_2) ir $Z_3 - Z_5 - Z_4 - Z_3$ (trečiasis I_3). Sekančiu etapu šiame metode yra priimama, jog laisvai pasirinktomis pirminių kontūrų apėjimo kryptimis teka nepriklausomos tariamos kontūrinės srovės: I_1^* - pirmajame kontūre, I_2^* - antrajame ir I_3^* - trečiajame kontūruose, atitinkamai. Čia tariamos kontūrinės srovės I_i^* yra parašytos su indeksu “*”, kad skirtųsi nuo grandinės šakose ir jų elementuose išties (realiai) tekančių srovių I_j . Realiai tekančių srovių I_j kryptys yra parenkamos anksčiau aptartomis Kirchhofo taisyklėmis (2.7) grandinės mazgai ir Vitstono tiltelio atveju yra parodytos 2.34 pav. Iš čia realios srovės I_j yra išreiškiamos per kontūrines sroves I_i^* tokio pavidalo akivaizdžiomis tapatybėmis:

$$I_0 = I_1^*, I_1 = I_1^* - I_2^*, I_2 = I_2^*, I_3 = I_1^* - I_3^*, I_4 = I_3^*, I_5 = -I_2^* + I_3^*, \quad (2.106)$$

kur tariamos kontūro srovės I_i^* ženklas yra rašomas “+”, kai jos kryptis sutampa su realios srovės I_j kryptimi, arba ženklas “-”, kai tos kryptys nesutampa (čia $i = 1, 2$ arba $3; j = 1, 2, \dots$ arba 5).

Sekančiu etapu kontūrinių srovių metode pirminiams kontūrams yra taikoma antroji Kirchhofo taisyklė (2.11), kurios pagalba Vitstono tiltelio atveju (2.34 pav.) galime parašyti trijų nepriklausomų lygčių sistemą:

$$\left. \begin{aligned} I_1^* \cdot Z_0 + I_1^* \cdot Z_1 + I_1^* \cdot Z_3 - I_2^* \cdot Z_1 - I_3^* \cdot Z_3 &= U, \\ I_2^* \cdot Z_1 + I_2^* \cdot Z_2 + I_2^* \cdot Z_5 - I_1^* \cdot Z_1 - I_3^* \cdot Z_5 &= 0, \\ I_3^* \cdot Z_3 + I_3^* \cdot Z_5 + I_3^* \cdot Z_4 - I_1^* \cdot Z_3 - I_2^* \cdot Z_5 &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (2.107)$$

kur lygtys yra papildytos įeinančių į skirtingus kontūrus ryšio elementų įtampų nariais, kurios susidaro dėl gretimuose kontūruose tekančių tariamų kontūrinių srovių. Ryšio elemente atsirandanti papildoma įtampa yra rašoma su ženklu “+”, kai juo tekančių tariamų kontūrinių srovių kryptys sutampa, arba ženklas “-”, kai tų srovių kryptys yra priešingos.

Lygčių sistemą (2.107) pertvarkome taip:

$$\left. \begin{aligned} (Z_0 + Z_1 + Z_3) \cdot I_1^* - Z_1 \cdot I_2^* - Z_3 \cdot I_3^* &= U, \\ -Z_1 \cdot I_1^* + (Z_1 + Z_2 + Z_5) \cdot I_2^* - Z_5 \cdot I_3^* &= 0, \\ -Z_3 \cdot I_1^* - Z_5 \cdot I_2^* + (Z_3 + Z_5 + Z_4) \cdot I_3^* &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.108)$$

Iš parašytų lygčių (2.107) ir (2.108) bei jų sudarymo tvarkos seka trys akivaizdžios kontūrinių srovių metodo taisyklės:

- 1) jeigu nagrinėjamoje elektroninėje grandinėje be nepriklausomų įtampos šaltinių yra nepriklausomi srovės šaltiniai, tai visi srovės šaltiniai yra pakeičiami jų ekvivalentiniais įtampos šaltiniais (1.13 pav. I-oje dalyje);
- 2) pirminiame kontūre pasirinktos tariamos kontūrinės srovės I_i^* krypties atžvilgiu ir esančių tame pirminiame kontūre nepriklausomų įtampos arba (ir) srovės šaltinių pasirinktų poliaringumų atžvilgiu rašydami kontūro elementų įtampų balanso lygtį taikome antrosios Kirchhofo taisyklės (2.11) principus;
- 3) jeigu antrajame punkte nagrinėjamas pirminis kontūras turi bendrus grandinės elementus su kitais pirminiais kontūrais, tai nagrinėjamo pirminio kontūro įtampų balanso lygtis yra papildoma įtampų tuose bendruose elementuose algebriniais nariais, kurių įtampa yra išreiškiama Omo dėsnio grandinės daliai per tariamas sroves I_i^* kituose kontūruose ir ženklas “+” arba “-” rašomas taikant taisyklę: jei

tariamų kontūrinių srovių kryptys bendrame elemente sutampa, rašome “+”, o jei nesutampa – “-”.

Iš (2.108) lygčių sistemos matome, kad joje yra įtampų nariai, išreikšti per kontūrą sudarančių varžų sumą ir tame kontūre tekančią tariamą srovę I^*_i . Todėl matematiniu požiūriu tokio pavidalo lygčių sistemą patogiau užrašyti kanoniniu pavidalu:

$$\left. \begin{aligned} Z_{11} \cdot I^*_1 - Z_{12} \cdot I^*_2 - Z_{13} \cdot I^*_3 &= U, \\ -Z_{21} \cdot I^*_1 + Z_{22} \cdot I^*_2 - Z_{23} \cdot I^*_3 &= 0, \\ -Z_{31} \cdot I^*_1 - Z_{32} \cdot I^*_2 + Z_{33} \cdot I^*_3 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.109)$$

kur: $Z_{11} = Z_0 + Z_1 + Z_3$ - savoji pirmojo kontūro (I_1) varža; $Z_{22} = Z_1 + Z_2 + Z_5$ - savoji antrojo kontūro (I_2) varža; $Z_{33} = Z_3 + Z_5 + Z_4$ - savoji trečiojo kontūro (I_3) varža; $Z_{12} = Z_{21} = Z_1$ - ryšio varža tarp pirmojo bei antrojo (ir atvirkščiai) kontūrų; $Z_{13} = Z_{31} = Z_3$ - ryšio varža tarp pirmojo bei trečiojo (ir atvirkščiai) kontūrų; $Z_{23} = Z_{32} = Z_5$ - ryšio varža tarp antrojo bei trečiojo (ir atvirkščiai) kontūrų.

Iš matematikos kurso žinome, jog kanoninio pavidalo tiesinių lygčių sistema (2.109) gali būti išsprendžiama Gauso metodu arba pasinaudojus Kramerio taisyklėmis. Pvz. Gauso metodu iš (2.109) po nesudėtingų, bet grieždiškų skaičiavimų randame kontūrines tariamas sroves I^*_i ir iš (2.106) bei atlikę anksčiau išraiškose (2.109) įvestų pakeitimų $Z_{nm} = Z_i$ atstatymą randame grandinės elemente Z_5 tekančią realią srovę I_5 :

$$I_5 = U \cdot (Z_2 \cdot Z_3 - Z_1 \cdot Z_4) / \{ Z_1 \cdot (Z_2 \cdot Z_3 - Z_1 \cdot Z_4) - Z_0 \cdot Z_5 \cdot (Z_2 \cdot Z_3 - Z_1 \cdot Z_4) / Z_4 + Z_4 \cdot [Z_1 + Z_3 + Z_0 \cdot (Z_4 + Z_3) / Z_4] \cdot [Z_1 + Z_5 + Z_2 \cdot (Z_4 + Z_5) / Z_4] \}. \quad (2.110)$$

Iš gautos išraiškos matome, jog reali srovė $I_5 = 0$ tada, kai yra tenkinama sąlyga:

$$Z_2 \cdot Z_3 - Z_1 \cdot Z_4 = 0 \quad \iff \quad Z_2 \cdot Z_3 = Z_1 \cdot Z_4. \quad (2.111)$$

Gauta išraiška (2.111) yra vadinama Vitstono tiltelio (2.34 pav.) balanso sąlyga, kuri yra plačiai taikoma elektrotechninėse matavimų grandinėse. Akivaizdu, kad esant žinomiems dydžiams Z_1, Z_2 ir Z_3 ir nežinomam dydžiui $Z_4 = Z_x$, jos vertė balanso atveju iš (2.111) yra išreiškiama taip:

$$Z_x = Z_2 \cdot Z_3 / Z_1, \quad (2.112)$$

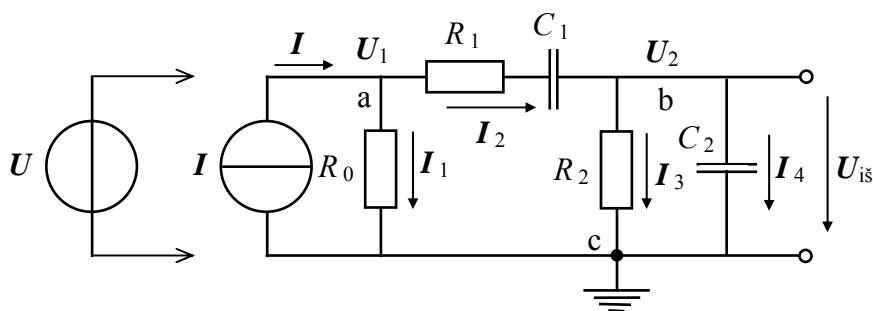
kur žinomi dydžiai Z_i gali būti rezistoriai R_i , kondensatoriai C_i arba indukcinės ritelės L_i , t. y. ieškomas (matuojamas) dydis gali būti rezistoriaus varža R_i , kondensatoriaus talpa C_i arba indukcinės ritelės induktyvumas L_i .

Akivaizdu, kad Vitstono tiltelio (2.34 pav.) balansavimu veikiantis elektroninis matavimo prietaisas turi turėti bent vieną iš žinomų elementų Z_1 , Z_2 ir Z_3 , pvz. Z_3 kintamos vertės Z_3 su atitinkamai sugraduotomis rodmenimis (skale). Elektronikos literatūroje Vitstono tiltelis yra dažnai vadinamas *varžos matavimo tilteliu*.

Šio skyrelio pabaigai pastebėsime, jog gauta balanso sąlyga (2.111) gali būti išvesta ir paprastesniu būdu, pasinaudojus faktu, jog $I_5 \Rightarrow 0$, kai $U_{Z_5} = \varphi_b - \varphi_d \Rightarrow 0$ - įtampa rezistoriuje Z_5 (2.34 pav.). Šiuo atveju tereikia užrašyti mazgų “b” ir “d” potencialų φ_b ir φ_d skirtumą ir jį prilyginti nuliui. Potencialai φ_b ir φ_d mazgo “c” atžvilgiu yra lengvai užrašomi pasinaudojus žinoma rezistorinio įtampos daliklio išraiška (2.87) ir tai padarykite savarankiškai.

1.1.4 Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė mazginių įtampų metodu

Mazginių įtampų metodas yra analogiškas anksčiau išnagrinėtam kontūrinių srovių metodui, t. y. šiuo metodu užrašomų lygčių skaičius yra mažesnis už gaunamų lygčių skaičių klasikiniame metode. Esminis mazginių įtampų metodo skirtumas nuo kontūrinių srovių metodo yra nusakytas jo pavadinime- iš esmės šio metodu yra randamos įtampos visose bet kokio sudėtingumo grandinės mazguose. Pailiustruosime mazginių įtampų metodą išnagrinėdami elektronikoje plačiai taikomą *Vyno tiltelio* grandinę, kurios bendriausias atvejis yra parodytas 2.35 pav.



2.35 pav. Vyno tiltelio grandinė

Iš 2.35 pav. matome: Vyno tiltelis yra sudarytas iš dviejų nuosekliai sujungtų RC-grandinių- aukštų dažnių filtro ($R_1 C_1$) ir žemų dažnių filtro ($R_2 C_2$), kurie iš esmės sudaro poveikio įtampos $U \Rightarrow U_1$ daliklį. Mazginių įtampų metode poveikio įtampos U šaltiniai yra pakeičiami ekvivalentiniais srovės šaltiniais I (1.13 pav. I- oje dalyje), kuris nagrinėjamame Vyno tiltelyje yra parodytas lygiagrečiai sujungtais idealiu srovės šaltiniu I ir ekvivalentine vidaus varža R_0 (2.35 pav.). Vyno tiltelis turi trys mazgus: “a”, “b” ir “c”, iš kurių vienas,

pvz. mazgas “c” yra parenkamas *baziniu mazgu*, t. y. “įžemintas”. Todėl jo įtampa lygi nuliui, o kitų likusių mazgų “a” ir “b” įtampos U_1 ir U_2 , atitinkamai, yra laikomos teigiamomis bazinio mazgo “c” atžvilgiu. Remiantis pirmosios Kirchhofo taisyklės principais (2.7) Vyno tiltelio mazguose “a” ir “b” pažymime srovių grandinės šakose dydžius ir parenkame tų srovių kryptys taip, kaip yra parodyta 2.35 pav. (čia galimi ir kiti variantai). Taikydami Omo dėsnį grandinės daliai šių srovių dydžius išreiškiame taip:

$$I_1 = U_1 \cdot Y_1, \quad I_2 = (U_1 - U_2) \cdot Y_2, \quad I_3 = U_2 \cdot Y_3, \quad I_4 = U_2 \cdot Y_4, \quad (2.113)$$

kur: $Y_1 = 1/R_0$; $Y_2 = [R_1 + 1/(j \cdot \omega \cdot C_1)]^{-1}$; $Y_3 = 1/R_2$; $Y_4 = j \cdot \omega \cdot C_2$ - atitinkamų grandinės elementų bei šakų laidumai.

Taikydami pirmąją Kirchhofo taisyklę Vyno tiltelio mazgams “a” ir “b” užrašome srovių balanso lygtys:

$$I - I_1 - I_2 = 0, \quad I_2 - I_3 - I_4 = 0,$$

kur įstatę atitinkamų srovių išraiškas iš (2.113) gauname tiesinę nepriklausomų lygčių sistemą ieškomoms mazgų įtampoms:

$$\left. \begin{aligned} (Y_1 + Y_2) \cdot U_1 - Y_2 \cdot U_2 &= I, \\ -Y_2 \cdot U_1 + (Y_2 + Y_3 + Y_4) \cdot U_2 &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (2.114)$$

kur antroji lygtis yra užrašyta taip, kad pagrindinės diagonalės ieškomojo nario (U_2) ženklas būtų teigiamas.

Iš gautųjų lygčių (2.114) pavidalo ir jų sudarymo tvarkos seka trys akivaizdžios mazginių įtampų metodo taisyklės:

- 1) jeigu nagrinėjamoje elektroninėje grandinėje be nepriklausomų srovės šaltinių yra nepriklausomi įtampos šaltiniai, tai visi įtampos šaltiniai yra pakeičiami jų ekvivalentiniais srovės šaltiniais (1.13 pav. I- oje dalyje);
- 2) vienas iš grandinės mazgų, dažniausiai įžemintas, parenkamas baziniu mazgu ir jo įtampa yra laikoma lygi nuliui, o likusių kitų mazgų įtampos U_i yra laikomos teigiamomis bazinio mazgo atžvilgiu ir šiems mazgams, taikant pirmąją Kirchhofo taisyklę, yra rašomos srovių balanso lygtys;
- 3) srovių balanso lygtys yra sudaromos taip: nagrinėjamo mazgo srovių balanso lygties pagrindinis teigiamas narys yra išreiškiamas jo įtampos U_i ir iš jo išeinančių (įeinančių) šakų laidumų sumos sandauga, papildant šią lygties algebrinę dalį kitais neigiamais nariais, išreikštais per tų šakų laidumo ir atitinkamų kitų mazgų įtampų U_j sandauga ir šiuo būdu gauta algebrinė suma yra prilyginama prie nagrinėjamo mazgo prijungtų srovės šaltinių generuojamų srovių

algebrinei sumai, kurioje įtekanti į šį mazgą srovė yra rašoma su ženklu “+”, o ištekanti srovė- su ženklu “-”. Kai nagrinėjame mazgą nėra prijungtų srovės šaltinių, tai tokio mazgo srovių balanso lygties algebrinių narių suma yra prilyginama nuliui;

Iš (2.114) lygčių sistemos matome, kad joje pagrindinės diagonalės įtampų U_i koeficientai yra išreikšti per grandinės mazgą prijungtų šakų laidumų sumą. Todėl matematiniu požiūriu tokio pavidalo lygčių sistemą patogiau užrašyti kanoniniu pavidalu:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} \cdot U_1 - Y_{12} \cdot U_2 &= I, \\ -Y_{21} \cdot U_1 + Y_{22} \cdot U_2 &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (2.115)$$

kur: $Y_{11} = Y_1 + Y_2$ - mazgo “a” savasis laidumas; $Y_{22} = Y_2 + Y_3 + Y_4$ - mazgo “b” savasis laidumas; $Y_{12} = Y_{21} = Y_2$ - “a” ir “b” mazgų ryšio laidumas (šakos tarp mazgų “a” ir “b” laidumas).

Iš matematikos kurso žinome, jog kanoninio pavidalo tiesinių lygčių sistema (2.115) gali būti išsprędžiama Gauso metodu arba pasinaudojus Kramerio taisyklėmis. Pvz. Gauso metodu iš (2.115) po nesudėtingų, bet grieždiškų skaičiavimų randame mazgines įtampas U_i ir atlikę anksčiau išraiškose (2.113) ir (2.115) įvestų pakeitimų $Y_{nm} = Y_i$ atstatymą, randame įtampą U_2 grandinės elemente C_2 (arba R_2), t. y. Vyno tiltelio (2.35 pav.) išėjimo įtampą $U_{i\delta}$, išreikšta per grandinės radiotechninius elementus R , C ir poveikio srovę $I = I_0 \cdot e^{j\omega t}$. Tačiau čia pastebėsime, jog dažniausiai yra ieškoma išėjimo įtampa $U_{i\delta}$, kai Vyno tiltelio poveikis yra įtampa $U \equiv U_1 = U_0 \cdot e^{j\omega t}$, t. y. Vyno tiltelis yra nagrinėjamas kaip kompleksinis įtampos daliklis. Todėl įtampa $U_{i\delta}$ per įtampą U_1 yra išreiškiama akivaizdžia tapatybe:

$$U_{i\delta} = U_1 \cdot Z_2 / (Z_1 + Z_2), \quad (2.116)$$

kur:

$$Z_1 = 1/Y_2 = R_1 + 1/(j \cdot \omega \cdot C_1) = R_1 - j/(\omega \cdot C_1), \quad (2.117)$$

aukštų dažnių filtro varža;

$$\begin{aligned} Z_2 &= 1/(Y_3 + Y_4) = (1/R_2 + j \cdot \omega \cdot C_2)^{-1} = \\ &= R_2 / [1 + (\omega \cdot R_2 \cdot C_2)^2] - j \cdot \omega \cdot R_2^2 \cdot C_2 / [1 + (\omega \cdot R_2 \cdot C_2)^2], \end{aligned} \quad (2.118)$$

žemų dažnių filtro varža.

Įvesime Vyno tiltelio įtampos perdavimo koeficientą K_u :

$$K_u = U_{i\delta} / U_1, \quad (2.119)$$

iš kur pasinaudoję išraiškomis (2.116) ÷ (2.118) po nesudėtingų bet gana grioždiškų skaičiavimų, randame:

$$\mathbf{K}_u = R_2 \cdot (b + a \cdot c) / (1 + a^2) \cdot (b^2 + c^2) + j \cdot [R_2 \cdot (c - a \cdot b) / (1 + a^2) \cdot (b^2 + c^2)], \quad (2.120)$$

kur:

$$a = \omega \cdot R_2 \cdot C_2 = \omega \cdot \tau_2, \quad b = R_1 + R_2 / (1 + a^2), \quad c = 1 / (\omega \cdot C_1) + R_2 / (1/a + a). \quad (2.121)$$

Iš gautų išraiškų (2.120) ir (2.121) žinomu būdu nesunkiai randame Vyno tiltelio (2.35 pav.) išėjimo įtampos U_{is} fazę $\varphi_u(\omega)$ atžvilgiu poveikio įtampos $U_1 = U_0 \cdot e^{j\omega t}$:

$$\varphi_u(\omega) = \arctg [(c - a \cdot b) / (b + a \cdot c)] = \arctg [(1/\omega - \omega \cdot \tau_1 \cdot \tau_2) / (\tau_1 + \tau_2 + R_2 \cdot C_1)], \quad (2.122)$$

bei įtampos perdavimo koeficiento \mathbf{K}_u dažninę charakteristiką $K_u(\omega)$:

$$\begin{aligned} K_u(\omega) &= \{ [R_2 \cdot (b + a \cdot c) / (1 + a^2) \cdot (b^2 + c^2)]^2 + [R_2 \cdot (c - a \cdot b) / (1 + a^2) \cdot (b^2 + c^2)]^2 \}^{1/2} = \\ &= R_2 / [(1 + a^2) \cdot (b^2 + c^2)]^{1/2}, \end{aligned} \quad (2.123)$$

kur: $\tau_1 = R_1 \cdot C_1$, $\tau_2 = R_2 \cdot C_2$.

Iš fazinės charakteristikos $\varphi_u(\omega)$ išraiškos (2.122) matome: kai išraiška skaitiklyje $1/\omega - \omega \cdot \tau_1 \cdot \tau_2 \Rightarrow 0$, tai ir $\varphi_u(\omega) \Rightarrow 0$, ir iš čia randame Vyno tiltelio rezonansinį dažnį ω_0 :

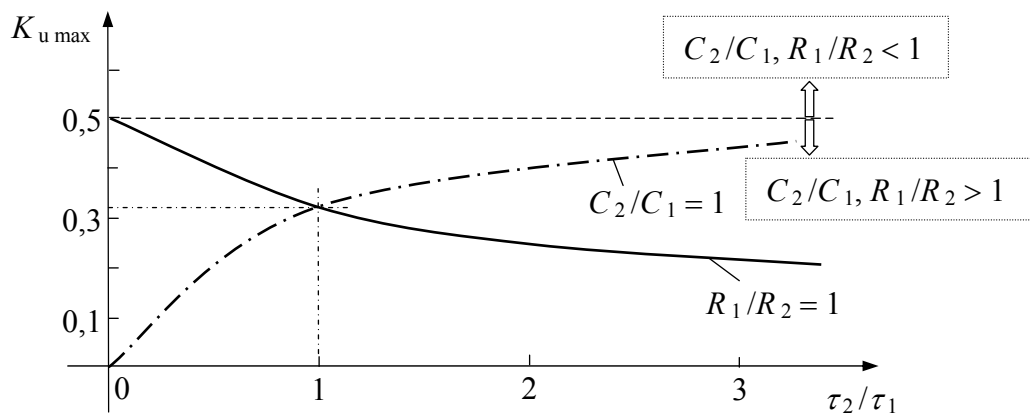
$$\omega_0 = (\tau_1 \cdot \tau_2)^{-1/2}. \quad (2.124)$$

Kai $\omega \Rightarrow 0$ arba $\omega \Rightarrow \infty$, iš (2.122) seka, jog fazė $\varphi_u(\omega) \Rightarrow \pi/2$ (90°) arba $-\pi/2$ (-90°), atitinkamai, o iš (2.123) seka, jog ir $K_u(\omega) \Rightarrow 0$, nes tai matyti ir iš Vyno tiltelio grandinės (2.35 pav.)- pastovios srovės ($\omega = 0$) nepraleidžia kondensatorius C_1 , o labai aukštų dažnių signalą šuntuoja kondensatorius C_2 . Taigi iš čia seka, jog Vyno tiltelio įtampos perdavimo koeficientas \mathbf{K}_u turi rezonansinio pobūdžio priklausomybę nuo dažnio ω ir įgyja didžiausią vertę $K_{u \max}$, kai $\omega = \omega_0$ (2.124):

$$\begin{aligned} K_{u \max} = K_u(\omega_0) &= \{ (1 + \tau_2/\tau_1) \cdot \{ [R_1/R_2 + 1/(1 + \tau_2/\tau_1)]^2 + \\ &+ \{ [R_1 \cdot C_2 / (R_2 \cdot C_1)]^{1/2} + (\tau_2/\tau_1)^{1/2} / (1 + \tau_2/\tau_1) \}^2 \} \}^{-1/2}, \end{aligned} \quad (2.125)$$

iš kur seka: kai $R_2 \Rightarrow 0$ arba ∞ , $K_{u \max} \Rightarrow 0$ arba $C_1 / (C_1 + C_2)$. Analogiškai, kai $R_1 \Rightarrow 0$ arba ∞ , $K_{u \max} \Rightarrow 0$, nes tai taip pat matyti ir iš Vyno tiltelio grandinės (2.35 pav.)- kai varža $R_1 = \infty$ turime nutrauktą grandinę, o kai $R_1 = 0$ labai aukštų dažnių signalą šuntuoja kondensatorius C_2 , nes šiuo atveju iš (2.124) seka: $\omega_0 \Rightarrow \infty$. Analogiškos $K_{u \max}$ priklausomybės yra ir nuo kondensatorių C_1 ir C_2 talpų verčių: kai $C_1 \Rightarrow 0$ arba ∞ ,

$K_{u \max} \Rightarrow 0$ arba $R_2 / (R_1 + R_2)$, t. y. paskutiniu atveju turime rezistorinį įtampos daliklį, nes $\omega_0 \Rightarrow 0$ (2.124), o kai $C_2 \Rightarrow 0$ arba ∞ , $K_{u \max} \Rightarrow R_2 / (R_1 + R_2)$ arba 0. Čia reikia pastebėti, kad ribiniais atvejais Vyno tiltelis praranda rezonansines savybes, nes $\omega_0 \Rightarrow 0$ arba ∞ . Todėl yra svarbu nustatyti laiko konstantų τ_1 ir τ_2 vertes, kurioms esant $K_{u \max}$ įgyja didžiausią vertę ir Vyno tiltelis dar turi aiškiai išreikštas rezonansines savybes. Tačiau iš (2.125) seka, jog $K_{u \max}$ priklausomybė nuo santykio τ_2 / τ_1 yra monotoniškai mažėjanti funkcija, kai santykis $R_1 / R_2 = \text{const}$ (šiuo atveju išraiškoje (2.125) turime- $C_2 / C_1 = \tau_2 / \tau_1$), arba didėjanti funkcija, kai $C_2 / C_1 = \text{const}$ (šiuo atveju išraiškoje (2.125) turime- $R_1 / R_2 = \tau_1 / \tau_2$). Vaizdumo dėlei šių priklausomybių $K_{u \max}(\tau_2 / \tau_1)$ grafikai yra parodyti 2.36 pav.



2.36 pav. Vyno tiltelio įtampos perdavimo koeficiento K_u maksimalios vertės $K_{u \max}(\omega_0)$ priklausomybė nuo τ_2 / τ_1 , kai: $R_1 / R_2 = \text{const}$ arba $C_2 / C_1 = \text{const}$

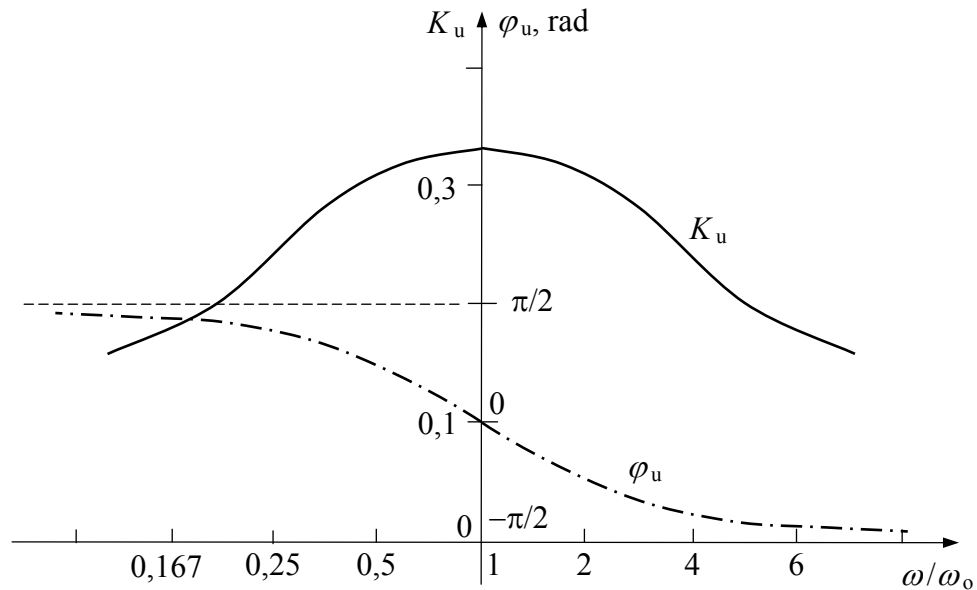
Iš (2.125) paskaičiuotų priklausomybių $K_{u \max}(\tau_2 / \tau_1)$ pobūdis nepriklauso nuo santykių C_2 / C_1 ir R_1 / R_2 verčių. Nuo šių santykių priklauso tik asimptotės vertė ašyje $K_{u \max}$ (2.36 pav. ši asimptotė yra parodyta brūkšniuota tiese), kurios kitimo kryptys 2.36 pav. yra parodytos rodyklėmis. Akivaizdu, jog santykiui C_2 / C_1 arba $R_1 / R_2 \Rightarrow 0$, asimptotės vertė didėja, tačiau neviršija vieneto, t. y. $K_{u \max}(\omega_0) \leq 1$. Taigi parodėme, jog Vyno tiltelio dažninės charakteristikos $K_u(\omega)$ turi rezonansinį pobūdį ir stipriai priklauso nuo RC -grandinių laiko konstantų τ_1 ir τ_2 bei jų keitimo pobūdžio- R arba C vertėmis. Tačiau dažniausiai Vyno tiltelis yra daromas išlaikant sąlygą: $\tau_1 = \tau_2 = \tau_{RC}$, kurią paprasčiausiai realizuoti, kai $C_1 = C_2 = C$ ir $R_1 = R_2 = R$. Esant šioms sąlygoms iš (2.124) ir (2.125) gauname: $\omega_0 = 1 / \tau_{RC} = 1 / (R \cdot C)$ ir $K_{u \max}(\omega_0) = 1/3 \cong 0,33$ (2.36 pav.), o išraiškos (2.122) ir (2.123) įgauna tokius pavidalus:

$$\varphi_u(\omega) = \arctg[(1 - \omega^2 \cdot \tau^2) / (3 \cdot \omega \cdot \tau)] = \arctg[(1 - \omega^2 / \omega_0^2) \cdot \omega_0 / (3 \cdot \omega)], \quad (2.126)$$

$$K_u(\omega) = \{(1 + \omega^2 \cdot \tau^2) / [(2 + \omega^2 \cdot \tau^2)^2 + [1 / (\omega \cdot \tau) + 2 \cdot \omega \cdot \tau]^2]\}^{1/2} =$$

$$= \{[1/(\omega \cdot \tau) - \omega \cdot \tau]^2 + 9\}^{-1/2} = [(\omega_0/\omega - \omega/\omega_0)^2 + 9]^{-1/2}. \quad (2.127)$$

Gautų dažninių priklausomybių (2.126) ir (2.127) grafikai yra parodyti 2.37 pav.



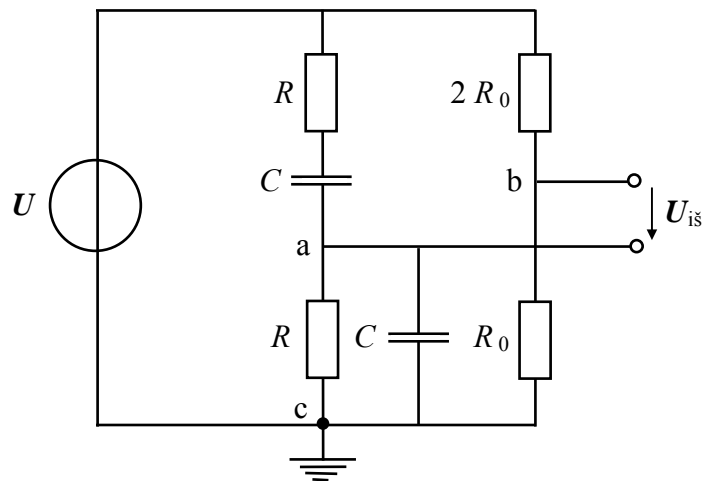
2.37 pav. Vyno tiltelio (2.35 pav.) įtampos perdavimo koeficiento K_u modulio $K_u(\omega)$ ir fazės $\varphi_u(\omega)$ dažninės charakteristikos, kai: $C_1 = C_2 = C$ ir $R_1 = R_2 = R$

Palyginę 2.37 pav. su 2.29 pav. matome, jog iš RC - elementų sudarytas juostinis filtras- Vyno tiltelis neturi tokio aštraus pobūdžio rezonansinės charakteristikos, kokią turi RLC - rezonansiniai kontūrai prie didelių Q (Q^*). Kitas iš RC - elementų sudaryto juostinio filtro trukumas yra mažesnis įtampos perdavimo koeficientas K_u rezonanso metu. Tačiau nepaisant visų šių trukumų pagrindinis RC - juostinio filtro- Vyno tiltelio privalumas yra jo kompaktiškumas, nes didesnio induktyvumo indukcinė ritelė L yra gana griozdiška ir užima daug vietos.

Anksčiau parodėme, jog iš tos pačios RLC - rezonansinės grandinės (nuoseklios arba lygiagrečios) priklausomai nuo jos jungimo būdo galima gauti abiejų tipų juostinius filtras (2.30 pav.). Tuo tarpu Vyno tiltelis (2.35 pav.) gali būti naudojamas tik kaip pralaidus juostinis filtras (2.37 pav.), nes jo veika yra paremta įtampos daliklio principu ir todėl Vyno tiltelis nėra dvipolis. Tačiau Vyno tiltelio grandinė gali būti papildyta nuo dažnio nepriklausančių rezistorinių įtampos dalikliu ($2 \cdot R_0 \parallel R_0$) taip, kaip yra parodyta 2.38 pav.

Rezistoriniu įtampos dalikliu ($2 \cdot R_0 \parallel R_0$) papildyta Vyno tiltelio grandinė yra vadinama Vyno-Robinsono tilteliu. Akivaizdu, jog mazgo “b” potencialas φ_b , atžvilgiu “įžeminto” mazgo “c”- bazinio mazgo, yra išreiškiamas žinoma rezistorinio įtampos daliklio išraiška:

$$\varphi_b = U \cdot [R_0 / (R_0 + 2 \cdot R_0)] = U / 3. \quad (2.128)$$



2.38 pav. Vyno-Robinsono tiltelio grandinė

Mazgo “a” potencialas φ_a atžvilgiu “įžeminto”- bazinio mazgo “c” yra išreiškiamas anksčiau gauta Vyno tiltelio išėjimo įtampos $U_{i\dot{s}}$ išraiška (2.116) ÷ (2.120), kurią išreikšime esant poveikio įtampai $U = U_0 \cdot e^{j\omega \cdot t}$ ir esant vienodoms Vyno tiltelio varžoms R bei kondensatoriams C tokiu pavidalu:

$$\begin{aligned} \varphi_a &= U \cdot \{ [1/(1/R + j \cdot \omega \cdot C)] / [1/(1/R + j \cdot \omega \cdot C) + R + 1/(j \cdot \omega \cdot C)] \} = \\ &= U \cdot \{ 3 / \{ [1/(\omega \cdot R \cdot C) - \omega \cdot R \cdot C]^2 + 9 \} + \\ &+ j \cdot [1/(\omega \cdot R \cdot C) - \omega \cdot R \cdot C] / \{ [1/(\omega \cdot R \cdot C) - \omega \cdot R \cdot C]^2 + 9 \} \}, \quad (2.129) \end{aligned}$$

iš kur seka jau anksčiau gautos išraiškos (2.126) ir (2.127).

Vyno-Robinsono tiltelio išėjimo įtampa $U_{i\dot{s}}$ yra:

$$\begin{aligned} U_{i\dot{s}} &= \varphi_b - \varphi_a = U \cdot \{ [1 - (\omega \cdot R \cdot C)^2] / \{ 3 \cdot [1 - (\omega \cdot R \cdot C)^2 + j \cdot 3 \cdot \omega \cdot R \cdot C] \} \} = \\ &= U \cdot \{ [1 - (\omega \cdot R \cdot C)^2]^2 / \{ 3 \cdot \{ [1 - (\omega \cdot R \cdot C)^2]^2 + 9 \cdot (\omega \cdot R \cdot C)^2 \} \} + \\ &+ j \cdot 3 \cdot \omega \cdot R \cdot C \cdot [1 - (\omega \cdot R \cdot C)^2] / \{ 3 \cdot \{ [1 - (\omega \cdot R \cdot C)^2]^2 + 9 \cdot (\omega \cdot R \cdot C)^2 \} \} \}, \quad (2.130) \end{aligned}$$

iš kur žinomu būdu randame išėjimo įtampos $U_{i\dot{s}}$ fazę $\varphi_u(\omega)$ atžvilgiu poveikio įtampos $U = U_0 \cdot e^{j\omega \cdot t}$:

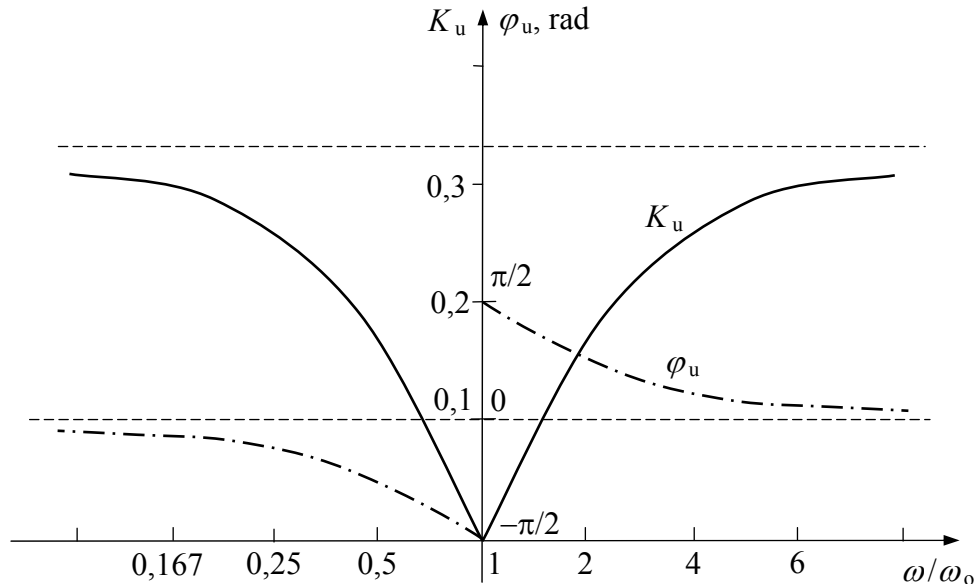
$$\begin{aligned} \varphi_u(\omega) &= -\arctg \{ 3 \cdot \omega \cdot R \cdot C / [1 - (\omega \cdot R \cdot C)^2] \} = \arctg \{ 3 \cdot \omega \cdot R \cdot C / [(\omega \cdot R \cdot C)^2 - 1] \} = \\ &= \arctg \{ 3 \cdot (\omega / \omega_0) / [(\omega / \omega_0)^2 - 1] \}, \quad (2.131) \end{aligned}$$

bei išėjimo įtampos $U_{i\dot{s}}$ dažninę charakteristiką $U_{i\dot{s}o}(\omega)$:

$$U_{i\dot{s}o}(\omega) = U_0 \cdot [1 - (\omega \cdot R \cdot C)^2] / \{ 3 \cdot \{ [1 - (\omega \cdot R \cdot C)^2]^2 + 9 \cdot (\omega \cdot R \cdot C)^2 \}^{1/2} \} =$$

$$= U_o \cdot [1 - (\omega/\omega_o)^2] / \{3 \cdot \{[1 - (\omega/\omega_o)^2]^2 + 9 \cdot (\omega/\omega_o)^2\}^{1/2}\}. \quad (2.132)$$

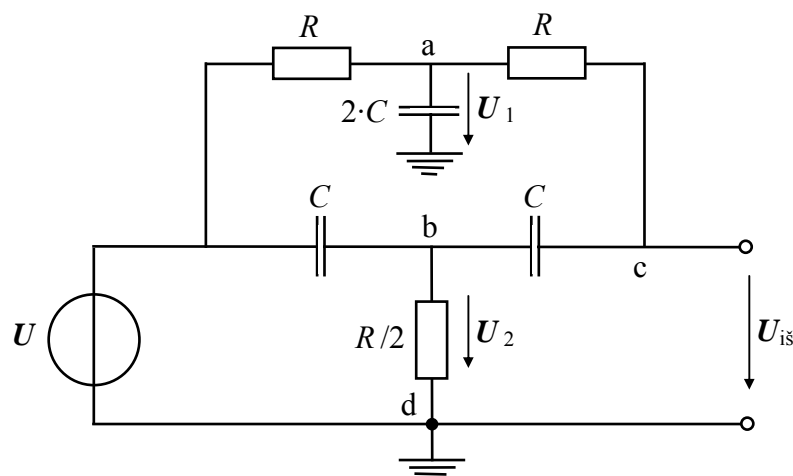
Analogiškai Vyno tilteliui įvesime Vyno-Robinsono tiltelio (2.38 pav.) įtampos perdavimo koeficientą $K_u = U_{i\check{s}} / U$ ir iš (2.131) bei (2.132) paskaičiuotų dažnių priklausomybių $\varphi_u(\omega)$ ir $K_u(\omega) = U_{i\check{s}o} / U_o$ grafikai yra parodyti 2.39 pav.



2.39 pav. Vyno-Robinsono tiltelio (2.38 pav.) įtampos perdavimo koeficiento K_u modulio $K_u(\omega)$ ir fazės $\varphi_u(\omega)$ dažninės charakteristikos

Iš 2.39 pav. matome: Vyno-Robinsono tiltelis turi užtvarinio filtro charakteristiką. Taip pat matome: kai dažnis $\omega \Rightarrow \omega_o$, išėjimo įtampos $U_{i\check{s}}$ fazė $\varphi_u(\omega) \Rightarrow \pi/2$ arba $-\pi/2$, t. y. rezonanso metu ($\omega = \omega_o$) fazė savo ženklui yra neapibrėžta. Kita vertus tai nėra reikšminga, nes rezonanso metu $U_{i\check{s}o}(\omega_o) = 0$. Čia pastebėsime, jog pagrindinis Vyno-Robinsono tiltelio trukumas yra tai, kad išėjimo ir įėjimo grandinės negali turėti bendros “žemės”.

Pagrindinio Vyno-Robinsono tiltelio trukumo neturi dvigubo T- pavidalo RC- užtvarinis filtras, kurio principinė elektrinė schema yra parodyta 2.40 pav.



2.40 pav. Dvigubo T- pavidalo RC- užtvarinio filtro grandinė

Mazginių įtampų metodu 2.40 pav. parodytos grandinės mazgams “a”, “b” ir “c” galima parašyti:

$$\left. \begin{aligned} (1/R + 1/R + 2 \cdot j \cdot \omega \cdot C) \cdot U_1 - (1/R) \cdot U - (1/R) \cdot U_{is} &= 0, \\ (2/R + j \cdot \omega \cdot C + j \cdot \omega \cdot C) \cdot U_2 - j \cdot \omega \cdot C \cdot U - j \cdot \omega \cdot C \cdot U_{is} &= 0, \\ (1/R + j \cdot \omega \cdot C) \cdot U_{is} - j \cdot \omega \cdot C \cdot U_2 - (1/R) \cdot U_1 &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (2.133)$$

ir iš čia, įvedę įtampos perdavimo koeficientą $K_u = U_{is}/U$, nesunkiai randame:

$$\begin{aligned} K_u &= [1 - (\omega \cdot R \cdot C)^2] / [1 - (\omega \cdot R \cdot C)^2 + j \cdot 4 \cdot \omega \cdot R \cdot C] = \\ &= [1 - (\omega \cdot R \cdot C)^2]^2 / \{ [1 - (\omega \cdot R \cdot C)^2]^2 + 16 \cdot (\omega \cdot R \cdot C)^2 \} + \\ &+ j \cdot 4 \cdot \omega \cdot R \cdot C \cdot [1 - (\omega \cdot R \cdot C)^2] / \{ [1 - (\omega \cdot R \cdot C)^2]^2 + 16 \cdot (\omega \cdot R \cdot C)^2 \}, \end{aligned} \quad (2.134)$$

iš kur žinomu būdu randame išėjimo įtampos U_{is} fazę $\varphi_u(\omega)$ atžvilgiu poveikio įtampos $U = U_0 \cdot e^{j\omega t}$:

$$\begin{aligned} \varphi_u(\omega) &= -\arctg \{ 4 \cdot \omega \cdot R \cdot C / [1 - (\omega \cdot R \cdot C)^2] \} = \arctg \{ 4 \cdot \omega \cdot R \cdot C / [(\omega \cdot R \cdot C)^2 - 1] \} = \\ &= \varphi_u(\omega) = \arctg \{ 4 \cdot (\omega / \omega_0) / [(\omega / \omega_0)^2 - 1] \}, \end{aligned} \quad (2.135)$$

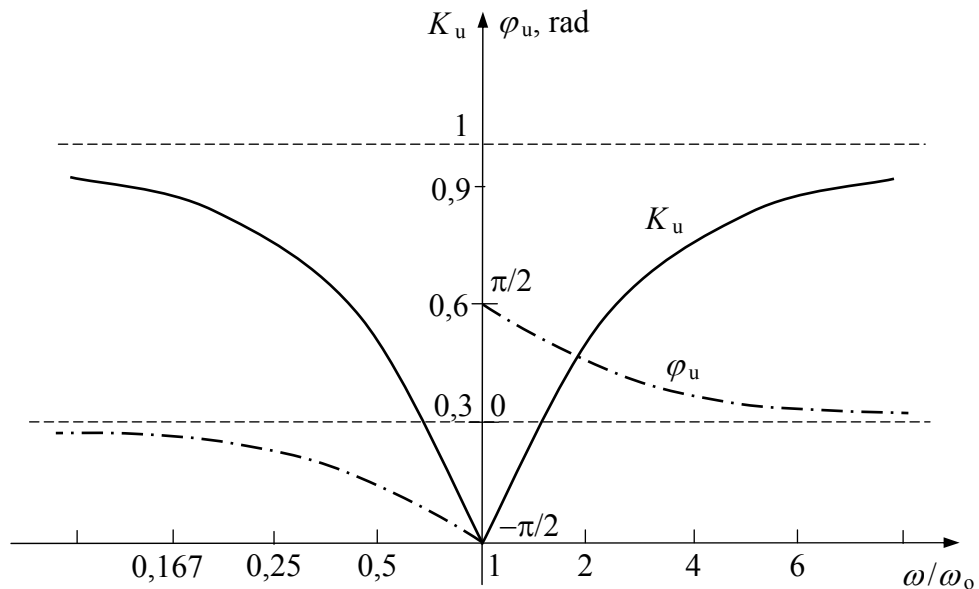
bei įtampos perdavimo koeficiento K_u dažninę charakteristiką $K_u(\omega)$:

$$\begin{aligned} K_u(\omega) &= [1 - (\omega \cdot R \cdot C)^2] / \{ [1 - (\omega \cdot R \cdot C)^2]^2 + 16 \cdot (\omega \cdot R \cdot C)^2 \}^{1/2} = \\ &= [1 - (\omega / \omega_0)^2] / \{ [1 - (\omega / \omega_0)^2]^2 + 16 \cdot (\omega / \omega_0)^2 \}^{1/2}. \end{aligned} \quad (2.136)$$

Iš (2.135) bei (2.136) paskaičiuotų dažninių priklausomybių $\varphi_u(\omega)$ ir $K_u(\omega)$ grafikai yra parodyti 2.41 pav.

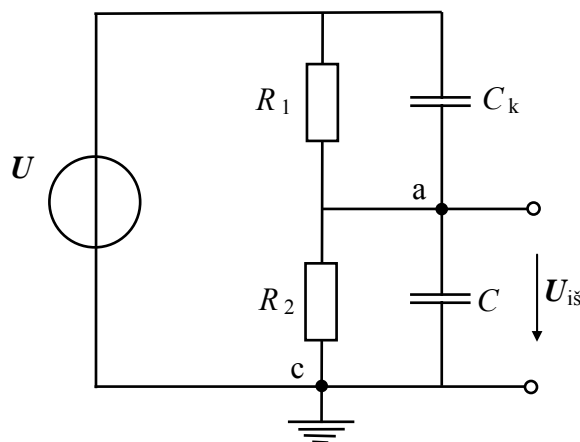
Iš 2.41 pav. matome, jog dvigubo T- pavidalo RC- užtvarinio filtro (2.40 pav.) įtampos perdavimo koeficiento K_u modulio $K_u(\omega)$ vertė kinta ribose- $0 \div 1$, t. y. didesne už Vyno- Robinsono tiltelio (2.38 pav.). Taip pat matome: kai dažnis $\omega \Rightarrow \omega_0$, išėjimo įtampos U_{is} fazė $\varphi_u(\omega) \Rightarrow \pi/2$ arba $-\pi/2$, t. y. rezonanso metu ($\omega = \omega_0$) savo ženklu yra neapibrėžta. Tačiau ir šiuo atveju tai nėra reikšminga, nes tuo metu $U_{is}(\omega_0) = 0$.

Anksčiau išnagrinėtose ir apskritai radioelektroninėse ir elektroninėse grandinėse labai dažnai yra naudojami įvairūs pasyvūs įtampos dalikliai sudaryti iš aktyviųjų arba (ir) reaktyviųjų elementų. Akivaizdu, jog reaktyviųjų elementų turinčio įtampos daliklio įtampos perdavimo koeficientas $K_u = U_{is}/U$ yra kompleksinis dydis, t. y. įtampos dalinimo vertė priklauso nuo poveikio signalo $U = U_0 \cdot e^{j\omega t}$ dažnio ω . Šios priklausomybės nuo dažnio ω



2.41 pav. Dvigubo T- pavidalo RC- užtvarinio filtro (2.40 pav.) įtampos perdavimo koeficiento K_u modulio $K_u(\omega)$ ir fazės $\varphi_u(\omega)$ dažninės charakteristikos

neturi rezistorinis įtampos daliklis. Tačiau labai dažnai rezistorinio įtampos daliklio apkrova yra reaktyvinio pobūdžio, pvz. apkrovos talpinė varža $Z_C = 1/(j \cdot \omega \cdot C)$, kuri šuntuoja rezistorinį daliklį ir todėl jo įtampos perdavimo koeficientas K_u tampa priklausomas nuo dažnio ω , t. y. įgauna žemų dažnių RC- filtro savybes (2.14 pav. b). Akivaizdu, jog vienas iš būdų mažinti parazitinę apkrovos talpos C įtaką yra įmanomai didinti parazitinio RC- filtro ribinį dažnį ω_r (2.51), o tai galima pasiekti mažinant rezistorinio įtampos daliklio varžą. Tačiau šis sprendimas tinka ne visais atvejais ir todėl yra naudojamas kompensacinis metodas, kurio esmė matyti iš kompensuoto rezistorinio įtampos daliklio grandinės, parodytos 2.42 pav.



2.42 pav. Kompensuoto rezistorinio įtampos daliklio grandinė

Kompensacinės talpos C_k dydį surasime iš akivaizdžios tapatybės- $K_{uR} = K_{uC}$, kur K_{uR} - rezistorių R_1 ir R_2 įtampos dalinimo koeficientas, o K_{uC} - kondensatorių C_k ir C įtampos dalinimo koeficientas. Šią tapatybę užrašome taip:

$$K_{uR} = R_2 / (R_1 + R_2) = K_{uC} = (j \cdot \omega \cdot C)^{-1} / [1 / (j \cdot \omega \cdot C_k) + 1 / (j \cdot \omega \cdot C)],$$

iš kur randame:

$$C_k / C = R_2 / R_1, \quad \implies \quad C_k = C \cdot R_2 / R_1, \quad (2.137)$$

ir šios tapatybės yra rezistorinio įtampos daliklio kompensavimo sąlyga.

Akivaizdu, jog kompensuotą rezistorinį įtampos daliklį paveikus vienetiniu įtampos šuoliu $U = U_0 \cdot 1(t)$, jo išėjime įtampos reakcija taip pat yra vienetinis įtampos šuolis $U_{iS} = K_{uR,C} \cdot U_0 \cdot 1(t)$.

1.1.5 Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė ekvivalentinių pakeitimų metodu

Anksčiau išnagrinėtose ir apskritai radioelektroninėse ir elektroninėse grandinėse labai dažnai aktyvieji R_i ir reaktyvieji Z_j elementai būna sujungti lygiagrečiai arba nuosekliai (čia $i, j = 0, 1, 2, \dots$). Nagrinėdami įvairius tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizės metodus matėme, jog daugeliu atveju gaunamos analizinės konkrečios elektroninės grandinės elektrinių charakteristikų išraiškos yra gana grioždiškos ir jų išvedimui sugaištama daug laiko. Todėl yra svarbu žinoti, kad turint, pvz. lygiagretaus jungimo grandinės elektrinių charakteristikų analizes išraiškas, galima jas pritaikyti randant nuoseklaus jungimo grandinės analogiškas analizes išraiškas, nenaudojant daug laiko užimančių skaičiavimo kuriuo nors konkrečiu analizės metodu. Tai galima padaryti ekvivalentinių pakeitimų metodu.

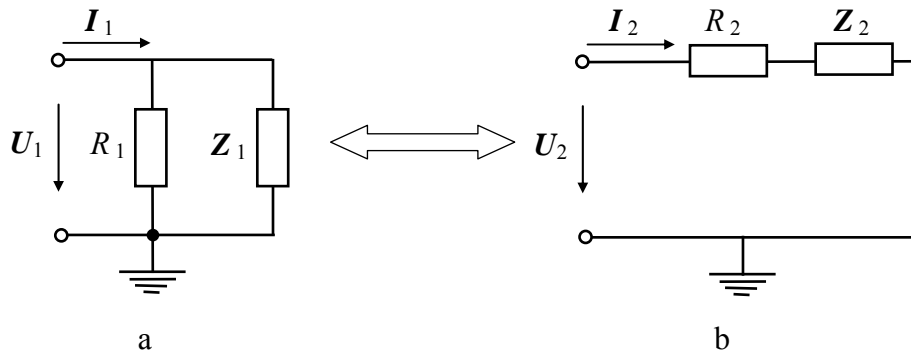
Ekvivalentinio pakeitimo metodo esmę sudaro tai, jog lygiagretaus jungimo grandinė yra pakeičiama nuoseklaus jungimo grandine (2.43 pav.), arba atvirkščiai, išlaikant sąlygą: esant lygioms poveikio įtampoms U_1 ir U_2 ($U_1 = U_2$) abiejose grandinėse turi tekėti lygios srovės I_1 ir I_2 ($I_1 = I_2$), atitinkamai. Jei grandinės tenkina šią sąlygą jos yra ekvivalentiškos (lygiavertės) viena kitai.

Iš 2.43 pav. galima parašyti akivaizdžias tapatybes:

$$I_1 = U_1 \cdot (R_1 + Z_1) / (R_1 \cdot Z_1), \quad I_2 = U_2 / (R_2 + Z_2), \quad (2.138)$$

kur: Z_1 ir Z_2 - talpinė arba induktyvinė grandinės varža.

Iš (2.138), pritaikę lygiavertės grandinių sąlygą, randame:



2.43 pav. Lygiagretaus jungimo grandinės (a) pakeitimas lygiaverte nuosekliaus jungimo grandine (b), arba atvirkščiai

$$(R_1 + Z_1)/(R_1 \cdot Z_1) = (R_2 + Z_2)^{-1} \text{ ir iš čia:}$$

$$R_2 + Z_2 = R_1 \cdot Z_1^2 / (R_1^2 + Z_1^2) + [R_1^2 / (R_1^2 + Z_1^2)] \cdot Z_1,$$

iš kur, pasinaudojus kompleksinių dydžių lygybės sąlyga- kompleksiniai skaičiai yra lygūs tada, kai yra lygios jų realiosios ir menamosios dalys, atitinkamai, gauname:

$$R_2 = R_1 \cdot Z_1^2 / (R_1^2 + Z_1^2), \quad Z_2 = [R_1^2 / (R_1^2 + Z_1^2)] \cdot Z_1, \quad (2.139)$$

kur: Z_1 - reaktyviojo elemento Z_1 impedanso modulis.

Išraiškas R_1 ir Z_1 per žinomus dydžius R_2 ir Z_2 randame iš (2.138):

$$(R_1 + Z_1)/(R_1 \cdot Z_1) = 1/(R_2 + Z_2), \text{ ir iš čia:}$$

$$1/R_1 + 1/Z_1 = R_2 / (R_2^2 + Z_2^2) - Z_2 / (R_2^2 + Z_2^2),$$

iš kur, pasinaudojus kompleksinių dydžių lygybės sąlyga, gauname:

$$R_1 = (R_2^2 + Z_2^2) / R_2, \quad Z_1 = -(R_2^2 + Z_2^2) / Z_2, \quad (2.140)$$

kur: Z_2 - reaktyviojo elemento Z_2 impedanso modulis.

Kai lygiagretusis jungimas (2.43 pav. a) yra keičiamas lygiavertiu nuosekliauoju jungimu (2.43 pav. b), yra naudojamos išraiškos (2.139), o kai atvirkščiai- yra naudojamos išraiškos (2.140).

1.1.6 Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė dažniniu (spektr) metodu

Dažninis (spektrinis) tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizės metodas yra paremtas *signalų superpozicijos principu*, kuri galima suformuluoti taip: tiesinės pasyviosios radiotechninės (elektroninės) grandinės *pirminė reakcija* (išėjimo srovė I_{is} arba (ir) įtampa U_{is}) į *pirminį poveikį* (įėjimo srovę I_{in} arba (ir) įtampą U_{in}) yra tokia pat, kaip ir tuo atveju,

kai *pirminis poveikis* yra suma nepriklausomų *antrinių poveikių*, kurių nepriklausomų *antrinių reakcijų* suma taip pat yra lygi *pirminei reakcijai*. Tai matematiškai galima užrašyti taip:

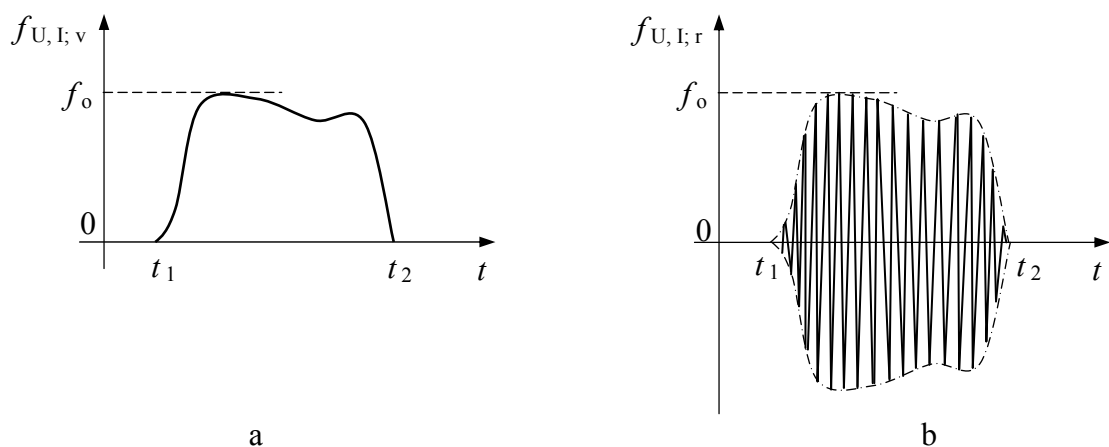
$$U_{i\text{š}} = \sum_i U_{i\text{š}i} = \sum_i K_u \cdot U_{in\ i} = K_u \cdot U_{in}, \quad (2.141)$$

arba

$$I_{i\text{š}} = \sum_j I_{i\text{š}j} = \sum_j K_i \cdot I_{in\ j} = K_i \cdot I_{in}, \quad (2.142)$$

kur: K_u arba K_i - tiesinės grandinės įtampos arba (ir) srovės perdavimo koeficientas, atitinkamai; $i, j = 1, 2, 3, \dots$ - pirminį poveikį (reakciją) sudarančių nepriklausomų antrinių poveikių (reakcijų) sumos sandų (dedamųjų) numerio indeksai.

Radiotechninės ar elektrotechnikės (elektroninės) grandinės poveikio signalas (įtampa U arba srovė I) gali būti bet kokia nuo laiko t priklausanti funkcija $f_{U,I}(t)$. Anksčiau įvairiais analizės metodais nagrinėdami įvairias elektronines grandines panaudojome harmoninius signalus - $f_{U,I}(t) = f_{U,I0} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_0)$ arba $f_{U,I}(t) = f_{U,I0} \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi_0)$, arba kompleksiniame pavidale $f_{U,I}(j \cdot \omega) = f_{U,I0} \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi_0)}$, bei vienetinio šuolio pavidalo signalus (tame tarpe ir periodiškai pasikartojančius) - $f_{U,I}(t) = f_{U,I0} \cdot 1(t)$. Akivaizdu, jog be jau panaudotų poveikio signalų, elektronikoje labai plačiai yra taikomi impulsiniai signalai, kurie yra skirstomi į dvi grupes: video impulsai ir radijo impulsai, kurių laikinės diagramos yra parodytos 2.44 pav. a ir b, atitinkamai. Esminis šių impulsinių signalų skirtumas matosi iš jų laikinių diagramų - jeigu video impulso laikinė funkcija yra $f_{U,I,v}(t)$, tai jį atitinkančio radijo impulso laikinė funkcija yra $f_{U,I,r}(t) = f_{U,I,v}(t) \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi_0)$, kur ω ir φ_0 - radijo impulso užpildymo dažnis ir pradinė fazė, o funkcija $f_{U,I,v}(t)$ yra vadinama radijo impulso gaubiamąja.



2.44 pav. Impulsinių signalų tipai: a- video impulsas; b- radijo impulsas

Kai bet kokio pavidalo poveikio signalas $f_{U, I}(t)$ yra periodiškai pasikartojanti funkcija, t. y. tenkina šią sąlygą: $f_{U, I}(t) = f_{U, I}(t \pm n \cdot T_1)$, kur: $T_1 = 2 \cdot \pi / \omega_1$ - periodas; $n = 1, 2, 3, \dots$ - sveikieji skaičiai, bei tenkina Dirichlė sąlygas- funkcija yra baigtinio dydžio, t. y. apibrėžta, ir vieno periodo intervale turi baigtinį skaičių maksimumų-minimumų bei pirmos rūšies trūkių taškų, tai tokį poveikio signalą galima pakeisti harmoninių funkcijų suma (Furjė eilute):

$$f_{U, I}(t) = a_0/2 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos(n \cdot \omega_1 \cdot t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cdot \sin(n \cdot \omega_1 \cdot t), \quad (2.143)$$

kur:

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= (2/T_1) \cdot \int_{-T_1/2}^{T_1/2} f_{U, I}(t) \cdot dt, \\ a_n &= (2/T_1) \cdot \int_{-T_1/2}^{T_1/2} f_{U, I}(t) \cdot [\cos(n \cdot \omega_1 \cdot t)] \cdot dt, \\ b_n &= (2/T_1) \cdot \int_{-T_1/2}^{T_1/2} f_{U, I}(t) \cdot [\sin(n \cdot \omega_1 \cdot t)] \cdot dt. \end{aligned} \right\} \quad (2.144)$$

Iš (2.143) ir (2.144) seka: bet kokio pavidalo nuo laiko t priklausanti periodinė poveikio funkcija $f_{U, I}(t)$ gali būti suskaidyta į nuo laiko nepriklausančią konstantą a_0 - pastovusis sandas, ir į begalinį skaičių harmoninių funkcijų- harmonikų, kurių virpesių pasikartojimo dažnis $\omega_n = n \cdot \omega_1$ ($n = 1, 2, 3, \dots$), t. y. turi pagrindinio dažnio ω_1 kartotinius dažnius.

Poveikio signalo $f_{U, I}(t)$ Furjė skleidinio (2.143) kiekvieną harmonikos narį galima išreikšti per jo amplitudę A_n ir pradinę fazę φ_{n0} tokiu būdu:

$$\left. \begin{aligned} a_n &= A_n \cdot \cos \varphi_{n0}, & b_n &= A_n \cdot \sin \varphi_{n0}, \\ A_n &= (a_n^2 + b_n^2)^{1/2}, & \varphi_{n0} &= \arctg(b_n/a_n). \end{aligned} \right\} \quad (2.145)$$

Išraiškas (2.145) įstatę į (2.143) ÷ (2.144) gauname kitą poveikio signalo $f_{U, I}(t)$ skleidimo Furjė eilute pavidalą:

$$f_{U, I}(t) = a_0/2 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos(n \cdot \omega_1 \cdot t - \varphi_{n0}). \quad (2.146)$$

Kai kada yra patogiau poveikio signalo $f_{U, I}(t)$ Furjė skleidinio (2.143) kiekvieną harmonikos narį išreikšti per bazines funkcijas f_k , kurios yra užrašomos tokiu pavidalu:

$$f_k = (T_1^{-1/2}) \cdot e^{jk\omega_1 t}, \quad \text{kur } k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \quad (2.147)$$

iš kur matome, jog bazinės funkcijos f_k yra periodinės su periodu T_1 ir laiko atkarpoje $[-T_1/2 \div T_1/2]$ yra ortogonalios, nes tenkina šias savybes:

$$f_u \cdot f_v = \int_{-T_1/2}^{T_1/2} (f_u \cdot f_v^*) \cdot dt = (1/2 \pi) \cdot \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(u-v)x} \cdot dx = \begin{cases} 1, & \text{kai } u = v, \\ 0, & \text{kai } u \neq v, \end{cases}$$

kur: f_k^* - jungtinis kompleksinis dydis funkcijai f_k , t. y. jų menamos dalys yra priešingų ženklų; $u, v = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, k$.

Pasinaudojus bazinėmis funkcijomis (2.147) bet kokį poveikio signalą $f_{U, I}(t)$, tenkinanti Dirichlė sąlygas, galima paskleisti kompleksinio pavidalo Furjė eilute:

$$\left. \begin{aligned} f_{U, I}(t) &= (1/T_1^{1/2}) \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \cdot e^{jk\omega_1 t}, \\ a_k &= (1/T_1^{1/2}) \cdot \int_{-T_1/2}^{T_1/2} f_{U, I}(t) \cdot e^{jk\omega_1 t} \cdot dt. \end{aligned} \right\} \quad (2.148)$$

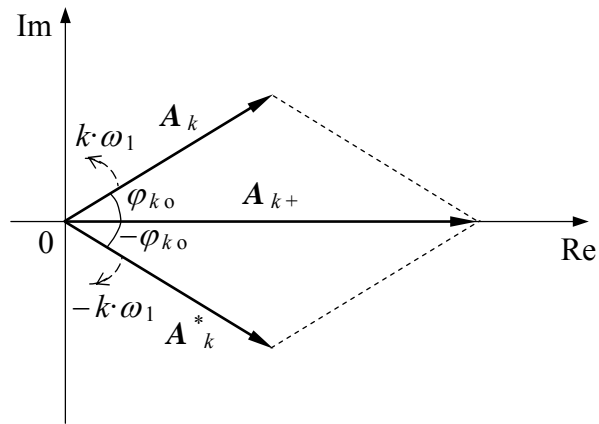
Dažnai išraiškos (2.148) yra užrašomos šiek tiek kitokiu pavidalu:

$$\left. \begin{aligned} f_{U, I}(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k \cdot e^{jk\omega_1 t}, \\ A_k &= (1/T_1) \cdot \int_{-T_1/2}^{T_1/2} f_{U, I}(t) \cdot e^{jk\omega_1 t} \cdot dt. \end{aligned} \right\} \quad (2.149)$$

Iš (2.149) seka: A_k ir jo jungtinio kompleksinio dydžio $A_k^* = A_{-k}$ suma $A_k + A_k^*$ matematiškai aprašo k -tosios harmonikos $A_{k+} = A_k + A_k^*$ amplitudės A_{k0} kitimą laike t , kas matyti iš šių vektorių sumos A_{k+} , pavaizduotos kompleksinėje plokštumoje $\{ \text{Re}, \text{Im} \}$ (2.45 pav.). Iš 2.45 pav. matome: k -tosios harmonikos $A_{k+} = A_k + A_k^*$ amplitudės A_{k0+} kitimą laike t gauname sumuodami vienodų modulių A_{k0} priešingomis kryptimis dažniu $k\omega_1$ besisukančius vektorius $A_k = A_{k0} \cdot e^{j\varphi_{k0}}$ ir $A_k^* = A_{k0} \cdot e^{-j\varphi_{k0}}$:

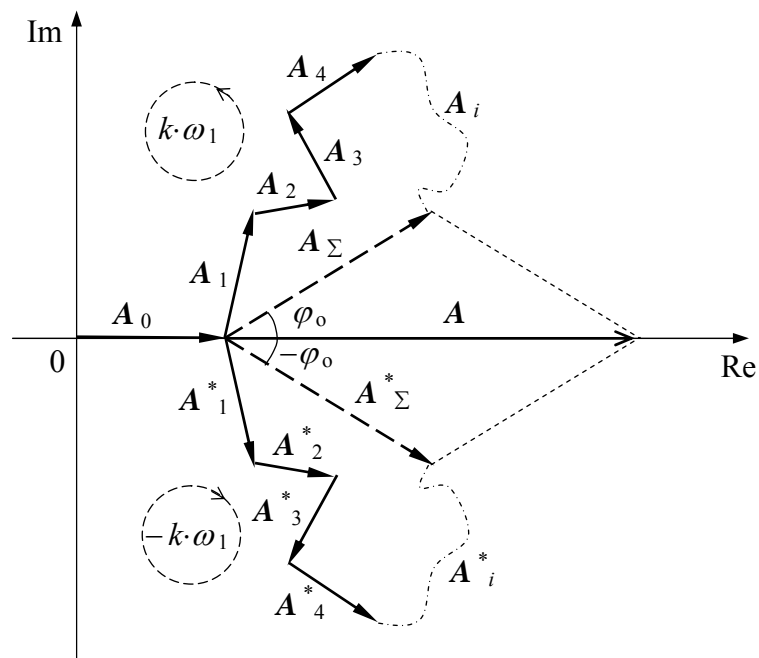
$$\begin{aligned} A_{k0+}(t) &= A_{k0} \cdot e^{jk\omega_1 t} + A_{k0} \cdot e^{-jk\omega_1 t} = A_{k0} \cdot [e^{j(k\omega_1 t + \varphi_{k0})} + e^{-j(k\omega_1 t + \varphi_{k0})}] = \\ &= 2 \cdot A_{k0} \cdot \cos(k\omega_1 t + \varphi_{k0}), \end{aligned} \quad (2.150)$$

kur išvedimo metu pasinaudojome žinoma išraiška- $\cos x = (e^{jx} + e^{-jx})/2$.



2.45 pav. Poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ skleidinio kompleksinio pavidalo Furjė eilutės k -tosios harmonikos $A_{k+} = A_k + A_k^*$ vektorinė diagrama, kai $t = 0$

Taigi, iš (2.150) seka, jog poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ skleidinio kompleksinio pavidalo Furjė eilutė (2.149) gali būti atvaizduota vektorine diagrama taip, kaip yra parodyta 2.46 pav.



2.46 pav. Poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ skleidinio kompleksinio pavidalo Furjė eilutės vektorinė diagrama, kai $t = 0$ ($i = 0, 1, 2, \dots, k > 0$)

Iš 2.46 pav. matome: pirmiausiai realioje ašyje $\{ \text{Re} \}$ yra atidedamas pastoviojo sando vektorius A_0 , kuris atvaizduoja kompleksinio pavidalo Furjė eilutės (2.149) narį, kai $k = 0$. Po to išraiškose (2.149) priimame $t = 0$ ir kompleksinėje plokštumoje $\{ \text{Re}, \text{Im} \}$ yra atidedamos vektorių A_k ir A_k^* sumos A_{Σ} ir A_{Σ}^* , atitinkamai:

$$A_{\Sigma} = A_1 + A_2 + \dots + A_i + \dots + A_k, \quad A_{\Sigma}^* = A_1^* + A_2^* + \dots + A_i^* + \dots + A_k^*, \quad (2.151)$$

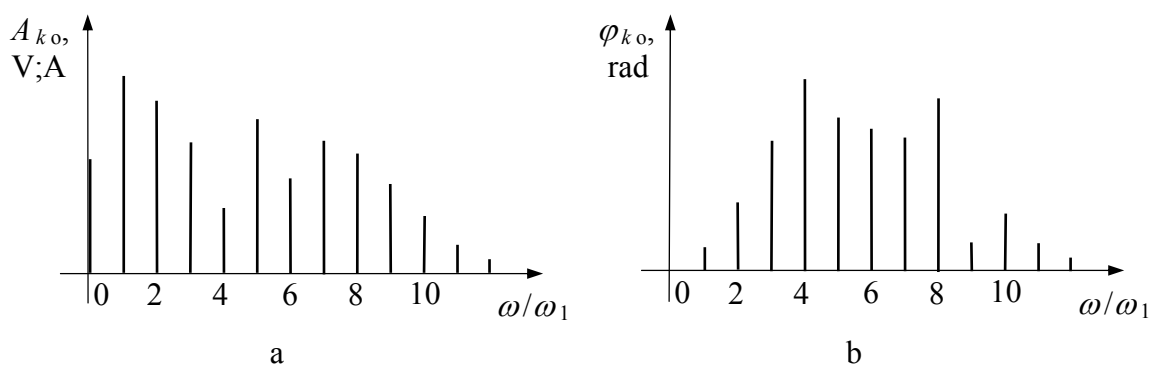
kur sumos A_{Σ} vektorių sandai A_i yra atidėti kompleksinės plokštumos $\{ \text{Re}, \text{Im} \}$ pirmajame kvadrante, o sumos A_{Σ}^* vektorių sandai A_i^* - ketvirtajame kvadrante (čia $i = 1, 2, 3, \dots, k > 0$).

Akivaizdu, jog vektorių A_{Σ} ir A_{Σ}^* suma A yra realus dydis, t. y. jų atstojamasis vektorius $A = A_{\Sigma} + A_{\Sigma}^*$ guli ašyje $\{ \text{Re} \}$ (2.46 pav.). Kai $t > 0$, vektorių sandai A_i sukasi apie savo pradžios tašką atitinkamos harmonikos dažniu $i \cdot \omega_1$ prieš laikrodžio rodyklę, o vektorių sandai A_i^* sukasi apie savo pradžios tašką atitinkamos harmonikos dažniu $i \cdot \omega_1$ pagal laikrodžio rodyklę. Viso to išdavoje yra gaunamas poveikio signalas $f_{U,I}(t)$:

$$f_{U,I}(t) = A_0 + A_o(t), \quad (2.152)$$

kur: A_o - suminio vektoriaus A modulio momentinė vertė.

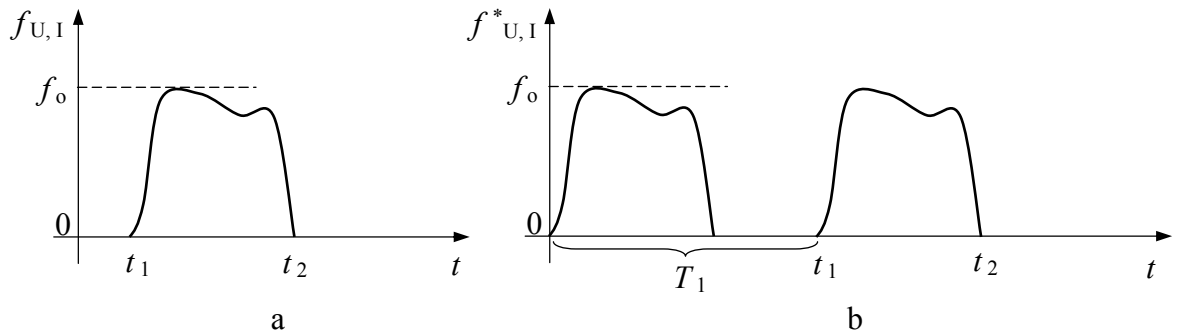
Elektronikoje yra priimta laikinės poveikio signalo funkcijos $f_{U,I}(t)$ Furjė skleidinį (2.146) atvaizduoti *dažninėmis laiko funkcijomis*, t. y. jo spektru, kuris grafiškai yra vaizduojamas dviem priklausomybėmis: $A_k(\omega/\omega_1)$ ir $\varphi_{k_o}(\omega/\omega_1)$. Kiekvienas Furjė skleidinio (2.146) harmonikos narys yra vaizduojamas viena vertikalia linija- spektrine linija, kurios ilgis atitinka harmonikos A_k amplitudę A_{k_o} bei pradinę fazę φ_{k_o} . Taikant šį principą tam tikro poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ spektro amplitudinė $A_{k_o}(\omega/\omega_1)$ bei fazinė $\varphi_{k_o}(\omega/\omega_1)$ diagramos yra parodytos 2.47 pav. a ir b, atitinkamai.



2.47 pav. Tam tikro poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ spektro A_k amplitudinė (a) bei fazinė (b) diagramos

Iš 2.47 pav. matome, jog spektro A_k linijos A_{k_o} yra išsidėsčiusios vienodais tarpais- $\Delta\omega = \omega_1 = 2 \cdot \pi / T_1$ ir iš čia seka neperiodinio (vienkartinio) poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ spektro A_k struktūra: kai $T_1 \Rightarrow \infty$, atstumas $\Delta\omega$ tarp gretimų spektro linijų A_k ir $A_{k \pm 1}$ artėja į nulį ($\Delta\omega \Rightarrow 0$), t. y. neperiodinio signalo spektras A_k yra ištisinis. Tuo tarpu periodinio signalo spektras A_k yra linijinis arba diskretinis. Iš čia seka akivaizdus neperiodinio (vienkartinio) poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ spektro radimo metodas.

Tarkime turime neperiodinį (vienkartinį) poveikio signalą $f_{U,I}(t)$ (2.48 pav. a), kurį pakeičiame periodiniu signalu $f_{U,I}^*(t)$ taip, kaip yra parodyta 2.48 pav. b. Iš čia matome, jog periodiškumo sąlyga yra tenkinama tada, kai periodas $T_1 \geq t_2 - t_1$ - laiko tarpas, kuriame



2.48 pav. Neperiodinio (vienkartinio) poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ (a) pakeitimas periodiniu signalu $f^*_{U,I}(t)$ (b)

poveikio signalo modulis $|f_{U,I}(t)| \geq 0$. Čia reikia pastebėti, jog bendru atveju poveikio signalas $f_{U,I}(t)$ laiko atkarpoje $[t_2 \div t_1]$ gali keisti savo ženklą. Todėl sąlyga- $T_1 \geq t_2 - t_1$ apibrėžia tai, jog periodiškumas turi apimti visą vienkartinio poveikio signalą $f_{U,I}(t)$. Taigi, naujai sudarytos poveikio signalo periodinės funkcijos $f^*_{U,I}(t)$ spektrą A^*_k randame taikydami vieną iš anksčiau aprašytų Furjė transformacijų: (2.143), (2.146), (2.148) arba (2.149). Sekančiu žingsniu gautas periodinės funkcijos $f^*_{U,I}(t)$ spektras A^*_k yra transformuojamas į neperiodinio (vienkartinio) poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ spektrą A_k , kai šiuo tikslu periodas $T_1 \Rightarrow \infty$. Šiuo atveju Furjė eilutė transformuojasi į Furjė integralą, kas seka iš nesudėtingų matematinių skaičiavimų- pvz. naujai sudaryto poveikio signalo periodinės funkcijos $f^*_{U,I}(t)$ spektrą A^*_k randame taikydami išraišką (2.143), į kurią įstatome atitinkamų koeficientų išraiškas iš (2.144):

$$f^*_{U,I}(t) = a_0/2 + \sum_{n=1}^{\infty} [(2/T_1) \cdot \int_{-T_1/2}^{T_1/2} f_{U,I}(t) \cdot [\cos(n \cdot \omega_1 \cdot t)] \cdot dt] \cdot \cos(n \cdot \omega_1 \cdot t) + \sum_{n=1}^{\infty} [(2/T_1) \cdot \int_{-T_1/2}^{T_1/2} f_{U,I}(t) \cdot [\sin(n \cdot \omega_1 \cdot t)] \cdot dt] \cdot \sin(n \cdot \omega_1 \cdot t),$$

iš kur, padarę pakeitimą- $2/T_1 \Rightarrow \Delta\omega/\pi$, nes $\omega_1 = 2 \cdot \pi/T_1$ ir ω_1 dažnių ašyje reiškia atstumą $\Delta\omega$ tarp gretimų spektro linijų A^*_k ir $A^*_{k \pm 1}$, bei- $n \cdot \omega_1 \Rightarrow \omega$, gauname:

$$f^*_{U,I}(t) = a_0/2 + (1/\pi) \cdot \sum_{\omega=\omega_1}^{\infty} \Delta\omega \cdot [\int_{-T_1/2}^{T_1/2} f_{U,I}(t) \cdot [\cos(\omega \cdot t)] \cdot dt] \cdot \cos(\omega \cdot t) + (1/\pi) \cdot \sum_{\omega=\omega_1}^{\infty} \Delta\omega \cdot [\int_{-T_1/2}^{T_1/2} f_{U,I}(t) \cdot [\sin(\omega \cdot t)] \cdot dt] \cdot \sin(\omega \cdot t),$$

ir iš čia, kai $T_1 \Rightarrow \infty$, randame neperiodinio (vienkartinio) poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ spektrą A_k , išreikštą Furjė integralo pavidalu:

$$f_{U,I}(t) = (1/\pi) \cdot \int_0^{\infty} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} f_{U,I}(t) \cdot [\cos(\omega \cdot t)] \cdot dt \right\} \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot d\omega + \\ + (1/\pi) \cdot \int_0^{\infty} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} f_{U,I}(t) \cdot [\sin(\omega \cdot t)] \cdot dt \right\} \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot d\omega, \quad (2.153)$$

nes $a_0 \Rightarrow 0$ (2.144), o $\omega_1 = 2 \cdot \pi / T_1 = \Delta\omega \Rightarrow 0$ ir todėl $\Delta\omega$ yra keičiamas į $d\omega$, bei iš integralo apibrėžties seka pakeitimas- $\Sigma \Rightarrow \int$, o taip pat anksčiau jau parodėme, kad $f_{U,I}^*(t) \Rightarrow f_{U,I}(t)$.

Iš (2.153) seka: neperiodinio (vienkartinio) poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ spektras yra ištisinis, nes atstumą $\Delta\omega$ tarp gretimų spektro linijų A_k ir $A_{k\pm 1}$ yra be galo mažas- $\Delta\omega \Rightarrow d\omega$.

Dažnai gauta išraiška (2.153) yra užrašoma kitu pavidalu:

$$f_{U,I}(t) = (1/\pi) \cdot \int_0^{\infty} S(\omega) \cdot \sin[\omega \cdot t + \varphi(\omega)] \cdot d\omega, \quad (2.154)$$

kur:

$$S(\omega) = \left\{ \left[\int_{-\infty}^{\infty} f_{U,I}(t) \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot dt \right]^2 + \left[\int_{-\infty}^{\infty} f_{U,I}(t) \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot dt \right]^2 \right\}^{1/2}, \quad (2.155)$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \left\{ \left[\int_{-\infty}^{\infty} f_{U,I}(t) \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot dt \right] / \left[\int_{-\infty}^{\infty} f_{U,I}(t) \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot dt \right] \right\}. \quad (2.156)$$

Akivaizdu, kad panaudoję naujai sudaryto poveikio signalo periodinės funkcijos $f_{U,I}^*(t)$ spektro A_k^* skaičiavimui kompleksinę išraišką (2.149), gauname kompleksinį išraiškos (2.154) pavidalą:

$$f_{U,I}(t) = (2 \cdot \pi)^{-1} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} S(j \cdot \omega) \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \cdot d\omega, \quad (2.157)$$

kur:

$$S(j \cdot \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f_{U,I}(t) \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot t} \cdot dt, \quad (2.158)$$

kur kompleksinio dydžio $S(j \cdot \omega)$ modulis ir fazė randamos iš anksčiau pateiktų išraiškų (2.155) ir (2.156), atitinkamai.

Gautose išraiškose (2.154) ir (2.157) įvesta funkcija $S(j \cdot \omega)$ yra vadinama poveikio signalo (bendru atveju apskritai signalo) $f_{U,I}(t)$ harmonikų A_k spektriniu tankiu. Jo fizikinė esmė seka iš išraiškų (2.149) ir (2.157) palyginimo, iš kur matome, jog harmonikų A_k amplitudžių A_{k0} suma dA dažnių intervale $d\omega$ yra lygi:

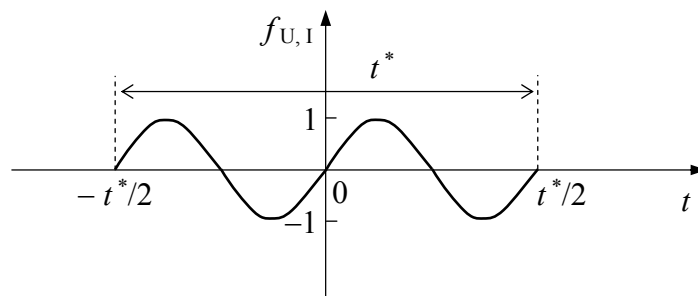
$$dA = S(j\omega) \cdot d\omega / (2\pi),$$

ir iš čia:

$$S(j\omega) = 2\pi \cdot dA / d\omega, \quad (2.159)$$

iš kur seka: funkcija $S(j\omega)$ turi spektro harmonikų A_k amplitudžių A_{k0} tankio prasmę ir dimensiją- V/Hz įtampos U_0 atveju arba A/Hz srovės I_0 atveju. Kita vertus spektrinis tankis $S(j\omega)$ yra proporcingas spektro linijų A_{k0} skaičiui N_A vienetiniame dažnių intervale $d\omega$. Todėl funkcija $S(j\omega)$ yra vadinama harmonikų A_k amplitudžių A_{k0} spektriniu tankiu, arba tiesiog spektriniu tankiu.

Apibendrinant galima suformuluoti fundamentalią išvadą: neperiodinis (vienkartinis) signalas $f_{U,I}(t)$ ir jo spektrinis tankis $S(j\omega)$ yra vienareikšmiškai išreiškiami tiesiogine (2.158) ir atvirkštine (2.157) Furjė transformacijomis. Pailiustruosime tai konkrečiu neperiodinio signalo $f_{U,I}(t)$ atveju, kurį sudaro baigtinė harmoninio virpesio, pvz. sinusoidės atkarpa, parodyta 2.49 pav.



2.49 pav. Neperiodinis (vienkartinis) sinusoidės atkarpos pavidalo signalas

Iš 2.49 pav. matome, jog sinusoidės atkarpos pavidalo signalą galima matematiškai aprašyti taip:

$$f_{U,I}(t) = \begin{cases} 0, & \text{kai: } t \leq -t^*/2 \text{ ir } t \geq t^*/2 \\ \sin(\omega_1 t), & \text{kai: } -t^*/2 < t < t^*/2. \end{cases} \quad (2.160)$$

Signalas $f_{U,I}(t)$ (2.160) spektrinį tankį $S(j\omega)$ surasime iš (2.155). Čia pastebime, jog funkcija $f_{U,I}(t)$ (2.49 pav.) yra nelyginė, t. y. $f_{U,I}(t) = -f_{U,I}(-t)$. Todėl išraiškos (2.155) integralas su kosinuso funkcija yra lygus nuliui:

$$\int_{-\infty}^{\infty} f_{U,I}(t) \cdot [\cos(\omega t)] \cdot dt = 0.$$

Į (2.155) įstatome funkcijos $f_{U,I}(t)$ reikšmes iš (2.160) ir žinodami, kad sinuso funkcija yra lyginė, randame spektrinio tankio $S(j\omega)$ modulį:

$$\begin{aligned}
S(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} f_{U,I}(t) \cdot [\sin(\omega \cdot t)] \cdot dt = 2 \cdot \int_0^{\infty} f_{U,I}(t) \cdot [\sin(\omega \cdot t)] \cdot dt = \\
&= 2 \cdot \int_0^{t^*/2} \sin(\omega_1 \cdot t) \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot dt = \\
&= 2 \cdot \left| \sin[(\omega - \omega_1) \cdot t] / (\omega - \omega_1) - \sin[(\omega + \omega_1) \cdot t] / (\omega + \omega_1) \right| \Big|_{t=0}^{t^*/2},
\end{aligned}$$

kur priimame, jog laiko atkarpoje t^* yra sveikas periodų T_1 skaičius N^* (2.49 pav.) ir todėl padarome pakeitimą:

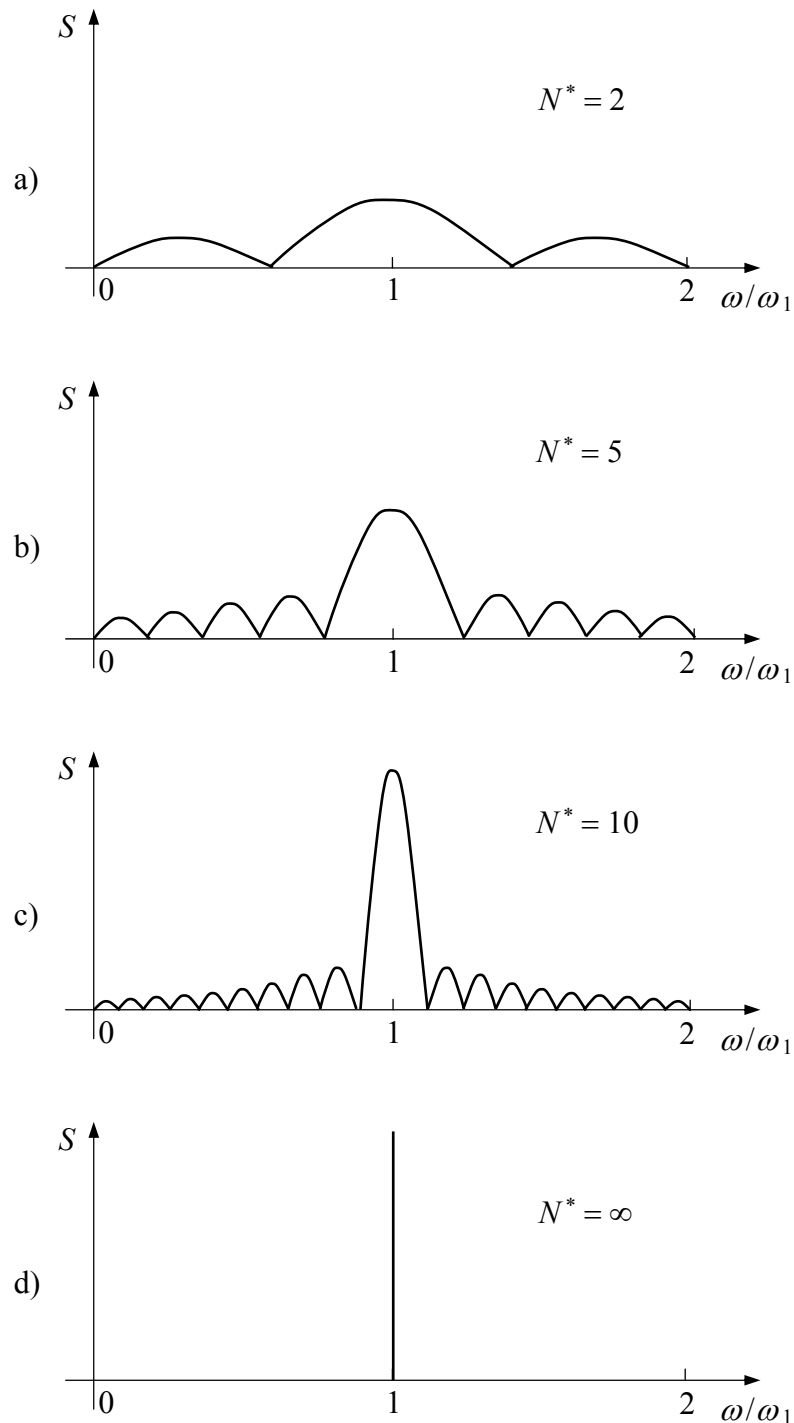
$$t^*/2 = \pi \cdot N^* / \omega_1, \quad (2.160a)$$

ir galutinai randame:

$$S(\omega) = | [2 \cdot \omega_1 \cdot \sin(\pi \cdot N^* \cdot \omega / \omega_1)] / (\omega_1^2 - \omega^2) |. \quad (2.161)$$

Gauto spektrinio tankio $S(\omega)$ išraiškos (2.161) skaičiavimo rezultatai yra parodyti 2.50 pav., esant kelioms periodų skaičiaus N^* vėrtėms. Iš 2.50 pav. pateiktų grafikų matome, jog didėjant periodų skaičiui N^* , spektrinio tankio $S(\omega)$ vėrtė sparčiai didėja dažnio ω_1 aplinkoje, kai tuo tarpu tolimesnėse nuo šio dažnio srityse $S(\omega)$ sparčiai mažėja. Kita vertus, kai $N^* \Rightarrow \infty$, spektrinio tankio $S(\omega)$ funkcija tampa viena spektrine linija taške $\omega = \omega_1$, t. y. turime tik vieną spektrinę liniją (2.50 pav. d). Šis rezultatas yra akivaizdus, nes signalas $f_{U,I}(t)$ tampa laike neapribota harmonine sinuso funkcija, kurio spektras (harmonika) ir yra jis pats (2.143). Kita vertus gauta neperiodinio (vienkartinio) signalo $f_{U,I}(t)$ spektrinio tankio $S(\omega)$ išraiška (2.161) leidžia padaryti fundamentalią išvadą: mažėjant signalo $f_{U,I}(t)$ trukmei Δt_s (nagrinėjamu atveju tai atitinka dažnio ω_1 didėjimą, nes esant sąlygai: $N^* = \text{const}$ ir dažniui $\omega_1 \Rightarrow \infty$, signalo $f_{U,I}(t)$ trukmė $t^* \Rightarrow 0$ (2.160a)), šio signalo spektrinis tankis $S(\omega)$ didėja, o tuo pačiu didėja ir harmonikų $n \cdot \omega_1$ užimamas dažnių diapazonas $\Delta \omega_s$, t. y., kai signalo $f_{U,I}(t)$ trukmė $\Delta t_s \Rightarrow 0$, šio signalo harmonikų A_k užimamas dažnių diapazonas $\Delta \omega_s \Rightarrow \infty$. Šią fundamentalią išvadą galima formuluoti ir taip: neperiodinio (vienkartinio) signalo $f_{U,I}(t)$ trukmės Δt_s ir jo spektrinio tankio $S(\omega)$ dažnių diapazono pločio $\Delta \omega_s$ sandauga yra pastovus dydis, t. y.: $\Delta t_s \cdot \Delta \omega_s = \text{const}$. Konstantos vėrtė priklauso tik nuo signalo $f_{U,I}(t)$ pavidalo ir daugeliu atveju yra artima vienetui.

Taigi parodėme, kad bet koks periodinis poveikio signalas $f_{U,I}(t)$, tenkinantis Dirichlė sąlygas, gali būti pakeistas jo spektro harmonikomis A_k - Furjė eilute (2.143), (2.146), (2.148) arba (2.149), o kai poveikio signalas $f_{U,I}(t)$ yra neperiodinė (vienkartinė) funkcija jis yra pakeičiamas jo spektro tankiu $S(j \cdot \omega)$ (2.158), taikant Furjė integralą (2.153),



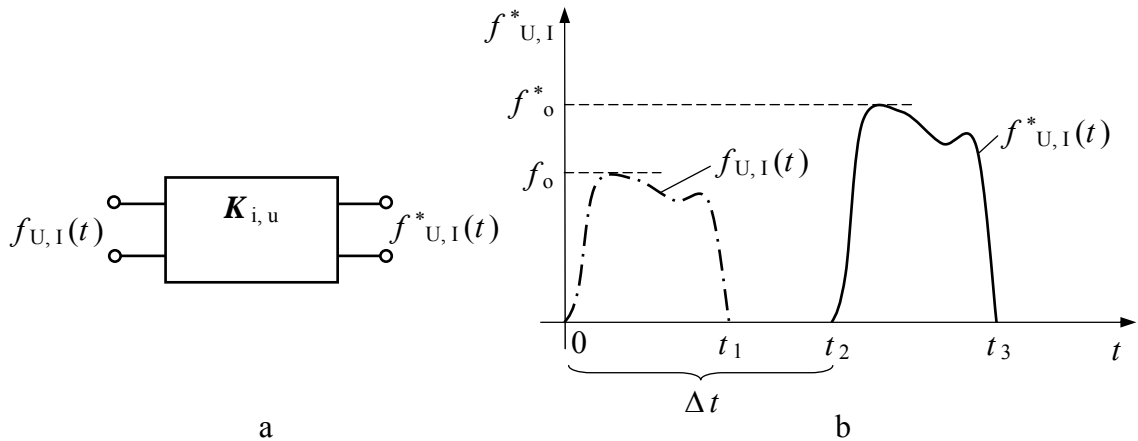
2.50 pav. Neperiodinio (vienkartinio) sinusoidės atkarpos pavidalo signalo (2.49 pav.) spektrinio tankio $S(\omega)$ priklausomybė nuo signalo periodų T_1 skaičiaus N^*

(2.154) arba (2.157). Po šių pakeitimų atskirų harmonikų A_k sąveika su nagrinėjama elektronine tiesine grandine yra sprendžiama anksčiau išnagrinėtais harmoninių signalų analizės metodais. Poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ reakcija $f^*_{U,I}(t)$ nagrinėjamos elektroninės tiesinės grandinės išėjime yra randama sumuojant atskirų harmonikų A_k poveikių reakcijas (2.141).

Neperiodinio (vienkartinio) poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ atvaizdavimas jo spektro tankiu $S(j\omega)$ yra labai patogus, nes toks vaizdavimo būdas nurodo, kokią dažnių juostą $\Delta\omega$ turi praleisti nagrinėjamas elektroninis ar radioelektroninis įrenginys, kad jo išėjime reakcijos signalas $f_{U,I}^*(t)$ nebūtų iškraipomas. Neiškraipyto reakcijos signalo $f_{U,I}^*(t)$ sąlyga bendriausiu atveju matematiškai galima užrašyti taip:

$$f_{U,I}^*(t) = K_{i,u} f_{U,I}(t + \Delta t), \quad (2.162)$$

kur panaudoti dydžiai matyti iš 2.51 pav.



2.51 pav. Poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ reakcija $f_{U,I}^*(t)$ (b) neiškraipiančio (tiesinio) keturpolio (a) išėjime

Iš 2.51 pav. b matome: neiškraipyto reakcijos signalo $f_{U,I}^*(t)$ pavidalas neiškraipiančio keturpolio išėjime yra toks pat, kaip ir poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ šio keturpolio įėjime. Reakcijos signalas $f_{U,I}^*(t)$ nuo poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ skiriasi tik momentinių (akimirkinių) amplitudžių (pvz. didžiausių (maksimalių) amplitudžių f_0^* ir f_0) vertėmis bei vėlinimo laiku Δt , t. y. reakcijos signalas $f_{U,I}^*(t)$ atžvilgiu poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ yra pastumtas laiko t ašyje pastoviu dydžiu Δt - sakome uždelstas. Tuo tarpu šių signalų trukmė Δt_s išlieka nepakitusi- $\Delta t_s = t_3 - t_2 = t_1$.

Iš (2.162) seka: neiškraipiančio keturpolio elektrinės charakteristikos iš esmės priklauso nuo jo įtampos arba srovės perdavimo koeficiento $K_{i,u}$, kurio būtinas neiškraipymo atvejui savybes nustatysime pasinaudodami, pvz. Furjė eilute (2.146). Iš (2.162) ir (2.146) gauname tapatybę:

$$\begin{aligned} a_0^*/2 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n^* \cdot \cos(n\omega_1 t - \varphi_{n0}^*) = \\ = (a_0/2) \cdot K_{i,u}(n\omega_1) + K_{i,u}(n\omega_1) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos[n\omega_1(t + \Delta t) - \varphi_{n0}], \end{aligned}$$

iš kur seka, jog tapatybė yra tik tada, kai bus tenkinamos šios sąlygos:

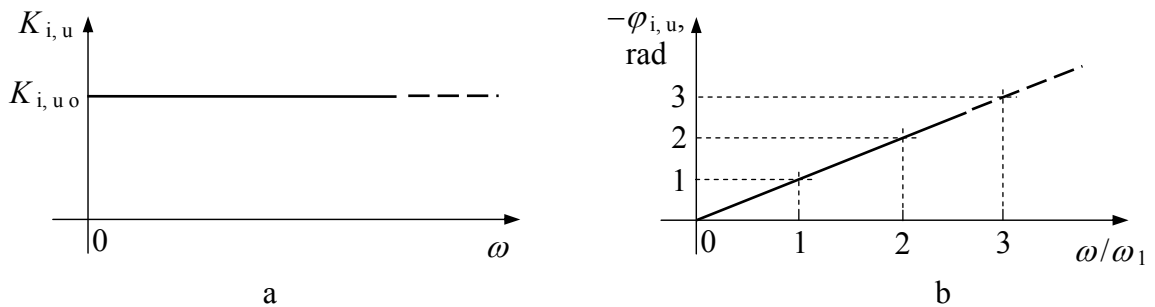
$$\left. \begin{aligned} a_{o}^{*}/2 &= (a_{o}/2) \cdot K_{i,u}(n \cdot \omega_1), & A_n^{*} &= K_{i,u}(n \cdot \omega_1) \cdot A_n, \\ n \cdot \omega_1 \cdot t - \varphi_{n o}^{*} &= n \cdot \omega_1 \cdot t + n \cdot \omega_1 \cdot \Delta t - \varphi_{n o} + k \cdot (2 \cdot \pi), \end{aligned} \right\} \quad (2.163)$$

kur: $k = 0, 1, 2, \dots$.

Iš (2.163) randame įtampos arba srovės perdavimo koeficiento $K_{i,u}$ modulio $K_{i,u}(\omega)$ ir fazės $\varphi_{i,u}(\omega)$ sąlygas, būtinas signalo neiškraipiančiam keturpoliui:

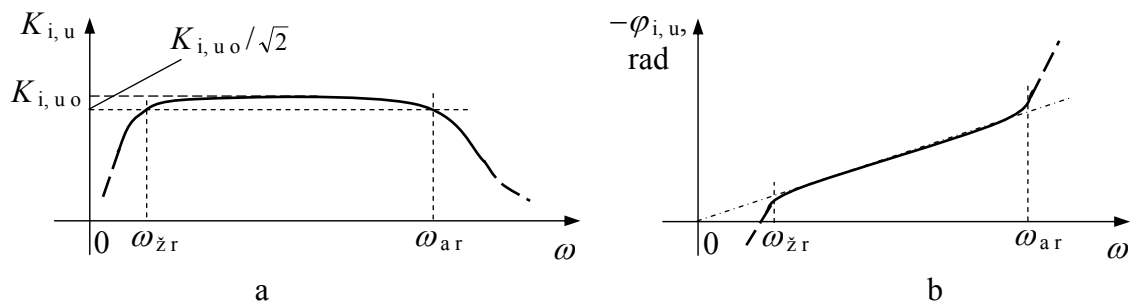
$$\left. \begin{aligned} K_{i,u}(\omega) &= a_{o}^{*}/a_{o} = \text{const}, \\ \varphi_{i,u}(\omega) &= |\varphi_{n o}^{*} - \varphi_{n o}| = n \cdot \omega_1 \cdot \Delta t + k \cdot (2 \cdot \pi) = \Omega \cdot \omega + k \cdot (2 \cdot \pi), \end{aligned} \right\} \quad (2.164)$$

iš kur seka: poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ neiškraipiančio keturpolio įtampos arba srovės perdavimo koeficiento $K_{i,u}$ modulis $K_{i,u}$ turi būti nepriklausomas nuo dažnio ω , t. y. jo dažninė charakteristika $K_{i,u}(\omega)$ yra tiesė (2.52 pav. a), o fazė $\varphi_{i,u}$ turi priklausyti nuo dažnio ω tiesiškai ir tiesiog proporcingai dažniui ω , t. y. fazinė charakteristika $\varphi_{i,u}(\omega)$ tai pat yra tiesė (2.52 pav. b), kertanti koordinačių $\{\varphi_{i,u}, \omega\}$ pradinį tašką "0".



2.52 pav. Poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ neiškraipiančio keturpolio dažninė $K_{i,u}(\omega)$ (a) ir fazinė $\varphi_{i,u}(\omega)$ (b) charakteristikos

Realaus keturpolio dažninė $K_{i,u}(\omega)$ bei fazinė $\varphi_{i,u}(\omega)$ charakteristikos (2.53 pav.) skiriasi nuo idealių charakteristikų (2.52 pav.) ir todėl toks keturpolis gali iškreipti poveikio signalą $f_{U,I}(t)$.



2.53 pav. Realaus keturpolio dažninė $K_{i,u}(\omega)$ (a) ir fazinė $\varphi_{i,u}(\omega)$ (b) charakteristikos

Iš 2.53 pav. matome, kad realaus keturpolio savybės yra artimos idealiam keturpoliui tik tam tikrame dažnių diapazone- $\Delta \omega_K = \omega_{ar} - \omega_{zr}$, kur: ω_{zr} ir ω_{ar} - žemasis ir aukštasis ribiniai dažniai, atitinkamai, kuriems esant atitinkamo įtampos arba srovės perdavimo koeficiento $K_{i,u}$ modulio vertė $K_{i,u}(\omega)|_{\omega=\omega_{z,ar}} = K_{i,u0}/\sqrt{2} \cong 0,71 \cdot K_{i,u0}$, kur $K_{i,u0}$ - didžiausioji (maksimali) koeficiento $K_{i,u}(\omega)$ vertė. Iš čia seka: realus keturpolis neiškraipo (arba mažai iškraipo) tik tokį poveikio signalą $f_{U,I}(t)$, kurio spektrinis tankis $S(j\omega)$ įsitenka dažnių ribose: $\omega_{zr} \div \omega_{ar}$, t. y., kai poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ spektrinio tankio $S(j\omega)$ arba harmonikų A_k dažnių $k \cdot \omega_1$ mažiausios ω_{1min} ir didžiausios ω_{1max} dažnių sandų vertės, atitinkamai, tenkina šias akivaizdžias sąlygas: $\omega_{1min} \geq \omega_{zr}$ ir $\omega_{1max} \leq \omega_{ar}$, arba $\Delta\omega_S \leq \Delta\omega_K$. Kai šios sąlygos nėra tenkinamos visada yra stebimas poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ iškreipimas, t. y. reakcijos signalo $f_{U,I}^*(t)$ keturpolio išėjime pavidalas skiriasi nuo poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ pavidalo keturpolio įėjime. Čia reikia pastebėti, jog daugeliu atveju maksimalus dažnis ω_{1max} nėra griežtai apribotas aukštų dažnių srityje, t. y. $\omega_{1max} \Rightarrow \infty$. Todėl priimta ω_{1max} vertę priskirti harmonikos dažniui $m \cdot \omega_1$, kurios amplitudė A_m tenkina šią sąlygą: $A_m \geq 0,1 \cdot A_{kmax}$, kur A_{kmax} - didžiausios amplitudės harmonika. Apibendrinant galima teigti, jog iškreipimai yra stebimi visada, kai bent viena iš realaus keturpolio charakteristikų- dažninė $K_{i,u}(\omega)$ arba fazinė $\varphi_{i,u}(\omega)$, netenkina idealaus keturpolio savybių (2.164).

Iš atvirkštinės (2.157) ir tiesioginės (2.158) Furjė transformacijų išraiškų seka, jog jas galima taikyti tik tokiems neperiodiniams (vienkartiniams) signalams $f_{U,I}(t)$, kurių energija yra baigtinė, t. y. nagrinėjamo poveikio signalo $f_{U,I}(t)$ integralas turi būti baigtinis dydis:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |f_{U,I}(t)| \cdot dt < \infty. \quad (2.165)$$

Šis apribojimas žymiai susiaurina galimų neperiodinių (vienkartinių) poveikio signalų $f_{U,I}(t)$ aibę Furjė transformacijos taikymui, pvz. plačiai elektronikoje taikomai vienetinei įtampos (srovės) šuolio funkcijai- $f_{U,I}(t) = f_{U,I0} \cdot 1(t)$, kurios integralas netenkina (2.165) sąlygos (čia $f_{U,I0} = U_0$ arba I_0). Čia pastebėsime, jog kai kada vienetinio įtampos (srovės) šuolio funkcija $f_{U,I0} \cdot 1(t)$ yra vadinama ijungimo funkcija, arba Hevisaido funkcija. Šio pavidalo funkcijos spektrinį tankį $S(j\omega)$ rasime pasinaudodami apibendrinta Relėjaus formule:

$$(u(t) \cdot v(t)) = (2\pi)^{-1} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} S_u(j\omega) \cdot S_v^*(j\omega) \cdot d\omega = (S_u(j\omega) \cdot S_v(j\omega)) / (2\pi), \quad (2.166)$$

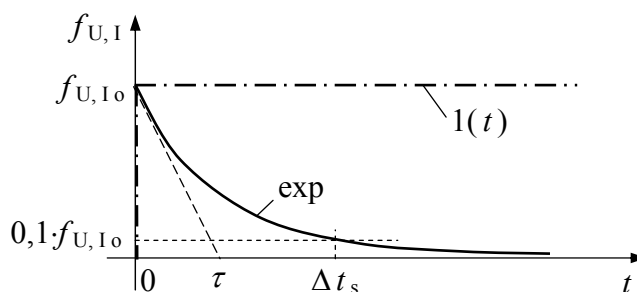
kur: $u(t)$ ir $v(t)$ - du skirtingi signalai, o $S_u(j\omega)$ ir $S_v(j\omega)$ - šių signalų atitinkami spektriniai tankiai ($S_v^*(j\omega)$ - jungtinis kompleksinis dydis funkcijai $S_v(j\omega)$).

Išraišką (2.166) galima formuluoti taip- *dvių signalų skaliarinė sandauga yra koeficiento tikslumu proporcinga jų spektrinių tankių skaliarinei sandaugai*. Taigi, pasinaudodami šiuo principu įjungimo funkcijos $f_{U,I_0} \cdot 1(t)$ spektrinį tankį $S_{1(t)}(j \cdot \omega)$ ieškosime parašydami poveikio signalo funkciją $f_{U,I}(t)$ tokiu pavidalu:

$$f_{U,I}(t) = (e^{-t/\tau} \cdot (f_{U,I_0} \cdot 1(t))), \quad (2.167)$$

kur: τ - eksponentinės funkcijos laiko konstanta (2.9 pav.).

Iš išraiškos (2.167) matome, jog tokio pavidalo signalas akivaizdžiai tenkina sąlygą (2.165) ir elektronikoje šis signalas yra vadinamas *eksponentiniu video impulsu*, kurio laikinė diagrama yra parodyta 2.54 pav. Šio impulso efektyvioji trukmė Δt_s yra apibrėžiama laiko trukme, per kurią signalo amplitudė f_{U,I_0} sumažėja 10 kartų: $e^{-\Delta t_s/\tau} \cdot f_{U,I_0} = 0,1 \cdot f_{U,I_0}$ ir iš čia randame- $\Delta t_s = 2,3 \cdot \tau$.



2.54 pav. Eksponentinio video impulso laikinė diagrama

Iš tiesioginės Furjė transformacijos (2.158) randame neperiodinio (vienkartinio) eksponentinio video impulso (2.167) spektrinį tankį $S_{exp}(j \cdot \omega)$:

$$\begin{aligned} S_{exp}(j \cdot \omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} [f_{U,I}(t) \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot t}] \cdot dt = f_{U,I_0} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} e^{-(1/\tau + j \cdot \omega) \cdot t} \cdot dt = \\ &= [-f_{U,I_0} \cdot e^{-(1/\tau + j \cdot \omega) \cdot t} / (1/\tau + j \cdot \omega)] \Big|_{t=0}^{t=\infty} = f_{U,I_0} / (1/\tau + j \cdot \omega), \quad (2.168) \end{aligned}$$

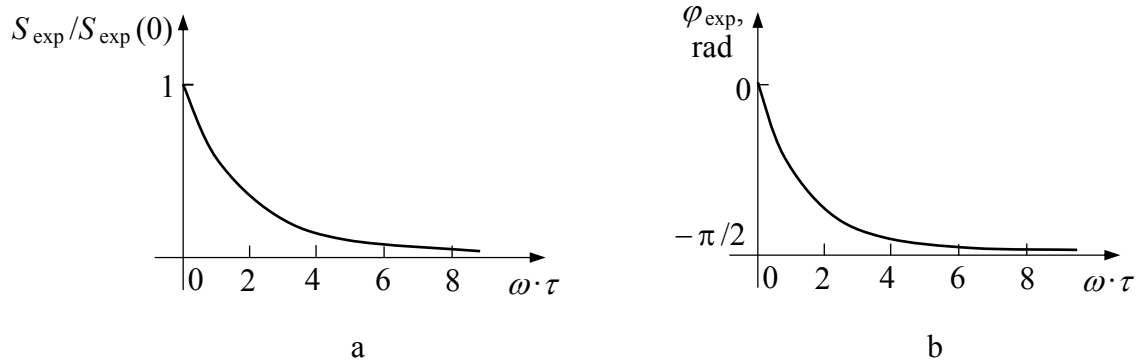
iš kur žinomu būdu gauname harmonikų amplitudžių spektrinį tankį $S_{exp}(\omega)$:

$$S_{exp}(\omega) = f_{U,I_0} / (1/\tau^2 + \omega^2)^{1/2}, \quad (2.169)$$

bei harmonikų fazių spektrinį tankį $\varphi_{exp}(\omega)$:

$$\varphi_{exp}(\omega) = -\arctg(\omega \cdot \tau). \quad (2.170)$$

Šių spektrinių charakteristikų grafikai yra parodyti 2.55 pav.



2.55 pav. Ekspontinio video impulso (2.54 pav.) spektrinio tankio $S_{\text{exp}}(j \cdot \omega)$ modulio $S_{\text{exp}}(\omega)$ (a) ir fazės $\varphi_{\text{exp}}(\omega)$ (b) dažninės priklausomybės, pateiktos normuotuose masteliuose, kur $S_{\text{exp}}(0)$, kai $\omega = 0$

Iš 2.55 pav. a matome: eksponentinio video impulso (2.54 pav.) spektrinis tankis $S_{\text{exp}}(\omega) > 0$ visame dažnių diapazone, kitaip tariant nėra tokio dažnio, kuriam esant $S_{\text{exp}}(\omega)$ taptų lygus nuliui.

Iš (2.167) matome: kai $\tau \Rightarrow \infty$, poveikio signalo funkcija $f_{U, I}(t)$ iš eksponentinės priklausomybės nuo laiko t tampa įjungimo funkcija (brūkšninė-taškinė kreivė 2.54 pav.). Todėl galima teigti: neperiodinio (vienkartinio) eksponentinio video impulso (2.167) spektrinis tankis $S_{\text{exp}}(j \cdot \omega)$ (2.168) riboje $\tau \Rightarrow \infty$ pereina į įjungimo funkcijos spektrinį tankį $S_{1(t)}(j \cdot \omega)$ ir iš (2.168) ÷ (2.170) gauname:

$$S_{1(t)}(j \cdot \omega) = f_{U, I 0} / (j \cdot \omega), \quad (2.171)$$

iš kur žinomu būdu gauname harmonikų A_k amplitudžių A_{k0} spektrinį tankį $S_{1(t)}(\omega)$:

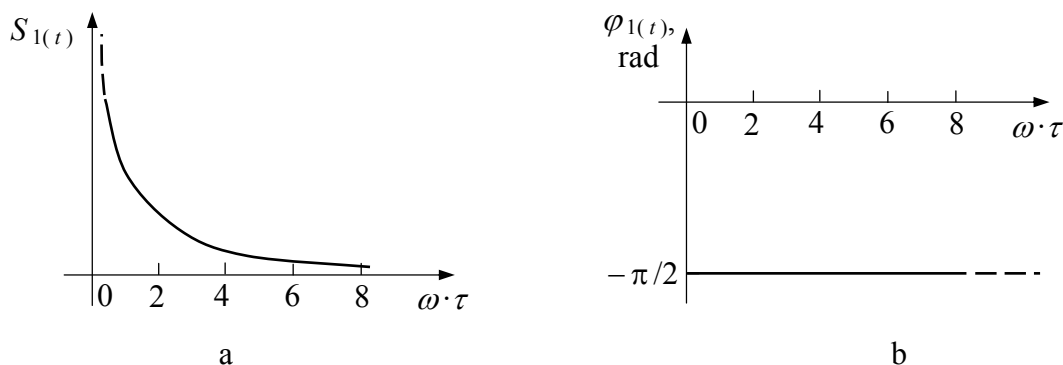
$$S_{1(t)}(\omega) = f_{U, I 0} / \omega, \quad (2.172)$$

bei harmonikų fazių spektrinį tankį $\varphi_{1(t)}(\omega)$:

$$\varphi_{1(t)}(\omega) = -\arctg \infty = -\pi/2. \quad (2.173)$$

Šių spektrinių charakteristikų grafikai yra parodyti 2.56 pav., iš kur matome, jog ir šiuo atveju įjungimo funkcijos $1(t)$ spektrinis tankis $S_{1(t)}(\omega) > 0$ visame dažnių diapazone, kitaip tariant nėra tokio dažnio, kuriam esant vertė $S_{1(t)}(\omega)$ taptų lygi nuliui. Kita vertus taške $\omega = 0$ vertė $S_{1(t)}(\omega) \Rightarrow \infty$, o tai reiškia, kad įjungimo funkcija $1(t)$ turi pastovųjį sandą A_0 , lygu $1/2 = 0,5$, nes esant $t < 0$ signalo vertė yra lygi nuliui.

Taigi parodėme, kad netenkinantis integralo (2.165) sąlygos vienkartinis poveikio signalas $f_{U, I}(t)$ gali būti paskleistas Furjė eilute jį padauginus iš atitinkamos funkcijos- $e^{-p \cdot t}$,



2.56 pav. Įjungimo funkcijos $1(t)$ spektrinio tankio $S_{1(t)}(j\cdot\omega)$ modulio $S_{1(t)}$ (a) ir fazės $\varphi_{1(t)}$ (b) dažninės priklausomybės, pateiktos normuotame dažnio mastelyje

kur: p - kompleksinis dydis, vadinamas kompleksiniu dažniu ir bendru atveju yra išreiškimas taip:

$$p = \sigma + j\cdot\omega. \quad (2.174)$$

Šiuo atveju gauname naują pakeitimą- Laplaso transformaciją, kurios atvirkštinė transformacija yra užrašoma taip:

$$f_{U,I}(t) = (2\cdot\pi)^{-1} \cdot \int_{\sigma - j\infty}^{\sigma + j\infty} F(p) \cdot e^{p\cdot t} \cdot dp, \quad (2.175)$$

kur:

$$F(p) = \int_0^{\infty} f_{U,I}(t) \cdot e^{-p\cdot t} \cdot dt, \quad (2.176)$$

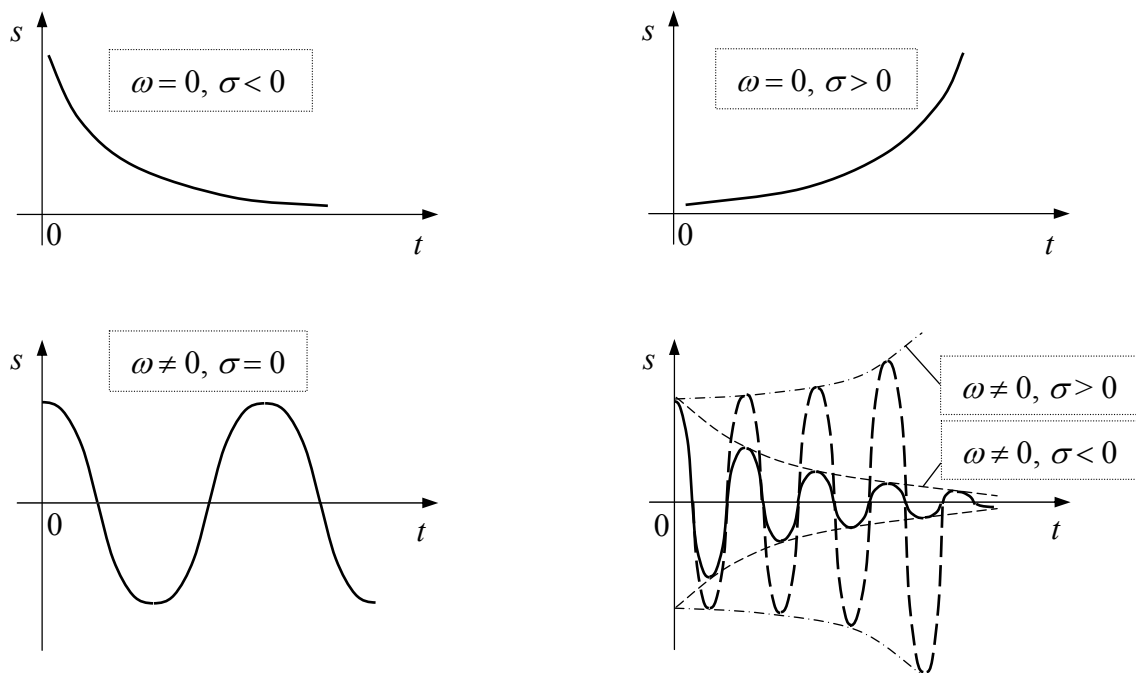
ir ši funkcija yra vadinama tiesiogine Laplaso transformacija.

Yra priimta poveikio signalą $f_{U,I}(t)$ vadinti originalu, o jo skleidimo funkciją $F(p)$ (2.175)- atvaizdu. Fizikinis Furjė ir Laplaso transformacijų skirtumas yra tame, jog Furjė transformacijos atveju ((2.143) ÷ (2.158)) poveikio signalas $f_{U,I}(t)$ yra išskaidomas į be galo daug nykstamai mažų harmoninių virpesių, kai tuo tarpu Laplaso transformacijos atveju ((2.174), (2.175)) poveikio signalas $f_{U,I}(t)$ yra išskaidomas į be galo daug nykstamai mažų gęstančių harmoninių virpesių. Tai matyti iš kompleksinio dažnio p išraiškos (2.174), iš kur seka, jog harmoninį signalą $s(t)$ galima išreikšti anksčiau aprašytu būdu (2.45 pav.) taip:

$$s(t) = (e^{p\cdot t} + e^{p^*\cdot t})/2 = e^{\sigma t} \cdot (e^{j\cdot\omega t} + e^{-j\cdot\omega t})/2 = e^{\sigma t} \cdot \cos(\omega\cdot t), \quad (2.177)$$

kur: $p^* = \sigma - j\cdot\omega$ - jungtinis kompleksinis dažnis.

Iš (2.177) matome, jog signalo $s(t)$ pavidalas priklauso nuo σ ir ω verčių. Kai $\sigma = 0$, o $\omega \neq 0$, gauname įprastą harmoninį virpesį $\cos(\omega \cdot t)$. Kai $\omega = 0$, o $\sigma \neq 0$, tai priklausomai nuo σ ženklo gauname didėjančios arba mažėjančios amplitudės eksponentinius virpesius. Kai $\omega \neq 0$ ir $\sigma \neq 0$ gauname sudėtingesnio pavidalo virpesius, nes daugiklis $e^{\sigma \cdot t}$ (2.177) aprašo signalo $s(t)$ gaubiamąją, kuri nuo laiko t kinta eksponentiškai. Visi šie signalo $s(t)$ pavidalai atvejai vaizdumo dėlei yra parodyti 2.57 pav.



2.57 pav. Laplaso transformacijoje naudojamo skleidimo signalo $s(t)$ (2.177) virpesių pavidalai, esant įvairiems kompleksinio dažnio p (2.174) parametrų σ ir ω

Laplaso transformacijų (2.175) ir (2.176) iliustracijai surasime apibendrinto eksponentinio video impulso atvaizdą $F(p)$, kai šis signalas, analogiškai (2.167), yra užrašomas tokiu pavidalu:

$$f_{U,I}(t) = e^{p_0 \cdot t} \cdot (f_{U,I_0} \cdot 1(t)), \quad (2.178)$$

kur: $p_0 = \sigma_0 - j \cdot \omega_0$ - fiksuotas kompleksinis dažnis, o įjungimo funkcija $1(t)$ įvesta tam, kad esant $t < 0$, gautume $f_{U,I}(-t) = 0$.

Pasinaudoję išraiška (2.176), gauname apibendrinto eksponentinio video impulso (2.178) atvaizdo $F(p)$ išraišką:

$$\begin{aligned} F(p) &= \int_0^{\infty} f_{U,I_0} \cdot e^{p_0 \cdot t} \cdot e^{-p \cdot t} \cdot dt = \int_0^{\infty} f_{U,I_0} \cdot e^{-(p-p_0) \cdot t} \cdot dt = \\ &= [-e^{-(p-p_0) \cdot t} / (p-p_0)] \Big|_{t=0}^{t=\infty} = 1 / (p-p_0), \end{aligned} \quad (2.179)$$

kur galutinė išraiška yra gauta priėmus sąlygą: $\text{Re } p > \sigma_0$, nes tik šiuo atveju apibrėžtinio integralo skaitiklis tampa lygus nuliui, kai $t \Rightarrow \infty$.

Iš gautos apibendrinto eksponentinio video impulso atvaizdo $F(p)$ išraiškos (2.179) seka dalinai atvejai:

1) realaus eksponentinio video impulso (2.167) atvaizdas $F_{\text{exp}}(p)$:

$$F_{\text{exp}}(p) = 1/(p - 1/\tau), \quad (2.180)$$

2) kompleksinio eksponentinio signalo $s(t) = e^{j\omega_0 t}$ atvaizdas $F_{\text{expj}}(p)$:

$$F_{\text{expj}}(p) = 1/(p - j\omega_0), \quad (2.181)$$

3) bei įjungimo funkcijos $1(t)$ atvaizdas $F_{1(t)}(p)$:

$$F_{1(t)}(p) = 1/p. \quad (2.182)$$

Be jau išnagrinėtų poveikio signalo $f_{U, I}(t)$ funkcijų elektronikoje, ir apskritai fizikoje, labai dažnai yra naudojama delta-funkcija (arba Dirako funkcija), kuri yra žymima simboliu $\delta(t)$ ir jos savybės seka iš stačiakampio video impulso $f_v(t, \Delta t_s)$, išreikšto tokio pavidalo priklausomybe:

$$f_v(t, \Delta t_s) = [1(t + \Delta t_s/2) - 1(t - \Delta t_s/2)]/\Delta t_s, \quad (2.183)$$

kur įjungimo funkcija $1(t)$ yra užrašyta su laiko postūmiu $\pm \Delta t_s/2$, atžvilgiu pradinio laiko momento $t = 0$, t. y. pasinaudojome tokio pavidalo įjungimo funkcijų išraiškomis:

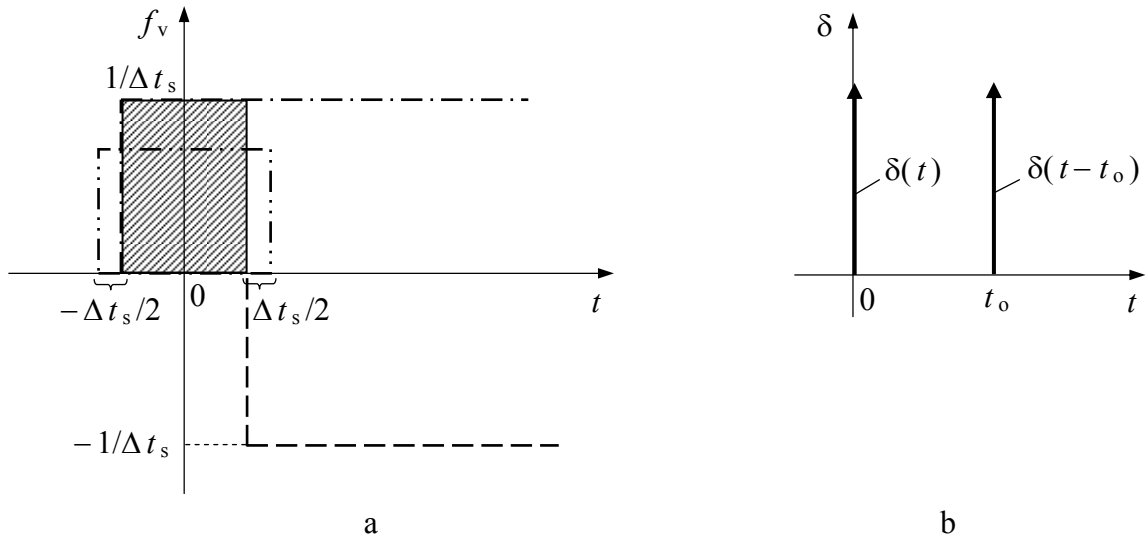
$$1(t - \Delta t_s/2) = \begin{cases} 0, & \text{kai } t < \Delta t_s/2, \\ 1, & \text{kai } t \geq \Delta t_s/2, \end{cases} \quad 1(t + \Delta t_s/2) = \begin{cases} 0, & \text{kai } t < -\Delta t_s/2, \\ 1, & \text{kai } t \geq -\Delta t_s/2, \end{cases} \quad (2.184)$$

kurių pagalba gauta stačiakampio video impulso $f_v(t, \Delta t_s)$ laikinė diagrama yra parodyta 2.58 pav.

Iš (2.183) matome, jog esant bet kokioms video impulso trukmėms Δt_s , šio signalo “plotas” S_v išlieka pastovios vertės ir yra lygus 1 (esant didesnei Δt_s vertei video impulso pavidalas yra parodytas 2.58 pav. a taškine linija) ir šią savybę išreiškiame taip:

$$S_v = \int_{-\infty}^{\infty} f_v(t, \Delta t_s) \cdot dt = 1. \quad (2.185)$$

Kai vienetinių funkcijų $1(t)$ (2.184) postūmio laikas $\Delta t_s \Rightarrow 0$, tai iš jų sudaryto video impulso $f_v(t, \Delta t_s)$ (2.183) trukmė taip pat artėja į nulį, tačiau šio impulso “plotas” S_v išlieka



2.58 pav. Iš dviejų laike t pastumtų įjungimo funkcijų $1(t)$ (a- brūkšniuota ir brūkšniuota-taškinė linijos) sudaryto stačiakampio video impulso (a- štrichuotas stačiakampis) laikinė diagrama (a) ir delta-funkcijos $\delta(t)$ simbolinis atvaizdavimas (b)

pastovus (2.185) ir todėl iš čia seka, jog tokio video impulso amplitudė neapibrėžtai didėja iki begalybės. Tokio video impulso ribinė vertė, kai $\Delta t_s \Rightarrow 0$, ir yra delta-funkcija $\delta(t)$, kuri yra užrašoma taip:

$$\delta(t) = \lim_{\Delta t_s \rightarrow 0} f_v(t, \Delta t_s). \quad (2.186)$$

Iš (2.185) seka, jog delta-funkcija $\delta(t)$ (2.186) tenkina šią sąlygą:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) \cdot dt = 1. \quad (2.187)$$

Delta-funkcija $\delta(t)$ yra atvaizduojama simboliniu vektoriumi taške $t = 0$, arba taške $t_0 \neq 0$, kai turime postūmį laike- $\delta(t - t_0)$ (2.58 pav. b).

Iš (2.187) ir (2.176) seka delta-funkcijos $\delta(t)$ atvaizdas $F_{\delta(t)}(\mathbf{p})$:

$$F_{\delta(t)}(\mathbf{p}) = 1. \quad (2.188)$$

Anksčiau parodėme, jog bet kokia tiesinė radioelektroninė (arba elektroninė) grandinė (2.1 pav.) yra aprašoma n -tos eilės diferencialine lygtimi (2.18). Todėl tiesinių grandinių analizėje taikant Laplaso transformacijas yra labai svarbu rasti signalo $f_{U,I}(t)$ išvestinių- $df_{U,I}(t)/dt$, $d^2 f_{U,I}(t)/dt^2$ ir t. t., atvaizdus $F(\mathbf{p}')$, $F(\mathbf{p}'')$ ir t. t., atitinkamai, kai paties signalo $f_{U,I}(t)$ atvaizdas yra $F(\mathbf{p})$ (2.176). Taikant tiesioginę Laplaso transformaciją

(2.176), signalo $f_{U,I}(t)$ pirmosios išvestinės $df_{U,I}(t)/dt$ atvaizdo $F(p')$ nustatymui būtina atlikti integravimą dalimis:

$$\begin{aligned} F(p') &= \int_0^{\infty} [df_{U,I}(t)/dt] \cdot e^{-p't} \cdot dt = f_{U,I}(t) \cdot e^{-p't} \Big|_{t=0}^{t=\infty} + p \cdot \int_0^{\infty} f_{U,I}(t) \cdot e^{-p't} = \\ &= F(p') = p \cdot F(p) - f_{U,I}(0), \end{aligned} \quad (2.189)$$

iš kur matome: signalo $f_{U,I}(t)$ pirmosios išvestinės $df_{U,I}(t)/dt$ atvaizdas $F(p')$ turi narį, kurio vertė yra lygi signalo $f_{U,I}(t)$ reikšmei $f_{U,I}(0)$ pradiniu laiko momentu $t = 0$.

Taikant matematinės indukcijos metodą yra parodoma, jog signalo $f_{U,I}(t)$ n -tos eilės išvestinės $d^n f_{U,I}(t)/dt^n$ (arba $f_{U,I}^{(n)}(t)$) atvaizdas $F(p^{(n)})$ yra:

$$\begin{aligned} F(p^{(n)}) &= p^n \cdot F(p) - p^{(n-1)} \cdot f_{U,I}(0) - p^{(n-2)} \cdot f_{U,I}^{(1)}(0) - \dots \\ &\dots - p \cdot f_{U,I}^{(n-2)}(0) - f_{U,I}^{(n-1)}(0), \end{aligned} \quad (2.190)$$

iš kur seka, jog Laplaso transformacijų metodas leidžia spręsti tiesines diferencialines lygtys, kai yra žinomos pradinės sąlygos signalo $f_{U,I}(t)$ funkcijos vertei bei tos funkcijos išvestinėms $f_{U,I}^{(n-1)}(0)$, kur: $n = 0, 1, 2, \dots$ - diferencialinės lygties eilė.

Tiesinių radioelektroninių bei elektroninių grandinių analizės metodas, panaudojant Laplaso transformacijas, yra vadinamas *operatoriniu metodu*. Šio metodo privalumas tame, jog pritaikius tiesioginę Laplaso transformaciją (2.176) iš nagrinėjamą grandinę aprašančių diferencialinių lygčių yra gaunama atvaizdų algebrinė lygčių sistema. Išsprendus šias algebrines lygtys yra randami reakcijų atvaizdai, iš kurių atvirkštinės Laplaso transformacijos (2.175) pagalba yra randami reakcijų originalai. Čia reikia pastebėti, jog naudojant atvirkštinę Laplaso transformaciją (2.175) originalui $f_{U,I}(t)$ rasti, tenka jo atvaizdą $F(p)$ integruoti kompleksinėje plokštumoje $\{p, \omega\}$, kas matematiniu požiūriu yra gana sudėtinga. Todėl dažniausiai originalai yra randami iš specialiai tam tikslui sudarytų *Laplaso transformacijų lentelių*. Tuo atveju, kai ieškomo atvaizdo nėra lentelėse, šis atvaizdas yra išskaidomas į lentelėse esamus atvaizdus, kas yra pasiekama pasinaudojant Furjė transformacijų teoremomis bei sandaugą $j \cdot \omega$ pakeičiant į kompleksinį dažnį p (2.174). Dažniausiai pasitaikančių signalų $f_{U,I}(t)$ atvaizdai $F(p)$ - Laplaso transformacijos yra pateiktos 2.1-oje lentelėje, o svarbiausios Laplaso transformacijų savybės yra pateiktos 2.2-oje lentelėje.

Pailiustruosime operatorinį diferencialinių lygčių sprendimo metodą nuosekliai jungimo *RLC*- grandinės atveju (2.24 pav. a), kai poveikio įtampa $U = U_0 \cdot 1(t)$. Šiuo atveju ieškomos reakcijos- srovės I sprendinys yra gaunamas iš integralinės-diferencialinės lygties (2.16), kurią užrašysime taip:

Eil. Nr.	$f_{U,I}(t)$	$F(p)$
1	$\delta(t)$	1
2	1(t)	1/p
3	t	1/p ²
4	$t^{(n-1)}/(n-1)$	1/p ⁿ
5	e^{-at}	1/(p+a)
6	e^{at}	1/(p-a)
7	$e^{j\omega_0 t}$	1/(p-j·ω ₀)
8	$t \cdot e^{-at}$	1/(p+a) ²
9	$0,5 \cdot t^2 \cdot e^{-at}$	1/(p+a) ³
10	$\sin(\omega \cdot t + \varphi)$	$(p \cdot \sin \varphi + \omega \cdot \cos \varphi)/(p^2 + \omega^2)$
11	$\cos(\omega \cdot t + \varphi)$	$(p \cdot \cos \varphi - \omega \cdot \sin \varphi)/(p^2 + \omega^2)$
12	$t \cdot \sin(\omega \cdot t)/(2 \cdot \omega)$	$p/(p^2 + \omega^2)^2$
13	$t \cdot \cos(\omega \cdot t)$	$(p^2 - \omega^2)/(p^2 + \omega^2)^2$
14	$e^{-at} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi)$	$[(p+a) \cdot \sin \varphi + \omega \cdot \cos \varphi]/[(p+a)^2 + \omega^2]$
15	$e^{-at} \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi)$	$[(p+a) \cdot \cos \varphi - \omega \cdot \sin \varphi]/[(p+a)^2 + \omega^2]$
16	$\text{sh}(\omega \cdot t)/a$	1/(p ² - ω ²)
17	$\text{ch}(\omega \cdot t)$	p/(p ² - ω ²)
18	$1/(\pi \cdot t)^{1/2}$	p ^{-1/2}

2.2 lentelė

Eil. Nr.	$f_{U,I}(t)$	$F(p)$
1	Transformacijų tiesiškumas	
	$\sum_{i=1}^n a_i \cdot f_i(t)$	$\sum_{i=1}^n a_i \cdot F_i(p)$
2	Originalo išvestinės	
	$f'(t)$	$p \cdot F(p) - f_{U,I}(0)$
	$f''(t)$	$p^2 \cdot F(p) - p \cdot f_{U,I}(0) - f'_{U,I}(0)$
	$f^{(n)}(t)$	$p^n \cdot F(p) - \sum_{k=0}^{n-1} p^{(n-k-1)} \cdot f^{(k)}_{U,I}(0)$
3	Originalo integralas	

	$\int_0^t f(t) \cdot dt$	$F(p)/p$
4	Laiko mastelio pakeitimas	
	$f(at)$	$F(p/a)/a$
5	Originalo vėlinimas laike	
	$f(t - \Delta t)$	$e^{-p\Delta t} \cdot F(p), \Delta t > 0$
6	Originalo slopinimas-stiprinimas	
	$f(t) \cdot e^{\pm at}$	$F(p \mp a)$
7	Originalų sandaugos integralas (<i>Borelio teorema</i>)	
	$\int_0^t f_1(t^*) \cdot f_2(t - t^*) \cdot dt^*$	$F_1(p) \cdot F_2(p)$, kur: $F_1(p) \Rightarrow f_1(t), F_2(p) \Rightarrow f_2(t)$
8	Originalo ir jo atvaizdo ribiniai sąryšiai	
	$\lim_{t \rightarrow 0} f(t) = f(0_+)$	$\lim_{p \rightarrow \infty} [p \cdot F(p)]$
	$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t)$	$\lim_{p \rightarrow 0} [p \cdot F(p)]$
	

$$R \cdot I + (1/C) \cdot \int I \cdot dt + L \cdot (dI/dt) = U. \quad (2.191)$$

Taikydami kiekvienam lygties (2.191) nariui tiesioginę Laplaso transformaciją (žr. 2.1, 2.2 lenteles), randame:

$$I \Rightarrow I(p), \quad \int I \cdot dt \Rightarrow I(p)/p + A/p, \quad dI/dt \Rightarrow p \cdot I(p) - I(0), \quad U \Rightarrow U(p), \quad (2.192)$$

kur: A - neapibrėžtinio integralo konstanta, randama iš pradinių sąlygų.

Čia nesunku pastebėti, jog iš (2.191) seka: $(1/C) \cdot \int I \cdot dt = U_C$ ir iš čia gauname: $A = C \cdot U_C(0)$. Iš čia ir (2.192) bei (2.191) randame integralinės-diferencialinės lygties (2.191) operatorinį atvaizdą:

$$I(p) \cdot [R + 1/(p \cdot C) + p \cdot L] = U(p) + L \cdot I(0) - U_C(0)/p. \quad (2.193)$$

Iš (2.193) elementariosios algebros būdu randame reakcijos I atvaizdo $I(p)$ išraišką:

$$I(p) = [U(p) + L \cdot I(0) - U_C(0)/p] / Z_n(p), \quad (2.194)$$

kur: $Z_n(p) = R + 1/(p \cdot C) + p \cdot L$ - nuoseklaus jungimo RLC - grandinės operatorinė varža, kuri yra gaunama iš kompleksinės varžos $Z_n(j \cdot \omega)$ išraiškos (žr. (2.80) išvedimą), kurioje sandaugą $j \cdot \omega$ yra pakeičiama į kompleksinį dažnį p (2.174).

Akivaizdu, jog nagrinėjamu atveju pradiniu laiko momentu $t = 0$ turime: $I(0) = 0$ ir $U_C(0) = 0$. Todėl gauta išraiška (2.194) tampa paprastesne:

$$I(p) = U(p)/Z_n(p). \quad (2.195)$$

Formaliai uždavinys yra išspręstas, nes taikydami atvirkštinę Laplaso transformaciją (2.175) iš gauto atvaizdo $I(p)$ (2.195) randame reakcijos originalą $i(t)$. Tačiau šiuo atveju tenka integruoti kompleksinėje plokštumoje $\{p, \omega\}$, o tai nėra lengvas uždavinys. Todėl dažniausiai originalas yra randamas iš specialių lentelių (žr. 2.1, 2.2 lenteles), taikant atvaizdo išskaidymo teoremą, kurios esmę išnagrinėsime sprenddami išraišką (2.195).

Tiesines radioelektronines grandines analizuojant operatoriniu metodu labai dažnai ieškomojo dydžio (reakcijos) atvaizdas yra gaunamas kaip polinomų santykis (pvz. (2.195)). Kai šio santykio skaitiklio polinomas (pvz. $U(p)$ (2.195)) yra žemesnio laipsnio už vardiklio polinomą (pvz. $Z_n(p)$ (2.195)), tai tokį reakcijos originalo atvaizdą galima išskaidyti į elementariausias trupmenas ir užrašyti tokiu pavidalu:

$$I(p) = \sum_{i=1}^n [B_i/(p - p_i)], \quad (2.196)$$

kur: p_i - funkcijos $Z_n(p) = 0$ šaknys (sprendiniai) (čia $i = 1, 2, \dots, n$), o B_i - koeficientas, randamas iš (2.196), abejas šios išraiškos puses padauginus iš $p - p_i$:

$$(p - p_i) \cdot I(p) = (p - p_i) \cdot \sum_{i=1}^n [B_i/(p - p_i)],$$

iš kur seka: esant $p = p_i$, visi šios lygybės nariai, išskyrus narį $[(p - p_k) \cdot B_k]/(p - p_k) = B_k$, yra lygūs nuliui, kur $k \neq i$ ir $k = 1, 2, \dots, n$. Todėl iš čia ir (2.195) yra gaunama koeficiento B_k vertės apskaičiavimo formulė:

$$B_k = \lim_{p \rightarrow p_k} [(p - p_k) \cdot I(p)] = U(p_k)/Z_n(p_k). \quad (2.197)$$

Akivaizdu, jog gauta išraiška (2.197) aprašo ir narį su koeficientu B_i . Todėl iš reakcijos originalo atvaizdo (2.196) nesunku rasti patį originalą $i(t)$, nes atvaizdo $1/(p - p_i)$ originalas seka iš postūmio teoremos (žr. 2.1 lentelėje poziciją Nr. 6) ir yra lygus $e^{p_i \cdot t} \cdot 1(t)$, kur įjungimo funkcija $1(t)$ garantuoja nulines vertes, kai $t < 0$. Taigi iš čia ir (2.196) gauname reakcijos originalo $i(t)$ išraišką tokiu pavidalu:

$$i(t) = \sum_{i=1}^n [B_i \cdot e^{p_i \cdot t}] \cdot 1(t). \quad (2.198)$$

Išraiškoje (2.195) poveikio įtampos $U = U_0 \cdot 1(t)$ atvaizdas $U(p) = U_0/p$ (žr. 2.1 lentelėje poziciją Nr. 2) ir todėl gauname:

$$I(p) = U_0 / (p \cdot Z_n(p)),$$

ir iš čia bei $Z_n(p)$ išraiškos (2.194), įvedę pažymėjimus: $\alpha = R / (2 \cdot L)$, $\omega_0 = (L \cdot C)^{-1/2}$, gauname:

$$\begin{aligned} I(p) &= U_0 / \{ p \cdot [R + 1/(p \cdot C) + p \cdot L] \} = U_0 / [L \cdot (2 \cdot \alpha \cdot p + \omega_0^2 + p^2)] = \\ &= U_0 / [L (p - p_1) \cdot (p - p_2)], \end{aligned} \quad (2.199)$$

kur:

$$p_{1,2} = -\alpha \pm (\alpha^2 - \omega_0^2)^{1/2}, \quad (2.200)$$

t. y. lygties $p^2 + 2 \cdot \alpha \cdot p + \omega_0^2 = 0$ šaknys.

Gauta reakcijos atvaizdo išraiška (2.199), pasitelkus išskaidymo teoremą (2.196), yra užrašoma taip:

$$\begin{aligned} I(p) &= U_0 / [2 \cdot L \cdot (p_1 + \alpha) \cdot (p - p_1)] + U_0 / [2 \cdot L \cdot (p_2 + \alpha) \cdot (p - p_2)] = \\ &= B_1 / (p - p_1) + B_2 / (p - p_2), \end{aligned}$$

ir šio atvaizdo originalas $i(t)$ yra randamas iš (2.198), įrašius šaknų $p_{1,2}$ išraiškas iš (2.200):

$$i(t) = U_0 \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot (e^{\beta \cdot t} - e^{-\beta \cdot t}) / (2 \cdot \beta \cdot L), \quad (2.201)$$

kur: $\beta = (\alpha^2 - \omega_0^2)^{1/2}$.

Gauta išraiška (2.201) aprašo srovės $i(t)$ virpesius nuoseklaus jungimo RLC - grandinėje (2.24 pav. a), ją paveikus vienetiniu įtampos šuoliu- $U(t) = U_0 \cdot 1(t)$. Iš (2.201) matome, jog priklausomai nuo nuoseklaus jungimo RLC - grandinės elementų parametrų yra galimi trys sprendinio $i(t)$ variantai, kai: $\alpha^2 < \omega_0^2$, $\alpha^2 > \omega_0^2$ ir $\alpha^2 = \omega_0^2$. Pirmuoju atveju šaknys $p_{1,2}$ (2.200) yra kompleksinės, o antruoju ir trečiuoju atvejais- realūs dydžiai.

1) pirmuoju atveju, kai $\alpha^2 < \omega_0^2$, turime $p_{1,2} = -\alpha \pm j \cdot (\omega_0^2 - \alpha^2)^{1/2}$ ir iš čia išraišką (2.201) užrašome taip:

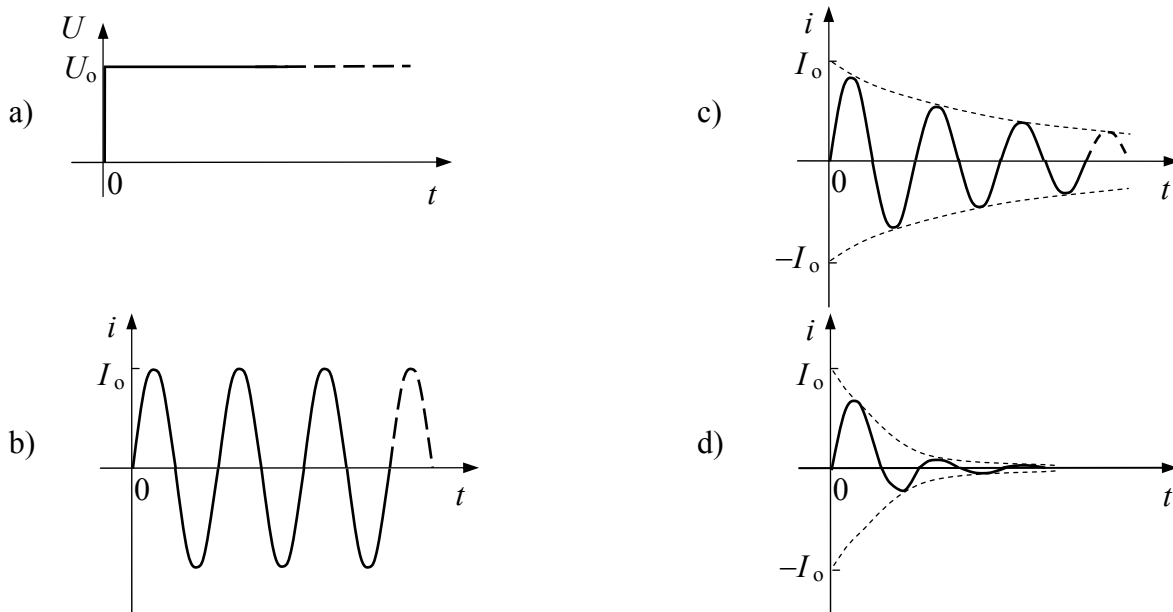
$$i(t) = U_0 \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot (e^{j \cdot \beta^* \cdot t} - e^{-j \cdot \beta^* \cdot t}) / (j \cdot 2 \cdot \beta^* \cdot L), \quad (2.202)$$

kur: $\beta^* = (\omega_0^2 - \alpha^2)^{1/2}$.

Pasinaudodami žinoma trigonometriniu išraiška- $\sin A = (e^{jA} - e^{-jA})/(j \cdot 2)$, gautą sprendinį $i(t)$ (2.202) perrašome tokiu pavidalu:

$$i(t) = (U_0/\beta^* \cdot L) \cdot e^{-\alpha t} \cdot \sin(\beta^* t), \quad (2.203)$$

iš kur seka: paveikus nuoseklaus jungimo RLC - grandinę vienetiniu įtampos šuoliu, joje yra sužadinama srovė $i(t)$, kurios virpesių pavidalas priklauso nuo parametro $\alpha = R/(2 \cdot L)$. Iš (2.203) paskaičiuotos reakcijos srovės $i(t)$ laikinės diagramos, esant įvairiems α , yra parodytos 2.59 pav., kur $I_0 = U_0/(\beta^* \cdot L)$.



2.59 pav. Reakcijos srovės $i(t)$ laikinės diagramos nuoseklaus jungimo RLC - grandinėje, ją paveikus vienetiniu įtampos šuoliu $U(t) = U_0 \cdot 1(t)$ (a), kai: $\alpha = 0$ (b); 0,06 (c); 0,5 (d) (čia α keičiamas, keičiant R)

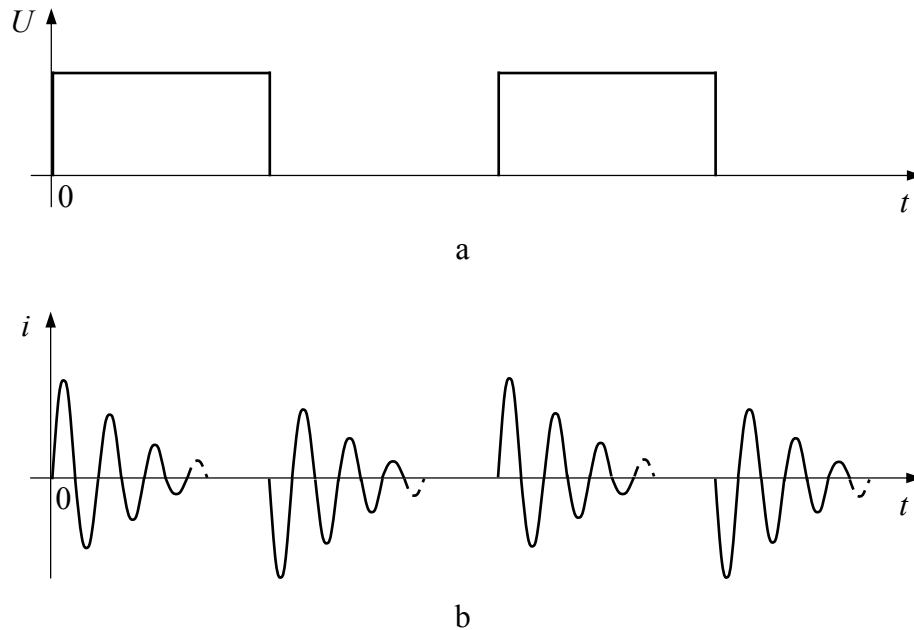
Iš 2.59 pav. matome, jog nuoseklaus jungimo RLC - grandinę (2.24 pav. a) paveikus vienetiniu įtampos šuoliu $U(t) = U_0 \cdot 1(t)$, joje yra sužadinama srovė $i(t)$, kurios pavidalas, priklausomai nuo α , ir yra gėstančios sinusoidės formos (2.59 pav. c, kai $\alpha > 0$) arba pastovios amplitudės $I_0 = U_0/(\omega_0 \cdot L)$ virpesiai (2.59 pav. b, kai $R = 0$ ($\alpha = 0$)). Sužadintų virpesių dažnis ω yra lygus RLC - kontūro rezonansiniam dažniui- $\omega = \omega_0 = (L \cdot C)^{-1/2}$, o gėstančių virpesių atveju amplitudė mažėja pagal eksponentinį dėsnį- $e^{-\alpha t}$ (2.203). Iš čia seka įvesto koeficiento α (2.199) fizikinė esmė- koeficientas $\alpha = R/(2 \cdot L)$ yra RLC - kontūro slopinimo koeficientas, kurį galima išreikšti per kitus anksčiau įvestus RLC - kontūro parametrus ρ ir Q (2.81) tokiu būdu:

$$\alpha = [R/(2 \cdot L)] \cdot (C/C)^{1/2} = 1/[2 \cdot Q \cdot (L \cdot C)^{1/2}] = \omega_0/(2 \cdot Q) = \pi \cdot f_0/Q. \quad (2.204)$$

Slopinimo koeficientui α atvirkštinis dydis $\tau = 1/\alpha$ yra vadinamas RLC- kontūro laiko konstanta, nes tai seka iš akivaizdžios tapatybės:

$$(U_0 \cdot e^{-\alpha t})|_{t=0} / (U_0 \cdot e^{-\alpha t})|_{t=\tau} = 1 / e^{-\alpha \tau} = e.$$

Kita vertus iš (2.203) taip pat seka: pradiniu laiko momentu $t = 0$ sužadintos reakcijos srovės $i(t)$ virpesių pradinė fazė $\varphi_{i_0} = 0$. Šią RLC- kontūro savybę labai gerai iliustruoja atvejis, kai poveikio įtampa $U(t)$ yra stačiakampių video impulsų seka, kurios poveikyje sužadintos reakcijos srovės $i(t)$ virpesiai yra parodyti 2.60 pav.



2.60 pav. Reakcijos srovės $i(t)$ laikinės diagramos (b) nuoseklaus jungimo RLC- grandinėje, ją paveikus stačiakampių video impulsų seka (a), kai slopinimo koeficientas $\alpha = 0,06$

Iš 2.60 pav. matome, jog RLC- kontūras gali būti taikomas radijo impulsų formavimui iš stačiakampių video impulsų sekos. Šiuo atveju radijo impulsų sekos gretutinių virpesių pradinės fazės skiriasi kampu π (180°). Akivaizdu, jog radijo impulsų generavimui būtina turėti RLC- kontūrą su aiškiai išreikštomis virpamojo kontūro savybėmis, o tai priklauso nuo RLC-kontūro kokybės Q (2.204). Minimali Q vertė Q_{\min} , kuriai esant dar yra stebimi reakcijos srovės $i(t)$ virpesiai, yra randama iš akivaizdžios nelygybės- $T/2 < \tau$:

$$\alpha = 1/\tau = R/(2 \cdot L) < 1/(L \cdot C)^{1/2} \Rightarrow 1/[2 \cdot Q_{\min} \cdot (L \cdot C)^{1/2}] < 1/(L \cdot C)^{1/2},$$

ir iš čia gauname- $Q_{\min} > 1/2 = 0,5$.

2) antruoju atveju, kai $\alpha^2 > \omega_0^2$, turime $p_{1,2} = -\alpha \pm (\alpha^2 - \omega_0^2)^{1/2}$ - realios šaknys ir išraiška (2.201) išlieka nepakitusi. Pasinaudodami žinoma trigonometriniu hiperbolinio sinuso išraiška- $\text{sh } A = (e^A - e^{-A})/2$, gautą sprendinį $i(t)$ (2.201) perrašome tokiu pavidalu:

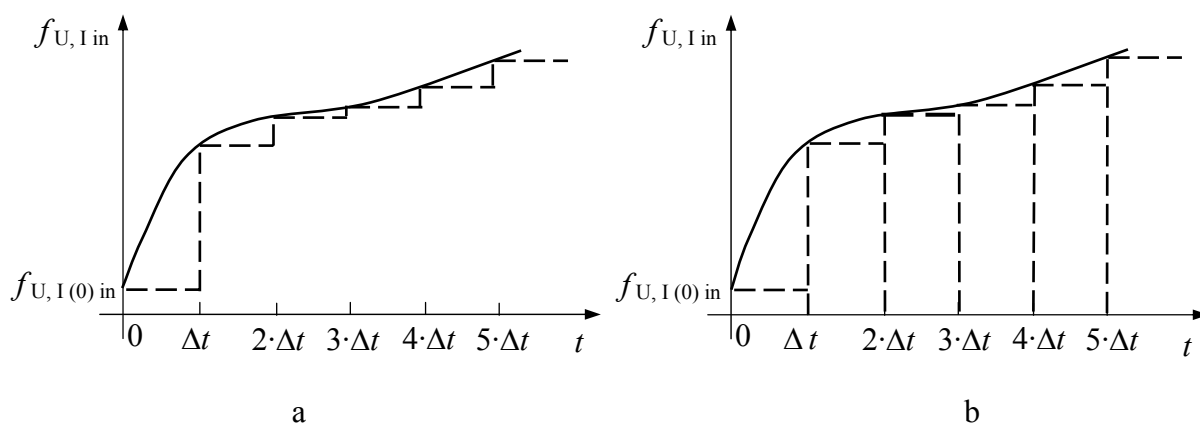
$$i(t) = [U_0 \cdot e^{-\alpha t} / (\beta \cdot L)] \cdot \text{sh}(\beta \cdot t), \quad (2.205)$$

iš kur seka, jog paveikus nuoseklaus jungimo RLC - grandinę vienetiniu įtampos šuoliu, joje yra sužadina srovė $i(t)$, kurios virpesių pavidalas yra *aperiodinis* (2.59 pav. d).

3) trečiuoju atveju, kai $\alpha^2 = \omega_0^2$, turime $p_{1,2} = -\alpha$ - taip pat realios šaknys ir išraiškoje (2.201) vertė $\beta \Rightarrow 0$. Tačiau šis atvejis nėra stabilus, nes realioje grandinėse neišsilaiko tiksli lygybės sąlyga: $\alpha^2 = \omega_0^2$, ir lygties (2.201) sprendinys svyruoja apie pirmojo bei antrojo atvejų sprendinius (2.203) ir (2.205), atitinkamai. Kadangi $\alpha > 0$, tai trečiuoju atveju yra stebimi aperiodiniai (2.59 pav. d) reakcijos srovės $i(t)$ virpesiai, t. y. kaip ir antruoju atveju.

1.1.7 Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė laikiniu metodu (pereinamieji procesai)

Laikinis tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizės metodas yra taip pat paremtas elektrinių signalų *superpozicijos principu*. Todėl analizuojant tiesines grandines laikiniais metodais, įėjimo (poveikio) impulsinis video signalas $f_{U,I \text{ in}}(t)$ (pvz. 2.44 pav. a) yra išskaidomas į stačiakampių impulsų arba vienetinių šuolių $1(t)$ (įjungimo funkcijos) visumą. Po to yra randama nagrinėjamos grandinės reakcija į kiekvieną video impulsą arba šuolį, ir gautos reakcijos yra sudedamos. Taigi šiuo būdu yra gaunama nagrinėjamos grandinės reakcija $f_{U,I \text{ iš}}(t)$ į poveikio video impulsą $f_{U,I \text{ in}}(t)$. Iš čia seka, jog tiesinių grandinių laikiniame analizės metode įėjimo (poveikio) impulsinis video signalas $f_{U,I \text{ in}}(t)$ yra pakeičiamas atitinkamu dinaminiu matematinium modeliu. Dažniausiai yra taikomi du dinaminiai modeliai- *šuoiais kintančių laiptelių pavidalo funkcija* (2.61 pav. a) bei *vienas po kito sekančių stačiakampių impulsų seka* (2.61 pav. b).



2.61 pav. Dažniausiai taikomi įėjimo (poveikio) video impulsinio signalo $f_{U,I \text{ in}}(t)$ pakeitimo dinaminiai modeliai: šuoiais kintančių laiptelių pavidalo funkcija (a) bei vienas po kito sekančių stačiakampių impulsų seka (b)

Iš 2.61 pav. matome, jog vienodais laiko intervalais (laiko žingsniais) Δt dinaminio modelio funkcija šuoliškai įgyja įėjimo (poveikio) impulsinio video signalo $f_{U, I \text{ in}}(t)$ vertę tuo laiko momentu $t = \Sigma \Delta t$.

Pirmuoju atveju (2.61 pav. a) signalas $f_{U, I \text{ in}}(t)$ gali būti išreikštas panaudojus įjungimo funkciją $1(t)$ taip:

$$f_{U, I \text{ in}}(t) \cong f_{U, I(0) \text{ in}} \cdot 1(t) + (f_{U, I(1) \text{ in}} - f_{U, I(0) \text{ in}}) \cdot 1(t - \Delta t) + (f_{U, I(2) \text{ in}} - f_{U, I(1) \text{ in}}) \times \\ \times 1(t - 2 \cdot \Delta t) + \dots = f_{U, I(0) \text{ in}} \cdot 1(t) + \sum_{k=1}^{\infty} (f_{U, I(k) \text{ in}} - f_{U, I(k-1) \text{ in}}) \cdot 1(t - k \cdot \Delta t), \quad (2.206)$$

kur: $f_{U, I(k) \text{ in}}$ - video signalo $f_{U, I \text{ in}}(t)$ vertė atitinkamu laiko $t_k = k \cdot \Delta t$ momentu- 0, Δt , $2 \cdot \Delta t$, ir t. t. (čia $k = 0, 2, 3, \dots$).

Akivaizdu, jog išraiškos (2.206) aprašymo tikslumas didėja, mažėjant laiko intervalui Δt , t. y. kai $\Delta t \Rightarrow 0$. Šiuo atveju diskretinį kintamąjį $k \cdot \Delta t$ galima pakeisti tolydžiu kintamuoju $\tau = k \cdot \Delta t$, o begalo mažus pokyčius $\Delta f_{U, I \text{ in}} = f_{U, I(k) \text{ in}} - f_{U, I(k-1) \text{ in}}$ jų diferencialais df_{in} , išreikštais tokiu pavidalu: $df_{U, I \text{ in}} = (df_{U, I \text{ in}}/d\tau) \cdot d\tau$. Pasinaudojus šiais pakeitimais gauname bet kokio įėjimo (poveikio) impulsinio video signalo $f_{U, I \text{ in}}(t)$ dinaminį modelį, išreikšta per įjungimo funkciją $1(t)$:

$$f_{U, I \text{ in}}(t) = f_{U, I(0) \text{ in}} \cdot 1(t) + \int_0^{\infty} (df_{U, I \text{ in}}/d\tau) \cdot 1(t - \tau) \cdot d\tau. \quad (2.207)$$

Antruoju atveju (2.61 pav. b) video signalas $f_{U, I \text{ in}}(t)$ gali būti išreikštas panaudojus delta-funkciją $\delta(t)$ (2.58 pav.) taip:

$$f_{U, I \text{ in}}(t) \cong \sum_{k=-\infty}^{\infty} \Pi_{U, I(k)}(t), \quad (2.208)$$

kur: $\Pi_{U, I(k)}(t)$ - stačiakampis video impulsas laiko momentu $t_k = k \cdot \Delta t$, kuris analogiškai išraiškai (2.183) yra užrašomas tokiu pavidalu:

$$\Pi_{U, I(k)}(t) = f_{U, I(k) \text{ in}} \cdot [\delta(t - k \cdot \Delta t) - \delta(t - k \cdot \Delta t - \Delta t)] = \\ = f_{U, I(k) \text{ in}} \cdot \{\delta(t - k \cdot \Delta t) - \delta[t - (k + 1) \cdot \Delta t]\}. \quad (2.209)$$

Iš (2.208) ir (2.209) seka, jog sumoje (2.208) nelygus nuliui yra tik tas narys, kurio indeksui „ k “ galioja nelygybė: $t(k) < t < t(k + 1)$. Išraiškos (2.209) dešiniąją lygybės pusę padauginame ir padaliname iš Δt ir, įstatę tai į (2.208), gauname:

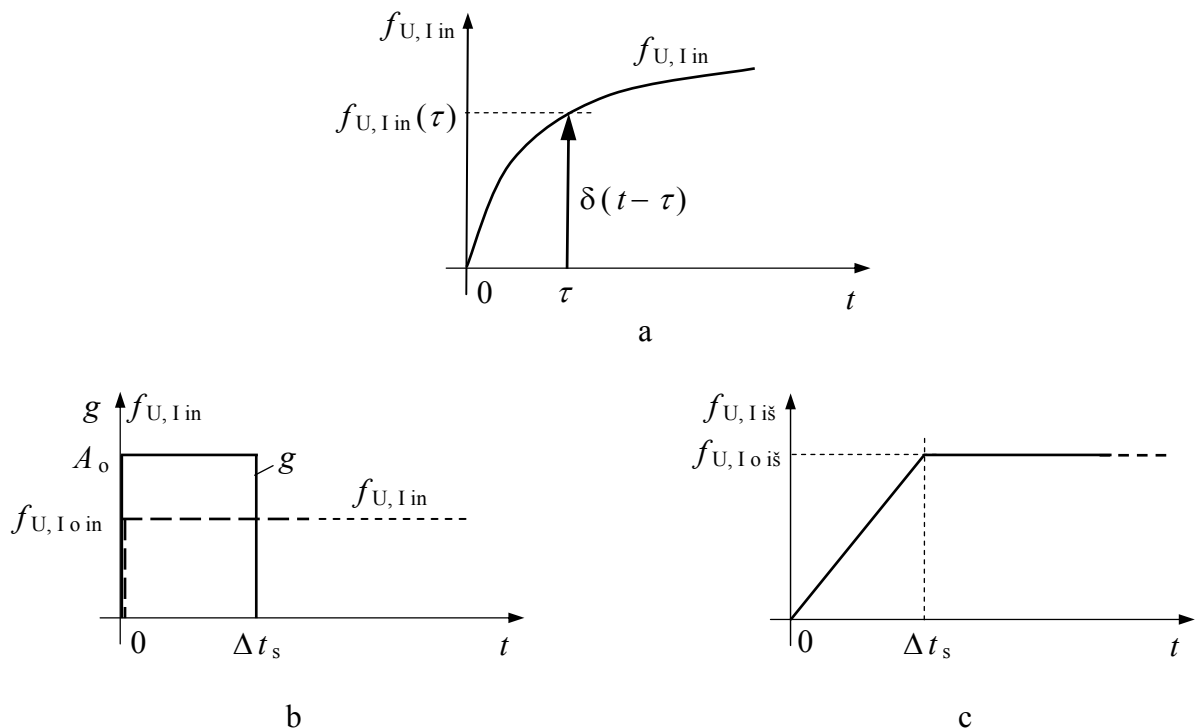
$$f_{U, I \text{ in}}(t) \cong \sum_{k=-\infty}^{\infty} f_{U, I \text{ in}}(k) \cdot \{ \delta(t - k \cdot \Delta t) - \delta[t - (k + 1) \cdot \Delta t] \} \cdot \Delta t,$$

ir iš čia riboje, kai $\Delta t \Rightarrow 0$, randame bet kokio įėjimo (poveikio) impulsinio video signalo $f_{U, I \text{ in}}(t)$ dinaminį modelį, išreikšta per delta-funkciją $\delta(t)$:

$$f_{U, I \text{ in}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_{U, I \text{ in}}(\tau) \cdot \delta(t - \tau) \cdot d\tau, \quad (2.210)$$

nes nesunku parodyti, kad $\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \{ \delta(t - k \cdot \Delta t) - \delta[t - (k + 1) \cdot \Delta t] \} / \Delta t = \delta(t - \tau)$.

Iš (2.210) seka svarbi delta-funkcijos $\delta(t)$ savybė: jeigu tolydinė funkcija $f_{U, I \text{ in}}(t)$ yra padauginama iš $\delta(t - \tau)$ ir ši sandauga yra integruojama laike t , tai gautas rezultatas bus lygus funkcijos $f_{U, I \text{ in}}(t)$ vertei $f_{U, I \text{ in}}(\tau)$ - laiko koordinatėje $t = \tau$, t. y. delta-funkcijos $\delta(t - \tau)$ padėties laiko ašyje vietoje (2.62 pav. a). Ši delta-funkcijos $\delta(t)$ savybė yra vadinama delta-funkcijos $\delta(t)$ filtravimo savybe.



2.62 pav. Delta-funkcijos $\delta(t)$ filtravimo savybė (a) bei tiesinės elektroninės sistemos impulsinė funkcija $g(t)$ (b) ir jos reakcija (c), kai impulsinio poveikio signalas $f_{U, I \text{ in}}(t)$ yra įjungimo funkcija: $f_{U, I \text{ in}}(t) = f_{U, I \text{ o in}} \cdot 1(t)$

Tiesinės radioelektroninės (elektroninės) grandinės (sistemos) reakcija $g(t)$ į poveikį, kai poveikio signalas yra delta-funkcija $\delta(t)$, yra vadinama grandinės impulsine funkcija. Iš čia seka, jog grandinės impulsinė funkcija $g(t)$ yra tiesiškai susijusi su poveikiu $\delta(t)$ tokio pavidalo išraiška:

$$g(t) = \Theta \cdot \delta(t), \quad (2.211)$$

kur: Θ - tiesinis grandinės operatorius.

Akivaizdu, jog tiesinės grandinės atveju uždelsus poveikio signalą $\delta(t)$ bet koku laiku t_0 , išraiška (2.211) yra užrašoma taip:

$$g(t - t_0) = \Theta \cdot \delta(t - t_0), \quad (2.212)$$

t.y. nagrinėjamos grandinės impulsinė funkcija $g(t)$ taip pat yra uždelssta laiku t_0 .

Tegul nagrinėjamą tiesinę grandinę veikia bet koks įėjimo impulsinis video signalas $f_{U, I in}(t)$ (2.61 pav.). Akivaizdu, jog šios grandinės išėjime turėsime išėjimo (reakcijos) signalą $f_{U, I iš}(t)$, kuris yra tiesiškai susijęs su poveikio signalu ir analogiškai išraiškai (2.211) galima užrašyti taip:

$$f_{U, I iš}(t) = \Theta \cdot f_{U, I in}(t),$$

ir iš čia bei (2.210) gauname:

$$f_{U, I iš}(t) = \Theta \cdot \int_{-\infty}^{\infty} f_{U, I in}(\tau) \cdot \delta(t - \tau) \cdot d\tau. \quad (2.213)$$

Čia pastebėsime, jog tiesinis operatorius Θ gali būti perneštas po integralu (veikia elektrinių signalų superpozicijos principas) ir jis turi įtaką tik tiems dydžiams, kurie priklauso nuo realaus laiko t . Todėl išraiška (2.213) yra perrašoma taip:

$$\begin{aligned} f_{U, I iš}(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} [f_{U, I in}(\tau)] \cdot [\Theta \cdot \delta(t - \tau)] \cdot d\tau = \\ &= f_{U, I iš}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_{U, I in}(\tau) \cdot g(t - \tau) \cdot d\tau, \end{aligned} \quad (2.214)$$

kur gaudami galutinę išraišką pasinaudojome (2.212).

Gauta išraiška (2.214) yra vadinama Diurmelio integralu ir iš jos seka fundamentali tiesinių elektroninių sistemų savybė: išėjimo (reakcijos) signalas $f_{U, I iš}(t)$ yra dviejų funkcijų- įėjimo (poveikio) signalo $f_{U, I in}(t)$ ir tiesinės sistemos impulsinės funkcijos $g(t)$ konvoliucija.

Akivaizdu, jog Diurmelio integralas (2.214) gali būti užrašytas ir tokiu pavidalu:

$$f_{U, I iš}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_{U, I in}(t - \tau) \cdot g(\tau) \cdot d\tau. \quad (2.215)$$

Pailiustruosime Diuamelio integralo ((2.214), (2.215)) veikimą tokiu pavyzdžiu: tegul tiesinės sistemos impulsinė funkcija $g(t)$ yra stačiakampis video impulsas (2.62 pav. b ištisinės linijos), kuris yra aprašomas taip:

$$g(t) = \begin{cases} 0, & \text{kai } t < 0, \\ A_o, & \text{kai } 0 \leq t \leq \Delta t_s, \\ 0, & \text{kai } t > \Delta t_s, \end{cases}$$

kur: A_o - video impulso amplitudė; Δt_s - video impulso trukmė.

Reikia rasti nagrinėjamos tiesinės elektroninės sistemos reakciją (atsaką) $f_{U, I iš}(t)$, kai poveikio signalas $f_{U, I in}(t)$ yra įjungimo funkcija- $f_{U, I in}(t) = f_{U, I o in} \cdot 1(t)$ (2.62 pav. b brūkšniuotos linijos). Čia būtina atkreipti dėmesį į tai, jog taikant Diuamelio integralą ((2.214), (2.215)) ieškomas reakcijos $f_{U, I iš}(t)$ pavidalas priklausys nuo to, kokiame intervale kinta laikas t , palyginus su impulsinės funkcijos $g(t)$ trukme Δt_s .

Kai $0 \leq t \leq \Delta t_s$, iš (2.214) randame:

$$f_{U, I iš}(t) = A_o \cdot f_{U, I o in} \int_0^t d\tau = A_o \cdot f_{U, I o in} \cdot t, \quad (2.216)$$

o kai $t > \Delta t_s$, tai esant $\tau > \Delta t_s$, impulsinė funkcija $g(t - \tau) = 0$ ir iš (2.214) gauname:

$$f_{U, I iš}(t) = A_o \cdot f_{U, I o in} \int_0^{\Delta t_s} d\tau = A_o \cdot f_{U, I o in} \cdot \Delta t_s = f_{U, I o iš}, \quad (2.217)$$

kur: $f_{U, I o iš}$ - išėjimo signalo (reakcijos) $f_{U, I iš}(t)$ amplitudė.

Gauta išėjimo signalo (reakcijos) $f_{U, I iš}(t)$ priklausomybė nuo laiko t ((2.216), (2.217)) yra parodyta 2.62 pav. c. Čia pastebėsime, jog reakcijos signalas niekada negali būti anksčiau už poveikį. Todėl iš čia seka labai paprasta išvada: realių tiesinių elektroninių sistemų impulsinė funkcija $g(\tau)$ gali būti tik tokio pavidalo, kai yra tenkinama fundamentali sąlyga:

$$g(\tau) = 0, \quad \text{kai } \tau < 0. \quad (2.218)$$

Išnagrinėtas Diuamelio integralo taikymo pavyzdys parodė, jog Diuamelio integralo formulėse ((2.214), (2.214)) viršutinis integralo rėžis gali būti pakeistas realiuoju laiku t :

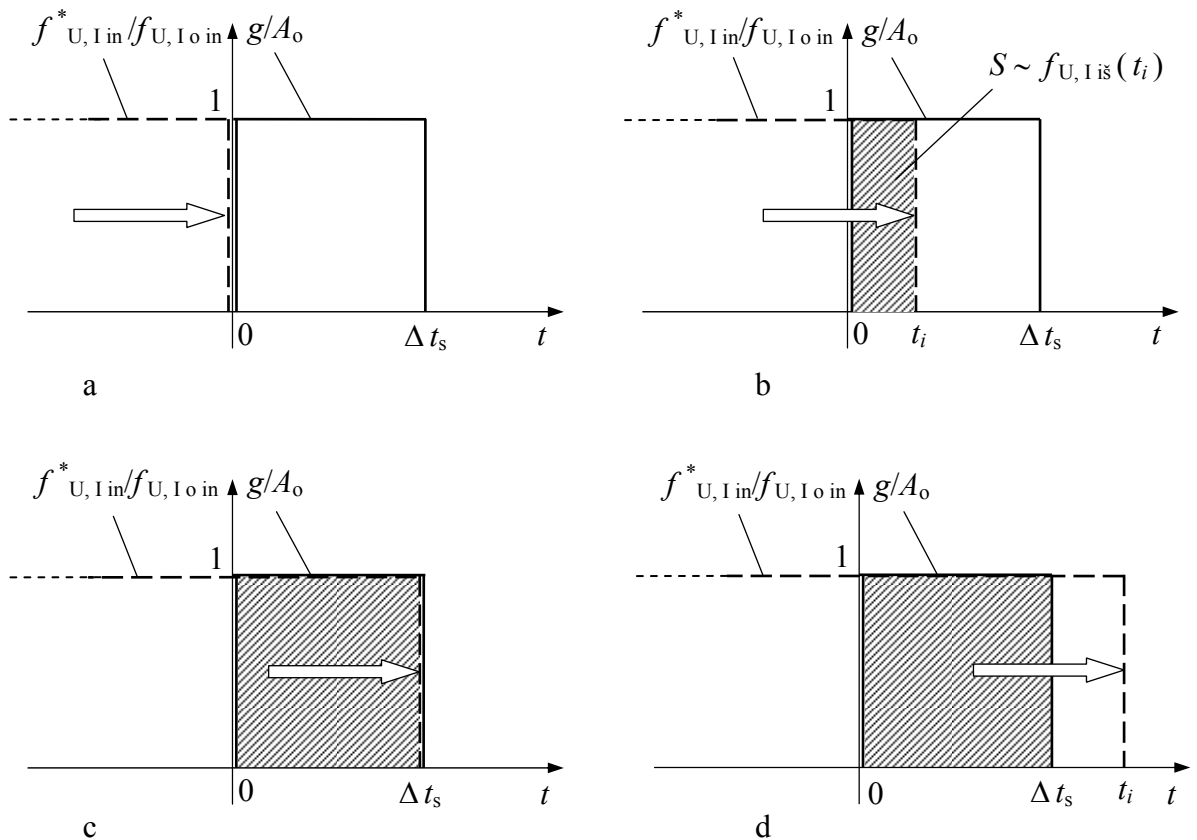
$$f_{U, I iš}(t) = \int_{-\infty}^t f_{U, I in}(\tau) \cdot g(t - \tau) \cdot d\tau, \quad (2.219)$$

iš kur seka Diuamelio integralo fizikinė esmė: tiesinė elektroninė sistema, sąveikaudama su poveikio signalu, atlieka šio signalo momentinių verčių “svorio” įvertinimą ir gautas vertes

sumuoja praeities laiko intervale: $-\infty < \tau < t$, kur “svarstykliu” vaidmenį atlieka sistemos impulsinė funkcija $g(\tau)$. Iš čia seka kita svarbi išvada: realių tiesinių elektroninių sistemų impulsinė funkcija $g(\tau)$ gali būti tik tokio pavidalo, kai yra tenkinama ši fundamentali sąlyga:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |g(t)| \cdot dt < \infty. \quad (2.220)$$

Kita vertus, Diuamelio integralo ((2.214), (2.215)) veikimą- *dviejų signalų konvoliuciją* galima pailiustruoti anksčiau pateiktu atveju tokiu būdu: taikant Diuamelio integralo išraišką, pvz. (2.215), įėjimo (poveikio) signalas $f_{U, I in}$ (pvz. įjungimo funkcija) (2.62 pav. a) yra “apgręžiamas” laike: $t \Rightarrow -t$ ir gauta apgręžta funkcija $f_{U, I in}^*$ yra stumiama laiko ašimi $\{t\}$ į dešinę (2.62a pav.).



2.62a pav. Diuamelio integralo ((2.214), (2.215)) veikimo- *dviejų signalų konvoliucijos* geometrinė iliustracija anksčiau pateiktu atveju (2.62 pav. b, c), taikant Diuamelio integralo išraišką (2.215), kurioje įėjimo (poveikio) signalas $f_{U, I in}$ (įjungimo funkcija) (2.62 pav. a) yra “apgręžiamas” laike: $t \Rightarrow -t$, o gauta apgręžta funkcija $f_{U, I in}^*$ yra stumiama laiko ašimi $\{t\}$ į dešinę

Iš 2.62a pav. matome, jog dviejų signalų $f_{U, I in}(t)$ ir $g(t)$ konvoliucijos išdavoje juos atitinkančių funkcijų $f_{U, I in}^*(t)$ ir $g(t)$ persiklojimo „plotas“ S yra proporcingas išėjimo signalo- atsako (reakcijos) funkcijai $f_{U, I iš}(t)$ (2.62 pav. c).

Tiesinės radioelektroninės (elektroninės) grandinės reakcija $h(t)$ į poveikį, kai poveikio signalas yra įjungimo funkcija $1(t)$, yra vadinama grandinės pereinamoji funkcija. Iš čia seka, jog grandinės pereinamoji funkcija $h(t)$ yra tiesiškai susijusi su poveikiu $1(t)$:

$$h(t) = \Theta \cdot 1(t), \quad (2.221)$$

kur: Θ - tiesinis radioelektroninės (elektroninės) grandinės operatorius.

Akivaizdu, jog tiesinės grandinės atveju uždelsus poveikio signalą $1(t)$ bet kokiu laiku t_0 , išraiška (2.221) yra užrašoma taip:

$$h(t - t_0) = \Theta \cdot 1(t - t_0), \quad (2.222)$$

t. y. grandinės pereinamoji funkcija $h(t)$ taip pat yra uždelsta laiku t_0 .

Kaip ir impulsinės funkcijos $g(t)$ atveju (2.218), realių tiesinių elektroninių sistemų pereinamoji funkcija $h(\tau)$ gali būti tik tokio pavidalo, kuris tenkina fundamentalią sąlygą:

$$h(\tau) = 0, \quad \text{kai } t < 0. \quad (2.223)$$

Tarp tiesinės sistemos impulsinės funkcijos $g(\tau)$ ir pereinamosios funkcijos $h(\tau)$ yra ryšys, kurį sąlygoja žinomas sąryšis tarp delta-funkcijos $\delta(t)$ ir įjungimo funkcijos $1(t)$:

$$\delta(t) = d[1(t)]/dt = 1'(t). \quad (2.224)$$

Iš čia ir (2.211) gauname:

$$g(t) = \Theta \cdot \{d[1(t)]/dt\},$$

kur tiesinės sistemos atveju operatoriai d/dt ir Θ gali būti sukeisti vietomis ir todėl gauname:

$$g(t) = d[\Theta \cdot 1(t)]/dt = d[h(t)]/dt, \quad (2.225)$$

kur gaudami galutinę išraišką pasinaudojome (2.221).

Iš (2.225) randame kitą sąryšio tarp $g(t)$ ir $h(t)$ pavidalą:

$$h(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) \cdot d\tau. \quad (2.226)$$

Pasinaudoję poveikio signalo $f_{U, I \text{ in}}(t)$ dinaminio modeliu (2.207) ir išraiškos (2.214) išvedimo metodika, gauname dar vieną Diuamelio integralo pavidalą:

$$f_{U, I \text{ iš}}(t) = f_{U, I(0) \text{ in}} \cdot h(t) + \int_0^t [df_{U, I \text{ in}}(\tau)/d\tau] \cdot h(t - \tau) \cdot d\tau. \quad (2.227)$$

Šio Diuamelio integralo veikimą pailiustruosime tokiu pavyzdžiu: tegul diferencijuojančios RC - grandinės (2.7 pav. a) įėjime veikia tolygiai didėjanti poveikio įtampa $u_{in}(t) = U_0 \cdot (t/\tau) \cdot 1(t)$. Šiuo atveju diferencijuojančios RC - grandinės reakciją $h(t)$ į įjungimo funkciją $1(t)$ nesunkiai randame iš anksčiau gautos išėjimo įtampos $u_R(t)$ išraiškos (2.31):

$$h(t) = e^{-t/(R \cdot C)}. \quad (2.228)$$

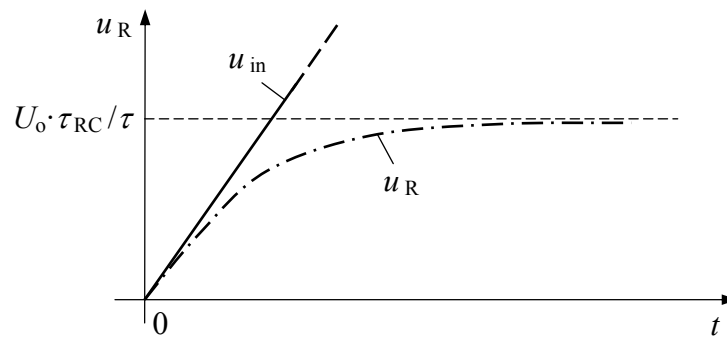
Nagrinėjamu atveju diferencijuojančios RC - grandinės (2.7 pav. a) išėjime reakcijos įtampą U_R rasime pasinaudodami Diuamelio integralu (2.227) ir (2.228):

$$u_R(t) = u_{in}(0) \cdot e^{-t/(R \cdot C)} + \int_0^t [u'_{in}(\tau)] \cdot e^{-(t-\tau)/\tau_{RC}} \cdot d\tau. \quad (2.229)$$

Poveikio $u_{in}(t)$ išvestinė $u'_{in}(\tau) = U_0/\tau$, o $u_{in}(0) = 0$, todėl, įstatę šias vertes į (2.229), gauname:

$$u_R(t) = \int_0^t (U_0/\tau) \cdot e^{-(t-\tau)/\tau_{RC}} \cdot d\tau = (U_0 \cdot \tau_{RC}/\tau) \cdot (1 - e^{-t/\tau_{RC}}) \cdot 1(t). \quad (2.230)$$

Reakcijos $u_R(t)$ (2.230) ir poveikio $u_{in}(t)$ laikinės diagramos yra parodytos 2.63 pav.

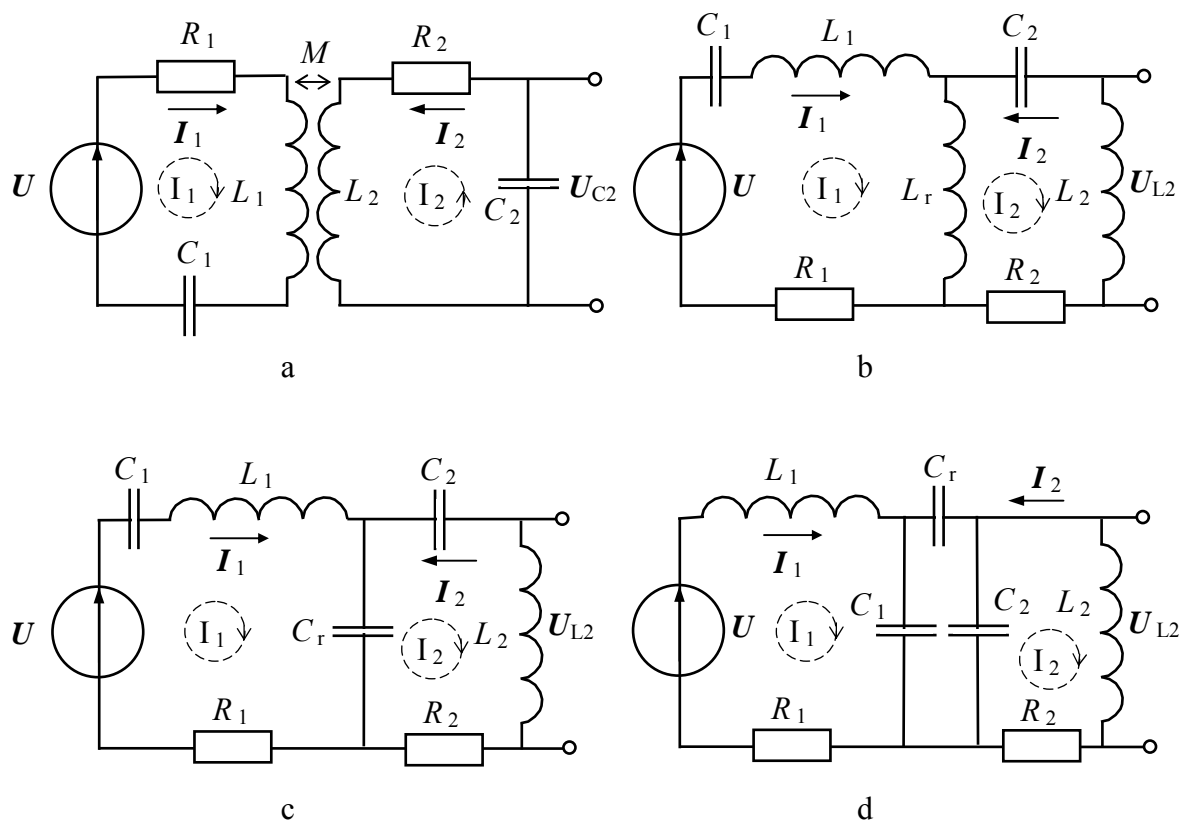


2.63 pav. Diferencijuojančios RC - grandinės (2.7 pav. a) reakciją $u_R(t)$ į tolygiai didėjančią poveikio įtampą $u_{in}(t) = U_0 \cdot (t/\tau) \cdot 1(t)$

Iš 2.63 pav. matyti: kai $t \ll \tau_{RC}$, nagrinėjamos grandinės reakcija $u_R(t)$ yra artima poveikiui $u_{in}(t)|_{t \ll \tau_{RC}} \cong u_R(t)$. Kai proceso laikas $t > \tau_{RC}$ ir didėja, išėjimo įtampa $u_R(t)$ taip pat didėja ir asimptotiškai artėja prie pastovios vertės: $u_R(t)|_{t \rightarrow \infty} \Rightarrow U_0 \cdot \tau_{RC}/\tau$. Iš čia seka, jog tekanti grandine srovė $i(t)$ savo pavidalu atitinka įtampos $u_R(t)$ kreivę ir, pasiekusi maksimalią vertę- $I_0 = U_0 \cdot C/\tau$, toliau išlieka pastovi. Todėl akivaizdu, jog integruojančios RC - grandinės atveju (2.7 pav. b) reakcijos įtampa $u_C(t)$ neapibrėžtai didėja (ši atveji išnagrinėkite savarankiškai).

1.1.8. Surištieji RLC-kontūrai (rezonansiniai reiškiniai)

Radiotechninėse bei elektroninėse grandinėse labai plačiai yra taikomi kelių (dažniausiai iki trijų) tarpusavyje magnetiškai arba elektriškai surištų rezonansinių RLC-kontūrų sistemos, kurių keletas praktikoje labiausiai paplitusių schemų yra parodyta 2.64 pav.



2.64 pav. Radiotechninėse bei elektroninėse grandinėse plačiausiai taikomos tarpusavyje magnetiškai arba elektriškai surištų rezonansinių RLC-kontūrų sistemos: a- transformatorinio ryšio (M - abipusis induktyvumas); b- autotransformatorinio ryšio (L_r); c- vidinės ryšio talpos (C_r); d- išorinės ryšio talpos (C_r)

Iš 2.64 pav. matome: visais atvejais surištų rezonansinių RLC- kontūrų sistemos yra sudarytos iš dviejų (ir daugiau) kontūrų I_i , kurie, savo ruožtu, yra sudaryti iš nuosekliai sujungtų radiotechninių elementų R_i , L_i ir C_i (čia $i = 1, 2, \dots$). Ryšio stipris tarp gretimų kontūrų I_i ir $I_{(i \pm 1)}$ yra nusakomas ryšio koeficientu k . Transformatorinio ryšio atveju (2.64 pav. a) pirmojo kontūro I_1 (vadinamo *pirminiu*) ryšis su antruoju kontūru I_2 (vadinamu *antriniu*) yra nusakomas ryšio koeficientu $k_{tr 12}$, kuris parodo, kokia įtampos U_{L1} dalis patenka į antrąjį kontūrą I_2 , kur: $U_{L1} = I_1 \cdot (j \cdot \omega \cdot L_1)$ - įtampa pirmojo kontūro I_1 indukcinėje ritelėje L_1 . Įtampos dalis $U_{r 12}$, patenkanti į antrąjį kontūrą I_2 ir žadinanti jame srovę I_2 , yra užrašoma taip: $U_{r 12} = I_1 \cdot (j \cdot \omega \cdot M)$, kur: M - abipusis induktyvumas tarp indukcinė ritelių L_1

ir L_2 , ir iš čia seka, jog dydis $j \cdot \omega \cdot M$ yra ryšio varža. Taigi, ryšio koeficientas k_{tr12} yra išreiškiamas tokio pavidalo lygtimi:

$$k_{12} = U_{r12}/U_{L1} = I_1 \cdot j \cdot \omega \cdot M / (I_1 \cdot j \cdot \omega \cdot L_1) = M/L_1. \quad (2.231)$$

Analogiškai ryšio koeficientas k_{tr21} , parodantis, kokia įtampos U_{L2} dalis patenka į pirmąjį kontūrą I_1 , yra išreiškiamas taip:

$$k_{tr21} = U_{r21}/U_{L2} = I_2 \cdot j \cdot \omega \cdot M / (I_2 \cdot j \cdot \omega \cdot L_2) = M/L_2. \quad (2.232)$$

Akivaizdu, jog apibendrintas ryšio koeficientas k_{tr} tarp abiejų transformatoriniu būdu surištųjų RLC - kontūrų yra vidutinė geometrinė koeficientų k_{tr12} ir k_{tr21} vertė:

$$k_{tr} = (k_{tr12} \cdot k_{tr21})^{1/2} = M / (L_1 \cdot L_2)^{1/2}. \quad (2.233)$$

Šią formulę galima apibendrinti ir kitoms 2.64 pav. parodytoms sistemoms, tuo tikslu padauginus išraiškos (2.233) skaitiklį ir vardiklį iš poveikio signalo U dažnio ω :

$$k = \omega \cdot M / (\omega \cdot L_1 \cdot \omega \cdot L_2)^{1/2} = Z_r / (Z_1 \cdot Z_2)^{1/2}, \quad (2.234)$$

kur: Z_r - ryšio elemento reaktyviosios varžos Z_r modulis; Z_i - atitinkamo RLC - kontūro I_i suminės reaktyviosios varžos Z_i modulis, turintis tokį pat pobūdį, kaip ir Z_r .

Taigi, autotransformatorinio ryšio atveju (2.64 pav. b) turime:

$$Z_r = \omega \cdot L_r, \quad Z_1 = \omega \cdot (L_1 + L_r), \quad Z_2 = \omega \cdot (L_2 + L_r),$$

ir iš čia bei (2.234) randame:

$$k_{atr} = L_r / [(L_1 + L_r) \cdot (L_2 + L_r)]^{1/2}. \quad (2.235)$$

Vidinės ryšio talpos atveju (2.64 pav. c) turime:

$$Z_r = 1/(\omega \cdot C_r), \quad Z_1 = 1/(\omega \cdot C_1^*), \quad Z_2 = 1/(\omega \cdot C_2^*),$$

kur: $C_1^* = C_1 \cdot C_r / (C_1 + C_r)$; $C_2^* = C_2 \cdot C_r / (C_2 + C_r)$ - pirminio (I_1) ir antrinio (I_2) kontūrų suminės talpos, atitinkamai, ir iš čia bei (2.234) randame:

$$k_{vidC} = (C_1^* \cdot C_2^*)^{1/2} / C_r = \{C_1 \cdot C_2 / [(C_1 + C_r) \cdot (C_2 + C_r)]\}^{1/2}. \quad (2.236)$$

Išorinės ryšio talpos atveju (2.64 pav. d) ryšio kondensatorius C_r tarp pirminio (I_1) ir antrinio (I_2) kontūrų yra įjungtas nuosekliai. Todėl šiuo atveju ryšio koeficientas k_{isoC} tarp abiejų surištųjų RLC - kontūrų yra proporcingas ryšio elemento laidžiui $G_r = 1/Z_r$ ir yra užrašomas taip:

$$k_{\text{isoC}} = G_r / (G_1 \cdot G_2)^{1/2}$$

kur įstatę vertes:

$$G_r = \omega \cdot C_r, \quad G_1 = \omega \cdot (C_1 + C_r), \quad G_2 = \omega \cdot (C_2 + C_r),$$

gauname:

$$k_{\text{isoC}} = C_r / [(C_1 + C_r) \cdot (C_2 + C_r)]^{1/2} \cong C_r / (C_1 \cdot C_2)^{1/2}, \quad (2.237)$$

kur apytikslė išraiška yra užrašyta esant sąlygai: $C_r \ll C_{1,2}$, nes dažniausiai taip ir yra.

Išnagrinėsime surišųjų RLC - kontūrų sroves I_1 ir I_2 pirminiame I_1 ir antriniame I_2 kontūruose, atitinkamai, transformatorinio ryšio atveju (2.64 pav. a), kai poveikio signalas yra harmoninė įtampa $U = U_0 \cdot \sin(\omega \cdot t)$. Pirminiame kontūre I_1 atsiradusi srovė I_1 indukcijos būdu sužadina srovę I_2 antriniame kontūre I_2 , kuri savo ruožtu dėl indukcijos veikia pirminį kontūrą I_1 , o tuo pačiu ir srovę I_1 , ir t. t. Akivaizdu, kad šios sąveikos stiprumas priklauso nuo ryšio koeficiento k_{tr} (2.233) vertės. Iš čia seka, jog surišųjų RLC - kontūrų sistemos įėjimo varža Z_{in} (šaltinio U gnybtų įjungimo taškuose) priklauso nuo pirminio ir antrinio kontūrų parametrų, ir nuo k_{tr} . Šią priklausomybę surasime taikydami abejiems kontūrams antrąją Kirchhofo taisyklę (2.11):

$$\left. \begin{aligned} I_1 \cdot R_1 + I_1 / (j \cdot \omega \cdot C_1) + I_1 \cdot j \cdot \omega \cdot L_1 &= U - I_2 \cdot j \cdot \omega \cdot M, \\ I_2 \cdot R_2 + I_2 / (j \cdot \omega \cdot C_2) + I_2 \cdot j \cdot \omega \cdot L_2 &= -I_1 \cdot j \cdot \omega \cdot M, \end{aligned} \right\}$$

kur ženklas “-” reiškia kito kontūro slopinančią įtaką, ir iš čia, įvedę reaktyviosios varžos X_i modulio pažymėjimą- $X_i = \omega \cdot L_i - 1/(\omega \cdot C_i)$, gauname:

$$\left. \begin{aligned} I_1 \cdot R_1 + I_1 \cdot j \cdot X_1 + I_2 \cdot j \cdot \omega \cdot M &= U, \\ I_2 \cdot R_2 + I_2 \cdot j \cdot X_2 + I_1 \cdot j \cdot \omega \cdot M &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (2.238)$$

ir iš čia randame:

$$I_1 \cdot [R_1 + n^2 \cdot R_2 + j \cdot (X_1 - n^2 \cdot X_2)] = U, \quad (2.239)$$

kur: $n = \omega \cdot M / (R_2^2 + X_2^2)^{1/2}$ - transformacijos koeficientas.

Iš (2.239) seka surišųjų RLC - kontūrų sistemos įėjimo varžos Z_{in} išraiška:

$$\begin{aligned} Z_{in} &= U / I_1 = R_1 + n^2 \cdot R_2 + j \cdot (X_1 - n^2 \cdot X_2) = \\ &= R_1 + R_{in21} + j \cdot (X_1 + X_{in21}) = R_{11} + j \cdot X_{11}, \end{aligned} \quad (2.240)$$

kur: $R_{in\ 21} = n^2 \cdot R_2$, $X_{in\ 21} = -n^2 \cdot X_2$ - antrinio kontūro I_2 įneštinės varžos $Z_{in\ 21}$ į pirminį kontūrą I_1 realioji ir menamoji dalis, atitinkamai, ($Z_{in\ 21} = R_{in\ 21} + j \cdot X_{in\ 21}$); $R_{11} = R_1 + R_{in\ 21}$, $X_{11} = X_1 + X_{in\ 21}$ - įėjimo varžos Z_{in} realioji ir menamoji dalis, atitinkamai.

Iš gautos išraiškos (2.240) matome, jog surištujų RLC -kontūrų sistemos įėjimo varža Z_{in} priklauso nuo pirminio I_1 ir antrinio I_2 kontūrų parametru, ir nuo koeficiento n vertės, kuri savo ruožtu yra funkcija nuo k_{tr} (2.233): $n = \omega \cdot k_{tr} \cdot [L_1 \cdot L_2 / (R_2^2 + X_2^2)]^{1/2}$.

Anksčiau parodėme, jog rezonanso metu elektroninės grandinės kompleksinės varžos $Z = R + j \cdot X$ menamoji dalis $X = 0$ ($\varphi = 0$). Todėl remdamiesi šią savybę iš (2.240) surasime surištujų RLC -kontūrų sistemos rezonansinį dažnį ω_{rez} iš šios tapatybės:

$$X_{11} = X_1 + X_{in\ 21} = X_1 - n^2 \cdot X_2 = X_1 - \omega_{rez}^2 \cdot M^2 \cdot X_2 / (R_2^2 + X_2^2) = 0,$$

kur supaprastinimo tikslu priėmę: $R_1 = R_2 = 0$, $L_1 = L_2 = L$ ir $C_1 = C_2 = C$, ir iš čia gauname:

$$X^2 = \omega_{rez}^2 \cdot M^2 \iff \omega_{rez} \cdot L - 1/(\omega_{rez} \cdot C) = \pm \omega_{rez} \cdot M,$$

ir iš čia, padauginę abejas paskutinės lygybės puses iš $\omega_{rez} \cdot C$, bei atsižvelgdami į akivaizdų faktą- $\omega_{rez} > 0$, randame:

$$\omega_{rez\ 1,2} = (L \cdot C \pm M \cdot C)^{-1/2} = [L \cdot C \cdot (1 \pm M/L)]^{-1/2} = \omega_o / (1 \pm k_{tr})^{1/2}, \quad (2.241)$$

kur: $\omega_o = (L \cdot C)^{-1/2}$ - abiejų nesurištų RLC -kontūrų rezonansinis dažnis.

Iš gautos rezonansinio dažnio ω_{rez} išraiškos (2.241) seka fundamentali surištujų RLC -kontūrų sistemos savybė- du skirtingi rezonansiniai dažniai $\omega_{rez\ 1} < \omega_o$ ir $\omega_{rez\ 2} > \omega_o$, ir šios nelygybės stiprėja, didėjant ryšio koeficiento k (2.234) vertei. Kai $k \Rightarrow 0$, rezonansiniai dažniai $\omega_{rez\ 1} \Leftrightarrow \omega_{rez\ 2} \Rightarrow \omega_o$, t. y. turime vieną sistemos dažnį ω_o , kaip ir atskiro RLC -kontūro. Ši surištujų RLC -kontūrų sistemos savybė vaizdžiai matyti iš įtampos perdavimo koeficiento K_u dažninės charakteristikos $K_u(\omega)$, kuri transformatorinio ryšio atveju (2.64 pav. a) yra išreiškiama taip:

$$K_{u\ tr} = U_{C2} / U = I_2 / (j \cdot \omega \cdot C_2 \cdot U),$$

kur įstatę srovės I_2 išraišką iš (2.238), gauname:

$$K_{u\ tr} = -M / \{C_2 \cdot [(R_1 + j \cdot X_1) \cdot (R_2 + j \cdot X_2) + \omega^2 \cdot M^2]\}, \quad (2.242)$$

ir iš čia, priėmę- $R_1 = R_2 = 0$, $X_1 = X_2 = X$, gauname:

$$K_{u\ tr} = |M / \{C \cdot (X^2 - \omega^2 \cdot M^2)\}| \equiv K_{u\ tr}(\omega), \quad (2.243)$$

kur: $X = \omega \cdot L - 1/(\omega \cdot C)$.

Iš (2.243) seka: $K_{u\ tr} = K_{u\ tr}(\omega)$ - realus dydis ir jo vertė įgyja maksimumą $K_{u\ max}$, kai $X^2 - \omega^2 \cdot M^2 = 0$, o tai jau yra anksčiau išnagrinėta sąlyga, kuri davė du rezonansinius dažnius $\omega_{rez\ 1, 2}$ (2.241). Kai $R_1 = R_2 = R > 0$, tai iš (2.242) nesunkiai randame $K_{u\ tr}(j \cdot \omega)$ modulio $K_{u\ tr}(\omega)$ dažninę charakteristiką:

$$K_{u\ tr}(\omega) = M / \{ C \cdot [(R^2 - X^2 + \omega^2 \cdot M^2)^2 + 4 \cdot R^2 \cdot X^2] \}^{1/2} =$$

$$= [k_{tr} \cdot (\omega / \omega_0)^2] / \{ \{ [\omega / (Q \cdot \omega_0)]^2 - (\omega^2 / \omega_0^2 - 1)^2 + k_{tr}^2 \cdot (\omega / \omega_0)^4 \}^2 +$$

$$+ \{ [(2 \cdot \omega) / (Q \cdot \omega_0)] \cdot (\omega^2 / \omega_0^2 - 1) \}^2 \}^{1/2}, \quad (2.244)$$

bei fazinę charakteristiką $\varphi_{u\ tr}(\omega)$:

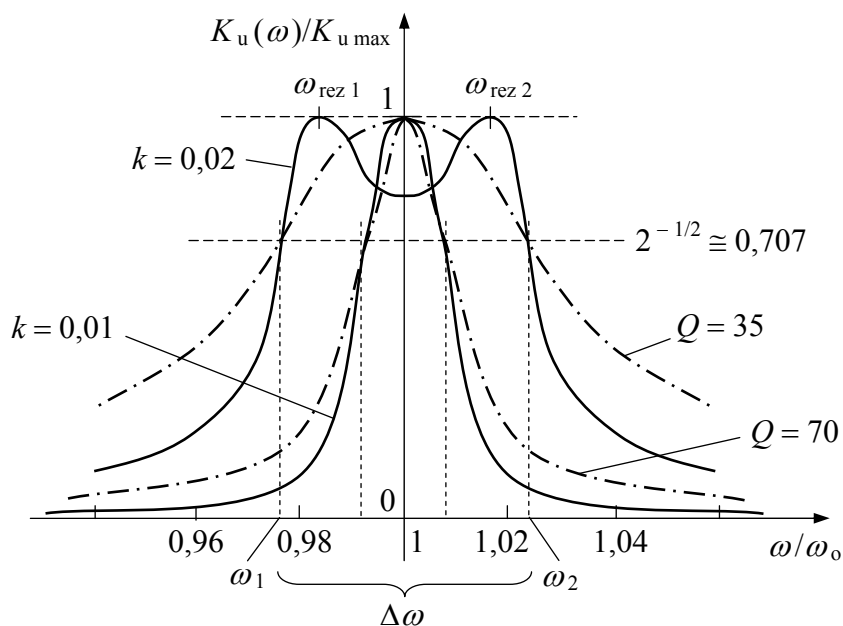
$$\varphi_{u\ tr}(\omega) = \arctg [(2 \cdot R \cdot X) / (X^2 - R^2 - \omega^2 \cdot M^2)] =$$

$$= \arctg \{ \{ [(2 \cdot \omega) / (Q \cdot \omega_0)] \cdot (\omega^2 / \omega_0^2 - 1) \} /$$

$$/ \{ (\omega^2 / \omega_0^2 - 1)^2 - [\omega / (Q \cdot \omega_0)]^2 - k_{tr}^2 \cdot (\omega / \omega_0)^4 \} \}, \quad (2.245)$$

kur galutinius išraiškų pavidalus gavome pasinaudoję (2.79), (2.81) ir (2.233).

Tipinės realiųjų surištuųjų RLC - kontūrų sistemų normuotos dažninės priklausomybės $K_u(\omega) / K_{u\ max}$, paskaičiuotos iš (2.244), esant $Q = 100$ ir įvairioms k_{tr} vertėms, yra parodytos 2.65 pav. (ištisinės kreivės). Ten taip pat palyginimui yra pateiktos vieno RLC - kontūro normuotos dažninės charakteristikos prie įvairių Q (brūkšninės-taškinės kreivės).



2.65 pav. Tipinės realiųjų surištuųjų RLC - kontūrų sistemų įtampos perdavimo koeficiento $K_{u\ tr}$ normuotos dažninės priklausomybės $K_u(\omega) / K_{u\ max}$, kai $Q = 100$ ir esant įvairioms k vertėms (ištisinės kreivės), bei vieno RLC - kontūro normuotos dažninės charakteristikos prie įvairių Q (brūkšninės-taškinės kreivės)

Iš 2.65 pav. pateiktų dažninių charakteristikų $K_u(\omega)$ matome esminį surištuųjų RLC -kontūrų sistemos skirtumą nuo atskiro rezonansinio RLC -kontūro: surištuųjų RLC -kontūrų sistemos pasižymi platesniu praleidžiamų arba nepraleidžiamų (užtvarinių) dažnių juostos plotyju $\Delta\omega$. Kita vertus, šiame dažnių juostos plotyje $\Delta\omega$ surištuųjų RLC -kontūrų sistemų išėjimo signalo vidutinė amplitudė yra didesnė- artimesnė maksimaliai vertei $K_{u\max}$, o už šios juostos ribų stebimas žymiai spartesnis signalo mažėjimas dažniui tolstant nuo rezonanso. Dėl šių ypatybių surištuųjų RLC -kontūrų sistemos labai plačiai taikomos elektronikoje bei radioelektronikoje.

Anksčiau parodėme, jog atskiro rezonansinio RLC -kontūro $\Delta\omega = \omega_o/Q$ -nuoseklus jungimo arba ω_o/Q^* -lygiagreto jungimo atvejais. Surištuųjų RLC -kontūrų sistemos $\Delta\omega$ surasime iš įtampos perdavimo koeficiento K_u dažninės charakteristikos $K_u(\omega)$ (2.244) ir 2.65 pav. parodytos apibrėžties: $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$, kur dažniai ω_1 ir ω_2 yra paskaičiuojami iš tapatybės:

$$K_u(\omega_{1,2})/K_{u\max} = 2^{-1/2}. \quad (2.246)$$

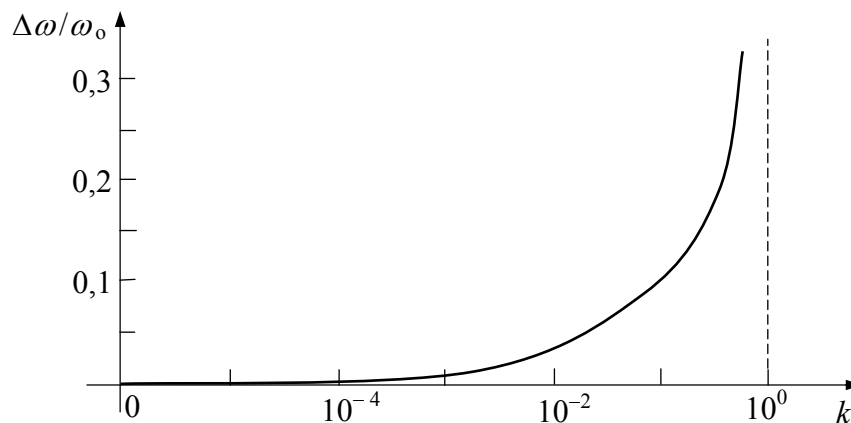
Į (2.246) įstatę atitinkamas $K_u(\omega)$ vertes iš (2.244), ieškomų dažnių $\omega_{1,2}$ atžvilgiu yra gaunama ketvirto laipsnio algebrinė lygtis, kuri dėl jos griozdiškumo čia nepateikiama. Kita vertus, iš matematikos kurso žinome, jog ketvirto laipsnio lygtis dar turi analizinį sprendinį, tačiau iš (2.246) ir (2.244) gaunama lygtis yra pernelyg sudėtinga ir jos realaus bei teigiamo sprendinio radimas reikalauja sudėtingų ir griozdiškų skaičiavimų. Todėl ieškosime apytikslio sprendinio ir tuo tikslu surištuųjų RLC -kontūrų sistemos $\Delta\omega$ užrašysime taip:

$$\Delta\omega \cong \omega_{\text{rez}2} - \omega_{\text{rez}1},$$

į kurią įstatę atitinkamų dažnių $\omega_{\text{rez}1,2}$ išraiškas iš (2.241), randame:

$$\Delta\omega \cong \omega_o/(1 - k_{\text{tr}})^{1/2} - \omega_o/(1 + k_{\text{tr}})^{1/2} = \omega_o [(1 - k_{\text{tr}})^{-1/2} - (1 + k_{\text{tr}})^{-1/2}]. \quad (2.247)$$

Gauta apytikslė $\Delta\omega$ išraiška (2.247) tinka visoms surištuųjų RLC -kontūrų sistemoms (2.64 pav.) ir iš (2.247) paskaičiuota $\Delta\omega$ priklausomybė nuo k yra parodyta 2.66 pav., iš kur matome: kai koeficientas $k \Rightarrow 0$, surištuųjų RLC -kontūrų sistemos praleidžiamų arba nepraleidžiamų (užtvariniu) dažnių juostos plotis $\Delta\omega \Rightarrow 0$, t.y. sutampa su atskiro RLC -kontūro $\Delta\omega$, kai šio kontūro kokybė $Q \Rightarrow \infty$. Kai $k \Rightarrow 1$, surištuųjų RLC -kontūrų sistemos $\Delta\omega > 0$ ir neapibrėžtai didėja ($\Delta\omega \Rightarrow \infty$). Taip yra todėl, jog šiuo atveju rezonansinis dažnis $\omega_{\text{rez}2} \Rightarrow \infty$ (2.241). Taigi, iš čia seka, jog esant vienodoms sąlygoms, surištuųjų RLC -kontūrų sistemos $\Delta\omega$ visada yra didesnė už atskiro rezonansinio RLC -kontūro $\Delta\omega$, kai $k > 0$. Kita



2.66 pav. Surištųjų RLC - kontūrų sistemos praleidžiamų arba nepraleidžiamų (užtvariniu) dažnių juostos pločio $\Delta\omega$ priklausomybė nuo ryšio koeficiento k

vertus, būtina atkreipti dėmesį į tai, jog didėjant ryšio koeficientui k , surištųjų RLC - kontūrų sistemos įtampos perdavimo koeficiento K_u dažninėje priklausomybėje $K_u(\omega)$ (2.65 pav.) atsiranda du maksimumai (kai turime dviejų surištųjų kontūrų sistemą) ir tarp jų įduba, kurios minimumo vieta atitinka dažnį $\omega = \omega_0$. Todėl realiose surištųjų RLC - kontūrų sistemose ryšio koeficiento k vertė neturi viršyti didžiausios leistinos vertės k_{\max} , kad įdubos minimume būtų tenkinama ši nelygybės sąlyga:

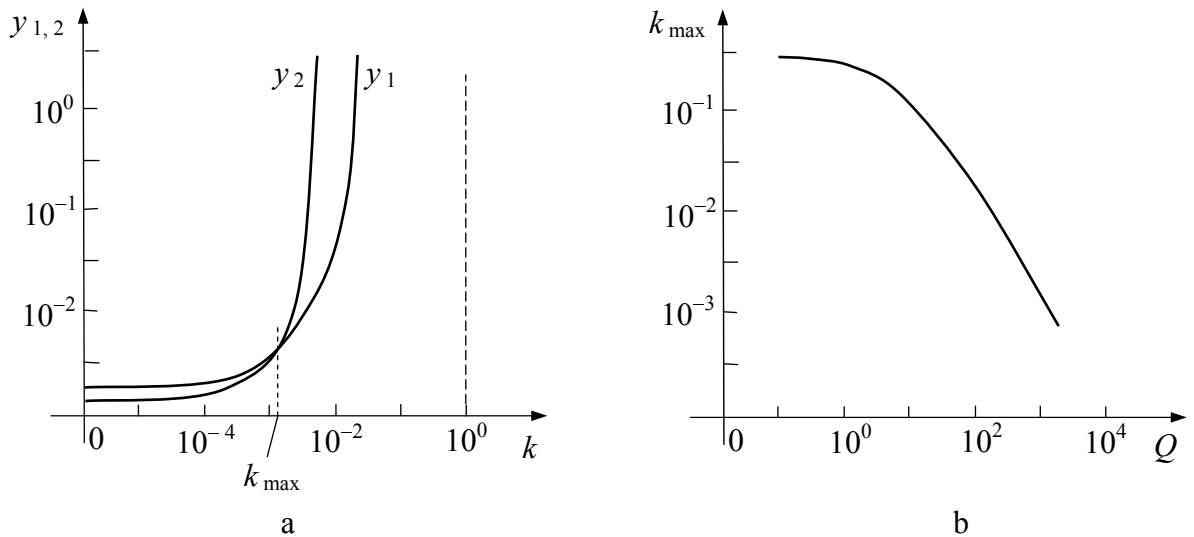
$$K_{u \min}(\omega_0)/K_{u \max}(\omega_{\text{rez } 1, 2}) \geq 2^{-1/2},$$

į kurią įstatę atitinkamas išraiškų vertes iš (2.244) ir dažnį $\omega_{\text{rez } 1}$, ieškomo didžio k_{\max} atžvilgiu yra gaunama nelygybė:

$$\underbrace{2 \cdot [1/Q + (4 \cdot k_{\max}^2)/(1 + k_{\max})]}_{y_1(k_{\max})} \geq \underbrace{[(1 + k_{\max}) \cdot (1 + Q^2 \cdot k_{\max}^2)]^2 / Q^2}_{y_2(k_{\max})}, \quad (2.248)$$

iš kur gauti didžiausią leistiną k vertės k_{\max} analizinę išraišką yra pernelyg sudėtinga. Todėl šią nelygybę patogiausia spręsti kompiuteriniais skaitmeniniais metodais, arba grafinės analizės būdu. Šiuo tikslu kairioji ir dešinioji nelygybės (2.248) pusės yra prilyginamos atitinkamoms funkcijoms: $y_1(k_{\max})$ ir $y_2(k_{\max})$, kurių grafikų susikirtimo vieta ir duoda k_{\max} apytikslę vertę (2.67 pav. a). Iš (2.248) matome, jog k_{\max} stipriai priklauso nuo RLC -kontūrų kokybės Q . Ši priklausomybė, paskaičiuota iš (2.248), yra parodyta 2.67 pav. b.

Iš 2.67 pav. b matome, jog k_{\max} vertė sparčiai mažėja, didėjant surištųjų RLC - kontūrų sistemą sudarančių kontūrų kokybei Q . Čia reikia pastebėti, jog ryšio koeficiento k didžiausią leistiną vertę k_{\max} yra patogiausia nustatyti eksperimentiškai, stebint specialaus prietaiso charakteriografo ekrane surištųjų RLC - kontūrų sistemos įtampos perdavimo koeficiento

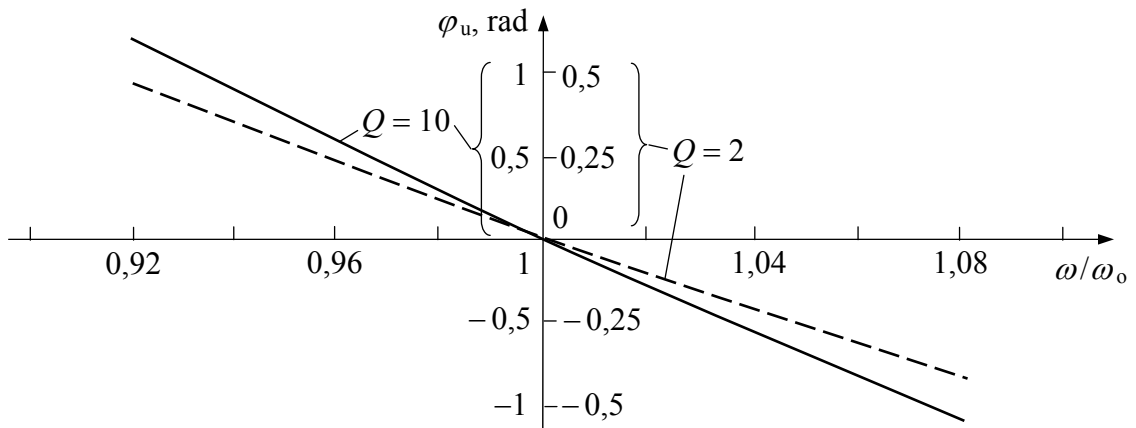


2.67 pav. Surištųjų RLC - kontūrų sistemose ryšio koeficiento k didžiausios leistinos vertės k_{\max} nustatymas grafinės analizės būdu (a), bei k_{\max} priklausomybė nuo RLC - kontūrų kokybės Q

K_u dažninę charakteristiką $K_u(\omega)$. Be skaičiavimų pateiksime žinomą teorinį faktą: surištųjų RLC - kontūrų sistemos didžiausias praleidžiamų arba nepraleidžiamų (užtvarinių) dažnių juostos plotis $\Delta\omega_{\max} = 3,1 \cdot \omega_o / Q$, kai $k = k_{\max}$, t. y. nemažiau kaip trys kartus didesnis už atskiro rezonansinio RLC - kontūro $\Delta\omega = \omega_o / Q$ arba $\Delta\omega = \omega_o / Q^*$ (2.29 pav.).

Iš surištųjų RLC - kontūrų sistemos įtampos perdavimo koeficiento K_u fazinės charakteristikos $\varphi_u(\omega)$ (2.245) matome: kai $R \Rightarrow 0$, fazė $\varphi_u(\omega) \Rightarrow 0$ visame dažnių diapazone. Kai $R \neq 0$, fazinė priklausomybė $\varphi_u(\omega)$ yra sudėtinga funkcija nuo dažnio ω , kurios pavidalas stipriai priklauso nuo kontūrų kokybės Q . Kai $Q \Rightarrow \infty$, fazė $\varphi_u(\omega) \Rightarrow 0$, t. y. visame dažnių diapazone reakcijos ir poveikio signalų fazės sutampa. Tipinės realiųjų surištųjų RLC -kontūrų sistemų fazinės charakteristikos $\varphi_u(\omega)$ rezonansinio dažnio ω_o aplinkoje yra parodytos 2.68 pav., kurios yra paskaičiuotos iš (2.245), esant $Q = 2$ ($k = 0,4$) ir $Q = 10$ ($k = 0,18$).

Iš 2.68 pav. matome: rezonansinio dažnio ω_o aplinkoje surištųjų RLC - kontūrų sistemos įtampos perdavimo koeficiento K_u fazinės charakteristikos $\varphi_u(\omega)$ priklausomybės nuo dažnio ω pobūdis yra beveik tiesinis. Kita vertus matome, jog esant didesniai $Q = 10$, gauname didesnius fazės $\varphi_u(\omega)$ kampus (2.68 pav. ištinė kreivė), kai tuo tarpu iš (2.245) seka atvirkštinė priklausomybė. Taip yra todėl, jog esant santykinai mažoms Q vertėms ($Q < 100$), esminę įtaką fazės $\varphi_u(\omega)$ vertei turi ryšio koeficiento k vertė, kuriai didėjant, fazės $\varphi_u(\omega)$ vertė mažėja sparčiau (2.245), ko pasekoje kreivė $\varphi_u(\omega)$, esant kokybei $Q = 2$ (2.68 pav. brūkšniuota kreivė), atitinka mažesnes fazės $\varphi_u(\omega)$ vertės.



2.68 pav. Surištųjų RLC - kontūrų sistemų įtampos perdavimo koeficiento K_u fazinės charakteristikos $\varphi_u(\omega)$ normuoto rezonansinio dažnio ω_0 aplinkoje ($Q = 2$ ir $k = 0,4$; $Q = 10$ ir $k = 0,18$)

Šio skyrelio pabaigai paminėsime, jog visos gautos surištųjų RLC - kontūrų sistemos elektrinės charakteristikos ir savybės išlieka nepakitusios ir tuo atveju, kai pirminis ir antrinis RLC - kontūrai yra lygiagretaus jungimo, tik šiuo atveju $Q \Rightarrow Q^*$ (2.29 pav.). Čia taip pat pastebėsime, jog daugiau už du surištuosius RLC - kontūrus turinčioje sistemoje, jos dažninėje charakteristikoje $K_u(\omega)$ yra stebimi keli rezonansiniai dažniai, kurių kiekis atitinka įjungtų RLC - kontūrų skaičių.

2. AKTYVIOS RADIOTECHNINĖS GRANDYNĖS

Aktyvios radiotechninės (elektroninės) grandinės skiriasi nuo pasyvių radiotechninių grandinių tuo, jog be pasyvių tiesinių arba (ir) netiesinių radiotechninių elementų- varžų R , kondensatorių C , indukcinų ritelių L bei srovės I arba (ir) įtampos U (arba \mathcal{E}) šaltinių, aktyvioji grandinė būtinai turi papildomai įjungtus aktyvius puslaidininkinius arba (ir) elektroninius įtaisus- įvairūs tranzistoriai, puslaidininkiniai diodai, optoelektroniniai įtaisai ir t. t.

2.1. Tiesinės aktyviosios radiotechninės grandinės

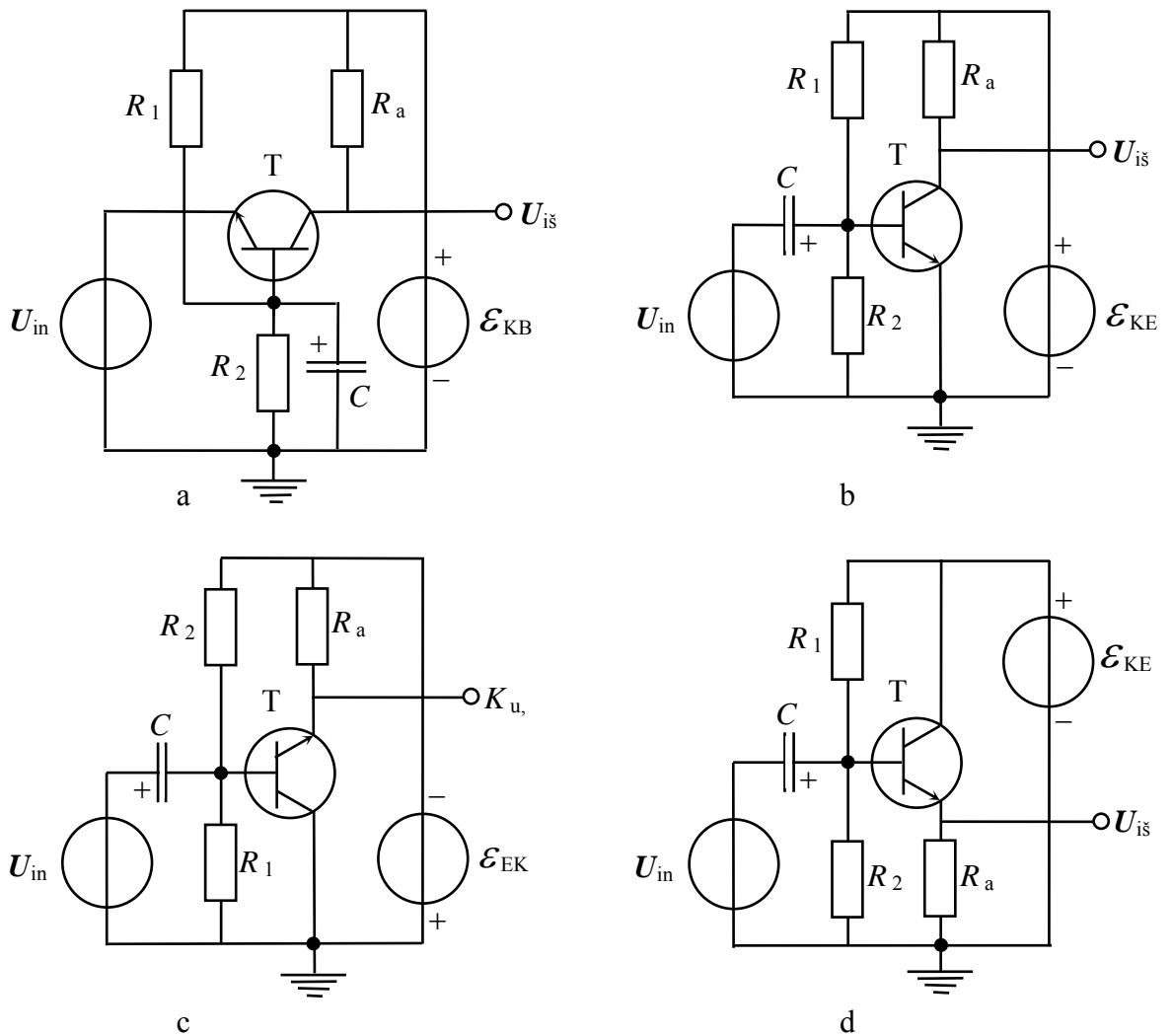
Vienas iš plačiausiai radiotechninėse grandinėse taikomų aktyvių puslaidininkinių įtaisų yra dvipolis tranzistorius, kurio pagrindinės savybės ir fizikiniai veikos pagrindai yra išdėstyti šios mokomosios priemonės I-oje dalyje. Ten yra parodyta, jog plačiame įtampų ir srovių diapazonuose dvipolis tranzistorius iš esmės yra netiesinis elementas, nes jo elektriniai

parametrai priklauso nuo srovių ir įtampų jo išvaduose (I d.- 1.73 pav., 1.75 pav., 1.116 pav., 1.156 pav.). Tačiau esant mažo įėjimo signalo sąlygai dvipolis tranzistorius elgiasi kaip tiesinis keturpolis ir šiuo atveju tinka visi anksčiau išnagrinėti tiesinių grandinių analizės metodai.

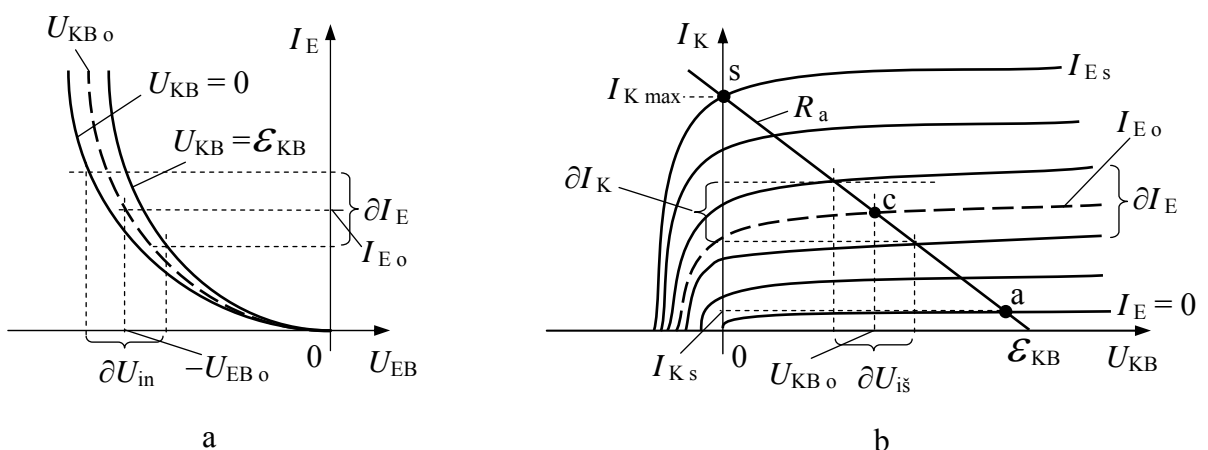
2.1.1. Tiesiniai tranzistoriniai stiprintuvai (elementarioji stiprinimo pakopa)

Dvipolis tranzistorius į elektroninę grandinę gali būti įjungtas trimis būdais: bendros bazės (bendrabazė) (BB), bendro emiterio (bendraemiterė) (BE) ir bendro kolektoriaus (bendrakolektorė) (BK) tranzistoriaus grandinės (I d.- 1.53 pav. a ÷ c). Šiuose tranzistoriaus jungimo grandinėse būtina užtikrinti tranzistoriaus veikos taško apkrovos tiesėje R_a vietą, kuriai esant per tranzistoriaus išvadus teka užduotos pastoviosios srovės ir tarp išvadų susidaro atitinkamos pastoviosios įtampos. Darbo taško vieta apkrovos tiesėje R_a priklauso nuo pastoviųjų įtampų šaltinių evj (\mathcal{E}) tranzistoriaus įėjimo ir išėjimo grandinėse. Tačiau dažniausiai tranzistorinių stiprintuvų schemose yra įjungtas tik vienas pastoviosios įtampos šaltinis \mathcal{E} . Šiuo atveju tranzistoriaus veikos taško vieta apkrovos tiesėje R_a yra užduodama specialiu rezistoriniu įtampos dalikliu $R_1 \parallel R_2$ taip, kaip yra parodyta 2.69 pav., kur pastoviosios įtampos šaltinio \mathcal{E} gnybtų poliaringumai atitinka n-p-n tranzistorių.

Iš 2.69 pav. matome: BE (b), BK (c) bei BK schemos variante su įžemintu apkrovos rezistoriumi R_a (d)- emiteriniame kartotuve (EK) tarp įėjimo signalo U_{in} įtampos šaltinio ir veikos tašką užduodančio specialaus rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \parallel R_2$ yra įjungiamas skiriamasis kondensatorius C (dažniausiai elektrolitinis). Šio kondensatoriaus paskirtis- panaikinti įtampos šaltinio U_{in} vidaus varžos r_i šuntuojančią įtaką įtampos dalikliui $R_1 \parallel R_2$, nes dažniausiai $r_i \ll R_2$ ir todėl pastovioji įtampa U_B tarp tranzistoriaus bazės ir “žemės” tampa artima nuliui, ko pasėkoje schemose BE (b) ir EK (d) tranzistorius yra uždarytas (veikos taškas apkrovos tiesėje R_a yra atkirtos taške “a” (2.70 pav. b)) arba pilnai atidarytas schemoje BK (c) (veikos taškas yra soties taške “s” (2.70 pav.)). BB schemoje (2.69 pav. a) taip pat matome įjungtą kondensatorių C (dažniausiai elektrolitinį), kurio paskirtis yra kita. Šis kondensatorius šuntuoja rezistorių R_2 ir todėl kintamajam signalui tranzistoriaus T bazė yra sujungta su “žeme”, t. y. turime “švarią” BB schemą. Kita vertus matome, jog kintamoji bazės srovė $I_{B\sim}$, tekėdama rezistoriumi R_2 , sukuria jame įtampą U_{R_2} , kurios fazė yra priešinga įėjimo signalo U_{in} fazei. Todėl, nesant įjungto kondensatoriaus C , BB schemoje veikia neigiamas grįžtamasis ryšis, kurio įtaką išnagrinėsime vėliau.



2.69 pav. Dvipolio tranzistoriaus veikos taško vietos apkrovos tiesėje R_a uždavimo (nustatymo) būdai specialiu rezistoriniu įtampos dalikliu $R_1 \parallel R_2$ įvairiuose tranzistoriaus jungimo schemose: a- BB, b- BE, c- BK ir d- BK schemoje su išemintu apkrovos rezistoriumi R_a - emiteriniame kartotuve (EK)



2.70 pav. Tranzistoriaus įėjimo (a) ir išėjimo (b) VACH BB schemoje

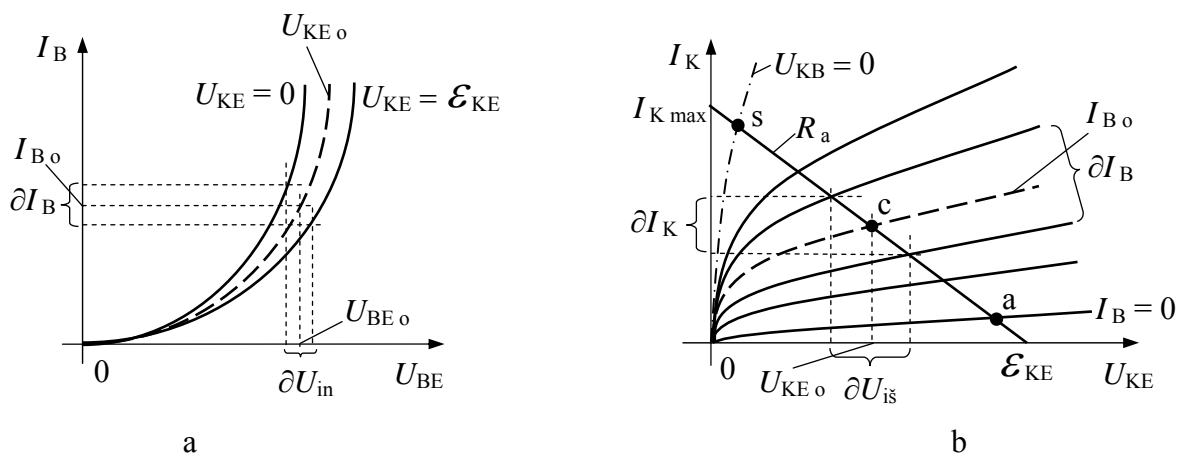
Visose jungimo schemose tranzistoriaus veikos taškas apkrovos tiesėje R_a yra nustatomas iš tranzistoriaus įėjimo ir išėjimo VACH. BB schemoje tuo tikslu pasinaudojame atitinkamomis tranzistoriaus VACH, parodytomis 2.70 pav. n-p-n tranzistoriaus atveju.

Tarkime, jog BB stiprintuve (2.69 pav. a) tranzistoriaus T veikos tašką reikia nustatyti apkrovos R_a tiesės viduryje, t. y. taške “c” (2.70 pav. b). Šiuo atveju per tranzistoriaus emiterį turi tekėti pastovioji emiterio srovė I_{E_o} , kuriai esant iš įėjimo VACH (2.70 pav. a) nustatome pastoviosios įtampos U_{EB_o} vertę. Akivaizdu, kad šią įtampą turi sudaryti rezistorinis įtampos daliklis $R_1 \parallel R_2$, t. y. turi būti tenkinama lygybė:

$$R_2 / (R_1 + R_2) = U_{EB_o} / \mathcal{E}_{KB}. \quad (2.249)$$

Iš (2.249), esant pasirinktai R_2 vertei, nesunkiai randame R_1 vertę, arba atvirkščiai. Tačiau čia būtina pastebėti, kad tranzistoriaus T bazės pastovioji srovė I_{B_o} per rezistorių R_2 visada teka priešinga kryptimi rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \parallel R_2$ srovės $I_{R_{1,2}}$ atžvilgiu. Todėl būtina užtikrinti akivaizdžią sąlygą: $I_{R_{1,2}} \gg I_{B_o}$, iš kur seka reikalavimas rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \parallel R_2$ bendrajai varžai- $R_{1-2} = R_1 + R_2 < \mathcal{E}_{KB} / I_{B_o}$. Šios sąlygos užtikrinimui dažniausiai pakanka, kad $I_{R_{1,2}} \geq (3 \div 5) \cdot I_{B_o}$.

Analogiškai, BE, BK bei EK schemose tranzistoriaus veikos tašką “c” atitinkamoje apkrovos tiesėje R_a nustatome pasinaudodami atitinkamomis, pvz. n-p-n tranzistoriaus VACH, parodytomis 2.71 pav.



2.71 pav. Tranzistoriaus įėjimo (a) ir išėjimo (b) VACH BE schemoje

Čia taip pat priimame, kad BE, BK bei EK stiprintuvuose (2.69 pav. b ÷ d) tranzistoriaus T veikos tašką reikia nustatyti apkrovos R_a tiesės viduryje, t. y. taške “c” (2.71 pav. b). Šiuo atveju per tranzistoriaus bazę turi tekėti pastovioji bazės srovė I_{B_o} , kuriai esant iš įėjimo VACH (2.71 pav. a) nustatome pastoviosios įtampos U_{BE_o} vertę. Akivaizdu, jog BE schemoje (2.69 pav. b) šią įtampą turi sudaryti rezistorinis įtampos daliklis $R_1 \parallel R_2$, t. y. turi būti tenkinama lygybė:

$$R_2 / (R_1 + R_2) = U_{BE_o} / \mathcal{E}_{KE}. \quad (2.250)$$

Iš (2.250), esant pasirinktai R_2 vertei, nesunkiai randame R_1 vertę, arba atvirkščiai. Čia taip pat galima pastebėti, kad tranzistoriaus T bazės pastovioji srovė I_{B_0} per rezistorių R_2 visada teka priešinga kryptimi rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \parallel R_2$ srovės $I_{R_1,2}$ atžvilgiu. Todėl taip pat būtina užtikrinti akivaizdžią sąlygą: $I_{R_1,2} \gg I_{B_0}$, iš kur seka reikalavimas rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \parallel R_2$ bendrajai varžai įtampos šaltinio \mathcal{E}_{KE} atžvilgiu (turime nuoseklų jungimą): $R_{1-2} = R_1 + R_2 < \mathcal{E}_{KE} / I_{B_0}$. Šios sąlygos užtikrinimui dažniausiai pakanka, kad srovė $I_{R_1,2} \geq (3 \div 5) \cdot I_{B_0}$.

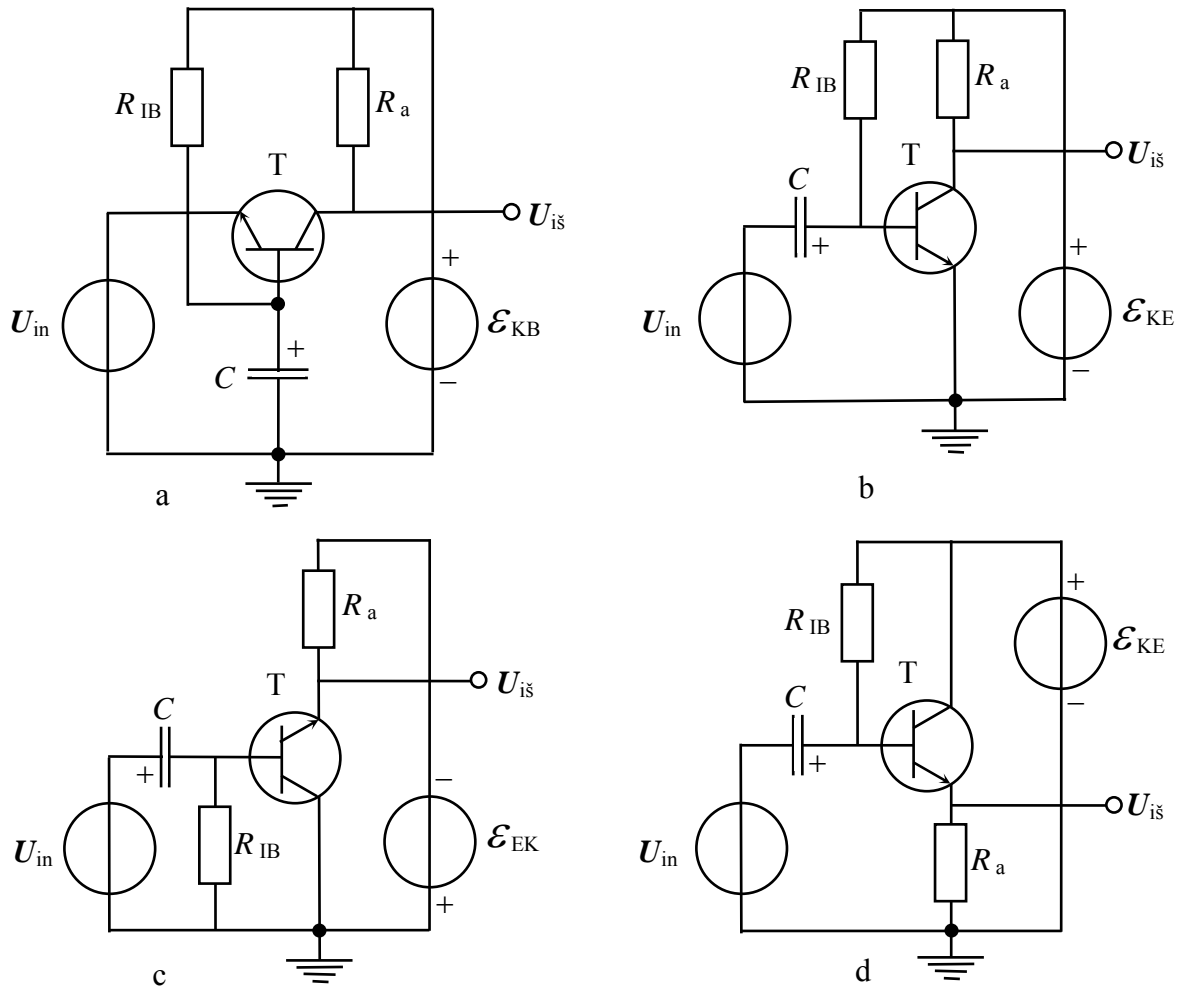
Situacija keičiasi, kai turime BK arba EK schemas (2.69 pav. c, d). Šiais atvejais bazės srovės I_{B_0} vertė priklauso ir nuo rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \parallel R_2$, ir nuo apkrovos rezistoriaus R_a . Tai pasireiškia tuo, jog įtampa $U_{RE_0} = I_{E_0} \cdot R_a$ rezistoriuje R_a mažina pastoviosios įtampos U_{BE_0} vertę, nes veikia neigiamas grįžtamasis ryšis ir tranzistoriaus T veikos taškas apkrovos R_a tiesės viduryje, t. y. taške “c” (2.71 pav. b), bus tik tuo atveju, kai rezistorinis įtampos daliklis $R_1 \parallel R_2$ tenkins lygybę:

$$R_2 / (R_1 + R_2) = (U_{BE_0} + U_{RE_0}) / \mathcal{E}_{KE, EK} = (U_{BE_0} + I_{E_0} \cdot R_E) / \mathcal{E}_{KE, EK}. \quad (2.251)$$

Yra žinoma, kad to paties tipo tranzistorių parametrai, pvz. pastoviosios srovės perdavimo koeficiento α_0 (BB schemoje) arba β_0 (BE schemoje) (I d.- (1.107)) vertė, gali būti išbarstyta gana plačiame diapazone. Todėl teoriškai įvertintos įtampos daliklio $R_1 \parallel R_2$ rezistorių vertės skirtingiems to paties tipo tranzistoriams duos skirtingas veikos taško vietas apkrovos tiesėje R_a . Ši problema yra lengvai išsprendžiama, kai vienas iš rezistorių $R_1, 2$, dažniausiai R_2 , yra pakeičiamas kintamos varžos rezistoriumi- potenciometru, kurio pagalba veikos taškas yra nustatomas reikiamoje apkrovos tiesės R_a vietoje, pvz. taške “c” (2.70 pav. b, 2.71 pav. b).

Iš 2.69 pav. matome, jog įėjimo signalo šaltinio U_{in} atžvilgiu rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \parallel R_2$ varža $R_{\parallel} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ BE ÷ EK schemose šuntuoja atitinkamo stiprintuvo įėjimo varžą R_{in} , kas dažnai yra nepageidautina. Todėl tranzistoriaus veikos taškas gali būti nustatomas bazės srovę I_{B_0} užduodančią R_{IB} grandine taip, kaip yra parodyta 2.72 pav. Šiuo atveju BB ir BE schemose (2.72 pav. a ir b) tranzistoriaus T veikos taškas apkrovos R_a tiesės viduryje, t. y. taške “c” (2.71 pav. b), bus tuo atveju, kai rezistoriaus R_{IB} varža tenkins lygybę:

$$R_{IB} + R_{BE_0} = \mathcal{E}_{KE} / I_{B_0}, \quad (2.252)$$



2.72 pav. Dvipolio tranzistoriaus veikos taško vietos apkrovos tiesėje R_a uždavimo (nustatymo) būdai specialiu bazės srovę I_{B0} užduodančiu rezistoriumi R_{IB} įvairiuose tranzistoriaus jungimo schemose: a- BB, b- BE; c- BK ir d- EK

kur: $R_{BE\epsilon o} = U_{BE o} / I_{B o}$ - tranzistoriaus įėjimo varža nuolatinei srovei bendro emiterio jungimo grandinėje (I d.- (1.147), (1.148)) atitinkamame veikos taške, pvz. taške “c”.

Akivaizdu, jog dažniausiai $\mathcal{E}_{KE} \gg U_{BE o}$, todėl iš (2.250) seka: $R_{IB} \gg R_{BE\epsilon o}$ ir iš čia daugeliu atveju BE schemoje galima taikyti apytikslę lygtį- $R_{IB} \cong \mathcal{E}_{KE} / I_{B o}$.

Situacija vėl keičiasi, kai turime BK arba EK schemas (2.72 pav. c, d). Šiais atvejais bazės srovės $I_{B o}$ vertė priklauso ir nuo rezistoriaus R_{IB} , ir nuo tranzistoriaus įėjimo varžos $R_{BK o}$ nuolatinei srovei bendro kolektoriaus jungimo grandinėje (I d.- (1.171), (1.172)) veikos taške “c”, ir nuo apkrovos rezistoriaus R_a emiterio grandinėje. Tai pasireiškia tuo, jog įtampa $U_{RE o} = I_{E o} \cdot R_a$ rezistoriuje R_a mažina pastoviosios įtampos \mathcal{E}_{EK} (BK schemoje) arba \mathcal{E}_{KE} (EK schemoje) poveikį, nes veikia neigiamas grįžtamasis ryšis ir tranzistoriaus T veikos taškas apkrovos R_a tiesės viduryje, t. y. taške “c” (2.71 pav. b), bus tik tuo atveju, kai rezistoriaus R_{IB} varža tenkins lygybę:

$$R_{IB} + R_{Bk0} = (\mathcal{E}_{KE} - U_{RE0})/I_{B0} =$$

$$= (\mathcal{E}_{KE} - I_{E0} \cdot R_a)/I_{B0} \cong \mathcal{E}_{KE}/I_{B0} - \beta_0 \cdot R_a, \quad (2.253)$$

kur apytikslę išraišką gavome padarę pakeitimą: $I_{E0} \cong I_{K0}$ ir $\beta_0 = I_{K0}/I_{B0}$ (I d.- (1.107)).

Šios mokymo priemonės I d. buvo parodyta, kad $R_{Bk0} \cong R_{BEe0} + \beta_0 \cdot |U_{EK}|/I_E$ (I d.- (1.172)). Daugelio šiuolaikinių dvipolių tranzistorių $\beta_0 \geq 100$ ir todėl išraiškoje (2.253) atmesti R_{Bk0} negalima. Taigi, BK arba EK schemų atvejais bazės srovę I_{B0} užduodančio rezistoriaus R_{IB} vertę paskaičiuojame iš apytikslės lygties:

$$R_{IB} \cong \mathcal{E}_{KE}/I_{B0} - \beta_0 \cdot (R_a + |U_{EK}|/I_{K0}), \quad (2.254)$$

kur atmetėme varžą R_{BEe0} , nes dažniausiai $R_B \gg R_{BEe0}$, ir padarėme pakeitimą- $I_{E0} \cong I_{K0}$.

Tais atvejais, kai tranzistorius veikia labai mažų srovių diapazone- iki kelių dešimčių mikroamperų, išraiškose (2.252) ÷ (2.254) nebegalima atmesti varžos R_{BEe0} . Šios varžos vertę bet kuriame tranzistoriaus veikos taške, pvz. taške "c", nesunkiai randame iš įėjimo VACH (2.71 pav. a)- $R_{BEe0} = U_{BE0}/I_{B0}$, arba apskaičiuojama iš I d. pateiktos išraiškos (1.148).

Pagrindinė tranzistorinio stiprintuvo (stiprinimo pakopos) paskirtis- stiprinti kintamąjį, pvz. harmoninį įėjimo signalą U_{in} . Čia stiprinimo pakopa yra vadinamas elementariausias (paprasčiausias) tranzistorinis, dažniausiai su vienu tranzistoriumi, stiprintuvas. Akivaizdu, jog šios mokymo priemonės I d. gautos žemo dažnio įėjimo signalo U_{in} diferencialinių įtampos K_u ir galios K_p stiprinimo koeficientų modulių išraiškos įvairiuose tranzistoriaus jungimo grandinėse tinka aprašyti atitinkamas stiprinimo pakopų schemas žemuose dažniuose (iki 300 kHz): BB schemeje- K_{ub} (1.137), K_{pb} (1.140); BE schemeje- K_{ue} (1.162), K_{pe} (1.165); BK arba EK scheme- K_{uk} (1.189), K_{pk} (1.192).

Anksčiau (šios mokymo priemonės I d.- 92 ÷ 106 p. p.) parodėme, jog vidutiniuose ir aukštesniuose dažniuose ($f \geq 300$ kHz) būtina įskaityti dvipolio tranzistoriaus parametru priklausomybę nuo dažnio ω . Todėl stiprinimo pakopos įtampos $K_u = \partial U_{iš} / \partial U_{in}$ ir galios $K_p = P_{iš} / P_{in}$ stiprinimo koeficientų išraiškos įvairiuose tranzistoriaus jungimo grandinėse turi būti užrašytos taip, kad būtų įskaitytos jų priklausomybės nuo dažnio ω . Tai galima įvertinti anksčiau gautose žemadažnėse K_u ir K_p išraiškose (I d.- (1.137), (1.140), (1.162), (1.165), (1.189), (1.192)), padarius akivaizdžius pakeitimus: $I_K = \alpha(\omega) \cdot I_E$ (I d.- (1.126)) ir $I_K = \beta(\omega) \cdot I_B$ (I d.- (1.149)):

$$\left. \begin{aligned} K_{ub} &= \alpha(\omega) \cdot I_E \cdot R_a \cdot \mathcal{E}_{KB}^2 / \{ \varphi_T \cdot [\alpha(\omega) \cdot I_E \cdot R_a + | \mathcal{E}_{KB} |]^2 \}, \\ K_{pb} &= \alpha(\omega) \cdot K_{ub} > 1, \end{aligned} \right\} (2.255)$$

BB schemoje;

$$\left. \begin{aligned} K_{ue} &\cong \beta(\omega) \cdot I_B \cdot R_a \cdot \mathcal{E}_{KE}^2 / \{ \varphi_T \cdot [\beta(\omega) \cdot I_B \cdot R_a + \mathcal{E}_{KE}]^2 \}, \\ K_{pe} &\cong \beta(\omega) \cdot K_{ue} > 1, \end{aligned} \right\} (2.256)$$

BE schemoje;

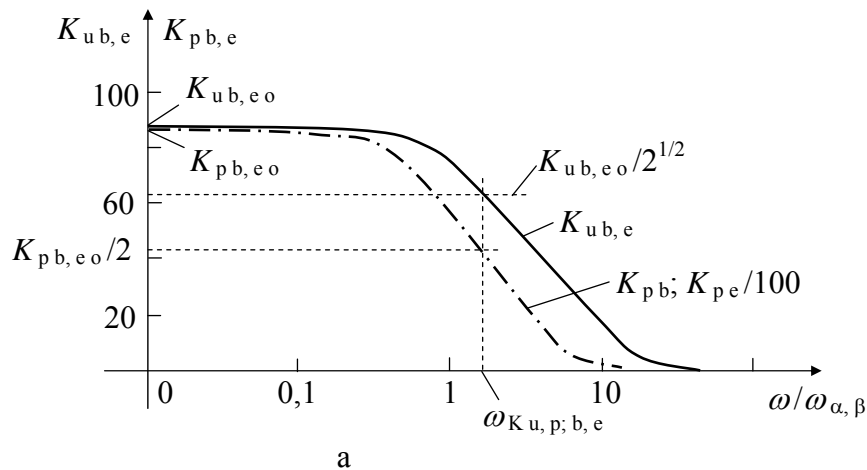
$$\left. \begin{aligned} K_{uk} &= 1 - r_{BEe} / r_{Bk}^* \cong \\ &\cong 1 - \varphi_T / \{ I_B \cdot \{ (\varphi_T / I_B) + \beta(\omega) \cdot R_a \cdot \mathcal{E}_{EK}^2 / [\beta(\omega) \cdot I_B \cdot R_a + | \mathcal{E}_{EK} |]^2 \} \}, \\ K_{pk} &\cong \beta(\omega) \cdot K_{uk} > 1, \end{aligned} \right\} (2.257)$$

BK ir EK schemose, kur gaudami galutinę apytikslę išraišką papildomai pasinaudojome I d. pateiktomis išraiškomis: (1.148) ir (1.185), bei pakeitimu- $I_E \cong I_K$, kai $\beta_0 \gg 1$.

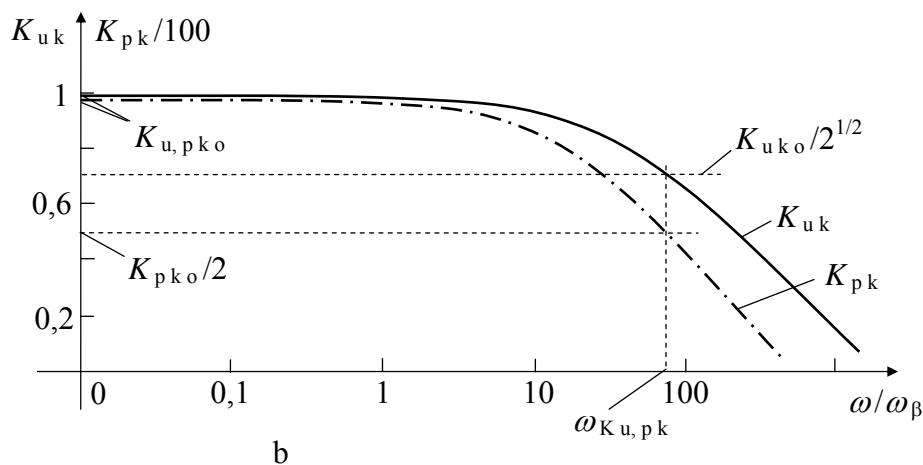
Išraiškos (2.256) ir (2.257) yra apytikslės, nes BE, BK ir EK stiprinimo pakopų įėjimo srovė $I_{in} = I_{(R_1 \parallel R_2), R_{IB}} + I_B \cong I_B$, kur apytikslė lygybė galioja tada, kai tranzistoriaus T veikos tašką užduodančių rezistorinių įtampos daliklių $R_1 \parallel R_2$ (2.69 pav.) arba rezistoriaus R_{IB} (2.72 pav.) srovė $I_{(R_1 \parallel R_2), R_{IB}} < (3 \div 5) \cdot I_B$. Iš čia seka, jog BE, BK ir EK stiprinimo pakopų srovės stiprinimo koeficientas $K_i \leq \beta$, o taip pat ir $K_I \leq \beta_0$.

Iš (2.255) ÷ (2.257) ir I d. pateiktų koeficientų $\alpha(\omega)$ ir $\beta(\omega)$ atitinkamų išraiškų (1.237) ir (1.245) paskaičiuotos dažninės priklausomybės $K_{ub}(\omega)$, $K_{ue}(\omega)$, $K_{uk}(\omega)$, $K_{pb}(\omega)$, $K_{pe}(\omega)$, ir $K_{pk}(\omega)$ yra parodytos 2.73 pav. Šie skaičiavimai yra atlikti esant šioms tranzistoriaus ir grandinės atitinkamų parametrų vertėms: $\beta_0 = 100$; $\alpha_0 = \beta_0 / (1 + \beta_0) = 0,99$; $\varphi_T = 25,5 \text{ mV}$; $\mathcal{E}_{KB} = 10 \text{ V}$; $R_a = 1 \text{ k}\Omega$; $I_E \cong I_K = I_{K \max} / 2 = 5 \text{ mA}$; $I_B = I_K / \beta_0 = 0,05 \text{ mA}$.

Iš 2.73 pav. a pateiktų grafikų matome, jog visame dažnių diapazone BB ir BE stiprinimo pakopų atitinkami diferencialiniai įtampos stiprinimo koeficientai yra beveik lygūs, pvz. žemų dažnių diapazone ($f \leq 300 \text{ kHz}$): $K_{ub0} = 86,9$ ir $K_{ue0} = 87,2$. Tuo tarpu BB ir BE stiprinimo pakopų atitinkami diferencialiniai galios stiprinimo koeficientai skiriasi iš esmės, pvz. žemų dažnių diapazone: $K_{pb0} = 86$ ir $K_{pe0} = 8715$, t. y. beveik β_0 kartų didesnis už BB stiprinimo pakopos. BB ir BE stiprinimo pakopų atitinkamų diferencialinių įtampos stiprinimo koeficientų $K_{ub}(\omega)$ ir $K_{ue}(\omega)$ ribiniai dažniai $\omega_{K_{ub}}$ ir $\omega_{K_{ue}}$, atitinkamai, priklauso nuo tranzistoriaus ribinių dažnių ω_α ir ω_β , atitinkamai.



a



b

2.73 pav. Stiprinimo pakopos diferencialinio įtampos stiprinimo (perdavimo) koeficiento $K_u = \partial U_{i\tilde{\sim}} / \partial U_{in\tilde{\sim}}$ ir diferencialinio galios stiprinimo koeficiento $K_p = P_{i\tilde{\sim}} / P_{in\tilde{\sim}}$ priklausomybės nuo įėjimo signalo U_{in} dažnio ω : a- BB ir BE schemose; b- BK ir EK schemose

Anksčiau (I d.- 101 ÷ 106 p. p.) parodėme, jog BE schemoje tranzistoriaus bazę valdant įėjimo signalo įtampos šaltiniu U_{in} , ribinis dažnis $\omega_\beta \cong \omega_\alpha$ ir iš čia seka apytikslė tapatybė- $\omega_{K_{u,e}} \cong \omega_{K_{u,b}}$. Kai tranzistoriaus bazė yra valdoma įėjimo signalo srovės šaltiniu I_{in} , ribinis dažnis $\omega_\beta < \omega_\alpha$ ir iš čia seka- $\omega_{K_{u,e}} < \omega_{K_{u,b}}$. Tačiau iš 2.73 pav. a pateiktų grafikų matome, jog visais BE schemos valdymo atvejais ribinis dažnis $\omega_{K_{u,e}} > \omega_\beta$. Tokia pat išvada seka ir BB stiprinimo pakopos atveju- $\omega_{K_{u,b}} > \omega_\alpha$. BB ir BE stiprinimo pakopų diferencialinių galios stiprinimo koeficientų $K_{p,b}(\omega)$ ir $K_{p,e}(\omega)$ ribiniai dažniai $\omega_{K_{p,b}}$ ir $\omega_{K_{p,e}}$, atitinkamai, taip pat priklauso nuo tranzistoriaus ribinių dažnių ω_α ir ω_β , atitinkamai. Kai BE schemoje tranzistoriaus bazė yra valdoma įėjimo signalo įtampos šaltiniu U_{in} , ribinis dažnis $\omega_{K_{p,e}} \cong \omega_{K_{p,b}}$, nes $\omega_\beta \cong \omega_\alpha$, o kai tranzistoriaus bazė yra valdoma įėjimo signalo srovės šaltiniu I_{in} , ribinis dažnis $\omega_{K_{p,e}} \ll \omega_{K_{p,b}}$, nes $\omega_\beta < \omega_\alpha$. Taip pat iš 2.73 pav. a pateiktų grafikų matome: visais BE schemos valdymo atvejais ribinis dažnis $\omega_{K_{p,e}} \cong \omega_{K_{u,e}}$, o taip pat ir BB stiprinimo pakopos atveju- $\omega_{K_{p,b}} \cong \omega_{K_{u,b}}$.

Iš 2.73 pav. b pateiktų grafikų matome, jog visame dažnių diapazone BK ir EK stiprinimo pakopų diferencialinis įtampos perdavimo koeficientas $K_{uk}(\omega) < 1$, kai tuo tarpu diferencialinis galios stiprinimo koeficientas $K_{pk}(\omega) \gg 1$. Šių koeficientų $K_{uk}(\omega)$ ir $K_{pk}(\omega)$ ribiniai dažniai ω_{Kuk} ir ω_{Kpk} , atitinkamai, taip pat priklauso nuo tranzistoriaus ribinio dažnio ω_β , tačiau visada $\omega_{Kuk} \cong \omega_{Kpk} \gg \omega_\beta$. Tai, kad $\omega_{Kuk, pk} \gg \omega_\beta$ galima paaiškinti tiesioginiu įėjimo signalo U_{in} parazitiniu prasiskverbimu į apkrovą R_E (2.69 pav. c, d ir 2.72 pav. b, c), nes BK ir EK stiprinimo pakopų išėjimo signalo $U_{iš}$ fazė sutampa su įėjimo signalo U_{in} faze (I d.- 76 ÷ 77 p. p.).

Elementariosios stiprinimo pakopos įėjimo varža R_{in} pastoviajam įėjimo signalui $U_{in} =$ ir diferencialinė įėjimo varža r_{in} kintamajam įėjimo signalui U_{in} (arba $U_{in \sim}$) priklauso nuo tranzistoriaus jungimo schemas ir grandinės elementų parametrų. Akivaizdu, kad anksčiau (I d.- 54 ÷ 80 p. p.) įvairiuose tranzistoriaus jungimo schemose gautos atitinkamų parametrų išraiškos dėl atitinkamos stiprinimo pakopos įėjime veikiančios rezistorinės grandinės, kurios pagalba yra užduodamas tranzistoriaus veikos taškas, turi būti patikslintos. Rezinorinio įtampos daliklio $R_1 \parallel R_2$ varža R_{\parallel} (2.69 pav.) arba bazės srovę I_{B_o} užduodanti varža R_{IB} (2.72 pav.) yra nuosekliai (BB schemoje) arba lygiagrečiai (BE, BK ir EK schemose) sujungta su atitinkamoje schemoje įjungto tranzistoriaus įėjimu ir iš čia užrašome atitinkamos stiprinimo pakopos įėjimo varžos R_{in} ir r_{in} išraiškas.

BB stiprinimo pakopos atveju (2.69 pav. a):

$$\begin{aligned} R_{inb} &= U_{in} / I_{in} = (U_{EB_o} + I_{B_o} \cdot R_{\parallel}) / I_{E_o} \cong \\ &\cong R_{EB_b} + [R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)] / \beta_o, \end{aligned} \quad (2.258)$$

kur apytikslę išraišką gavome padarę pakeitimą- $I_{E_o} \cong I_{K_o} = \beta_o \cdot I_{B_o}$.

Kitu BB stiprinimo pakopos atveju (2.72 pav. a), kai turime bazės srovę I_{B_o} užduodančią varžą R_{IB} , gauname:

$$\begin{aligned} R_{inb} &= U_{in} / I_{in} = (U_{EB_o} + I_{B_o} \cdot R_{IB}) / I_{E_o} \cong \\ &\cong R_{EB_b} + R_{IB} / \beta_o. \end{aligned} \quad (2.259)$$

Iš gautų išraiškų (2.258) ir (2.259) matome, jog BB stiprinimo pakopos įėjimo varža R_{inb} pastoviajam signalui yra didesnė už tranzistoriaus įėjimo varžą R_{EB_b} (I d.- (1.125)). Tačiau dėl didelės β_o vertės (dažniausiai $\beta_o \geq 100$) varža R_{inb} išlieka santykinai mažanėviršija kelių kiloomų ($R_{inb} \leq 1 \div 2 \text{ k}\Omega$).

Kintamojo įėjimo signalo U_{in} atveju BB stiprinimo pakopos diferencialinė įėjimo varža r_{inb} priklauso nuo šuntuojančio kondensatoriaus C talpos vertės. Kondensatorius C ir

tranzistoriaus T veikos tašką užduodanti rezistorinė grandinė yra sujungti lygiagrečiai ir todėl BB stiprinimo pakopos atveju (2.69 pav. a) galima parašyti:

$$r_{inb} = \partial U_{in} / \partial I_{in} = (\partial U_{EB} + \partial I_{B} \cdot |R_{||}|) / \partial I_{E} \cong \\ \cong r_{EBb} + \{R_1 \cdot R_2 / \{(R_1 + R_2) \cdot \{1 + [\omega \cdot C \cdot R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)]^2\}^{1/2}}\} / \beta_o, \quad (2.260)$$

kur lygiagrečiai sujungtų elementų $R_{||}$ ir C kompleksinės varžos $R_{||}$ modulį suradome gerai žinomu būdu.

Kitu BB stiprinimo pakopos atveju (2.72 pav. a), kai turime bazės srovę I_{B_o} užduodančią varžą R_{IB} , gauname:

$$r_{inb} = \partial U_{in} / \partial I_{in} = (\partial U_{EB} + \partial I_{B} \cdot |R_{IB}|) / \partial I_{E} \cong \\ \cong r_{EBb} + R_{IB} / \{\beta_o \cdot [1 + (\omega \cdot C \cdot R_{IB})^2]^{1/2}\}. \quad (2.261)$$

kur: $|R_{IB}|$ - lygiagrečiai sujungtų elementų R_{IB} ir C kompleksinės varžos modulis.

Iš gautų išraiškų (2.260) ir (2.261) matome, jog BB stiprinimo pakopos diferencialinė įėjimo varža r_{inb} kintamajam signalui yra didesnė už tranzistoriaus įėjimo varžą r_{EBb} (I d.- (1.125)). Tačiau dėl didelės β_o vertės (dažniausiai $\beta_o \geq 100$) ir pakankamai didelės C talpos, kurios vertė yra parenkama iš sąlygos: $C \geq 5 \div 20 \mu F$ (dažniausiai elektrolitinis kondensatorius), BB stiprinimo pakopos varža r_{inb} išlieka santykinai maža- neviršija kelių dešimčių omų ($r_{inb} \leq 10 \div 30 \Omega$).

BE, BK ir EK stiprinimo pakopų atveju (2.69 pav. b ÷ d, 2.72 pav. b ÷ d) įėjimo signalo U_{in} šaltinis (generatorius) prie tranzistoriaus T bazės yra prijungtas per skiriamąjį kondensatorių C , kurio paskirtis jau aptarta anksčiau. Todėl akivaizdu, jog šių stiprinimo pakopų įėjimo varža $R_{ink} \Rightarrow \infty$, nes kondensatorius C pastoviosios srovės nepraleidžia. Tuo tarpu kintamojo įėjimo signalo U_{in} atveju, čia nagrinėjamų stiprinimo pakopų diferencialinė įėjimo varža r_{ine} (BE stiprinimo pakopai) ir r_{ink} (BK ir EK stiprinimo pakopoms) priklauso nuo skiriamąjo kondensatoriaus C talpos vertės. Skiriamasis kondensatorius C yra nuosekliai sujungtas su tranzistoriaus T veikos tašką užduodančią rezistorine grandine, kuri, savo ruožtu, yra lygiagrečiai sujungta su tranzistoriaus diferencialinę įėjimo varža r_{BEe} (I d.- (1.148)) BB schemoje arba r_{Bk}^* (I d.- (1.185)) BE ir EK schemose. Iš čia seka, jog BE stiprinimo pakopos atveju (2.69 pav. b) galima parašyti:

$$r_{ine} = \partial U_{in} / \partial I_{in} = |1 / (j \cdot \omega \cdot C) + R_{||} \cdot r_{BEe} / (R_{||} + r_{BEe})| = \\ = \{(\omega \cdot C)^{-2} + [R_{||} \cdot r_{BEe} / (R_{||} + r_{BEe})]^2\}^{1/2}, \quad (2.262)$$

kur: $R_{||} = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$.

Kitu BE stiprinimo pakopos atveju (2.72 pav. b), kai turime bazės srovę I_{B0} užduodančią varžą R_{IB} , gauname:

$$r_{in e} = \partial U_{in \sim} / \partial I_{in \sim} = |1 / (j \cdot \omega \cdot C) + R_{IB} \cdot r_{BE e} / (R_{IB} + r_{BE e})| = \\ = \{(\omega \cdot C)^{-2} + [R_{IB} \cdot r_{BE e} / (R_{IB} + r_{BE e})]^2\}^{1/2}. \quad (2.263)$$

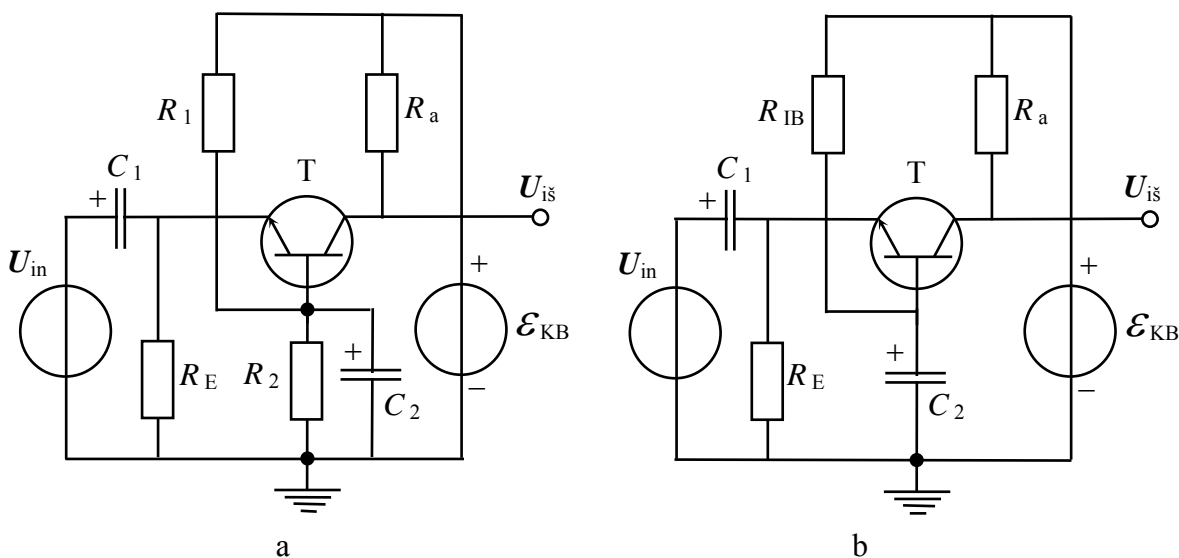
Analogiškai, BK ir EK stiprinimo pakopų atvejais (2.69 pav. c ir d) gauname:

$$r_{in k} = \partial U_{in \sim} / \partial I_{in \sim} = |1 / (j \cdot \omega \cdot C) + R_{\parallel} \cdot r_{Bk}^* / (R_{\parallel} + r_{Bk}^*)| = \\ = \{(\omega \cdot C)^{-2} + [R_{\parallel} \cdot r_{Bk}^* / (R_{\parallel} + r_{Bk}^*)]^2\}^{1/2}, \quad (2.264)$$

ir kitais BK bei EK stiprinimo pakopų atvejais (2.72 pav. c ir d), kai turime bazės srovę I_{B0} užduodančią varžą R_{IB} , gauname:

$$r_{in k} = \partial U_{in \sim} / \partial I_{in \sim} = |1 / (j \cdot \omega \cdot C) + R_{IB} \cdot r_{Bk}^* / (R_{IB} + r_{Bk}^*)| = \\ = \{(\omega \cdot C)^{-2} + [R_{IB} \cdot r_{Bk}^* / (R_{IB} + r_{Bk}^*)]^2\}^{1/2}. \quad (2.265)$$

Iš 2.69 pav. a bei 2.72 pav. a matome, jog BB stiprinimo pakopos įėjimas gali būti galvaniškai, t. y. betarpiškai sujungtas su įėjimo signalo U_{in} šaltiniu. Tačiau šiuo atveju per šaltinį U_{in} teka pastovioji emiterio srovė I_{E0} , kas dažnai yra nepageidautina. Todėl įėjimo signalo U_{in} šaltinis yra prijungiamas per skiriamąjį kondensatorių C_1 taip, kaip yra parodyta 2.74 pav.



2.74 pav. BB stiprinimo pakopos su skiriamuoju kondensatoriumi C_1 įėjime

Iš 2.74 pav. matome: BB stiprinimo pakopos su skiriamuoju kondensatoriumi C_1 įėjime, įėjimo varža $R_{in b} \Rightarrow \infty$, nes kondensatorius C_1 pastoviosios srovės nepraleidžia. Tuo tarpu kintamojo įėjimo signalo U_{in} atveju, čia nagrinėjamų stiprinimo pakopų diferencialinė

įėjimo varža $r_{in b}$ priklauso ir nuo skiriamąo kondensatoriaus C_1 , ir nuo šuntuojančio kondensatoriaus C_2 talpų verčių. 2.74 pav. a parodytu atveju kondensatorius C_1 yra nuosekliai sujungtas su anksčiau išnagrinėtos BB stiprinimo pakopos (2.69 pav. a) diferencialinę įėjimo varža $r_{in b}$ (2.260), kurią pažymėsime- $r_{in b}^*$, ir todėl galima parašyti:

$$r_{in b(C)} = |1/(j \cdot \omega \cdot C) + r_{in b}^*| \cong \left\{ (\omega \cdot C_1)^{-2} + \left\{ r_{EB b} + \left\{ R_1 \cdot R_2 / \left\{ (R_1 + R_2) \times \right. \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. \left. \times \left\{ 1 + \left[\omega \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) \right]^2 \right\}^{1/2} \right\} \right\} / \beta_o \right\}^2 \right\}^{1/2}, \quad (2.266)$$

ir analogiškai, 2.74 pav. b parodytu atveju, gauname:

$$r_{in b(C)} \cong \left\{ (\omega \cdot C_1)^{-2} + \left\{ r_{EB b} + R_{IB} / \left\{ \beta_o \cdot \left[1 + (\omega \cdot C_2 \cdot R_{IB})^2 \right]^{1/2} \right\} \right\}^2 \right\}^{1/2}. \quad (2.267)$$

Akivaizdu, jog BB stiprinimo pakopos su skiriamuoju kondensatoriumi C_1 įėjime (2.74 pav.) tranzistoriaus T veikos tašką užduodanti rezistorinė grandinė turi būti paskaičiuota įvertinant rezistoriaus R_E įtaką. Kai tranzistoriaus T veikos tašką parenkame, pvz. apkrovos R_a tiesės viduryje, t. y. taške "c" (2.70 pav. b), tai šiuo atveju per tranzistoriaus emiterį teka pastovioji emiterio srovė $I_{E o}$ ir rezistoriuje R_E nusistovi pastovioji įtampa $U_{RE o} = I_{E o} \cdot R_E \gg 0$. Akivaizdu, jog pastoviosios įtampos $U_{EB o} < 0$ vertė tarp tranzistoriaus T emiterio E ir bazės B bus užtikrinta tik tuo atveju, kai šią įtampą užduodantis, pvz. rezistorinis įtampos daliklis $R_1 \parallel R_2$ (2.74 pav. a) tenkins lygybę:

$$I_{E o} \cdot R_E - \mathcal{E}_{KB} \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = U_{EB o} < 0, \quad (2.268)$$

iš kur, esant pasirinktai R_2 vertei, nesunkiai randame R_1 vertę, arba atvirkščiai.

Kitu BB stiprinimo pakopos su skiriamuoju kondensatoriumi C_1 įėjime atveju (2.74 pav. b), kai tranzistoriaus T veikos taškas yra nustatomas bazės srovę $I_{B o}$ užduodančią varžą R_{IB} , šios varžos vertė turi būti paskaičiuota įvertinant rezistoriaus R_E įtaką BE schemos įėjimo varžai pastoviajai srovei, t. y. analogiškai EK schemai (2.72 pav. d). Iš čia seka, kad šiuo atveju rezistoriaus R_{IB} vertė yra paskaičiuojama iš anksčiau gautos apytikslės lygties (2.254).

Elementariosios stiprinimo pakopos išėjimo varža yra apspręsta šios mokymo priemonės I d. 1.3 poskyryje (54 ÷ 106 p. p.) gautų įvairiuose schemose įjungto tranzistoriaus išėjimo varžų večių pastoviajam ir kintamajam signalams. Akivaizdu, jog elementariosios stiprinimo pakopos išėjimo varža R_{is} pastoviajam išėjimo signalui $U_{is} =$ ir diferencialinė išėjimo varža r_{is} kintamajam išėjimo signalui U_{is} (arba $U_{is} \sim$) taip pat priklauso nuo tranzistoriaus jungimo schemos ir grandinės elementų parametrų. Tačiau iš 2.69 pav. ir 2.72

pav. parodytų stiprinimo pakopų lengva pastebėti, jog visais atvejais tranzistoriaus T išėjimo varža yra lygiagrečiai sujungta su atitinkamos stiprinimo pakopos apkrovos rezistoriumi R_a .

Taigi, 2.69 pav. a ir 2.72 pav. a parodytų BB stiprinimo pakopų atvejais išėjimo varžai $R_{i\text{sb}}$ galima parašyti:

$$R_{i\text{sb}} = U_{i\text{s}} / I_{i\text{s}} = R_{\text{KBb}} \cdot R_a / (R_{\text{KBb}} + R_a), \quad (2.269)$$

kur varžos R_{KBb} išraiška yra pateikta I d.- (1.130) ir, priklausomai nuo tranzistoriaus veikos taško, kinta labai plačiose ribose: nuo $10 \div 10^{-3} \Omega$ iki $100 \text{ k}\Omega \div 1 \text{ M}\Omega$ ir daugiau.

Kintamojo signalo $U_{i\text{s}}$ atveju 2.69 pav. a ir 2.72 pav. a parodytų BB stiprinimo pakopų diferencialinė išėjimo varža $r_{i\text{sb}}$ yra išreiškiama taip:

$$r_{i\text{sb}} = \partial U_{i\text{s}} / \partial I_{i\text{s}} = r_{\text{KBb}} \cdot R_a / (r_{\text{KBb}} + R_a) \cong R_a, \quad (2.270)$$

kur apytikslė išraiška galioja daugelių atveju, nes dažniausiai $r_{\text{KBb}} \gg R_a$ (I d.- (1.128)).

2.74 pav. parodytų BB stiprinimo pakopų išėjimo varžos $R_{i\text{sb}}^*$ ir $r_{i\text{sb}}^*$ yra išreiškiamos atitinkamomis išraiškėmis (2.269) ir (2.270), nes dažniausiai $R_{\text{KEe}} \gg R_E$ ir $r_{\text{KEe}} \gg R_E$. Tuo atveju, kai $R_{\text{KEe}} \approx R_E$, išėjimo varžos $R_{i\text{sb}}$ ir $r_{i\text{sb}}$ priklauso nuo R_E ir atitinkamos išraiškos yra užrašomos taip:

$$\left. \begin{aligned} R_{i\text{sb}}^* &= U_{i\text{s}} / I_{i\text{s}} = (R_{\text{KBb}} + R_E) \cdot R_a / (R_{\text{KBb}} + R_E + R_a), \\ r_{i\text{sb}}^* &= \partial U_{i\text{s}} / \partial I_{i\text{s}} = (r_{\text{KBb}} + R_E) \cdot R_a / (r_{\text{KBb}} + R_E + R_a). \end{aligned} \right\} (2.271)$$

Analogiškai, 2.69 pav. b ir 2.72 pav. b parodytų BE stiprinimo pakopų atvejais išėjimo varžai $R_{i\text{se}}$ galima parašyti:

$$R_{i\text{se}} = U_{i\text{s}} / I_{i\text{s}} = R_{\text{KEe}} \cdot R_a / (R_{\text{KEe}} + R_a), \quad (2.272)$$

kur varžos R_{KEe} išraiška yra pateikta I d.- (1.155) ir, priklausomai nuo tranzistoriaus veikos taško, taip pat kinta pakankamai plačiose ribose: nuo $10 \div 10^{-2} \Omega$ iki $50 \div 500 \text{ k}\Omega$ ir daugiau.

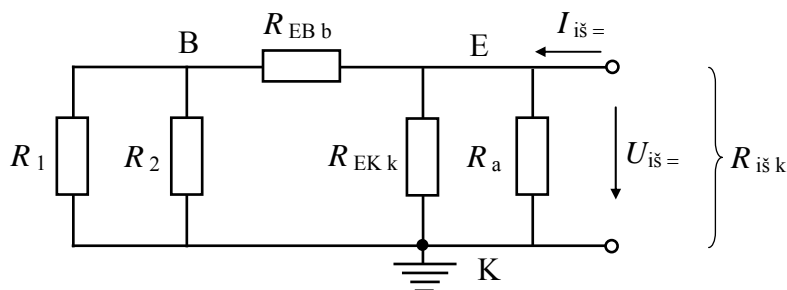
Kintamojo signalo $U_{i\text{s}}$ atveju BE stiprinimo pakopų diferencialinė išėjimo varža $r_{i\text{se}}$ yra išreiškiama taip:

$$r_{i\text{se}} = \partial U_{i\text{s}} / \partial I_{i\text{s}} = r_{\text{KEe}} \cdot R_a / (r_{\text{KEe}} + R_a) \approx R_a, \quad (2.273)$$

kur beveik apytikslė išraiška galioja tik tada, kai tranzistoriaus veikos taškas randasi išėjimo VACH aktyvioje srityje (I d.- 1.63 pav. a), t. y. n-p-n tranzistoriaus atveju $U_{\text{KB}} > 0$, nes šioje srityje dažniausiai $r_{\text{KEe}} \gg R_a$ (I d.- (1.152)).

2.69 pav. c ir d parodytų BK ir EK stiprinimo pakopų atvejais išėjimo varža $R_{i\text{sk}}$ yra apspręsta lygiagrečiai sujungtų apkrovos varžos R_a ir tranzistoriaus T varžos R_{EKk} (I d.-

(1.177)). Tačiau šių varžų atstojamąją vertę įtakoja atidaryta emiterinės p-n sandūros varža R_{EBb} (I d.- (1.125)) bei prie jos prijungto rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \parallel R_2$ varža R_{\parallel} . Visų šių varžų atstojamąją vertę $R_{išk}$ surasime iš BK ir EK stiprinimo pakopų ekvivalentinės grandinės pastoviajai srovei, kuri yra parodyta 2.75 pav.



2.75 pav. BK ir EK stiprinimo pakopų, parodytų 2.69 pav. c ir d, ekvivalentinė grandinė pastoviajai srovei

Iš 2.75 pav. galima parašyti:

$$R_{išk} = U_{išk} / I_{išk} = [R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) + R_{EBb}] \cdot [R_{EKk} \cdot R_a / (R_{EKk} + R_a)] / [R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) + R_{EBb} + R_{EKk} \cdot R_a / (R_{EKk} + R_a)] \cong R_a \cdot [R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) + R_{EBb}] / [R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) + R_{EBb} + R_a] \approx R_a, \quad (2.274)$$

kur apytikslė išraiška galioja daugeliu atvejų, nes dažniausiai $R_{EKk} \gg R_a$ (I d.- (1.177)), o beveik apytikslė lygybė galioja tuo atveju, kai $R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = R_{\parallel} > 5 \cdot R_a$.

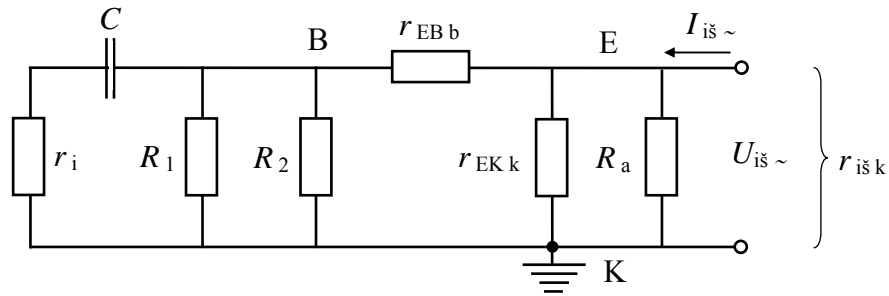
Analogiškai, 2.72 pav. c ir d parodytų BK ir EK stiprinimo pakopų atvejais, kai vietoje rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \parallel R_2$ yra įjungtas bazės srovę I_{B0} užduodantis varžas R_{IB} , išėjimo varža $R_{išk}$ yra išreiškiama taip ($R_1 \parallel R_2 \Rightarrow R_{IB}$):

$$R_{išk} = U_{išk} / I_{išk} = (R_{IB} + R_{EBb}) \cdot [R_{EKk} \cdot R_a / (R_{EKk} + R_a)] / [R_{IB} + R_{EBb} + R_{EKk} \cdot R_a / (R_{EKk} + R_a)] \cong R_a, \quad (2.275)$$

kur apytikslė išraiška galioja daugeliu atvejų, nes dažniausiai $R_{EKk} \gg R_a$ ir $R_{IB} \gg R_a$.

Kintamojo signalo $U_{išk}$ atveju BK ir EK stiprinimo pakopų, parodytų 2.69 pav. c ir d, diferencialinė išėjimo varža $r_{išk}$ yra papildomai sąlygojama įėjimo grandinės elementų įėjimo signalo U_{in} šaltinio vidaus varžos r_i ir skiriamąjo kondensatoriaus C , kurių įtaką varžai $r_{išk}$ surasime iš BK ir EK stiprinimo pakopų ekvivalentinės grandinės kintamajai srovei, parodytos 2.76 pav.

Iš 2.76 pav., įvedę pažymėjimus- $R_{\parallel} = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$ ir $R_{\parallel}^* = r_{EKk} \cdot R_a / (r_{EKk} + R_a)$, gauname:



2.76 pav. BK ir EK stiprinimo pakopų, parodytų 2.69 pav. c ir d, ekvivalentinė grandinė kintamajai srovei

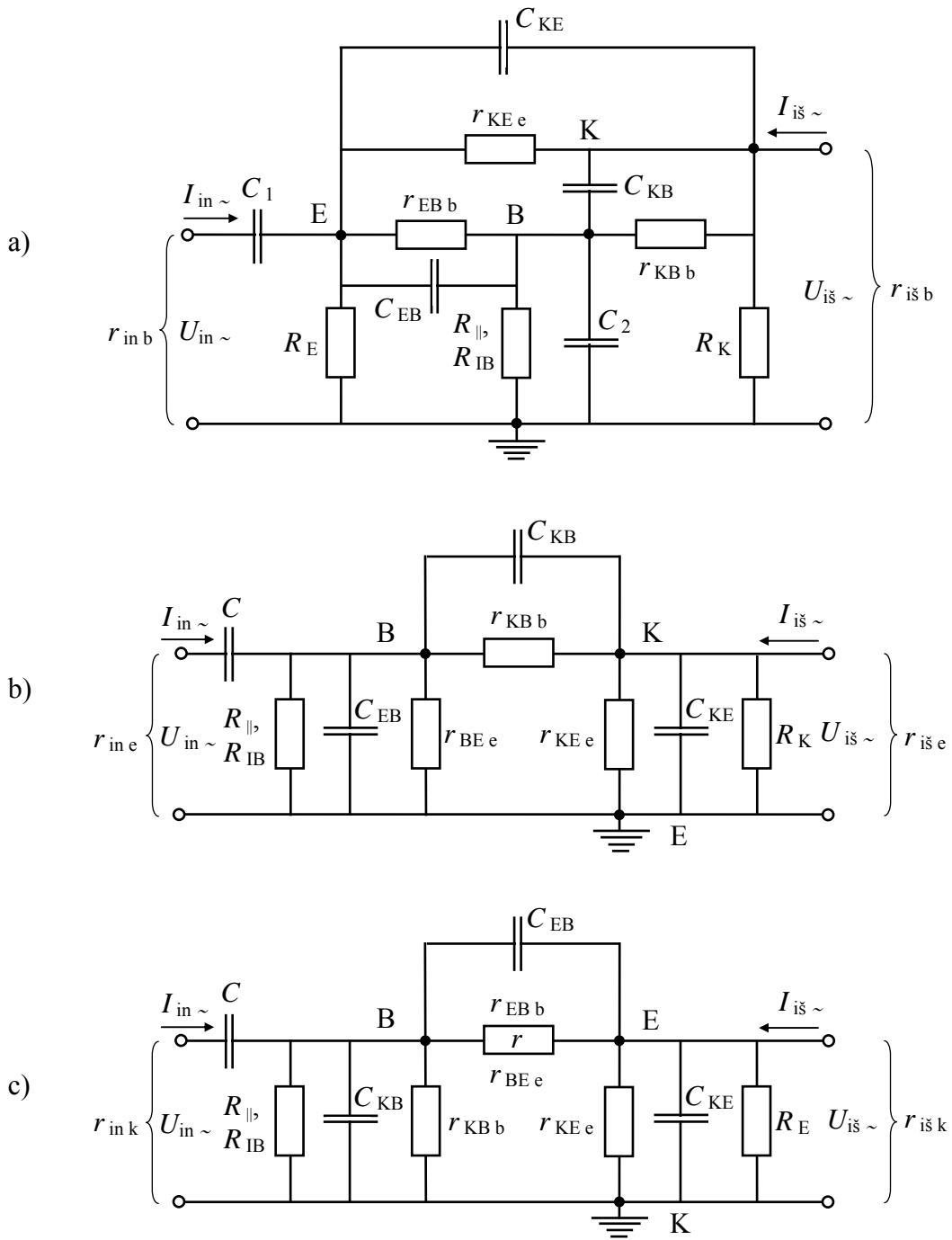
$$\begin{aligned}
 r_{i\text{š } k} &= \partial U_{i\text{š } \sim} / \partial I_{i\text{š } \sim} = \left| \left\{ [r_i + 1/(j \cdot \omega \cdot C)] \cdot R_{\parallel} / [r_i + 1/(j \cdot \omega \cdot C) + R_{\parallel}] + r_{EB\ b} \right\} \cdot R_{\parallel}^* / \right. \\
 &\quad \left. / \left\{ [r_i + 1/(j \cdot \omega \cdot C)] \cdot R_{\parallel} / [r_i + 1/(j \cdot \omega \cdot C) + R_{\parallel}] + r_{EB\ b} + R_{\parallel}^* \right\} \right| \cong \\
 &\quad \cong R_a \cdot \left\{ [(r_{EB\ b} + r_i) \cdot (r_{EB\ b} + r_i + R_a) + (\omega \cdot C)^{-2}]^2 + [R_a / (\omega \cdot C)]^2 \right\}^{1/2} / \\
 &\quad / [(r_{EB\ b} + r_i + R_a)^2 + (\omega \cdot C)^{-2}] \approx R_a \cdot (r_{EB\ b} + r_i) / (r_{EB\ b} + r_i + R_a), \quad (2.276)
 \end{aligned}$$

kur apytikslė išraiška galioja daugeliu atvejų, nes dažniausiai $r_{EK\ k} \gg R_a$ ir $R_{\parallel} \gg r_i$, o beveik apytikslė išraiška galioja tuo atveju, kai skiriamą kondensatoriaus C talpa yra parenkama pakankamai didelės vertės ($C \geq 5 \div 20 \mu\text{F}$).

Akivaizdu, kad BK ir EK stiprinimo pakopų, parodytų 2.72 pav. c ir d, atveju diferencialinė išėjimo varža $r_{i\text{š } k}$ yra užrašoma analogiškai išraiškai (2.276), kurioje atstojamoji varža R_{\parallel} yra pakeičiama į R_{IB} .

Elementariosios stiprinimo pakopos dažninės charakteristikos seka iš šios mokymo priemonės I d.- 90 ÷ 115 p. pateiktų dvipolio tranzistoriaus parametrų priklausomybių nuo dažnio ω ir kur parodyta, jog šios priklausomybės yra sąlygotos fizikinių procesų dvipolio tranzistoriaus bazėje, tranzistoriaus barjerinių talpų C_{KB} ir C_{EB} bei tranzistoriaus korpuso parazitinių parametrų. Iš čia seka, jog labai aukšto ($\omega \geq 30 \text{ MHz}$) ir dar didesnio dažnio diapazonuose reikia įskaityti tranzistoriaus barjerinių talpų C_{KB} , C_{EB} ir tranzistoriaus korpuso parazitinių parametrų įtaką stiprinimo pakopos diferencialinių įėjimo r_{in} ir išėjimo $r_{i\text{š}}$ varžų vertėms. Akivaizdu, jog tranzistoriaus ir jo korpuso talpos šuntuoja stiprinimo pakopos įėjimą U_{in} bei išėjimą $U_{i\text{š}}$, o taip pat sudaro parazitinių ryši tarp išėjimo ir įėjimo ($U_{i\text{š}} \Leftrightarrow U_{in}$). Šis parazitinis grįžtamasis ryšis gali būti teigiamas arba neigiamas, ko pasėkoje stiprinimo pakopa tam tikrų dažnių diapazone gali susižadinti, t.y. generuoti. Kita vertus, parazitinis ryšis tarp išėjimo ir įėjimo sąlygoja stiprinimo pakopos įėjimo parametrų priklausomybę nuo išėjimo grandinės ir atvirkščiai. Todėl stiprinimo pakopos diferencialiniai parametrai yra skaičiuojami iš atitinkamos jungimo schemos ekvivalentinės grandinės, ją papildant tranzistoriaus parazitiniiais parametrais, pvz. barjerinėmis talpomis C_{KB} , C_{EB} bei tranzistoriaus korpuso parazitiniiais parametrais (I d.- 1.161 pav.). Atsižvelgiant į tai 2.77 pav.

yra parodytos BB (a), BE (b) ir BK arba EK (c) stiprinimo pakopų ekvivalentinės grandinės kintamajam signalui, kuriuose nėra parodytos tranzistoriaus korpuso parazitinės talpos bei tranzistoriaus puslaidininkinio kristalo išvadų induktyvumai (I d.- 1.161 pav.).



2.77 pav. Stiprinimo pakopų ekvivalentinės grandinės kintamajam signalui: a- BB, b- BE ir c- BK arba EK

Iš 2.77 pav. pateiktų stiprinimo pakopų ekvivalentinių grandinių matome, jog ir šiuo atveju, kai nėra įskaitomi tranzistoriaus korpuso ir jo kristalo parazitiniai parametrai, yra pernelyg sudėtinga gauti analizes diferencialinių varžų r_{in} ir $r_{iš}$ išraiškas dėl jų griozdiškumo. Todėl sudėtingų elektroninių grandinių analizė dažniausiai yra atliekama pasitelkus elektronines skaičiavimo mašinas, pvz. pakankamai galingą personalinį kompiuterį

su jame įdiegta matematinės analizės skaičiavimo programa- pvz. “Mathematica” arba “Maple” ir t. t. Čia atkreipsime dėmesį į tai, jog skaičiuojant BK arba EK stiprinimo pakopų įėjimo bei išėjimo diferencialines varžas $r_{in k}$ ir $r_{is k}$, atitinkamai, jų ekvivalentinėje grandinėje (2.77 pav. c) reikia panaudoti varžos r vertę $r_{EB b}$ arba $r_{BE e}$, atitinkamai.

Esant mažo įėjimo signalo U_{in} atvejui (I d.- 252, 272, ÷273 p. p.), labai aukšto dažnio $\omega \geq 30$ MHz ir dar didesnio dažnio diapazonuose tranzistorinės stiprinimo pakopos elektrines savybes labai patogų aprašyti galios (S_p) arba įtampos (S_u) sklaidos parametrų sistemomis (I d.- 256 ÷263 p. p.). Pvz. stiprinimo pakopos kintamojo įėjimo signalo U_{in} galios P_{in} ~ stiprinimo koeficientas K_p per galios sklaidos parametrus $S_{p ij}$ yra išreiškiamas taip:

$$K_p = P_{is} / P_{in} = |S_{p 21}|^2 \cdot (1 - \Gamma_a^2) / \left[(1 - |S_{p 11}|^2) + \Gamma_a^{-2} \cdot (|S_{p 22}|^2 - |\Delta S_p|^2) - 2 \cdot \text{Re}(\Gamma_a \cdot N) \right], \quad (2.277)$$

kur: $\Gamma_a = (R_a - Z_o) / (R_a + Z_o)$ - įtampos atspindžio koeficientas nuo apkrovos varžos R_a ; $\Delta S_p = S_{p 11} \cdot S_{p 22} - S_{p 12} \cdot S_{p 21}$ - galios sklaidos parametrų matricos $S_{p ij}$ determinantas, kur indeksai $i, j = 1, 2$; $N = S_{p 22} - \Delta S_p \cdot S_{p 11}^*$ - kompleksinis koeficientas (čia $S_{p 11}^*$ - jungtinis kompleksinis dydis).

Stiprinimo pakopos pastovumas (stabilumas) parazitinio susižadavimo atžvilgiu yra nusakomas pastovumo koeficientu K_s , kuris per galios sklaidos parametrus $S_{p ij}$ yra išreiškiamas taip:

$$K_s = (1 + |\Delta S_p|^2 - |S_{p 11}|^2 - |S_{p 22}|^2) / (2 \cdot |S_{p 12} \cdot S_{p 21}|), \quad (2.278)$$

iš kur seka: kai $K_s > 1$ turime absoliučiai stabilų stiprintuvą, t. y., nesant išorinio grįžtamojo ryšio prie bet kokių įėjimo signalo šaltinio (generatoriaus) U_{in} (arba U_s) išėjimo varžos r_i arba r_s impedanso bei pasyvios apkrovos varžos R_a verčių, stiprinimo pakopa negeneruoja parazitinių virpesių, o kai $K_s < 1$ turime potencialiai nestabilų stiprintuvą, t. y., esant tam tikroms varžų $r_{i, s}$ ir R_a vertėms, stiprinimo pakopa susižadina ir generuoja parazitinius virpesius, kurių dažnis priklauso nuo tranzistoriaus ribinių dažnių verčių bei grįžtamojo ryšio grandinės dažninių charakteristikų.

Absoliučiai stabili stiprinimo pakopa ($K_s > 1$) yra charakterizuojama maksimaliu (didžiausiu) diferencialiniu galios stiprinimo koeficientu $K_{p max}$, kuris nusako stiprintuvo veiką tiesiogine kintamojo signalo perdavimo kryptimi- iš įėjimo U_{in} į išėjimą U_{is} ($U_{in} \Rightarrow U_{is}$), kai nėra išorinio grįžtamojo ryšio. Koeficientas $K_{p max}$ per galios sklaidos parametrus $S_{p ij}$ yra išreiškiamas taip:

$$K_{p max} = |S_{p 21}| \cdot [K_s + (K_s^2 - 1)^{1/2}] / |S_{p 12}|, \quad (2.279)$$

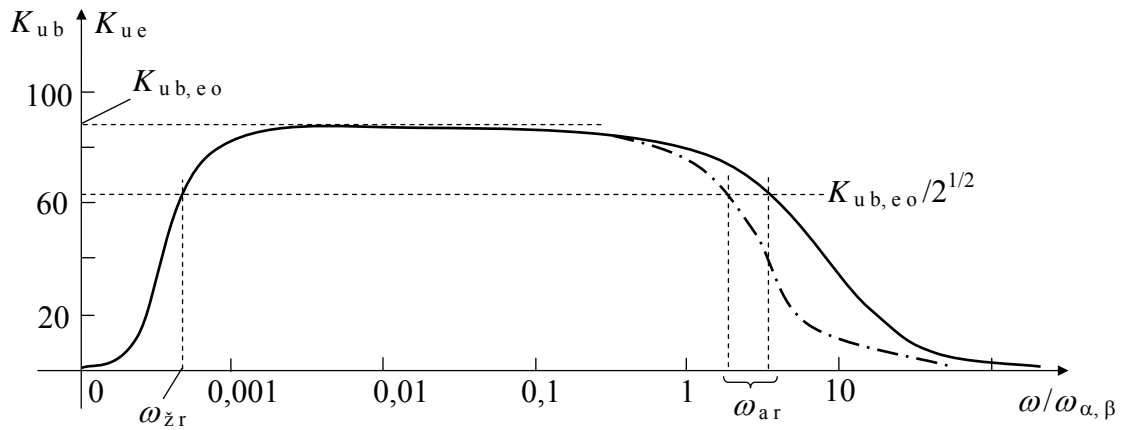
iš kur matome: kai $K_s < 1$, išraiška paprastuose skliaustuose tampa kompleksinis dydis ir todėl koeficientas $K_{p \max}$ yra neapibrėžtas.

Kai stiprinimo pakopa turi išorinio grįžtamojo ryšio grandines, tai, nepriklausomai nuo tranzistoriaus jungimo būdo, esant kompensuotam atgalinės galios stiprinimui, tiesioginis kintamojo signalo U_{in} (arba U_s) galios stiprinimas yra nusakomas vienkrypčiu diferencialiniu galios stiprinimo koeficientu K_γ , kuris per galios sklaidos parametrus $S_{p_{ij}}$ yra išreiškiamas taip:

$$K_\gamma = |S_{p_{11}} \cdot S_{p_{12}} \cdot S_{p_{21}} \cdot S_{p_{22}}| / (1 - |S_{p_{11}}|^2) \cdot (1 - |S_{p_{22}}|^2). \quad (2.280)$$

Šios mokymo priemonės I d. buvo parodyta, jog dvipolis tranzistorius yra inertiškas įtaisas, t. y. išėjimo signalas U_{is} arba I_{is} visada atsilieka nuo įėjimo signalo U_{in} arba I_{in} , atitinkamai (I d.- 1.77 pav., 1.79 pav., (1.237), (1.238), (1.245)). Todėl akivaizdu, jog ir stiprinimo pakopų su dvipoliu tranzistoriumi harmoninės įtampos bei srovės diferencialiniai stiprinimo (perdavimo) koeficientai yra kompleksiniai dydžiai- $K_u = U_{is} / U_{in}$ bei $K_i = I_{is} / I_{in}$, atitinkamai. Įvairių stiprinimo pakopų diferencialinio įtampos stiprinimo (perdavimo) koeficiento K_u modulio dažninės priklausomybės $K_u(\omega)$ išnagrinėtos šiame skyriuje anksčiau ir yra parodytos 2.73 pav. Kita vertus, koeficiento K_u atitinkamos fazinės charakteristikos $\varphi_{Ku}(\omega)$ išreiškia atitinkamos stiprinimo pakopos išėjime U_{is} kintamosios įtampos U_{is} fazės φ_{is} atžvilgiu įėjimo įtampos U_{in} priklausomybę nuo dažnio ω , t. y. nusako kompleksinėje plokštumoje $\{ \text{Im}, \text{Re} \}$ atidėto vektoriaus U_{is} padėties kampą φ_{is} atžvilgiu vektoriaus U_{in} . Akivaizdu, jog BB stiprinimo pakopos be skiriamąjo kondensatoriaus įėjime (2.69 pav. a) fazinė charakteristika $\varphi_{Ku b}(\omega)$ atitinka srovės perdavimo koeficiento $\alpha(j\omega)$ (I d.- (1.233)) fazinę charakteristiką $\varphi_\alpha(\omega)$ (I d.- (1.238), 1.77 pav. b). Kai BB stiprinimo pakopos įėjime yra įjungtas skiriamasis kondensatorius C_1 (2.74 pav.), tai šiuo atveju yra būtina įskaityti šio kondensatoriaus ir BB stiprinimo pakopos diferencialinės įėjimo varžos $r_{in b}$ sudarytos diferencijuojančios RC- grandinės įtaką fazinei charakteristikai $\varphi_{Ku b}(\omega)$ bei dažninei priklausomybei $K_{u b}(\omega)$. Taigi, iš 2.73 pav. a ir 2.14 pav. a pateiktų įtampos perdavimo koeficientų $K_{u b}(\omega)$ ir $K_{u R}(\omega)$, atitinkamai, gauname BB stiprinimo pakopos su įėjime įjungtu skiriamuoju kondensatoriumi C_1 (2.74 pav.) dažninės priklausomybės $K_{u b}(\omega)$ grafiką, kuris yra parodytas 2.78 pav.

Palyginę BB stiprinimo pakopos diferencialinio įtampos stiprinimo koeficiento $K_{u b}(\omega)$ dažninės priklausomybes 2.78 pav. ir 2.73 pav. a matome, jog aukštasis ribinis dažnis $\omega_{ar} = \omega_{Ku b}$, t. y. jo vertė iš esmės apspręsta dvipolio tranzistoriaus ribinio dažnio ω_α verte (I d.- (1.235)). Tuo tarpu žemasis ribinis dažnis $\omega_{zr} = 1/(r_{in b} \cdot C_1) = 1/\tau_{in b}$, t. y. jo vertė



2.78 pav. BB ir BE stiprinimo pakopų su įėjime įjungtu skiriamuoju kondensatoriumi C_1 (2.74 pav.) ir C (2.69 pav. b, 2.72 pav. b), atitinkamai, diferencialinio įtampos stiprinimo koeficiento $K_{u b, e}(\omega)$ dažninė priklausomybė (brūkšninė-taškinė linija, kai stiprinimo pakopos apkrovos rezistorius R_a yra šuntuojamas parazitine talpa)

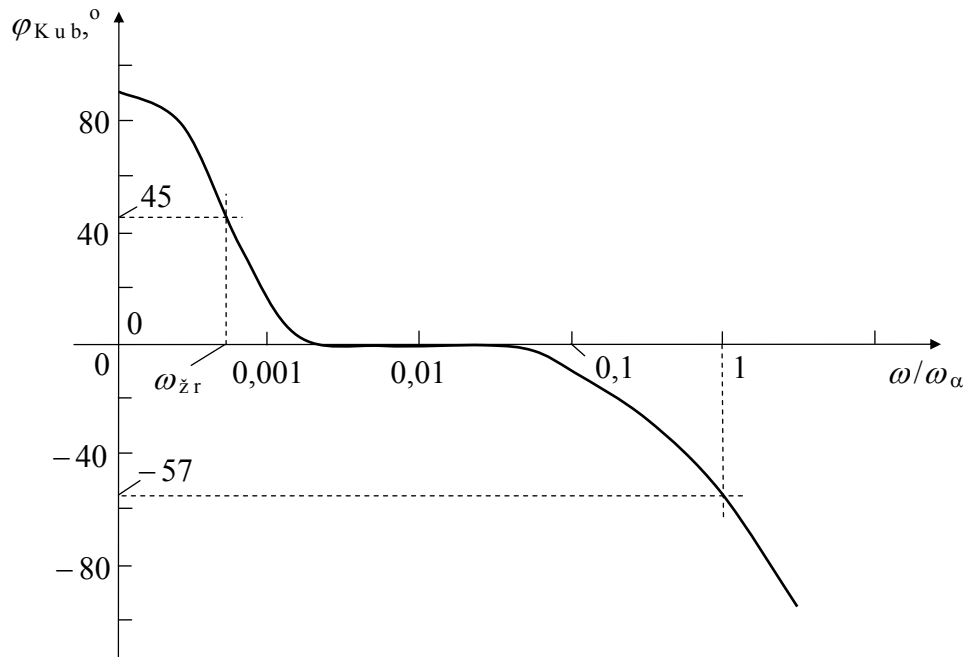
iš esmės apspręsta BB stiprinimo pakopos įėjime sudarytos RC- grandinės laiko konstantos $\tau_{in b} = r_{in b} \cdot C_1$ verte. Kita vertus, čia būtina atkreipti dėmesį į tai, jog įvairiuose tranzistoriaus jungimo grandinėse stiprinimo pakopos apkrovos rezistorius R_a (2.77 pav.) yra šuntuojamas tranzistoriaus parazitine talpa C_{KB} arba C_{KE} . Todėl stiprinimo pakopos išėjime susidaro žemų dažnių RC- filtras (2.14 pav. b), kuris papildomai mažina diferencialinio įtampos stiprinimo (perdavimo) koeficiento $K_u(\omega)$ ribinį dažnį ω_{ar} aukštų dažnių srityje. Šio parazitinio žemų dažnių RC- filtro įtaką ribinio dažnio ω_{ar} vertei yra įskaitoma per stiprinimo pakopos diferencialinės išėjimo varžos r_{is} modulio r_{is} dažninę priklausomybę:

$$r_{is}(\omega) \cong |R_a / \{ [R_a + 1/(j \cdot \omega \cdot C_{KB, KE})] \cdot (j \cdot \omega \cdot C_{KB, KE}) \}| \cong R_a / [1 + (\omega \cdot R_a \cdot C_{KB, KE})^2]^{1/2},$$

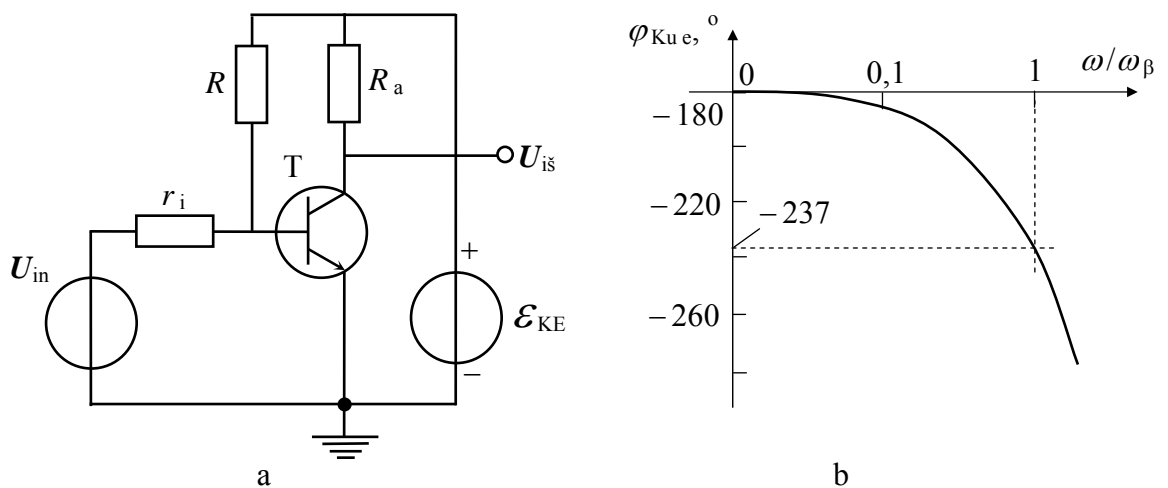
kurios vertė yra įstatoma į atitinkamas K_u išraiškas- (2.255) ÷ (2.257) vietoje apkrovos rezistoriaus R_a . Taigi, didėjant įėjimo signalo U_{in} dažniui ω , varža $r_{is}(\omega)$ mažėja ir to pasėkoje mažėja $K_u(\omega)$ bei ribinis dažnis ω_{ar} (brūkšninė-taškinė kreivė 2.78 pav.).

Analogiškai iš 1.77 pav. b (I d.) ir 2.14 pav. a pateiktų fazinių charakteristikų $\varphi_\alpha(\omega)$ ir $\varphi_R(\omega)$, atitinkamai, gauname BB stiprinimo pakopos su įėjime įjungtu skiriamuoju kondensatoriumi C_1 (2.74 pav.) išėjimo įtampos U_{is} fazės $\varphi_{K_{u b}}$ priklausomybės nuo dažnio ω grafiką, kuris yra parodytas 2.79 pav.

BE stiprinimo pakopos be skiriamąjo kondensatoriaus įėjime atveju (2.80 pav. a) diferencialinio įtampos stiprinimo koeficiento $K_{u e}$ priklausomybė nuo dažnio ω atitinka 2.73 pav. a parodytą charakteristiką. Tuo tarpu fazinė charakteristika $\varphi_{K_{u e}}(\omega)$ atitinka srovės perdavimo koeficiento $\beta(j \cdot \omega)$ (I d.- (1.243)) fazinę charakteristiką $\varphi_\beta(\omega)$ (I d.- (1.245),



2.79 pav. BB stiprinimo pakopos su įėjime įjungtu skiriamuoju kondensatoriumi C_1 (2.74 pav.) išėjimo įtampos $U_{i\text{š}}$ fazės $\varphi_{K_{u b}}$ priklausomybė nuo dažnio ω

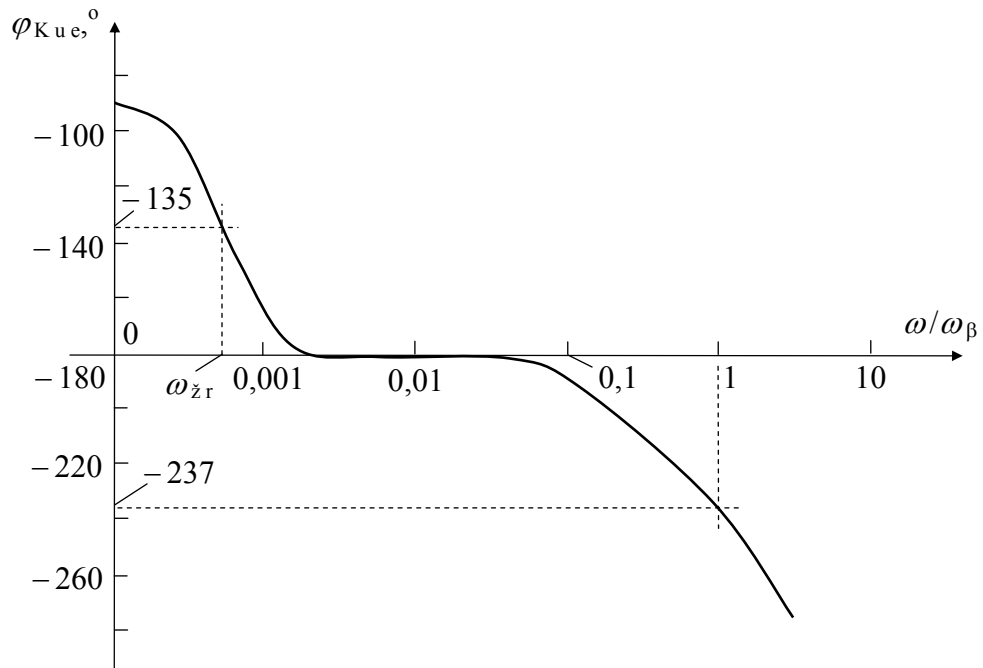


2.80 pav. BE stiprinimo pakopa be skiriamąjo kondensatoriaus įėjime (a) ir jos fazinė charakteristika (b) (šiuo atveju tranzistoriaus T veikos taškas yra nustatomas rezistoriniu įtampos dalikliu $r_i \parallel R$)

1.77 pav. b), kur dažnis ω yra normuojamas ribiniu dažniu ω_β (I d.- (1.244)), įskaitant tai, jog BE stiprinimo pakopos išėjime signalo $U_{i\text{š}}$ fazė $\varphi_{i\text{š}}$ yra pasukta -180° ($-\pi$ rad) (2.80 pav. b).

Kai BE stiprinimo pakopos įėjime yra įjungtas skiriamasis kondensatorius C (2.69 pav. b, 2.72 pav. b), tai šiuo atveju yra būtina įskaityti skiriamąjo kondensatoriaus C ir BE stiprinimo pakopos diferencialinės įėjimo varžos $r_{in e}$ sudarytos diferencijuojančios RC -grandinės įtaką fazinei charakteristikai $\varphi_{K_{u e}}(\omega)$ bei dažninei priklausomybei $K_{u e}(\omega)$. Šiuo atveju dažninės priklausomybės $K_{u e}(\omega)$ grafikas atitinka priklausomybę $K_{u b}(\omega)$, kuri yra parodyta 2.78 pav. ir kur dažnis ω yra normuojamas ribiniu dažniu ω_β . Iš 2.80 pav. b ir 2.14

pav. a pateiktų fazinių charakteristikų gauname BE stiprinimo pakopos su įėjime įjungtu skiriamuoju kondensatoriumi C išėjimo įtampos $U_{i\bar{s}}$ fazės $\varphi_{K_{ue}}$ priklausomybės nuo dažnio ω grafiką, kuris yra parodytas 2.81 pav.

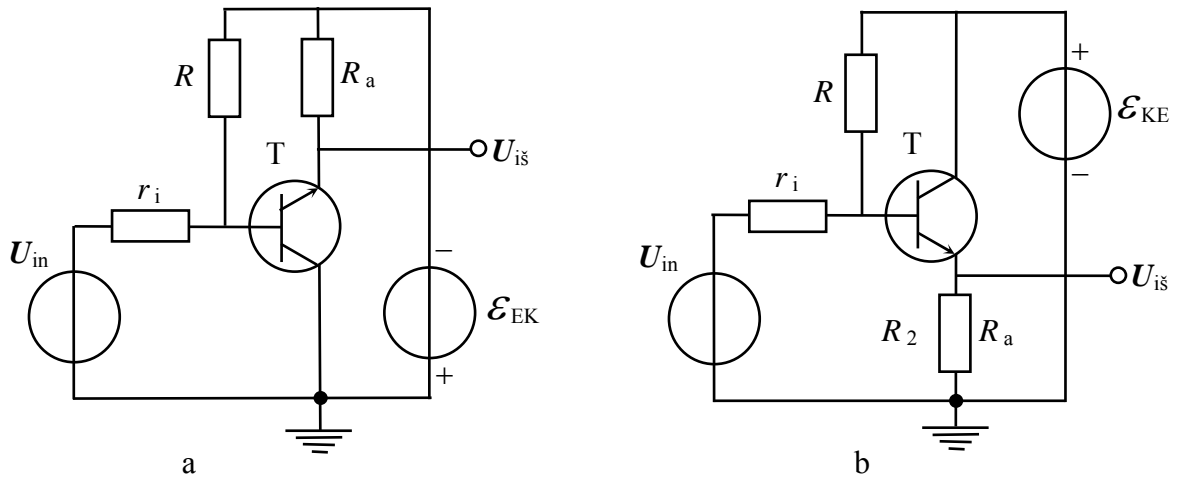


2.81 pav. BE stiprinimo pakopos su įėjime įjungtu skiriamuoju kondensatoriumi C (2.69 pav. b, 2.72 pav. b) išėjimo įtampos $U_{i\bar{s}}$ fazės $\varphi_{K_{ue}}$ priklausomybė nuo dažnio ω

Palyginę BE stiprinimo pakopos diferencialinio įtampos stiprinimo koeficiento $K_{ue}(\omega)$ dažninės priklausomybes 2.78 pav. ir 2.73 pav. a matome, jog aukštasis ribinis dažnis $\omega_{ar} = \omega_{K_{ue}}$, t. y. jo vertė iš esmės apspręsta dvipolio tranzistoriaus ribinio dažnio ω_β (I d.- (1.244)) vertės bei tranzistoriaus parazitinės talpos C_{KE} , šuntuojančios apkrovos varžą R_a . Tuo tarpu žemasis ribinis dažnis $\omega_{zr} = 1/(r_{in e} \cdot C) = 1/\tau_{in e}$, t. y. jo vertė iš esmės apspręstas BE stiprinimo pakopos įėjimo RC - grandinės laiko konstantos $\tau_{in e} = r_{in e} \cdot C$.

Analogiškai randame BK ir EK stiprinimo pakopų be (2.82 pav.) ir su skiriamuoju kondensatoriumi C įėjime (2.69 pav. c, d ir 2.72 pav. c, d) įtampos perdavimo koeficiento K_{uk} dažninę $K_{uk}(\omega)$ ir fazinę $\varphi_{uk}(\omega)$ charakteristikas. Įėjimo įtampos U_{in} šaltinio vidaus varža r_i (2.82 pav.) sąlygoja grįžtamąjį ryšį, kurio įtaką išnagrinėsime vėliau.

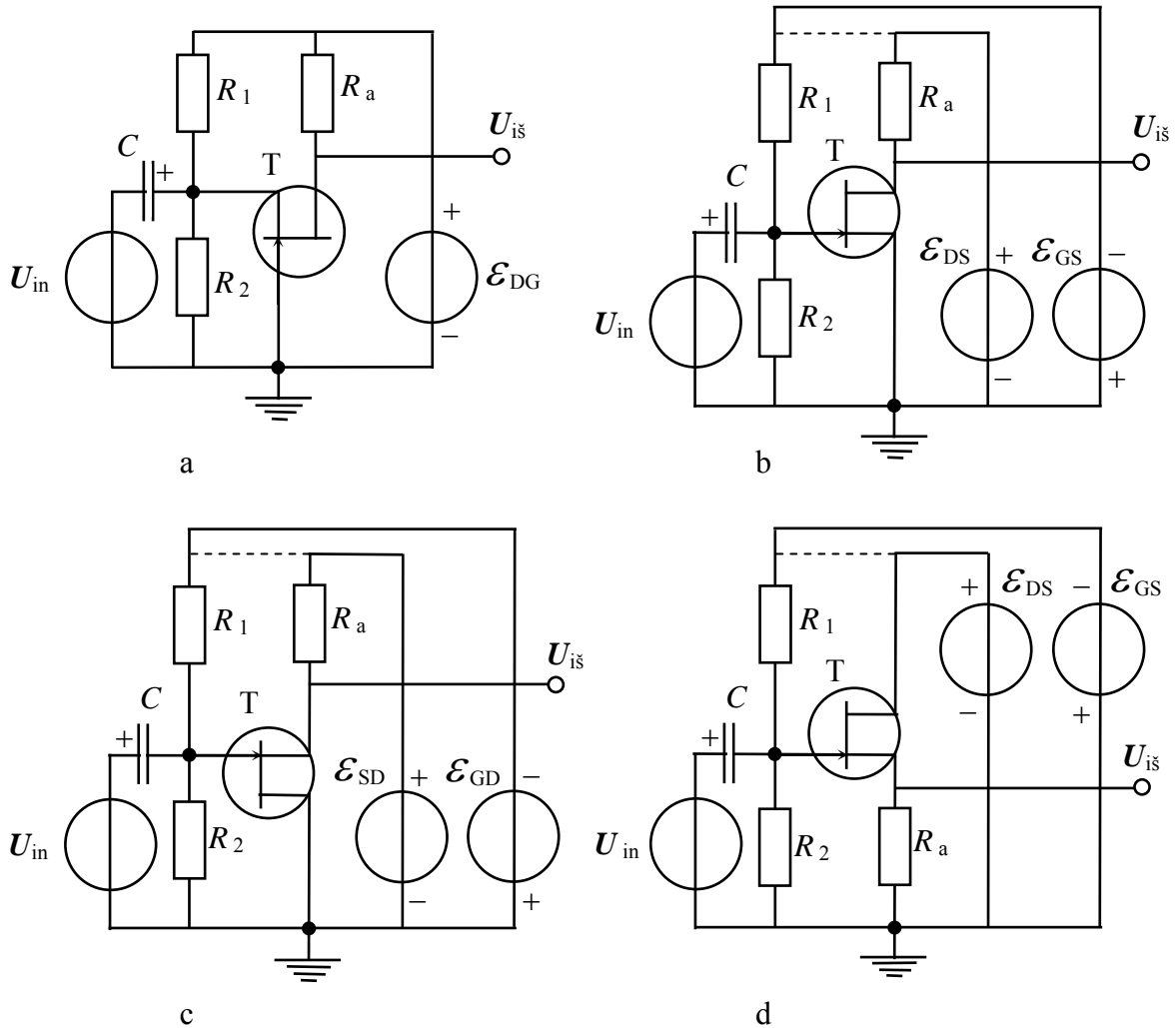
BK ir EK stiprinimo pakopų be skiriamosio kondensatoriaus įėjime atveju (2.82 pav.) įtampos perdavimo koeficiento K_{uk} dažninė charakteristika $K_{uk}(\omega)$ yra parodyta 2.73 pav. b. Kai šių stiprinimo pakopų įėjime yra įjungtas skiriamasis kondensatorius C (2.69 pav. c, d ir 2.72 pav. c, d), dažninė charakteristika $K_{uk}(\omega)$ tampa tokio pat pobūdžio, kaip ir $K_{ub}(\omega)$, parodytos 2.79 pav. ir kur dažnis ω yra normuojamas ribiniu dažniu ω_β . Šiuo atveju žemasis



2.82 pav. BK (a) ir EK (b) stiprinimo pakopa be skiriamojo kondensatoriaus įėjime (šiuo atveju tranzistoriaus T veikos taškas yra nustatomas rezistoriniu įtampos dalikliu $r_i \parallel R$)

ribinis dažnis $\omega_{zr} = 1/r_{ink} C = 1/\tau_{ink}$, t. y. iš esmės apspręstas BK ir EK stiprinimo pakopų įėjimo RC- grandinės laiko konstantos $\tau_{ink} = r_{ink} C$.

Stiprinimo pakopoje vienpolis (lauko) tranzistorius į elektroninę grandinę gali būti įjungtas trimis būdais- bendros užtūros (BU), bendros ištakos (BI) ir bendros santakos (BS) tranzistoriaus grandinės (I d.- 1.85 pav. a ÷ c). Šiuose tranzistoriaus jungimo grandinėse būtina užtikrinti tranzistoriaus veikos taško apkrovos tiesėje vietą, kuriai esant per tranzistoriaus išvadus teka užduotos pastoviosios srovės ir tarp išvadų susidaro atitinkamos pastoviosios įtampos. Tranzistoriaus darbo taško vieta apkrovos tiesėje R_a priklauso nuo pastoviųjų įtampų šaltinių evj (\mathcal{E}) tranzistoriaus įėjimo U_{in} ir išėjimo U_{is} grandinėse. Anksčiau parodėme, jog dvipolio tranzistoriaus atveju dažniausiai tranzistorinių stiprintuvų schemose yra įjungtas tik vienas pastoviosios įtampos šaltinis \mathcal{E} . Ši galimybė yra todėl, jog dvipolio tranzistoriaus bazės-emiterio p-n sandūros įtampos U_{BE} poliaringumas tiesiogine kryptimi atitinka išėjimo grandinės maitinimo šaltinio $\mathcal{E}_{KB, KE, EK}$ poliaringumą. Kai stiprinimo pakopos aktyvusis elementas yra lauko tranzistorius, tai galimybė panaudoti tik vieną maitinimo įtampos šaltinį \mathcal{E} priklauso nuo panaudoto lauko tranzistoriaus tipo, t. y. nuo jo užtūros konstrukcijos, bei tranzistoriaus jungimo būdo. Pvz., iš šios mokymo priemonės I d. 1.85 pav. parodytų atidarytojo n- kanalo sandūrinio lauko tranzistoriaus trijų jungimo grandinių matome, jog tik BU grandinėje galima apsieiti su vienu maitinimo įtampos šaltiniu \mathcal{E}_{DG} (2.83 pav. a). Kitais atvejais tenka naudoti du nepriklausomus maitinimo įtampos šaltinius \mathcal{E} , t. y. taip, kaip yra parodyta 2.83 pav. b ÷ d.

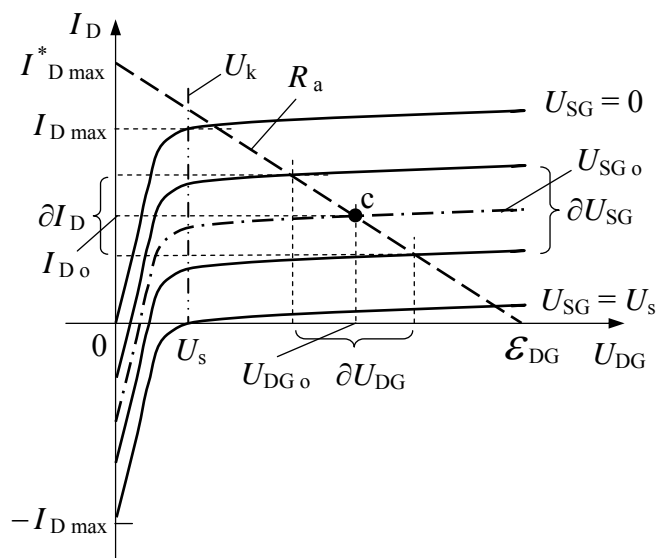


2.83 pav. Vienpolio (lauko) tranzistoriaus veikos taško vietos apkrovos tiesėje R_a uždavimo (nustatymo) būdai specialiu rezistoriniu įtampos dalikliu $R_1 \parallel R_2$ įvairiuose tranzistoriaus jungimo schemose: a- BU, b- BI, c- BS, d- IK

Iš 2.83 pav. b ÷ d matome, jog toks stiprinimo pakopos su lauko tranzistoriumi maitinimo būdas leidžia nepriklausomai nuo įtampos U_{DS} vertės laisvai užduoti tranzistoriaus veikos taško įtampą U_{GS} , kurios vertė priklauso nuo rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \parallel R_2$ ir, pvz. BI schemoje (2.83 pav. b) yra išreiškiama taip: $U_{GS} = \mathcal{E}_{GS} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$. Kita vertus pagrindinė atidarytojo sandūrinio lauko tranzistoriaus normalios veikos sąlyga yra ta, jog visada užtūros p-n sandūra turi būti įjungta atgaline kryptimi- $U_{GS} < 0$ atidarytojo n- kanalo atveju ir $U_{GS} > 0$ atidarytojo p- kanalo atveju. Iš čia seka, kad BI schemoje (2.83 pav. b) tai galima pasiekti ir su vienu maitinimo įtampos šaltiniu \mathcal{E}_{DS} , jeigu prie jo prijungtas rezistorinis įtampos daliklis $R_1 \parallel R_2$ (šis jungimo variantas 2.83 pav. b yra parodytas brūkšniuota tiese) yra parinktas taip, kad $U_{GS} \leq U_{DS}$. Akivaizdu, jog ši sąlyga gali būti realizuota ir BS bei IK schemose (2.83 pav. c ir d šie jungimo variantai yra parodyti brūkšniuota tiese) taip pat tik su vienu maitinimo įtampos šaltiniu \mathcal{E}_{SD} bei \mathcal{E}_{DS} , atitinkamai, kai rezistorinis įtampos daliklis $R_1 \parallel R_2$ yra

parinktas taip, kad $U_G \leq U_{SD}$ BS schemeje (2.83 pav. c) ir $U_G \leq U_D = \mathcal{E}_{DS}$ IK schemeje (2.83 pav. d). Kita vertus akivaizdu, jog stiprinimo pakopoje panaudojus uždarytajį sandūrinį lauko tranzistorių visose jungimo schemeose galima apsieiti tik su vienu maitinimo įtampos šaltiniu \mathcal{E} , nes šiuo atveju užduodant tranzistoriaus veikos tašką, pvz. apkrovos tiesės R_a viduryje, užtūros p-n sandūra yra dalinai atidaroma.

Visose jungimo schemeose tranzistoriaus veikos taškas apkrovos tiesėje R_a yra nustatomas iš lauko tranzistoriaus išėjimo VACH. Pvz., BU schemeje tuo tikslu pasinaudojame atitinkamomis atidarytojo n-kanalo sandūrinio lauko tranzistoriaus išėjimo VACH, parodytomis 2.84 pav.

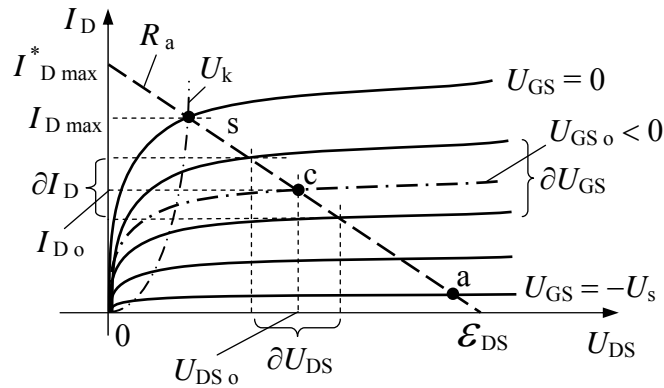


2.84 pav. Sandūrinio atidarytojo n-kanalo lauko tranzistoriaus išėjimo VACH BU schemeje su nubrėžta apkrovos tiesė R_a

Tarkime, jog BU stiprinimo pakopoje (2.83 pav. a) lauko tranzistoriaus T veikos tašką reikia nustatyti apkrovos R_a tiesės viduryje, t. y. taške "c" (2.84 pav.). Šiuo atveju ištakos-užtūros įtampa $U_{SG} = U_{SG o}$ ir per tranzistorių teka pastovioji santakos srovė $I_{D o}$, kuriai esant tarp santakos ir užtūros nusistovi pastovioji įtampa $U_{DG o} > 0$. Akivaizdu, kad įtampą $U_{SG o}$ turi sudaryti rezistorinis įtampos daliklis $R_1 || R_2$, t. y. turi būti tenkinama lygybė:

$$R_2 / (R_1 + R_2) = U_{SG o} / \mathcal{E}_{DG}. \quad (2.281)$$

Analogiškai iš sandūrinio atidarytojo n-kanalo lauko tranzistoriaus išėjimo VACH BI schemeje (2.85 pav.) yra nustatoma įtampa $U_{GS o} < 0$, kurios vertę turi užtikrinti rezistorinis įtampos daliklis $R_1 || R_2$ ir maitinimo įtampos šaltinis \mathcal{E}_{GS} (2.83 pav. b), t. y. turi būti tenkinama lygybė:



2.85 pav. Sandūrinio atidarytojo n-kanalo lauko tranzistoriaus išėjimo VACH BI schemoje su nubrėžta apkrovos tiese R_a

$$R_2 / (R_1 + R_2) = |U_{GS o}| / \mathcal{E}_{GS}. \quad (2.282)$$

Sandūrinio lauko tranzistoriaus n- (arba p-) kanalas dažniausiai yra simetrinis santakos D bei ištakos S atžvilgiu. Todėl BS schemoje (2.83 pav. c) įtampa $U_{GD o} \equiv U_{GS o}$ ir yra nustatoma rezistoriniu įtampos dalikliu $R_1 || R_2$ bei maitinimo įtampos šaltiniu \mathcal{E}_{GD} , t. y. turi būti tenkinama lygybė (2.282), kurioje \mathcal{E}_{GS} yra pakečiamas į \mathcal{E}_{GD} .

Analogiškai EK schemai su dvipoliu tranzistoriumi (2.69 pav. d), lauko tranzistorius BS schemoje (2.83 pav. d) taip pat yra jungiamas su įžemintu apkrovos rezistoriumi R_a ir šis jungimo būdas yra vadinamas ištakinio kartotuvu (IK) (2.83 pav. d). Šių schemų savybės yra išnagrinėtos šios mokymo priemonės I d. 134 ÷ 139 p. p. IK schemoje lauko tranzistoriaus veikos taškas, pvz. apkrovos R_a tiesės viduryje, yra taip pat nustatomas iš išėjimo VACH BI schemoje su nubrėžta apkrovos tiese R_a (2.85 pav. veikos taškas „c“). Tačiau šiuo atveju įtampos $U_{GS o} < 0$ vertė priklauso ir nuo rezistorinio įtampos daliklio $R_1 || R_2$ su maitinimo įtampos šaltiniu \mathcal{E}_{GS} , ir nuo apkrovos rezistoriaus R_a ištakos grandinėje bei maitinimo įtampos šaltinio \mathcal{E}_{DS} . Tai pasireiškia tuo, jog įtampa $U_{Ra o} = I_{S o} \cdot R_a > 0$ rezistoriuje R_a didina pastoviosios įtampos $U_{GS o}$ modulio $|U_{GS o}|$ vertę, nes veikia neigiamas grįžtamasis ryšis, ir todėl tranzistoriaus T veikos taškas apkrovos R_a tiesės viduryje, t. y. taške „c“ (2.85 pav., kur srovė $I_{D o} = I_{S o}$), bus tik tuo atveju, kai rezistorinis įtampos daliklis $R_1 || R_2$ tenkins lygybę:

$$R_2 / (R_1 + R_2) = (|U_{GS o}| - |U_{Ra o}|) / \mathcal{E}_{GS} = (|U_{GS o}| - I_{S o} \cdot R_a) / \mathcal{E}_{GS}. \quad (2.283)$$

kur ši lygtis yra parašyta esant dviems maitinimo įtampos šaltiniams \mathcal{E}_{GS} ir \mathcal{E}_{DS} (2.83 pav. d), tačiau ji tinka ir su vienu maitinimo šaltiniu \mathcal{E}_{DS} , kai rezistorinis įtampos daliklis $R_1 \parallel R_2$ yra sujungtas su šiuo šaltiniu- brūkšniuota tiesė 2.83 pav. d.

Iš (2.283) seka, jog, priklausomai nuo R_a ir \mathcal{E}_{DS} verčių, srovė I_{S_0} gali pasiekti vertę, kai įtampa $|U_{Ra_0}| = |U_{GS_0}|$, ko pasekoje dešinioji išraiškos (2.283) pusė tampa lygi nuliui. Tai reiškia, jog šiuo atveju IK schemoje (2.83 pav. d) nėra būtinas rezistorinis įtampos daliklis $R_1 \parallel R_2$. Vietoje jo būtina įjungti tik nuotėkio rezistorių R_2 , kurio paskirtis- sudaryti sandūrinio lauko tranzistoriaus užtūros p-n sandūros galvaninę grandinę: šaltinis $\mathcal{E}_{DS} \Leftrightarrow$ santaka D \Leftrightarrow užtūra G \Leftrightarrow rezistorius $R_2 \Leftrightarrow$ šaltinis \mathcal{E}_{DS} .

Anksčiau išnagrinėtų stiprinimo pakopų su sandūrinio lauko tranzistoriumi įėjime yra įjungtas skiriamasis kondensatorius C (2.83 pav.), kurio paskirtis- panaikinti įėjimo signalo šaltinio (generatoriaus) U_{in} vidaus varžos r_i šuntuojančią įtaką rezistoriniam įtampos dalikliui $R_1 \parallel R_2$. Akivaizdu: kai $r_i > 0$ (pvz. labai aukšto ir didesnio dažnio elektroninėse grandinėse $r_i = 50 \Omega$) įėjimo signalo šaltinis U_{in} gali būti galvaniskai, t. y. betarpiškai sujungtas su atitinkamu lauko tranzistoriaus įėjimo išvadu (pvz. ištaku S BU schemoje arba užtūra G kitose schemose) ir šiuo atveju nebereikia nuotėkio rezistoriaus R_2 , nes jo vaidmenį atlieka rezistorius r_i (analogiškai, kaip yra parodyta 2.82 pav.).

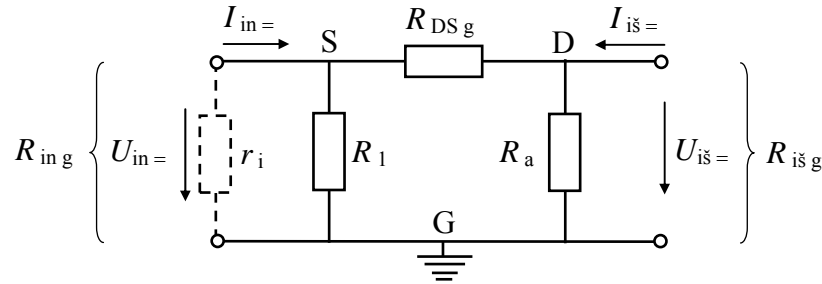
Elementariosios stiprinimo pakopos su lauko tranzistoriumi įėjimo varža R_{in} pastoviajam įėjimo signalui $U_{in} =$ ir diferencialinė įėjimo varža r_{in} kintamajam harmoniniam įėjimo signalui U_{in} (arba $U_{in} \sim$) tai pat priklauso nuo tranzistoriaus jungimo schemos ir grandinės elementų parametrų. Todėl akivaizdu, jog šios mokymo priemonės I d.- 1.3.2. skyriuje pateiktos įvairiuose lauko tranzistoriaus jungimo schemose atitinkamų parametrų išraiškos turi būti patikslintos dėl atitinkamos stiprinimo pakopos įėjime veikiančios rezistorinės grandinės, kurios pagalba yra užduodamas tranzistoriaus veikos taškas. Iš 2.83 pav. matome, jog visais lauko tranzistoriaus jungimo atvejais rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \parallel R_2$ atstojamoji varža $R_{\parallel} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ yra lygiagrečiai sujungta su atitinkama lauko tranzistoriaus įėjimo varža. Akivaizdu, jog esant skiriamajam kondensatoriui C stiprinimo pakopos įėjime visais atvejais $R_{in} \Rightarrow \infty$.

BU stiprinimo pakopoje (2.83 pav. a) be skiriamąjo kondensatoriaus C įėjime turime:

$$R_{in g} = R_1 \cdot R_{SG} / (R_1 + R_{SG}), \quad (2.284)$$

kur sandūrinio lauko tranzistoriaus įėjimo varžos R_{SGg} išraiška BU schemoje yra pateikta šios mokymo priemonės I d.- (1.261) ir priimta $R_2 = \infty$, t. y. rezistorinio įtampos daliklio $r_i \parallel R_1$ varža $R_{\parallel} = r_i R_1 / (r_i + R_1)$.

Išraiškoje (2.284) varža R_{SGg} yra funkcija nuo įtampos $U_{DG} = U_{iš}$, kuri, savo ruožtu, priklauso nuo varžos R_a , t. y. turime netiesiogiai išreikštą varžos $R_{in g}$ priklausomybę nuo apkrovos varžos R_a . Šią priklausomybę galima išreikšti tiesiogiai per R_a iš BU stiprinimo pakopos ekvivalentinės grandinės, parodytos 2.86 pav.



2.86 pav. BU stiprinimo pakopos, parodytos 2.83 pav. a, ekvivalentinė grandinė pastoviajai srovei-įtampai

Iš 2.86 pav. parodytos ekvivalentinės grandinės galima parašyti:

$$R_{in g} = R_1 \cdot (R_{DSg} + R_a) / (R_1 + R_{DSg} + R_a), \quad (2.285)$$

kur: R_{DSg} - pastovioji lauko tranzistoriaus varža tarp ištakos S ir santakos D išvadų, kuri yra išreiškiamą analogiškai varžos R_{DSs} išraiškai (I d.- (1.291)).

Žemų dažnių diapazone ($\omega \leq 300$ kHz) BU stiprinimo pakopos diferencialinė įėjimo varža $r_{in g}$ yra išreiškiamą analogiškai išraiškai (2.285):

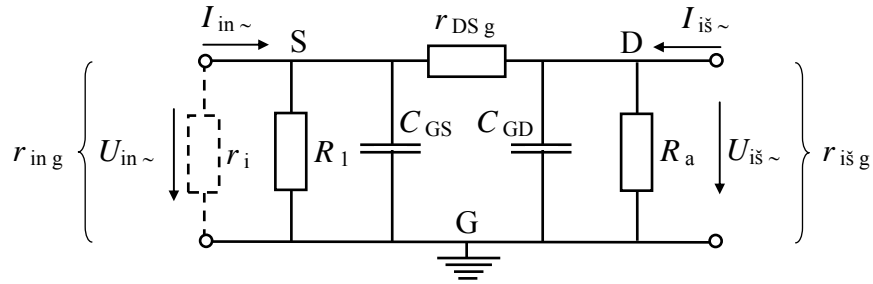
$$r_{in g} \cong R_1 \cdot (r_{DSg} + R_a) / (R_1 + r_{DSg} + R_a), \quad (2.286)$$

kur: r_{DSg} - diferencialinė lauko tranzistoriaus varža tarp ištakos S ir santakos D išvadų, kuri taip pat yra išreiškiamą analogiškai varžos r_{DSs} išraiškai (I d.- (1.287)).

Vidutinių ir aukštesnių dažnių diapazonuose ($\omega > 300$ kHz) stiprinimo pakopos diferencialinėms varžoms didelę įtaką turi lauko tranzistoriaus užtūros talpa C_G . Todėl, pasinaudodami anksčiau pateikta lauko tranzistoriaus ekvivalentine schema (I d.- 1.109 pav.), BU stiprinimo pakopos ekvivalentinę grandinę (2.86 pav.) pakeičiame taip, kaip yra parodyta 2.87 pav.

Iš 2.87 pav. parodytos ekvivalentinės grandinės galima parašyti:

$$r_{in g} = \frac{\partial U_{in} \sim}{\partial I_{in} \sim} = [(R_1 \parallel \mathbf{Z}_{CGS}) \cdot (r_{DSg} + (R_a \parallel \mathbf{Z}_{CGD}))] / [(R_1 \parallel \mathbf{Z}_{CGS}) + r_{DSg} + (R_a \parallel \mathbf{Z}_{CGD})], \quad (2.287)$$



2.87 pav. BU stiprinimo pakopos, parodytos 2.83 pav. a, ekvivalentinė grandinė kintamajai srovei-įtampai

kur: $Z_{CGS} = 1/(j \cdot \omega \cdot C_{GS})$ ir $Z_{CGD} = 1/(j \cdot \omega \cdot C_{GD})$ - užtūros talpos C_G sandų C_{GS} ir C_{GD} kompleksinės varžos, atitinkamai ($C_G = C_{GS} + C_{GD}$).

Šios mokymo priemonės I d.- 169 p. parodėme, jog dėl lauko tranzistoriaus darinio konstrukcinių ypatybių ir dėl tekančios santakos srovės I_D įtakos nuskurdintai kanalo sričiai (I d.- 1.102 pav. b) dažniausiai $C_{GS} \gg C_{GD}$ ir todėl $C_{GS} \approx C_G$. Taigi, atmetus C_{GD} ir padarius pakeitimą: $C_{GS} \Rightarrow C_G$, išraiška (2.287) tampa žymiai paprastesnė ir palyginus lengvai randame BU stiprinimo pakopos diferencialinę įėjimo varžą $r_{in g}$, kai nėra skiriamąjo kondensatoriaus C įėjime (2.83 pav. a):

$$r_{in g} \cong \left[\left(R_1 \parallel (r_{DSg} + R_a) \right) \parallel Z_{CG} \right] = R / [1 + (\omega \cdot R \cdot C_G)^2]^{1/2}, \quad (2.288)$$

kur: $R = R_1 \cdot (r_{DSg} + R_a) / (R_1 + r_{DSg} + R_a)$ ir priimta $R_2 = \infty$.

Analogiškai randame atitinkamas įėjimo varžas BI, BS ir IK stiprinimo pakopose (2.83 pav. b ÷ d), kai įėjime nėra skiriamąjo kondensatoriaus C . Visais šiais atvejais turime:

$$R_{in s, d, sk} \cong R_1, \quad r_{in s, d, sk} \cong R_1 \cdot r_{GSs} / (R_1 + r_{GSs}), \quad (2.289)$$

kur priimame: užtūros varža $R_G \gg R_1$, o sandūrinio lauko tranzistoriaus diferencialinę įėjimo varžą r_{GSs} BI schemoje su rezistoriumi R_a ištakos grandinėje priklauso nuo įėjimo signalo U_{in} dažnio ω ir yra išnagrinėta šios mokymo priemonės I d.- 162 ÷ 173 p. p. ((1.366) ÷ (1.368)).

Kai įėjimo signalo U_{in} šaltinis (generatorius) prie stiprinimo pakopos įėjimo yra prijungtas per skiriamąjį kondensatorių C , kurio paskirtis jau aptarta anksčiau, tai kintamojo įėjimo signalo $U_{in \sim}$ atveju, čia nagrinėjamų stiprinimo pakopų (2.83 pav.) diferencialinė įėjimo varža r_{in} priklauso ir nuo skiriamąjo kondensatoriaus C talpos vertės. Kita vertus, visais atvejais kondensatorius C yra nuosekliai sujungtas su lauko tranzistoriaus T veikos tašką užduodančią rezistorine grandine $R_1 \parallel R_2$, kuri, savo ruožtu, yra lygiagrečiai sujungta su tranzistoriaus diferencialinę įėjimo varžą $r_{in g}$ (2.288)- BU schemoje be skiriamąjo kondensatoriaus C įėjime, arba r_{GSs} - BI, BS ir IK schemose. Iš čia seka, jog BU stiprinimo pakopos atveju su skiriamuoju kondensatoriumi C įėjime (2.83 pav. a) galima parašyti:

$$r_{in\ g} = \partial U_{in\ \sim} / \partial I_{in\ \sim} = |1/(j \cdot \omega \cdot C) + R_{\parallel} \cdot r_{in\ g}^* / (R_{\parallel} + r_{in\ g}^*)| =$$

$$= \{(\omega \cdot C)^{-2} + [R_{\parallel} \cdot r_{in\ g}^* / (R_{\parallel} + r_{in\ g}^*)]^2\}^{1/2}, \quad (2.290)$$

kur: $R_{\parallel} = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$, $r_{in\ g}^*$ - atitinka išraišką (2.288).

BI, BS ir IK stiprinimo pakopų atvejais (2.83 pav. b ÷ d) turime:

$$r_{in\ s, d, sk} = \partial U_{in\ \sim} / \partial I_{in\ \sim} \cong |1/(j \cdot \omega \cdot C) + R_{\parallel} \cdot r_{GS\ s} / (R_{\parallel} + r_{GS\ s})| \cong$$

$$\cong \{(\omega \cdot C)^{-2} + [R_{\parallel} \cdot r_{GS\ s} / (R_{\parallel} + r_{GS\ s})]^2\}^{1/2}. \quad (2.291)$$

Elementariosios stiprinimo pakopos su lauko tranzistoriumi išėjimo varža R_{is}

pastoviajam išėjimo signalui $U_{is=}$ ir diferencialinė išėjimo varža r_{is} kintamajam harmoniniam išėjimo signalui $U_{is\ \sim}$ (arba $U_{is\ \sim}$) tai pat priklauso nuo tranzistoriaus jungimo schemos ir grandinės elementų parametrų. Todėl akivaizdu, jog šios mokymo priemonės I d. 1.3. poskyryje pateiktos įvairiuose schemose įjungto sandūrinio lauko tranzistoriaus išėjimo varžos išraiškos pastoviajam ir kintamajam signalams turi būti atitinkamai patikslintos. Taigi, iš 2.83 pav. parodytų stiprinimo pakopų lengva pastebėti, jog visais atvejais lauko tranzistoriaus T išėjimo varža yra lygiagrečiai sujungta su atitinkamos stiprinimo pakopos apkrovos rezistoriumi R_a . Todėl iš 2.83 pav. a parodytos BU stiprinimo pakopos grandinės išėjimo varžoms $R_{is\ g}$ ir $r_{is\ g}$ galima parašyti:

$$\left. \begin{aligned} R_{is\ g} &= U_{is=} / I_{is=} \approx R_{DG\ g} \cdot R_a / (R_{DG\ g} + R_a), \\ r_{is\ g} &= \partial U_{is\ \sim} / \partial I_{is\ \sim} \approx r_{DG\ g} \cdot R_a / (r_{DG\ g} + R_a), \end{aligned} \right\} \quad (2.292)$$

kur varžos $R_{DG\ g}$ išraiška yra pateikta I d.- (1.266) ÷ (1.268) ir, priklausomai nuo tranzistoriaus veikos taško, kinta labai plačiose ribose: nuo $R_{DG\ g\ min} = |U_s / I_{D\ max}|$ iki 10 M Ω ir daugiau (teoriškai iki begalybės), o varžos $r_{DG\ g}$ išraiška yra pateikta I d.- (1.264) ir, priklausomai nuo tranzistoriaus veikos taško, taip pat kinta labai plačiose ribose: nuo minimalios vertės $r_{DG\ g\ min} = |U_s / (2 \cdot I_{D\ max})|$ iki 100 M Ω ir daugiau (teoriškai iki begalybės).

Varžų $R_{is\ g}$ ir $r_{is\ g}$ išraiškose (2.292) varžos $R_{DG\ g}$ ir $r_{DG\ g}$ yra gautos esant pastoviosios įtampos šaltiniui U_{SG} BU schemos įėjime (I d.- 1.85 pav. a). Todėl BU stiprinimo pakopos atveju (2.83 pav. a) išraiškos (2.292) yra parašytos apytiksliai, nes neįvertina BU stiprinimo pakopos įėjimo grandinės elementų parametrų įtakos išėjimo varžų dydžiams. Šią įtaką varžos $R_{is\ g}$ vertei galima įvertinti pasitelkus BU stiprinimo pakopos ekvivalentinę grandinę pastoviajam srovei-įtampai (2.86 pav.) be skiriamąjo kondensatoriaus C įėjime, iš kur gauname:

$$R_{is\ g} = R_a \cdot (R_{DS\ g} + R_{i\parallel} r_i) / (R_a + R_{DS\ g} + R_{i\parallel} r_i), \quad (2.293)$$

kur: $R_1 || r_i = R_1 \cdot r_i / (R_1 + r_i)$.

Analogiškai, iš 2.87 pav. parodytos BU stiprinimo pakopos ekvivalentinės grandinės kintamajai srovei-įtampai be skiriamąjo kondensatoriaus C įėjime gauname:

$$r_{isg} = \partial U_{is} / \partial I_{is} = [(R_a || Z_{CGD}) \cdot (r_{DSg} + (r_i || R_1 || Z_{CGS}))] / [(R_a || Z_{CGD}) + r_{DSg} + (r_i || R_1 || Z_{CGS})], \quad (2.294)$$

kur: $Z_{CGS} = 1/(j \cdot \omega \cdot C_{GS})$ ir $Z_{CGD} = 1/(j \cdot \omega \cdot C_{GD})$ - užtūros talpos C_G sandų C_{GS} ir C_{GD} kompleksinės varžos, atitinkamai ($C_G = C_{GS} + C_{GD}$).

Anksčiau parodėme, jog dažniausiai $C_{GS} \gg C_{GD}$. Tačiau skaičiuojant išėjimo diferencialinę varžą r_{isg} atmesti C_{GD} negalima. Todėl išraiškos (2.294) analizinė išraiška tampa pernelyg griozdiška ir čia nepateiksime. Akivaizdu, kad šiuo ir kitais atvejais yra patogiau taikyti mašininio skaičiavimo techniką su atitinkama programine įranga, pvz. "Mathematica" arba "Maple" ir kitomis mašininio modeliavimo programomis.

Kai turime BU stiprinimo pakopą su skiriamuoju kondensatoriumi C įėjime (2.83 pav. a), varžos R_{isg} išraiškose (2.292) ir (2.293) vietoje varžos r_i reikia įrašyti varžą R_2 . Diferencialinės varžos r_{isg} atveju ekvivalentinė grandinė (2.87 pav.) tampa sudėtingesnė, nes tarp varžų r_i ir $R_1 || R_2$ yra nuosekliai įjungtas skiriamasis kondensatorius C (ekvivalentinėje schemoje 2.87 pav. skiriamasis kondensatorius C neparodytas). Todėl išraiška (2.294) tampa dar sudėtingesnė:

$$r_{isg} = [(R_a || Z_{CGD}) \cdot \{ r_{DSg} + [(r_i + Z_C) || R_1 || R_2 || Z_{CGS}] \}] / \{ (R_a || Z_{CGD}) + r_{DSg} + [(r_i + Z_C) || R_1 || R_2 || Z_{CGS}] \}, \quad (2.295)$$

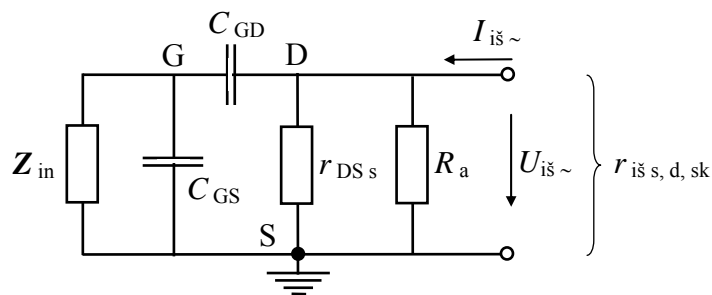
kur: $Z_C = 1/(j \cdot \omega \cdot C)$.

BI, BS ir IK stiprinimo pakopų atvejais (2.83 pav. b ÷ d) turime:

$$\left. \begin{aligned} R_{is, d, sk} &\cong R_a \cdot R_{DSs} / (R_{D, S} + R_{DSs}), \\ r_{is, d, sk} &\approx R_a \cdot r_{DSs} / (R_{D, S} + r_{DSs}), \end{aligned} \right\} \quad (2.296)$$

kur varžų r_{DSs} ir R_{DSs} išraiškos yra pateiktos I d.- (1.287) ÷ (1.291).

Diferencialinės varžos $r_{is, d, sk}$ išraiška (2.296) yra apytikslė, nes galioja tik žemų dažnių diapazone- $\omega \leq 300$ kHz. Vidutinių ir aukštesnių dažnių diapazonuose ($\omega > 300$ kHz) diferencialinėms stiprinimo pakopos įėjimo bei išėjimo varžoms didelę įtaką turi lauko tranzistoriaus užtūros talpa C_G . Todėl, pasinaudoję lauko tranzistoriaus ekvivalentine schema (I d.- 1.109 pav.), BI, BS ir IK stiprinimo pakopas galima atvaizduoti supaprastinta ekvivalentine grandine kintamajai srovei-įtampai, kuri yra parodyta 2.88 pav.



2.88 pav. BI, BS ir IK stiprinimo pakopų supaprastinta ekvivalentinė grandinė kintamajai srovei-įtampai

2.88 pav. parodytoje BI, BS ir IK stiprinimo pakopų supaprastintoje ekvivalentinėje grandinėje varža Z_{in} atvaizduoja įėjimo grandinę sudarančių elementų parametrus. Kai turime stiprinimo pakopas be skiriamojo kondensatoriaus C įėjime, varža $Z_{in} = R_1 r_i / (R_1 + r_i)$, t. y. realus dydis, o kai stiprinimo pakopų įėjime yra įjungtas skiriamasis kondensatorius C , varža $Z_{in} = (r_i + Z_C) \cdot (R_1 \parallel R_2) / (r_i + Z_C + R_1 \parallel R_2)$ - kompleksinis dydis.

Iš 2.88 pav. randame:

$$r_{iš s, d, sk} = \frac{\partial U_{iš \sim} / \partial I_{iš \sim}}{1} = \frac{(R_a \parallel r_{DS s}) [Z_{CGD} + (Z_{in} \parallel Z_{CGS})]}{\{(R_a \parallel r_{DS s}) + Z_{CGD} + (Z_{in} \parallel Z_{CGS})\}}. \quad (2.297)$$

Gauta varžos $r_{iš s, d, sk}$ išraiška (2.297) taip pat yra pakankamai sudėtinga ir todėl analizinės išraiškos, dėl pernelyg grioždiško jos pavidalo, čia nepateiksime.

Jau minėjome, jog pagrindinė tranzistorinio stiprintuvo (stiprinimo pakopos) paskirtis- stiprinti kintamąjį, pvz. harmoninį įėjimo signalą U_{in} . Akivaizdu, kad šios mokymo priemonės I d.- 1.3.2. skyriuje (115 ÷ 141 p. p.) pateiktos žemo dažnio įėjimo signalo U_{in} diferencialinių įtampos K_u ir galios K_p stiprinimo koeficientų išraiškos įvairiuose lauko tranzistoriaus jungimo grandinėse tinka aprašyti atitinkamas stiprinimo pakopų schemas žemuose dažniuose (iki 300 kHz): BU schemeje- $K_{u g}$ (1.274), $K_{p g}$ (1.279); BI ir BS schemeje- $K_{u s}$ (1.297), $K_{p s}$ (1.302); IK schemeje su įžemintu apkrovos rezistoriumi- $K_{u d}^*$ (1.318). Kita vertus šios mokymo priemonės I d.- 162 ÷ 173 p. p. parodėme, jog vidutiniuose ir aukštesniuose dažniuose ($f \geq 300$ kHz) būtina įskaityti lauko tranzistoriaus parametrų priklausomybę nuo dažnio ω . Todėl stiprinimo pakopos diferencialinių įtampos $K_u = \partial U_{iš \sim} / \partial U_{in \sim}$ ir galios $K_p = P_{iš \sim} / P_{in \sim}$ stiprinimo koeficientų išraiškos įvairiuose lauko tranzistoriaus jungimo grandinėse turi būti užrašytos taip, jog būtų įskaityta priklausomybė nuo dažnio ω . Tuo tikslu yra patogiausia taikyti vienpolio tranzistoriaus diferencialinio įtampos stiprinimo-perdavimo koeficiento $K_u(j \cdot \omega)$ dažninę aproksimaciją (I d.- (1.376)), kurioje žemadažnė vertė $K_{u 0}$ atitinka $K_{u g}$ (1.274)- BU schemeje, $K_{u s}$ (1.297)- BI ir BS schemeje ir $K_{u d}^*$ (1.318)- IK schemeje su įžemintu apkrovos rezistoriumi. Įvairių stiprinimo

pakopų su lauko tranzistoriumi įtampos stiprinimo-perdavimo koeficiento $K_u(j\omega)$ dažninės charakteristikos $K_u(\omega)$ savo pavidalu yra panašios į atitinkamų stiprinimo pakopų su dvipoliu tranzistoriumi dažnines charakteristikas $K_{u_{b, e, k}}(\omega)$, kurios yra parodytos 2.73 pav., kai nėra skiriamąjo kondensatoriaus C įėjime, ir- 2.78 pav., kai stiprinimo pakopos įėjime yra įjungtas skiriamasis kondensatorius C . Analogiškai seka, jog įvairių stiprinimo pakopų su lauko tranzistoriumi įtampos stiprinimo-perdavimo koeficiento $K_u(j\omega)$ fazinės charakteristikos $\varphi_{K_u}(\omega)$ savo pavidalu yra panašios į atitinkamų stiprinimo pakopų su dvipoliu tranzistoriumi fazines charakteristikas $\varphi_{K_{u_{b, e, k}}}(\omega)$, kurios yra parodytos 1.77 pav. b (I d.) ir 2.80 pav. b, kai nėra skiriamąjo kondensatoriaus C įėjime, ir- 2.79 pav. bei 2.81 pav., kai stiprinimo pakopos įėjime yra įjungtas skiriamasis kondensatorius C . Čia taip pat būtina atkreipti dėmesį į tai, jog įvairiuose lauko tranzistoriaus jungimo grandinėse (2.83 pav.) stiprinimo pakopos apkrovos rezistorius R_a yra šuntuojamas parazitinės talpos C_{GD} (2.87 pav.) arba parazitinės talpos $C_{DS} \cong C_{GD} \cdot C_{GS} / (C_{GD} + C_{GS})$ (2.88 pav.). Todėl stiprinimo pakopos išėjime susidaro žemų dažnių RC - filtras (2.14 pav. b), kuris papildomai mažina diferencialinio įtampos stiprinimo-perdavimo koeficiento $K_u(\omega)$ ribinį dažnį ω_{ar} aukštų dažnių srityje. Šio parazitinio žemų dažnių RC - filtro įtaka ribinio dažnio ω_{ar} vertei yra įskaitoma per atitinkamos stiprinimo pakopos diferencialinės išėjimo varžos r_{is} dažninę priklausomybę:

$$r_{is}(\omega) \cong |R_a / \{ [R_a + 1/(j\omega \cdot C_{GD, DS})] \cdot j\omega \cdot C_{GD, DS} \}|,$$

kuri yra įstatoma į atitinkamas koeficiento K_u išraiškas (I d.- (1.274), (1.297), (1.318)) vietoje apkrovos rezistoriaus R_a .

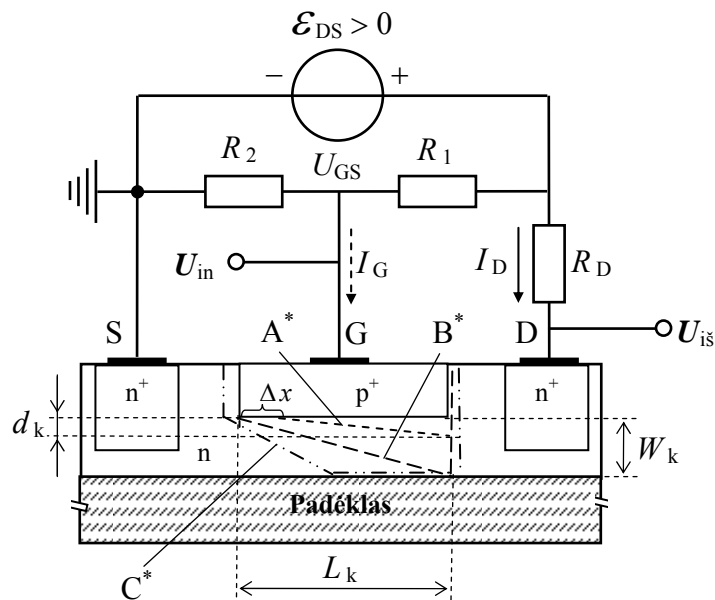
Taigi, didėjant įėjimo signalo U_{in} dažniui ω , varža $r_{is}(\omega) \cong R_a / [1 + (\omega \cdot R_a \cdot C_{GD, DS})^2]^{1/2}$ mažėja ir to pasėkoje mažėja $K_u(\omega)$ bei ribinis dažnis ω_{ar} , t. y. taip, kaip yra parodyta dvipolio tranzistoriaus atveju 2.78 pav. brūkšnine-taškine kreive. Kita vertus pastebėsime, jog lauko tranzistorių parazitinės talpos dažniausiai yra daug mažesnės už dvipolių tranzistorių parazitines talpas. Todėl tai yra viena iš priežasčių, jog lauko tranzistorių ribiniai dažniai ω_{ar} aukštų dažnių srityje yra didesni.

Šios mokymo priemonės I d.- 161 ÷ 162 p. p. parodėme, jog Šotkio lauko tranzistoriaus veika ir jo elektrinės charakteristikos bei savybės atitinka sandūrinį n- kanalo tranzistorių. Todėl stiprinimo pakopos su Šotkio lauko tranzistoriumi yra jungiamos taip pat, kaip yra parodyta 2.83 pav. Tuo tarpu įterpto arba indukuoto n- arba p- kanalo MOP (MDP) tranzistoriai įvairiuose jungimo schemose (stiprinimo pakopose) taip pat gali būti jungiami taip, kaip yra parodyta 2.83 pav. Tačiau šiuo atveju, analogiškai stiprinimo pakopoms su dvipoliu tranzistoriumi (2.69 pav.), visose jungimo schemose su MOP tranzistoriumi taip pat galima apsieiti tik su vienu maitinimo įtampos šaltiniu \mathcal{E} (2.83 pav. a), nes viena iš MOP

tranzistorių ypatybių yra ta, kad įtampa U_{DS} tarp santakos ir ištakos gali būti abiejų poliaringumų- “+ –” arba “– +” (I d.- 139 ÷ 150 p. p.). Todėl tranzistoriaus įtampos U_{DS} maitinimo šaltinio \mathcal{E}_{DS} poliaringumą galima parinkti tokį, kad jis atitiktų normalią tranzistoriaus veiką užduodančios užtūros įtampos U_{GS} poliaringumą. Pvz., BI schemeje (2.83 pav. b) su įterpto n- kanalo MOP tranzistoriumi normalios veikos atveju užtūros įtampa $U_{GS} \leq 0$ ir todėl parenkame $\mathcal{E}_{DS} < 0$. Iš čia seka, jog prie šio maitinimo įtampos šaltinio \mathcal{E}_{DS} prijungto rezistorinio įtampos daliklio $R_1 || R_2$ užduodama tranzistoriaus veikos taško įtampa $U_{GS} = \mathcal{E}_{DS} \cdot R_2 / (R_1 + R_2) \leq 0$. Analogiškai stiprinimo pakopoje su indukuoto n- kanalo MOP tranzistoriumi parenkame $\mathcal{E}_{DS} > 0$ ir prie šio maitinimo įtampos šaltinio prijungto rezistorinio įtampos daliklio $R_1 || R_2$ užduodama tranzistoriaus veikos taško įtampa $U_{GS} \geq 0$, t. y. atitinka indukuoto n- kanalo MOP tranzistoriaus normalią veiką.

Visais atvejais stiprinimo pakopose su lauko tranzistoriumi, esant tik vienam maitinimo įtampos šaltiniui \mathcal{E} , yra būtina atkreipti dėmesį į tai, kad normalią tranzistoriaus veiką užduodanti užtūros įtampa U_{GS} visame įtampų ir srovių tranzistoriuje veikos diapazone turi būti užtvarinės (atgalinės) krypties sandūrinio lauko tranzistoriaus atveju ir normalią veiką užduodanti MOP (MDP) lauko tranzistorių atvejais. Tačiau, dėl lauko tranzistoriaus kanale tekančios santakos srovės I_D , įtampa U_{DS} pasiskirsto išilgai kanalo ir tai sąlygoja anksčiau aprašytą kanalo nuskurdintos srities storio didėjimą santakos kontakto D kryptimi (I d.- 1.102 pav. b). Šio reiškinio išdavoje, esant tik vienam maitinimo įtampos šaltiniui \mathcal{E} , gali susidaryti situacija, kai, mažėjant srovei I_D , užtūros įtampa U_{GS_x} tam tikroje kanalo srityje Δx prie tranzistoriaus ištakos omino kontakto S tampa tiesioginės krypties ir nebėra tenkinama tranzistoriaus normalioji veika. Ši situacija yra parodyta 2.89 pav. sandūrinio atidarytojo n- kanalo lauko tranzistoriaus atveju.

Iš 2.89 pav. matome, kad, esant pakankamai didelėms santakos srovės I_D vertėms, visose tranzistoriaus kanalo srities L_k taškuose įtampa $U_{kS} > U_{GS} = \mathcal{E}_{DS} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$, t. y. užtūros $G p^+$ -n sandūra yra uždaryta ir tranzistoriaus veika yra normali (pastovioji užtūros srovė $I_G \cong 0$, o užtūros p^+ -n sandūros nuskurdintos srities būseną kanale atitinka situaciją C^*). Taigi, mažėjant srovei I_D , įtampa U_{kS} taip pat mažėja ir srovei I_D pasiekus minimalią vertę I_{Dmin} , kanalo srityje Δx prie ištakos kontakto S taške “x” įtampa $U_{S_x} \leq U_{GS}$, ko pasėkoje dalis užtūros p^+ -n sandūros tampa atidaryta ir $I_G > 0$ (užtūros p^+ -n sandūros nuskurdintos srities



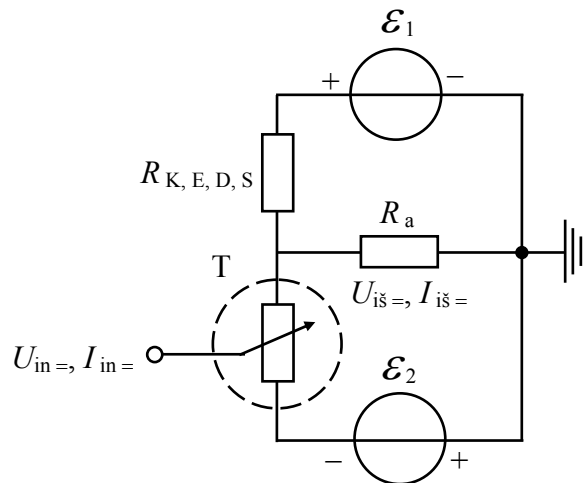
2.89 pav. Sandūrinio atidarytojo n-kanalo lauko tranzistoriaus BI grandinė su vienu maitinimo įtampos šaltiniu \mathcal{E}_{DS}

būseną kanale atitinka situaciją B^*). Toliau mažėjant srovei $I_D \leq I_{D \min}$, ši atidaryta užtūros $p^+ - n$ sandūros sritis Δx plečiasi ir todėl didėja pastovioji užtūros srovė I_G (užtūros $p^+ - n$ sandūros nuskurdintos sritys būseną kanale atitinka situaciją A^*), t. y. lauko tranzistorius nebetenka normalios veikos. Iš čia seka, jog stiprinimo pakopų su lauko tranzistoriumi ir tik vienu maitinimo įtampos šaltiniu \mathcal{E} įėjimo signalo U_{in} amplitudžių diapazonas yra apribotas.

2.1.2. Tiesiniai pastovaus (nuolatinio) signalo tranzistoriniai stiprintuvai (elementarioji stiprinimo pakopa)

Akivaizdu, jog visos anksčiau išnagrinėtos elementariosios stiprinimo pakopos be skiriamąjo kondensatoriaus C įėjime (išėjime) stiprina arba perduoda pastovų įėjimo signalą-įtampą $U_{in =}$ arba (ir) srovę $I_{in =}$. Tačiau šių stiprinimo pakopų išėjime U_{is} nepriklausomai nuo įėjimo signalo ($U_{in =}$ arba (ir) $I_{in =}$) vertės visada pastovus išėjimo signalas $|U_{is =}| > 0$ arba $|I_{is =}| > 0$, t. y. neturi nulinės vertės. Tuo tarpu dažniausiai būtina užtikrinti pastovaus įėjimo signalo stiprinimo-perdavimo normalią veiką, t. y. situaciją, kai $U_{in =} = 0$ (arba (ir) $I_{in =} = 0$), tai ir $U_{is =} = 0$ (arba (ir) $I_{is =} = 0$), o kai $|U_{in =}| > 0$ (arba (ir) $|I_{in =}| > 0$), tai ir $|U_{is =}| > 0$ (arba (ir) $|I_{is =}| > 0$). Akivaizdu, jog elementarioje stiprinimo pakopoje su vienu tranzistoriumi (dvipoliu arba vienpoliu) ir tik su vienu maitinimo įtampos šaltiniu \mathcal{E} pastovaus įėjimo signalo stiprinimo-perdavimo normalios veikos realizuoti

neįmanoma. Tai galima pasiekti taikant du nepriklausomus maitinimo įtampų šaltinius \mathcal{E}_1 ir \mathcal{E}_2 , t. y. taip, kaip yra parodyta ekvivalentinėje grandinėje 2.90 pav., kur dvipolis arba lauko tranzistorius T yra pakeistas įėjimo signalu ($U_{in=}$ arba (ir) $I_{in=}$) valdomu kintamuoju rezistoriumi (potenciometru).



2.90 pav. Pastovaus įėjimo signalo $U_{in=}$ arba (ir) $I_{in=}$ stiprinimo pakopos su vienu dvipoliu arba vienpoliu tranzistoriumi T ir dviem nepriklausomais maitinimo įtampų šaltiniais \mathcal{E}_1 ir \mathcal{E}_2 ekvivalentinė grandinė

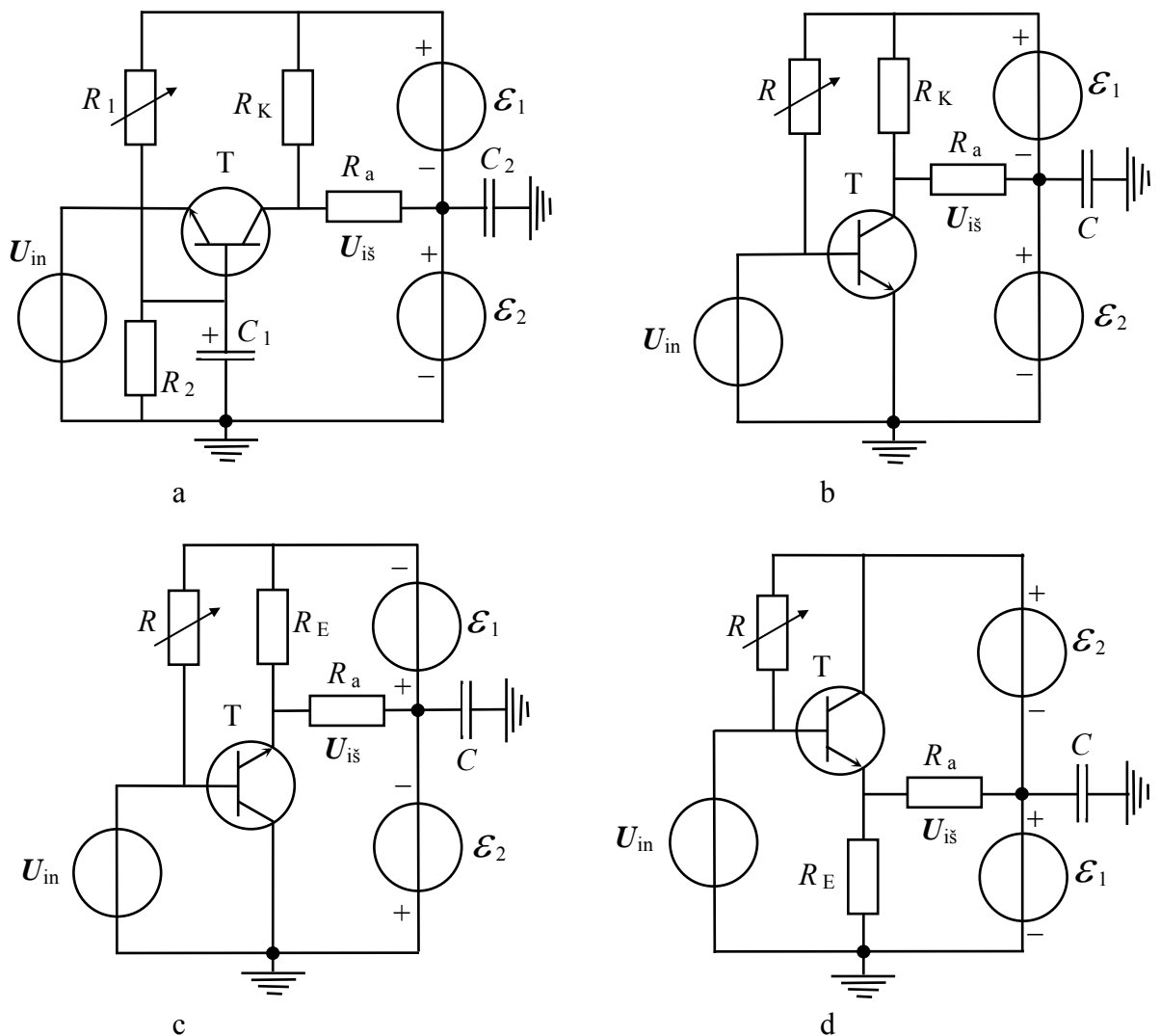
Iš 2.90 pav. matome, jog apkrovos rezistoriuje R_a pastovioji išėjimo įtampa $U_{is=}$ arba (ir) srovė $I_{is=}$ savo verte ir poliaringumu priklauso nuo tranzistoriaus išėjimo varžos $R_{T\ is}$ pastoviai srovei. Ši varža skirtingose jungimo schemose su įvairiais tranzistoriais yra lygi: $R_{KB\ b}$ (I d.- (1.130) BB schemoje), $R_{KE\ e}$ (I d.- (1.155) BE schemoje), $R_{EK\ k}$ (I d.- (1.177) BK schemoje), $R_{DG\ g}$ (I d.- (1.268) BU schemoje), $R_{DS\ s}$ (I d.- (1.291) BI ir BS schemose). Dažniausiai nepriklausomi maitinimo įtampų šaltiniai \mathcal{E}_1 ir \mathcal{E}_2 yra parenkami su vienodais parametrais: $|\mathcal{E}_1| = |\mathcal{E}_2|$ ir $r_{i1} = r_{i2}$. Todėl, esant $U_{in=} = 0$ arba (ir) $I_{in=} = 0$, tranzistoriaus T veikos taškas yra parenkamas taip, kad būtų tenkinama sąlyga: $R_{T\ is} = R_{K, E, D, S}$ ir iš čia gauname: $U_{is=} = 0$ bei $I_{is=} = 0$. Akivaizdu, kad šis rezultatas yra pasiekiamas ir tada, kai $|\mathcal{E}_1| \neq |\mathcal{E}_2|$ ir $r_{i1} \neq r_{i2}$. Šiuo atveju tranzistoriaus T veikos taškas yra parenkamas taip, kad būtų tenkinama sąlyga: $|\mathcal{E}_2| / (R_{T\ is} + r_{i2}) = |\mathcal{E}_1| / (R_{K, E, D, S} + r_{i1})$. Kita vertus būtina pastebėti, jog 2.90 pav. parodytas sprendimas turi esminį trūkumą – santykinai mažą naudingosios veikos koeficientą nvk arba η , nes per maitinimo šaltinius $\mathcal{E}_{1,2}$ pastoviai teka santykinai didelės papildomos pastoviosios srovės $I_{1,2=} = (|\mathcal{E}_1| + |\mathcal{E}_2|) / (R_{T\ is} + R_{K, E, D, S})$,

kurios neįtakoja $U_{i\bar{s}}$ arba (ir) $I_{i\bar{s}}$ verčių. Koefficiento η vertė yra randama iš santykio (I d.- (1.23))- naudingoji galia $P_n = I_{i\bar{s}} \cdot U_{i\bar{s}}$ su visa galia $P_\Sigma = I_{1=}^* \cdot |\mathcal{E}_1| + I_{2=}^* \cdot |\mathcal{E}_2|$:

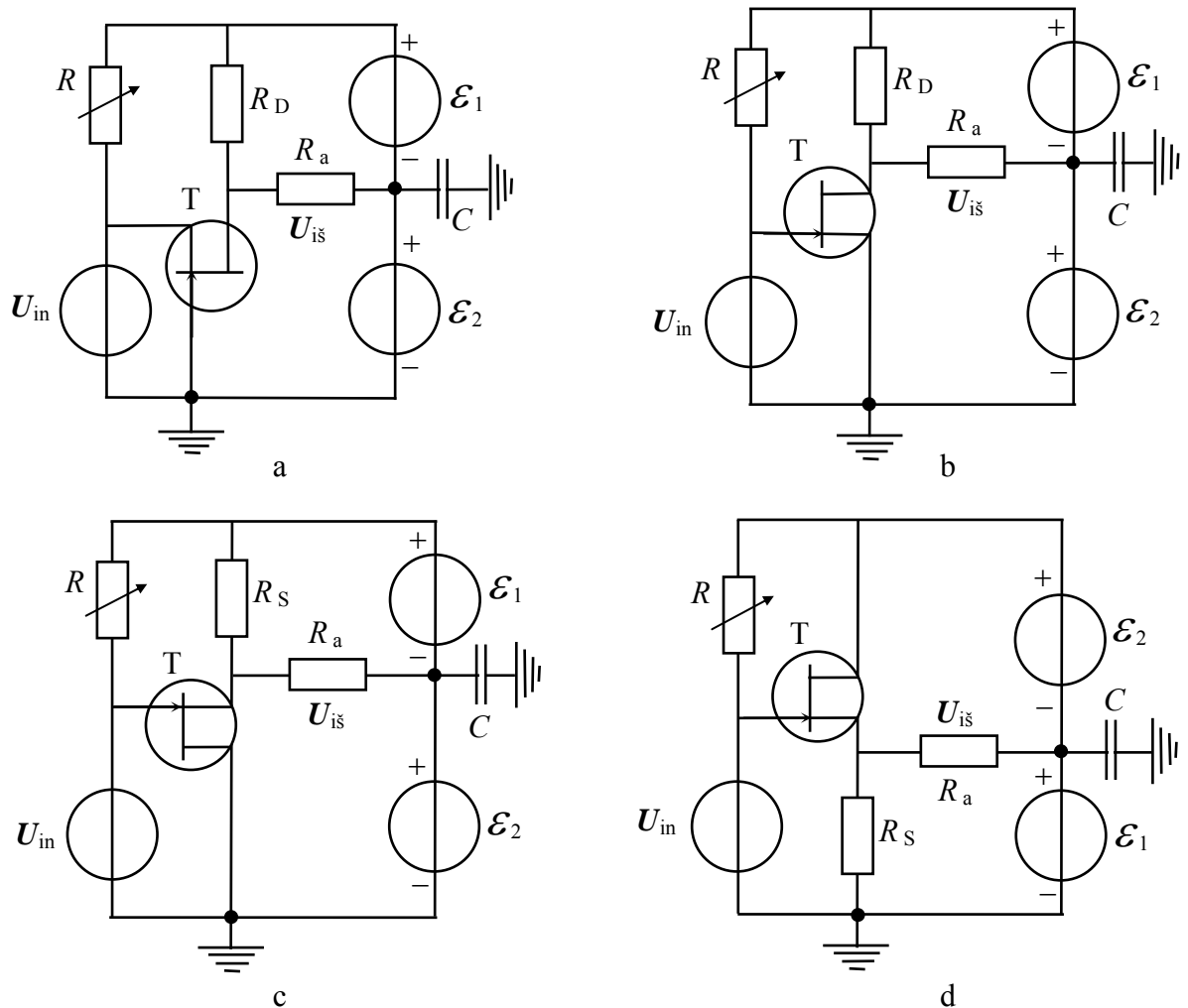
$$\eta = P_n / P_\Sigma = I_{i\bar{s}} \cdot U_{i\bar{s}} / (I_{1=}^* \cdot |\mathcal{E}_1| + I_{2=}^* \cdot |\mathcal{E}_2|),$$

kur: $I_{1=}^* = I_{1=} + |\mathcal{E}_1| / (R_a + R_{K,E,D,S})$, o $I_{2=}^* = I_{2=} + |\mathcal{E}_2| / (R_a + R_{T i\bar{s}})$, ir iš čia gauname, jog maksimali (didžiausia) η vertė $\eta_{\max} \cong R_a / (R_a + R_{K,E,D,S} + r_i) < 1$.

Pastovaus įėjimo signalo U_{in} = arba (ir) I_{in} = elementariosios stiprinimo pakopos su dvipoliu tranzistoriumi T, pvz. n-p-n tipo, ir dviem nepriklausomais maitinimo įtampų šaltiniais \mathcal{E}_1 ir \mathcal{E}_2 yra parodytos 2.91 pav., o su lauko tranzistoriumi T, pvz. sandūriniu atidarytuoju n- kanalu, yra parodytos 2.92 pav.



2.91 pav. Pastovaus įėjimo signalo U_{in} = arba (ir) I_{in} = elementariosios stiprinimo pakopos su n-p-n dvipoliu tranzistoriumi T ir dviem nepriklausomais maitinimo įtampų šaltiniais \mathcal{E}_1 ir \mathcal{E}_2 (a- BB; b- BE; c- BK; d- EK)

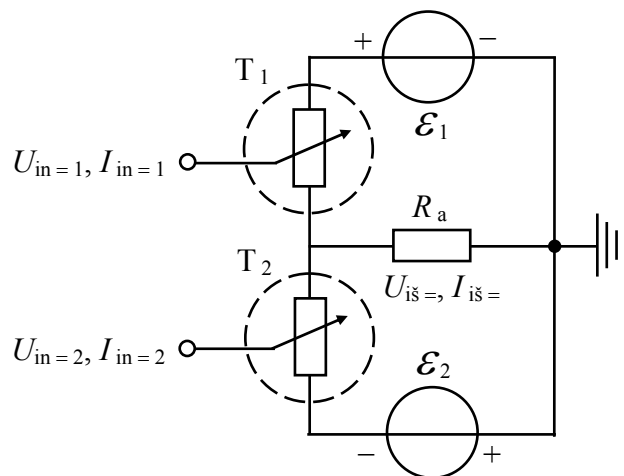


2.92 pav. Pastovaus įėjimo signalo $U_{in=}$ arba (ir) $I_{in=}$ elementariosios stiprinimo pakopos su sandūriniu atidarytojo n -kanalo lauko tranzistoriumi T ir dviem nepriklausomais maitinimo įtampų šaltiniais \mathcal{E}_1 ir \mathcal{E}_2 (a- BU, b- BI, c- BS, d- IK)

Iš 2.91 pav. ir 2.92 pav. pateiktų grandinių matome, jog, nesant įėjimo pastoviam signalui ($U_{in=} = 0$ arba (ir) $I_{in=} = 0$), pastovioji išėjimo įtampa $U_{i\dot{s} =}$ (o tuo pačiu ir $I_{i\dot{s} =}$) yra nustatoma lygi nuliui parenkant potenciometro R (arba R_1 - 2.91 pav. a) varžą. Šios varžos vertė priklauso nuo įėjimo signalo šaltinio U_{in} vidaus varžos r_i . Kai vidaus varža r_i yra pernelyg maža (idealaus įtampos šaltinio atveju $r_i \Rightarrow 0$), tai tokiu atveju prie įėjimo signalo šaltinio U_{in} neįžeminto išėjimo gnybto yra nuosekliai jungiama papildoma prievaržė R_{pr} . Kai vidaus varža r_i yra pernelyg didelė (idealaus srovės šaltinio atveju $r_i \Rightarrow \infty$), tai tokiu atveju prie įėjimo signalo šaltinio U_{in} išėjimo gnybtų yra lygiagrečiai jungiama papildoma šunto varža R_s . Taigi, esant $U_{in=} = 0$ arba (ir) $I_{in=} = 0$, stiprinimo pakopa yra suderinama taip, kad, parenkant rezistorinio įtampos daliklio $R \parallel r_i$ (arba $R_1 \parallel R_2$) parametrus prie esamų maitinimo įtampos šaltinių \mathcal{E}_1 ir \mathcal{E}_2 bei rezistorių R_K , R_E , R_D ir R_S verčių, tranzistoriaus veikos taškas yra nustatomas apkrovos tiesės viduryje, t. y. arti taško "c" (2.70 pav. b, 2.71 pav. b, 2.84

pav. ir 2.85 pav.), išlaikant akivaizdžią sąlygą: $U_{i\dot{s}} \cong 0$, o tuo pačiu ir $I_{i\dot{s}} \cong 0$. Akivaizdu, jog šiuo atveju, kintant $|U_{in}| \geq 0$ arba (ir) $|I_{in}| \geq 0$, išėjimo pastovusis signalas apkrovos varžoje R_a keičiasi taip pat- $|U_{i\dot{s}}| \geq 0$ arba (ir) $|I_{i\dot{s}}| \geq 0$, t. y. atžvilgiu maitinimo įtampos šaltinių \mathcal{E}_1 ir \mathcal{E}_2 bendro sujungimo taško keičia ženklą- iš “+” į “-” arba atvirkščiai. Čia pastebėsime, jog išėjimo signalo $U_{i\dot{s}}$ kitimo kryptis sutampa su įėjimo signalo U_{in} kitimo kryptimi neinvertuojančiose stiprinimo pakopose (BB, BK, EK, BU, BS ir IK) ir šios kryptys yra priešingos invertuojančiuose stiprinimo pakopose (BE ir BI).

Pagrindinis išnagrinėtų pastovaus įėjimo signalo U_{in} arba (ir) I_{in} elementariųjų stiprinimo pakopų trukumas yra tai, jog apkrovos rezistorius R_a ir vienas iš maitinimo įtampų šaltinių \mathcal{E}_1 arba \mathcal{E}_2 nėra galvaniskai izeminti, t. y. taip, kaip yra parodyta 2.90 pav., nes izeminus maitinimo įtampos šaltinių \mathcal{E}_1 ir \mathcal{E}_2 bendro sujungimo tašką, būtų užtrumpintas vienas iš maitinimo įtampų šaltinių \mathcal{E}_2 arba \mathcal{E}_1 . Tuo tarpu kintamajam išėjimo signalui $U_{i\dot{s}}$ šio trukumo nėra, nes kondensatorius C_2 (2.91 pav. a), arba kondensatoriai C kitose 2.91 pav. bei 2.92 pav. parodytose grandinėse atlieka izeminimo funkciją kintamajam signalui. Kita vertus, iš 2.90 pav. parodytos ekvivalentinės grandinės akivaizdžiai seka, kad apkrovos rezistoriaus R_a ir maitinimo įtampos šaltinių \mathcal{E}_1 ir \mathcal{E}_2 bendro sujungimo taško galvaninio izeminimo sąlyga gali būti realizuota tuo atveju, kai vietoj rezistoriaus $R_{K, E, D, S}$ yra įjungiamas antras- papildomas tranzistorius. Ši pastovaus įėjimo signalo (U_{in} arba (ir) I_{in}) stiprinimo elementarioji pakopa gali būti realizuota su dviem to paties arba skirtingo laidumo dvipoliais arba lauko tranzistoriais, kas yra parodyta ekvivalentinėje grandinėje 2.93 pav.



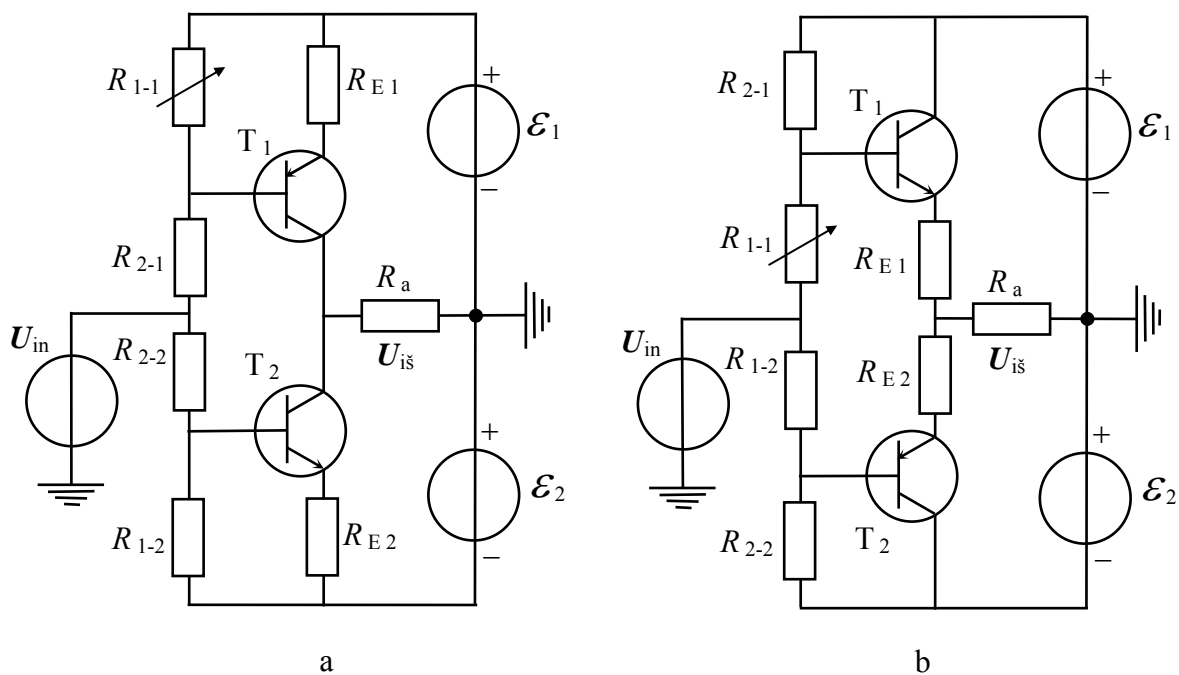
2.93 pav. Pastovaus įėjimo signalo U_{in} arba (ir) I_{in} elementariosios stiprinimo pakopos su dviem tranzistoriais T_1 ir T_2 bei dvejais nepriklausomais maitinimo įtampų šaltiniais \mathcal{E}_1 ir \mathcal{E}_2 ekvivalentinė grandinė

Iš 2.93 pav. parodytos ekvivalentinės grandinės matome, jog visais atvejais, kai tranzistorių T_1 ir T_2 išėjimo varžos $R_{i\bar{s}1}$ ir $R_{i\bar{s}2}$, atitinkamai, yra lygios, išėjimo signalo $U_{i\bar{s}}$ pastovieji parametrai apkrovos varžoje R_a yra lygūs nuliui- $U_{i\bar{s}} = 0$, o tuo pačiu ir $I_{i\bar{s}} = 0$. Taigi iš čia seka: kintant įėjimo signalams $|U_{in1,2}| \geq 0$ (arba (ir) $|I_{in1,2}| \geq 0$), išėjimo signalas $U_{i\bar{s}}$ arba (ir) $I_{i\bar{s}}$ apkrovos rezistoriuje R_a taip pat kils- $|U_{i\bar{s}}| \geq 0$ (arba (ir) $|I_{i\bar{s}}| \geq 0$) ir jo kitimo pobūdis priklausys nuo įėjimo signalų U_{in1} ir U_{in2} (arba (ir) I_{in1} ir I_{in2}) tarpusavio kitimo vienas kito atžvilgiu bei tranzistorių T_1 ir T_2 laidumo tipo. Kai tranzistoriai T_1 ir T_2 vienodi, tai, esant vienodiems $U_{in1,2}$ arba (ir) $I_{in1,2}$ ($U_{in1} = U_{in2}$ arba (ir) $I_{in1} = I_{in2}$)- sinfazinis valdymo (poveikio) atvejis, gauname $U_{i\bar{s}} = 0$, o tuo pačiu ir $I_{i\bar{s}} = 0$, nes vienodų tranzistorių $T_{1,2}$ atitinkamų išėjimo varžų $R_{i\bar{s}1,2}$ momentinės vertės yra lygios: $R_{i\bar{s}1} = R_{i\bar{s}2}$. Kai įėjimo (poveikio) signalai $U_{in1,2}$ yra priešingo poliaringumo (fazių) ($U_{in1} = -U_{in2}$)- parafazinis (skirtuminis) valdymas (poveikis) ir šiuo atveju gauname $|U_{i\bar{s}}| \geq 0$, o tuo pačiu ir $|I_{i\bar{s}}| \geq 0$, nes vienodų tranzistorių T_1 ir T_2 išėjimo varžų $R_{i\bar{s}1,2}$ momentinės vertės yra skirtingos: $R_{i\bar{s}1} \neq R_{i\bar{s}2}$, nes vienai iš jų didėjant arba mažėjant, kita atitinkamai mažėja arba didėja. Akivaizdu, jog šiuo atveju apkrovos rezistoriuje R_a yra gaunama didžiausia išėjimo signalo $U_{i\bar{s}}$ amplitudė $U_{i\bar{s}o} \cong |\mathcal{E}_{1,2}|$. Kai įėjimo signalai $U_{in1,2}$ arba (ir) $I_{in1,2}$ yra vienodo poliaringumo (fazių), bet skirtingų verčių (amplitudžių) ($U_{in1} > U_{in2}$ arba $U_{in1} < U_{in2}$ bei analogiškai $I_{in1} > I_{in2}$ arba $I_{in1} < I_{in2}$)- nesimetrinis sinfazinis valdymas (poveikis), tai $|U_{i\bar{s}}| \geq 0$, o tuo pačiu ir $|I_{i\bar{s}}| \geq 0$, nes vienodų tranzistorių T_1 ir T_2 išėjimo varžų $R_{i\bar{s}1,2}$ momentinės vertės nėra lygios: $R_{i\bar{s}1} \neq R_{i\bar{s}2}$. Šiuo atveju apkrovos rezistoriuje R_a yra gaunama mažesnė išėjimo signalo $U_{i\bar{s}}$ amplitudės vertė- $U_{i\bar{s}o} < |\mathcal{E}_{1,2}|$ ir $U_{i\bar{s}o} \Rightarrow 0$, kai $U_{in1} = -U_{in2} \Rightarrow 0$ arba $I_{in1} = -I_{in2} \Rightarrow 0$.

Kai 2.93 pav. parodytoje ekvivalentinėje grandinėje tranzistoriai T_1 ir T_2 yra skirtingo laidumo (dvipolių tranzistorių atveju n-p-n (T_1) ir p-n-p (T_2) arba atvirkščiai, o lauko tranzistorių atveju, pvz. sandūrinis atidarytojo n- kanalo (T_1) ir atidarytojo p- kanalo (T_2) arba atvirkščiai), tai, esant vienodiems $U_{in1,2}$ arba (ir) $I_{in1,2}$ ($U_{in1} = U_{in2}$ arba (ir) $I_{in1} = I_{in2}$)- sinfazinis valdymo atvejis, gauname $|U_{i\bar{s}}| \geq 0$, o tuo pačiu ir $|I_{i\bar{s}}| \geq 0$, nes šiuo atveju skirtingų tranzistorių T_1 ir T_2 išėjimo varžų $R_{i\bar{s}1,2}$ momentinės vertės yra skirtingos: $R_{i\bar{s}1} \neq R_{i\bar{s}2}$, ir vienai iš jų didėjant arba mažėjant, kita atitinkamai mažėja arba didėja. Akivaizdu, jog šiuo atveju apkrovos rezistoriuje R_a yra gaunama didžiausia išėjimo signalo $U_{i\bar{s}}$ amplitudė $U_{i\bar{s}o} \cong |\mathcal{E}_{1,2}|$. Kitu atveju, kai įėjimo signalai $U_{in1,2}$ arba (ir) $I_{in1,2}$ yra priešingo poliaringumo (fazių) ($U_{in1} = -U_{in2}$ arba (ir) $I_{in1} = -I_{in2}$)- parafazinis (skirtuminis) valdymo atvejis, tai gauname $U_{i\bar{s}} \cong 0$, o tuo pačiu ir $I_{i\bar{s}} \cong 0$, nes šiuo atveju

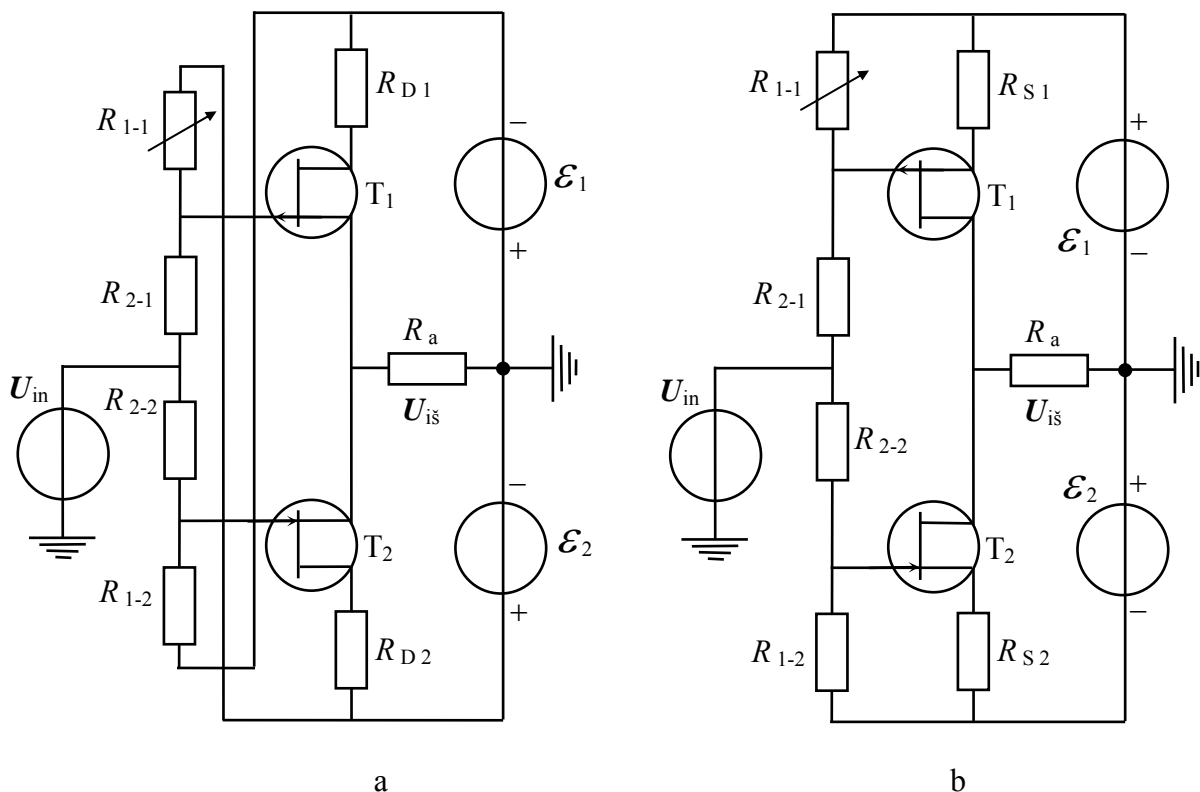
skirtingų tranzistorių $T_{1,2}$ atitinkamų išėjimo varžų $R_{i\text{š } 1,2}$ momentinės vertės yra apytiksliai lygios: $R_{i\text{š } 1} \cong R_{i\text{š } 2}$. Kai įėjimo signalai $U_{in 1,2} =$ arba (ir) $I_{in 1,2} =$ yra priešingo poliaringumo (fazių), bet skirtingų verčių (amplitudžių) ($U_{in 1} = > U_{in 2} =$ arba $U_{in 1} = < U_{in 2} =$, arba (ir) $I_{in 1} = > I_{in 2} =$ arba $I_{in 1} = < I_{in 2} =$)- nesimetrinis parafazinis (skirtuminis) valdymas, tai šiuo atveju $|U_{i\text{š } =}| \geq 0$, o tuo pačiu ir $|I_{i\text{š } =}| \geq 0$, nes skirtingų tranzistorių $T_{1,2}$ atitinkamų išėjimo varžų $R_{i\text{š } 1,2}$ momentinės vertės nėra lygios: $R_{i\text{š } 1} \neq R_{i\text{š } 2}$. Šiuo atveju apkrovos rezistoriuje R_a yra gaunama mažesnė išėjimo signalo $U_{i\text{š}}$ amplitudė $U_{i\text{š } o} < |\mathcal{E}_{1,2}|$ ir $U_{i\text{š } o} \Rightarrow 0$, o tuo pačiu ir išėjimo srovė $I_{i\text{š } o} \Rightarrow 0$, kai įėjimo (poveikio) signalų skirtumas $U_{in 1} = - U_{in 2} = \Rightarrow 0$ arba (ir) $I_{in 1} = - I_{in 2} = \Rightarrow 0$.

Dažniausiai yra siekiama, kad pastovaus įėjimo signalo $U_{in} =$ arba (ir) $I_{in} =$ stiprinimo pakopos išėjime $U_{i\text{š}}$ būtų gaunama didžiausios amplitudės išėjimo signalas $\pm U_{i\text{š } o \text{ max}}$ arba (ir) $\pm I_{i\text{š } o \text{ max}}$, kai įėjimo signalo U_{in} arba (ir) I_{in} šaltinis yra galvaniškai įžemintas. Todėl iš čia ir anksčiau aprašytų 2.93 pav. parodytos ekvivalentinės grandinės savybių seka galimos pastovaus įėjimo signalo $U_{in} =$ arba (ir) $I_{in} =$ elementariosios stiprinimo pakopos su dviem tranzistoriais $T_{1,2}$ bei dvejais nepriklausomais maitinimo įtampos šaltiniais $\mathcal{E}_{1,2}$ principinės elektroninės schemas, kurių įvairūs variantai yra parodyti 2.94 pav. dvipolių tranzistorių atveju ir 2.95 pav. - vienpolių tranzistorių atveju.



2.94 pav. Pastovaus įėjimo signalo $U_{in} =$ arba (ir) $I_{in} =$ elementariosios stiprinimo

pakopos su dvejais nepriklausomais maitinimo įtampos šaltiniais \mathcal{E}_1 ir \mathcal{E}_2 bei su dviem skirtingo laidumo dvipoliais tranzistoriais $T_{1,2}$ įjungtais BE (a) ir BK (b) schemose principinės elektroninės grandinės



2.95 pav. Pastovaus įėjimo signalo $U_{in=}$ arba (ir) $I_{in=}$ elementariosios stiprinimo

pakopos su dvejais nepriklausomais maitinimo įtampos šaltiniais \mathcal{E}_1 ir \mathcal{E}_2 bei su dviem sandūriniais atidarytaisiais skirtingo laidumo kanalais lauko tranzistoriais $T_{1,2}$ įjungtais IK (BS) (a) ir BI (b) schemose principinės elektroninės grandinės

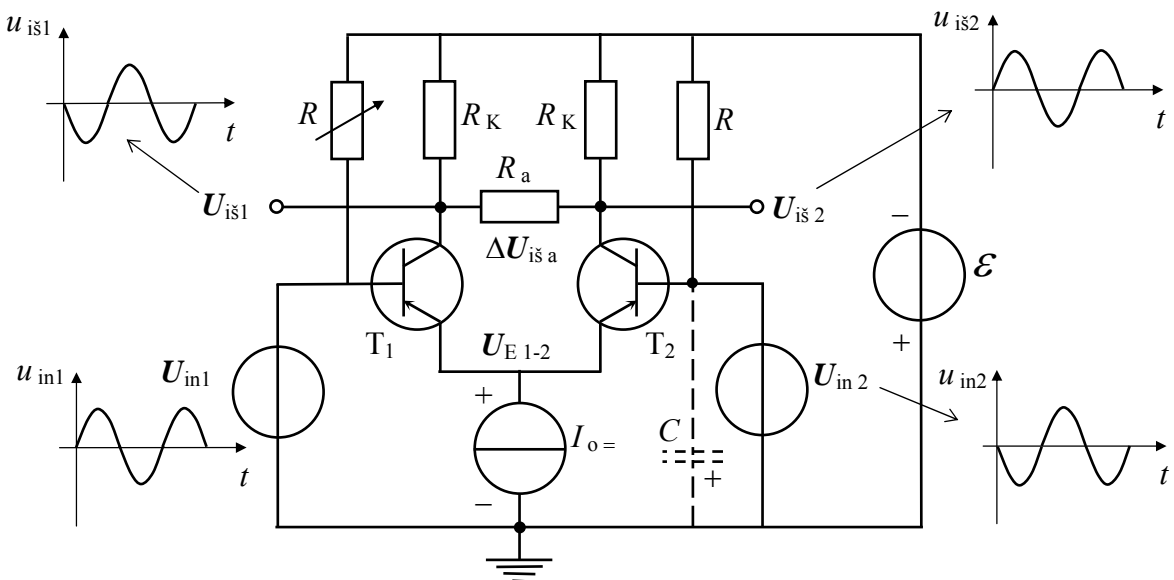
Elementariųjų stiprinimo pakopų su skirtingo laidumo tranzistoriais veika yra akivaizdi iš jų principinių schemų (2.94 pav. a, b ir 2.95 pav.)- veikiant atitinkamo poliaringumo įėjimo signalui U_{in} arba (ir) I_{in} vienas iš tranzistorių atsidaro, o kitas tuo metu užsidaro. Tranzistorių T_1 ir T_2 veikos taškai apkrovos R_a tiesėje yra nustatomi parenkant atitinkamų rezistorinių įtampos daliklių $R_{1-1} \parallel R_{2-1}$ ir $R_{1-2} \parallel R_{2-2}$ parametrus bei maitinimo įtampos šaltinių \mathcal{E}_1 ir \mathcal{E}_2 vertes taip, kad būtų tenkinama sąlyga: $U_{iš} \Rightarrow 0$ arba (ir) $I_{iš} \Rightarrow 0$, kai $U_{in} \Rightarrow 0$ arba (ir) $I_{in} \Rightarrow 0$. Čia pastebėsime, jog energetiniu požiūriu naudingiausia, kai nesant įėjimo signalo ($U_{in} = 0, I_{in} = 0$) per tranzistorius T_1 ir T_2 neteka arba teka įmanomai mažos pastoviosios srovės. Todėl tranzistorių T_1 ir T_2 veikos taškai apkrovos R_a tiesėje yra nustatomi arti atkirtos taško "a" (2.71 pav. b, 2.85 pav.), o kintamosios varžos R_{1-1} (potenciometro) vertė yra parenkama iš balanso sąlygos: $U_{iš=} \cong 0$ arba $I_{iš=} \cong 0$, kai $U_{in=} \Rightarrow 0$ arba $I_{in=} \Rightarrow 0$. Čia reikia atkreipti dėmesį į tai, jog apkrovos tiesė yra įtakojama tranzistorių $T_{1,2}$ išėjimo varžų $R_{iš1,2}$, atitinkamai, ir bendru atveju apkrovos varža R_{a1}^* pirmajam tranzistoriui T_1 bei apkrovos varža R_{a2}^* antrajam tranzistoriui T_2 yra:

$$R_{a1,2}^* = (R_{iš2,1} + R_{E,D2,1}) \parallel R_a = (R_{iš2,1} + R_{E,D2,1}) \cdot R_a / (R_{iš2,1} + R_{E,D2,1} + R_a),$$

kur: $R_{i s 1,2} = R_{K E e}$ (I d.- (1.155))- stiprinimo pakopoje su dvipoliais tranzistoriais (2.94 pav.) ir $R_{i s 1,2} = R_{D S s}$ (I d.- (1.291))- stiprinimo pakopoje su vienpoliais tranzistoriais (2.95 pav.).

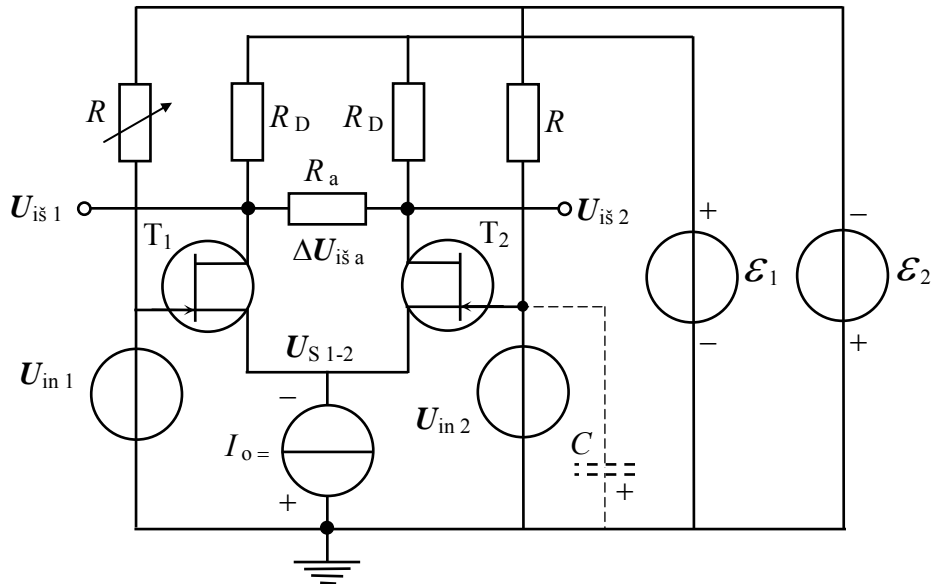
Rezistorių $R_{E 1,2}$ (2.94 pav. a, b) bei $R_{D 1,2}$ ir $R_{S 1,2}$ (2.95 pav.) paskirtis- apsaugoti stiprinimo pakopos išėjimą trumpojo jungimo atveju, kai apkrovos varža $R_a \Rightarrow 0$, ir iš čia seka šių rezistorių varžos vertė: $R_{E 1,2}; D 1,2; S 1,2 \geq \mathcal{E}_{1,2} / I_{K; D \max} - R_{K E e}; D S s \min$, kur: $I_{K; D \max}$ - maksimali dvipolio tranzistoriaus kolektoriaus arba lauko tranzistoriaus santakos pastovioji srovė; $R_{K E e}; D S s \min$ - minimali pilnai atidaryto tranzistoriaus varža tarp kolektoriaus ir emiterio arba tarp santakos ir ištakos pastoviajai srovei (I d.- (1.155), (1.291)).

Pastovaus įėjimo signalo $U_{in} =$ arba (ir) $I_{in} =$ stiprinimo pakopos su vienodo laidumo tranzistoriais atveju, pvz. p-n-p dvipoliais tranzistoriais arba n-kanalo sandūriniais lauko tranzistoriais, realizuojant 2.93 pav. parodytą grandinę vieną iš tranzistorių (pvz. T_1) tenka įjungti, pvz. BE arba BI schemeje, o kitą tranzistorių T_2 tenka įjungti BK arba BS schemeje. Todėl vienodų tranzistorių T_1 ir T_2 atveju 2.93 pav. parodytą grandinę realizuoti praktiškai neįmanoma dėl pernelyg skirtingų BE ir BK arba BI ir BS schemų elektrinių savybių. Šios problemos sprendimui pastovaus įėjimo signalo $U_{in} =$ arba (ir) $I_{in} =$ stiprinimo pakopa su vienodo laidumo tranzistoriais yra realizuojama diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo pagrindu, kurio pamatinė principinė schema su vienodais, pvz. p-n-p dvipoliais tranzistoriais T_1 ir T_2 yra pateikta 2.96 pav., o su vienodais, pvz. n-kanalo sandūriniais lauko tranzistoriais yra pateikta 2.97 pav.



2.96 pav. Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su vienodais, pvz. p-n-p dvipoliais tranzistoriais T_1 ir T_2 pamatinė principinė schema

Iš 2.96 pav. ir 2.97 pav. matome, kad diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo apkrovos rezistorius R_a nėra įžemintas ir tai yra vienas iš pagrindinių šios schemos trūkumų. Anksčiau,



2.97 pav. Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su vienodais, pvz. atidarytojo n- kanalo sandūriniais lauko tranzistoriais T_1 ir T_2 pamatinė principinė schema

nagrinėdami 2.93 pav. pateiktos grandinės veiką, parodėme, jog išėjimo signalo U_{is} apkrovos rezistoriuje R_a kitimo pobūdis priklauso nuo įėjimo signalų $U_{in 1}$ ir $U_{in 2}$ tarpusavio kitimo vienas kito atžvilgiu. Dažniausiai įėjimo signalų $U_{in 1}$ ir $U_{in 2}$ dažniai ω_1 ir ω_2 , atitinkamai, yra vienodi- $\omega_1 = \omega_2 = \omega$. Šiuo atveju išnagrinėsime du galimus signalų $U_{in 1}$ ir $U_{in 2}$ padavimo į diferencinio stiprintuvo atitinkamus įėjimus būdus: *parafazinis* (skirtuminis) atvejis, kai $U_{in 1} = -U_{in 2}$ ir *sinfazinis* atvejis, kai $U_{in 1} = U_{in 2}$.

Parafazinio valdymo atveju kiekvienu laiko momentu t tranzistorių T_1 ir T_2 bazes (2.96 pav.) arba užtūras (2.97 pav.) veikia vienuodų amplitudžių skirtingo poliaringumo poveikio signalai $U_{in 1}$ ir $U_{in 2}$, kurių laikinės diagramos yra parodytos 2.96 pav. Akivaizdu, jog vienas iš tranzistorių, pvz. T_1 (2.96 pav.) yra uždaromas, o kitas- T_2 tuo pačiu metu yra atidaromas. 2.97 pav. parodytos schemas su lauko tranzistoriais atveju turime atvirkščią situaciją: T_1 yra atidaromas, o T_2 - uždaromas. Prieš paduodant įėjimo signalus $U_{in 1}$ ir $U_{in 2}$, tranzistorių T_1 ir T_2 veikos taškai atitinkamais rezistoriniais įtampos dalikliais $r_i \parallel R$ yra nustatomi apkrovos R_K (arba R_D) tiesės viduryje, t. y. taške “c” (2.70 pav. b, 2.84 pav.), kur tranzistorių T_1 ir T_2 srovių $I_{K 1}$ ir $I_{K 2}$, atitinkamai, (arba $I_{D 1}$ ir $I_{D 2}$) vertės yra lygios ir tenkina sąlygą:

$$I_{K 1 0} = I_{K 2 0} = \alpha_{0 1, 2} \cdot I_{0=} / 2 \quad \text{arba} \quad I_{D 1 0} = I_{D 2 0} = I_{0=} / 2, \quad (2.297a)$$

kur: $\alpha_{0 1, 2}$ - dvipolių tranzistorių $T_{1, 2}$ pastoviosios emiterių srovės perdavimo koeficientai, atitinkamai (I d.- (1.107), (1.109),).

Čia pastebėsime, jog bendru atveju tranzistorių $T_{1, 2}$ apkrovos varža $R_{K, D}^*$, o tuo pačiu ir apkrovos tiesė, skiriasi nuo $R_{K, D}$ vertės ir yra išreiškiama taip:

$$R_{K,D}^* = R_{K,D} \cdot (R_{K,D} + R_a) / (2 \cdot R_{K,D} + R_a) \cong R_{K,D}, \quad (2.297b)$$

kur apytikslė lygybė yra parašyta, kai $R_a \gg R_{K,D}$.

Kai yra tenkinama sąlyga (2.297a), tai šiuo atveju išėjimo įtampa $U_{i\bar{s}1} = U_{i\bar{s}2}$ ir atitinkamai $U_{i\bar{s}1o} = U_{i\bar{s}2o}$. Ši situacija yra vadinama balanso sąlyga, nes jai esant apkrovoje R_a diferencinė (skirtuminė) pastovioji išėjimo įtampa $\Delta U_{i\bar{s}a} = U_{i\bar{s}1o} - U_{i\bar{s}2o} \cong 0$. Dažniausiai to paties tipo (markės) tranzistorių T_1 ir T_2 elektriniai parametrai nėra visiškai tapatūs, todėl balanso sąlyga $\Delta U_{i\bar{s}a} \cong 0$ yra nustatoma parenkant vieno iš rezistorinio įtampos daliklio $r_i \parallel R$ parametrus, pvz. tranzistoriaus T_1 (balansas yra gaunamas potenciometru R). Čia pastebėsime, jog yra ir kiti skirtuminio stiprintuvo balansavimo būdai, kuriuos aptarsime vėliau. Taigi, esant parafaziniam poveikiui tranzistorių T_1 ir T_2 varžos R_{KEe} (I d.- (1.155)) arba R_{DSs} (I d.- (1.291)) kinta skirtingai- vieno iš jų (pvz. T_1 (2.96 pav.)) didėja, o kito- T_2 tuo pat metu mažėja (2.97 pav. parodytos schemos atveju atvirkščiai). Šio proceso išdavoje tiesiogiai proporcingai tranzistorių varžų R_{KEe} (arba R_{DSs}) pokyčiams ΔR_{KEe} (arba ΔR_{DSs}) kinta srovių I_{K1} ir I_{K2} (arba I_{D1} ir I_{D2}) momentinės vertės:

$$\left. \begin{aligned} I_{K1} &= I_{K1o} - \Delta I_K = \alpha_{o1,2} \cdot I_{o=} / 2 - \Delta I_K, \\ I_{K2} &= I_{K2o} + \Delta I_K = \alpha_{o1,2} \cdot I_{o=} / 2 + \Delta I_K, \end{aligned} \right\} \quad (2.298)$$

arba kitoje schemeje (2.97 pav.) su lauko tranzistoriais, atitinkamai:

$$\left. \begin{aligned} I_{D1} &= I_{D1o} + \Delta I_D = I_{o=} / 2 + \Delta I_D, \\ I_{D2} &= I_{D2o} - \Delta I_D = I_{o=} / 2 - \Delta I_D, \end{aligned} \right\} \quad (2.299)$$

kur: $\Delta I_K = \alpha_{o1,2} \cdot I_{o=} = \Delta R_{KEe} / [2 \cdot (R_{KEe0} + R_K)]$ - schemeje su dvipoliais tranzistoriais (2.96 pav.); $\Delta I_D = I_{o=} = \Delta R_{DSs} / [2 \cdot (R_{DSs0} + R_D)]$ - schemeje su lauko tranzistoriais (2.97 pav.) (čia dydžiai R_{KEe0} arba R_{DSs0} - tranzistorių T_1 ir T_2 varžos R_{KEe} arba R_{DSs} vertė veikos taške „c“, kur pateiktų srovės pokyčių $\Delta I_{K,D}$ išraiškos yra lengvai gaunamos taikant tranzistorių $T_{1,2}$ kolektorių arba santakų bei jų apkrovos rezistorių $R_{K,D}$ sudarytam kontūrai antrąją Kirchhofo taisyklę).

Srovių I_{K1o} ir I_{K2o} (arba I_{D1o} ir I_{D2o}) pokyčiai $\pm \Delta I_K$ (arba $\pm \Delta I_D$) rezistoriuose R_K (arba R_D) sukuria įtampų $U_{i\bar{s}1o}$ ir $U_{i\bar{s}2o}$ pokyčius $\pm \Delta U_K$ (arba $\pm \Delta U_D$). Šių pokyčių fazės atžvilgiu įėjimo signalų U_{in1} ir U_{in2} fazių yra parodytos 2.96 pav. harmoninio parafazinio poveikio atveju (atitinkamų signalų laikinės diagramos $u_{in1,2}(t)$ ir $u_{i\bar{s}1,2}(t)$). Iš čia matome, jog išėjimo signalo $U_{i\bar{s}1}$ fazė atžvilgiu poveikio U_{in1} yra priešinga (-180° ($-\pi$)), o išėjimo signalo $U_{i\bar{s}2}$ fazė yra ta pati- sutampa su poveikio U_{in1} faze. Tai rodo, kad atžvilgiu poveikio U_{in1} tranzistorius T_1 yra įjungtas BE (arba BI) schemeje, o tranzistorius T_2 - BB

(arba BU) schemoje, ir atvirkščiai. Tuo tarpu atžvilgiu poveikio $U_{in 2}$ išėjimo signalo $U_{iš 2}$ fazė yra priešinga ($-180^\circ (-\pi)$), o išėjimo signalo $U_{iš 1}$ fazė yra ta pati- sutampa su poveikio $U_{in 2}$ faze. Taigi, šiuo atveju atžvilgiu poveikio $U_{in 2}$ tranzistorius T_2 yra įjungtas BE (arba BI) schemoje, o tranzistorius T_1 - BB (arba BU) schemoje. Iš viso to matome, jog parafazinio poveikio atveju išėjimo signalų $U_{iš 1}$ ir $U_{iš 2}$ tarpusavio fazės yra priešingos ir diferencinė (skirtuminė) išėjimo įtampa $\Delta U_{iš a} = \Delta U_{iš a p}$ skirtuminio stiprintuvo apkrovos rezistoriuje R_a yra išreiškiama taip:

$$\Delta U_{iš a p} = U_{iš 1} - U_{iš 2} = \pm 2 \cdot U_{iš 1, 2}, \quad (2.300)$$

kur ženklas “+” arba “-” yra rašomas priklausomai nuo įtampų skirtumo užrašymo pavidalo- “+”, kai $U_{iš 2} - U_{iš 1}$ ir “-”, kai $U_{iš 1} - U_{iš 2}$, o galutinis išraiškos (2.300) rezultatas yra užrašytas esant sąlygai: $|U_{iš 1}| = |U_{iš 2}| = U_{iš 1, 2}$.

Didžiausia (amplitudinė) išėjimo įtampų $U_{iš 1}$ ir $U_{iš 2}$ vertė $U_{iš 1, 2 \max}$ yra gaunama tada, kai parafazinio poveikio metu tranzistorius T_1 arba T_2 yra pilnai uždaromas ($R_{KE e} \Rightarrow \infty$ arba $R_{DS s} \Rightarrow \infty$), arba pilnai atidaromas ($R_{KE e} \Rightarrow 0$ arba $R_{DS s} \Rightarrow 0$). Šiuo atveju srovės $I_{K 1, 2}$ (arba $I_{D 1, 2}$) kinta intervale: $0 \div \alpha_{o 1, 2} \cdot I_{o =}$ (arba $0 \div I_{o =}$), atitinkamai, kur: $\alpha_{o 1, 2}$ - dvipolių tranzistorių $T_{1, 2}$ emiterių pastoviosios srovės perdavimo koeficientai, atitinkamai (I d.- (1.109), (1.126), (1.237)). Iš 2.96 pav. ir 2.97 pav. matome, jog $U_{iš 1, 2 \max}$ vertė priklauso nuo apkrovos rezistoriaus R_a vertės ir yra didžiausia, kai $R_a \Rightarrow \infty$ (2.297b). Šiuo atveju gauname $U_{iš 1, 2 \max} = \alpha_{o 1, 2} \cdot I_{o =} \cdot R_K / 2$ (arba $I_{o =} \cdot R_D / 2$) ir iš čia bei (2.300) randame:

$$\Delta U_{iš a p \max} = \alpha_{o 1, 2} \cdot I_{o =} \cdot R_K \quad (arba = I_{o =} \cdot R_D). \quad (2.301)$$

Kai apkrovos rezistoriaus R_a vertė yra baigtinė ($0 < R_a < \infty$), diferencinę išėjimo įtampą $\Delta U_{iš a p}$ parafazinio poveikio atveju surasime iš Omo dėsnio grandinės daliai: $\Delta U_{iš a p} = I_a \cdot R_a$, kur I_a - srovė rezistoriuje R_a . Šios srovės amplitudę $I_{a \max}$ surasime priimdami, jog, pvz. tranzistorius T_1 yra pilnai uždarytas ($R_{KE e 1} = \infty$ arba $R_{DS s 1} = \infty$), o tranzistorius T_2 - pilnai atidarytas ($R_{KE e 2} = 0$ arba $R_{DS s 2} = 0$). Šiuo atveju srovė $I_{K 1} = 0$, o $I_{K 2} = \alpha_{o 2} \cdot I_{o =}$ ir kitoje schemoje su lauko tranzistoriais, analogiškai: $I_{D 1} = 0$, o $I_{D 2} = I_{o =}$. Iš čia, taikydami tranzistorių $T_{1, 2}$ ir jų apkrovos rezistorių $R_{K, D}$ bei diferencinio stiprintuvo apkrovos rezistoriaus R_a sudarytam kontūrai Kirchhofo taisyklės, galima parašyti:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_{o 1, 2} \cdot I_{o =} &= I_{a \max} + I_{RK}, & \text{arba} & \quad I_{o =} = I_{a \max} + I_{RD}, \\ I_{a \max} \cdot R_a + I_{a \max} \cdot R_K - I_{RK} \cdot R_K &= 0, & \text{arba} & \quad I_{a \max} \cdot R_a + I_{a \max} \cdot R_D - I_{RD} \cdot R_D = 0, \end{aligned} \right\} (2.302)$$

kur: I_{RK} ir I_{RD} - srovės $I_{o=}$ dalis (sandas), tekanti per atidaryto tranzistoriaus T_2 apkrovos rezistorių R_K arba R_D , atitinkamai.

Iš (2.302) randame per apkrovos rezistorių R_a tekančią srovę $I_{a \max}$:

$$I_{a \max} = \alpha_{o1,2} \cdot I_{o=} \cdot R_K / (R_a + 2 \cdot R_K) \quad (\text{arba } = I_{o=} \cdot R_D / (R_a + 2 \cdot R_D)), \quad (2.303)$$

iš kur seka: kai $R_a \Rightarrow \infty$, tai srovė $I_{a \max} \Rightarrow 0$, o kai $R_a \Rightarrow 0$, tai srovė $I_{a \max} \Rightarrow \alpha_{o1,2} \cdot I_{o=} / 2$ (arba kitoje schemoje su lauko tranzistoriais- $I_{a \max} \Rightarrow I_{o=} / 2$).

Pasinaudoję srovės $I_{a \max}$ išraiška (2.303), gauname parafazinio poveikio atveju diferencinės išėjimo įtampos $\Delta U_{i\text{š a p}}$ didžiausios amplitudės $\Delta U_{i\text{š a p max}}$ išraišką:

$$\Delta U_{i\text{š a p max}} = I_{a \max} \cdot R_a = \alpha_{o1,2} \cdot I_{o=} \cdot R_a \cdot R_K / (R_a + 2 \cdot R_K) \quad (\text{arba } = I_{o=} \cdot R_a \cdot R_D / (R_a + 2 \cdot R_D)), \quad (2.304)$$

iš kur seka: kai $R_a \Rightarrow \infty$, tai įtampa $\Delta U_{i\text{š a p max}} \Rightarrow \alpha_{o1,2} \cdot I_{o=} \cdot R_K$ (arba $\Rightarrow I_{o=} \cdot R_D$), o kai $R_a \Rightarrow 0$, tai įtampa $\Delta U_{i\text{š a p max}} \Rightarrow 0$.

Iš gautų išraiškų (2.303) ir (2.304) seka svarbi diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo veikos savybė, kuri pasireiškia tuo, jog parafazinio valdymo atveju įėjimo signalų U_{in1} ir U_{in2} poveikyje yra komutuojama (perjungiamo) pastovios srovės šaltinio srovė $I_{o=}$, pvz. į atidarytą tranzistorių T_1 ir tuo pačiu į jo apkrovos rezistorių R_K (arba R_D), ir po to į kitą atidaromą tranzistorių T_2 bei tuo pačiu į jo apkrovos rezistorių R_K (arba R_D). Akivaizdu, jog šio proceso metu visais laiko t momentais galioja srovių balanso sąlyga:

$$\alpha_{o1,2} \cdot I_{o=} = I_{K1} + I_{K2} \cong I_{o=} \equiv \text{const}, \quad \text{arba } I_{o=} = I_{D1} + I_{D2} \equiv \text{const}. \quad (2.305)$$

Išraiškos (2.305) išdavoje diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo grandinė (elementarioji stiprinimo pakopa (2.96 pav., 2.97 pav.)) literatūroje yra dažnai vadinama srovės perjungimo schema.

Sinfazinio poveikio atveju, kai $U_{in1} = U_{in2}$, kiekvienu laiko momentu t tranzistorių T_1 ir T_2 bazes (2.96 pav.) arba užtūras (2.97 pav.) veikia vienodų amplitudžių ir to paties poliaringumo poveikio signalai U_{in1} ir U_{in2} . Akivaizdu, kad šiuo atveju abu tranzistoriai T_1 ir T_2 tuo pačiu metu yra uždaromi arba atidaromi. Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo veikos pradžioje, prieš paduodant sinfazinius įėjimo signalus U_{in1} ir U_{in2} , tranzistorių T_1 ir T_2 veikos taškai rezistoriniais įtampos dalikliais $r_i \parallel R$ yra nustatomi apkrovos R_K (arba R_D) tiesės viduryje, t. y. taške "c" (2.70 pav. b, 2.84 pav.), kur tranzistorių T_1 ir T_2 srovių I_{K1} ir I_{K2} , atitinkamai, (arba I_{D1} ir I_{D2}) vertės yra lygios ir tenkina sąlygą: $I_{K1o} = I_{K2o} = \alpha_{o1,2} \cdot I_{o=} / 2$ (arba $I_{D1o} = I_{D2o} = I_{o=} / 2$), o išėjimo įtampos $U_{i\text{š1}} = U_{i\text{š2}}$ ir $U_{i\text{š1o}} = U_{i\text{š2o}}$, t. y. turime balanso sąlygą. Esant sinfaziniam poveikiui tranzistorių T_1 ir T_2 varžos R_{KEe} (I d.- (1.155)) arba R_{DSs} (I d.- (1.291)) kinta vienodai- tuo pačiu metu didėja arba mažėja. Šio proceso

išdavoje tiesiogiai proporcingai tranzistorių varžų R_{KEe} (arba R_{DSs}) pokyčiams ΔR_{KEe} (arba ΔR_{DSs}) turėtų kisti srovių I_{K1} ir I_{K2} (arba $I_{D1,2}$) vertės. Tačiau iš srovių balanso sąlygos (2.305) seka, kad srovių I_{K1} ir I_{K2} (arba $I_{D1,2}$) pokyčiai $\Delta I_{K1,2}$ (arba $\Delta I_{D1,2}$) gali būti tik su priešingais ženklais: $+\Delta I_{K,D1}$ ir $-\Delta I_{K,D2}$, arba $-\Delta I_{K,D1}$ ir $+\Delta I_{K,D2}$. Todėl iš čia seka: sinfazinio poveikio atveju $\Delta I_{K,D1,2} = 0$ ir iš čia- $\Delta U_{i\bar{s}1,2} = 0$, o tuo pačiu ir $\Delta U_{i\bar{s}as} = 0$. Taigi parodėme, jog sinfazinio poveikio atveju, kai $I_{o=} \equiv \text{const}$, įtampos $U_{i\bar{s}1}$ ir $U_{i\bar{s}2}$ išlieka pastovios ir jų nuolatinės vertės $U_{i\bar{s}1o}$ ir $U_{i\bar{s}2o}$, atitinkamai, yra išreiškiamos taip:

$$\left. \begin{aligned} U_{i\bar{s}1o} = U_{i\bar{s}2o} &= \mathcal{E} - I_{K1,2o} \cdot R_K = \mathcal{E} - \alpha_{o1,2} \cdot I_{o=} \cdot R_K / 2, \\ U_{i\bar{s}1o} = U_{i\bar{s}2o} &= \mathcal{E}_1 - I_{D1,2o} \cdot R_D = \mathcal{E}_1 - I_{o=} \cdot R_D / 2. \end{aligned} \right\} \quad (2.306)$$

Nagrinėjant įėjimo signalų U_{in1} ir U_{in2} poveikį diferencinio stiprintuvo veikai yra svarbu išsiaiškinti tranzistorių T_1 ir T_2 emiterių (2.96 pav.) arba ištakų (2.97 pav.) įtampos U_{E1-2} arba U_{S1-2} , atitinkamai, priklausomybės pobūdį nuo poveikio būdo. Akivaizdu, kad įtampa U_{E1-2} (arba U_{S1-2}) priklauso nuo srovės šaltinio $I_{o=}$ apkrovos varžos R_{Io} , kurią sudaro tranzistorių $T_{1,2}$ varžų $R_{KEe1,2}$ (arba $R_{DSs1,2}$) bei apkrovos varžų $R_{K,D}$ ir R_a grandinė, o taip pat dvipolių tranzistorių $T_{1,2}$ emiterinių p-n sandūrų varžų ir tranzistorių veikos tašką užduodančių rezistorinių įtampos daliklių $r_i \parallel R$ grandinės. Palyginę Vitstono tiltelio grandinę (2.34 pav.) su diferencinio stiprintuvo schema (2.96 pav. arba 2.97 pav.) matome, jog tranzistoriai $T_{1,2}$ ir jų apkrovos varžos $R_{K,D}$ ir R_a sudaro Vitstono tiltelio grandinę, kurios varžą R_{Vt} , sudarančią apkrovą srovės šaltiniui $I_{o=}$, surasime iš lygčių sistemos (2.108), kurioje padarome šiuos pakeitimus: $Z_0 = 0$, $Z_{1,2} = R_{K,D}$, $Z_3 = R_{KEeo1}$ (arba R_{DSso1}), $Z_4 = R_{KEeo2}$ (arba R_{DSso2}), $Z_5 = R_a$. Iš čia ir tapatybių (2.106) nesunkiai randame varžą R_{Vt} , kurios išraiška scheme su lauko tranzistoriais yra:

$$\begin{aligned} R_{Vt} = U / I_0 &= R_D + (R_{DSso1} \pm \Delta R_{DSs1}) - R_D \cdot [(R_D + R_a \cdot A) / (2 \cdot R_D + R_a)] - \\ &- (R_{DSso1} \pm \Delta R_{DSs1}) \cdot A, \end{aligned} \quad (2.307)$$

kur A yra išreikšta taip:

$$\begin{aligned} A &= [(2 \cdot R_D + R_a) \cdot (R_{DSso1} \pm \Delta R_{DSs1}) + R_D \cdot R_a] / \\ &/ \{ (2 \cdot R_D + R_a) \cdot [(R_{DSso1} \pm \Delta R_{DSs1}) + (R_{DSso2} \pm \Delta R_{DSs2}) + R_a] - R_a^2 \}, \end{aligned} \quad (2.308)$$

o diferencinio stiprintuvo scheme su dvipoliais tranzistoriais (2.96 pav.) gautose išraiškose (2.307) ir (2.308) yra padaromi pakeitimai: $R_D \rightarrow R_K$, $R_{DSso1,2} \rightarrow R_{KEeo1,2}$ ir $\Delta R_{DSs1,2} \rightarrow \Delta R_{KEe1,2}$.

Diferencinio stiprintuvo schemoje su dvipoliais tranzistoriais (2.96 pav.) emiterių įtampa U_{E1-2} iš esmės yra apspręsta tranzistorių $T_{1,2}$ tiesiogine kryptimi įjungtų emiterinių p-n sandūrų įtampų $U_{EB1,2}$ ir tranzistorių veikos tašką užduodančių rezistorinių įtampos daliklių $r_i \parallel R$ įtampų $U_{B01,2}$. Todėl įtampos U_{E1-2} skaičiavimui taikyti gautą išraišką (2.308) negalime ir šiuo atveju galima parašyti akivaizdžią išraišką tranzistorių $T_{1,2}$ emiterių įtampos U_{E1-2} pastoviajai vertei $U_{E1-2} =$:

$$U_{E1-2} = U_{B01} + U_{EB1} = U_{B02} + U_{EB2} \cong U_{B01,2} = (r_i \parallel R) \cdot \mathcal{E}, \quad (2.309)$$

kur apytikslė lygybė yra parašyta esant sąlygai: $|U_{B01,2}| \gg |U_{EB1,2}|$.

Išraiškoje (2.309) įtampos $U_{B01,2}$ ir $U_{EB1,2}$ yra su priešingais ženklais- 2.96 pav. parodytu atveju: $U_{B01,2} < 0$, o $U_{EB1,2} > 0$. Todėl, nesant poveikių $U_{in1,2} = 0$, didėjant pastovios srovės šaltinio I_o srovei $I_{o=}$, įtampa $U_{EB1,2}$ didėja, ko pasekoje įtampa U_{E1-2} taip pat didėja, t. y. nagrinėjamu atveju neigiamos įtampos U_{E1-2} = modulis $|U_{E1-2}|$ mažėja. Iš čia seka, kad emiterių įtampos $U_{EB1,2}$ pokytis $\Delta U_{EB1,2} > 0$ ir todėl dvipoliai tranzistoriai $T_{1,2}$ yra atidaromi. Priešingu atveju, kai srovė $I_{o=}$ mažėja, įtampa $U_{EB1,2}$ taip pat mažėja ir emiterių įtampos $U_{EB1,2}$ pokytis $\Delta U_{EB1,2} < 0$. Todėl tranzistoriai $T_{1,2}$ yra uždaromi. Iš čia akivaizdžiai seka, kad pastovios srovės šaltinio $I_{o=}$ atžvilgiu diferenciniame stiprintuve tranzistoriai $T_{1,2}$ yra įjungti BB schemose ir jų valdymas šiuo srovės šaltiniu I_o yra tik sinfazinis. Taigi, šiuo atveju, esant kintamojo signalo srovės šaltiniui I_o (arba $I_o \sim$), subalansuoto diferencinio stiprintuvo išėjimų $U_{is1,2}$ kintamosios įtampos $U_{is1} = U_{is2} = \alpha_{1,2} \cdot I_o \cdot R_K / 2$, t. y. įtampų $U_{is1,2}$ fazės sutampa su poveikio I_o faze, ir todėl apkrovoje R_a skirtuminė išėjimo įtampa $\Delta U_{isa} = 0$.

Diferencinio stiprintuvo schemoje su lauko tranzistoriais (2.97 pav.) ištakų įtampa U_{S1-2} iš esmės yra apspręsta tranzistorių $T_{1,2}$ varžų $R_{DS1,2}$ bei tranzistorių apkrovos varžų R_D ir R_a grandinės, kuri iš esmės sudaro Vitstono tiltelio grandinę (2.34 pav.) su jos varžą R_{vt} (2.307). Šiuo atveju lauko tranzistorių $T_{1,2}$ veikos tašką užduodančių rezistorinių įtampos daliklių $r_i \parallel R$ įtampos $U_{G01,2}$ daug mažiau įtakoja ištakų įtampos U_{S1-2} pastoviąją vertę U_{S1-2} , nes įtampos $U_{G01,2}$ iš esmės yra užtvarine (atgaline) kryptimi įjungtose užtūrų p-n sandūrose. Todėl 2.97 pav. parodytos schemos atveju tranzistorių $T_{1,2}$ ištakų įtampos U_{S1-2} pastovioji vertė U_{S1-2} yra išreiškiama taip:

$$U_{S1-2} = -I_{o=} \cdot R_{vt} + k_1 \cdot \mathcal{E}_1 - k_2 \cdot \mathcal{E}_2, \quad (2.310)$$

kur: $k_1 = 0 \div 1$ - maitinimo šaltinio įtampos \mathcal{E}_1 dalinimo koeficientas, priklausantis nuo atgaline kryptimi įjungtos užtūros p-n sandūros varžos R_{GD} , kuri yra dalinai šuntuojama kanalo varža R_k (I d.- 1.109 pav.); $k_2 = 0 \div 1$ - tranzistorių $T_{1,2}$ veikos tašką užduodančios

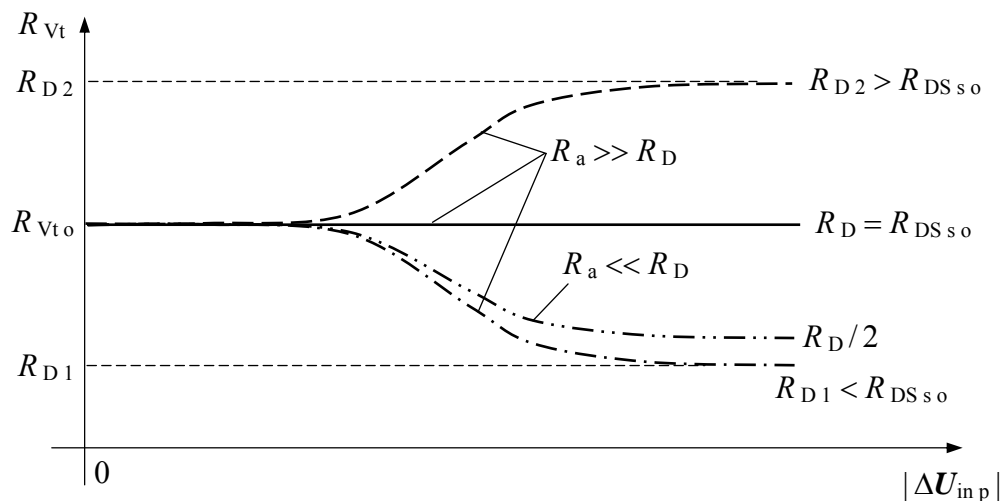
įtampos \mathcal{E}_2 dalinimo koeficientas, priklausantis nuo rezistorinių įtampos daliklių $r_i \parallel R$ įtampos $U_{G o 1, 2}$, kurią papildomai dalina atgaline kryptimi įjungtos užtūros p-n sandūros varžos R_{GS} ir kanalo varžos R_k rezistorinis įtampos daliklis.

Iš šios mokymo priemonės I d.- 1.109 pav. parodytos lauko tranzistoriaus ekvivalentinės schemos koeficientų $k_{1,2}$ vertės galima išreikšti taip:

$$\left. \begin{aligned} k_1 &\cong [(r_i \parallel R) + R_{GS}] / [(r_i \parallel R) + R_{GS} + R_k + R_D], \\ k_2 &\cong [r_i / (r_i + R)] \cdot [(R_k + R_D) / (R_k + R_D + R_{GS})], \end{aligned} \right\} \quad (2.311)$$

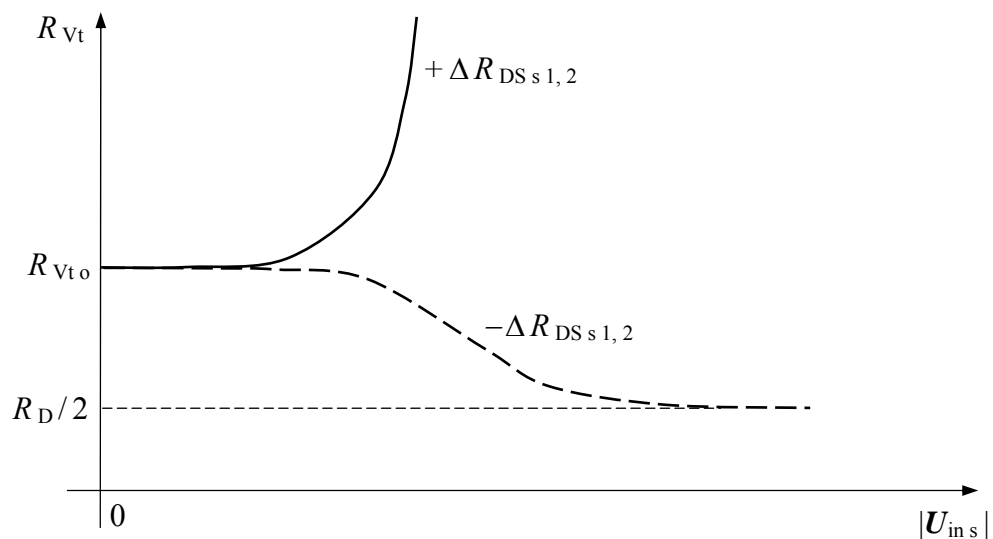
iš kur seka: idealaus vienpolio tranzistoriaus atveju, t. y., kai $R_{GS} \Rightarrow \infty$, koeficientas $k_1 \Rightarrow 1$, o koeficientas $k_2 \Rightarrow 0$.

Iš (2.310) ir (2.311) matome, jog lauko tranzistorių $T_{1,2}$ ištakų įtampos $U_{S 1-2}$ pastovioji vertė $U_{S 1-2} =$ yra gana sudėtinga funkcija, kurios priklausomybė nuo diferencinio stiprintuvo poveikio būdo yra apspręsta varžos R_{Vt} (2.307) kitimo pobūdžio. Taigi, iš (2.307) ir (2.308) seka pastovios srovės šaltinio $I_{o=}$ apkrovos varžos R_{Vt} priklausomybės pobūdis nuo poveikio būdo. Kai $\Delta R_{DS s 1, 2} = 0$, t. y. nesant poveikiui ($U_{in 1, 2} = 0$) ir esant balanso sąlygai ($\Delta U_{iš a} = 0$), pastovios srovės šaltinio $I_{o=}$ apkrovos varža $R_{Vt o} = (R_D + R_{DS s o 1, 2})/2$ ir nepriklauso nuo apkrovos varžos R_a . Parafazinio (skirtuminio) poveikio atveju R_{Vt} kitimo pobūdis priklauso nuo apkrovos varžos R_a . Kai apkrovos varža $R_a \gg R_D$, varža R_{Vt} kinta nuo pradinės vertės $R_{Vt o}$ iki R_D , o kai $R_a \ll R_D$ - nuo pradinės vertės $R_{Vt o}$ iki dvigubai mažesnės vertės $R_D/2$ (2.98 pav.).



2.98 pav. Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su lauko tranzistoriais $T_{1,2}$ pastovios srovės šaltinio $I_{o=}$ apkrovos varžos R_{Vt} kitimo priklausomybės nuo parafazinio (skirtuminio) poveikio įėjimo įtampos $\Delta U_{in p} = U_{in 1} - U_{in 2}$, esant įvairiems skirtuminio stiprintuvo varžinių elementų parametrms

Iš 2.98 pav. matome: pastovios srovės šaltinio $I_{o=}$ apkrovos varžos R_{vt} priklausomybės nuo parafazinio (skirtuminio) poveikio įėjimo įtampos $\Delta U_{in p} = U_{in 1} - U_{in 2}$ kitimo pobūdis priklauso nuo apkrovos varžos R_a ir varžos R_D tarpusavio santykio, bei nuo varžų R_D ir $R_{DS s o}$ tarpusavio santykio. Kai $R_a / R_D \gg 1$, kas atitinka $R_a \gg R_D$, priklausomybės $R_{vt}(\Delta U_{in p})$ kitimo pobūdis iš esmės priklauso nuo santykio $R_D / R_{DS s o}$. Kai $R_a / R_D \ll 1$, kas atitinka $R_a \ll R_D$, priklausomybės $R_{vt}(\Delta U_{in p})$ kitimo pobūdis nepriklauso nuo varžų santykio $R_D / R_{DS s o}$ ir visais atvejais, didėjant $|\Delta U_{in p}|$, varža R_{vt} monotoniškai mažėja. Sinfazinio poveikio atveju įėjimo skirtuminė įtampa $\Delta U_{in s} = 0$, nes $U_{in 1} = U_{in 2}$, ir todėl diferencinio stiprintuvo pastovios srovės šaltinio $I_{o=}$ apkrovos varžos R_{vt} , o tuo pačiu ir įtampos $|U_{S 1-2}|$, kitimo pobūdis nepriklauso nuo apkrovos varžos R_a . Šiuo atveju abu tranzistoriai $T_{1,2}$ tuo pačiu metu yra uždaromi arba atidaromi. Todėl tranzistorių $T_{1,2}$ varžų $R_{DS s o 1,2}$, atitinkamai, pokyčiai $\Delta R_{DS s 1,2}$, atitinkamai, yra vienodų ženklų- “+” arba “-“, ir iš (2.307) bei (2.308) seka varžos R_{vt} kitimo ribos: $\infty \div R_D / 2$ (2.99 pav.).



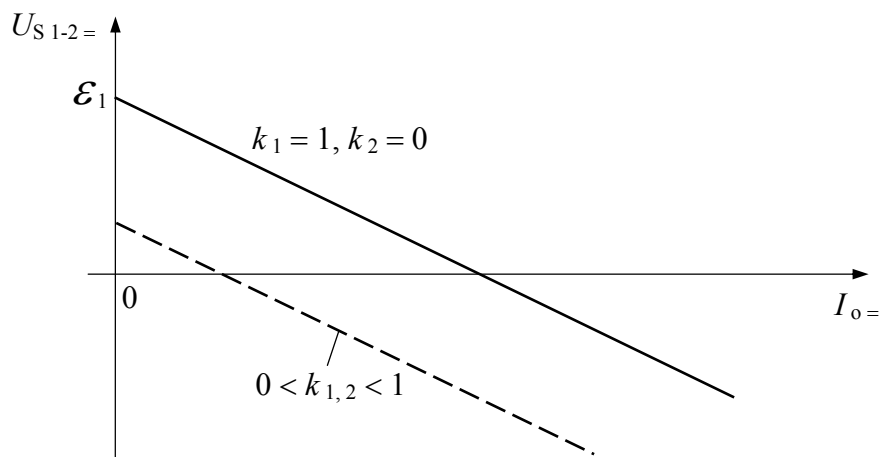
2.99 pav. Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su lauko tranzistoriais $T_{1,2}$ pastovios srovės šaltinio $I_{o=}$ apkrovos varžos R_{vt} kitimo priklausomybės nuo sinfazinio poveikio įėjimo įtampos $U_{in s} = U_{in 1,2}$, kai $U_{in s}$ poliaringumas atitinka $+\Delta R_{DS s 1,2}$, kai tranzistoriai $T_{1,2}$ yra uždaromi, arba $-\Delta R_{DS s 1,2}$, kai tranzistoriai $T_{1,2}$ yra atidaromi

Iš 2.99 pav. matome: nepriklausomai nuo apkrovos varžos R_a vertės bei varžų R_D ir $R_{DS s o}$ tarpusavio santykio, didėjant sinfazinio poveikio įėjimo įtampai $|U_{in s}|$, diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo pastovios srovės šaltinio $I_{o=}$ apkrovos varža R_{vt} didėja nuo pradinės vertės R_{vt0} iki ∞ , kai sinfazinio poveikio įėjimo įtampos $U_{in s}$ poliaringumas atitinka tranzistorių $T_{1,2}$ uždarymo kryptį (2.97 pav. parodytos schemas atveju tai atitinka neigiamo poliaringumo poveikio signalą $U_{in} < 0$). Kai sinfazinio poveikio įėjimo įtampos $U_{in s}$

poliaringumas atitinka tranzistorių $T_{1,2}$ atidarymo kryptį (2.97 pav. parodytos schemos atveju tai atitinka teigiamo poliaringumo poveikio signalą $U_{in} > 0$), didėjant sinfazinio poveikio įėjimo įtampai $|U_{ins}|$, varža R_{vt} mažėja nuo pradinės vertės R_{vt0} iki mažiausios vertės $R_D/2$.

Akivaizdu, jog, esant parafaziniam (skirtuminiui) poveikiui $\Delta U_{in p} = U_{in 1} - U_{in 2}$, normali diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo veika yra tada, kai tranzistorių $T_{1,2}$ emiterių (2.96 pav.) arba ištakų (2.97 pav.) įtampa $U_{E 1-2}$ arba $U_{S 1-2}$, atitinkamai, išlieka pastovi. Dvipolių tranzistorių atveju ši sąlyga seka iš (2.309), nes $U_{E 1-2} = \cong (r_i \parallel R) \cdot \mathcal{E} = \text{const}$. Lauko tranzistorių atveju įtampos $U_{S 1-2}$ pastovumo sąlyga yra matoma iš 2.98 pav. Iš čia ir (2.310) bei (2.311) seka, jog sąlyga $U_{S 1-2} = \text{const}$ tik tuo atveju, kai $R_D = R_{DS s o 1,2}$ ir $R_a \gg R_D$. Taigi iš čia seka, jog visais atvejais normali diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo veika yra tada, kai tranzistorių $T_{1,2}$ veikos taškai rezistoriniais įtampos dalikliais $r_i \parallel R$ yra nustatomi apkrovos R_K (arba R_D) tiesės viduryje, t. y. taške "c" (2.70 pav. b, 2.84 pav.). Vienpolių tranzistorių atveju ši sąlyga gali būti išreikšta taip: $|U_{G o 1,2}| - |U_{S 1-2 o}| \cong |U_s|/2$, kur $U_{S 1-2 o}$ yra įtampos $U_{S 1-2} =$ vertė, kai $\Delta U_{in p} = 0$. Analogiškai dvipolių tranzistorių atveju turime: $|U_{B o 1,2}| - |U_{E 1-2 o}| = |U_{EB o}|$ (2.70 pav.), kur $U_{E 1-2 o}$ yra įtampos $U_{E 1-2} =$ vertė, kai skirtuminė poveikio įtampa $\Delta U_{in p} = 0$.

Išraiškoje (2.310) įtampos $I_{o=} R_{vt}$ ir $k_2 \cdot \mathcal{E}_2$ yra vienodo poliaringumo- 2.97 pav. parodytu atveju: $I_{o=} R_{vt} < 0$ ir $k_2 \cdot \mathcal{E}_2 < 0$. Todėl, nesant poveikių- $U_{in 1,2} = 0$, didėjant pastovios srovės šaltinio srovei $I_{o=}$, įtampos $I_{o=} R_{vt}$ modulis didėja, ko pasėkoje ištakų įtampos $U_{S 1-2} =$ modulio kitimas priklauso nuo koeficientų k_1 ir k_2 verčių. Kai diferenciniame stiprintuve yra įjungti idealūs vienpoliai tranzistoriai, t. y., kai $R_{GS} \Rightarrow \infty$, koeficientas $k_1 = 1$, o $k_2 = 0$. Todėl iš (2.310) seka: didėjant pastovios srovės šaltinio srovei $I_{o=}$, įtampos $U_{S 1-2}$ modulis $|U_{S 1-2} =|$ mažėja iki nulinės vertės ir toliau didėjant srovei $I_{o=}$, pradeda taip pat didėti (2.100 pav.). Šios priklausomybės pobūdis išlieka ir tada, kai diferenciniame (skirtuminiame) stiprintuve yra įjungti realūs vienpoliai tranzistoriai, t. y., kai $R_{GS} < \infty$ ir koeficientai $k_{1,2}$ yra ribose: $0 < k_{1,2} < 1$. Šiuo atveju pradinė įtampos $U_{S 1-2}$ vertė $|U_{S 1-2 o}| < |\mathcal{E}_1|$ (brūkšniuota linija 2.100 pav.). Taigi, iš 2.100 pav. matome, jog visais atvejais, didėjant pastoviajai srovei $I_{o=} (\Delta I_{o=} > 0)$, vienpolių tranzistorių užtūrų įtampos $U_{GS 1,2}$ pokytis $\Delta U_{GS 1,2} > 0$ ir tranzistoriai $T_{1,2}$ yra atidaromi. Priešingu atveju, kai srovė $I_{o=}$ mažėja ($\Delta I_{o=} < 0$), įtampos $U_{GS 1,2}$ pokytis $\Delta U_{GS 1,2} < 0$ ir tranzistoriai $T_{1,2}$ yra uždaromi. Iš čia akivaizdžiai seka, jog pastovios srovės šaltinio $I_{o=}$ atžvilgiu diferenciniame stiprintuve lauko tranzistoriai $T_{1,2}$ yra įjungti BU schemose ir jų valdymas šiuo srovės šaltiniu $I_{o=}$ yra tik sinfazinis. Taigi, šiuo



2.100 pav. Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo (2.97 pav.) su atidarytojo n-kanalo sandūriniais lauko tranzistoriais ištakų įtampos $U_{S 1-2}$ priklausomybės nuo pastoviosios srovės $I_{o=}$ (ištininė kreivė- su idealiais tranzistoriais, brūkšniuota kreivė- su realiais tranzistoriais)

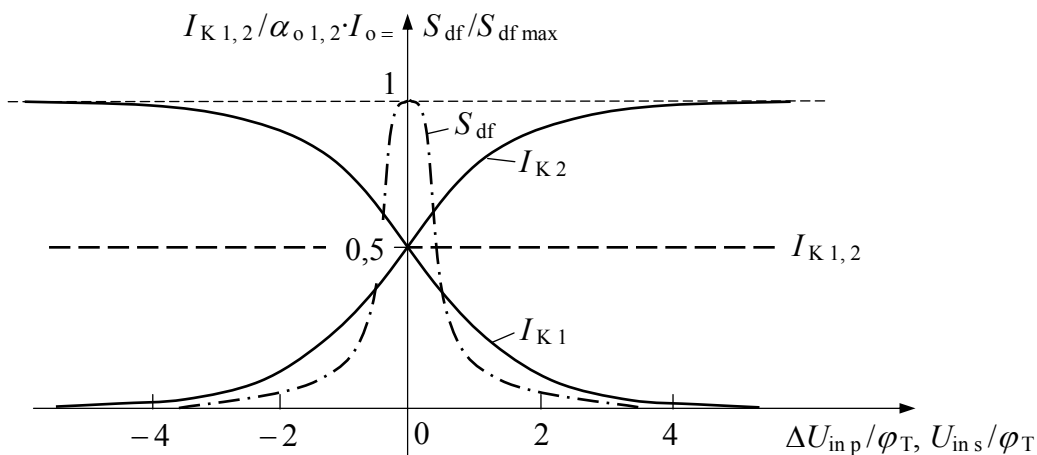
atveju, esant kintamojo signalo srovės šaltiniui I_o (arba $I_o \sim$) (2.97 pav.), subalansuoto diferencinio stiprintuvo išėjimų $U_{iš 1, 2}$ kintamosios įtampos $U_{iš 1} = U_{iš 2} = I_o \cdot R_D / 2$, t. y. įtampų $U_{iš 1, 2}$ fazės sutampa su poveikio I_o faze. Iš čia seka, jog šiuo atveju skirtuminė išėjimo įtampa $\Delta U_{iš a p} = 0$ (2.300).

Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo veiką yra įprasta charakterizuoti jo perdavimo charakteristikomis:

$I_{K, D(1, 2)}(U_{in})$ - kolektorių (2.96 pav.) arba santakų (2.97 pav.) srovių;

$I_a(U_{in})$ - diferencinės išėjimo srovės apkrovos rezistoriuje R_a .

Diferencinio stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais (2.96 pav.) kolektorių srovių $I_{K 1, 2}$ normuotos perdavimo charakteristikos $I_{K 1, 2}(U_{in p, s})$ yra parodytos 2.101 pav.



2.101 pav. Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais (2.96 pav.) perdavimo charakteristikos $I_{K 1, 2}(U_{in p})$, esant parafaziniam poveikiui $\Delta U_{in p} = U_{in 1} - U_{in 2}$ (ištininės kreivės) ir sinfaziniam poveikiui $U_{in s} = U_{in 1, 2}$ (brūkšniuota tiesė $I_{K 1, 2}$)

2.101 pav. parodytų perdavimo charakteristikų $I_{K1,2}(U_{in p, s})$ analizines išraiškas surasime pasinaudoję šios mokymo priemonės I d. pateiktomis išraiškomis (1.141), kurias taikysime p-n-p tranzistoriaus atvejui, ir tuo faktu, jog diferenciniame stiprintuve visada galioja srovių balanso sąlyga (2.305), bei užrašę akivaizdžią tapatybę: $\Delta U_{in p} = U_{BE1} - U_{BE2}$. Iš čia sudarome lygčių sistemą:

$$\left. \begin{aligned} I_{K1} &= I_{K_{es}} / \exp[(U_{BE1o} + U_{BE1}) / \varphi_T] = I_{K1o} / \exp(U_{BE1} / \varphi_T), \\ I_{K2} &= I_{K_{es}} / \exp[(U_{BE2o} + U_{BE2}) / \varphi_T] = I_{K2o} / \exp(U_{BE2} / \varphi_T), \\ I_{K1} + I_{K2} &= \alpha_{o1,2} \cdot I_{o=}, \\ \Delta U_{in p} &= U_{BE1} - U_{BE2}, \end{aligned} \right\} \quad (2.312)$$

kur: $U_{BE1,2o}$ ir $I_{K1,2o} = I_{K_{es}} / \exp(U_{BE1,2o} / \varphi_T)$ - tranzistorių $T_{1,2}$, atitinkamai, emiterinių p-n sandūrų įtampos ir kolektorių srovės veikos taške "c" (2.71 pav.).

Išraiškose (2.312), esant diferencinio stiprintuvo balanso sąlygai, galioja akivaizdi tapatybė:

$$I_{K1o} \cong I_{K2o} \cong \alpha_{o1,2} \cdot I_{o=} / 2. \quad (2.313)$$

Iš (2.312) ir (2.313) gauname diferencinio stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,2}$ kolektorių srovių $I_{K1,2}$, atitinkamai, perdavimo charakteristikas:

$$\left. \begin{aligned} I_{K1} &= \alpha_{o1} \cdot I_{o=} / [1 + \exp(\Delta U_{in p} / \varphi_T)], \\ I_{K2} &= \alpha_{o2} \cdot I_{o=} / [1 + 1 / \exp(\Delta U_{in p} / \varphi_T)], \end{aligned} \right\} \quad (2.314)$$

kur išvedimo metu pirmiausia surandame santykį: $I_{K1} / I_{K2} = \exp(U_{BE2} / \varphi_T) / \exp(U_{BE1} / \varphi_T)$.

Akivaizdu, jog n-p-n tranzistorių $T_{1,2}$ atveju gautose išraiškose (2.314) srovės I_{K1} išraiška atitinka srovės I_{K2} išraišką ir atvirkščiai. Iš išraiškų (2.314) automatiškai seka ir sinfazinio poveikio atvejis, kurio metu $\Delta U_{in p} = \Delta U_{in s} = 0$. Šiuo atveju, kintant įėjimų įtampoms $U_{in1} = U_{in2}$, tranzistorių $T_{1,2}$ kolektorių srovės $I_{K1,2}$, esant idealiam pastovios srovės šaltiniui $I_{o=}$, išlieka pastovios- $I_{K1,2} \cong I_{K1,2o} \cong \alpha_{o1,2} \cdot I_{o=} / 2$ (šis sinfazinio poveikio atvejis 2.101 pav. yra parodytas brūkšniuota tiesė $I_{K1,2}$).

Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo veika yra charakterizuojama jo perdavimo charakteristikų $I_{K1,2}(U_{in p})$ diferencialiniu statumu S_{df} :

$$S_{df1,2} = \partial I_{K1,2} / \partial (\Delta U_{in p}), \quad (2.315)$$

ir iš čia bei (2.314) randame:

$$S_{df1} = -\alpha_{o1} \cdot I_{o=} \cdot \exp(\Delta U_{in p} / \varphi_T) / \{ \varphi_T \cdot [1 + \exp(\Delta U_{in p} / \varphi_T)]^2 \}, \quad (2.316)$$

kai pasinaudojome I_{K1} išraiška (2.314);

$$S_{df2} = \alpha_{o2} \cdot I_{o=} / \{ \varphi_T \cdot \exp(\Delta U_{in p} / \varphi_T) \cdot [1 + 1/\exp(\Delta U_{in p} / \varphi_T)]^2 \}, \quad (2.317)$$

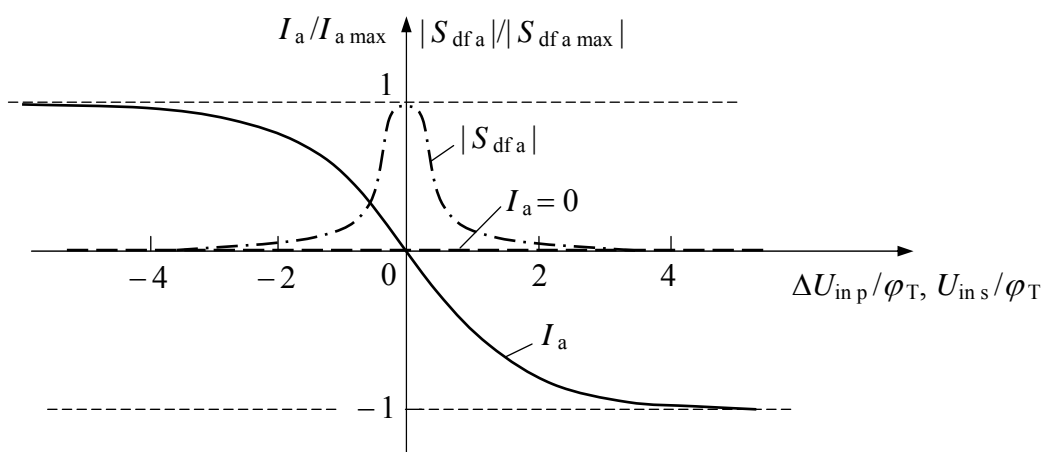
kai pasinaudojome I_{K2} išraiška (2.314).

Nesunku įsitikinti, jog išraiškos (2.316) ir (2.317) yra vienodos ir skiriasi tik ženklų, t. y. $|S_{df1}| = |S_{df2}| = S_{df}$, kurio normuota atžvilgiu maksimalios vertės $S_{df \max}$ priklausomybė nuo $\Delta U_{in p}$ yra pateikta 2.101 pav. brūkšniuota-taškine kreive. Diferencialinio statumo S_{df} maksimali vertė $S_{df \max}$ yra tada, kai parafazinio poveikio įtampa $|\Delta U_{in p}| \Rightarrow 0$, kuo nesunku įsitikinti, išsprendus matematinę tapatybę: $\partial S_{df} / \partial (\Delta U_{in p}) = 0$. Taigi, įstatę vertę $\Delta U_{in p} = 0$ į (2.316) arba (2.317), gauname:

$$S_{df \max} = \alpha_{o1,2} \cdot I_{o=} / (4 \cdot \varphi_T). \quad (2.318)$$

Iš 2.101 pav. parodytos diferencialinio statumo priklausomybės $S_{df}(\Delta U_{in p})$ matome, jog diferencialinio (skirtuminio) stiprintuvo aktyvi veika yra tik santykinai siaurame parafazinio poveikio įtampų diapazone: $|\Delta U_{in p}| \leq 2 \cdot \varphi_T$, t. y. kambario temperatūroje $T \cong 300$ K turime ši parafazinio poveikio įtampų diapazoną: ± 51 mV.

Diferencinės (skirtuminės) išėjimo srovės I_a schemas apkrovos rezistoriuje R_a perdavimo charakteristiką $I_a(U_{in p, s})$ seka iš anksčiau gautų išraiškų (2.303) bei (2.314), ir 2.96 pav. parodytos diferencialinio (skirtuminio) stiprintuvo schemas su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,2}$ atveju yra pateikta 2.102 pav.



2.102 pav. Skirtuminio stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais (2.96 pav.) diferencinė perdavimo charakteristika $I_a(U_{in p, s})$, esant parafaziniam poveikiui $\Delta U_{in p} = U_{in 1} - U_{in 2}$ (ištisinė kreivė) ir sinfaziniam poveikiui $U_{in s} = U_{in 1,2}$ (brūkšniuota tiesė $I_a = 0$)

2.102 pav. parodyta diferencinė perdavimo charakteristika $I_a(U_{in p, s})$ atitinka pasirinktą teigiamą srovės I_a kryptį apkrovos rezistoriuje R_a (2.96 pav.)- iš kairės į dešinę. Analogiškai (2.302), taikydami tranzistorių $T_{1, 2}$ bei jų kolektorių apkrovos rezistorių R_K ir schemas apkrovos rezistoriaus R_a sudarytam kontūrai Kirchhofo taisyklės, galima parašyti:

$$\left. \begin{aligned} I_{K1} - I_{RK1} - I_a &= 0, \\ I_{K2} - I_{RK2} + I_a &= 0, \\ I_{RK1} \cdot R_K - I_{RK2} \cdot R_K - I_a \cdot R_a &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (2.319)$$

kur: $I_{RK1, 2}$ - srovės, tekančios per tranzistorių $T_{1, 2}$, atitinkamai, apkrovos rezistorius R_K .

Iš (2.319) ir (2.314) gauname 2.102 pav. parodytos diferencinės perdavimo charakteristikos $I_a(U_{in p, s})$ analizinę išraišką:

$$\begin{aligned} I_a &= [R_K / (R_a + 2 \cdot R_K)] \cdot (I_{K1} - I_{K2}) = \\ &= \alpha_{o1, 2} \cdot I_{o=} \cdot R_K / \{ (R_a + 2 \cdot R_K) \cdot [1 + \exp(\Delta U_{in p, s} / \varphi_T)]^{-1} - [1 + 1 / \exp(\Delta U_{in p, s} / \varphi_T)]^{-1} \} = \\ &= I_a = I_{a \max} \cdot [1 - \exp(\Delta U_{in p, s} / \varphi_T)] / [1 + \exp(\Delta U_{in p, s} / \varphi_T)], \quad (2.320) \end{aligned}$$

kur pasinaudojome išraiška (2.303) ir iš (2.320) seka, jog sinfazinio poveikio atveju $I_a = 0$, nes $\Delta U_{in s} = 0$ (ši situacija 2.102 pav. yra parodyta brūkšniuota tiesė $I_a = 0$).

Skirtuminio stiprintuvo veika yra taip pat charakterizuojama jo diferencinės srovės I_a perdavimo charakteristikos $I_a(U_{in p})$ diferenciniu statumu $S_{df a}$:

$$S_{df a} = \partial I_a / \partial (\Delta U_{in p}), \quad (2.321)$$

ir iš čia bei (2.320) randame:

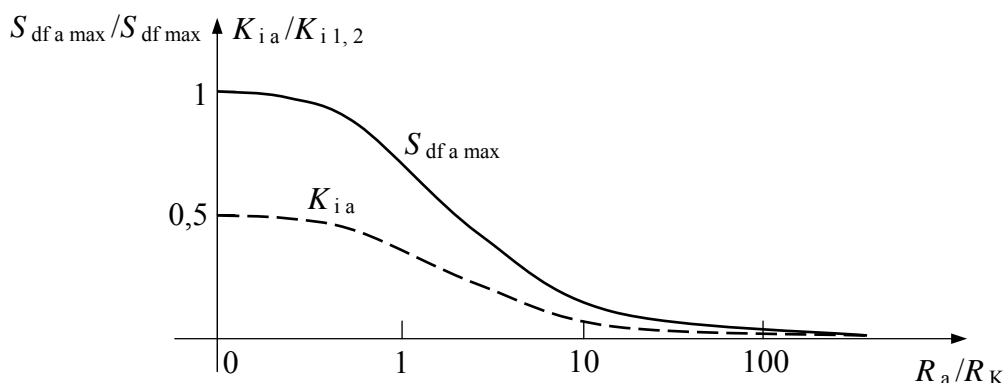
$$S_{df a} = -2 \cdot I_{a \max} \cdot \exp(\Delta U_{in p} / \varphi_T) / \{ \varphi_T \cdot [1 + \exp(\Delta U_{in p} / \varphi_T)]^2 \}. \quad (2.322)$$

Akivaizdu, jog pasirinkus teigiamą srovės I_a kryptį apkrovos rezistoriuje R_a iš dešinės į kairę (2.96 pav.), diferencinis statumas bus teigiamas- $S_{df a} > 0$, o pasirinkus kitaip, turėsime priešingai- $S_{df a} < 0$. Taigi iš (2.322) paskaičiuota diferencinio statumo $S_{df a}$ modulio $|S_{df a}|$ normuoto atžvilgiu maksimalios vertės $S_{df a \max}$ priklausomybė nuo $\Delta U_{in p}$ yra pateikta 2.102 pav. brūkšniuota-taškine kreive. Diferencinio statumo $S_{df a}$ maksimali vertė $S_{df a \max}$ yra tada, kai parafazinio poveikio įtampa $|\Delta U_{in p}| \Rightarrow 0$, kuo nesunku įsitikinti, išsprendus matematinę tapatybę: $\partial S_{df a} / \partial (\Delta U_{in p}) = 0$. Taigi, įstatę vertę $\Delta U_{in p} = 0$ į (2.322), gauname:

$$S_{df a \max} = I_{a \max} / (2 \cdot \varphi_T) = \alpha_{o1, 2} \cdot I_{o=} \cdot R_K / [2 \cdot \varphi_T \cdot (R_a + 2 \cdot R_K)], \quad (2.323)$$

kur galutinė išraiška yra parašyta pasinaudojus išraiška (2.303).

Iš (2.323) matome, jog skirtuminio stiprintuvo (2.96 pav.) diferencinio statumo $S_{df a}$ maksimali vertė $S_{df a \max}$ priklauso nuo schemas apkrovos rezistoriaus R_a varžos ir yra didžiausia, kai $R_a \Rightarrow 0$, t. y. šiuo atveju turime: $S_{df a \max}^* = \alpha_{o 1, 2} \cdot I_{o=} / (4 \cdot \varphi_T)$. Palyginę šią vertę su (2.318) matome, jog diferencinio statumo $S_{df a}$ maksimalios vertės $S_{df a \max}$ didžiausia reikšmė $S_{df a \max}^*$ sutampa su skirtuminio stiprintuvo išėjimų $U_{i s 1, 2}$ (srovių kolektoriuose $I_{K 1, 2}$ arba santakose $I_{D 1, 2}$) diferencialinio statumo $S_{df 1, 2}$ (2.315) maksimalia verte $S_{df \max}$ (2.318). Iš (2.323) paskaičiuota priklausomybė $S_{df a \max}(R_a)$ yra pateikta 2.103 pav.



2.103 pav. Skirtuminio stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais (2.96 pav.) diferencinės perdavimo charakteristikos $I_a(U_{in p})$ diferencinio statumo $S_{df a}$ maksimalios vertės $S_{df a \max}$ (ištininė kreivė) ir schemas apkrovos rezistoriujė R_a diferencinės išėjimo srovės I_a stiprinimo koeficiento $K_{i a}$ modulio $K_{i a}$ (brūkšniuota kreivė) priklausomybės nuo schemas apkrovos rezistoriaus R_a varžos, esant parafaziniam poveikiui $\Delta U_{in p} = U_{in 1} - U_{in 2}$

Skirtuminio stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais (2.96 pav.) išėjimuose $U_{i s 1, 2}$ tranzistorių $T_{1, 2}$ kolektorių srovių $I_{K 1, 2}$ stiprinimo koeficientas $K_{i 1, 2}$ atitinka BE schemas srovės stiprinimo koeficientą $\beta_{1, 2}$ (I d.- (1.149), (1.243)). Tačiau anksčiau parodėme, kad BE, BK ir EK stiprinimo pakopų įėjimo srovė $I_{in} > I_B$, nes kartu su tranzistoriaus bazės srove I_B įėjimo grandinėje teka veikos tašką užduodančių rezistorinių įtampos daliklių $R_{1 \parallel R_2}$ (2.69 pav.) arba rezistoriaus R_{IB} (2.72 pav.) papildoma srovė $I_{(R_{1 \parallel R_2}), R_{IB}}$. Iš čia seka, jog ir skirtuminio stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais kolektorių srovių $I_{K 1}$ ir $I_{K 2}$ stiprinimo koeficientai $K_{i 1, 2} \leq \beta_{1, 2}$, atitinkamai, o taip pat ir pastovios srovės stiprinimo koeficientai $K_{I 1, 2} \leq \beta_{o 1, 2}$.

Kai yra tenkinama sąlyga: $I_{R \parallel r_i} < (3 \div 5) \cdot I_{B 1, 2}$, skirtuminio stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais kolektorių srovių $I_{K 1, 2}$ stiprinimo koeficientai $K_{i 1, 2} \cong \beta_{1, 2}$ ir $K_{I 1, 2} \cong \beta_{o 1, 2}$ ($I_{R \parallel r_i}$ -tranzistorių $T_{1, 2}$ veikos tašką užduodančių rezistorinių įtampos daliklių $R \parallel r_i$ srovė). Čia būtina atkreipti dėmesį į tai, kad sąryšis: $I_{K 1, 2} \cong \beta_{1, 2} \cdot I_{in 1, 2}$ ($I_{K 1, 2} \cong \beta_{o 1, 2} \cdot I_{in 1, 2}$)- galioja tik tiesinėje diferencinio stiprintuvo perdavimo charakteristikos $I_{K 1, 2}(U_{in 1, 2})$ srityje (2.101 pav.), t. y. parafazinio poveikio įtampų diapazone- $|\Delta U_{in p}| \leq 2 \cdot \varphi_T$.

Diferencinės išėjimo srovės I_a schemas apkrovos rezistoriuje R_a stiprinimo koeficientas K_{i_a} priklauso nuo rezistoriaus R_a varžos ir yra didžiausias, kai $R_a \Rightarrow 0$, t. y. šiuo atveju turime: $K_{i_a \max} = K_{i_{1,2}}/2$, kas tiesiogiai seka iš $I_{a \max}$ išraiškos (2.303). Priklausomybė $K_{i_a}(R_a)$ yra parodyta 2.103 pav. brūkšniuota kreive. Čia taip pat sąryšiai: $I_a \cong K_{i_a} \cdot I_{in}$ ir $I_a \cong K_{I_a} \cdot I_{in}$ - galioja tik tiesinėje skirtuminio stiprintuvo diferencinės srovės I_a perdavimo charakteristikos $I_a(U_{in p})$ srityje (2.102 pav.), t. y. parafazinio poveikio įtampų diapazone: $|\Delta U_{in p}| \leq 2 \cdot \varphi_T$.

Skirtuminio stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais (2.96 pav.) išėjimų įtampų $U_{is_{1,2}}$ stiprinimo koeficientai $K_{u_{1,2}}$ yra išreiškiami per jo perdavimo charakteristikų $I_{K_{1,2}}(U_{in p})$ diferencialinius statusus $S_{df_{1,2}}$ (2.315) ir rezistorių R_K varžas šiuo būdu:

$$K_{u_{1,2}} = S_{df_{1,2}} \cdot R_K, \quad (2.324)$$

nes ši išraiška tiesiogiai seka iš koeficiento $K_{u_{1,2}}$ apibrėžties ir akivaizdžių tapatybių: $K_{u_{1,2}} = \partial U_{is_{1,2}} / \partial (\Delta U_{in p}) = R_K \cdot \partial I_{K_{1,2}} / \partial (\Delta U_{in p}) = S_{df_{1,2}} \cdot R_K$, kur pasinaudojome išraiška (2.315).

Išraiška (2.324) galioja visame įėjimų poveikio $U_{in_{1,2}}$ diapazone ir parafazinio poveikio $\Delta U_{in p}$ atveju normuotos priklausomybės ($K_{u_{1,2}} / K_{u_{1,2} \max}$) nuo $(\Delta U_{in p} / \varphi_T)$ grafikas atitinka 2.101 pav. pateiktos normuotos priklausomybės ($S_{df} / S_{df \max}$) nuo $(\Delta U_{in p} / \varphi_T)$ grafiką. Iš (2.324) ir (2.318) randame koeficiento $K_{u_{1,2}}$ didžiausios vertės $K_{u_{1,2} \max}$ modulio išraišką:

$$K_{u_{1,2} \max} = \alpha_{o_{1,2}} \cdot I_{o=} \cdot R_K / (4 \cdot \varphi_T). \quad (2.325)$$

Akivaizdu, jog sinfazinio poveikio $U_{in s} = U_{in_{1,2}}$ atveju skirtuminio stiprintuvo schemeje su idealiu pastoviosios srovės šaltiniu $I_{o=}$ koeficientai $K_{u_{1,2}} = 0$, nes kintant įėjimų įtampoms $U_{in_{1,2}}$, tranzistorių $T_{1,2}$ kolektorių srovės $I_{K_{1,2}}$ (arba santakų srovės $I_{D_{1,2}}$) išlieka pastovios: $I_{K_{1,2} o} \cong \alpha_{o_{1,2}} \cdot I_{o=} / 2$ (arba $I_{D_{1,2} o} \cong I_{o=} / 2$) (2.101 pav. tai yra parodyta brūkšniuota tiese $I_{K_{1,2}}$).

Analogiškai išraiškai (2.324) yra užrašomas ir skirtuminio stiprintuvo schemas apkrovos rezistoriuje R_a diferencinės išėjimo įtampos ΔU_{is_a} stiprinimo koeficientas K_{u_a} :

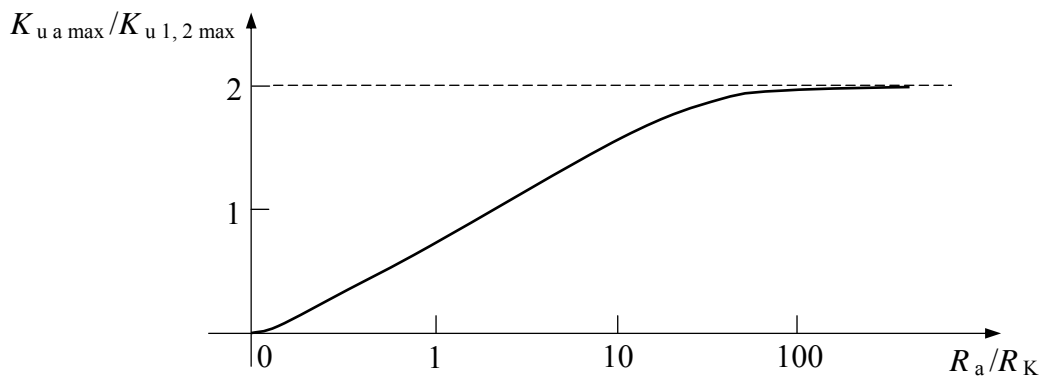
$$K_{u_a} = S_{df_a} \cdot R_a, \quad (2.326)$$

kur įstatę išraišką (2.323), gauname stiprinimo koeficiento K_{u_a} maksimalios vertės $K_{u_a \max}$ modulio išraišką:

$$K_{u_a \max} = \alpha_{o_{1,2}} \cdot I_{o=} \cdot R_a \cdot R_K / [2 \cdot \varphi_T \cdot (R_a + 2 \cdot R_K)] =$$

$$= \alpha_{o1,2} \cdot I_{o=} \cdot R_K / [2 \cdot \varphi_T \cdot (1 + 2 \cdot R_K / R_a)]. \quad (2.327)$$

Iš (2.327) seka: $K_{u a \max}$ priklauso nuo schemos apkrovos rezistoriaus R_a varžos ir jo modulis yra didžiausias, kai $R_a \Rightarrow \infty$, t. y. šiuo atveju turime: $K_{u a \max}^* = \alpha_{o1,2} \cdot I_{o=} \cdot R_K / (2 \cdot \varphi_T)$. Palyginę šią vertę su (2.325) matome, jog diferencinės išėjimo įtampos $\Delta U_{i s a}$ stiprinimo koeficiento $K_{u a}$ maksimalios vertės $K_{u a \max}$ didžiausia modulio reikšmė $K_{u a \max}^*$ yra dvigubai didesnė už skirtuminio stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,2}$ išėjimų įtampų $U_{i s 1,2}$ stiprinimo koeficientų $K_{u 1,2}$ didžiausią modulio vertę $K_{u 1,2 \max}$. Iš (2.327) paskaičiuota koeficiento $K_{u a \max}$ modulio priklausomybė $K_{u a \max}(R_a)$ yra pateikta 2.104 pav., kur išraiška (2.327) galioja tik tiesinėje skirtuminio stiprintuvo diferencinės srovės I_a perdavimo charakteristikos $I_a(U_{in p})$ srityje (2.102 pav.), t. y. parafazinio poveikio įtampų $\Delta U_{in p}$ diapazone- $|\Delta U_{in p}| \leq 2 \cdot \varphi_T$.



2.104 pav. Skirtuminio stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais (2.96 pav.) diferencinės išėjimo įtampos $\Delta U_{i s a}$ stiprinimo koeficiento $K_{u a}$ maksimalios vertės $K_{u a \max}$ modulio $K_{u a \max}$ priklausomybė nuo schemos apkrovos rezistoriaus R_a varžos, esant parafaziniam $\Delta U_{in p} = U_{in 1} - U_{in 2}$ poveikiui

Akivaizdu, jog sinfazinio poveikio $U_{in s} = U_{in 1,2}$ atveju skirtuminio stiprintuvo schemoje su idealiu pastoviosios srovės šaltiniu $I_{o=}$ koeficientas $K_{u a} = 0$, nes kintant įėjimų įtampoms $U_{in 1,2}$, tranzistorių $T_{1,2}$ kolektorių srovės $I_{K 1,2}$ (arba santakų srovės $I_{D 1,2}$) išlieka pastovios- $I_{K 1,2 o} \cong \alpha_{o1,2} \cdot I_{o=} / 2$ (arba $I_{D 1,2 o} \cong I_{o=} / 2$) (ši situacija 2.101 pav. yra parodyta brūkšniuota tiese $I_{K 1,2}$) ir todėl $I_a \cong 0$.

Anksčiau parodėme, kad nesant poveikių $U_{in 1,2} = 0$ diferencinis stiprintuvas gali būti valdomas kintamosios srovės šaltiniu $I_{o \sim}$ (arba I_o), t. y. didėjant srovės šaltinio srovei $I_{o \sim}$, schemoje su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,2}$ įtampa $U_{EB 1,2 \sim}$ didėja, ko pasekoje įtampa $U_{E 1-2 \sim}$ taip pat didėja, t. y. čia nagrinėjamu atveju (2.96 pav.) neigiamos įtampos $U_{E 1-2}$ = modulis $|U_{E 1-2}|$ mažėja, ir todėl tranzistoriai $T_{1,2}$ yra atidaromi. Priešingu atveju, kai srovė $I_{o \sim}$ mažėja, įtampa $U_{EB 1,2 \sim}$ taip pat mažėja ir todėl tranzistoriai $T_{1,2}$ yra uždaromi. Iš čia akivaizdžiai seka, jog kintamosios srovės šaltinio $I_{o \sim}$ atžvilgiu diferenciniame stiprintuve

dvipoliai tranzistoriai $T_{1,2}$ yra įjungti BB schemose ir jų valdymas šiuo šaltiniu yra tik sinfazinis. Taigi, esant kintamojo signalo srovės šaltiniui I_o (arba $I_o \sim$), subalansuoto diferencinio stiprintuvo išėjimų $U_{i\bar{s}1,2}$ kintamosios įtampos $U_{i\bar{s}1} = U_{i\bar{s}2} = \alpha_{1,2} \cdot I_o \cdot R_K / 2$, t. y. įtampų $U_{i\bar{s}1,2}$ fazės sutampa su poveikio I_o faze, ir todėl schemas apkrovos rezistoriuje R_a skirtuminė išėjimo įtampa $\Delta U_{i\bar{s}a} = 0$ (2.300), o tuo pačiu ir šios įtampos stiprinimo koeficientas $K_{u a (I_o)} = 0$. Iš čia taip pat seka, jog šiuo valdymo atveju tranzistorių $T_{1,2}$ kolektorių srovių $I_{K1,2}$, atitinkamai, rezistoriuose R_K perdavimo koeficientai atitinka BB schemos srovės perdavimo koeficientą $\alpha_{1,2}$ (I d.- (1.126), (1.214), (1.215)) ir schemas balanso atveju srovių $I_{K1,2}$ rezistoriuose R_K perdavimo koeficientai $K_{i1,2(I_o)}$ yra išreiškiami taip:

$$K_{i1,2(I_o)} = 2 \cdot I_{K1,2} / I_o = \alpha_{1,2}. \quad (2.328)$$

Akivaizdu, jog diferencinio stiprintuvo valdymo kintamosios srovės šaltiniu I_o atveju ir esant balanso sąlygai, apkrovos rezistoriuje R_a diferencinės išėjimo srovės I_a perdavimo koeficientas $K_{i a (I_o)} = 0$. Kita vertus, šiuo valdymo atveju subalansuoto diferencinio stiprintuvo išėjimų $U_{i\bar{s}1,2}$ kintamųjų įtampų $U_{i\bar{s}1,2}$ stiprinimo koeficientai $K_{u1,2(I_o)}$, analogiškai išraiškoms (2.324) ir (2.326), yra užrašomi taip:

$$K_{u1,2(I_o)} = S_{b1,2} \cdot R_K = \alpha_{1,2} \cdot I_o \cdot R_K / 2 \cdot \varphi_T, \quad (2.329)$$

kur: $S_{b1,2}$ - dvipolių tranzistorių $T_{1,2}$ diferencialiniai statumai BB schemoje (I d.- (1.121) ÷ (1.123)).

Gautoje išraiškoje (2.329) yra neakivaizdžiai įskaitoma srovės I_o priklausomybė nuo srovės šaltinio valdymo įtampos U_{I_o} , t. y. turime funkcija: $I_o(U_{I_o})$, o koeficientai $K_{u1,2(I_o)}$ yra apibrėžiami taip: $K_{u1,2(I_o)} = U_{i\bar{s}1,2} / U_{I_o}$. Iš čia seka, jog koeficientų $K_{u1,2(I_o)}$ fazės $\varphi_{u1,2(I_o)}$, o tuo pačiu ir išėjimų $U_{i\bar{s}1,2}$ atitinkamų kintamųjų įtampų $U_{i\bar{s}1,2}$ fazės atžvilgiu poveikio įtampos U_{I_o} , priklauso nuo sąryšio- $I_o = F(U_{I_o})$, kuris bendru atveju gali būti įvairus. Kita vertus, gauta išraiška (2.329) taip pat galioja tik tiesinėje skirtuminio stiprintuvo perdavimo charakteristikų $I_{K1,2}(U_{in p})$ srityje (2.101 pav.), t. y. poveikio įtampos U_{I_o} diapazone ΔU_{I_o} , kuriame yra tenkinama nelygybė:

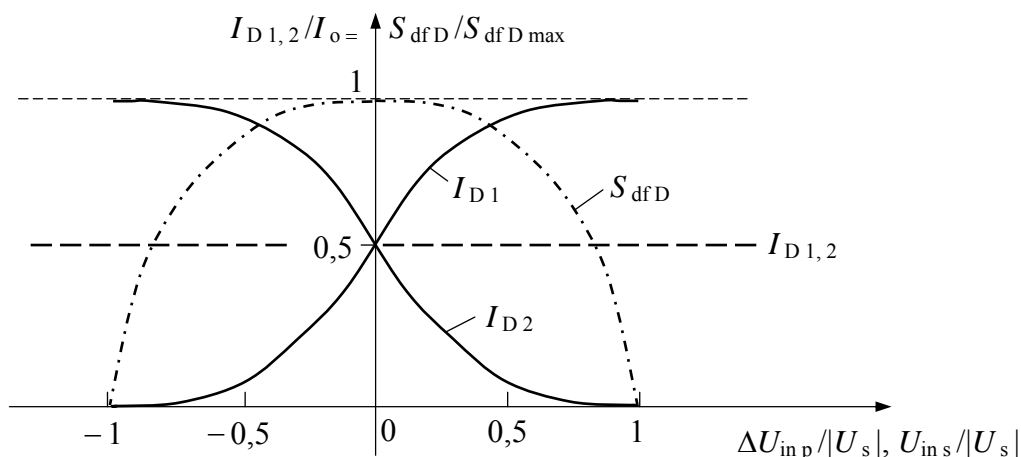
$$|I_o(U_{I_o})| \leq |\mathcal{E} - U_{B_{o1,2}}| / R_K, \quad (2.330)$$

kur: $U_{B_{o1,2}}$ - dvipolių tranzistorių $T_{1,2}$ bazių įtampos, atitinkančios veikos tašką užduodančių rezistorinių įtampų daliklių $r_i \parallel R$ įtampų vertės (2.96 pav.).

Nelygybė (2.330) išreiškia tą faktą, jog srovės šaltinio I_o srovės amplitudė I_o negali viršyti BB schemose įjungtų tranzistorių $T_{1,2}$ kolektorių srovių $I_{K1,2}$ maksimalių verčių

$I_{K1,2 \max}$ (2.70 pav. b), nes viršijus šią srovę tranzistorių $T_{1,2}$ veikos taškai patenka į soties sritį “s” ir tranzistoriai yra pilnai atidaryti, t. y. išotinti.

Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su sandūriniais atidarytaisiais n-kanalo lauko tranzistoriais $T_{1,2}$ (2.97 pav.) atitinkamų santakų srovių $I_{D1,2}$ normuotos perdavimo charakteristikos $I_{D1,2}(U_{in p,s})$ yra parodytos 2.105 pav.



2.105 pav. Diferencinio stiprintuvo su sandūriniais atidarytaisiais n-kanalo lauko tranzistoriais (2.97 pav.) perdavimo charakteristikos $I_{D1,2}(U_{in p,s})$, esant parafaziniam poveikiui $\Delta U_{in p} = U_{in 1} - U_{in 2}$ (ištininės kreivės) ir sinfaziniam poveikiui $U_{in s} = U_{in 1,2}$ (brūkšniuota tiesė $I_{D1,2}$), kai $I_{o=} / I_{D \max} = 1$

2.105 pav. parodytų perdavimo charakteristikų $I_{D1,2}(U_{in p,s})$ analizines išraiškas surasime pasinaudoję šios mokymo priemonės I d. pateikta išraiška (1.281) ir tuo faktu, kad diferenciniame stiprintuve visada galioja srovių balanso sąlyga (2.305), bei užrašę akivaizdžią tapatybę: $\Delta U_{in p} = U_{GS1} - U_{GS2}$. Iš čia sudarome lygčių sistemą:

$$\left. \begin{aligned} I_{D1} &= I_{D \max} \cdot [1 - |U_{GS1o} + U_{GS1}|/|U_s|]^2, \\ I_{D2} &= I_{D \max} \cdot [1 - |U_{GS2o} + U_{GS2}|/|U_s|]^2, \\ I_{D1} + I_{D2} &= I_{o=}, \\ \Delta U_{in p} &= U_{GS1} - U_{GS2}, \end{aligned} \right\} \quad (2.331)$$

kur: $U_{GS1,2o}$ - lauko tranzistorių $T_{1,2}$, atitinkamai, užtūrų p-n sandūrų įtampos pradiniame (statiniame) veikos taške, pvz. taške “c” (2.85 pav.).

Išraiškos (2.331) galioja, kai yra tenkinamos sąlygos:

$$|(U_{GS1,2o} + U_{GS1,2})| \leq |U_s| \quad \text{ir} \quad |\Delta U_{in p}| \leq |U_s|, \quad (2.332)$$

kur sandūrinio atidarytojo n-kanalo lauko tranzistoriaus atveju $U_{GS1,2o} \leq 0$.

Kita vertus, išraiškose (2.331), esant balanso sąlygai ($|\Delta U_{is a}| = 0$) ir nesant poveikio ($U_{GS 1,2} = 0$), galioja akivaizdi tapatybė:

$$I_{D1} = I_{D1o} \cong I_{D2o} = I_{D2} \cong I_{o=} / 2. \quad (2.333)$$

Iš (2.331) ÷ (2.333) gauname diferencinio stiprintuvo su lauko tranzistoriais santakų srovių $I_{D1,2}$ perdavimo charakteristikas $I_{D1,2}(U_{in p, s})$:

$$\left. \begin{aligned} I_{D1} &= I_{o=} / 2 \pm \{ I_{o=}^2 - I_{Dmax}^2 \cdot [I_{o=} / I_{Dmax} - (\pm \Delta U_{in p} / |U_s|)^2]^2 \}^{1/2} / 2 = \\ &= \{ I_{o=} \pm I_{Dmax} \cdot (|\Delta U_{in p}| / |U_s|) \cdot [2 \cdot k_I - (\pm \Delta U_{in p} / |U_s|)^2]^{1/2} \} / 2, \\ I_{D2} &= I_{o=} / 2 \mp \{ I_{o=}^2 - I_{Dmax}^2 \cdot [I_{o=} / I_{Dmax} - (\pm \Delta U_{in p} / |U_s|)^2]^2 \}^{1/2} / 2 = \\ &= \{ I_{o=} \mp I_{Dmax} \cdot (|\Delta U_{in p}| / |U_s|) \cdot [2 \cdot k_I - (\pm \Delta U_{in p} / |U_s|)^2]^{1/2} \} / 2, \end{aligned} \right\} (2.334)$$

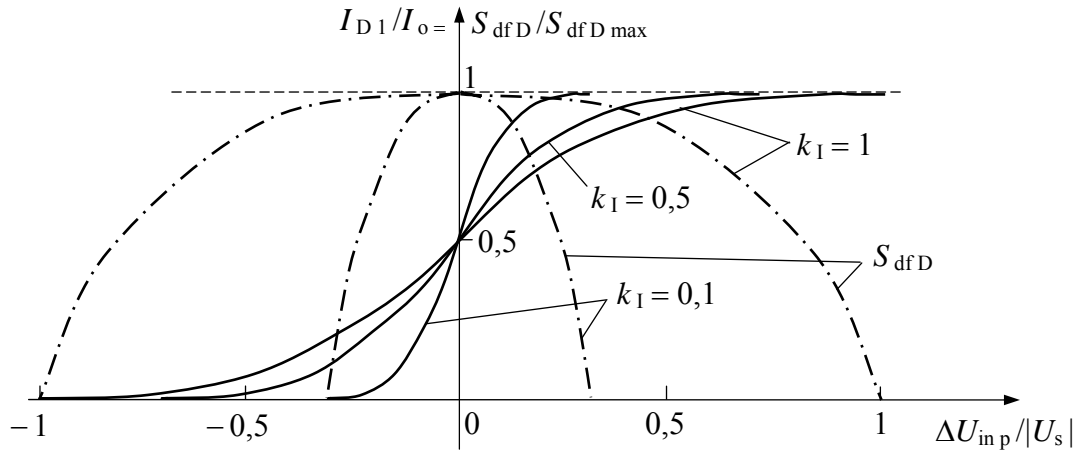
kur: $k_I = I_{o=} / I_{Dmax}$ ir gautos išraiškos galioja, kai yra tenkinamos papildomos sąlygos:

$$I_{o=} / I_{Dmax} - (\pm \Delta U_{in p} / |U_s|)^2 \geq 0 \Rightarrow |\Delta U_{in p}| \leq (k_I)^{1/2} \cdot |U_s| \text{ ir } k_I = I_{o=} / I_{Dmax} \leq 1. \quad (2.335)$$

Išraiškų (2.334) išvedimo metu pirmiausia iš lygčių sistemos (2.331) pirmosios ir antrosios išraiškų surandame skirtumą- $(I_{D2} / I_{Dmax})^{1/2} - (I_{D1} / I_{Dmax})^{1/2} = \Delta U_{in p} / |U_s|$, kur priimame: $U_{GS 1o} \cong U_{GS 2o}$. Į gautą skirtumo išraišką iš lygčių sistemos (2.331) trečiosios tapatybės įstatome $I_{D2} = I_{o=} - I_{D1}$ ir gauname kvadratinę lygtį, kurioje kintamasis yra ieškomoji funkcija $I_{D1}(\Delta U_{in p})$. Šiuo būdu gautos kvadratinės lygties du sprendiniai ir aprašo funkcijas $I_{D1,2}(\pm \Delta U_{in p})$ (2.334).

Iš išraiškų (2.334) automatiškai seka ir sinfazinio poveikio atvejis, kurio metu turime $\Delta U_{in p} = \Delta U_{in s} = 0$. Šiuo atveju, kintant įėjimų įtampoms $U_{in s} = U_{in 1} = U_{in 2}$, lauko tranzistorių $T_{1,2}$ santakų srovės $I_{D1,2}$ esant idealiam pastovios srovės šaltiniui $I_{o=}$ išlieka pastovios- $I_{D1o} \cong I_{D2o} \cong I_{o=} / 2$ (ši situacija 2.105 pav. yra parodyta brūkšniuota tiese $I_{D1,2}$). Kita vertus iš išraiškų (2.334) taip pat seka, jog diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su lauko tranzistoriais $T_{1,2}$ atitinkamų santakų srovių $I_{D1,2}$ perdavimo charakteristikų $I_{D1,2}(\Delta U_{in p})$ kreivių kitimo sparta (statusas) priklauso nuo srovių $I_{o=}$ ir I_{Dmax} santykio $k_I = I_{o=} / I_{Dmax}$. Ši priklausomybė funkcijos $I_{D1}(\Delta U_{in p})$ atveju, esant parafaziniam poveikiui $\Delta U_{in p} = U_{in 1} - U_{in 2}$, yra parodyta 2.106 pav.

Iš 2.106 pav. matome: mažėjant koeficientui k_I , diferencinio stiprintuvo su lauko tranzistoriais $T_{1,2}$ (2.97 pav.) atitinkamų santakų srovių $I_{D1,2}$ atitinkamuose apkrovos rezistoriuose R_D pilnas perjungimas įvyksta esant vis mažesniai parafaziniam įėjimo poveikio įtampų diapazonui $\Delta U_{in p}$ (2.335): kai $k_I = 1$, $|\Delta U_{in p}| = |U_s|$; kai $k_I = 0,5$,



2.106 pav. Diferencinio stiprintuvo su sandūriniais atidarytaisiais n -kanalo lauko tranzistoriais $T_{1,2}$ (2.97 pav.) perdavimo charakteristikos $I_{D1}(\Delta U_{in p})$ (ištininės kreivės) bei jų diferencialinio statumo $S_{dfD}(\Delta U_{in p})$ (brūkšniuotos-taškinės kreivės) priklausomybės nuo srovių santykio koeficiento $k_I = I_{o=} / I_{D max}$

$|\Delta U_{in p}| \cong 0,7 \cdot |U_s|$; kai $k_I = 0,1$, $|\Delta U_{in p}| = 0,3 \cdot |U_s|$ ir t. t. Iš čia taip pat seka, jog kintant koeficientui k_I , keičiasi perdavimo charakteristikų $I_{D1,2}(U_{in p})$ diferencialinis statusas S_{dfD} , kuris analogiškai (2.315) yra išreiškiamas taip:

$$S_{dfD 1,2} = \partial I_{D 1,2} / \partial (\Delta U_{in p}), \quad (2.336)$$

ir iš čia bei (2.334) gauname:

$$S_{dfD 1,2} = \pm I_{D max} \cdot \left\{ \left[2 \cdot (I_{o=} / I_{D max}) - (\pm \Delta U_{in p} / |U_s|)^2 \right]^{1/2} - (\pm \Delta U_{in p} / |U_s|)^2 \cdot \left[2 \cdot (I_{o=} / I_{D max}) - (\pm \Delta U_{in p} / |U_s|)^2 \right]^{-1/2} \right\} / (2 \cdot |U_s|), \quad (2.337)$$

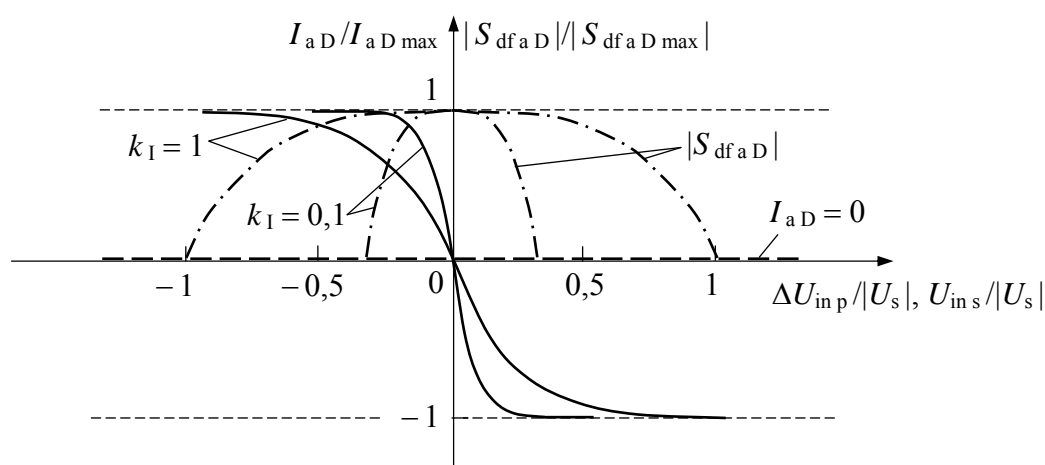
kur išraiškos pradžioje ženklas “+” atitinka perdavimo charakteristiką $I_{D1}(\pm \Delta U_{in p})$, o ženklas “-” - perdavimo charakteristiką $I_{D2}(\pm \Delta U_{in p})$, bei gauta išraiška (2.337) galioja, kai yra tenkinamos sąlygos (2.332) ir (2.335).

Iš (2.337) seka: diferencinio stiprintuvo su lauko tranzistoriais santakų srovių $I_{D1,2}$ perdavimo charakteristikų $I_{D1,2}(U_{in p})$ diferencialiniai statusai $S_{dfD 1,2}(U_{in p})$ taip pat priklauso nuo srovių $I_{o=}$ ir $I_{D max}$ santykio $k_I = I_{o=} / I_{D max}$. Ši priklausomybė perdavimo funkcijos $I_{D1}(U_{in p})$ atveju yra parodyta 2.106 pav. brūkšniuotomis-taškinėmis kreivėmis, kur grafikai yra pateikti normuoti atžvilgiu $S_{dfD 1,2}(U_{in p})$ maksimalios vertės $S_{dfD max}$. Diferencinio statumo S_{dfD} maksimali vertė $S_{dfD max}$ yra tada, kai parafazinio poveikio įtampa $|\Delta U_{in p}| \Rightarrow 0$, kuo nesunku įsitikinti, išsprendus matematinę tapatybę: $\partial S_{dfD} / \partial (\Delta U_{in p}) = 0$. Taigi, įstatę vertę $\Delta U_{in p} = 0$ į (2.337), gauname:

$$S_{dfD 1,2 max} = \pm I_{D max} \cdot (2 \cdot I_{o=} / I_{D max})^{1/2} / (2 \cdot |U_s|) = \pm I_{D max} \cdot (2 \cdot k_I)^{1/2} / (2 \cdot |U_s|), \quad (2.338)$$

iš kur seka: diferencinio statumo $S_{df D}$ maksimali vertė $S_{df D \max}$ taip pat priklauso nuo srovių $I_{o=}$ ir $I_{D \max}$ santykio $k_I = I_{o=} / I_{D \max}$ ir, didėjant k_I , maksimali vertė $S_{df D \max}$ taip pat didėja. Kita vertus iš 2.106 pav. paveikslą galima susidaryti klaidingą išvadą, jog didėjant k_I , maksimali vertė $S_{df D \max}$ mažėja. Taip yra todėl, jog kreivės $I_{D1}(\Delta U_{in p})$ yra pateiktos normuotuose masteliuose ir iš (2.338) seka: srovės I_{D1} kitimo ribos $\Delta I_{D1} = I_{o=}$ didėja arba mažėja sparčiau už atitinkamas poveikio $\Delta U_{in p}$ kitimo ribas: $|\Delta U_{in p}| \leq (k_I)^{1/2} \cdot |U_s|$ (2.335).

Diferencinio stiprintuvo su lauko tranzistoriais (2.97 pav.) schemas apkrovos rezistoriuje R_a diferencinės išėjimo srovės $I_{a D}$ perdavimo charakteristiką $I_{a D}(U_{in p})$ seka iš anksčiau gautų išraiškų (2.334) bei (2.331), ir 2.97 pav. parodytos schemas atveju yra pateikta 2.107 pav. ištisine kreive.



2.107 pav. Skirtuminio stiprintuvo su lauko tranzistoriais (2.97 pav.) diferencinė perdavimo charakteristika $I_{a D}(U_{in p, s})$, esant parafaziniam poveikiui $\Delta U_{in p} = U_{in 1} - U_{in 2}$ (ištisinės kreivės) ir sinfaziniam poveikiui $U_{in s} = U_{in 1, 2}$ (brūkšniuota tiesė $I_{a D} = 0$) bei diferencinio statumo $S_{df a D}$ priklausomybės $S_{df a D}(U_{in p})$ (brūkšniuotos-taškinės kreivės) prie įvairių k_I verčių

2.107 pav. parodyta diferencinė perdavimo charakteristika $I_{a D}(U_{in p})$ atitinka pasirinktą teigiamą srovės $I_{a D}$ kryptį apkrovos rezistoriuje R_a (2.97 pav.)- iš kairės į dešinę. Analogiškai (2.302), taikydami tranzistorių $T_{1, 2}$ bei jų apkrovos rezistorių R_D ir schemas apkrovos rezistoriaus R_a sudarytam kontūrai Kirchhofo taisyklės, galima parašyti:

$$\left. \begin{aligned} -I_{D1} + I_{RD1} - I_{a D} &= 0, \\ -I_{D2} + I_{RD2} + I_{a D} &= 0, \\ -I_{RD1} \cdot R_D + I_{RD2} \cdot R_D - I_{a D} \cdot R_a &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (2.339)$$

kur: $I_{RD1, 2}$ - srovės, tekančios per tranzistorių $T_{1, 2}$, atitinkamai, apkrovos rezistorius R_D .

Iš (2.339) ir (2.334) gauname 2.107 pav. parodytos diferencinės perdavimo charakteristikos $I_{a D}(U_{in p})$ analizinę išraišką:

$$\begin{aligned}
I_{aD} &= [R_D / (R_a + 2 \cdot R_D)] \cdot (I_{D2} - I_{D1}) = \\
&= \mp I_{D \max} \cdot [R_D / (R_a + 2 \cdot R_D)] \cdot (|\Delta U_{in p} / |U_s||) \cdot [2 \cdot (I_{o=} / I_{D \max}) - (\pm \Delta U_{in p} / |U_s|)^2]^{1/2} = \\
&= \mp I_{aD \max} \cdot (I_{D \max} / I_{o=}) \cdot (|\Delta U_{in p} / |U_s||) \cdot [2 \cdot (I_{o=} / I_{D \max}) - (\pm \Delta U_{in p} / |U_s|)^2]^{1/2} = \\
&= \mp I_{aD \max} \cdot (|\Delta U_{in p} / |U_s||) \cdot [2 \cdot k_I - (\pm \Delta U_{in p} / |U_s|)^2]^{1/2} / k_I, \quad (2.340)
\end{aligned}$$

kur gauta išraiška galioja, kai yra tenkinamos sąlygos (2.332) ir (2.335), o galutinė išraiška yra parašyta pasinaudojus išraiška (2.303)- $I_{aD \max} = I_{o=} \cdot R_D / (R_a + 2 \cdot R_D)$.

Iš (2.340) seka, jog diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su lauko tranzistoriais $T_{1,2}$ perdavimo charakteristikos $I_{aD}(U_{in p})$ kreivės kitimo sparta (statusas) tai pat priklauso nuo srovių $I_{o=}$ ir $I_{D \max}$ santykio $k_I = I_{o=} / I_{D \max}$ (2.107 pav.).

Skirtuminio stiprintuvo su lauko tranzistoriais T_1 ir T_2 veika yra taip pat charakterizuojama jo diferencinės perdavimo charakteristikos $I_{aD}(U_{in p})$ diferenciniu statusu $S_{df a D}$:

$$S_{df a D} = \partial I_{aD} / \partial (\Delta U_{in p}), \quad (2.341)$$

ir iš čia bei (2.340) randame:

$$\begin{aligned}
S_{df a D} &= -I_{aD \max} \cdot \{ [2 \cdot k_I - (\pm \Delta U_{in p} / |U_s|)^2]^{1/2} - \\
&- (\pm \Delta U_{in p} / |U_s|)^2 \cdot [2 \cdot k_I - (\pm \Delta U_{in p} / |U_s|)^2]^{-1/2} \} / (k_I |U_s|). \quad (2.342)
\end{aligned}$$

Akivaizdu, jog pasirinkus srovės I_a teigiamą kryptį apkrovos rezistoriuje R_a kitaip- iš dešinės į kairę (2.97 pav.), diferencinis statusas bus teigiamas- $S_{df a D} > 0$. Iš (2.342) paskaičiuotos diferencinio statuso $S_{df a D}$ modulio $|S_{df a D}|$, normuoto atžvilgiu maksimalios vertės $S_{df a D \max}$, priklausomybės nuo $\Delta U_{in p}$ prie skirtingų k_I verčių yra pateiktos 2.107 pav. brūkšniuotomis-taškinėmis kreivėmis. Schemos apkrovos rezistoriuje R_a srovės I_{aD} perdavimo charakteristikos $I_{aD}(U_{in p})$ diferencinio statuso $S_{df a D}$ maksimali vertė $S_{df a D \max}$ yra tada, kai parafazinio poveikio įtampa $|\Delta U_{in p}| \Rightarrow 0$, kuo nesunku įsitikinti, išsprendus matematinę tapatybę- $\partial S_{df a D} / \partial (\Delta U_{in p}) = 0$. Taigi, įstatę vertę $\Delta U_{in p} = 0$ į (2.342), gauname:

$$\begin{aligned}
S_{df a D \max} &= -I_{aD \max} \cdot (2 \cdot I_{D \max} / I_{o=})^{1/2} / |U_s| = \\
&= -I_{D \max} \cdot [R_D / (R_a + 2 \cdot R_D)] \cdot (2 \cdot k_I)^{1/2} / |U_s|, \quad (2.343)
\end{aligned}$$

kur galutinis pavidalas yra parašytas pasinaudojus išraiška (2.303).

Iš (2.343) matome: skirtuminio stiprintuvo su lauko tranzistoriais (2.97 pav.) srovės I_{aD} perdavimo charakteristikos $I_{aD}(U_{in p})$ diferencinio statuso $S_{df a D}$ maksimali (didžiausioji) vertė $S_{df a D \max}$ taip pat priklauso nuo schemos apkrovos rezistoriaus R_a varžos

ir yra didžiausia, kai $R_a \Rightarrow 0$, t. y. šiuo atveju turime: $|S_{df a D \max}^*| = I_{D \max} \cdot (2 \cdot k_I)^{1/2} / (2 \cdot |U_s|)$. Palyginę šią vertę su (2.338) matome, jog diferencinio statumo $S_{df a D}$ maksimalios vertės $S_{df a D \max}$ didžiausia reikšmė $S_{df a D \max}^*$ sutampa su skirtuminio stiprintuvo lauko tranzistorių $T_{1,2}$ atitinkamų santakų srovių $I_{D 1,2}$ perdavimo charakteristikų $I_{D 1,2}(U_{in p})$ diferencialinių statumų $S_{df D 1,2}$ maksimalia verte $S_{df D 1,2 \max}$. Priklausomybė $S_{df a D \max}(R_a)$ atitinka analogišką kreivę $S_{df a \max}(R_a)$, parodytą 2.103 pav.

Skirtuminio stiprintuvo su vienpoliais tranzistoriais (2.97 pav.) išėjimuose $U_{is 1,2}$ tranzistorių $T_{1,2}$ atitinkamų santakų srovių $I_{D 1,2}$ stiprinimo koeficientas atitinka BI schemos stiprinimo koeficientą $K_{I s, i s}$ (I d.- (1.280), (1.383)). Tačiau anksčiau parodėme, jog BI, BU, BS ir IK stiprinimo pakopų (2.83 pav., 2.92 pav.) įėjimo srovė $I_{in} > I_{G, S}$, nes kartu su tranzistoriaus užtūros srove I_G (BI, BS, IK) arba ištakos srove I_S (BU) įėjimo grandinėje teka tranzistoriaus veikos tašką užduodančių rezistorinių įtampos daliklių $R_1 || R_2$ (2.83 pav.) arba rezistoriaus R (2.92 pav.) papildoma kintamoji srovė $I_{(R_1 || R_2), R}$. Todėl akivaizdu, jog ir skirtuminio stiprintuvo su lauko tranzistoriais santakų srovių $I_{D 1,2}$ atitinkami stiprinimo koeficientai $K_{i D 1,2} \leq K_{i s 1,2}$, o taip pat ir atitinkami pastovios srovės stiprinimo koeficientai $K_{I D 1,2} \leq K_{I s 1,2}$.

Apkrovos rezistoriuje R_a diferencinės išėjimo srovės $I_{a D}$ stiprinimo koeficientas $K_{i a D}$ priklauso nuo schemos apkrovos rezistoriaus R_a varžos ir yra didžiausias, kai $R_a \Rightarrow 0$, t. y. šiuo atveju turime: $K_{i a D \max} = K_{i D 1,2} / 2$, kas tai pat tiesiogiai seka iš $I_{a D \max}$ išraiškos (2.303). Priklausomybė $K_{i a D}(R_a)$ yra analogiška kreivei $K_{i a}(R_a)$, parodytai 2.103 pav. brūkšniuota kreive.

Skirtuminio stiprintuvo su vienpoliais tranzistoriais (2.97 pav.) išėjimų įtampų $U_{is 1,2}$ stiprinimo koeficientai $K_{u D 1,2}$ yra išreiškiami per atitinkamų santakų srovių $I_{D 1,2}$ perdavimo charakteristikų $I_{D 1,2}(U_{in p})$ diferencialinius statumus $S_{df D 1,2}$ (2.315) ir rezistorių R_D varžas tokiu būdu:

$$K_{u D 1,2} = S_{df D 1,2} \cdot R_D, \quad (2.344)$$

nes ši išraiška tiesiogiai seka iš koeficiento $K_{u D 1,2}$ apibrėžties ir akivaizdžių tapatybių $K_{u D 1,2} = \partial U_{is 1,2} / \partial (\Delta U_{in p}) = R_D \cdot \partial I_{D 1,2} / \partial (\Delta U_{in p}) = S_{df D 1,2} \cdot R_D$, kur pasinaudojome išraiška (2.336).

Išraiška (2.344) galioja visame įėjimų $U_{in 1,2}$ poveikių $U_{in 1,2}$ diapazone ir parafazinio poveikio $\Delta U_{in p}$ atveju priklausomybės ($K_{u D 1,2} / K_{u D 1,2 \max}$) nuo $(\Delta U_{in p} / |U_s|)$ grafikas atitinka 2.106 pav. pateiktų priklausomybių ($S_{df D} / S_{df D \max}$) nuo $(\Delta U_{in p} / |U_s|)$ grafikus. Iš (2.344) ir (2.338) randame didžiausią koeficiento $K_{u D 1,2}$ vertę $K_{u D 1,2 \max}$:

$$K_{u D 1,2 \max} = I_{D \max} \cdot R_D \cdot (2 \cdot k_I)^{1/2} / (2 \cdot |U_s|). \quad (2.345)$$

Akivaizdu, jog sinfazinio poveikio $U_{in s} = U_{in 1, 2}$ atveju skirtuminiame stiprintuve su lauko tranzistoriais ir idealiu srovės šaltinių $I_{o=}$ koeficientas $K_{u D 1, 2} = 0$, nes kintant įėjimų $U_{in i, 2}$ įtampoms $U_{in 1} = U_{in 2}$, tranzistorių $T_{1, 2}$ atitinkamų santakų srovės $I_{D 1, 2}$ išlieka pastovios- $I_{D 1, 2 o} \cong I_{o=} / 2$ (ši situacija 2.105 pav. yra parodyta brūkšniuota tiese $I_{D 1, 2}$).

Analogiškai išraiškai (2.344) yra užrašomas ir skirtuminio stiprintuvo su lauko tranzistoriais schemos apkrovos rezistoriuje R_a diferencinės išėjimo įtampos $\Delta U_{is a}$ stiprinimo koeficientas $K_{u a D}$:

$$K_{u a D} = S_{df a D} \cdot R_a, \quad (2.346)$$

kur įstatę išraišką (2.343), gauname stiprinimo koeficiento $K_{u a D}$ maksimalios vertės $K_{u a D max}$ išraišką:

$$K_{u a D max} = I_{D max} \cdot R_a \cdot [R_D / (R_a + 2 \cdot R_D)] \cdot (2 \cdot k_I)^{1/2} / |U_S|. \quad (2.347)$$

Iš (2.347) seka: $K_{u a D max}$ priklauso nuo schemos apkrovos rezistoriaus R_a varžos ir yra didžiausias, kai $R_a \Rightarrow \infty$, t. y. šiuo atveju turime:

$$K_{u a D max}^* = I_{D max} \cdot R_D \cdot (2 \cdot k_I)^{1/2} / |U_S|. \quad (2.348)$$

Palyginę šią vertę su (2.345) matome, jog diferencinės išėjimo įtampos $\Delta U_{is a}$ stiprinimo koeficiento $K_{u a D}$ maksimalios vertės $K_{u a D max}$ didžiausia reikšmė $K_{u a D max}^*$ yra dvigubai didesnė už skirtuminio stiprintuvo išėjimų $U_{is 1, 2}$ atitinkamų įtampų $U_{is 1, 2}$ stiprinimo koeficientų $K_{u D 1, 2}$ didžiausią vertę $K_{u D 1, 2 max}$. Priklausomybė $K_{u a D max} (R_a)$ atitinka kreivę $K_{u D max} (R_a)$, kuri yra pateikta 2.104 pav. Išraiškos (2.345), (2.347) ir (2.348) galioja tik tiesinėje skirtuminio stiprintuvo diferencinės perdavimo charakteristikos $I_{a D} (U_{in p})$ srityje (2.107 pav.), t. y. parafazinio poveikio įtampų diapazone- $|\Delta U_{in p}| \leq (k_I)^{1/2} \cdot |U_S|$ (2.335).

Akivaizdu, jog sinfazinio poveikio $U_{in s} = U_{in 1, 2}$ atveju skirtuminiame stiprintuve su lauko tranzistoriais ir idealiu srovės šaltinių $I_{o=}$ koeficientas $K_{u a D} = 0$, nes kintant įėjimų $U_{in i, 2}$ įtampoms $U_{in 1} = U_{in 2}$, tranzistorių $T_{1, 2}$ atitinkamos santakų srovės $I_{D 1, 2}$ išlieka pastovios- $I_{D 1, 2 o} \cong I_{o=} / 2$ (ši situacija 2.105 pav. yra parodyta brūkšniuota tiese $I_{D 1, 2}$) ir todėl $I_a \cong 0$.

Anksčiau parodėme, kad nesant poveikių $U_{in 1, 2} = 0$ diferencinis stiprintuvas gali būti valdomas kintamosios srovės šaltiniu $I_{o \sim}$ (arba I_o), t. y. kintant srovės šaltinio srovei $I_{o \sim}$, lauko tranzistorių $T_{1, 2}$ santakų įtampos $U_{S 1, 2 \sim}$ modulis $|U_{S 1, 2 \sim}|$ taip pat kinta (2.100 pav.), ko pasėkoje įtampa $U_{GS 1, 2 \sim}$ nagrinėjamu atveju (2.97 pav.) kinta taip, jog, didėjant srovei $I_{o \sim}$, sandūriniai atidarytųjų n- kanalų tranzistoriai $T_{1, 2}$ yra atidaromi. Priešingu atveju, kai srovė $I_{o \sim}$ mažėja, tranzistoriai $T_{1, 2}$ ir yra uždaromi. Iš čia akivaizdžiai seka, jog kintamosios

srovės šaltinio $I_o \sim$ atžvilgiu diferenciniame stiprintuve lauko tranzistoriai $T_{1,2}$ yra įjungti BI schemose ir jų valdymas šiuo šaltiniu yra tik sinfazinis. Taigi, šiuo atveju, esant kintamojo signalo srovės šaltiniui I_o (arba $I_o \sim$), subalansuoto diferencinio stiprintuvo išėjimų $U_{is\ 1,2}$ kintamosios įtampos $U_{is\ 1} \cong U_{is\ 2} \cong I_o \cdot R_D / 2$, t. y. įtampų $U_{is\ 1,2}$ fazės sutampa su poveikio I_o faze. Todėl skirtuminė išėjimo įtampa $\Delta U_{is\ a} = 0$ (2.300), o tuo pačiu ir šios įtampos stiprinimo koeficientas $K_{u\ a\ D\ (I_o)} = 0$. Iš čia taip pat seka, jog šiuo valdymo atveju tranzistorių $T_{1,2}$ atitinkamų santakų srovių $I_{D\ 1,2}$ rezistoriuose R_D perdavimo koeficientai atitinka BI schemos srovės perdavimo koeficientą $K_{I,\ i\ g}$ (I d.- (1.255), (1.383)) ir balanso atveju srovių $I_{D\ 1,2}$ rezistoriuose R_D perdavimo koeficientai $K_{i\ D\ 1,2\ (I_o)}$ yra išreiškiami taip:

$$K_{i\ D\ 1,2\ (I_o)} = 2 \cdot I_{D\ 1,2} / I_o \cong 1. \quad (2.349)$$

Akivaizdu, jog diferencinio stiprintuvo su lauko tranzistoriais valdymo kintamosios srovės šaltiniu I_o atveju ir esant balanso sąlygai, apkrovos rezistoriuje R_a diferencinės išėjimo srovės I_a perdavimo koeficientas $K_{i\ a\ D\ (I_o)} = 0$. Kita vertus, šiuo valdymo atveju subalansuoto diferencinio stiprintuvo išėjimų $U_{is\ 1,2}$ kintamųjų įtampų $U_{is\ 1,2}$ atitinkami stiprinimo koeficientai $K_{u\ D\ 1,2\ (I_o)}$, analogiškai išraiškoms (2.344) ir (2.346), yra užrašomi taip:

$$K_{u\ D\ 1,2\ (I_o)} = S_{g\ 1,2} \cdot R_D \cong R_D \cdot (2 \cdot I_{D\ max} \cdot I_o)^{1/2} / |U_s|, \quad (2.350)$$

kur: $S_{g\ 1,2}$ - lauko tranzistorių $T_{1,2}$ diferencialiniai statumai BI schemoje (I d.- (1.257)) ir išraiškos (2.350) išvedimo metu yra padarytas pakeitimas- $I_D \cong I_o / 2$.

Gautoje išraiškoje (2.350) yra neakivaizdžiai įskaitoma srovės I_o priklausomybė nuo srovės šaltinio valdymo įtampos U_{I_o} , t. y. turime funkcija- $I_o(U_{I_o})$, o koeficientai $K_{u\ D\ 1,2\ (I_o)}$ yra apibrėžiami taip: $K_{u\ D\ 1,2\ (I_o)} = U_{is\ 1,2} / U_{I_o}$. Iš čia seka, jog koeficientų $K_{u\ D\ 1,2\ (I_o)}$ atitinkamos fazės $\varphi_{u\ 1,2\ (I_o)}$, o tuo pačiu ir išėjimų $U_{is\ 1,2}$ atitinkamų kintamųjų įtampų $U_{is\ 1,2}$ fazės atžvilgiu poveikio įtampos U_{I_o} priklauso nuo sąryšio- $I_o = F(U_{I_o})$, kuris bendru atveju gali būti įvairus. Kita vertus, gauta išraiška (2.350) taip pat galioja tik tiesinėje skirtuminio stiprintuvo perdavimo charakteristikų $I_{D\ 1,2}(U_{in\ p})$ srityje (2.106 pav.), t. y. poveikio įtampos U_{I_o} diapazone $|\Delta U_{I_o}|$, kuriame yra tenkinama nelygybė:

$$|I_o(U_{I_o})| \leq |I_{D\ max}|. \quad (2.351)$$

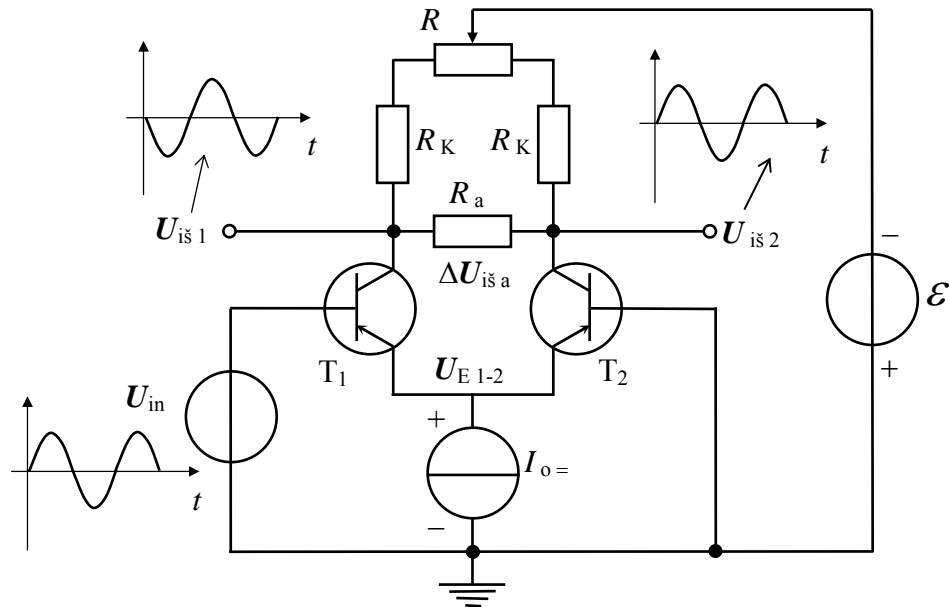
Nelygybė (2.351) išreiškia tą faktą, jog srovės šaltinio I_o srovės amplitudė I_o negali viršyti BI schemose įjungtų lauko tranzistorių $T_{1,2}$ santakų srovių $I_{D\ 1,2}$ maksimalių verčių $I_{D\ 1,2\ max}$ (2.84 pav.), nes viršijus šią srovę tranzistorių $T_{1,2}$ veikos taškai patenka į soties sritį "s" ir tranzistoriai yra pilnai atidaryti, t. y. įsotinti. Kita vertus, didėjant srovei I_o sandūrinių atidarytųjų n- kanalų tranzistorių ištakų įtampa $U_{S\ 1,2}$ neigiamėja (2.100 pav.) ir to pasėkoje

užtūrų įtampos $U_{GS\ 1,2}$ artėja prie nulio. Kai srovė I_o viršija didžiausią leistiną vertę $I_{D\ max}$, užtūrų įtampos $U_{GS\ 1,2} > 0$ ir to pasėkoje sandūrinių lauko tranzistorių užtūrų p-n sandūros tampa įjungtomis tiesioginėmis kryptimis, t. y. sandūriniai atidarytųjų n- kanalų lauko tranzistoriai nustoja veikti. Iš čia galima suformuluoti kitą poveikio įtampos U_{Io} kitimo diapazono $|\Delta U_{Io}|$ sąlygą: $U_{GS\ 1,2} \leq 0$.

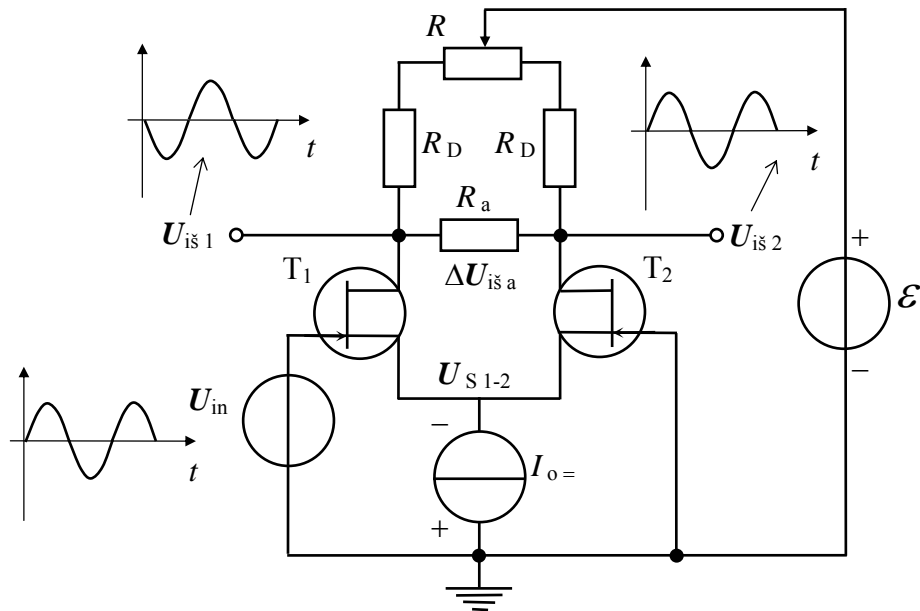
Taigi, iš pateiktos diferencinio (skirtuminio) elementariosios stiprinimo pakopos veikos analizės seka, jog diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais (2.96 pav.) normali veika- stiprinimas įmanoma tik tada, kai p-n-p tranzistorių $T_{1,2}$ bazių- kolektorių įtampos $U_{BK\ 1,2} \geq 0$ ir n-p-n tranzistorių $T_{1,2}$ atveju- $U_{BK\ 1,2} \leq 0$, o su sandūriniais atidarytųjų n- kanalų lauko tranzistoriais (2.97 pav.)- kai šių tranzistorių $T_{1,2}$ užtūros-ištakos įtampos $U_{GS\ 1,2} \leq 0$ ir atidarytųjų p- kanalų atveju- $U_{GS\ 1,2} \geq 0$. Apibendrinant galima teigti, jog diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo normali veika- stiprinimas yra tada, kai stiprintuvo veikos metu tranzistorių veikos taškai nepatenka į soties bei atkirtos sritis.

Akivaizdu, jog diferencinis (skirtuminis) stiprintuvas gali būti valdomas tik vienu poveikio signalu: $U_{in\ 1}$, kai $U_{in\ 2} = const$, arba $U_{in\ 2}$, kai $U_{in\ 1} = const$. Šiuo atveju nepanaudotas įėjimas, pvz. $U_{in\ 2}$, turi būti užtrumpintas pagal kintamąjį signalą- sujungtas su „žeme“ per pakankami didelės talpos kondensatorių $C \geq 5\ \mu F$ (2.96 pav. ir 2.97 pav. tai yra parodyta punktyrais) arba betarpiškai- galvaniniu būdu, kaip yra parodyta 2.108 pav.

2.108 pav. parodytose schemose balanso sąlyga $\Delta U_{iš\ a} = 0$, kai $U_{in} = U_{in\ 1} = 0$, yra realizuojama kintamuoju rezistoriumi (potenciometru) R . Šiuo balansavimo būdu yra keičiamos tranzistorių $T_{1,2}$ kolektorių (arba santakų) apkrovos rezistorių R^*_{K} (arba R^*_{D}) varžos, pvz. tranzistoriaus T_1 kolektoriaus (arba santakos) apkrovos varža R^*_{K1} (arba R^*_{D1}) yra padidinama- $R^*_{K1,D1} = R_{K,D} + R/2 + \Delta R$, o tranzistoriaus T_2 kolektoriaus (arba santakos) apkrovos varža R^*_{K2} (arba R^*_{D2}) yra sumažinama- $R^*_{K2,D2} = R_{K,D} + R/2 - \Delta R$, kur ΔR - potenciometro R pusės varžos $R/2$ nuokrypis. Akivaizdu, jog, esant šiam balansavimo būdui, anksčiau pateiktose išraiškose, turinčiose varžas $R_{K,D}$, vietoje šių verčių būtina įstatyti naujas vertes: $R^*_{K1,2; D1,2} = R_{K,D} + R/2 \pm \Delta R \cong R_{K,D} + R/2$, kur apytikslė reikšmė galioja, kai nuokrypis $\Delta R \ll R_{K,D} + R/2$. Kita vertus, 2.108 pav. parodytose schemose yra realizuotas tik parafazinis (skirtuminis) valdymo būdas, nes $U_{in} = \Delta U_{in\ p} = U_{in\ 1} - 0$. Iš čia seka, jog įėjimo signalo U_{in} poveikyje pilnas srovės I_o perjungimas iš vieno tranzistoriaus, pvz. T_1 , į kitą- T_2 , įvyks tada, kai $U_{in} = 2 \cdot \Delta U_{in\ p} = 2 \cdot U_{in\ 1}$. Todėl šiuo valdymo atveju diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo aktyvi tiesinė veika yra dvigubai platesniame poveikio įtampos U_{in} amplitudės $|U_{in}|$ diapazone: su dvipoliais tranzistoriais (2.108 pav. a)- $|U_{in}| \leq 2 \cdot \varphi_T$, t. y. kambario temperatūroje $T \cong 300\ K$ iki $\pm 51\ mV$, o su lauko tranzistoriais (2.108 pav. b) šis



a



b

2.108 pav. Pastovaus signalo diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo principinės schemas su dvipoliais (a) ir vienpoliais (b) tranzistoriais $T_{1,2}$, kai valdymas yra realizuojamas tik vienu poveikio signalu U_{in}

diapazonas priklauso nuo koeficiento $k_I - |U_{in}| \leq (k_I)^{1/2} \cdot |U_s|$ (2.355).

Anksčiau parodėme, jog elementariosios stiprinimo pakopos įėjimo varža R_{in} pastoviam įėjimo signalui $U_{in=}$ ir diferencialinė įėjimo varža r_{in} kintamajam įėjimo signalui U_{in} (arba $U_{in} \sim$) priklauso nuo tranzistoriaus jungimo schemas ir grandinės elementų parametrų. Pastovaus signalo diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,2}$ atveju, kai valdymas yra realizuojamas tik vienu poveikio signalu U_{in} (2.108 pav. a), įėjimo varža R_{dfin} pastoviam įėjimo signalui $U_{in=}$ yra užrašoma taip:

$$R_{df\ in} = U_{in=} / I_{in=} = U_{in=} / I_{B1=}, \quad (2.352)$$

kur: $I_{B1=}$ - pirmojo tranzistoriaus T_1 pastovioji bazės srovė.

Kai $U_{in=} = 0$, įėjimo grandinėje (2.108 pav. a) teka tranzistoriaus T_1 pastovioji bazės srovė I_{B1o} , atitinkanti pradinį veikos tašką, pvz. artimą vidurio taškui "c" (2.71 pav. b). Ši srovė įėjimo įtampos U_{in} šaltinio vidaus varžoje r_i sukuria įtampą $U_{B1o} = r_i \cdot I_{B1o}$, kai tuo metu antrojo tranzistoriaus T_2 bazės įtampa $U_{B2=} = 0$. Kita vertus, bazės srovė I_{B1o} gali būti išreikšta taip:

$$I_{B1o} = I_{K1o} / \beta_{o1} \cong [\alpha_{o1} \cdot (I_{o=} / 2)] / \beta_{o1} = (I_{o=} / 2) / (\beta_{o1} + 1), \quad (2.353)$$

kur pasinaudojome šios mokymo priemonės I d. pateiktomis išraiškomis: (1.109) ÷ (1.111).

Tranzistoriaus T_1 bazėje nusistovėjusi pradinė įtampa $U_{B1o} > 0$ ir yra užtvarinės krypties. Todėl tranzistoriaus T_1 emiterinės p-n sandūros įtampa $U_{BE1} = U_{B1o} - U_{E1-2o} < 0$, kai tuo tarpu tranzistoriaus T_2 emiterinės p-n sandūros įtampa $U_{BE2} = 0 - U_{E1-2o} < 0$ ir akivaizdu, kad $|U_{BE2}| > |U_{BE1}|$. Taigi pradiniu momentu, kai $U_{in=} = 0$, tranzistorius T_1 yra šiek tiek labiau pridarytas ir todėl jo kolektoriaus srovė $I_{K1o} < I_{K2o}$ - tranzistoriaus T_2 kolektoriaus srovė. Akivaizdu, jog šiuo atveju nėra tenkinama balanso sąlyga, nes diferencinė išėjimo įtampa $\Delta U_{iša=} = U_{iš1o} - U_{iš2o} < 0$, kur $U_{iš1,2o}$ - tranzistorių $T_{1,2}$ kolektorių įtampos: $U_{iš1,2o} = \mathcal{E} + I_{K1,2o} \cdot (R_K + R / 2)$ (čia $\mathcal{E} < 0$). Balanso sąlyga $\Delta U_{iša=} = 0$ pasiekama potenciometru R , kurio varžų dalys atžvilgiu viduriniojo kontakto padėties yra parenkamos iš sąlygos:

$$[\mathcal{E} + I_{K1o} \cdot (R_K + R / 2 + \Delta R)] - [\mathcal{E} + I_{K2o} \cdot (R_K + R / 2 - \Delta R)] = 0, \quad (2.354)$$

kur: ΔR - potenciometro R pusės varžos $R / 2$ nuokrypis.

Iš (2.354) randame nuokrypį ΔR :

$$\begin{aligned} \Delta R &= (R_K + R / 2) \cdot (|I_{K2o} - I_{K1o}|) / (I_{K2o} + I_{K1o}) = \\ &= (R_K + R / 2) \cdot (|I_{K2o} - I_{K1o}|) / (\alpha_{o1,2} \cdot I_{o=}), \end{aligned} \quad (2.355)$$

iš kur seka, jog potenciometru R galima sudaryti balanso sąlygą tik tuo atveju, kai $\Delta R \leq R / 2$, t. y., kai srovių skirtumas $|I_{K2o} - I_{K1o}| \leq (\alpha_{o1,2} \cdot I_{o=}) / (1 + 2 \cdot R_K / R)$ ir iš čia seka potenciometro R varžos vertė: $R \leq (0,5 \div 1) \cdot R_K$.

Anksčiau parodėme, jog 2.96 pav. pateikto diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais parafazinio poveikio $\Delta U_{in\ p}$ atveju veikos metu tranzistorių $T_{1,2}$

emiterių įtampa $U_{E\ 1-2}$ nekinta ($U_{E\ 1-2} = \text{const}$ (2.309)), nes tranzistoriai $T_{1,2}$ yra perjungiami parafazinio poveikio $\Delta U_{in\ p}$ sandų įtampomis $U_{in\ 1,2}$, atitinkamai, ir schemeje yra įjungtas idealus srovės šaltinis $I_{o=}$. Ši situacija keičiasi, kai diferencinis (skirtuminis) stiprintuvas su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,2}$ yra valdomas tik vienu poveikio signalu U_{in} (2.108 pav. a). Šiuo atveju antrasis tranzistorius T_2 yra valdomas įtampa $U_{E\ 1-2}$, kuri priklauso nuo poveikio įtampos U_{in} ir ši priklausomybė seka iš akivaizdžios tapatybės:

$$U_{in} + U_{B1\ o} = -U_{BE\ 1} + U_{E\ 1-2}. \quad (2.356)$$

Kai $U_{in} = 0$, įtampą $U_{B1\ o}$ galima išreikšti taip:

$$U_{B1\ o} = -U_{BE\ 1\ o} + U_{E\ 1-2\ o} = -U_{BE\ 1\ o} + U_{BE\ 2\ o} \geq 0, \quad (2.357)$$

kur nulinė $U_{B1\ o} = 0$ vertė yra gaunama tik tuo atveju, kai poveikio signalo U_{in} šaltinio vidaus varža $r_i = 0$.

Kai poveikio (įėjimo) įtampa $U_{in} > 0$, tranzistorius T_1 yra dar labiau pridaromas ir jo varža $R_{KE\ e\ 1}$ padidėja- $R_{KE\ e\ 1} = R_{KE\ e\ o\ 1} + \Delta R_{KE\ e\ 1}$, ko pasekoje padidėja srovės šaltinio $I_{o=}$ apkrovos varža $R_{vt} = R_{vt\ o} + \Delta R_{vt}$ (2.307). Todėl padidėja įtampa $U_{E\ 1-2} = U_{E\ 1-2\ o} + \Delta U_{E\ 1-2}$ ir tranzistorius T_2 yra labiau atidaromas, nes $U_{BE\ 2} = -U_{E\ 1-2}$. Įtampos $U_{E\ 1-2}$ pokytis $\Delta U_{E\ 1-2}$ tenkina sąlygą: $\Delta U_{E\ 1-2} < U_{in}$, nes tranzistorius T_1 valdančiosios įtampos $U_{E\ 1-2}$ atžvilgiu yra įjungtas BK (arba EK) schemeje. Todėl iš (2.356) seka, jog ši lygybė bus išlaikoma, kai atitinkamai sumažės įtampos $U_{BE\ 1}$ modulis- $|U_{BE\ 1}| = U_{BE\ 1\ o} - \Delta U_{BE\ 1}$, kur įtampos pokytis $\Delta U_{BE\ 1} = U_{in} - \Delta U_{E\ 1-2}$.

Kai poveikio įtampa $U_{in} < 0$, tranzistorius T_1 yra pradaromas ir jo varža $R_{KE\ e\ 1}$ sumažėja- $R_{KE\ e\ 1} = R_{KE\ e\ o\ 1} - \Delta R_{KE\ e\ 1}$, ko pasekoje sumažėja srovės šaltinio $I_{o=}$ apkrovos varža $R_{vt} = R_{vt\ o} - \Delta R_{vt}$ (2.307) ir todėl sumažėja įtampa $U_{E\ 1-2} = U_{E\ 1-2\ o} - \Delta U_{E\ 1-2}$. Taigi tranzistorius T_2 yra labiau pridaromas, o tranzistorius T_1 yra labiau atidaromas, nes įtampos $U_{BE\ 1}$ modulis $|U_{BE\ 1}| = U_{BE\ 1\ o} + \Delta U_{BE\ 1}$ - padidėja.

Iš (2.352) ir (2.357) galima užrašyti diferencinio stiprintuvo įėjimo varžos $R_{df\ in}$ pradinės vertės $R_{df\ in\ o}$ išraišką, kai poveikio įtampa $U_{in} \Rightarrow 0$:

$$R_{df\ in\ o} \cong U_{B1\ o} / I_{B1\ o} = 2 \cdot U_{B1\ o} \cdot (\beta_{o1} + 1) / I_{o=}, \quad (2.358)$$

kur įstatę vertes: $U_{B1\ o} = 0,02\ \text{V}$, $\beta_{o1} = 49$ ir $I_{o=} = 2\ \text{mA}$, gauname $R_{df\ in\ o} = 10^3\ \Omega$.

Kai poveikio įtampos U_{in} modulis $U_{in} > 0$ ir didėja iki vertės $U_{in} \cong -2 \cdot \varphi_T \cong 0,051\ \text{V}$ (2.101 pav.), yra pilnai atidaromas tranzistorius T_1 ir jo kolektoriaus srovė $I_{K1} = \alpha_{o1} \cdot I_{o=} = 2 \cdot 0,98\ \text{mA} = 1,96\ \text{mA}$, o bazės srovė $I_{B1} = I_{K1} / \beta_{o1} = 1,96 / 49\ \text{mA} = 0,04\ \text{mA}$. Įstatę šias

išraiškas ir vertes į (2.352) randame: $R_{df\ in\ I} = 2 \cdot \varphi_T \cdot (\beta_{o\ 1} + 1) / I_{o\ =} \cong 1,28\ k\Omega$. Taigi matome, kad diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais įėjimo varža $R_{df\ in}$ pastoviam signalui yra artima BE schemos atvejui (I d.- (1.148)). Kita vertus iš (2.358) seka, jog $R_{df\ in}$ mažėja, didėjant pastovios srovės šaltinio srovei $I_{o\ =}$, ir didėja, didėjant $\beta_{o\ 1}$, t. y. galima parašyti šią proporciją: $R_{df\ in} \sim \beta_{o\ 1} / I_{o\ =}$.

Pastovaus signalo diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,2}$ atveju (2.108 pav. a), kai valdymas yra realizuojamas tik vienu poveikio signalu U_{in} , įėjimo diferencialinė varža $r_{df\ in}$ kintamajam įėjimo signalui U_{in} (arba $U_{in\ \sim}$) yra išreiškiama taip:

$$r_{df\ in} = \partial U_{in\ \sim} / \partial I_{in\ \sim} = \partial U_{in\ \sim} / \partial I_{B1\ \sim}, \quad (2.359)$$

kur: $I_{B1\ \sim}$ - pirmojo tranzistoriaus T_1 kintamoji bazės srovė.

Analogiškai (2.353) bazės srovės $I_{B1\ \sim}$ pokytį $\partial I_{B1\ \sim}$ galima išreikšti taip:

$$\partial I_{B1\ \sim} = \partial I_{K1\ \sim} / \beta_1 \cong (\alpha_1 \cdot I_{o\ =}) / \beta_1 = I_{o\ =} / (\beta_1 + 1), \quad (2.360)$$

kur apytikslė išraiška yra parašyta, esant pilnam srovės $I_{o\ =}$ perjungimui iš vieno tranzistoriaus į kitą, t. y. tiesinėje perdavimo charakteristikos $I_{K1}(U_{in})$ srityje (2.101 pav.).

Iš 2.101 pav. matome, jog srovės $I_{o\ =}$ pilnas perjungimas įvyksta tada, kai įėjimo įtampos U_{in} pokytis $\partial U_{in\ \sim} \cong 4 \cdot \varphi_T = 102\ mV$. Įstatę šią bei (2.360) išraiškas į (2.359) gauname:

$$r_{df\ in} \cong 4 \cdot \varphi_T \cdot (\beta_1 + 1) / I_{o\ =}. \quad (2.361)$$

Į (2.361) įstatę vertes: $\varphi_T = 0,0255\ V$, $\beta_1 = 49$ ir $I_{o\ =} = 2\ mA$, gauname $r_{df\ in} = 2,55\ k\Omega$. Palyginę išraišką (2.361) su BE schemoje gauta išraišką (I d.- (1.148)) matome, kad diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais įėjimo diferencialinė varža $r_{df\ in}$ kintamajam signalui yra kelis kart didesnė už BE schemos. Tai suprantama iš to fakto, jog įėjimo signalo U_{in} atžvilgiu tranzistorių $T_{1,2}$ įėjimo varžos yra sujungtos nuosekliai.

Akivaizdu, jog 2.108 pav. a pateiktos schemos atveju anksčiau gautos įėjimo varžų išraiškos (2.352), (2.358), (2.359) ir (2.361) tinka ir 2.96 pav. parodytai diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais schemai. Tik šiuo atveju būtina įskaityti veikos tašką užduodančių rezistorinių įtampos daliklių $R \parallel r_i$ atstojamosios varžos $R \parallel$ įtaką, nes ši varža $R \parallel = R \cdot r_i / (R + r_i)$ ir ji yra lygiagrečiai prijungta prie schemos įėjimų ir todėl schemos įėjimo varžos $R_{df\ in}$ bei $r_{df\ in}$ sumažėja.

Kai poveikio signalas yra įtampa U_{in} , diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais (2.96 pav., 2.108 pav. a) dažninės charakteristikos atitinka BE

stiprinimo pakopos dažnines charakteristikas (2.73 pav. a). Kitu valdymo atveju, kai poveikio signalas yra srovė I_{in} - emiterių grandinėje įjungto valdomo kintamosios srovės šaltinio $I_{o \sim}$ generuojamas signalas, tai šiuo valdymo atveju išėjimų $U_{is\ 1, 2}$ dažnines charakteristikos atitinka BB stiprinimo pakopos dažnines charakteristikas (2.73 pav. a). Čia reikia pastebėti, jog 2.96 pav. parodytos schemos atveju veikia neigiamas grįžtamasis ryšis dėl tranzistorių $T_{1, 2}$ bazių grandinėse įjungtų veikos tašką užduodančių rezistorinių įtampos daliklių $R \parallel r_i$ atstojamosios varžos $R \parallel$ įtakos. Grįžtamųjų ryšių įtaką įvairiuose stiprinimo pakopose išnagrinėsime vėliau.

Pastovaus signalo diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su vienpoliais tranzistoriais $T_{1, 2}$ atveju, kai schemos valdymas yra realizuojamas tik vienu poveikio signalu U_{in} (2.108 pav. b), įėjimo varža $R_{df\ G\ in} \Rightarrow \infty$, nes pastovioji užtūros srovė $I_{G=} \Rightarrow 0$ (I d.- (1.254)). Kai $U_{in=} = 0$, abiejų lauko tranzistorių $T_{1, 2}$ užtūrų įtampos $U_{G1, 2=} = 0$, t. y. esant vienodiems tranzistoriams turime balanso sąlygą: $\Delta U_{is\ a=} = 0$. Šios schemos normali veika, t. y. užtūrų-įstakų įtampos $U_{GS\ 1, 2=} < 0$, yra realizuojama parenkant srovės šaltinio srovę $I_{o=}$ iš sąlygos: $U_{S\ 1-2=} > 0$ (2.100 pav.). Ši sąlyga seka iš (2.310), kai $\mathcal{E}_2 = 0$: $U_{S\ 1-2=} = -I_{o=} \cdot R_{vt} + k_1 \cdot \mathcal{E}_1 > 0$. Jeigu lauko tranzistoriai $T_{1, 2}$ nėra identiški, pvz. $I_{D\ max\ 1} \neq I_{D\ max\ 2}$, tai šiuo atveju balanso sąlyga yra pasiekama potenciometru R , kurio varžų dalys atžvilgiu viduriniojo kontakto padėties, analogiškai išraiškai (2.354), yra parenkamos iš sąlygos:

$$[\mathcal{E} + I_{D1o} \cdot (R_D + R/2 + \Delta R)] - [\mathcal{E} + I_{D2o} \cdot (R_D + R/2 - \Delta R)] = 0, \quad (2.362)$$

kur išraiška parašyta, kai $I_{D\ max\ 1} < I_{D\ max\ 2}$.

Iš (2.362) randame nuokrypį ΔR :

$$\begin{aligned} \Delta R &= (R_D + R/2) \cdot (|I_{D2o} - I_{D1o}|) / (I_{D2o} + I_{D1o}) = \\ &= (R_D + R/2) \cdot (|I_{D2o} - I_{D1o}|) / I_{o=}, \end{aligned} \quad (2.363)$$

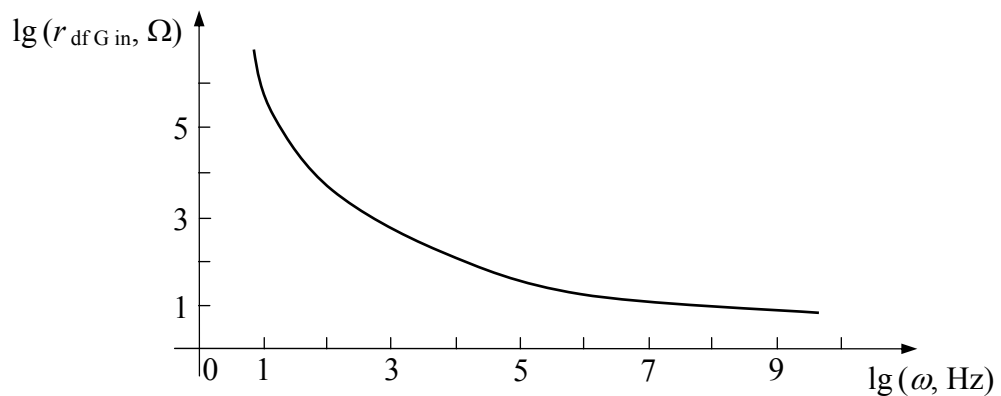
iš kur seka, jog potenciometru R galima nustatyti balanso sąlygą tik tuo atveju, kai $\Delta R \leq R/2$, t. y., kai srovių skirtumas $|I_{D2o} - I_{D1o}| \leq I_{o=} / (1 + 2 \cdot R_D / R)$ ir iš čia seka potenciometro R varžos vertė- $R \leq (0,5 \div 1) \cdot R_D$.

Pastovaus signalo diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su vienpoliais tranzistoriais $T_{1, 2}$ atveju (2.108 pav. b), kai valdymas yra realizuojamas tik vienu poveikio signalu U_{in} , įėjimo diferencialinė varža $r_{df\ G\ in}$ kintamajam įėjimo signalui U_{in} (arba $U_{in \sim}$) yra išreiškiama taip:

$$r_{df\ G\ in} = \partial U_{in \sim} / \partial I_{in \sim} = \partial U_{in \sim} / \partial I_{G1 \sim}, \quad (2.364)$$

kur: $I_{G1} \sim$ - pirmojo tranzistoriaus T_1 kintamoji užtūros srovė.

Kai kintamojo įėjimo signalo U_{in} dažnis $\omega \Rightarrow 0$, skirtuminio stiprintuvo su vienpoliais tranzistoriais diferencialinė įėjimo varža $r_{dfGin} \Rightarrow \infty$. Kita vertus, šios mokymo priemonės I d. buvo parodyta, jog didėjant įėjimo signalo $U_{in} \sim$ dažniui ω lauko tranzistoriaus užtūros G talpos $C_G = C_{GS} + C_{GD}$ sandai C_{GS} ir C_{GD} (I d.-1.109 pav.) mažina vienpolio tranzistoriaus diferencialinę įėjimo varžą $r_{G \sim}$ (I d.- (1.366) ÷ (1.368)). Akivaizdu, jog analogiškai skirtuminio stiprintuvo atveju su dvipoliais tranzistoriais (2.108 pav. a), įėjimo įtampa $U_{in} \sim$ schemeje su lauko tranzistoriais (2.108 pav. b) veikia nuosekliai sujungtas lauko tranzistorių $T_{1,2}$ užtūrų p-n sandūras, t. y. įtampa $U_{in} \sim$ yra du kartus didesnė už įtampą, kuri veikia BI stiprinimo pakopą su vienu lauko tranzistoriumi (2.92 pav. b). Todėl $r_{dfGin} = 2 \cdot r_{G \sim}$ ir didėjant dažniui $\omega \Rightarrow \infty$, įėjimo varžą $r_{dfGin} \Rightarrow 2 \cdot [R_G + R_S \cdot (R_D + R_a^*) / (R_S + R_D + R_a^*)]$ (I d.- (1.368)), kur: $R_a^* \cong R_D + R/2$, o $R_{G,S,D}$ - lauko tranzistoriaus ekvivalentinės schemos parametrai (I d.- 1.109 pav.). Tipinė skirtuminio stiprintuvo su vienpoliais tranzistoriais diferencialinės įėjimo varžos r_{dfGin} priklausomybė nuo dažnio ω yra parodyta 2.109 pav.

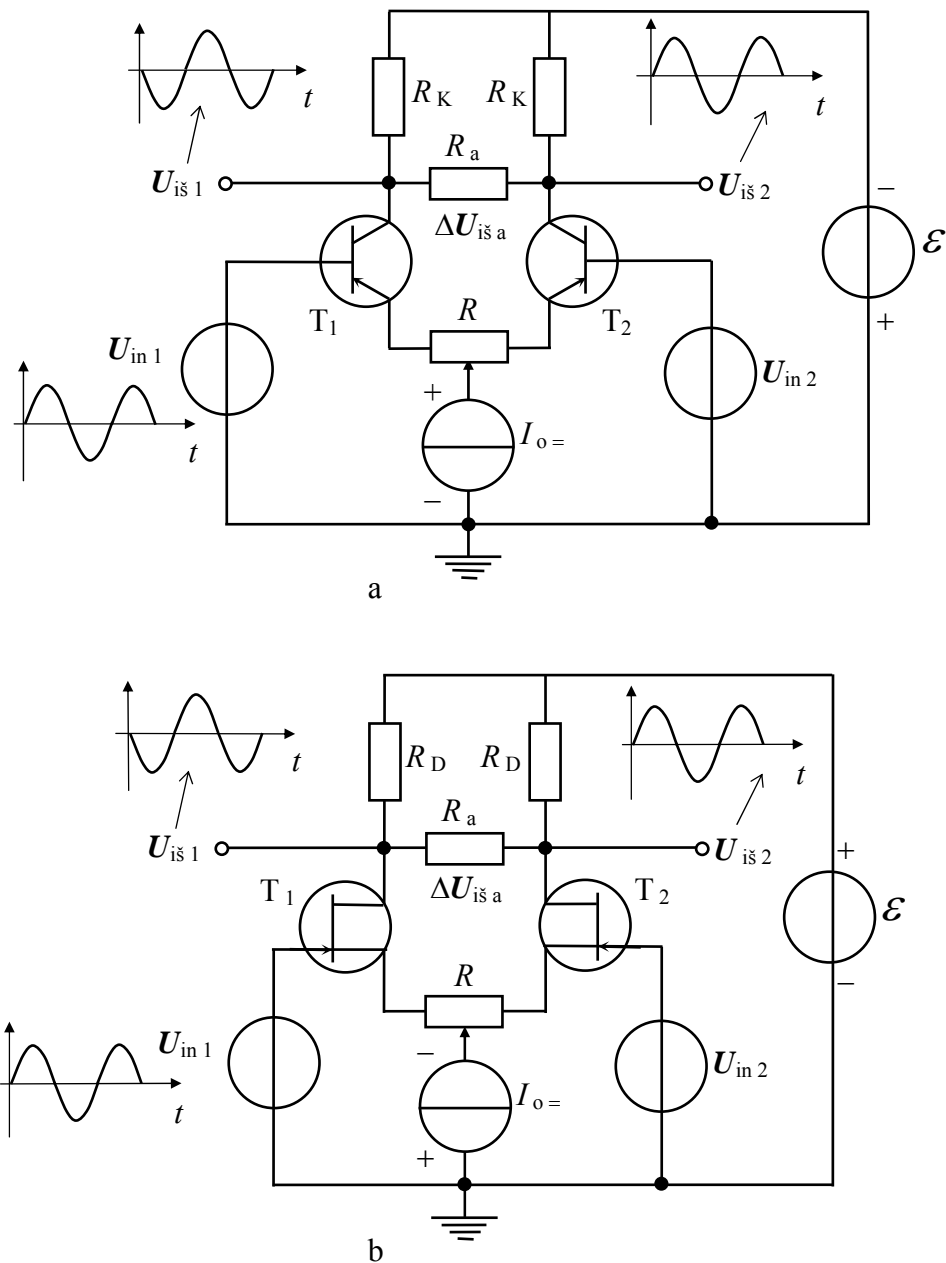


2.109 pav. Skirtuminio stiprintuvo su vienpoliais tranzistoriais diferencialinės įėjimo varžos r_{dfGin} priklausomybė nuo įėjimo signalo U_{in} dažnio ω

Kai poveikio signalas yra įtampa U_{in} , diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su vienpoliais tranzistoriais (2.97 pav., 2.108 pav. b) dažninės charakteristikos atitinka BI stiprinimo pakopos (2.83 pav. b) dažnines charakteristikas (I d.- (1.375) ÷ (1.389)). Tuo tarpu kitu valdymo atveju, kai poveikio signalas I_{in} yra ištakų grandinėje įjungto valdomo kintamosios srovės šaltinio $I_{o \sim}$ generuojamas signalas, tai šiuo valdymo atveju išėjimų $U_{is1,2}$ dažninės charakteristikos atitinka BU stiprinimo pakopos (2.83 pav. a) dažnines charakteristikas.

Anksčiau parodėme du diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo balansavimo būdus: 1- kai balanso sąlyga $\Delta U_{is} = 0$ yra nustatoma parenkant vieno iš tranzistorių $T_{1,2}$ veikos tašką užduodančių rezistorinio įtampos daliklio $r_i \parallel R$ parametrus (2.96 pav., 2.97 pav.); 2- kai 2.108 pav. parodytose schemeose balanso sąlyga $\Delta U_{is} = 0$ yra realizuojama apkrovų rezistorių

R_K (arba R_D) grandinėje įjungtu potenciometru R , su kuriuo yra keičiamos tranzistorių $T_{1,2}$ kolektorių (arba santakų) apkrovos rezistorių $R_K \pm \Delta R$ (arba $R_D \pm \Delta R$) varžos. Trečias balansavimo būdas yra realizuojamas emiterių (arba ištakų) grandinėje įjungtu potenciometru R , su kuriuo yra keičiamos tranzistorių $T_{1,2}$ emiterinių p-n sandūrų (arba užtūrų) pastoviosios įtampos $U_{BE1,2=}$ (arba $U_{GS1,2=}$) (2.110 pav.).



2.110 pav. Pastovaus signalo diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo principinės schemas su dvipoliais (a) ir vienpoliais (b) tranzistoriais $T_{1,2}$, kai balansavimas yra realizuojamas emiterių (arba ištakų) grandinėje įjungtu potenciometru R

Iš 2.110 pav. matome, kad esant neidentiškiems tranzistoriams $T_{1,2}$, pvz., kai yra tenkinama sąlyga: $I_{E1=} = I_{E2=}$, įtampa $U_{EB1=} \neq U_{EB2=} =$ (arba įtampa $U_{SG1=} \neq U_{SG2=} =$, kai yra tenkinama sąlyga: $I_{S1=} = I_{S2=} =$), skirtuminio stiprintuvo balanso sąlyga $\Delta U_{iša=} = 0$, kai įėjimo

įtampos $U_{in\ 1,2} = 0$, yra pasiekama potenciometru R , kurio varžų dalys atžvilgiu viduriniojo kontakto padėties yra parenkamos iš sąlygos:

$$[|U_{BE\ 1\ o}| - I_{o=} \cdot (R/2 + \Delta R)/2] - [|U_{BE\ 2\ o}| - I_{o=} \cdot (R/2 - \Delta R)/2] = 0, \quad (2.365)$$

kur išraiška užrašyta dvipolių tranzistorių atveju, kai $U_{BE\ 2\ o} < U_{BE\ 1\ o}$;

arba:

$$[|U_{GS\ 1\ o}| + I_{o=} \cdot (R/2 + \Delta R)/2] - [|U_{GS\ 2\ o}| + I_{o=} \cdot (R/2 - \Delta R)/2] = 0, \quad (2.366)$$

kur išraiška užrašyta vienpolių tranzistorių atveju, kai $U_{GS\ 1\ o} < U_{GS\ 2\ o}$.

Iš (2.365) ir (2.366) randame nuokrypį ΔR :

$$\Delta R = (|U_{BE\ 1\ o} - U_{BE\ 2\ o}|)/I_{o=}, \text{ arba } \Delta R = (|U_{GS\ 2\ o} - U_{GS\ 1\ o}|)/I_{o=}, \quad (2.367)$$

iš kur seka, jog potenciometru R galima nustatyti balanso sąlygą tik tuo atveju, kai $\Delta R \leq R/2$.

Iš (2.365) ir (2.366) matome, jog potenciometro R varžos sandai $(R/2 \pm \Delta R)$ be pageidaujamos balansavimo įtakos turi ne visais atvejais naudingą neigiamojo grįžtamojo ryšio įtaką, nes įtampos poliaringumas šiuose varžose yra atgalinės krypties, t. y. jos įtakoje tranzistoriai $T_{1,2}$ yra pridaromi. Todėl dažniausiai potenciometro R varža yra parenkama pakankamai maža - iki kelių šimtų omų. Kita vertus iš (2.367) seka, jog potenciometro R varža gali būti parinkta iš sąlygos: $R < 1/S_{b,g}$, kur $S_{b,g}$ - dvipolio arba vienpolio tranzistoriaus statusas BB arba BU grandinėje, atitinkamai. Pasinaudoję šios mokymo priemonės I d. pateiktomis statumų S_b ir S_g atitinkamomis išraiškomis (1.123) ir (1.257), galima užrašyti:

$$R \leq (2 \cdot \varphi_T) / (\alpha_{o1,2} \cdot I_{o=}) \text{ arba } R \leq |U_{s1,2}| / (2 \cdot I_{D\ max\ 1,2} \cdot I_{o=})^{1/2}, \quad (2.368)$$

kur yra padaryti akivaizdus pakeitimai: $I_{K1,2} = (\alpha_{o1,2} \cdot I_{o=})/2$ ir $I_{D1,2} = I_{o=}/2$.

Į išraiškas (2.368) įstatę vertes: $\varphi_T = 25,5$ mV, $\alpha_{o1,2} = 0,98$, $I_{o=} = 2$ mA, $|U_{s1,2}| = 1$ V, ir $I_{D\ max\ 1,2} = 10$ mA, randame: $R \leq 26 \ \Omega$ - skirtuminio stiprintuvo schemoje su dvipoliais tranzistoriais (2.110 pav. a) ir $R \leq 158 \ \Omega$ - skirtuminio stiprintuvo schemoje su vienpoliais tranzistoriais (2.110 pav. b).

Šio skyrelio pabaigoje surasime skirtuminio stiprintuvo apkrovoje R_a didžiausios galios $P_{a\ max}$ išraišką, kuri tiesiogiai seka iš diferencinės perdavimo charakteristikos $I_a(U_{in\ p,s})$ (2.320) ir $I_{a\ max}$ išraiškų (2.303):

$$P_{a\ max} = (I_{a\ max})^2 \cdot R_a = [\alpha_o \cdot I_{o=} \cdot R_K / (R_a + 2 \cdot R_K)]^2 \cdot R_a,$$

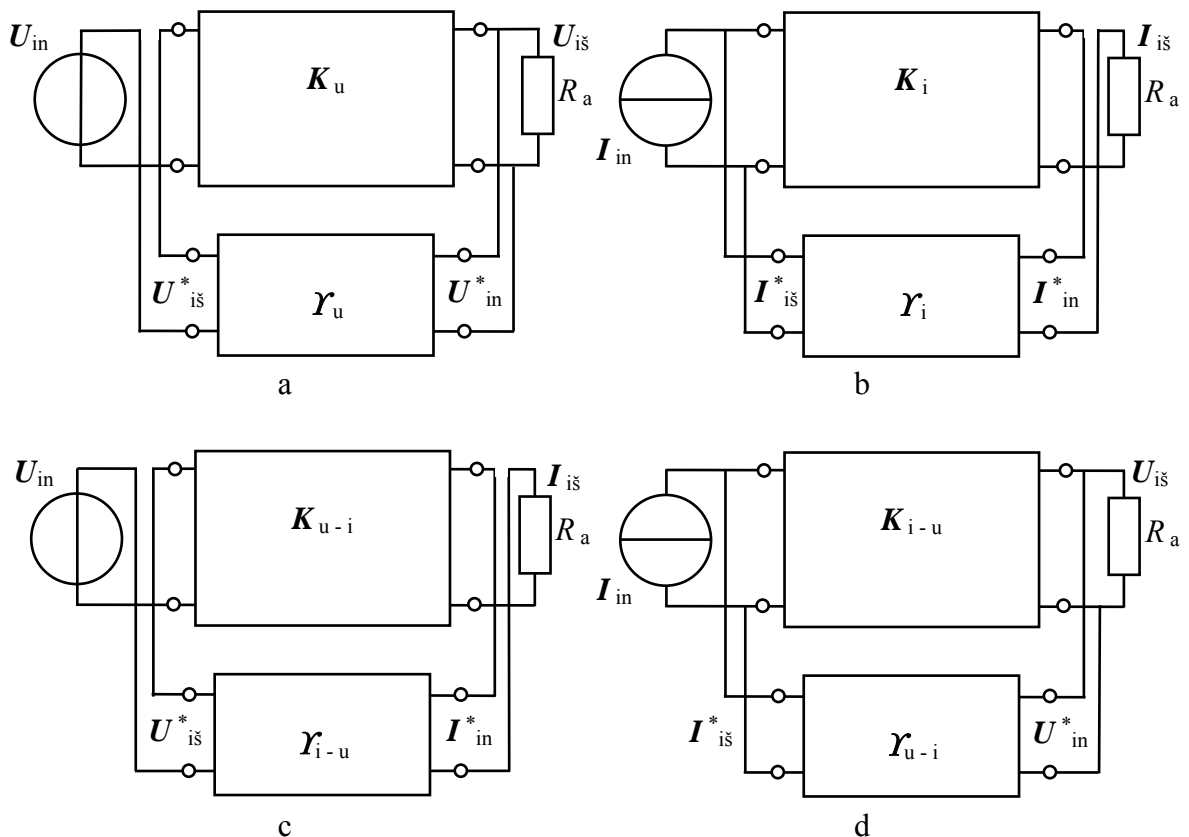
arba:

$$P_{a\ max} = (I_{a\ max})^2 \cdot R_a = [I_{o=} \cdot R_D / (R_a + 2 \cdot R_D)]^2 \cdot R_a,$$

iš kur matome, jog $P_{a \max}$ vertė priklauso nuo R_a ir yra didžiausia- $P_{a \max}^* = (\alpha_o \cdot I_{o=})^2 \cdot R_K / 9$ (arba $= (I_{o=})^2 \cdot R_D / 9$), kai $R_a = R_{K, D}$, kas tiesiogiai seka iš lygties: $\partial P_{a \max} / \partial R_a = 0$.

2.1.3. Grįžtamieji ryšiai elementariose stiprinimo pakopose

Elektroninėse grandinėse grįžtamoju ryšiu yra vadinamas reiškinys, kai elektroninio įtaiso, pvz. stiprintuvo, dalis išėjimo signalo $U_{i\text{š}}$ arba (ir) $I_{i\text{š}}$ patenka į įėjimo grandinę $U_{i\text{in}}$. Galimi grįžtamojo ryšio atvejai yra parodyti 2.111 pav., kur stiprintuvas ir grįžtamojo ryšio grandinės įrenginys yra pavaizduoti atitinkamais keturpoliais $K_{u, i}$ ir $Y_{u, i}$.



2.111 pav. Galimi grįžtamojo ryšio elektroninėse grandinėse atvejai: a- įtampos grįžtamasis ryšys; b- srovės grįžtamasis ryšys; c- srovės-įtampos mišrusis grįžtamasis ryšys; d- įtampos-srovės mišrusis grįžtamasis ryšys

2.111 pav. a parodytas atvejis, kai keturpolio K_u išėjimo įtampa $U_{i\text{š}}$ grįžtamojo ryšio grandine per įrenginį Y_u yra gražinama į keturpolio K_u įėjimo gnybtus. Šis grįžtamojo ryšio atvejis yra vadinamas įtampos grįžtamoju ryšiu. Akivaizdu, kad šiuo atveju grįžtamojo ryšio įrenginys Y_u turi tenkinti tam tikras elektrinių parametrų sąlygas: įėjimo varža $R_{Y_{i\text{in}}} \gg R_a$, o išėjimo varža $R_{Y_{i\text{š}}} \ll R_{K_{i\text{in}}}$, t. y. tenkina įtampos šaltinio parametrus.

2.111 pav. b parodytas atvejis, kai keturpolio K_i išėjimo srovė $I_{i\text{š}}$ grįžtamojo ryšio grandine per įrenginį Y_i yra gražinama į keturpolio K_i įėjimo gnybtus. Šis grįžtamojo ryšio atvejis yra vadinamas srovės grįžtamoju ryšiu. Akivaizdu, kad šiuo atveju grįžtamojo ryšio

įrenginys \mathcal{Y}_i turi tenkinti tam tikras elektrinių parametrų sąlygas: įėjimo varža $R_{Y_{in}} \ll R_a$, o išėjimo varža $R_{Y_{iš}} \gg R_{K_{in}}$, t. y. tenkina srovės šaltinio parametrus.

2.111 pav. c parodytas atvejis, kai keturpolio \mathbf{K}_{u-i} išėjimo srovė $\mathbf{I}_{iš}$ grįžtamojo ryšio grandine per įrenginį \mathcal{Y}_i yra keičiama į jai proporcingą įtampą $\mathbf{U}_{iš}^*$ ir yra gražinama į keturpolio \mathbf{K}_{u-i} įėjimo gnybtus. Šis grįžtamojo ryšio atvejis yra vadinamas srovės-įtampos mišriuoju grįžtamoju ryšiu. Akivaizdu, kad šiuo atveju grįžtamojo ryšio įrenginys \mathcal{Y}_i turi tenkinti tam tikras elektrinių parametrų sąlygas: įėjimo varža $R_{Y_{in}} \ll R_a$, o išėjimo varža $R_{Y_{iš}} \ll R_{K_{in}}$, t. y. tenkina įtampos šaltinio parametrus.

2.111 pav. d parodytas atvejis, kai keturpolio \mathbf{K}_{i-u} išėjimo įtampa $\mathbf{U}_{iš}$ grįžtamojo ryšio grandine per įrenginį \mathcal{Y}_i yra keičiama į jai proporcingą srovę $\mathbf{I}_{iš}^*$ ir yra gražinama į keturpolio \mathbf{K}_{i-u} įėjimo gnybtus. Šis grįžtamojo ryšio atvejis yra vadinamas įtampos-srovės mišriuoju grįžtamoju ryšiu. Akivaizdu, kad šiuo atveju grįžtamojo ryšio įrenginys \mathcal{Y}_i turi tenkinti tam tikras elektrinių parametrų sąlygas: įėjimo varža $R_{Y_{in}} \gg R_a$, o išėjimo varža $R_{Y_{iš}} \gg R_{K_{in}}$, t. y. tenkina srovės šaltinio parametrus.

2.111 pav. a parodytu atveju stiprintuvo \mathbf{K}_u su įtampos grįžtamoju ryšiu \mathcal{Y}_u viso įrenginio įtampos stiprinimo-perdavimo koeficientas \mathbf{K}_{uY} yra išreiškiamas taip:

$$\mathbf{K}_{uY} = \mathbf{U}_{iš} / \mathbf{U}_{in}. \quad (2.369)$$

Visos sistemos 2.111 pav. a išėjimo įtampą $\mathbf{U}_{iš}$ galima išreikšti akivaizdžia tapatybe:

$$\mathbf{U}_{iš} = \mathbf{K}_u \cdot (\mathbf{U}_{in} + \mathbf{U}_{iš}^*) = \mathbf{K}_u \cdot (\mathbf{U}_{in} + \mathcal{Y}_u \cdot \mathbf{U}_{iš}),$$

ir iš čia randame:

$$\mathbf{U}_{iš} = \mathbf{K}_u \cdot \mathbf{U}_{in} / (1 - \mathcal{Y}_u \cdot \mathbf{K}_u),$$

ir iš čia bei (2.369) gauname:

$$\mathbf{K}_{uY} = \mathbf{K}_u / (1 - \mathcal{Y}_u \cdot \mathbf{K}_u). \quad (2.370)$$

Tiesinėje sistemoje harmoninio poveikio (įėjimo) signalo $\mathbf{U}_{in} = U_{in o} \cdot e^{j\omega t}$ atveju koeficientai \mathbf{K}_u ir \mathcal{Y}_u gali būti išreikšti analogiškai:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{K}_u &= \mathbf{U}_{iš} / \mathbf{U}_{in} = (U_{iš o} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_K)}) / (U_{in o} \cdot e^{j\omega t}) = K_{u o}(\omega) \cdot e^{j\varphi_K(\omega)}, \\ \mathcal{Y}_u &= \mathbf{U}_{iš}^* / \mathbf{U}_{in}^* = (U_{iš o}^* \cdot e^{j(\omega t + \varphi_Y)}) / (U_{in o}^* \cdot e^{j\omega t}) = Y_{u o}(\omega) \cdot e^{j\varphi_Y(\omega)}, \end{aligned} \right\} \quad (2.371)$$

kur: $K_{u o}(\omega)$ ir $Y_{u o}(\omega)$ - atitinkamų koeficientų \mathbf{K}_u ir \mathcal{Y}_u modulių priklausomybės nuo dažnio- dažninės charakteristikos, o $\varphi_K(\omega)$ ir $\varphi_Y(\omega)$ - fazinės charakteristikos.

Iš (2.370) ir (2.371) gauname:

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_{u\gamma} = & K_{u_0}(\omega) \cdot [\cos(\varphi_K) - K_{u_0}(\omega) \cdot Y_{u_0}(\omega) \cdot \cos(\varphi_\gamma)] / \\ & / \{1 + [K_{u_0}(\omega) \cdot Y_{u_0}(\omega)]^2 - 2 \cdot K_{u_0}(\omega) \cdot Y_{u_0}(\omega) \cdot \cos(\varphi_K + \varphi_\gamma)\} + \\ & + j \cdot K_{u_0}(\omega) \cdot [\sin(\varphi_K) + K_{u_0}(\omega) \cdot Y_{u_0}(\omega) \cdot \sin(\varphi_\gamma)] / \\ & / \{1 + [K_{u_0}(\omega) \cdot Y_{u_0}(\omega)]^2 - 2 \cdot K_{u_0}(\omega) \cdot Y_{u_0}(\omega) \cdot \cos(\varphi_K + \varphi_\gamma)\}, \quad (2.372) \end{aligned}$$

kur išvedimo metu pasinaudojome trigonometrines kompleksinio skaičiaus išraišką (2.9) ir paprastumo dėlei fazinėse charakteristikose nerašėme dažnio.

Iš (2.372) žinomą būdu randame $\mathbf{K}_{u\gamma}$ modulio $K_{u\gamma_0}(\omega)$ išraišką:

$$K_{u\gamma_0}(\omega) = K_{u_0}(\omega) / \{1 + [K_{u_0}(\omega) \cdot Y_{u_0}(\omega)]^2 - 2 \cdot K_{u_0}(\omega) \cdot Y_{u_0}(\omega) \cdot \cos(\varphi_K + \varphi_\gamma)\}^{1/2}. \quad (2.373)$$

Iš gautos išraiškos (2.373) seka du kraštiniai atvejai:

1) kai $\cos(\varphi_K + \varphi_\gamma) = 1$ ir iš čia seka:

$$\varphi_K(\omega) + \varphi_\gamma(\omega) = 0 \text{ arba } \pm n \cdot 2 \cdot \pi \text{ rad } (= 0^\circ \text{ arba } \pm n \cdot 360^\circ); \quad (2.374)$$

kur $n = 0, 1, 2, \dots$; bei:

$$\begin{aligned} K_{u\gamma}(\omega) &= K_{u_0}(\omega) / \{1 + [K_{u_0}(\omega) \cdot Y_{u_0}(\omega)]^2 - 2 \cdot K_{u_0}(\omega) \cdot Y_{u_0}(\omega)\}^{1/2} = \\ &= K_{u_0}(\omega) / [1 - K_{u_0}(\omega) \cdot Y_{u_0}(\omega)]; \quad (2.375) \end{aligned}$$

2) kai $\cos(\varphi_K + \varphi_\gamma) = -1$ ir iš čia seka:

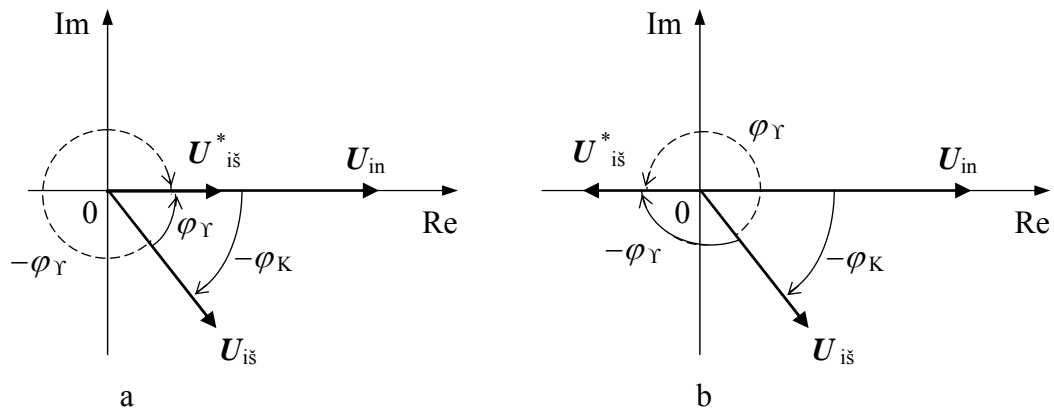
$$\varphi_K(\omega) + \varphi_\gamma(\omega) = \pm \pi \text{ rad} = \pm 180^\circ, \quad (2.376)$$

bei:

$$\begin{aligned} K_{u\gamma}(\omega) &= K_{u_0}(\omega) / \{1 + [K_{u_0}(\omega) \cdot Y_{u_0}(\omega)]^2 + 2 \cdot K_{u_0}(\omega) \cdot Y_{u_0}(\omega)\}^{1/2} = \\ &= K_{u_0}(\omega) / [1 + K_{u_0}(\omega) \cdot Y_{u_0}(\omega)]. \quad (2.377) \end{aligned}$$

Pirmuoju atveju iš (2.374) seka, jog grįžtamojo ryšio grandinės įrenginys \mathcal{Y}_u pasuka signalo U^* iš fazę φ_γ taip, jog šio signalo fazė sutaptų su poveikio signalo U_{in} faze, kas matyti iš 2.112 pav. a pateiktų vektorinių diagramų ir šis atvejis yra vadinamas teigiamu grįžtamoju ryšiu.

Antruoju atveju iš (2.376) seka, jog grįžtamojo ryšio grandinės įrenginys \mathcal{Y}_u pasuka signalo U^* iš fazę φ_γ taip, jog šio signalo fazė tampa priešinga poveikio signalo U_{in} fazei, kas matyti iš 2.112 pav. b pateiktų vektorinių diagramų ir šis atvejis yra vadinamas neigiamu grįžtamoju ryšiu.



2.112 pav. Stiprintuvo K_u su grįžtamoju ryšiu \mathcal{Y}_u atitinkamų įėjimų bei išėjimų harmoninių signalų vektorinės diagramos: a- teigiamo grįžtamojo ryšio atveju; b- neigiamo grįžtamojo ryšio atveju

Teigiamo grįžtamojo ryšio atveju iš (2.375) seka, kad $K_{u\gamma} \geq K_{u0}$ ir ši nelygė tuo stipresnė, kuo didesnis \mathcal{Y}_{u0} . Kai sandauga $K_{u0} \cdot \mathcal{Y}_{u0} \Rightarrow 1$, tai $K_{u\gamma} \Rightarrow \infty$ ir elektroninis įrenginys 2.111 pav. tampa generatoriumi, t. y. jo išėjimo įtampa $U_{iš} > 0$, kai $U_{in} = 0$ (arba išėjimo srovė $I_{iš} > 0$, kai $I_{in} = 0$). Taigi parodėme, kad visais 2.111 pav. pateiktais grįžtamojo ryšio atvejais stiprintuvas $K_{u,i}$ su grįžtamoju ryšiu $\mathcal{Y}_{u,i}$ susižadina (generuoja), kai yra tenkinamos dvi sąlygos:

$$\left. \begin{array}{l} 1) \text{ fazijų balanso sąlyga- } \varphi_K(\omega) + \varphi_Y(\omega) = \pm n \cdot 2 \cdot \pi = \pm n \cdot 360^\circ; \\ 2) \text{ amplitudžių balanso sąlyga- } K_{u,i0}(\omega) \cdot \mathcal{Y}_{u,i0}(\omega) = 1. \end{array} \right\} (2.378)$$

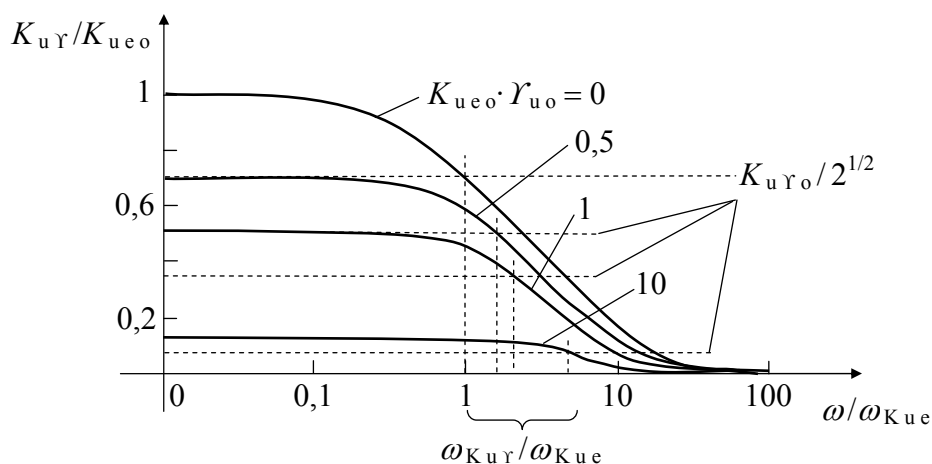
kur: $n = 0, 1, 2, \dots$

Dažniausiai stiprintuvų $K_{u,i0} > 1$ ir todėl amplitudžių balanso sąlyga yra tenkinama, kai $\mathcal{Y}_{u,i0} < 1$. Iš čia seka amplitudžių balanso sąlygos fizikinė esmė- bendras elektroninio įrenginio stiprinimo koeficientas $K_{u,i0} \cdot \mathcal{Y}_{u,i0}$ turi kompensuoti nuostolius grįžtamojo ryšio grandinėje.

Dažniausiai stiprintuvas yra tiesinis įrenginys ir todėl jame yra taikomas išimtinai neigiamas grįžtamasis ryšis (arba keli neigiamieji ryšiai). Iš (2.377) matome, jog neigiamo grįžtamojo ryšio atveju $K_{u,\gamma} \leq K_{u,i0}$ ir ši nelygė tuo stipresnė, kuo didesnis $\mathcal{Y}_{u,i0}$. Kai grįžtamosios grandinės $\mathcal{Y}_{u,i0} \Rightarrow \infty$, viso elektroninio įrenginio $K_{u,\gamma} \Rightarrow 0$, t. y. stiprintuvas su labai stipriu neigiamu grįžtamoju ryšiu praranda stiprinimo savybę. Iš čia sektų, kad neigiamas grįžtamasis ryšis stiprintuvuose yra nepageidautinas reiškinys. Tačiau yra visa eilė stiprintuvo parametrų, kurie esant neigiamam grįžtamajam ryšiui žymiai pagerėja.

Viena iš pagedaujamų neigiamo grįžtamojo ryšio stiprintuve savybių yra stiprintuvo dažninės charakteristikos $K_{u,i}(\omega)$ aukštojo ribinio dažnio ω_{ar} (2.78 pav.) padidėjimas. Tai tiesiogiai seka iš (2.377), į kurią įstatę, pvz. BE schemoje įjungto dvipolio tranzistoriaus

įtampos stiprinimo koeficiento K_{ue} dažninės charakteristikos išraišką: $K_{ue}(\omega) \cong K_{ue0} / [1 + (\omega/\omega_{Kue})^2]^{1/2}$ (2.73 pav. a) bei grįžtamojo ryšio grandinės įrenginio \mathcal{Y}_u dažninę charakteristiką $\mathcal{Y}_u(\omega) \cong \mathcal{Y}_{u0}$ ir atlikę skaičiavimus gauname viso įrenginio $K_{u\gamma}$ dažninės charakteristikos $K_{u\gamma}(\omega)$ priklausomybes nuo sandaugos $K_{ue0} \cdot \mathcal{Y}_{u0}$, kurios yra pateiktos 2.113 pav.



2.113 pav. Neigiamo grįžtamojo ryšio įtaka stiprintuvo dažninei charakteristikai

Iš 2.113 pav. matome, jog stiprėjant neigiamam grįžtamajam ryšiui viso įrenginio dažninė charakteristika $K_{u\gamma}(\omega)$ tampa tolygi platesniame dažnių diapazone $\Delta\omega$ ir tuo pačiu didėja aukštojo ribinio dažnio $\omega_{K_{u\gamma}}$ vertė, kurią gauname iš (2.377), pritaikę ribinio dažnio ω_{ar} apibrėžtį- $K_{u\gamma}(\omega_{K_{u\gamma}}) = K_{u\gamma0} / 2^{1/2}$:

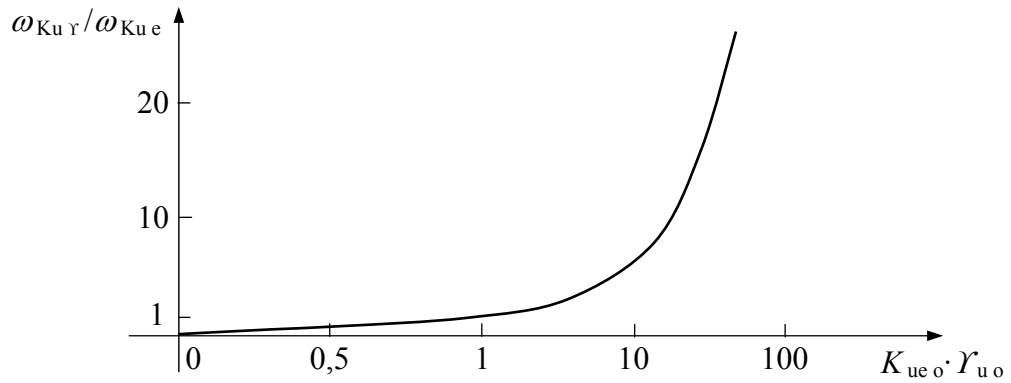
$$\begin{aligned} \{K_{ue0} / [1 + (\omega_{K_{u\gamma}}/\omega_{Kue})^2]^{1/2}\} / \{1 + \mathcal{Y}_{u0} K_{ue0} / [1 + (\omega_{K_{u\gamma}}/\omega_{Kue})^2]^{1/2}\} = \\ = K_{ue0} / [(1 + K_{ue0} \cdot \mathcal{Y}_{u0}) \cdot 2^{1/2}], \end{aligned}$$

ir iš čia randame:

$$\omega_{K_{u\gamma}} = \omega_{Kue} \cdot \{ [2^{1/2} \cdot (1 + K_{ue0} \cdot \mathcal{Y}_{u0}) - K_{ue0} \cdot \mathcal{Y}_{u0}]^2 - 1 \}^{1/2}, \quad (2.379)$$

Iš (2.379) paskaičiuota priklausomybė $\omega_{K_{u\gamma}}(K_{ue0} \cdot \mathcal{Y}_{u0})$ yra parodyta 2.114 pav.

Iš 2.114 pav. matome, jog sandaugai $K_{ue0} \cdot \mathcal{Y}_{u0}$ pasiekus vertę 10, viso įrenginio dažninės charakteristikos $K_{u\gamma}(\omega)$ aukštojo ribinio dažnio $\omega_{K_{u\gamma}}$ vertė padidėja apie 5,5 kartus, palyginus su stiprintuvo ribiniu dažniu ω_{Kue} be neigiamojo grįžtamojo ryšio, kai $\mathcal{Y}_{u0} = 0$. Čia būtina atkreipti dėmesį į tai, jog ribinio dažnio $\omega_{K_{u\gamma}}$ padidėjimas apie 5,5 kartus yra gautas sąskaita viso įrenginio įtampos stiprinimo koeficiento $K_{u\gamma0}$ sumažėjimo 11 kartų, palyginus su stiprintuvo K_{ue0} verte be neigiamojo grįžtamojo ryšio. Taigi, ši neigiamo



2.114 pav. Neigiamo grįžtamojo ryšio įtaka stiprintuvo dažninės charakteristikos $K_{u\gamma}(\omega)$ aukštojo ribinio dažnio $\omega_{Ku\gamma}$ vertei

grįžtamojo ryšio savybė yra plačiai taikoma impulsinių signalų stiprintuvuose, kai yra svarbu realizuoti įmanomai trumpų frontų perdavimą, aukojant stiprinimo koeficientą.

Kita iš pagedaujamų- naudingų neigiamo grįžtamojo ryšio stiprintuve savybių yra stiprintuvo elektrinių parametrų stabilumo padidinimas. Stiprintuvo elektrinių parametrų nestabilumas gali būti susijęs su aplinkos temperatūros T svyravimais- $T \pm \Delta T$, maitinimo šaltinio įtampos \mathcal{E} svyravimais- $\mathcal{E} \pm \Delta \mathcal{E}$ ir t. t. Pvz. vieno iš pagrindinio stiprintuvo elektrinio parametro- įtampos (arba (ir) srovės) stiprinimo koeficiento $K_{u,i}$ nestabilumas įtakoja išėjimo įtampos $U_{i\delta}$ (arba (ir) išėjimo srovės $I_{i\delta}$) nestabilumą, kai įėjimo signalas U_{in} (arba (ir) I_{in}) yra stabilus. Akivaizdu, jog dėl stiprinimo koeficiento $K_{u,i}$ nestabilumo, t. y. jam pakitus dydžiu $\pm \Delta K_{u,i}$, atsiras ir išėjimo signalo pokytis $\pm \Delta U_{i\delta}$ (arba (ir) $\pm \Delta I_{i\delta}$), kurio santykinė pokyčio vertė $\Delta U_{i\delta} / U_{i\delta} = \Delta I_{i\delta} / I_{i\delta} = \Delta K_{u,i} / K_{u,i}$, nes $U_{in} = \text{const}$ (arba (ir) $I_{in} = \text{const}$). Esant grįžtamajam ryšiui (2.111 pav.) visos sistemos santykinį pokytį $\Delta K_{u\gamma} / K_{u\gamma}$ surasime iš (2.370), atlikę diferencijavimo veiksmus:

$$\begin{aligned} dK_{u\gamma} / dK_u &= [(1 - \gamma_u \cdot K_u) - K_u \cdot (-\gamma_u)] / (1 - \gamma_u \cdot K_u)^2 = 1 / (1 - \gamma_u \cdot K_u)^2 = \\ &= [K_u / (1 - \gamma_u \cdot K_u)] \cdot [1 / (1 - \gamma_u \cdot K_u)] (1 / K_u), \end{aligned}$$

ir iš čia bei (2.370), padarę pakeitimą- “d” → “Δ”, gauname:

$$\Delta K_{u\gamma} / K_{u\gamma} = (\Delta K_u / K_u) / (1 - \gamma_u \cdot K_u). \quad (2.380)$$

Iš (2.380) matome, kad esant teigiamam grįžtamajam ryšiui- $\gamma_u \cdot K_u > 0$ (2.375), visa sistema tampa dar labiau nestabili ir, esant anksčiau aptartoms sąlygoms (2.378), susižadina- generuoja. Kita vertus, kai turime neigiamą grįžtamąjį ryšį- $\gamma_u \cdot K_u < 0$ (2.377), visos sistemos stabilumas sustiprėja (pagerėja) ($\Delta K_{u\gamma} / K_{u\gamma} < \Delta K_u / K_u$) ir ši neigiamo grįžtamojo ryšio savybė yra plačiai taikoma įvairiuose elektroniniuose įrenginiuose. Priklausomai nuo sistemos

stabilumo poreikio, dažniausiai sandaugos $\mathcal{Y}_u \cdot \mathbf{K}_u$ vertė yra parenkama $10 \div 20$ ir daugiau, o iš (2.380) seka, jog tiek pat kartų pagerėja sistemos parametrų stabilumas. Čia taip pat sistemos parametrų stabilumo pagerėjimas yra gaunamas sąskaita viso įrenginio įtampos arba srovės stiprinimo koeficiento $K_{u, i \Upsilon}$ vertės sumažėjimo $(1 + \mathcal{Y}_u \cdot \mathbf{K}_u)$ kartų, palyginus su stiprintuvo $\mathbf{K}_{u, i}$ be neigiamo grįžtamojo ryšio ($\mathcal{Y}_u = 0$).

Akivaizdu, kad analogiškai stiprintuvo įtampos (arba (ir) srovės) stiprinimo koeficiento $\mathbf{K}_{u, i}$ nestabilumo įtakos viso įrenginio išėjimo įtampos $U_{i\delta}$ (arba (ir) išėjimo srovės $I_{i\delta}$) nestabilumui, kai įėjimo signalas U_{in} (arba (ir) I_{in}) yra stabilus, turi įtakos ir grįžtamojo ryšio grandinės įrenginio perdavimo koeficiento $\mathcal{Y}_{u, i}$ nestabilumas, t. y. jam pakitus dydžiu $\pm \Delta \mathcal{Y}_{u, i}$, atsiras ir išėjimo signalo pokytis $\pm \Delta U_{i\delta}$ (arba (ir) $\pm \Delta I_{i\delta}$), kurio santykinė pokyčio vertė $\Delta U_{i\delta} / U_{i\delta} = \Delta I_{i\delta} / I_{i\delta} = \Delta \mathbf{K}_{u, i \Upsilon} / \mathbf{K}_{u, i \Upsilon}$, nes $U_{in} = \text{const}$ (arba (ir) $I_{in} = \text{const}$). Esant grįžtamajam ryšiui $\mathcal{Y}_{u, i} > 0$, visos sistemos (2.111 pav.) santykinį pokytį $\Delta \mathbf{K}_{u \Upsilon} / \mathbf{K}_{u \Upsilon}$, atsirandantį dėl koeficiento $\mathcal{Y}_{u, i}$ nestabilumo, surasime iš (2.370), atlikę diferencijavimo veiksmus pagal kintamąjį $d\mathcal{Y}_u$:

$$d\mathbf{K}_{u \Upsilon} / d\mathcal{Y}_u = - [\mathbf{K}_u \cdot (-\mathbf{K}_u)] / (1 - \mathcal{Y}_u \cdot \mathbf{K}_u)^2 = \mathbf{K}_{u \Upsilon} \cdot [\mathbf{K}_u / (1 - \mathcal{Y}_u \cdot \mathbf{K}_u)],$$

ir iš čia bei (2.370), padarę pakeitimą “d” → “Δ”, gauname:

$$\Delta \mathbf{K}_{u \Upsilon} / \mathbf{K}_{u \Upsilon} = [(\mathcal{Y}_u \cdot \mathbf{K}_u) / (1 - \mathcal{Y}_u \cdot \mathbf{K}_u)] \cdot (\Delta \mathcal{Y}_u / \mathcal{Y}_u). \quad (2.381)$$

Iš (2.381) seka, kad neigiamo grįžtamojo ryšio atveju ($\mathcal{Y}_u \cdot \mathbf{K}_u < 0$), kai $|\mathcal{Y}_u \cdot \mathbf{K}_u| \gg 1$, turime:

$$\Delta \mathbf{K}_{u \Upsilon} / \mathbf{K}_{u \Upsilon} \cong -\Delta \mathcal{Y}_u / \mathcal{Y}_u, \quad (2.382)$$

iš kur seka, jog neigiamas grįžtamasis ryšis neslopina nestabilumą, atsirandančių grįžtamojo ryšio grandinės elementuose. Kita vertus šiuo atveju gauname, jog esant labai stipriam neigiamam grįžtamajam ryšiui visos sistemos santykiniai nestabilumai yra lygūs grįžtamojo ryšio grandinėje atsirandantiems nestabilumams. Todėl šis reiškinys yra labai plačiai taikomas elektroniniuose įrenginiuose, nes dažniausiai grįžtamojo ryšio grandinė yra sudaroma iš pasyvių radiotechninių elementų (R, C, L ir t. t.), kurių parametrų nestabilumą galima įmanomai sumažinti, ko negalima pasakyti apie stiprintuvuose naudojamus aktyvius elementus (tranzistorius, diodus ir t. t.).

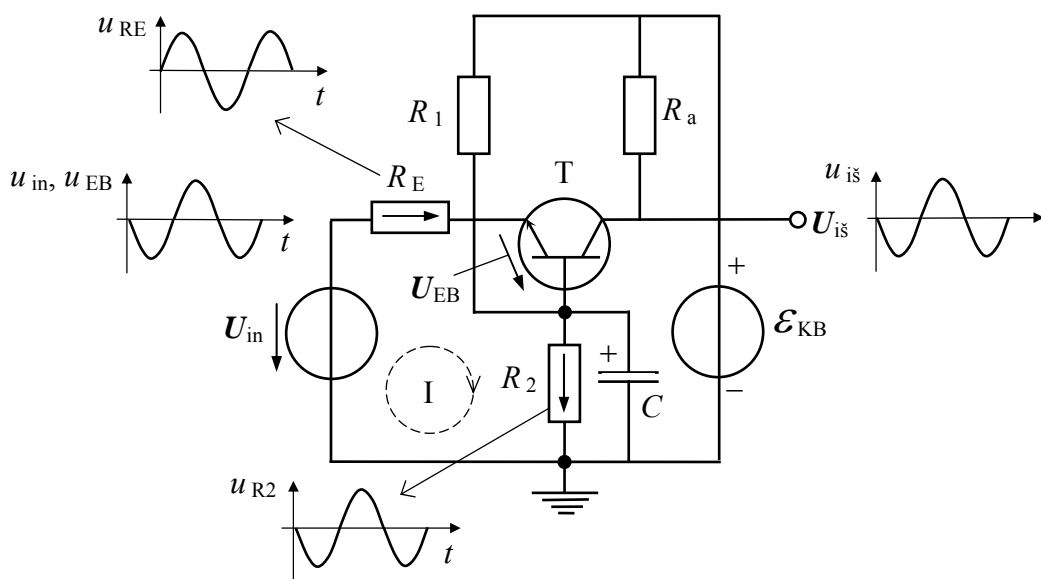
Iš (2.381) matome: esant teigiamam grįžtamajam ryšiui ($\mathcal{Y}_u \cdot \mathbf{K}_u > 0$) visa sistema dėl grįžtamojo ryšio koeficiento $\mathcal{Y}_{u, i}$ nestabilumo tampa dar labiau nestabili ir, esant anksčiau aptartoms sąlygoms (2.378), susižadina- generuoja.

Dar viena iš pagedaujamų neigiamo grįžtamojo ryšio stiprintuve savybių yra stiprintuvo netiesinių iškreipimų faktoriaus δ (I d.- (1.573)) esminis sumažinimas. Akivaizdu, jog didžiausią įtaką iškreipimų faktoriaus δ vertei turi aktyvieji stiprintuvo schemas elementai. Anksčiau parodėme, kad stipraus neigiamo grįžtamojo ryšio atveju ($Y_u \cdot K_u < 0$ ir $|Y_u \cdot K_u| \gg 1$) visos sistemos parametrai yra apspręsti grįžtamojo ryšio grandinės atitinkamais parametrais. Todėl iš analogijos anksčiau gautoms išraiškoms galima išreikšti sąryšį tarp stiprintuvo netiesinių iškreipimų faktoriaus δ be grįžtamojo ryšio ($Y_{u,i} = 0$) ir iškreipimų faktoriaus δ_Y visos sistemos su grįžtamoju ryšiu ($Y_{u,i} > 0$) sekančiu pavidalu:

$$\delta_Y \cong \delta / (1 + |Y_{u,i} \cdot K_{u,i}|), \quad (2.383)$$

iš kur seka, jog esant stipriam neigiamam grįžtamajam ryšiui yra gaunamas esminis iškreipimų faktoriaus δ_Y sumažėjimas- apie $(1 + |Y_{u,i} \cdot K_{u,i}|)$ kartus.

Grįžtamieji ryšiai BB stiprinimo pakopoje yra parodyti 2.115 pav.



2.115 pav. Grįžtamieji ryšiai BB stiprinimo pakopoje

Iš 2.115 pav. matome, kad BB stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinės kontūrai I galima parašyti akivaizdžią veikiančių kintamųjų įtampų sumos lygtį (antroji Kirchhofo taisyklė (2.11)):

$$U_{RE} + U_{EB} + U_{RB} - U_{in} = 0, \quad (2.384)$$

kur: $U_{RB} = I_B \cdot R_B$ - įtampa varžoje R_B , kurią sudaro BB stiprinimo pakopos tranzistoriaus bazės grandinėje įjungto veikos tašką užduodančio rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \parallel R_2$ varža:

$R_B = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$, o atitinkamų kompleksinių įtampų vektorių kryptys yra parodytos rodyklėmis atitinkamose schemos rezistorių elementuose. Čia atitinkamų įtampų vektorių kryptys yra parinktos atžvilgiu pirmojo pusperiodžio poliaringumo laikinėse atitinkamų įtampų kitimo diagramose (2.115 pav.).

Iš (2.384) gauname įtampos U_{EB} tarp tranzistoriaus T emiterio ir bazės išraišką:

$$U_{EB} = U_{in} - U_{RB} - U_{RE}, \quad (2.385)$$

iš kur seka, jog įtampų U_{RB} ir U_{RE} atitinkamuose rezistoriuose $R_1 \parallel R_2$ ir R_E fazės yra priešingos įėjimo (poveikio) signalo įtampai U_{in} , t. y. BB schemoje turime du neigiamus grįžtamuosius ryšius- varžose R_B ir R_E :

1) BB stiprinimo pakopoje tranzistoriaus bazės grandinėje įjungto veikos tašką užduodančio rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \parallel R_2$ varža R_B įtakoja fizikinių procesų spartą bazėje (I- d. (1.244)), t. y. didėjant varžai R_B , BB schemoje įjungto tranzistoriaus ribinis dažnis $\omega_\alpha \Rightarrow \omega_\beta$ - BE schemoje įjungto tranzistoriaus ribinio dažnio vertė, kuri dažniausiai tenkina nelygybę: $\omega_\beta < \omega_\alpha$ (I- d. (1.251), 1.83 pav.). Todėl varža R_B yra šuntuojama pakankamai didelės talpos kondensatoriumi C , ko pasėkoje kintamajam signalui bazė yra „įžeminta“ ir nebėra neigiamo grįžtamojo ryšio kintamajam signalui. Tuo tarpu pastoviajam signalui varža R_B sudaro neigiamą grįžtamąjį ryšį, kurio įtakoje padidėja BB stiprinimo pakopos įėjimo varžos R_{inb} (2.258) vertė pastoviajam įėjimo signalui U_{in} iki vertės R_{inb}^* . Varžos R_{inb}^* vertė dar labiau padidėja dėl įėjimo grandinėje nuosekliai įjungtos varžos R_E (2.115 pav.):

$$R_{inb}^* \cong R_{EBb} + R_E + [R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)] / \beta_o. \quad (2.386)$$

Varžos R_B sudarytas neigiamas grįžtamasis ryšis pastoviajam signalui sąlygoja tranzistoriaus T veikos taško (U_{EBo} , I_{Eo}) stabilumą išoriniams poveikiams, pvz. aplinkos temperatūros T_{apl} pokyčiams $\pm \Delta T_{apl}$. Pasikeitus aplinkos temperatūrai T_{apl} dydžiu $\pm \Delta T_{apl}$, pastovioji įtampa U_{EBo} pasikeičia dydžiu $\mp \Delta U_{EBo}$, kai $I_{Eo} = \text{const}$, arba pastovioji srovė I_{Eo} pasikeičia dydžiu $\pm \Delta I_{Eo}$, kai $U_{EBo} = \text{const}$. Kai BB stiprinimo pakopoje įėjimo signalas yra paduodamas iš įtampos šaltinio U_{in} (2.115 pav.), turime antrąjį atvejį ir aplinkos temperatūrai T_{apl} padidėjus dydžiu ΔT_{apl} , pastovioji srovė I_{Eo} padidėja dydžiu ΔI_{Eo} ir atitinkamai padidėja pastovioji bazės srovė I_{Bo} dydžiu ΔI_{Bo} , bei pastovioji kolektoriaus srovė I_{Ko} dydžiu ΔI_{Ko} . Šiems pokyčiams galioja žinomas sąryšis- $\Delta I_{Eo} = \Delta I_{Bo} + \Delta I_{Ko}$, kur srovės I_{Ko} pokytis $\Delta I_{Ko} = \alpha_o \cdot \Delta I_{Eo} = \beta_o \cdot \Delta I_{Bo}$. Dėl kolektoriaus srovės I_{Ko} pokyčio ΔI_{Ko} sumažėja

pastovioji išėjimo įtampa $U_{i\text{s } o}$ dydžiu $-\Delta U_{i\text{s } o}$ ir, nesant neigiamo grįžtamojo ryšio, turime santykinai didelį BB stiprinimo pakopos nestabilumą aplinkos temperatūros pokyčiams $\pm \Delta T_{\text{apl}}$. Tačiau dėl tranzistoriaus bazės grandinėje įjungtų rezistorių $R_{1, 2}$ atstojamosios varžos R_B atsiranda bazės pastoviosios įtampos $U_{B o}$ pokytis $\Delta U_{B o} = -\Delta I_{B o} \cdot R_B$, kur minuso ženklas reiškia tai, kad pastovioji bazės įtampa $U_{B o}$ sumažėja ir tranzistorius yra pridaromas, t. y. pastoviajam signalui veikia neigiamas grįžtamasis ryšis. To pasėkoje sumažėja kolektoriaus srovės $I_{K o}$ pokytis $\Delta I_{K o}$, o tuo pačiu sumažėja ir pastoviosios išėjimo įtampos $U_{i\text{s } o}$ pokytis $\Delta U_{i\text{s } o}$. Taigi parodėme, jog pastoviajam signalui varžos R_B sudarytas neigiamas grįžtamasis ryšis sąlygoja tranzistoriaus T veikos taško ($U_{EB o}, I_{E o}$) stabilumą išoriniams poveikiams ir šis neigiamas grįžtamasis ryšis atitinka srovės-įtampos mišrųjį grįžtamąjį ryšį (2.111 pav. c).

2) BB stiprinimo pakopos įėjime įjungto rezistoriaus R_E varža (2.115 pav.), analogiškai varžai R_B , taip pat sudaro neigiamą grįžtamąjį ryšį pastoviajam bei kintamajam signalams ir tai papildomai sąlygoja tranzistoriaus T veikos taško ($U_{EB o}, I_{E o}$) stabilumą išoriniams poveikiams. Pvz., aplinkos temperatūrai T_{apl} padidėjus dydžiu ΔT_{apl} , dėl tranzistoriaus emiterio grandinėje įjungto rezistoriaus R_E varžos atsiranda emiterio pastoviosios įtampos $U_{E o}$ pokytis $\Delta U_{E o} = \Delta I_{E o} \cdot R_E$, kur teigiamas ženklas reiškia tai, kad pastovioji emiterio įtampa $U_{E o}$ padidėja ir tranzistorius yra dar labiau pridaromas, t. y. pastoviajam signalui veikia papildomas neigiamas grįžtamasis ryšis, kuris taip pat atitinka srovės-įtampos mišrųjį grįžtamąjį ryšį. To pasėkoje dar labiau sumažėja kolektoriaus srovės $I_{K o}$ pokytis $\Delta I_{K o}$, o tuo pačiu dar labiau sumažėja ir pastoviosios išėjimo įtampos $U_{i\text{s } o}$ pokytis $\Delta U_{i\text{s } o}$. Norint panaikinti papildomą neigiamą grįžtamąjį ryšį kintamajam signalui, rezistorius R_E , analogiškai varžai R_B , yra šuntuojamas pakankamai didelės talpos kondensatoriumi C .

Rezistorių R_E ir $R_1 \parallel R_2$ varžų sudaryti neigiami grįžtamieji ryšiai įtakoja BB stiprinimo pakopos (2.115 pav.) įėjimo diferencialinės varžos $r_{in b}$ (2.260) vertę kintamajam įėjimo signalui U_{in} , t. y. varža $r_{in b}$ padidėja iki vertės $r_{in b}^*$:

$$r_{in b}^* = \partial U_{in} / \partial I_{in} = R_E + (\partial U_{EB} + \partial I_{B} | \mathbf{R}_{||}) / \partial I_{E} \cong \\ \cong R_E + r_{EB b} + \{ R_1 \cdot R_2 / \{ (R_1 + R_2) \{ 1 + [\omega \cdot C \cdot R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)]^2 \} \} \} / \beta_o, \quad (2.387)$$

kur įskaitytas tik rezistorius $R_1 \parallel R_2$ šuntuojantis kondensatorius C .

BB stiprinimo pakopos su neigiamais grįžtamaisiais ryšiais (2.115 pav.) pastoviosios įėjimo įtampos $U_{in} =$ stiprinimo koeficientas $K_{U b}^*$, analogiškai išraiškai (I d.- (1.135)), yra parašomas įėjimo kontūrai I taip:

$$\begin{aligned}
K_{U_b}^* &= U_{i_s=} / U_{i_n=} = U_{i_s=} / (U_{R_{E=}} + U_{E_{B=}} + U_{R_{B=}}) = \\
&= (U_{i_s=} / U_{E_{B=}}) / [1 + (U_{R_{E=}} + U_{R_{B=}}) / U_{E_{B=}}] = K_{U_b} / [1 + (I_{E=} \cdot R_E + I_{B=} \cdot R_B) / U_{E_{B=}}] = \\
&= K_{U_b} / [1 + (I_{E=} / U_{E_{B=}}) \cdot (R_E + \alpha_o \cdot R_B / \beta_o)] = \\
&= K_{U_b} / \{1 + [R_E + R_B / (1 + \beta_o)] / R_{E_{B_b}}\}, \tag{2.388}
\end{aligned}$$

kur išvedimo metu pasinaudojome žinomomis išraiškomis: I d.- (1.107), (1.108), (1.124). Čia ir toliau pastoviujų įtampų ir srovių sandai yra susiję tik su pastoviosios įėjimo įtampos $U_{in=} \geq 0$ poveikiu.

Iš (2.388) seka: BB stiprinimo pakopoje su pastovaus įėjimo signalo $U_{in=}$ įtampos šaltiniu, kai $\beta_o \gg 1$, didžiausią įtaką neigiamam grįžtamajam ryšiui turi rezistoriaus R_E varža. Čia pastebėsime, kad i rezistoriaus R_E varžos vertę įeina ir įėjimo signalo $U_{in=}$ įtampos šaltinio vidaus varža r_i , kuri yra įjungta nuosekliai varžai R_E . Kai varža $r_i \gg R_{E_{B_b}}$, t. y. įėjimo signalo šaltinis atitinka pastovios srovės šaltinį $I_{in=}$, tradicinė pastoviosios įėjimo įtampos $U_{in=}$ stiprinimo koeficiento $K_{U_b}^*$ apibrėžtis (2.388) netenka prasmės. Šiuo atveju turime pastoviosios įėjimo srovės $I_{in=}$ perdavimo-stiprinimo koeficientą $K_{I_b}^*$, kuris, analogiškai išraiškai (I d.- (1.109)), BB stiprinimo pakopoje su neigiamu grįžtamuoju ryšiu yra išreiškiamas taip:

$$K_{I_b}^* = I_{i_s=} / I_{i_n=} = I_{K=} / I_{E=} = \alpha_o. \tag{2.389}$$

Akivaizdu, kad BB stiprinimo pakopoje su įėjimo signalo $I_{in=}$ srovės šaltiniu rezistoriaus R_E varža koeficientui $K_{I_b}^*$ įtakos neturi, t. y. šiuo atveju rezistoriaus R_E varža nesukuria neigiamo grįžtamojo ryšio. Tuo tarpu rezistorių $R_1 \parallel R_2$ atstojamosios varžos R_B įtaka BB stiprinimo pakopos veikai pastoviajam signalui šiuo atveju turi dvejopą pobūdį. Tai pasireiškia tuo, kad esant $I_{in=} = I_{E=} = \text{const}$ ir didėjant varžai R_B , joje atsirandanti vis didesnė įtampa $U_{B=} = -I_{B=} \cdot R_B$ mažina įtampą $U_{E_{B=}}$ ir tai galima traktuoti kaip neigiamą grįžtamąjį ryšį šios įtampos atžvilgiu. Tačiau pastovioji įtampa $U_{B=}$ tuo pačiu metu veikia ir kolektoriaus p-n sandūrą, t. y. įtampa $U_{B=}$ didina atgalinę įtampą $U_{K_{B=}}$ ir to pasėkoje didėja koeficientas $K_{I_b}^* \cong \alpha_o$ (I d.- 1.75 pav.), o tuo pačiu didėja $I_{K=}$ ir mažėja $I_{B=}$, nes yra išlaikomas žinomas sąryšis (1.108): $I_{E=} = I_{K=} + I_{B=} \equiv \text{const}$. Taigi gavome, jog tranzistoriaus veikos tašką užduodančių rezistorių $R_1 \parallel R_2$ atstojamosios varžos R_B įtakos pobūdis BB stiprinimo pakopos veikai pastoviajam signalui yra panašus į teigiamą grįžtamąjį ryšį- varžai R_B didėjant, srovės $I_{in=}$ perdavimo koeficientas $K_{I_b}^*$ taip pat didėja ir kai $R_B \Rightarrow \infty$, $K_{I_b}^* \Rightarrow 1$. Tačiau čia reikia pastebėti, kad ir šiuo atveju, t. y. BB stiprinimo pakopoje su įėjimo signalo $I_{in=}$ srovės šaltiniu, dėl aplinkos temperatūros T_{apl} pokyčio $\pm \Delta T_{apl}$, tranzistoriaus bazės

grandinėje įjungtų rezistorių $R_1 \parallel R_2$ atstojamojoje varžoje R_B atsirandantis bazės pastoviosios įtampos U_{B_0} pokytis yra su priešingu ženklu- $\mp \Delta U_{B_0}$. Todėl išorinio poveikio atžvilgiu ir šiuo atveju turime neigiamą grįžtamąjį ryšį pastoviam signalui ir tai sąlygoja tranzistoriaus T veikos taško (U_{EB_0}, I_{E_0}) padidintą stabilumą išoriniams poveikiams.

BB stiprinimo pakopos su neigiamais grįžtamaisiais ryšiais (2.115 pav.) kintamosios įėjimo įtampos U_{in} stiprinimo koeficientas K_{ub}^* , analogiškai išraiškai (I d.- (1.136)), yra užrašomas taip:

$$\begin{aligned} K_{ub}^* &= \partial U_{i\tilde{s}} / \partial U_{in\tilde{}} = \partial U_{i\tilde{s}} / (\partial U_{RE\tilde{}} + \partial U_{EB\tilde{}} + \partial U_{RB\tilde{}}) = \\ &= (\partial U_{i\tilde{s}} / \partial U_{EB\tilde{}}) / [1 + (\partial U_{RE\tilde{}} + \partial U_{RB\tilde{}}) / \partial U_{EB\tilde{}}] = \\ &= K_{ub} / [1 + (\partial I_{E\tilde{}} \cdot R_E + \partial I_{B\tilde{}} \cdot R_B) / \partial U_{EB\tilde{}}] = \\ &= K_{ub} / [1 + (\partial I_{E\tilde{}} / \partial U_{EB\tilde{}}) \cdot (R_E + \alpha R_B / \beta)] = K_{ub} / \{1 + [R_E + R_B / (1 + \beta)] / r_{EBb}\}, \quad (2.390) \end{aligned}$$

kur išvedimo metu pasinaudojome žinomomis išraiškomis: I d.- (1.124), (1.126), (1.149).

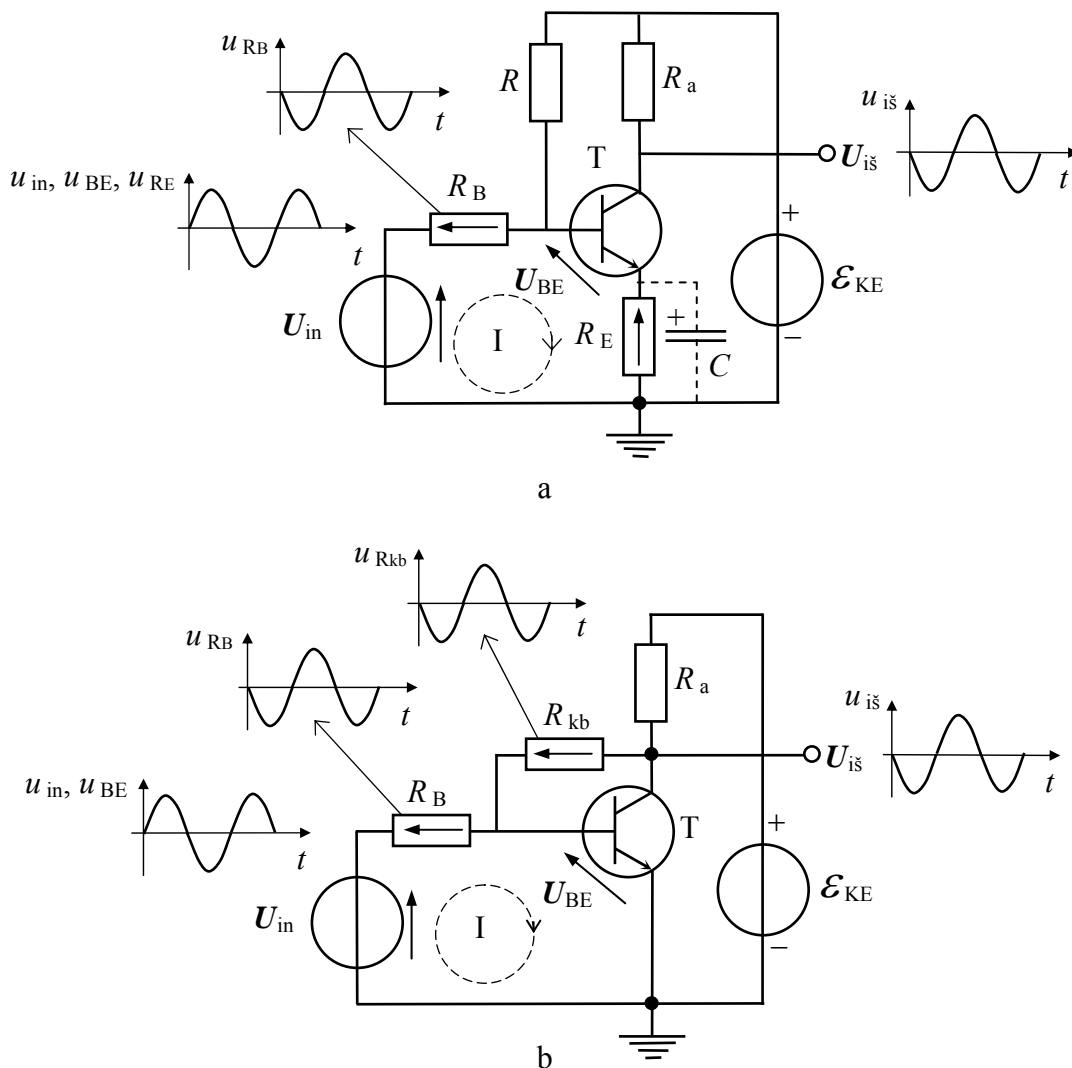
Iš (2.390) seka: BB stiprinimo pakopoje su kintamojo įėjimo signalo U_{in} įtampos šaltiniu, kai $\beta \gg 1$, didžiausią įtaką neigiamam grįžtamajam ryšiui turi rezistoriaus R_E varža. Kai varža $r_i \gg r_{EBb}$, t. y. kintamojo įėjimo signalo šaltinis atitinka srovės šaltinį I_{in} , tradicinė kintamosios įėjimo įtampos U_{in} stiprinimo koeficiento K_{ub}^* apibrėžtis (2.390) netenka prasmės. Šiuo atveju turime kintamosios įėjimo srovės I_{in} perdavimo-stiprinimo koeficientą K_{ib}^* , kuris, analogiškai išraiškai (I d.- (1.126)), BB stiprinimo pakopoje su neigiamu grįžtamu ryšiu yra išreiškiamas taip:

$$K_{ib}^* = \partial I_{i\tilde{s}} / \partial I_{in\tilde{}} = \partial I_{K\tilde{}} / \partial I_{E\tilde{}} \cong \alpha. \quad (2.391)$$

Akivaizdu, kad BB stiprinimo pakopoje su kintamojo įėjimo signalo I_{in} srovės šaltiniu rezistoriaus R_E varža koeficientui K_{ib}^* įtakos neturi, nes šiuo atveju rezistoriaus R_E varža neįtakoja srovės I_E vertę, t. y. $I_E = I_{in}$. Tuo tarpu kintamojo signalo I_{in} atveju tranzistoriaus veikos tašką užduodančių rezistorių $R_1 \parallel R_2$ atstojamosios varžos R_B įtaka BB stiprinimo pakopos veikai turi kitokią pobūdį. Tai pasireiškia tuo, kad esant $I_{in} = I_E = \text{const}$ ir didėjant varžai R_B , joje atsirandanti vis didesnė įtampa $U_B = I_B \cdot R_B$ mažina įtampą U_{EB} ir tai galima traktuoti kaip neigiamą grįžtamąjį ryšį šios įtampos atžvilgiu. Mažėjanti įtampa U_{EB} sąlygoja bazės srovės I_B mažėjimą ir tuo pačiu kolektoriaus srovės I_K didėjimą, nes yra išlaikomas žinomas sąryšis (1.108): $I_E = I_K + I_B \equiv \text{const}$. Taigi iš čia seka, jog didėjant varžai R_B , didėja koeficientas K_{ib}^* (2.391) ir tai rodo varžos R_B įtakos pobūdį BB stiprinimo pakopos veikai kintamajam signalui I_{in} - šis pobūdis yra panašus į teigiamą grįžtamąjį ryšį. Kai varža $R_B \Rightarrow \infty$, koeficientas $K_{ib}^* \Rightarrow 1$. Tačiau čia reikia pastebėti, jog visais BB stiprinimo pakopos

valdymo atvejais koeficientai K_{Ib}^* ir K_{ib}^* yra artimi vienetui- $K_{Ib}^* \cong K_{ib}^* \cong 1$. Todėl teigiama varžos R_B įtaka koeficientams K_{Ib}^* ir K_{ib}^* yra nežymi, kai tuo tarpu neigiama varžos R_B įtaka fizikinių procesų spartai bazėje (I- d. (1.244)) yra esminė, nes didėjant varžai R_B , BB schemoje įjungto tranzistoriaus ribinis dažnis $\omega_\alpha \Rightarrow \omega_\beta < \omega_\alpha$ (I- d. (1.251), 1.83 pav.). Todėl dažniausiai varža R_B yra šuntuojama pakankamai didelės talpos kondensatoriumi $C \geq 5 \mu F$ (2.115 pav.).

Grižtamieji ryšiai BE stiprinimo pakopoje yra parodyti 2.116 pav.



2.116 pav. Grižtamieji ryšiai BE stiprinimo pakopoje

Iš 2.116 pav. a matome, jog BE stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinės kontūrai I galima parašyti akivaizdžią veikiančių kintamųjų įtampų sumos lygtį (antroji Kirchhofo taisyklė (2.11)):

$$U_{in} - U_{RB} - U_{BE} - U_{RE} = 0, \quad (2.392)$$

kur: $U_{RB} = I_{in} \cdot R_B = (I_B + I_R) \cdot R_B$, čia I_R - kintamoji srovė varžoje R ; $U_{RE} = I_E \cdot R_E$, o atitinkamų kompleksinių įtampų vektorių kryptys yra parodytos rodyklėmis atitinkamose schemos rezistorių elementuose. Čia atitinkamų įtampų vektorių kryptys yra parinktos atžvilgiu pirmojo pusperiodžio poliaringumo laikinėse atitinkamų įtampų kitimo diagramose (2.116 pav. a).

Iš (2.392) gauname įtampos U_{BE} tarp tranzistoriaus T bazės ir emiterio išraišką:

$$U_{BE} = U_{in} - U_{RB} - U_{RE}, \quad (2.393)$$

iš kur seka, jog įtampų U_{RB} ir U_{RE} atitinkamuose rezistoriuose R_B ir R_E fazės yra priešingos įėjimo (poveikio) signalo įtampai U_{in} , t. y. turime du neigiamus grįžtamuosius ryšius:

1) BE stiprinimo pakopoje (2.116 pav. a) tranzistoriaus T bazės grandinėje įjungto veikos tašką užduodančio rezistorinio įtampos daliklio $R \parallel R_B$ varža $R_B^* = R \cdot R_B / (R + R_B)$ įtakoja fizikinių procesų spartą bazėje (I- d. (1.244)), t. y. mažėjant varžai R_B^* , BE schemoje įjungto tranzistoriaus ribinis dažnis $\omega_\beta \Rightarrow \omega_\alpha > \omega_\beta$ (I- d. (1.251), 1.83 pav.). Todėl yra stengiamasi išlaikyti sąlygą: $R_B \ll R$, arba įtampos daliklio $R \parallel R_B$ rezistorius R_B yra šuntuojamas pakankamai didelės talpos kondensatoriumi $C \geq 5 \mu F$. Šiuo atveju kintamajam signalui bazė yra „ižeminta“ per įėjimo signalo U_{in} įtampos šaltinį ir nebėra neigiamo grįžtamojo ryšio. Tuo tarpu pastoviam įėjimo signalui U_{in} varža R_B sudaro neigiamą grįžtamąjį ryšį, kurio įtakoje padidėja BE stiprinimo pakopos įėjimo varža $R_{in e}^*$.

2) Akivaizdu, kad įėjimo varža $R_{in e}^*$ padidėja ir dėl emiterio grandinėje įjungto rezistoriaus R_E varžos, kuri sukuria papildomą neigiamą grįžtamąjį ryšį (2.393). Tuo tarpu rezistoriaus R varža mažina įėjimo varžą $R_{in e}^*$. Taigi, 2.116 pav. a parodytos BE stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinės kontūrai I galima užrašyti:

$$\begin{aligned} R_{in e}^* &= U_{in} / I_{in} = (U_{RB} + U_{BE} + U_{RE}) / I_{in} = \\ &= R_B + (U_{BE} + U_{RE}) / (I_B + I_R) = R_B + (R_{BE e} + I_E \cdot R_E / I_B) / (1 + I_R / I_B) = \\ &= R_B + [R_{BE e} + (1 + \beta_o) \cdot R_E] / (1 + I_R / I_B) = \\ &= R_{in e}^* = R_B + [R_{BE e} + (1 + \beta_o) \cdot R_E] / (1 + R_{BE e}^* / R), \quad (2.394) \end{aligned}$$

kur srovių santykis I_R / I_B yra pakeistas joms atvirkščiai proporcingų atitinkamų varžų santykiu- $R_{BE e}^* / R$, kur bendro emiterio schemos įėjimo varžą $R_{BE e}^*$ pastoviai srovei, kai emiteris yra ižemintas per rezistorių R_E , surandame analogiškai:

$$\begin{aligned} R_{BE e}^* &= U_{in} / I_{in} = (U_{BE} + U_{RE}) / I_B = R_{BE e} + I_E \cdot R_E / I_B = \\ &= R_{BE e}^* = R_{BE e} + (1 + \beta_o) \cdot R_E. \quad (2.395) \end{aligned}$$

Iš (2.394) ir (2.395) seka:

$$R_{in e}^* = R_B + R_{BE e}^* \cdot R / (R_{BE e}^* + R), \quad (2.396)$$

t. y. turime varžų $R_{BE e}^*$ ir R lygiagrečių jungimą, kurių atstojamoji varža yra sujungta nuosekliai su rezistoriumi R_B (2.116 pav. a).

Rezistorių R_B ir R_E varžų sudaryti neigiami grįžtamieji ryšiai įtakoja BE stiprinimo pakopos (2.116 pav. a) įėjimo diferencialinę varžą $r_{in e}^*$ kintamajam įėjimo signalui U_{in} , t. y. varža $r_{in e}^*$ dar labiau padidėja ir analogiškai (2.262) bei (2.396) galima parašyti:

$$r_{in e}^* = \partial U_{in} / \partial I_{in} = R_B + r_{BE e}^* \cdot R / (r_{BE e}^* + R), \quad (2.397)$$

kur: $r_{BE e}^*$ - bendro emiterio (BE) schemos įėjimo diferencialinė varža kintamajai srovei, kai emiteris yra išemintas per rezistorių R_E , ir $r_{BE e}^*$ surandame analogiškai (2.395):

$$r_{BE e}^* = r_{BE e} + (1 + \beta) \cdot R_E. \quad (2.398)$$

BE stiprinimo pakopos su neigiamais grįžtamaisiais ryšiais (2.116 pav. a) pastoviosios įėjimo įtampos U_{in} stiprinimo koeficientas $K_{U e}^*$, analogiškai išraiškai (I d.- (1.160)), yra parašomas įėjimo U_{in} kontūrai I taip:

$$\begin{aligned} K_{U e}^* &= U_{iš} / U_{in} = U_{iš} / (U_{RB} + U_{BE} + U_{RE}) = \\ &= (U_{iš} / U_{BE}) [1 + (U_{RB} + U_{RE}) / U_{BE}] = K_{U e} / [1 + (I_{in} \cdot R_B + I_{E} \cdot R_E) / U_{BE}] = \\ &= K_{U e} / \{1 + [(I_{B} + I_{R}) \cdot R_B + (1 + \beta_0) \cdot I_{B} \cdot R_E] / U_{BE}\} = \\ &= K_{U e}^* = K_{U e} / [1 + (R_B / R_{BE e}) \cdot (1 + R_{BE e}^* / R) + (1 + \beta_0) \cdot (R_E / R_{BE e})], \quad (2.399) \end{aligned}$$

kur išvedimo meturovė $I_{R} =$ rezistoriuje R yra pakeista išraiška: $I_{R} = I_{B} \cdot R_{BE e}^* / R$ bei pasinaudojome žinomomis išraiškomis: I d.- (1.107), (1.108), (1.147). Čia ir toliau pastoviuju srovių sandai yra susiję tik su pastoviosios įėjimo įtampos $U_{in} \geq 0$ poveikiu.

Iš (2.399) seka: BE stiprinimo pakopoje su pastovaus įėjimo signalo U_{in} įtampos šaltiniu, kai $\beta_0 \gg 1$, didžiausią įtaką neigiamam grįžtamajam ryšiui turi rezistoriaus R_E varža. Čia pastebėsime, kad, esant $R_B > 0$, koeficientas $K_{U e}^*$ priklauso ir nuo rezistoriaus R varžos: kai $R \Rightarrow 0$, koeficientas $K_{U e}^* \Rightarrow 0$, nes šiuo atveju turime trumpąjį jungimą tranzistoriaus bazės grandinėje (2.116 pav. a). Kita vertus į rezistoriaus R_B varžos vertę įeina

ir įėjimo signalo $U_{in} =$ įtampos šaltinio vidaus varža r_i , kuri yra sujungta nuosekliai su varža R_B . Kai varža $r_i \gg R_{BE}$, t. y. įėjimo signalo šaltinis atitinka pastovios srovės šaltinį I_{in} , tradicinė pastoviosios įėjimo įtampos $U_{in} =$ stiprinimo koeficiento K_{Ue}^* apibrėžtis (2.399) netenka prasmės. Šiuo atveju turime pastoviosios įėjimo srovės $I_{in} =$ perdavimo-stiprinimo koeficientą K_{Ie}^* , kuris, analogiškai išraiškai (I d.- (1.107)), BE stiprinimo pakopoje su neigiamų grįžtamuoju ryšiu yra išreiškiamas taip:

$$\begin{aligned} K_{Ie}^* &= I_{iš} / I_{in} = I_K / (I_B + I_R) = (I_K / I_B) / (1 + I_R / I_B) = \\ &= \beta_o / (1 + R_{BE} / R) = \beta_o / \{1 + [R_{BE} + (1 + \beta_o) \cdot R_E] / R\}. \end{aligned} \quad (2.400)$$

Akivaizdu, jog BE stiprinimo pakopoje su įėjimo signalo $I_{in} =$ srovės šaltiniu rezistoriaus R_B varža koeficientui K_{Ie}^* įtakos neturi, t. y. šiuo atveju rezistoriaus R_B varža nesukuria neigiamo grįžtamojo ryšio. Tuo tarpu esant $\beta_o \gg 1$ rezistoriaus R_E varžos įtaka BE

stiprinimo pakopos veikai su įėjimo signalo $I_{in} =$ srovės šaltiniu ir šiuo atveju išlieka esminė-turime stiprų neigiamą grįžtamąjį ryšį, kuris, nepriklausomai nuo įėjimo signalo šaltinio tipo, atitinka srovės-įtampos mišrųjį grįžtamąjį ryšį (2.111 pav. c). Dažnai šis neigiamas grįžtamasis ryšis BE stiprinimo pakopoje yra vadinamas srovės grįžtamuoju ryšiu.

BE stiprinimo pakopoje (2.116 pav. a) su įėjimo signalo įtampos U_{in} arba srovės I_{in} šaltiniu, dėl aplinkos temperatūros T_{apl} pokyčio $\pm \Delta T_{apl}$, tranzistoriaus bazės- emiterio grandinėje įjungtų rezistorių R_B ir R_E varžose atsirandantis bazės pastoviosios įtampos U_{BEo} pokytis yra su priešingu ženklu- $\mp \Delta U_{Bo}$. Todėl išorinio poveikio atžvilgiu ir šiuo atveju turime neigiamą grįžtamąjį ryšį pastoviam signalui ir tai sąlygoja tranzistoriaus T veikos taško (U_{BEo}, I_{Bo}) padidintą stabilumą išoriniams poveikiams.

BE stiprinimo pakopos su neigiamais grįžtamaisiais ryšiais (2.116 pav. a) kintamosios įėjimo įtampos $U_{in} \sim$ stiprinimo koeficientas K_{ue}^* , analogiškai išraiškai (I d.- (1.161)), įėjimo U_{in} kontūrai I yra užrašomas taip:

$$\begin{aligned} K_{ue}^* &= \partial U_{iš} / \partial U_{in} = \partial U_{iš} / (\partial U_{RB} + \partial U_{BE} + \partial U_{RE}) = \\ &= (\partial U_{iš} / \partial U_{BE}) / [1 + (\partial U_{RB} + \partial U_{RE}) / \partial U_{BE}] = \\ &= K_{ue} / [1 + (\partial I_{in} \cdot R_B + \partial I_E \cdot R_E) / \partial U_{BE}] = \\ &= K_{ue} / \{1 + [(\partial I_B + \partial I_R) \cdot R_B + (1 + \beta) \cdot \partial I_B \cdot R_E] / \partial U_{BE}\} = \\ &= K_{ue}^* = K_{ue} / [1 + (R_B / r_{BE}) \cdot (1 + r_{BE}^* / R) + (1 + \beta) \cdot (R_E / r_{BE})], \end{aligned} \quad (2.403)$$

kur išvedimo metu pasinaudojome žinomomis išraiškomis: I d.- (1.147), (1.149).

Iš (2.403) seka: BE stiprinimo pakopoje (2.116 pav. a) su kintamojo įėjimo signalo U_{in} įtampos šaltiniu, kai $\beta \gg 1$, didžiausią įtaką neigiamam grįžtamajam ryšiui turi rezistoriaus R_E varža. Kai įtampos U_{in} šaltinio vidaus varža $r_i \gg r_{BEe}^*$, t. y. kintamojo įėjimo signalo šaltinis atitinka srovės šaltinį I_{in} , tradicinė kintamosios įėjimo įtampos U_{in} stiprinimo koeficiento K_{ue}^* apibrėžtis (2.403) netenka prasmės. Šiuo atveju turime kintamosios įėjimo srovės I_{in} perdavimo-stiprinimo koeficientą K_{ie}^* , kuris, analogiškai išraiškai (I d.- (1.149)), BE stiprinimo pakopoje su neigiamu grįžtamoju ryšiu yra išreiškiamas taip:

$$\begin{aligned} K_{ie}^* &= \partial I_{iš\sim} / \partial I_{in\sim} = \partial I_{K\sim} / (\partial I_{B\sim} + \partial I_{R\sim}) = (\partial I_{K\sim} / \partial I_{B\sim}) \cdot (1 + \partial I_{R\sim} / \partial I_{B\sim}) = \\ &= \beta / (1 + r_{BEe}^* / R) = \beta / \{1 + [r_{BEe} + (1 + \beta) \cdot R_E] / R\}. \end{aligned} \quad (2.404)$$

Akivaizdu, jog BE stiprinimo pakopoje su kintamojo įėjimo signalo I_{in} srovės šaltiniu rezistoriaus R_B varža koeficientui K_{ie}^* įtakos neturi, nes šiuo atveju rezistoriaus R_B varža neįtakoja srovės I_B vertės- $I_B = I_{in} - I_R$ (2.116 pav. a). Iš čia seka, jog srovė I_B priklauso nuo srovės I_R rezistoriuje R ir tai yra įskaityta išraiškoje (2.404). Kai BE stiprinimo pakopos įėjime yra įjungtas skiriamasis kondensatorius C (2.69 pav. b, 2.72 pav. b), t. y. turime tik kintamosios įtampos U_{in} arba srovės I_{in} stiprintuvą, rezistoriaus R varža yra lygi tranzistoriaus veikos tašką užduodančių rezistorių $R_1 \parallel R_2$ varžai $R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$ (2.69 pav. b) arba varžai R_{IB} (2.72 pav. b). Dažnai tik kintamojo įėjimo signalo U_{in} arba I_{in} stiprinimo atveju yra stengiamasi turėti stiprinimo pakopą su kuo didesniu K_{ue}^* arba K_{ie}^* , atitinkamai. Todėl BE stiprinimo pakopoje (2.116 pav. a) varža R_E yra šuntuojama pakankamai didelės talpos kondensatoriumi $C \geq 5 \mu F$, ko pasekoje kintamajam signalui emiteris yra „įžemintas“ ir nebėra neigiamo grįžtamojo ryšio (išraiškose (2.403) ir (2.404) tai atitinka $R_E = 0$). Tačiau pastoviajai srovei varža R_E sudaro neigiamą grįžtamąjį ryšį, kurio įtakoje išlieka padidėjęs BE stiprinimo pakopos tranzistoriaus T veikos taško (U_{BEo} , I_{Bo}) stabilumas išoriniams poveikiams, pvz. aplinkos temperatūros T_{apl} pokyčiams $\pm \Delta T_{apl}$.

Kai BE stiprinimo pakopoje (2.116 pav. a) varža R_E yra pakankamai didelė, t. y. galioja sąlyga: $\partial U_{RE\sim} \gg \partial U_{BE\sim}$, išraiškoje (2.403) galima atmesti įtampą $\partial U_{BE\sim}$ ir esant sąlygai $R_B = 0$, kai $r_i \neq 0$, galima parašyti:

$$\begin{aligned} K_{ue}^* &= \partial U_{iš\sim} / \partial U_{in\sim} \cong R_a \cdot \partial I_{K\sim} / \partial U_{RE\sim} = (R_a \cdot \partial I_{K\sim}) / (R_E \cdot \partial I_{E\sim}) = \\ &= K_{ue}^* \cong \alpha \cdot R_a / R_E \approx R_a / R_E. \end{aligned} \quad (2.405)$$

Iš (2.405) seka: BE stiprinimo pakopos (2.116 pav. a) su stipriu neigiamu grįžtamoju ryšiu emiterio grandinėje ($R_E \gg r_{BEe} / (1 + \beta)$) diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas K_{ue}^* priklauso nuo varžų santykio R_a / R_E ir beveik nepriklauso nuo tranzistoriaus parametrų, nes dažniausiai skirtingų tranzistorių diferencialinis emiterio srovės

perdavimo koeficientas α skiriasi nedaug, pvz. $\alpha_1 = 0,98$ ($\beta_1 = 49$) ir $\alpha_2 = 0,99$ ($\beta_2 = 99$) (I d.- (1.110)).

Iš 2.116 pav. b parodytos BE stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinės matome, kad tranzistoriaus T veikos taškas ($U_{BE\ o}, I_{B\ o}$) yra užduodamas rezistoriniu įtampos dalikliu $R_{kb} \parallel R_B$, kur į R_B vertę taip pat yra įskaitoma įtampos šaltinio U_{in} vidaus varža r_i . Šiuo atveju esminis skirtumas nuo anksčiau išnagrinėtos schemos (2.116 pav. a) yra tame, jog rezistorinis įtampos daliklis $R_{kb} \parallel R_B$ yra prijungtas prie tranzistoriaus T kolektoriaus K ir todėl bazės įtampa $U_{BE\ o}$ priklauso nuo pastoviosios įtampos $U_{KE\ o}$. Taigi turime grįžtamąjį ryšį, kurio tipą nustatysime tranzistoriaus T veikos taško ($U_{BE\ o}, I_{B\ o}$) stabilumo išoriniams poveikiams, pvz. aplinkos temperatūros T_{apl} pokyčiams $\pm \Delta T_{apl}$, atveju. Pasikeitus aplinkos temperatūrai T_{apl} dydžiu $\pm \Delta T_{apl}$, pastovioji įtampa $U_{BE\ o}$ pasikeičia dydžiu $\mp \Delta U_{BE\ o}$, kai pastovioji bazės srovė $I_{B\ o} = const$, arba pastovioji srovė $I_{B\ o}$ pasikeičia dydžiu $\pm \Delta I_{B\ o}$, kai pastovioji bazės įtampa $U_{BE\ o} = const$. Kai BE stiprinimo pakopoje (2.116 pav. b) įėjimo signalas yra paduodamas iš įtampos šaltinio U_{in} , turime antrąjį atvejį ir aplinkos temperatūrai T_{apl} padidėjus dydžiu ΔT_{apl} , pastovioji bazės srovė $I_{B\ o}$ padidėja dydžiu $\Delta I_{B\ o}$ ir atitinkamai padidėja pastovioji kolektoriaus srovė $I_{K\ o}$ dydžiu $\Delta I_{K\ o} = \beta_o \cdot \Delta I_{B\ o}$, t. y. tranzistorius T yra pradaromas. Todėl, dėl padidėjusios įtampos apkrovos rezistoriuje R_a , pastovioji kolektoriaus įtampa $U_{KE\ o}$ sumažėja dydžiu $-\Delta U_{KE\ o} = -\Delta I_{K\ o} \cdot R_a$, ko pasekoje rezistorinio įtampos daliklio $R_{kb} \parallel R_B$ įtakoje sumažėja bazės- emiterio įtampa ir tranzistorius T yra pridaromas, t. y. pastoviajam signalui veikia neigiamas grįžtamasis ryšis. Taigi parodėme, jog pastoviajam signalui varžos R_{kb} sudarytas neigiamas grįžtamasis ryšis sąlygoja tranzistoriaus T veikos taško ($U_{BE\ o}, I_{B\ o}$) stabilumą išoriniams poveikiams ir šis neigiamas grįžtamasis ryšis BE stiprinimo pakopoje (2.116 pav. b) atitinka įtampos grįžtamąjį ryšį (2.111 pav. a) ir todėl šiuo atveju yra vadinamas įtampos grįžtamuoju ryšiu.

Kai BE stiprinimo pakopoje (2.116 pav. b) įėjimo signalas yra paduodamas iš srovės šaltinio I_{in} , turime anksčiau aptartą pirmąjį atvejį ($I_{B\ o} = const$) ir aplinkos temperatūrai T_{apl} padidėjus dydžiu ΔT_{apl} , pastovioji bazės įtampa $U_{BE\ o}$ sumažėja dydžiu $-\Delta U_{BE\ o}$ ir atitinkamai sumažėja pastovioji kolektoriaus srovė $I_{K\ o}$ dydžiu $-\Delta I_{K\ o} = -S_e \cdot \Delta U_{BE\ o}$, t. y. tranzistorius T yra pridaromas. Todėl, dėl sumažėjusios įtampos rezistoriuje R_a , pastovioji kolektoriaus įtampa $U_{KE\ o}$ padidėja dydžiu $\Delta U_{KE\ o} = \Delta I_{K\ o} \cdot R_a$, ko pasekoje rezistorinio įtampos daliklio $R_{kb} \parallel R_B$ įtakoje padidėja bazės-emiterio įtampa ir tranzistorius T yra pradaromas, t. y. pastoviajam signalui ir šiuo atveju veikia neigiamas grįžtamasis ryšis.

Iš 2.116 pav. b parodytos BE stiprinimo pakopos grandinės matome, jog nuosekliai sujungtų rezistorių R ir R_a varžos šuntuoja tranzistoriaus T įėjimą, o apkrovos rezistorius R_a

yra lygiagrečiai sujungtas su tranzistoriaus išėjimo varža R_{KEe} (I d.- (1.155)). Taigi šiuo atveju BE stiprinimo pakopos įėjimo varža R_{ine}^* pastoviajai srovei yra išreiškiama taip:

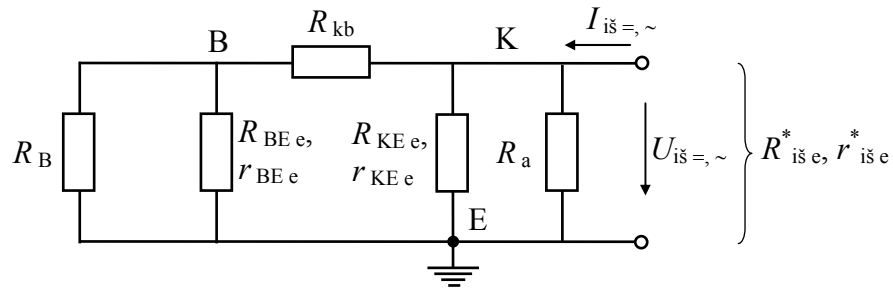
$$R_{ine}^* = U_{in} / I_{in} = R_B + [(R_{kb} + R_a \parallel R_{KEe}) \cdot R_{BEe}] / (R_{kb} + R_a \parallel R_{KEe} + R_{BEe}). \quad (2.406)$$

Analogiškai randame BE stiprinimo pakopos su neigiamo grįžtamojo ryšio rezistoriumi R_{kb} (2.116 pav. b) įėjimo diferencialinę varžą r_{ine}^* :

$$\begin{aligned} r_{ine}^* &= \partial U_{in} / \partial I_{in} = R_B + [(R_{kb} + R_a \parallel r_{KEe}) \cdot r_{BEe}] / (R_{kb} + R_a \parallel r_{KEe} + r_{BEe}) \cong \\ &\cong r_{ine}^* \cong R_B + [(R_{kb} + R_a) \cdot r_{BEe}] / (R_{kb} + R_a + r_{BEe}), \end{aligned} \quad (2.407)$$

kur apytikslė išraiška yra parašyta esant sąlygai: $R_a \ll r_{KEe}$ - tranzistoriaus išėjimo diferencialinė varža (I d.- (1.152)).

2.116 pav. b parodytos BE stiprinimo pakopos atveju išėjimo varža R_{ise}^* pastoviajai srovei ir diferencialinė varža r_{ise}^* kintamajai srovei skiriasi nuo anksčiau gautų išraiškų (2.272) ir (2.273), atitinkamai. Iš 2.116 pav. b parodytos BE stiprinimo pakopos schemos matome, jog išėjimo U_{is} ir įėjimo U_{in} grandinės yra sujungtos tarpusavyje neigiamo grįžtamojo ryšio rezistoriumi R_{kb} . Todėl varžų R_{ise}^* ir r_{ise}^* išraiškas surasime iš BE stiprinimo pakopos (2.116 pav. b) ekvivalentinės grandinės pastoviajai ir kintamajai srovei, parodytos 2.117 pav.



2.117 pav. BE stiprinimo pakopos, parodytos 2.116 pav. b, ekvivalentinė grandinė pastoviajai ir kintamajai srovei

Iš 2.117 pav. parodytos grandinės galima parašyti:

$$\begin{aligned} R_{ise}^* &= U_{is} / I_{is} = [(R_a \parallel R_{KEe}) \cdot (R_{kb} + R_B \parallel R_{BEe})] / (R_a \parallel R_{KEe} + R_{kb} + R_B \parallel R_{BEe}) \cong \\ &\cong [(R_a \parallel R_{KEe}) \cdot (R_{kb} + R_B)] / (R_a \parallel R_{KEe} + R_{kb} + R_B), \end{aligned} \quad (2.408)$$

$$\begin{aligned} r_{ise}^* &= \partial U_{is} / \partial I_{is} = [(R_a \parallel r_{KEe}) \cdot (R_{kb} + R_B \parallel r_{BEe})] / (R_a \parallel r_{KEe} + R_{kb} + R_B \parallel r_{BEe}) \cong \\ &\cong [R_a \cdot (R_{kb} + R_B)] / (R_a + R_{kb} + R_B), \end{aligned} \quad (2.409)$$

kur apytikslės išraiškos yra parašytos esant sąlygoms: $R_B \ll R_{BEe}$, $R_B \ll r_{BEe}$ ir $R_a \ll r_{KEe}$.

Kai varža $R_B \gg R_{in e}^*$ ((2.396), (2.406)) ir $R_B \gg r_{in e}^*$ ((2.397), (2.398), (2.407)), t. y. įėjimo signalo šaltinis atitinka pastovios srovės $I_{in =}$ arba kintamosios srovės I_{in} šaltinį, BE stiprinimo pakopų, parodytų 2.116 pav., įėjimo ir išėjimo varžų atitinkamose išraiškose nebelieka priklausomybės nuo R_B . Šiuo atveju išraiškose (2.396), (2.397), (2.406) ir (2.407) priimame $R_B = 0$, o išraiškos (2.408) ir (2.409) yra užrašomos taip:

$$R_{is e}^* = U_{is =}/I_{is =} = [(R_a || R_{KE e}) || (R_{kb} + R_{BE e})] / (R_a || R_{KE e} + R_{kb} + R_{BE e}), \quad (2.410)$$

$$\begin{aligned} r_{is e}^* &= \partial U_{is =} / \partial I_{is =} = [(R_a || r_{KE e}) || (R_{kb} + r_{BE e})] / (R_a || r_{KE e} + R_{kb} + r_{BE e}) \cong \\ &\cong [R_a (R_{kb} + r_{BE e})] / (R_a + R_{kb} + r_{BE e}), \end{aligned} \quad (2.411)$$

kur apytikslė išraiška (2.411) yra parašyta esant sąlygai: $R_a \ll r_{KE e}$.

BE stiprinimo pakopos su neigiamais grįžtamaisiais ryšiais (2.116 pav. b) pastoviosios įėjimo įtampos $U_{in =}$ stiprinimo koeficientas $K_{U e}^*$, analogiškai išraiškai (I d.- (1.160)), yra parašomas įėjimo U_{in} kontūrai I taip:

$$\begin{aligned} K_{U e}^* &= U_{is =}/U_{in =} = U_{is =}/(U_{RB =} + U_{BE =}) = \\ &= (U_{is =}/U_{BE =}) / (U_{RB =}/U_{BE =} + 1) = K_{U e} / [1 + (I_{in =} \cdot R_B) / U_{BE =}] = \\ &= K_{U e} / [1 + (I_{B =} + I_{R_{kb} =}) \cdot (R_B / U_{BE =})] = \\ &= K_{U e}^* = K_{U e} / \{ [1 + R_B \cdot [1/R_{BE e} + (1 + K_{U e})/R_{kb}]] \}, \end{aligned} \quad (2.412)$$

kur išvedimo metu įėjimo įtampos $U_{in =}$ poveikyje atsiradęs srovės sandas $I_{R_{kb} =}$ rezistoriuje R_{kb} yra pakeistas akivaizdžia išraiška: $I_{R_{kb} =} = (U_{BE =} + U_{is =}) / R_{kb}$, bei pasinaudojome žinomomis išraiškomis (I d.- (1.147), (1.160)).

Iš (2.412) seka, kai $R_B \Rightarrow 0$, t. y. įėjimo (poveikio) signalo šaltinis atitinka pastovios įtampos šaltinį $U_{in =}$, prie visų verčių $R_{kb} > 0$ BE stiprinimo pakopoje, parodytoje 2.116 pav. b, išnyksta neigiamas grįžtamasis ryšis ir koeficientas $K_{U e}^* \Rightarrow K_{U e}$. Tuo tarpu BE stiprinimo pakopoje, parodytoje 2.116 pav. a, neigiamas grįžtamasis ryšis išlieka (2.399). Kita vertus, kai neigiamo grįžtamojo ryšio varža $R_{kb} \Rightarrow \infty$, koeficientas $K_{U e}^* \Rightarrow K_{U e} / (1 + R_B / R_{BE e})$. Kai varža $R_{kb} \Rightarrow 0$, koeficientas $K_{U e}^* \Rightarrow 0$, t. y. turime labai stiprų neigiamą grįžtamąjį ryšį ir įtampos stiprinimas išnyksta.

Kai varža $R_B \gg R_{BE e}$, t. y. įėjimo (poveikio) signalo šaltinis atitinka pastovios srovės šaltinį $I_{in =}$, tradicinė pastoviosios įėjimo įtampos $U_{in =}$ stiprinimo koeficiento $K_{U e}^*$ apibrėžtis (2.412) netenka prasmės. Šiuo atveju turime pastoviosios įėjimo srovės $I_{in =}$ perdavimo-stiprinimo koeficientą $K_{I e}^*$, kuris, analogiškai išraiškai (I d.- (1.107)), BE stiprinimo pakopoje (2.116 pav. b) su neigiamų grįžtamuoju ryšiu R_{kb} yra išreiškiamas taip:

$$K_{Ie}^* = I_{i\tilde{}}/I_{in} = I_{RK} / (I_{B=} + I_{Rkb=}) = [(I_{K=} - I_{Rkb=}) / I_{B=}] / (1 + I_{Rkb=} / I_{B=}) =$$

$$= [\beta_o - R_{BEe} / (R_{kb} + R_a || R_{KEe})] / [1 + R_{BEe} / (R_{kb} + R_a || R_{KEe})], \quad (2.413)$$

iš kur seka, kai $R_{kb} \Rightarrow \infty$, koeficientas $K_{Ie}^* \Rightarrow \beta_o$, o kai $R_{kb} \Rightarrow 0$, $K_{Ie}^* < \beta_o$.

BE stiprinimo pakopos su neigiamais grįžtamaisiais ryšiais (2.116 pav. b) kintamosios įėjimo įtampos U_{in} stiprinimo koeficientas K_{ue}^* , analogiškai išraiškai (I d.- (1.161)), įėjimo U_{in} kontūrai I yra užrašomas taip:

$$K_{ue}^* = \partial U_{i\tilde{}} / \partial U_{in} = \partial U_{i\tilde{}} / (\partial U_{RB} + \partial U_{BE}) =$$

$$= (\partial U_{i\tilde{}} / \partial U_{BE}) / (1 + \partial U_{RB} / \partial U_{BE}) = K_{ue} / [1 + (\partial I_{in} \cdot R_B) / \partial U_{BE}] =$$

$$= K_{ue} / \{1 + [(\partial I_{B} + \partial I_{Rkb}) \cdot R_B] / \partial U_{BE}\} =$$

$$= K_{ue}^* = K_{ue} / \{1 + R_B \cdot [1/r_{BEe} + (1 + K_{ue}) / R_{kb}]\}, \quad (2.414)$$

kur šios išraiškos išvedimo metu įėjimo įtampos U_{in} poveikyje atsiradęs srovės sandas I_{Rkb} rezistoriuje R_{kb} yra pakeistas akivaizdžia išraiška: $I_{Rkb} = (U_{BE} + U_{i\tilde{}}) / R_{kb}$, bei pasinaudojome žinomomis išraiškomis (I d.- (1.147), (1.160)).

Iš (2.414) taip pat seka, kai $R_B \Rightarrow 0$, t. y. įėjimo (poveikio) signalo šaltinis atitinka kintamosios įtampos šaltinį U_{in} , prie visų verčių $R_{kb} > 0$, BE stiprinimo pakopoje, parodytoje 2.116 pav. b, išnyksta neigiamas grįžtamasis ryšis ir koeficientas $K_{ue}^* \Rightarrow K_{ue}$. Tuo tarpu BE stiprinimo pakopoje, parodytoje 2.116 pav. a, neigiamas grįžtamasis ryšis išlieka (2.403). Kita vertus, kai neigiamo grįžtamojo ryšio varža $R_{kb} \Rightarrow \infty$, įtampos stiprinimo (perdavimo) koeficientas $K_{ue}^* \Rightarrow K_{ue} / (1 + R_B / r_{BEe})$. Kai varža $R_{kb} \Rightarrow 0$, koeficientas $K_{ue}^* \Rightarrow 0$. t. y. turime labai stiprų neigiamą grįžtamąjį ryšį ir įtampos stiprinimas išnyksta.

Kai varža $R_B \gg r_{BEe}$, t. y. įėjimo (poveikio) signalo šaltinis atitinka kintamosios srovės šaltinį I_{in} , tradicinė kintamosios įėjimo įtampos U_{in} stiprinimo koeficiento K_{ue}^* apibrėžtis (2.414) netenka prasmės. Šiuo atveju turime kintamosios įėjimo srovės I_{in} perdavimo-stiprinimo koeficientą K_{ie}^* , kuris, analogiškai išraiškai (I d.- (1.107)), BE stiprinimo pakopoje (2.116 pav. b) su neigiamu grįžtamuoju ryšiu yra išreiškiamas taip:

$$K_{ie}^* = \partial I_{i\tilde{}} / \partial I_{in} = \partial I_{Ra} / (\partial I_{B} + \partial I_{Rkb}) =$$

$$= [(\partial I_{K} - \partial I_{Rkb}) / \partial I_{B}] / (1 + \partial I_{Rkb} / \partial I_{B}) =$$

$$= [\beta - r_{BEe} / (R_{kb} + R_a || r_{KEe})] / [1 + r_{BEe} / (R_{kb} + R_a || r_{KEe})], \quad (2.415)$$

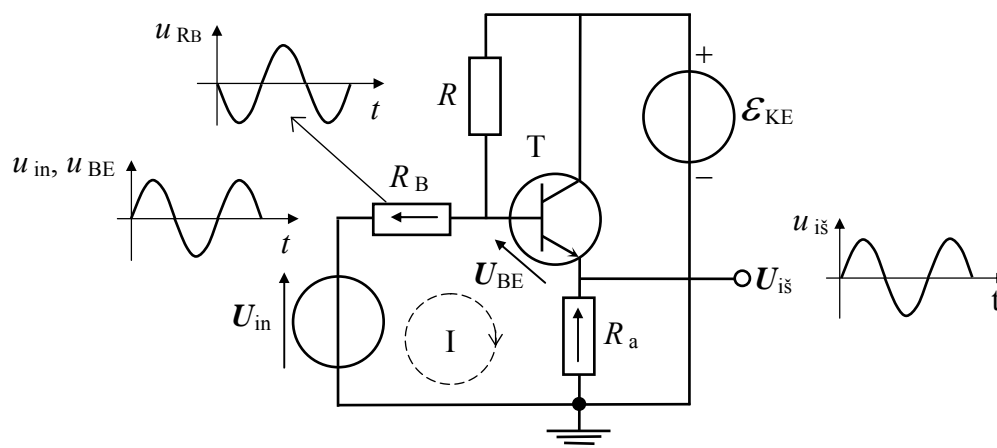
iš kur seka, kai $R_{kb} \Rightarrow \infty$, koeficientas $K_{ie}^* \Rightarrow \beta$, o kai $R_{kb} \Rightarrow 0$, $K_{ie}^* < \beta$.

Iš gautų išraiškų (2.412) ÷ (2.415) matome: BE stiprinimo pakopoje, parodytoje 2.116 pav. b, neigiamo grįžtamojo ryšio rezistoriaus R_{kb} varžos vertė turi būti parinkta kompromiso

būdu, t. y. parenkama vertė neturi būti nei per didelė, nei per maža. Dažniausiai rezistoriaus R_{kb} varža yra parenkama iš sąlygos: $R_{kb} \approx R_a \approx r_{BE}$. Kita vertus pastebėsime, jog rezistorius R_{kb} sąlygoja tiesioginį įėjimo signalo U_{in} arba (ir) I_{in} prasiskverbimą į BE stiprinimo pakopos (2.116 pav. b) išėjimą U_{is} . Kadangi BE schemoje išėjimo signalo U_{is} arba I_{is} fazės yra priešingos įėjimo signalo U_{in} arba I_{in} fazėms, atitinkamai, todėl ši savybė sąlygoja papildomą išėjimo signalo U_{is} arba I_{is} sumažėjimą. Dėl šios priežasties dažniausiai neigiamas grįžtamasis ryšis BE stiprinimo pakopoje yra realizuojamas rezistoriumi R_E (2.116 pav. a).

Grižtamieji ryšiai BK ir EK stiprinimo pakopose yra sąlygoti tuo, jog šiais atvejais išėjimo signalas U_{is} arba I_{is} yra įtampa arba (ir) srovė emiterio grandinėje įjungtame apkrovos rezistoriuje R_a (2.69 pav. c, d; 2.72 pav. c, d; 2.82 pav. a, b). Todėl šiuose stiprinimo pakopose veikia šimtaprocentinis neigiamas srovės grįžtamasis ryšis, kas ir sąlygoja šių schemų elektrines savybes bei taikymo ypatybes.

BK ir EK stiprinimo pakopų įėjimo ir išėjimo varžų vertės ir išraiškos pastoviai ir kintamajai srovėms buvo aptartos ir gautos anksčiau ((2.264), (2.265), (2.274) ÷ (2.276)). Čia papildomai grįžtamojo ryšio požiūriu išnagrinėsime BK ir EK stiprinimo pakopų elektrines savybes be skiriamąjo kondensatoriaus ($C = 0$) įėjime (2.82 pav.). Šiuo tikslu nagrinėsime EK stiprinimo pakopą, parodytą 2.118 pav., nes jos elektrinės savybės atitinka ir rečiau taikomos BK stiprinimo pakopos elektrines savybes.



2.118 pav. Grižtamieji ryšiai EK stiprinimo pakopoje

Iš 2.118 pav. matome, jog EK stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinės kontūrai galima parašyti akivaizdžią veikiančių kintamųjų įtampų sumos lygtį (antroji Kirchhofo taisyklė (2.11)):

$$U_{in} - U_{RB} - U_{BE} - U_a = 0, \quad (2.416)$$

kur: $U_{RB} = I_{in} \cdot R_B = (I_B + I_R) \cdot R_B$, čia I_R - kintamoji srovė varžoje R ; $U_a = I_E \cdot R_a$, o atitinkamų kompleksinių įtampų vektorių kryptys yra parodytos rodyklėmis atitinkamose

schemos rezistorių elementuose. Čia atitinkamų įtampų vektorių kryptys yra parinktos atžvilgiu pirmojo pusperiodžio poliaringumo laikinėse atitinkamų įtampų kitimo diagramose (2.118 pav.).

Iš (2.416) gauname įtampos U_{BE} tarp tranzistoriaus T bazės ir emiterio išraišką:

$$U_{BE} = U_{in} - U_{RB} - U_a, \quad (2.417)$$

iš kur seka, jog įtampų U_{RB} ir U_a atitinkamuose rezistoriuose R_B ir R_a fazės yra priešingos įėjimo (poveikio) signalo įtampai U_{in} , t. y. turime du neigiamus grįžtamuosius ryšius.

1. Analogiškai BE stiprinimo pakopai (2.116 pav.), EK stiprinimo pakopos (2.118 pav.) tranzistoriaus T bazės grandinėje įjungto veikos tašką užduodančio rezistorinio įtampos daliklio $R \parallel R_B$ varža $R_B^* = R \cdot R_B / (R + R_B)$ įtakoja fizikinių procesų spartą bazėje (I- d. (1.244)), t. y., mažėjant varžai R_B^* , EK schemoje įjungto tranzistoriaus ribinis dažnis $\omega_\beta \Rightarrow \omega_\alpha$ (I- d. (1.251), 1.83 pav.). Todėl dažniausiai yra išlaikoma sąlyga: $R_B \ll R$, arba rezistorius R_B yra šuntuojamas pakankamai didelės talpos kondensatoriumi $C \geq 5 \mu F$. Šiuo atveju kintamajam signalui bazė yra „ižeminta“ per įėjimo signalo U_{in} įtampos šaltinį ($r_i \ll R_B$) ir nebėra neigiamo grįžtamojo ryšio, sąlygojamo varžos R_B . Tuo tarpu pastoviajam įėjimo signalui U_{in} varža R_B sudaro neigiamą grįžtamąjį ryšį, kurio įtakoje padidėja EK stiprinimo pakopos įėjimo varža $R_{in k}^*$. Akivaizdu, kad ši varža padidėja ir dėl emiterio grandinėje įjungto apkrovos rezistoriaus R_a varžos, kuri sukuria papildomą neigiamą ryšį (2.417). Tuo tarpu rezistoriaus R varža mažina įėjimo varžą $R_{in k}^*$. Taigi, 2.118 pav. parodytos EK stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinės kontūrai I galima užrašyti:

$$\begin{aligned} R_{in k}^* &= U_{in} / I_{in} = (U_{RB} + U_{BE} + U_{Ra}) / I_{in} = \\ &= R_B + (U_{BE} + U_{Ra}) / (I_{B=} + I_{R=}) = R_B + (R_{BE e} + I_E \cdot R_a / I_B) / (1 + I_{R=} / I_{B=}) = \\ &= R_B + [R_{BE e} + (1 + \beta_o) \cdot R_a] / (1 + I_{R=} / I_{B=}) = \\ &= R_{in k}^* = R_B + [R_{BE e} + (1 + \beta_o) \cdot R_a] / (1 + R_{BE e}^* / R), \quad (2.418) \end{aligned}$$

kur srovių santykis $I_{R=} / I_{B=}$ yra pakeistas joms atvirkščiai proporcingų atitinkamų varžų santykiu- $R_{BE e}^* / R$, kur BE schemos įėjimo varžą $R_{BE e}^*$ pastoviajai srovei, kai emiteris yra „ižemintas“ per rezistorių R_a , yra gauta anksčiau (2.395) ir iš čia bei (2.418) randame:

$$R_{in k}^* = R_B + R_{BE e}^* R / (R_{BE e}^* + R) \equiv R_{in e}^* \quad (2.419)$$

t. y. turime varžų $R_{BE e}^*$ ir R lygiagretų jungimą, kurių atstojamoji varža yra nuosekliai sujungta su rezistoriumi R_B (2.118 pav.).

Rezistorių R_B ir R_a varžų sudaryti neigiami grįžtamieji ryšiai įtakoja EK stiprinimo pakopos (2.118 pav.) įėjimo diferencialinę varžą $r_{in k}^*$ kintamajam įėjimo signalui U_{in} , t. y. varža $r_{in k}^*$ dar labiau padidėja ir analogiškai (2.265) bei (2.419) galima parašyti:

$$r_{in k}^* = \partial U_{in} / \partial I_{in} = R_B + r_{BE e}^* \cdot R / (r_{BE e}^* + R) \equiv r_{in e}^* \quad (2.397), \quad (2.420)$$

kur: $r_{BE e}^*$ - bendro emiterio schemos įėjimo diferencialinė varžą kintamajai srovei, kai emiteris yra „žemintas“ per rezistorių R_a , yra gauta anksčiau (2.398).

EK stiprinimo pakopos su neigiamais grįžtamaisiais ryšiais (2.118 pav.) pastoviosios įėjimo įtampos $U_{in} =$ stiprinimo koeficientas $K_{U k}^*$, analogiškai išraiškai (I d.- (1.186)), yra parašomas įėjimo U_{in} kontūrai I taip:

$$\begin{aligned} K_{U k}^* &= U_{iš=} / U_{in=} = (U_{in=} - U_{RB=} - U_{BE=}) / U_{in=} = \\ &= 1 - (I_{in=} \cdot R_B + I_{B=} \cdot R_{BE e}) / U_{in=} = 1 - R_B / R_{in k}^* - (I_{E=} \cdot R_a \cdot R_{BE e}) / [(1 + \beta_o) \cdot R_a \cdot U_{in=}] = \\ &= 1 - R_B / R_{in k}^* - (R_{BE e} \cdot U_{iš=}) / [(1 + \beta_o) \cdot R_a \cdot U_{in=}] = \\ &= 1 - R_B / R_{in k}^* - (K_{U k}^* \cdot R_{BE e}) / [(1 + \beta_o) \cdot R_a], \end{aligned}$$

ir iš čia randame:

$$K_{U k}^* = (1 - R_B / R_{in k}^*) / \{ 1 + R_{BE e} / [(1 + \beta_o) \cdot R_a] \}. \quad (2.421)$$

kur išvedimo metu pasinaudojome išraiškėmis (2.416) ir (2.418), o taip pat išraiškėmis: I d.- (1.107), (1.108), (1.147), bei akivaizdžia tapatybe: $U_{iš=} = I_{E=} \cdot R_a$.

Analogiškai randame EK stiprinimo pakopos (2.118 pav.) kintamosios įėjimo įtampos U_{in} perdavimo koeficiento $K_{u k}^*$ išraišką:

$$K_{u k}^* = \partial U_{iš=} / \partial U_{in} = (1 - R_B / r_{in k}^*) / \{ 1 + r_{BE e} / [(1 + \beta) \cdot R_a] \}. \quad (2.422)$$

Iš gautų išraiškų (2.421) ir (2.422) matome: EK, o taip pat ir BK stiprinimo pakopų įėjimo įtampos U_{in} perdavimo koeficiento $K_{u k}^*$ modulis neviršija vieneto- $K_{u k}^* \leq 1$. Kai $R_B \Rightarrow 0$, t. y. įėjimo (poveikio) signalo šaltinis atitinka pastovios arba kintamos įtampos šaltinį ($r_i = 0$), koeficientas $K_{u k}^* \Rightarrow 1 / \{ 1 + R_{BE e} / [(1 + \beta_o) \cdot R_a] \}$ bei analogiškai $K_{u k}^* \Rightarrow 1 / \{ 1 + r_{BE e} / [(1 + \beta) \cdot R_a] \}$ ir priklauso nuo varžos R_a vertės : kai $R_a \Rightarrow 0$, koeficientai $K_{u k}^* \Rightarrow 0$, o kai $R_a \Rightarrow \infty$, koeficientai $K_{u k}^* \Rightarrow 1$.

Kai $R_B \Rightarrow \infty$, t. y. įėjimo (poveikio) signalo šaltinis atitinka pastovios arba kintamos srovės šaltinį ($r_i = \infty$), iš (2.421) ir (2.422), bei (2.419) ir (2.420) seka, jog koeficientai $K_{u k}^* \Rightarrow 0$. Taigi matome, kad tradicinė pastoviosios $U_{in} =$ arba kintamosios U_{in} įėjimo įtampos stiprinimo koeficientų $K_{u k}^*$ apibrėžtys ((2.421), (2.422)) netenka prasmės. Šiuo

atveju turime pastoviosios $I_{in=}$ arba kintamosios I_{in} įėjimo srovės perdavimo-stiprinimo koeficientus K_{Ik}^* , ir K_{ik}^* , atitinkamai, kurie EK stiprinimo pakopoje (2.118 pav.) su neigiamų grįžtamuoju ryšiu yra išreiškiami taip:

$$K_{Ik}^* = I_{iš=}/I_{in=} = I_{E=} / (I_{B=} + I_{R=}) = (I_{E=} / I_{B=}) / (1 + I_{R=} / I_{B=}) =$$

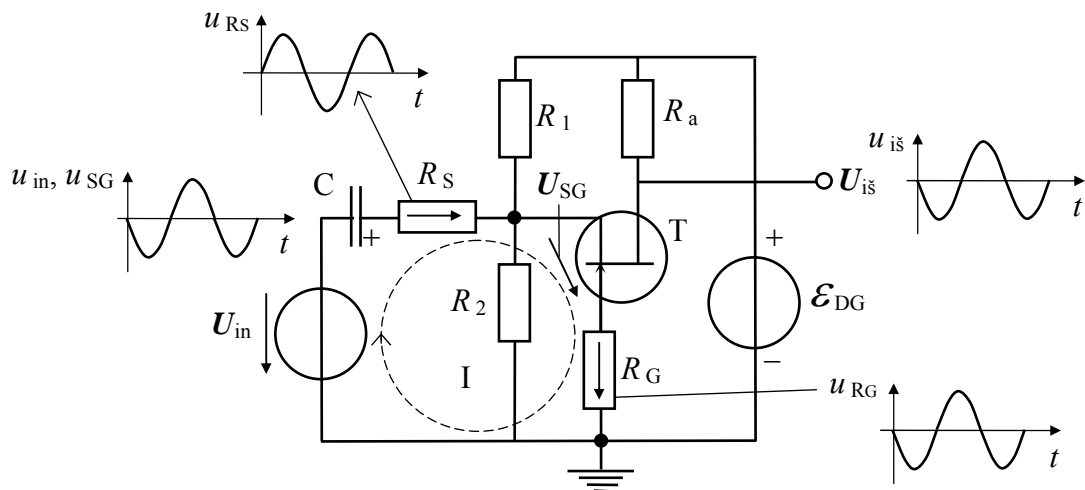
$$= (1 + \beta_o) / (1 + R_{BEe}^* / R) = (1 + \beta_o) / \{1 + [R_{BEe} + (1 + \beta_o) \cdot R_a] / R\}, \quad (2.423)$$

$$K_{ik}^* = \partial I_{iš\sim} / \partial I_{in\sim} = I_{E\sim} / (I_{B\sim} + I_{R\sim}) = (I_{E\sim} / I_{B\sim}) / (1 + I_{R\sim} / I_{B\sim}) =$$

$$= (1 + \beta) / (1 + r_{BEe}^* / R) = (1 + \beta) / \{1 + [r_{BEe} + (1 + \beta) \cdot R_a] / R\}. \quad (2.424)$$

Akivaizdu, kad EK, o taip pat ir BK stiprinimo pakopose su įėjimo signalo I_{in} srovės šaltiniu ($r_i = \infty$) rezistoriaus R_B varža koeficientams K_{Ik}^* ir K_{ik}^* įtakos neturi, t. y. šiuo atveju rezistoriaus R_B varža nesukuria neigiamo grįžtamojo ryšio. Tuo tarpu apkrovos rezistoriaus R_a varžos įtaka EK ir BK stiprinimo pakopų veikai su įėjimo signalo I_{in} srovės šaltiniu ir šiuo atveju išlieka esminė- turime šimtaprocentinį neigiamą grįžtamąjį ryšį, kuris, nepriklausomai nuo įėjimo signalo šaltinio tipo, atitinka srovės-įtampos mišrųjį grįžtamąjį ryšį (2.111 pav. c). Dažnai šis neigiamas grįžtamasis ryšis BK ir EK stiprinimo pakopose yra vadinamas šimtaprocentiniu srovės grįžtamuoju ryšiu.

Grižtamieji ryšiai BU stiprinimo pakopoje su sandūriniu atidarytojo n- kanalo lauko tranzistoriumi yra parodyti 2.119 pav. ir šiuos ryšius išnagrinėsime kintamojo įėjimo signalo U_{in} arba I_{in} atveju.



2.119 pav. Grižtamieji ryšiai BU stiprinimo pakopoje

Iš 2.119 pav. matome, jog BU stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinės kontūrai I galima parašyti akivaizdžią veikiančių kintamųjų įtampų sumos lygtį (antroji Kirchhofo taisyklė (2.11)):

$$U_{RS} + U_{SG} + U_{RG} - U_{in} = 0, \quad (2.425)$$

kur: $U_{RS} = I_{in} \cdot R_S$ - įtampa varžoje R_S , $U_{RG} = I_G \cdot R_G$ - įtampa varžoje R_G , o atitinkamų kompleksinių įtampų vektorių kryptys yra parodytos rodyklėmis atitinkamose schemos rezistorių elementuose. Čia atitinkamų įtampų vektorių kryptys yra parinktos atžvilgiu pirmojo pusperiodžio poliaringumo laikinėse atitinkamų įtampų kitimo diagramose (2.119 pav.).

Iš (2.425) gauname įtampos U_{SG} tarp lauko tranzistoriaus T ištakos ir užtūros išraišką:

$$U_{SG} = U_{in} - U_{RS} - U_{RG}, \quad (2.426)$$

iš kur seka: įtampų U_{RS} ir U_{RG} atitinkamuose rezistoriuose R_S ir R_G fazės yra priešingos įėjimo (poveikio) signalo įtampai U_{in} , t. y. turime du neigiamus grįžtamuosius ryšius.

Akivaizdu, jog grįžtamojo ryšio rezistoriai R_S ir R_G turi esminę įtaką BU stiprinimo pakopos elektriniams parametrams ir todėl anksčiau gautos išraiškos (2.284) ÷ (2.288), (2.290) ir (2.292) ÷ (2.295) turi būti patikslintos.

Iš 2.119 pav. parodytos BU stiprinimo pakopos grandinės matome, jog įėjimo U_{in} grandinėje rezistoriai R_S ir R_G yra įjungti nuosekliai ir tai sąlygoja diferencialinės įėjimo varžos $r_{in g}^*$ padidėjimą. Todėl analogiškai išraiškai (2.288) galima parašyti:

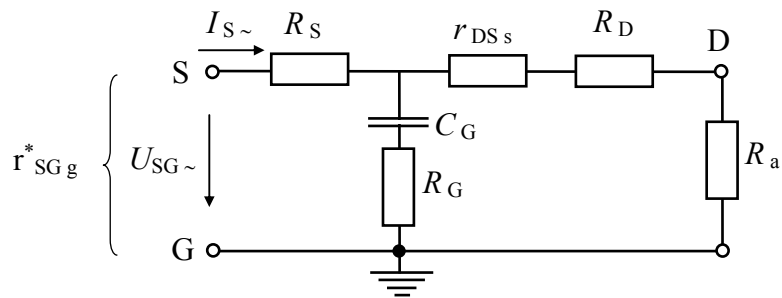
$$\begin{aligned} r_{in g}^* &= \partial U_{in} / \partial I_{in} = (\partial U_{C} + \partial U_{RS} + \partial U_{SG} + \partial U_{RG}) / \partial I_{in} = \\ &= [(j \cdot \omega \cdot C)^{-1} + R_S + R_{\parallel} \| r_{SG g}^*] = \{(\omega \cdot C)^{-2} + [R_S + (R_{\parallel} \| r_{SG g}^*)]^2\}^{1/2}, \end{aligned} \quad (2.427)$$

kur: $R_{\parallel} = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$, o $r_{SG g}^*$ - BU grandinėje įjungto lauko tranzistoriaus įėjimo diferencialinė varža, kai užtūra yra „įžeminta“ per rezistorių R_G ir šiuo atveju varžos $r_{SG g}^*$ modulis $r_{SG g}^*$ yra išreiškiamas taip:

$$\begin{aligned} r_{SG g}^* &= \partial U_S / \partial I_S = (\partial U_{SG} + \partial U_{RG}) / \partial I_S = \\ &= r_{SG g} + (\partial I_G \cdot R_G) / \partial I_S = r_{SG g} + (\partial I_G \cdot R_G) / (\partial I_D + \partial I_G) = \\ &= r_{SG g} + R_G / (\partial I_D / \partial I_G + 1) = r_{SG g} + R_G / [(Z_{CG} + R_G) / (r_{DS s} + R_a) + 1] = \\ &= r_{SG g}^* = r_{SG g} + R_G / \{1 + [(\omega \cdot C_G)^{-2} + R_G^2]^{1/2} / (r_{DS s} + R_a)\}, \end{aligned} \quad (2.428)$$

iš kur seka: kai $R_G \Rightarrow 0$, varža $r_{SG g}^* \Rightarrow r_{SG g}$ (I d.- (1.261)), o kai $R_G \Rightarrow \infty$, varža $r_{SG g}^* \Rightarrow r_{SG g} + r_{DS s} + R_a \Rightarrow r_{DS s} + R_a$, nes $\partial U_{SG} \Rightarrow 0$ ir todėl $r_{SG g} = \partial U_{SG} / \partial I_S \Rightarrow 0$. Analogiškai, kai užtūros talpa $C_G \Rightarrow 0$, varža $r_{SG g}^* \Rightarrow r_{SG g}$ (I d.- (1.261)), o kai $C_G \Rightarrow \infty$, varža $r_{SG g}^* \Rightarrow r_{SG g} + R_G / [1 + R_G / (r_{DS s} + R_a)]$.

Gautoje išraiškoje (2.428) varža r_{DSs} žemuose dažniuose ($\omega \Rightarrow 0$) atitinka išraišką (I d.- (1.287)), o aukštuose dažniuose ($\omega \gg 0$) - išraišką (I d.- (1.382)). Čia pastebėsime, jog varžos r_{SGg} išraiška (I d.- (1.261)) yra gauta žemuose dažniuose $\omega \Rightarrow 0$, kai tuo tarpu aukštuose dažniuose $\omega \gg 0$, ieškant r_{SGg} priklausomybės nuo dažnio ω , būtina pasitelkti lauko tranzistoriaus ekvivalentinę grandinę atitinkamoje jungimo schemoje, pvz. analogiškai parodytai 2.87 pav. Tuo tikslu 2.120 pav. yra parodyta BU grandinėje įjungto lauko tranzistoriaus supaprastinta ekvivalentinė schema, nes dažniausiai $C_{GS} \gg C_{GD}$ ir todėl užtūros talpa $C_G \approx C_{GS}$, o $C_{GD} \approx 0$. Čia varžų pažymėjimai atitinka I d.- 1.109 pav.



2.120 pav. BU grandinėje įjungto lauko tranzistoriaus supaprastinta ekvivalentinė schema

Iš 2.120 pav. parodytos ekvivalentinės grandinės jau žinomu būdu surandame diferencialinės įėjimo varžos r^*_{SGg} priklausomybę nuo dažnio ω :

$$\begin{aligned}
 r^*_{SGg} &= \partial U_{SG\sim} / \partial I_{S\sim} = |R_S + \{(r_{DSs} + R_D + R_a) \|[j \cdot \omega \cdot C_G]^{-1} + R_G\}| = \\
 &= \{[R_S(1 + A^2) + (r_{DSs} + R_D + R_a) \cdot (1 + \omega \cdot C_G \cdot A \cdot R_G)]^2 + \\
 &\quad + (\omega \cdot C_G)^2 \cdot (r_{DSs} + R_D + R_a)^4\}^{1/2} / (1 + A^2), \quad (2.429)
 \end{aligned}$$

kur: $A = \omega \cdot C_G \cdot (r_{DSs} + R_G + R_D + R_a)$.

Iš (2.429) seka: kai lauko tranzistoriaus darinio pasyviųjų sričių varžos $R_{S,D,G} \ll r_{DSs}$ - atitinka kanalo varžą (I d.- (1.287)), turime:

$$r^*_{SGg} \cong [r_{DSs}^2 + (\omega \cdot C_G)^2 \cdot r_{DSs}^4]^{1/2} / [1 + (\omega \cdot C_G \cdot r_{DSs})^2]. \quad (2.430)$$

Iš gautų išraiškų (2.429) ir (2.430) seka: kai $\omega \Rightarrow 0$, diferencialinė varža $r^*_{SGg} \Rightarrow \Rightarrow R_S + r_{DSs} + R_D + R_a \cong r_{DSs}$, o kai $\omega \Rightarrow \infty$, $r^*_{SGg} \Rightarrow R_S + [R_G \cdot (r_{DSs} + R_D + R_a)] / (R_G + r_{DSs} + R_D + R_a)$ ir kai $R_S \approx R_G \approx R_D \ll r_{DSs}$ ir $R_a \ll r_{DSs}$, diferencialinė varža $r^*_{SGg} \approx 0$.

Akivaizdu, kad BU stiprinimo pakopoje su neigiamais grįžtamaisiais ryšiais (2.119 pav.) nesant skiriamąjo kondensatoriaus C , įėjimo varža $R_{in g}^*$ pastoviai srovei yra užrašoma taip:

$$R_{in g}^* = U_{in=} / I_{in=} = (U_{RS=} + U_{SG=} + U_{RG=}) / I_{in=} = R_S + R_{in g}, \quad (2.431)$$

kur varžos $R_{in g}$ išraiška yra gauta anksčiau (2.284) ir (2.285), o įtampa $U_{RG=} = I_s \cdot R_G \approx 0$, nes atgaline kryptimi įjungtos užtūros p-n sandūros atgalinė soties srovė I_s (I d.- (1,74), (1,75)) priimame lygią nuliui (I d.- (1,254)). Taigi iš čia seka: pastovaus įėjimo signalo $U_{in=}$ atveju varža R_G BU stiprinimo pakopos elektrinėms savybėms įtakos neturi.

BU stiprinimo pakopos su neigiamais grįžtamaisiais ryšiais (2.119 pav.) kintamosios įėjimo įtampos $U_{in \sim}$ stiprinimo koeficientą $K_{u g}^*$, analogiškai išraiškai (I d.- (1.273)), esant sąlygai $|Z_C| \ll R_S$, užrašysime taip:

$$\begin{aligned} K_{u g}^* &= \partial U_{iš \sim} / \partial U_{in \sim} = | \partial U_{iš \sim} / (\partial U_{RS \sim} + \partial U_{SG \sim} + \partial U_{RG \sim}) | = \\ &= | (\partial U_{iš \sim} / \partial U_{SG \sim}) / [1 + (\partial U_{RS \sim} + \partial U_{RG \sim}) / \partial U_{SG \sim}] | = \\ &= K_{u g} / | 1 + (\partial I_{in \sim} \cdot R_S + \partial I_{G \sim} \cdot R_G) / \partial U_{SG \sim} | \cong K_{u g} / (1 + R_S / r_{in g} + R_G / r_{in s}), \quad (2.432) \end{aligned}$$

kur diferencialinių varžų $r_{in g}$ ir $r_{in s}$ išraiškos buvo gautos anksčiau (2.288) ir (2.291), atitinkamai, bei išraiškoje (2.291) reikia priimti $C = \infty$.

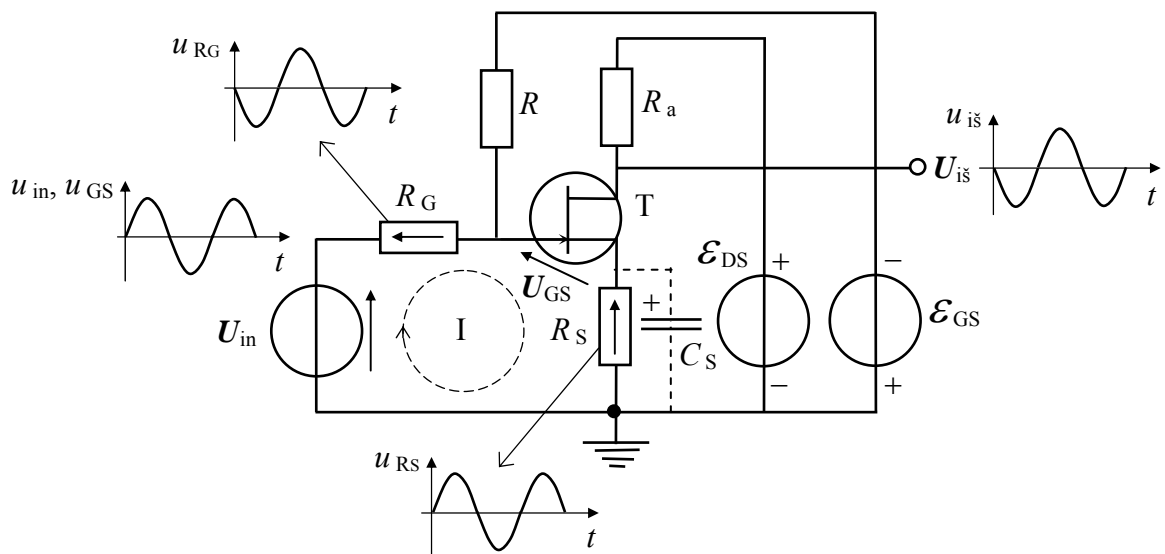
Iš (2.432) seka: BU stiprinimo pakopoje su kintamojo įėjimo signalo U_{in} įtampos šaltiniu didžiausią įtaką neigiamam grįžtamajam ryšiui turi rezistoriaus R_S varža, nes įprastai $r_{in g} \ll r_{in s}$. Kai įtampos šaltinio U_{in} vidaus varža $r_i \gg r_{in g}$, t. y. kintamojo įėjimo signalo šaltinis atitinka srovės šaltinį I_{in} , tradicinė kintamosios įėjimo įtampos U_{in} stiprinimo koeficiento $K_{u g}^*$ apibrėžtis (2.432) netenka prasmės. Šiuo atveju turime kintamosios įėjimo srovės I_{in} perdavimo-stiprinimo koeficientą $K_{i g}^*$, kuris, analogiškai išraiškai (I d.- (1.255)), BU stiprinimo pakopoje su neigiamų grįžtamuoju ryšiu (2.119 pav.) yra išreiškiamas taip:

$$\begin{aligned} K_{i g}^* &= \partial I_{iš \sim} / \partial I_{in \sim} = \partial I_{D \sim} / (\partial I_{R \sim} + \partial I_{S \sim}) = (\partial I_{D \sim} / \partial I_{S \sim}) / (1 + \partial I_{R \sim} / \partial I_{S \sim}) = \\ &= K_{i g} / (1 + \partial I_{R \sim} / \partial I_{S \sim}) = K_{i g} / (1 + r_{SG}^* / R_{\parallel}). \quad (2.433) \end{aligned}$$

Akivaizdu, kad BU stiprinimo pakopoje su kintamojo įėjimo signalo I_{in} srovės šaltiniu rezistoriaus R_S , o tuo pačiu ir skiriamąjo kondensatoriaus C varžos koeficientui $K_{i g}^*$ įtakos neturi, nes šiuo atveju rezistoriaus R_S varža neįtakoja srovės I_S didžio, t. y. $I_S + I_R = I_{in}$. Tuo tarpu kintamojo signalo I_{in} atveju lauko tranzistoriaus veikos tašką užduodančių rezistorių $R_1 \parallel R_2$ atstojamosios varžos $R_{\parallel} = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$ įtaka BU stiprinimo pakopos veikai turi esminį pobūdį- varžai R_{\parallel} didėjant, koeficientas $K_{i g}^*$ taip pat didėja artėdamas prie $K_{i g} \leq 1$.

Tuo tarpu rezistoriaus R_G įtaka pasireiškia per varžą r_{SG}^* (2.428)- varžai R_G kintant, koeficiento K_{ig}^* kitimo pobūdis priklauso nuo santykio: $k_r = r_{SG} / (r_{DS} + R_D + R_a)$. Kai $k_r = 1$, koeficientas K_{ig}^* nuo R_G nepriklauso, o kai $k_r > 1$ koeficiento K_{ig}^* kitimo pobūdis yra priešingas varžos R_G kitimui- $K_{ig}^* \sim 1/R_G$, ir kai $k_r < 1$, koeficiento K_{ig}^* kitimo pobūdis atitinka varžos R_G kitimą- $K_{ig}^* \sim R_G$. Dažniausiai paskutinis atvejis ir yra stebimas realiose BU stiprinimo pakopose.

Grižtamieji ryšiai BI stiprinimo pakopoje su sandūriniu atidarytojo n- kanalo lauko tranzistoriumi yra parodyti 2.121 pav. ir šiuos ryšius išnagrinėsime kintamojo įėjimo signalo U_{in} arba I_{in} atveju.



2.121 pav. Grižtamieji ryšiai BI stiprinimo pakopoje

Iš 2.121 pav. a matome, jog BI stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinės kontūrai galima parašyti akivaizdžią veikiančių kintamųjų įtampų sumos lygtį (antroji Kirchhovo taisyklė (2.11)):

$$U_{in} - U_{RG} - U_{GS} - U_{RS} = 0, \quad (2.434)$$

kur: $U_{RG} = I_{in} \cdot R_G = (I_G + I_R) \cdot R_G$ (čia I_R - kintamoji srovė varžoje R); $U_{RS} = I_S \cdot R_S$, o atitinkamų kompleksinių įtampų vektorių kryptys yra parodytos rodyklėmis atitinkamose schemas rezistorių elementuose, kur atitinkamų įtampų vektorių kryptys yra parinktos atžvilgiu pirmojo pusperiodžio poliaringumo laikinėse atitinkamų įtampų kitimo diagramose (2.121 pav.).

Iš (2.434) gauname įtampos U_{GS} tarp tranzistoriaus T užtūros ir ištakos išraišką:

$$U_{GS} = U_{in} - U_{RG} - U_{RS}, \quad (2.435)$$

iš kur seka, jog įtampų U_{RG} ir U_{RS} , atitinkamuose rezistoriuose R_G ir R_S , fazės yra priešingos įėjimo (poveikio) signalo- įtampos U_{in} fazei, t. y. turime du neigiamus grįžtamuosius ryšius.

Pastoviajam įėjimo signalui $U_{in} =$ varža R_G sudaro neigiamą grįžtamąjį ryšį, kurio įtakoje padidėja BI stiprinimo pakopos įėjimo varža $R_{in s}^*$. Akivaizdu, kad ši varža praktiškai nepriklauso nuo ištakos grandinėje įjungto rezistoriaus R_S varžos, nes vienpolio tranzistoriaus užtūros varža pastoviajai srovei yra labai didelė (kelių megaomų ir daugiau eilės (I d.- (1.285)) ir todėl galima užrašyti:

$$R_{in s}^* = U_{in} / I_{in} \cong R_G + R. \quad (2.436)$$

Rezistorių R_G ir R_S varžų sudaryti neigiami grįžtamieji ryšiai įtakoja BI stiprinimo pakopos (2.121 pav.) įėjimo diferencialinę varžą $r_{in s}^*$ kintamajam įėjimo signalui U_{in} , t. y. varža $r_{in s}^*$ dar labiau padidėja ir analogiškai (2.436) BI stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinei galima parašyti:

$$r_{in s}^* = \partial U_{in} / \partial I_{in} = R_G + r_G^*(\omega) \parallel R = R_G + r_G^*(\omega) \cdot R / [r_G^*(\omega) + R], \quad (2.437)$$

kur $r_G^*(\omega)$ išraišką randame taip:

$$\begin{aligned} r_G^*(\omega) &= \partial U_{G\sim} / \partial I_{G\sim} = (\partial U_{GS\sim} + \partial U_{RS\sim}) / \partial I_{G\sim} = r_G(\omega) + \partial I_{S\sim} \cdot R_S / \partial I_{G\sim} = \\ &= r_G(\omega) + S_s \cdot \partial U_{GS\sim} \cdot R_S / \partial I_{G\sim} = r_G(\omega) \cdot (1 + S_s \cdot R_S), \end{aligned} \quad (2.438)$$

kur $r_G(\omega)$ atitinka išraišką (I d.- (1.368)), kurioje $R_a = R_D$, o $S_s \cong \partial I_{S\sim} / \partial U_{GS\sim}$.

BI stiprinimo pakopos su neigiamais grįžtamaisiais ryšiais (2.121 pav.) kintamosios įėjimo įtampos U_{in} stiprinimo koeficientas $K_{u s}^*$, analogiškai išraiškai (I d.- (1.296)), yra parašomas įėjimo U_{in} kontūrai I taip:

$$\begin{aligned} K_{u s}^* &= \partial U_{iš\sim} / \partial U_{in\sim} = \partial U_{iš\sim} / (\partial U_{RG\sim} + \partial U_{GS\sim} + \partial U_{RS\sim}) = \\ &= (\partial U_{iš\sim} / \partial U_{GS\sim}) / [1 + (\partial U_{RG\sim} + \partial U_{RS\sim}) / \partial U_{GS\sim}] = \\ &= K_{u s} / [1 + (\partial I_{in\sim} \cdot R_G + \partial I_{S\sim} \cdot R_S) / \partial U_{GS\sim}] \cong K_{u s} / (1 + R_G / r_{in s} + S_s \cdot R_S), \end{aligned} \quad (2.439)$$

kur diferencialinės varžos $r_{in s}$ išraiška yra gauta anksčiau (2.291), kurioje reikia priimti $C = \infty$ ir $R_{\parallel} = R$, o vienpolio tranzistoriaus diferencialinis statusas $S_s = I_{D\sim} / \partial U_{GS\sim} \cong \partial I_{S\sim} / \partial U_{GS\sim}$.

Iš (2.439) seka: BI stiprinimo pakopoje su kintamojo įėjimo signalo U_{in} įtampos šaltiniu didžiausią įtaką neigiamam grįžtamajam ryšiui turi rezistoriaus R_S varža, nes $S_s > 1$. Kai įtampos šaltinio U_{in} vidaus varža $r_i \gg r_{in s}$, t. y. kintamojo įėjimo signalo šaltinis atitinka srovės šaltinį I_{in} , tradicinė kintamosios įėjimo įtampos U_{in} stiprinimo koeficiento $K_{u s}^*$ apibrėžtis (2.438) netenka prasmės. Šiuo atveju turime kintamosios įėjimo srovės I_{in}

perdavimo-stiprinimo koeficientą $K_{i s}^*$, kuris, analogiškai išraiškai (I d.- (1.280)), BI stiprinimo pakopoje su neigiamu grįžtamuoju ryšiu (2.121 pav.) yra išreiškiamas taip:

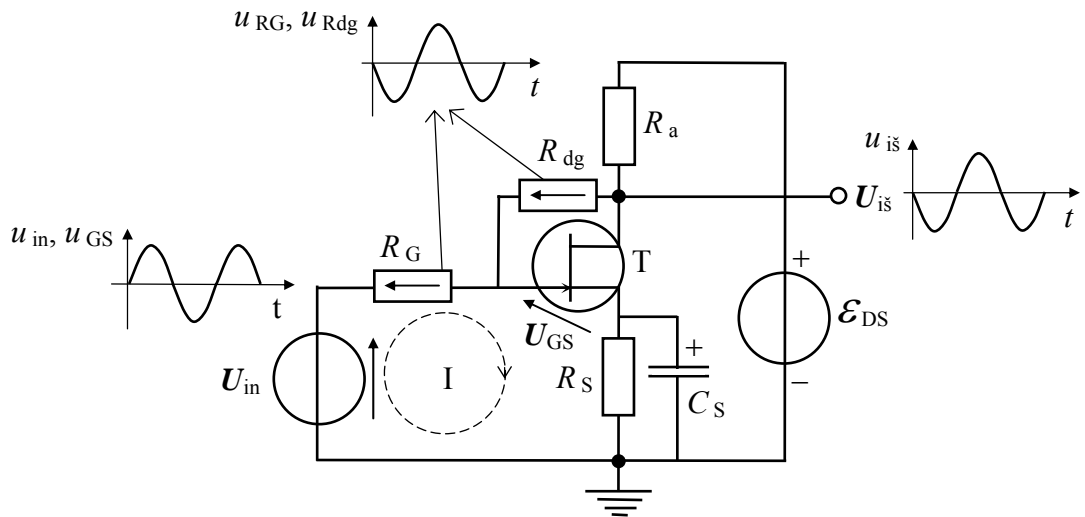
$$\begin{aligned} K_{i s}^* &= \partial I_{i s} / \partial I_{i n} = \partial I_{D} / (\partial I_{R} + \partial I_{G}) = (\partial I_{D} / \partial I_{G}) / (1 + \partial I_{R} / \partial I_{G}) = \\ &= K_i(\omega) / (1 + \partial I_{R} / \partial I_{G}) = K_i(\omega) / (1 + r_G^*(\omega) / R), \quad (2.440) \end{aligned}$$

kur koeficiento $K_i(\omega)$ išraiška yra gauta anksčiau (I d.- (1.383)).

Akivaizdu, kad BI stiprinimo pakopoje su kintamojo įėjimo signalo I_{in} srovės šaltiniu, rezistoriaus R_G , o tuo pačiu ir skiriamą kondensatoriaus C įėjime varžos koeficientui $K_{i s}^*$ įtakos neturi, nes šiuo atveju rezistoriaus R_G varža neįtakoja srovės I_G didžio, t. y. galioja sąryšis: $I_G + I_R = I_{in}$. Tuo tarpu kintamojo signalo I_{in} atveju lauko tranzistoriaus veikos tašką užduodančio rezistoriaus R varžos įtaka BI stiprinimo pakopos veikai turi esminį pobūdį- varžai R didėjant, koeficientas $K_{i s}^*$ taip pat didėja artėdamas prie $K_i(\omega)$. Rezistoriaus R_s įtaka pasireiškia per varžą $r_G^*(\omega)$ (2.438), kuri yra tiesiog proporcinga varžai R_s . Todėl didėjant varžai R_s , koeficientas $K_{i s}^*$ mažėja- turime atvirkštinę priklausomybę. Čia pastebėsime, jog, analogiškai BE stiprinimo pakopai (2.116 pav. a), dažnai tik kintamojo įėjimo signalo U_{in} arba (ir) I_{in} stiprinimo atveju yra stengiamasi turėti stiprinimo pakopą su kuo didesniu $K_{u s}^*$ arba $K_{i s}^*$, atitinkamai. Todėl BI stiprinimo pakopoje (2.121 pav.) varža R_s yra šuntuojama pakankamai didelės talpos kondensatoriumi $C_s \geq 5 \mu F$, ko pasėkoje kintamajam signalui ištakas yra „įžemintas“ ir nebėra neigiamo grįžtamąjo ryšio (išraiškose (2.438) ÷ (2.440) tai atitinka $R_s = 0$). Tačiau pastoviajai srovei varža R_s sudaro srovės neigiamą grįžtamąjį ryšį, kurio įtakoje išlieka padidėjęs BI stiprinimo pakopos tranzistoriaus T veikos taško ($U_{GS o}, I_{D o}$) stabilumas išoriniams poveikiams, pvz. aplinkos temperatūros T_{apl} pokyčiams $\pm \Delta T_{apl}$.

Iš 2.121 pav. parodytos BI stiprinimo pakopos schemos matome, jog realizuojant analogiškai BE stiprinimo pakopai (2.116 pav. b) įtampos neigiamą grįžtamąjį ryšį, t. y. įjungus rezistorių tarp užtūros G ir santakos D, atsiranda nepageidaujama pastovios srovės grandinė: $+\mathcal{E}_{DS} - R_a - D - G - R - -\mathcal{E}_{GS}$. Šia grandine tekanti pastovioji srovė padidina schemos energetinius nuostolius ir apsunkina lauko tranzistoriaus veikos taško nustatymą. Todėl dažniausiai įtampos neigiamas grįžtamasis ryšis BI stiprinimo pakopoje yra realizuojamas kartu su srovės neigiamu grįžtamuoju ryšiu taip, kaip yra parodyta 2.122 pav. kintamojo signalo stiprinimo atveju.

Iš 2.122 pav. matome, jog BI stiprinimo pakopa yra realizuota tik su vienu maitinimo įtampos šaltiniu \mathcal{E}_{DS} . Akivaizdu, jog šis atvejis gali būti realizuotas ir schemeje, parodytoje



2.122 pav. BI stiprinimo pakopa su įtampos neigiamu grįžtamoju ryšiu kintamajam signalui (rezistorius R_{dg} - grįžtamojo ryšio elementas)

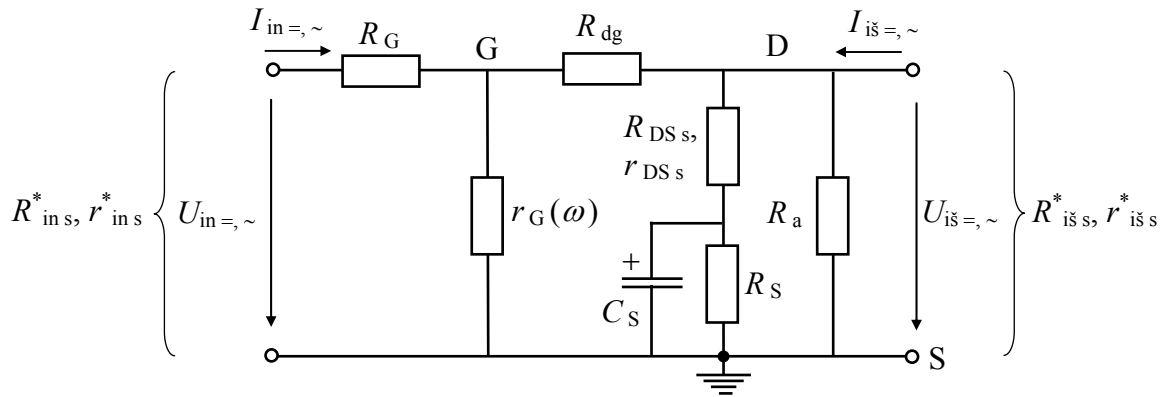
2.121 pav., kur tereikia išjungti rezistorių R ir maitinimo įtampos šaltinį \mathcal{E}_{GS} . Kita vertus akivaizdu ir tai, kad šis maitinimo būdas BI stiprinimo pakopoje su sandūriniu lauko tranzistoriumi įmanomas tik tuo atveju, kai $R_S > 0$, nes šiuo atveju per rezistorių R_S tekanti pastovioji ištakos srovė I_{S0} sukuria įtampą $U_{RS0} = I_{S0} \cdot R_S > 0$ ir todėl užtūros įtampa $U_{GS0} = U_{RG0} - U_{RS0}$, kur įtampa $U_{RG0} = I_{RG0} \cdot R_G > 0$. Akivaizdu, kad sandūrinio atidarytojo n-kanalo lauko tranzistoriaus atveju $U_{RS0} > U_{RG0}$, nes yra būtina realizuoti sąlygą: $U_{GS0} < 0$. Tais atvejais, kai BI stiprinimo pakopoje yra naudojami MOP (MDP) lauko tranzistoriai, visada galima naudoti tik vieną maitinimo įtampos šaltinį \mathcal{E}_{DS} .

Iš 2.122 pav. parodytos BI stiprinimo pakopos grandinės matome, jog varža R_G didina, o nuosekliai sujungtų rezistorių R_{dg} ir R_a varžos mažina BI stiprinimo pakopos įėjimo varžą R_{in}^* . Kita vertus, apkrovos rezistorius R_a yra sujungtas lygiagrečiai su tranzistoriaus T išėjimo varža R_{DSs} ir r_{DSs} (I d.- (1.291) ir (1.287), atitinkamai). Todėl varžų R_{in}^* ir r_{in}^* išraiškas surasime iš BI stiprinimo pakopos (2.122 pav.) ekvivalentinės grandinės pastoviajai ir kintamajai srovei, parodytos 2.123 pav.

Iš 2.123 pav. matome, jog BI stiprinimo pakopos (2.122 pav.) įėjimo varžą R_{in}^* pastoviajai srovei yra išreiškiamo taip:

$$\begin{aligned}
 R_{in}^* &= U_{in} / I_{in} = R_G + R_{dg} + (R_{DSs} + R_S) \parallel R_a = \\
 &= R_G + R_{dg} + [(R_{DSs} + R_S) \cdot R_a] / (R_{DSs} + R_S + R_a), \quad (2.441)
 \end{aligned}$$

kur išraiška yra parašyta esant sąlygai: $r_G(\omega)|_{\omega \rightarrow 0} \Rightarrow \infty$.



2.123 pav. BI stiprinimo pakopos, parodytos 2.122 pav., ekvivalentinė grandinė pastoviajai ir kintamajai srovei

Analogiškai, įėjimo varža $r_{in_s}^*$ kintamajai srovei yra išreiškiama taip:

$$\begin{aligned}
 r_{in_s}^* &= \partial U_{in\sim} / \partial I_{in\sim} \cong R_G + [r_G(\omega) \parallel (R_{dg} + R_a \parallel r_{DS_s})] = \\
 &= R_G + \{r_G(\omega) \cdot [R_{dg} + R_a \cdot r_{DS_s} / (R_a + r_{DS_s})]\} / \\
 & / \{[r_G(\omega) + R_{dg} + R_a \cdot r_{DS_s} / (R_a + r_{DS_s})]\}, \quad (2.442)
 \end{aligned}$$

kur apytikslė išraiška yra parašyta esant sąlygai: $|(j \cdot \omega \cdot C_S)^{-1}| \ll R_S$.

2.122 pav. parodytos BI stiprinimo pakopos atveju išėjimo varža $R_{is_s}^*$ pastoviajai srovei ir diferencialinė išėjimo varža $r_{is_s}^*$ kintamajai srovei skiriasi nuo anksčiau gautų išraiškų (2.296) ir (2.297), nes išėjimo U_{is} ir įėjimo U_{in} grandinės yra sujungtos tarpusavyje grįžtamojo ryšio rezistoriumi R_{dg} . Todėl varžų $R_{is_s}^*$ ir $r_{is_s}^*$ išraiškas surasime iš BI stiprinimo pakopos (2.122 pav.) ekvivalentinės grandinės pastoviajai ir kintamajai srovei, parodytos 2.123 pav.

Iš 2.123 pav. parodytos grandinės galima parašyti:

$$\begin{aligned}
 R_{is_s}^* &= U_{is\sim} / I_{is\sim} \cong [R_a \parallel (R_{DS_s} + R_S)] \parallel (R_{dg} + R_G) = \\
 &= [R_a \cdot (R_{DS_s} + R_S) \cdot (R_{dg} + R_G)] / \\
 & / \{[R_a + (R_{DS_s} + R_S)] \cdot (R_{dg} + R_G) + R_a \cdot (R_{DS_s} + R_S)\}, \quad (2.443)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 r_{is_s}^* &= \partial U_{is\sim} / \partial I_{is\sim} \cong (R_a \parallel r_{DS_s}) \parallel [R_{dg} + R_G \parallel r_G(\omega)] = \\
 &= (R_a \parallel r_{DS_s}) \cdot [R_{dg} + R_G \parallel r_G(\omega)] / [(R_a \parallel r_{DS_s}) + R_{dg} + R_G \parallel r_G(\omega)], \quad (2.444)
 \end{aligned}$$

kur apytikslės išraiškos yra parašytos esant sąlygai: $|(j \cdot \omega \cdot C_S)^{-1}| \ll R_S$.

Kai varža $r_i \gg R_{in_s}$ (2.441) ir $r_i \gg r_{in_s}^*$ (2.442), t. y. įėjimo signalo U_{in} šaltinis atitinka kintamosios srovės I_{in} šaltinį, BI stiprinimo pakopos (2.122 pav.) išėjimo varžų $R_{is_s}^*$ ir $r_{is_s}^*$ išraiškose (2.443) ir (2.444), atitinkamai, nebelieka priklausomybės nuo R_G . Šiuo atveju išraiškose (2.443) ir (2.444) varža R_G yra atmetama.

BI stiprinimo pakopos su neigiamais grįžtamaisiais ryšiais (2.122 pav.) kintamosios įėjimo įtampos $U_{in\sim}$ stiprinimo koeficientas K_{us}^* , analogiškai išraiškai (I d.- (1.296)), įėjimo U_{in} kontūrai I yra užrašomas taip:

$$\begin{aligned} K_{us}^* &= \partial U_{i\tilde{s}\sim} / \partial U_{in\sim} = |\partial U_{i\tilde{s}\sim} / (\partial U_{R_G\sim} + \partial U_{G_S\sim} + \partial U_{Z_{R_S C_S\sim}})| \cong \\ &\cong (\partial U_{i\tilde{s}\sim} / \partial U_{G_S\sim}) / (1 + \partial U_{R_G\sim} / \partial U_{G_S\sim}) = K_{us} / [1 + (\partial I_{in\sim} \cdot R_G) / \partial U_{G_S\sim}] = \\ &= K_{us} / \{1 + [(\partial I_{G\sim} + \partial I_{R_{dg}\sim}) \cdot R_G] / \partial U_{G_S\sim}\} = \\ &= K_{us}^* = K_{us} / \{1 + R_G \cdot [1/r_G(\omega) + (1 + K_{us})/R_{dg}]\}, \quad (2.445) \end{aligned}$$

kur išvedimo metu įėjimo įtampos $U_{in\sim}$ poveikyje $\partial U_{in\sim}$ atsiradęs srovės sando $I_{R_{dg}\sim}$ pokytis $\partial I_{R_{dg}\sim}$ rezistoriuje R_{dg} yra pakeistas akivaizdžia išraiška: $\partial I_{R_{dg}\sim} = (\partial U_{G_S\sim} + \partial U_{i\tilde{s}\sim})/R_{dg}$, bei pasinaudojome žinoma išraiška (I d.- (1.368)), kurioje priimame $R_a = R_D$.

Iš (2.445) seka: kai $R_G \Rightarrow 0$, t. y. įėjimo (poveikio) signalo U_{in} šaltinis atitinka kintamosios įtampos šaltinį, prie visų verčių $R_{dg} > 0$, BI stiprinimo pakopoje, parodytoje 2.122 pav., išnyksta neigiamas grįžtamasis ryšis ir koeficientas $K_{us}^* \Rightarrow K_{us}$ (I d.- (1.297) ir (1.377)). Tuo tarpu BI stiprinimo pakopoje, parodytoje 2.121 pav., neigiamas srovės grįžtamasis ryšis išlieka (2.439). Kita vertus, kai neigiamo grįžtamojo ryšio varža $R_{dg} \Rightarrow \infty$, koeficientas $K_{us}^* \Rightarrow K_{us} / (1 + R_G/r_G(\omega))$. Kai varža $R_{dg} \Rightarrow 0$, koeficientas $K_{us}^* \Rightarrow 0$, t. y. turime labai stiprų neigiamą grįžtamąjį ryšį ir įtampos stiprinimas išnyksta.

Kai varža $R_G \gg r_{in\sim}$ (2.442), t. y. įėjimo (poveikio) signalo šaltinis U_{in} atitinka kintamosios srovės šaltinį I_{in} ($r_i \Rightarrow \infty$), tradicinė kintamosios įėjimo įtampos U_{in} stiprinimo koeficiento K_{us}^* apibrėžtis (2.445) netenka prasmės, nes šiuo atveju $K_{us}^* \Rightarrow 0$. Taigi, šiuo atveju turime kintamosios įėjimo srovės I_{in} perdavimo-stiprinimo koeficientą K_{is}^* , kuris, analogiškai išraiškai (I d.- (1.383)), BI stiprinimo pakopoje (2.122 pav.) su neigiamu įtampos grįžtamuju ryšiu yra išreiškiamas taip:

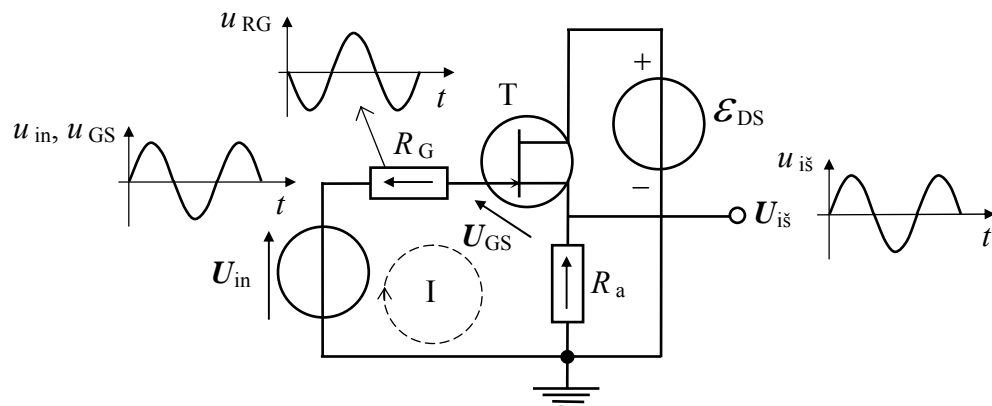
$$\begin{aligned} K_{is}^* &= \partial I_{i\tilde{s}\sim} / \partial I_{in\sim} = \partial I_{R_a\sim} / (\partial I_{G\sim} + \partial I_{R_{dg}\sim}) = \\ &= [(\partial I_{D\sim} - \partial I_{R_{dg}\sim}) / \partial I_{G\sim}] / (1 + \partial I_{R_{dg}\sim} / \partial I_{G\sim}) = \\ &= [K_i(\omega) - r_G(\omega) / (R_{dg} + R_a \parallel r_{DS}(\omega))] / [1 + r_G(\omega) / (R_{dg} + R_a \parallel r_{DS}(\omega))], \quad (2.446) \end{aligned}$$

iš kur seka: kai $R_{dg} \Rightarrow \infty$, koeficientas $K_{is}^* \Rightarrow K_i(\omega)$ (I d.- (1.383)), o kai $R_{dg} \Rightarrow 0$, koeficientas $K_{is}^* < K_i(\omega)$.

Iš gautų išraiškų (2.445) ir (2.446) matome, jog BI stiprinimo pakopoje, parodytoje 2.122 pav., neigiamo grįžtamojo ryšio rezistoriaus R_{dg} varžos vertė turi būti parinkta kompromiso būdu, t. y. ši vertė neturi būti nei per didelė, nei per maža. Dažniausiai

rezistoriaus R_{dg} varža yra parenkama iš sąlygos: $R_{dg} \approx R_a$. Kita vertus pastebėsime, jog rezistorius R_{dg} sąlygoja tiesioginį įėjimo signalo U_{in} arba (ir) I_{in} prasiskverbimą į BI stiprinimo pakopos (2.122 pav.) išėjimą U_{is} . Kadangi išėjimo signalo U_{is} arba I_{is} fazė yra priešinga įėjimo signalo U_{in} arba I_{in} fazei, tai ši BI schemos savybė sąlygoja papildomą išėjimo signalo U_{is} arba I_{is} sumažėjimą. Dėl šios priežasties dažniausiai neigiamas grįžtamasis ryšis BI stiprinimo pakopoje yra realizuojamas rezistoriumi R_s (2.121 pav.) ir todėl šiuo atveju galima atmesti tranzistoriaus veikos tašką užduodanti antrąjį maitinimo įtampos šaltinį \mathcal{E}_{GS} ir rezistorių R_{dg} .

Grįžtamieji ryšiai BS ir IK stiprinimo pakopose - šiais atvejais (2.83 pav. c ir d) išėjimo signalas U_{is} arba I_{is} yra įtampa arba srovė apkrovos rezistoriuje R_a , įjungtame ištakos grandinėje. Todėl šiuose stiprinimo pakopose veikia šimtaprocentinis neigiamas srovės grįžtamasis ryšis, kas ir sąlygoja šių schemų elektrines savybes bei taikymo ypatybes. BS ir IK stiprinimo pakopų įėjimo ir išėjimo varžų vertės ir išraiškos pastoviai ir kintamajai srovėms buvo aptartos ir gautos anksčiau ((2.289), (2.291), (2.296) ir (2.297)). Čia papildomai grįžtamojo ryšio požiūriu išnagrinėsime BS ir IK stiprinimo pakopų be skiriamąjo kondensatoriaus ($C = 0$) įėjime elektrines savybes. Šiuo tikslu nagrinėsime IK stiprinimo pakopą su sandūriniu atidarytojo n- kanalo lauko tranzistoriumi, parodytą 2.124 pav., nes jos elektrinės savybės atitinka ir rečiau taikomos BS stiprinimo pakopos elektrines savybes.



2.124 pav. Grįžtamieji ryšiai IK stiprinimo pakopoje

Iš 2.124 pav. matome, jog IK stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinės kontūrai I galima parašyti akivaizdžią veikiančių kintamųjų įtampų sumos lygtį (antroji Kirchhofo taisyklė (2.11)):

$$U_{in} - U_{RG} - U_{GS} - U_{Ra} = 0, \quad (2.447)$$

kur: $U_{RG} = I_{in} \cdot R_G = I_G \cdot R_G$; $U_{Ra} = I_S \cdot R_a$, o atitinkamų kompleksinių įtampų vektorių kryptys yra parodytos rodyklėmis atitinkamose schemos rezistorių elementuose, kuriuose atitinkamų

įtampų vektorių kryptys yra parinktos atžvilgiu pirmojo pusperiodžio poliaringumo laikinėse atitinkamų įtampų kitimo diagramose (2.124 pav.).

Iš (2.447) gauname įtampos U_{GS} tarp tranzistoriaus T užtūros ir ištakos išraišką:

$$U_{GS} = U_{in} - U_{RG} - U_{Ra}, \quad (2.448)$$

iš kur seka: įtampų U_{RG} ir U_{Ra} atitinkamuose rezistoriuose R_G ir R_a fazės yra priešingos įėjimo (poveikio) signalo įtampos U_{in} fazei, t. y. turime du neigiamus grįžtamuosius ryšius.

Įėjimo signalui U_{in} varža R_G sudaro neigiamą grįžtamąjį ryšį, kurio įtakoje padidėja IK stiprinimo pakopos įėjimo varžos $R_{in\ sk}^*$ ir $r_{in\ sk}^*$ (2.289). Akivaizdu, jog šios varžos padidėja ir dėl ištakos grandinėje įjungto apkrovos rezistoriaus R_a varžos, kuri sukuria papildomą neigiamą grįžtamąjį ryšį (2.448). Taigi, iš 2.124 pav. parodytos IK stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinės kontūrai I galima užrašyti:

$$R_{in\ sk}^* = U_{in} / I_{in} = U_{in} / I_G \approx \infty, \quad (2.449)$$

nes šiuolaikinių lauko tranzistorių pastovioji užtūros srovė $I_G = 10^{-8} \div 10^{-10} \text{ A} \Rightarrow 0$.

Analogiškai įėjimo diferencialinei varžai $r_{in\ sk}^*$ kintamosios srovės atveju galima parašyti:

$$r_{in\ sk}^* = \partial U_{in} / \partial I_{in} = R_G + r_G^*(\omega), \quad (2.450)$$

kur varžos $r_G^*(\omega)$ išraiška yra gauta anksčiau (2.438), kurioje varžos $r_G(\omega)$ išraiškoje (I d.- (1.368)) priimame $R_a = 0$.

Rezistorių R_G ir R_a sąlygoti neigiami grįžtamieji ryšiai įtakoja IK stiprinimo pakopos (2.124 pav.) įėjimo įtampos U_{in} diferencialinį stiprinimo-perdavimo koeficientą $K_{u\ sk}^*$, kurio išraiška yra parašoma įėjimo U_{in} kontūrai I taip:

$$\begin{aligned} K_{u\ sk}^* &= \partial U_{iš} / \partial U_{in} = (\partial U_{in} - \partial U_{RG} - \partial U_{GS}) / \partial U_{in} = \\ &= 1 - [\partial I_G \cdot R_G + \partial I_G \cdot r_G(\omega)] / \partial U_{in} = 1 - [R_G + r_G(\omega)] / r_{in\ sk}^*, \end{aligned} \quad (2.451)$$

kur išvedimo metu pasinaudojome išraiška (2.447) bei akivaizdžia tapatybe: $\partial I_{in} = \partial I_G$, o varžos $r_G(\omega)$ išraiškoje (I d.- (1.368)) priimame $R_a = 0$.

Iš gautos išraiškos (2.451) matome, jog IK, o taip pat ir BS stiprinimo pakopų įėjimo įtampos U_{in} perdavimo koeficientas neviršija vieneto- $K_{u\ sk}^* \leq 1$. Kai $R_G \Rightarrow 0$, t. y. įėjimo (poveikio) signalo šaltinis U_{in} atitinka pastovios arba kintamos įtampos šaltinį ($r_i = 0$), koeficientas $K_{u\ sk}^* \Rightarrow 1 - r_G(\omega) / r_G^*(\omega)$ ir priklauso nuo varžos R_a per varžą $r_G^*(\omega)$ (2.438): kai $R_a \Rightarrow 0$, koeficientas $K_{u\ sk}^* \Rightarrow 0$, nes $r_G(\omega) / r_G^*(\omega) \Rightarrow 1$, o kai $R_a \Rightarrow \infty$, $K_{u\ sk}^* \Rightarrow 1$.

Kai $R_G \Rightarrow \infty$, t. y. įėjimo (poveikio) signalo šaltinis U_{in} atitinka pastovios arba kintamos srovės šaltinį I_{in} ($r_i \Rightarrow \infty$), iš (2.451) ir (2.450) seka, jog $K_{u sk}^* \Rightarrow 0$ ir 2.124 pav. parodyta IK stiprinimo pakopa nustoja veikti. Šiuo atveju negalime taikyti srovės stiprinimo-perdavimo koeficiento skaičiavimo, nes vienpolio tranzistoriaus užtūros grandinėje nėra nuotėkio varžos. Ši situacija bus ir BI stiprinimo pakopoje (2.122 pav.), kai ji yra realizuojama tik su vienu maitinimo įtampos šaltiniu \mathcal{E}_{DS} (rezistorius R ir maitinimo įtampos šaltinis \mathcal{E}_{GS} yra išjungti, o $R_a > 0$). Akivaizdu, jog esant srovės šaltiniui I_{in} , įėjimo grandine tekanti poveikio srovė I_{in} įkraus užtūros talpą C_G ir joje atsirandanti įtampa U_G moduliuos lauko tranzistoriaus kanalo varžą R_k (I d.- (1.328), (1.340), (1.354)). Taigi matome, jog ir su srovės šaltiniu I_{in} įėjime IK bei BI stiprinimo pakopos nustoja veikti. Užtūros talpoje C_G atsirandančią įtampą U_G dėl tekančios harmoninės poveikio srovės $I_{in} = I_{in o} \cdot \sin(\omega \cdot t)$ surasime iš anksčiau pateiktos išraiškos (2.14):

$$\begin{aligned} U_G &= (1/C_G) \cdot \int I_{in} \cdot dt = [I_{in o} / (\omega \cdot C_G)] \cdot \int \sin(\omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t) = \\ &= -[I_{in o} / (\omega \cdot C_G)] \cdot \cos(\omega \cdot t) + U, \end{aligned} \quad (2.452)$$

kur integravimo konstantą U yra randama iš pradinių sąlygų: kai $t = 0$, $U_G = U_{G o}$ - užtūros pastovioji įtampa tranzistoriaus veikos taške ir iš čia bei (2.452) randame:

$$U = I_{in o} / (\omega \cdot C_G) + U_{G o}, \quad (2.453)$$

ir iš čia bei (2.452) gauname:

$$U_G = [I_{in o} / (\omega \cdot C_G)] \cdot [1 - \cos(\omega \cdot t)] + U_{G o}. \quad (2.454)$$

Akivaizdu, jog užtūros talpą C_G įkraunanti srovė I_{in} persiskirsto į dvi išėjimo U_{is} grandines: BI schemoje (2.122 pav.) per rezistorius R_S ir R_a , o IK schemoje (2.124 pav.) per rezistorių R_a ir santakos D grandinę. Per rezistorių R_S (2.122 pav.) tekantis srovės I_{in} sandas $I_{in S}$ sukuria įtampą $U_{RS in} = I_{in S} \cdot R_S$, o per rezistorių R_a (2.124 pav.) tekantis srovės I_{in} sandas $I_{in a}$ sukuria įtampą $U_{Ra in} = I_{in a} \cdot R_a$. Akivaizdu, kad šių srovių sandų ir tuo pačiu atitinkamų įtampų fazės sutampa su poveikio srovės I_{in} faze. Taigi abejose BI ir IK stiprinimo pakopose įtampa $U_{RS in}$ ir $U_{Ra in}$, atitinkamai, mažina užtūros-ištakos įtampą $U_{GS} = U_G - U_{RS, Ra in}$, t. y. veikia parazitinis neigiamas srovės grįžtamasis ryšis. Tuo tarpu BI schemoje (2.122 pav.) įtampa $U_{Ra in}$ yra parazitinio prasiskverbimo signalas ir taip pat mažina išėjimo įtampą U_{is} . Įtampos U_{GS} poveikyje yra moduluojama lauko tranzistoriaus kanalo varža R_k , ko pasėkoje atsiranda ištakos ir santakos srovių sandai I_S ir I_D , atitinkami, kurių vertės gali būti išreikštos per vienpolio tranzistoriaus statumą S_s (I d.- (1.282)) sekančiai:

$$\mathbf{I}_S \cong \mathbf{I}_D = S_s \cdot \mathbf{U}_{GS}. \quad (2.455)$$

BI stiprinimo pakopos (2.122 pav., kur $R = \infty$) su srovės šaltiniu \mathbf{I}_{in} įėjime U_{in} , išėjimo įtampa $U_{iš}$ yra išreiškiama taip:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{iš} &= \mathbf{U}_D - \mathbf{U}_{Ra\ in} = \mathbf{I}_D \cdot R_a - \mathbf{I}_{in\ D} \cdot R_a = R_a \cdot (S_s \cdot \mathbf{U}_{GS} - \mathbf{I}_{in\ D}) \cong \\ &\cong R_a \cdot (S_s \cdot \mathbf{U}_G - \mathbf{I}_{in\ D}) \approx R_a \cdot S_s \cdot \mathbf{U}_G, \end{aligned} \quad (2.456)$$

kur apytikslės išraiškos yra parašytos priėmus sąlygas: $\mathbf{U}_{Rs\ in} \cong 0$ (pakankamai didelė šuntuojančio kondensatoriaus C_S talpa) ir $\mathbf{I}_{in\ D} \cong 0$, nes dažniausiai lauko tranzistoriaus parazitinė talpa $C_{GD} \ll C_{GS}$ (I d.- 1.109 pav.), o įtampos U_G išraiškoje (2.454) yra atmetamas pastovios įtampos narys U_{G0} .

IK stiprinimo pakopos (2.124 pav.) su srovės šaltiniu \mathbf{I}_{in} įėjime U_{in} atveju, išėjimo įtampa $U_{iš}$ yra išreiškiama taip:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{iš} &= \mathbf{U}_S + \mathbf{U}_{Ra\ in} = \mathbf{I}_S \cdot R_a + \mathbf{I}_{in\ S} \cdot R_a = R_a \cdot (S_s \cdot \mathbf{U}_{GS} + \mathbf{I}_{in\ S}) = \\ &= R_a \cdot [S_s \cdot (\mathbf{U}_G - \mathbf{U}_{iš}) + \mathbf{I}_{in\ S}] \cong R_a \cdot [S_s \cdot (\mathbf{U}_G - \mathbf{U}_{iš}) + \mathbf{I}_{in}], \end{aligned} \quad (2.457)$$

ir iš čia bei (2.454) randame:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{iš} &\cong (S_s \cdot \mathbf{U}_G + \mathbf{I}_{in}) / (1/R_a + S_s) = \\ &= \{S_s \cdot [I_{in0} / (\omega \cdot C_G)] \cdot [1 - \cos(\omega \cdot t)] + \mathbf{I}_{in}\} / (1/R_a + S_s), \end{aligned} \quad (2.458)$$

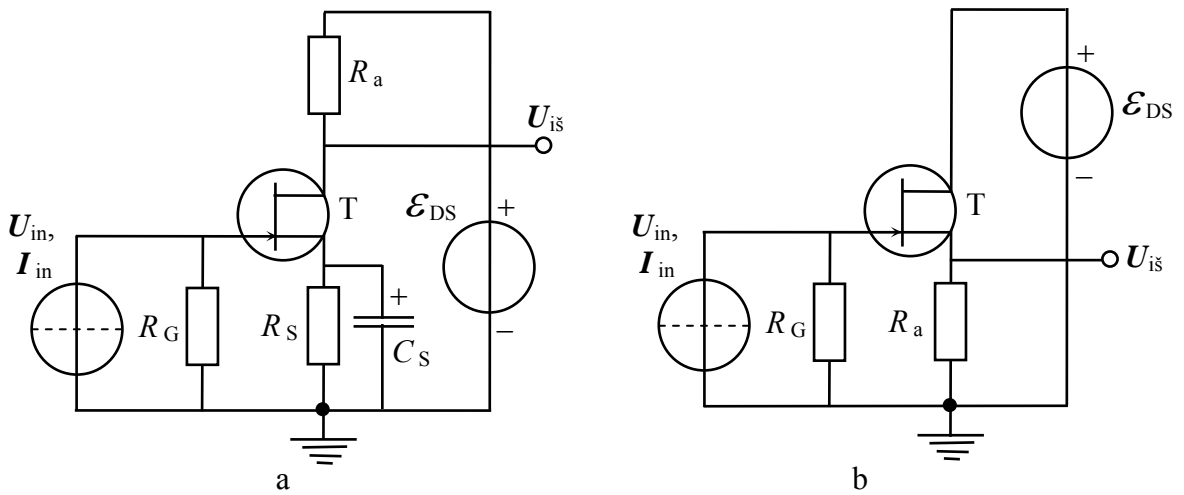
kur apytikslės išraiškos yra parašytos priėmus $\mathbf{I}_{in\ S} \cong \mathbf{I}_{in}$ ir atmetus U_{G0} .

Iš gautų išraiškų (2.456) ir (2.458) seka: BI, o taip pat ir IK stiprinimo pakopose su įėjimo signalo \mathbf{I}_{in} srovės šaltiniu ($r_i = \infty$) įėjimo U_{in} grandinėje nuosekliai įjungto rezistoriaus R_G varža išėjimo įtampos $U_{iš}$ vertei įtakos neturi, t. y. šiuo atveju rezistoriaus R_G varža nesukuria neigiamo grįžtamojo ryšio. Tuo tarpu apkrovos rezistoriaus R_a varžos įtaka IK ir BI stiprinimo pakopų veikai su įėjimo signalo \mathbf{I}_{in} srovės šaltiniu ir šiuo atveju išlieka esminė-turime neigiamą grįžtamąjį ryšį, kuris, nepriklausomai nuo įėjimo signalo šaltinio tipo, atitinka srovės-įtampos mišrųjį grįžtamąjį ryšį (2.111 pav. c). Dažnai šis neigiamas grįžtamasis ryšis IK stiprinimo pakopoje, analogiškai BK ir EK stiprinimo pakopoms, yra vadinamas šimtaprocentiniu srovės grįžtamuoju ryšiu.

Akivaizdu, kad BI ir IK stiprinimo pakopos su įėjimo signalo \mathbf{I}_{in} srovės šaltiniu ($r_i = \infty$) ir neturinčios nuotėkio rezistoriaus užtūros grandinėje negali normaliai veikti su pastovios srovės šaltiniu $\mathbf{I}_{in} =$ įėjime. Šiuo atveju užtūros talpoje C_G atsirandančią pastovią įtampą U_{G0} dėl tekančios pastovios poveikio srovės $\mathbf{I}_{in} = I_{0}$ surasime iš anksčiau pateiktos išraiškos (2.14):

$$U_{G=} = (1/C_G) \cdot \int_0^t I_{in=} \cdot dt = (I_o/C_G) \cdot \int_0^t dt = (I_o/C_G) \cdot t \Big|_0^t = (I_o/C_G) \cdot t. \quad (2.459)$$

Iš (2.459) matome, jog užtūros įtampa $U_{G=}$ laike t neapibrėžtai didėja: kai $t \Rightarrow \infty$ ir įtampa $U_{G=} \Rightarrow \infty$. Taigi iš čia seka akivaizdi išvada- BI ir IK stiprinimo pakopos su įvairiais lauko tranzistoriais įėjimo U_{in} grandinėje būtinai turi turėti užtūros nuotėkio rezistorių. Šio rezistoriaus vaidmenį 2.121 pav. ir 2.122 pav. parodytose schemose visais valdymo atvejais atlieka rezistoriai R , o 2.83 pav. parodytose schemose- tranzistoriaus veikos tašką užduodančių rezistorinių įtampos daliklių $R_1 \parallel R_2$ atstojamoji varža $[R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)]$. Kitais atvejais su vienu maitinimo įtampos šaltiniu \mathcal{E}_{DS} vienpolio tranzistoriaus jungimo schemas, pvz. su sandūrinio atidarytojo n- kanalo tranzistoriumi, yra parodytos 2.125 pav.



2.125 pav. BI (a) ir IK (b) stiprinimo pakopos su užtūros nuotėkio rezistoriumi R_G

Iš 2.125 pav. parodytų grandinių matome, jog abiejų schemų įėjimo U_{in} varža $R_{in,sk}^*$ pastoviai srovei nepriklausomai nuo įėjimo signalo U_{in} arba I_{in} šaltinio tipo ir yra lygi R_G , nes užtūros pastovioji srovė $I_G \approx 0$ ($R_{in,sk}^* \cong R_G$). Kintamojo signalo U_{in} arba I_{in} atveju įėjimo diferencialinė varža $r_{in,sk}^*$ jau priklauso nuo schemos tipo.

BI stiprinimo pakopos atveju (2.125 pav. a) įėjimo diferencialinė varža $r_{in,sk}^*$ analogiškai išraiškai (2.437), yra išreiškiama taip:

$$r_{in,sk}^* = \partial U_{in} / \partial I_{in} \cong r_G(\omega) \parallel R_G = r_G(\omega) \cdot R_G / [r_G(\omega) + R_G], \quad (2.460)$$

kur $r_G(\omega)$ išraiška atitinka anksčiau gautą išraišką (I d.- (1.368)), kurioje varža $R_a = R_D$, o apytikslė išraiška yra parašyta priėmus: $|1/(j \cdot \omega \cdot C_S)| \ll R_S$.

IK stiprinimo pakopos atveju (2.125 pav. b) įėjimo diferencialinė varža $r_{in,sk}^*$ analogiškai išraiškai (2.450), yra išreiškiama taip:

$$r_{in\ sk}^* = \partial U_{in\ \sim} / \partial I_{in\ \sim} \cong r_G^*(\omega) \| R_G = r_G^*(\omega) \cdot R_G / [r_G^*(\omega) + R_G], \quad (2.461)$$

kur $r_G^*(\omega)$ išraiška atitinka anksčiau gautą išraišką (2.438) su ten padarytomis prielaidomis.

2.125 pav. parodytų stiprinimo pakopų išėjimo varža $R_{is\ s, sk}^*$ pastoviajai srovei nepriklauso nuo įėjimo grandinėje įjungto įėjimo signalo šaltinio tipo ir yra išreiškiamos taip:

$$\left. \begin{aligned} R_{is\ s}^* = U_{is=} / I_{is=} = R_a \| (R_{DS\ s} + R_S) = R_a \cdot (R_{DS\ s} + R_S) / (R_a + R_{DS\ s} + R_S), \\ R_{is\ sk}^* = U_{is\ \sim} / I_{is\ \sim} = R_a \| R_{DS\ s} = R_a \cdot R_{DS\ s} / (R_a + R_{DS\ s}). \end{aligned} \right\} \quad (2.462)$$

Akivaizdu, jog 2.125 pav. parodytų stiprinimo pakopų išėjimo diferencialinė varža $r_{is\ s, sk}^*$ kintamajai srovei priklauso nuo įėjimo U_{in} grandinėje įjungto įėjimo signalo šaltinio tipo, t. y. nuo įėjimo signalo šaltinio vidinės varžos r_i , ir yra išreiškiamos taip:

$$\left. \begin{aligned} r_{is\ s}^* = \partial U_{is=} / \partial I_{is=} \cong | R_a \| r_{DS\ s} \| [1 / (j \cdot \omega \cdot C_{GD}) + r_i \| R_G] |, \\ r_{is\ sk}^* = \partial U_{is\ \sim} / \partial I_{is\ \sim} = | R_a \| r_{DS\ s} \| [1 / (j \cdot \omega \cdot C_{GS}) + r_i \| R_G] |, \end{aligned} \right\} \quad (2.463)$$

kur apytikslė išraiška BI stiprinimo pakopai yra parašyta priėmus: $|1 / (j \cdot \omega \cdot C_S)| \ll R_S$.

Iš (2.463) matome, jog 2.125 pav. parodytų stiprinimo pakopų įėjimo U_{in} grandinėje esant įjungtam įėjimo signalo U_{in} įtampos šaltiniui ($r_i \Rightarrow 0$), išraiškose (2.463) vidinė varža $r_i = 0$ ir užtūros nuotėkio varžos R_G įtakos nebelyka. Šiuo atveju schemos išėjimo U_{is} diferencialinė varža $r_{is\ s, sk}^*$ priklauso nuo lauko tranzistoriaus užtūros talpos C_G sandų- C_{GD} ir C_{GS} (I d.- 1.109 pav.), kurių įtakoje, didėjant įėjimo signalo U_{in} dažniui ω , varžos $r_{is\ s, sk}^*$ mažėja. Dažniausiai šiuolaikiniuose lauko tranzistoriuose $C_{GD} \ll C_{GS}$ ir todėl šis reiškinys stipriau pasireiškia IK stiprinimo pakopoje (2.125 pav. b). Kai 2.125 pav. parodytų stiprinimo pakopų įėjimų U_{in} grandinėse yra įjungtas įėjimo signalo I_{in} srovės šaltinis ($r_i \Rightarrow \infty$), išraiškose (2.463) vidinė varža $r_i = \infty$ ir yra stebima užtūros nuotėkio varžos R_G įtaka (išraiškose (2.463) nebelyka varžos r_i). Šiuo atveju, esant didelėms varžos R_G vertėms- $> 100\ k\Omega$, yra stebimas pakankamai lėtas užtūros pastoviosios įtampos $U_G =$ nusistovėjimo laikas, kurio trukmė yra proporcinga užtūros laiko konstantai $\tau_G = R_G \cdot C_G$. Ši konstanta įtakoja BI ir IK stiprinimo pakopų įtampos stiprinimo-perdavimo koeficiento $K_u(j \cdot \omega)$ dažninės charakteristikos $K_u(\omega)$ ribinį dažnį ω_{ar} aukštų dažnių srityje, ko pasekoje šių stiprinimo pakopų ribiniai dažniai ω_{ars} ir ω_{arsk} , atitinkamai, yra mažesni už lauko tranzistoriaus ribinį dažnį ω_u (I d.- (1.379)). Todėl sudarant BI ir IK stiprinimo pakopų įėjimo U_{in} grandinę yra būtina užtikrinti įmanomai mažą τ_G vertę.

BI stiprinimo pakopos parodytos 2.125 pav. a, esant įjungtam įtampos šaltiniui U_{in} , kintamosios įėjimo įtampos $U_{in\ \sim}$ diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas K_{us}^* yra išreiškiamas analogiškai išraiškai (I d.- (1.297), kur $R_a = R_D$), nes neigiamo grįžtamojo ryšio

rezistorius R_S yra šuntuotas pakankamai didelės talpos kondensatoriumi $C_S \geq 5 \mu\text{F}$. Tuo tarpu pastovios įėjimo įtampos $U_{in=}$ atveju šio rezistorius R_S įtakoje neigiamas srovės grįžtamasis ryšis veikia ir sąlygoja mažesnę pastovios įtampos stiprinimo koeficiento $K_{U_S}^*$ vertę, kurią analogiškai išraiškai (I d.- (1.295)) parašysime taip:

$$\begin{aligned} K_{U_S}^* &= U_{i\dot{s}=}/U_{in=} = U_{i\dot{s}=}/(U_{GS=} + U_{RS=}) = \\ &= (U_{i\dot{s}=}/U_{GS=})/(1 + U_{RS=}/U_{GS=}) = K_{U_S}/(1 + I_{S=} \cdot R_S/U_{GS=}) = K_{U_S}/(1 + S_{s_o} \cdot R_S). \end{aligned} \quad (2.464)$$

kur: $S_{s_o} = I_{D,S=}/U_{GS=}$ - vienpolio tranzistoriaus „statumas“ pastoviajai srovei ($S_{s_o} \neq S_S$).

Analogiškai išraiškai (2.451), IK stiprinimo pakopos parodytos 2.125 pav. b, esant įjungtam įtampos šaltiniui U_{in} , kintamosios įėjimo įtampos $U_{in \sim}$ diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas $K_{u_{sk}}^*$ yra išreiškiamas taip:

$$\begin{aligned} K_{u_{sk}}^* &= \partial U_{i\dot{s} \sim} / \partial U_{in \sim} = (\partial U_{in \sim} - \partial U_{GS \sim}) / \partial U_{in \sim} = 1 - \partial U_{GS \sim} / \partial U_{in \sim} \cong \\ &\cong 1 - (\partial I_{S \sim} / S_S) / \partial U_{in \sim} = 1 - \partial U_{i\dot{s} \sim} / (S_S \cdot R_a \cdot \partial U_{in \sim}) = 1 - K_{u_{sk}}^* / (S_S \cdot R_a), \end{aligned} \quad (2.465)$$

ir iš čia galutinai randame:

$$K_{u_{sk}}^* \cong 1 / [1 + 1 / (S_S \cdot R_a)]. \quad (2.466)$$

Analogiškai pastoviosios išėjimo įtampos $U_{i\dot{s}=}$ sando, atsirandančio dėl pastoviosios įėjimo įtampos $U_{in=}$ poveikio, perdavimo koeficientas $K_{U_{sk}}^*$ yra:

$$K_{U_{sk}}^* = U_{i\dot{s}=}/U_{in=} = 1 / [1 + 1 / (S_{s_o} \cdot R_a)]. \quad (2.467)$$

Iš gautų išraiškų (2.466) ir (2.467) matome: IK (2.125 pav. b), o taip pat ir BS stiprinimo pakopų įėjimo įtampų U_{in} ir $U_{in=}$ perdavimo koeficientai neviršija vieneto- $K_{u, U_{sk}}^* \leq 1$ ir priklauso tik nuo grįžtamojo ryšio rezistoriaus- apkrovos rezistoriaus R_a . Kai $R_a \Rightarrow 0$, koeficientai $K_{u, U_{sk}}^* \Rightarrow 0$, o kai $R_a \Rightarrow \infty$, koeficientai $K_{u, U_{sk}}^* \Rightarrow 1$.

IK stiprinimo pakopai parodytai 2.125 pav. b, esant įjungtam srovės šaltiniui I_{in} , tradicinė kintamosios įėjimo įtampos U_{in} stiprinimo koeficiento $K_{u_{sk}}^*$ apibrėžtis (2.465) nėra taikoma. Šiuo atveju turime kintamosios įėjimo srovės I_{in} perdavimo-stiprinimo koeficientą $K_{i_{sk}}^*$, kuris, analogiškai išraiškai (I d.- (1.383)), IK, o taip pat ir BS stiprinimo pakopose su užtūros nuotėkio rezistoriumi R_G yra išreiškiamas taip:

$$\begin{aligned} K_{i_{sk}}^* &= \partial I_{i\dot{s} \sim} / \partial I_{in \sim} = \partial I_{S \sim} / (\partial I_{G \sim} + \partial I_{RG \sim}) = (\partial U_{i\dot{s} \sim} / R_a) / (\partial I_{G \sim} + \partial U_{RG \sim} / R_G) = \\ &= (\partial U_{i\dot{s} \sim} / \partial U_{RG \sim}) / [R_a \cdot (\partial I_{G \sim} / \partial U_{RG \sim} + 1/R_G)] = K_{u_{sk}}^* / [R_a \cdot (1/r_G^*(\omega) + 1/R_G)] = \\ &= K_{i_{sk}}^* = K_{u_{sk}}^* \cdot (r_{in_{sk}}^* / R_a), \end{aligned} \quad (2.448)$$

kur išvedimo metu pasinaudojome išraiška (2.461) ir akivaizdžia tapatybe: $\partial U_{RG} \sim \partial U_{in}$.

Nuolatinės įėjimo srovės I_{in} atveju turime:

$$K^*_{I_{sk}} = I_{iš} / I_{in} = (U_{iš} / R_a) / (U_{RG} / R_G) = K^*_{U_{sk}} \cdot (R_G / R_a), \quad (2.449)$$

kur išvedimo metu pasinaudojome išraiška (2.467).

2.125 pav. parodytų BI (a) ir IK (b) stiprinimo pakopų su vienu maitinimo įtampos šaltiniu \mathcal{E}_{DS} tranzistoriaus veikos taškas (U_{GS_o}, I_{D_o}) yra nustatomas parenkant rezistorių R_S ir R_a , atitinkamai, vertes. Tuo tikslu iš lauko tranzistoriaus perdavimo charakteristikos $I_D(U_{GS})$, pvz. atidarytojo n-kanalo sandūrinio lauko tranzistoriaus (I_{D_o} - (1.281)), išreiškiame įtampą U_{GS_o} per pasirinktą srovę $I_{D_o} < I_{D_{max}}$:

$$U_{GS_o} = U_s \cdot [1 - (I_{D_o} / I_{D_{max}})^{1/2}], \quad (2.450)$$

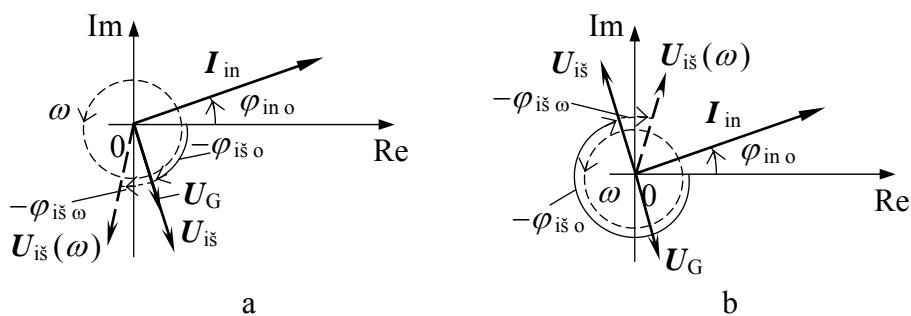
ir iš čia randame rezistoriaus R_S arba R_a vertę:

$$R_{S,a} = U_{GS_o} / I_{D_o} = U_s \cdot [1 - (I_{D_o} / I_{D_{max}})^{1/2}] / I_{D_o}. \quad (2.451)$$

Čia pastebėsime, jog gauta R_S arba R_a vertė (2.451) atitinka tik normalią lauko tranzistoriaus veiką, t. y., kai tranzistoriaus veikos taškas randasi išėjimo VACH sąsmaukos srityje, pvz. taške "c" (2.85 pav.). Todėl maitinimo šaltinio \mathcal{E}_{DS} įtampos vertė turi tenkinti sąlygą:

$$|\mathcal{E}_{DS}| / (R_a + R_S) > I_{D_{max}} \text{ (BI schemoje)}, \quad |\mathcal{E}_{DS}| / R_a > I_{D_{max}} \text{ (IK schemoje)}. \quad (2.452)$$

Šio skyrelio pabaigai pastebėsime, jog BI ir IK stiprinimo pakopose su srovės I_{in} šaltinių įėjimo U_{in} grandinėje, išėjimo įtampos $U_{iš}$ fazė $\varphi_{iš_o}$ atžvilgiu įėjimo signalo I_{in} fazės φ_{in_o} yra papildomai pasukta $-\pi/2$ rad (arba -90°): $\varphi_{iš_o} - \varphi_{in_o} = -\pi - \pi/2 = -3\pi/2$ - BI schemoje ir $-\pi/2$ - IK ir BS schemose, kas seka iš išraiškų (2.454) ir (2.458). Akivaizdu, jog didėjant signalo I_{in} dažniui $\omega > 0$ šis kampas $\varphi_{iš_\omega}$ didėja ir tai yra parodyta 2.125* pav.



2.125* pav. Išėjimo įtampos $U_{iš}$ fazė $\varphi_{iš_\omega}$ atžvilgiu įėjimo signalo I_{in} fazės φ_{in_o} IK ir BS (a) bei BI (b) stiprinimo pakopose su įėjimo srovės I_{in} šaltinių įėjimo U_{in} grandinėje, kai $\omega \Rightarrow 0$, kur $\varphi_{iš_\omega} > \varphi_{iš_o}$, kai $\omega > 0$

2.1.4. Elementarios stiprinimo pakopos veikos analizė grafiniu metodu (grafinės analizės metodas)

Dažnai yra patogų stiprinimo pakopą nagrinėti grafinės analizės metodu- analogiškai šios mokymo priemonės I d. pateiktu puslaidininkinio įtaiso diferencialinių parametru nustatymu iš atitinkamų VACH (I d.- 275 ÷ 279 p. p.). Grafinės analizės metodu išnagrinėsime BE stiprinimo pakopos (2.69 pav. b) veiką harmoninio įėjimo signalo U_{in} atveju. Tuo tikslu įėjimo (2.126 pav. a) ir išėjimo (1.126 pav. b) VACH plokštumose yra nubraižomos atitinkamų apkrovos rezistorių $R_{BE\ o}$ (I d.- (1.148)) ir $R_K = R_a$ apkrovos tiesės, kurios yra išreiškiamos tokio pavidalo lygtimis:

$$I_B = I_{B\ max} - |U_{BE}|/R_{BE\ o}, \quad I_K = I_{K\ max} - |U_{KE}|/R_a, \quad (2.453)$$

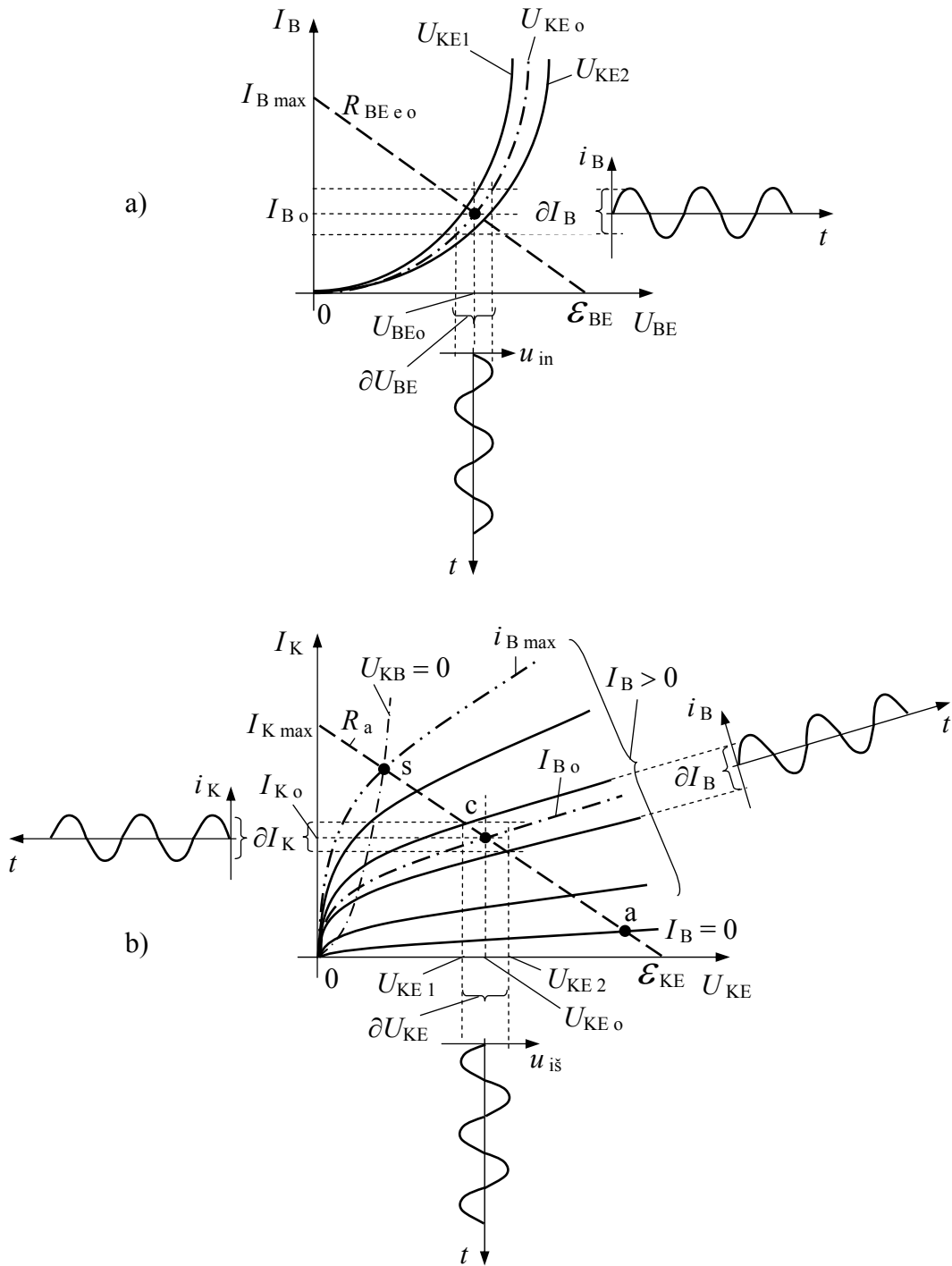
kur: $I_{B\ max} = \mathcal{E}_{KE} \cdot [R_2 / (R_1 + R_2)] / R_{BE\ o\ min}$, $I_{K\ max} = |\mathcal{E}_{KE}| / R_a$.

Bazės srovės I_B išraiškoje (2.453) maksimali vertė $I_{B\ max}$ yra parašyta esant sąlygai:

$$\mathcal{E}_{KE} / (R_1 + R_2) > (3 \div 5) \cdot I_{B\ max}, \quad (2.454)$$

t. y. ekvivalentinis šaltinis $\mathcal{E}_{BE} = \mathcal{E}_{KE} \cdot [R_2 / (R_1 + R_2)]$ tranzistoriaus bazės grandinėje turi atitikti įtampos šaltinio savybes ir iš \mathcal{E}_{BE} išraiškos matome, jog tranzistoriaus veikos tašką $(U_{BE\ o}, I_{B\ o}) \Leftrightarrow (U_{KE\ o}, I_{K\ o})$ yra patogiausia nustatyti parenkant rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \parallel R_2$ (2.69 pav. b) vienos iš varžų, pvz. R_1 vertę. Tuo tikslu rezistorius R_1 yra potenciometras.

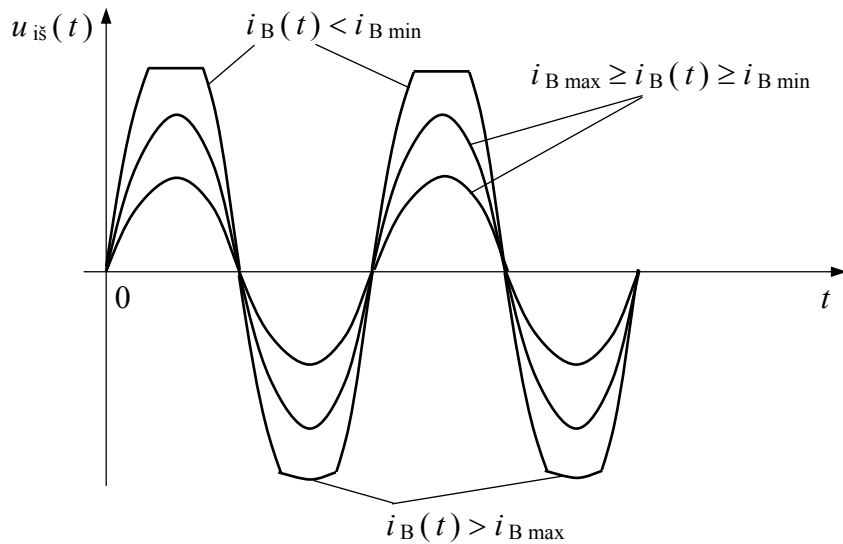
Iš 2.126 pav. matome, jog įėjimo įtampos U_{in} poveikyje atsiranda kintamoji bazės srovė $i_B(t)$, kuri žinomu būdu sužadina kintamąją kolektoriaus srovę $i_K(t)$ ir tuo pačiu apkrovos rezistoriuje R_a (Omo dėsnis grandyno daliai) atsiranda išėjimo įtampa U_{is} . Čia pastebėsime, kad išėjimo įtampos U_{is} fazė yra priešinga įėjimo įtampos U_{in} fazei, kai tuo tarpu srovių $i_B(t)$ ir $i_K(t)$ fazės sutampa su įėjimo įtampos U_{in} faze, kai $\omega \Rightarrow 0$. Didinant įėjimo įtampos U_{in} amplitudę ∂U_{BE} , proporcingai didėja bazės srovės $i_B(t)$ amplitudė ∂I_B , o tuo pačiu ir kolektoriaus srovės $i_K(t)$ amplitudė ∂I_K bei išėjimo įtampos U_{is} amplitudė ∂U_{KE} . Akivaizdu, jog išėjimo įtampos $u_{is}(t)$ pavidalas išliks artimas harmoninei funkcijai ($\sin(\omega \cdot t)$ arba $\cos(\omega \cdot t)$) tol, kol didžiausia $i_{B\ max}$ bei mažiausia $i_{B\ min} \cong 0$ bazės srovės $i_B(t)$ momentinės vertės neišeis už soties bei atkirtos taškų “s” ir “a”, atitinkamai, apkrovos tiesėje R_a (2.126 pav. b). Kai įėjimo įtampos U_{in} amplitudė ∂U_{BE} yra padidinama tiek, kad kintant



2.126 pav. BE stiprinimo pakopos (2.69 pav. b) veiką grafinės analizės metodu, esant harmoniniam įėjimo signalui U_{in}

srovei $i_B(t)$ tranzistoriaus veikos taškas išeina už soties bei atkirtos taškų „s“ ir „a“ ribų, yra stebimas išėjimo įtampos $u_{iš}(t)$ pavidalo iškraipymas, kuris pasireiškia teigiamo ir neigiamo harmoninio išėjimo signalo $U_{iš}$ pusperiodžių amplitudinių verčių ribojimu (2.127 pav.).

Kai tranzistoriaus stacionarios veikos taškas $(U_{BEo}, I_{Bo}) \Leftrightarrow (U_{KEo}, I_{Ko})$ yra viduryje tarp taškų „s“ ir „a“, pvz. taške „c“ (2.126 pav. b), didėjant įėjimo įtampos U_{in} amplitudei ∂U_{BE} yra stebimas simetriškas išėjimo įtampos $u_{iš}(t)$ teigiamo ir neigiamo pusperiodžių



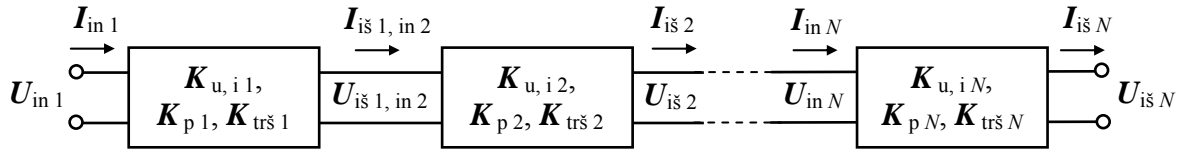
2.127 pav. BE stiprinimo pakopos su dvipoliu n-p n tranzistoriumi išėjimo įtampos $u_{is}(t)$ laikinės diagramos, esant harmoniniam įėjimo signalui U_{in}

amplitudinių verčių ribojimas. Kai tranzistoriaus stacionarios veikos taškas yra arčiau soties taško „s“, didėjant įėjimo įtampos U_{in} amplitudei ∂U_{BE} yra stebimas nesimetriškas išėjimo įtampos $u_{is}(t)$ teigiamo ir neigiamo pusperiodžių amplitudinių verčių ribojimas- pirmiausiai yra ribojama neigiamų pusperiodžių amplitudė (2.127 pav.- $i_B(t) > i_{B \max}$). Kai tranzistoriaus stacionarios veikos taškas yra arčiau atkirtos taško „a“, didėjant įėjimo įtampos U_{in} amplitudei ∂U_{BE} taip pat yra stebimas nesimetriškas išėjimo įtampos $u_{is}(t)$ teigiamo ir neigiamo pusperiodžių amplitudinių verčių ribojimas- šiuo atveju pirmiausiai yra ribojama teigiamų pusperiodžių amplitudė (2.127 pav.- $i_B(t) < i_{B \min}$). Čia pastebėsime, kad išėjimo signalo $u_{is}(t)$ ribojimas dėl atkirtos taške „a“ yra kokybiškesnis už ribojimą dėl soties taške „s“, t. y. ribojimo dėl atkirtos proceso metu $u_{is}(t) \cong \text{const}$ ir formuojamo impulso viršūnė yra plokščia, o ribojimo dėl soties proceso metu $u_{is}(t) \neq \text{const}$ ir formuojamo impulso viršūnė nėra plokščia

2.1.5. Tiesiniai kelių pakopų tranzistoriniai stiprintuvai (dviejų ir daugiau stiprinimo pakopų stiprintuvai)

Bet kuri elementarioji stiprinimo pakopa gali būti pavaizduota ją atitinkančiu *tiesiniu keturpoliu* (2.51 pav.). Šie keturpoliai tarpusavyje gali būti sujungti įvairiais būdais (I d.- 3.3. paragrafas), sudarydami dviejų ir daugiau stiprinimo pakopų stiprintuvą. Dažniausiai yra naudojamas *kaskadinis* (nuoseklus) tiesinių keturpolių jungimo būdas (I d.- 1.165 pav.), kuris yra parodytas 2.128 pav.

Kaskadinio stiprintuvo sudaryto iš N stiprinimo pakopų diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas K_{Nu} yra išreiškiamas taip:



2.128 pav. Kaskadinis stiprintuvas, sudarytas iš nuosekliai sujungtų N stiprinimo pakopų

$$\begin{aligned}
 \mathbf{K}_{Nu} &= \partial U_{iš,N} / \partial U_{in,1} \sim = (\mathbf{K}_{u,N} \cdot \partial U_{iš,(N-1),in,N} \sim) / \partial U_{in,1} \sim = \\
 &= (\mathbf{K}_{u,N} \cdot \mathbf{K}_{u,(N-1)} \cdot \partial U_{iš,(N-2),in,(N-1)} \sim) / \partial U_{in,1} \sim = \dots = \\
 &= (\mathbf{K}_{u,N} \cdot \mathbf{K}_{u,(N-1)} \cdots \mathbf{K}_{u,2} \cdot \partial U_{iš,1} \sim) / \partial U_{in,1} \sim = \mathbf{K}_{u,N} \cdot \mathbf{K}_{u,(N-1)} \cdots \mathbf{K}_{u,2} \cdot \mathbf{K}_{u,1} = \prod_{j=1}^N \mathbf{K}_{u,j}, \quad (2.455)
 \end{aligned}$$

kur išvedimo metu pasinaudojome akivaizdžia tapatybe: $\partial U_{in,j} \sim = \partial U_{iš,(j-1)} \sim$, kur kintamasis indeksas $j = 1, 2, \dots, N$, t. y. atitinka stiprinimo pakopos eilės numerį, o $\mathbf{K}_{u,j} = \partial U_{iš,j} \sim / \partial U_{in,j} \sim$ - stiprinimo pakopos su indeksu j kintamosios įtampos stiprinimo-perdavimo koeficientas.

Analogiškai išraiškai (2.455) yra išreiškiamas kaskadinio stiprintuvo sudaryto iš N stiprinimo pakopų kintamosios srovės stiprinimo-perdavimo koeficientas \mathbf{K}_{Ni} bei diferencialinis galios stiprinimo koeficientas \mathbf{K}_{Np} :

$$\mathbf{K}_{Ni} = \prod_{j=1}^N \mathbf{K}_{ij}, \quad \mathbf{K}_{Np} = \prod_{j=1}^N \mathbf{K}_{pj}, \quad (2.456)$$

kur: $\mathbf{K}_{ij} = \partial I_{iš,j} \sim / \partial I_{in,j} \sim$, $\mathbf{K}_{pj} = P_{iš,j} \sim / P_{in,j} \sim$ - stiprinimo pakopos su indeksu j kintamosios srovės bei galios stiprinimo-perdavimo koeficientai, atitinkamai.

Koeficientai $\mathbf{K}_{u,i,p}$ gali turėti vertes labai plačiame diapazone- nuo 10^{-9} iki 10^9 ir plačiau. Todėl patogumo dėlei yra priimta galios stiprinimo-perdavimo koeficiento \mathbf{K}_p vertes išreikšti belais (B), t. y. dešimtainio logaritmo mastelyje: $\mathbf{K}_{p(B)} = \lg \mathbf{K}_p$, [B]. Tačiau ir šiuo atveju yra gaunamas gana didelis matavimo vienetas ir todėl priimta vartoti dešimt kartų mažesnę matavimo vienetą- decibelą (dB):

$$\mathbf{K}_{p(dB)} = 10 \cdot \lg \mathbf{K}_p, \text{ [dB]} \equiv 10 \cdot \lg \mathbf{K}_{u,i}^2 = 20 \cdot \lg \mathbf{K}_{u,i}, \text{ [dB]}, \quad (2.457)$$

kur išraiška per koeficientą \mathbf{K}_u arba \mathbf{K}_i yra gaunama esant sąlygai: $r_{iš,j}^* = r_{in,j}^*$, nes iš čia seka:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{K}_{pj} &= P_{iš,j} \sim / P_{in,j} \sim = (I_{iš,j} \sim \cdot U_{iš,j} \sim) / (I_{in,j} \sim \cdot U_{in,j} \sim) = (I_{iš,j}^* \cdot r_{iš,j}^*) / (I_{in,j}^* \cdot r_{in,j}^*) = \\
 &= \mathbf{K}_{ij}^2 = (U_{iš,j}^* / r_{iš,j}^*) / (U_{in,j}^* / r_{in,j}^*) = \mathbf{K}_{uj}^2. \quad (2.458)
 \end{aligned}$$

Taigi parodėme, jog koeficientų $\mathbf{K}_{u,i}$ vertės decibelais yra išreiškiamos taip:

$$\mathbf{K}_{u,i}(\text{dB}) = 20 \cdot \lg \mathbf{K}_{u,i}, [\text{dB}]. \quad (2.459)$$

Iš (2.457) ir (2.459) seka: kaskadinio stiprintuvo sudaryto iš N stiprinimo pakopų kintamosios įtampos ir srovės stiprinimo-perdavimo koeficientai $\mathbf{K}_{N u, i}$ bei diferencialinis galios stiprinimo koeficientas $\mathbf{K}_{N p}$ decibelais yra išreiškiami taip:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{K}_{N u, i}(\text{dB}) &= 20 \cdot \lg \left[\prod_{j=1}^N \mathbf{K}_{u, i j} \right] = \sum_{j=1}^N \mathbf{K}_{u, i j}(\text{dB}), [\text{dB}], \\ \mathbf{K}_{N p}(\text{dB}) &= 10 \cdot \lg \left[\prod_{j=1}^N \mathbf{K}_{p j} \right] = \sum_{j=1}^N \mathbf{K}_{p j}(\text{dB}), [\text{dB}]. \end{aligned} \right\} \quad (2.460)$$

Iš gautų išraiškų (2.460) matome: kaskadinio stiprintuvo sudaryto iš N stiprinimo pakopų kintamosios įtampos ir srovės stiprinimo-perdavimo koeficientai $\mathbf{K}_{N u, i}(\text{dB})$ bei diferencialinis galios stiprinimo koeficientas $\mathbf{K}_{N p}(\text{dB})$ decibelais yra surandami sumuojant atskirų stiprinimo pakopų atitinkamus koeficientus išreikštus decibelais. Čia pastebėsime, kad kaskadinio stiprintuvo triukšmų koeficientas $K_{N \text{ trš}}(\text{dB})$ nėra išreiškiamas per jį sudarančių stiprinimo pakopų triukšmų koeficientų $K_{\text{trš } j}(\text{dB})$ išreikštų decibelais sumą:

$$K_{N \text{ trš}}(\text{dB}) \neq \sum_{j=1}^N K_{\text{trš } j}(\text{dB}), [\text{dB}], \quad (2.461)$$

kur: $K_{\text{trš } j}(\text{dB}) = 10 \cdot \lg \mathbf{K}_{\text{trš } j}$ - stiprinimo pakopos j triukšmų koeficientas decibelais, o $K_{\text{trš } j}$ apibrėžtis yra pateikta šios mokymo priemonės I d.- (1.414) ÷ (1.417).

Iš (2.461) ir (I d.- (1.417)) seka: kaskadinio stiprintuvo sudaryto iš N stiprinimo pakopų triukšmų koeficientas $K_{N \text{ trš}}$ pasinaudojus išraiška (I d.- (1.417)) yra išreiškiamas per stiprinimo pakopų triukšmų koeficientus $K_{\text{trš } j}$ ir tik po to yra randama triukšmų koeficiento $K_{N \text{ trš}}$ vertė decibelais: $K_{N \text{ trš}}(\text{dB}) = 10 \cdot \lg K_{N \text{ trš}}, [\text{dB}]$. Čia pastebėsime, jog iš (I d.- (1.417)) seka: kaskadinio stiprintuvo triukšmų koeficientas $K_{N \text{ trš}}$ yra iš esmės apspręstas pirmųjų dviejų stiprinimo pakopų triukšmų koeficientų $K_{\text{trš } 1, 2}$ ir todėl galima parašyti:

$$K_{N \text{ trš}}(\text{dB}) \cong 10 \cdot \lg [K_{\text{trš } 1} + (K_{\text{trš } 2} - 1)/K_{p 1}], [\text{dB}]. \quad (2.462)$$

Tranzistorinės stiprinimo pakopos įtampos arba srovės stiprinimo-perdavimo koeficiento $\mathbf{K}_{u, i}$ dažninę charakteristiką $K_{u, i}(\omega)$ su pakankamu tikslumu galima aprašyti analogiškai išraiškoms (I d.- (1.237), (1.245), (1.377)) taip:

$$K_{u, i}(\omega) = K_{u, i 0} / [1 + (\omega/\omega_{a r})^2]^{1/2}, \quad (2.463)$$

kur: $K_{u, i 0} = K_{u, i}(\omega)|_{\omega \rightarrow 0}$ - žemadažnė vertė, o $\omega_{a r}$ - aukštasis ribinis dažnis, kuriam esant $K_{u, i}(\omega_{a r}) = K_{u, i 0} / 2^{1/2}$.

Čia pastebėsime, jog aproksimacinė išraiška (2.461) atitinka integruojančios RC -grandinės įtampos perdavimo koeficiento $K_{u,c}$ dažninę charakteristiką (2.50).

Kaskadinio stiprintuvo sudaryto iš N stiprinimo pakopų įtampos arba srovės stiprinimo-perdavimo koeficiento $K_{N u, i}$ dažninę charakteristiką $K_{N u, i}(\omega)$ yra randama iš (2.455) arba (2.456), atitinkamai. Išnagrinėsime atvejį, kai kaskadinis stiprintuvas yra sudarytas iš vienodų N stiprinimo pakopų, kurių $K_{u, i}(j\omega) = K_{u, i}(\omega) \cdot e^{j\varphi_{u, i}(\omega)}$. Iš čia bei (2.455) ir (2.456) randame:

$$K_{N u, i} = \prod_{j=1}^N K_{u, i, j} = [K_{u, i}(\omega) \cdot e^{j\varphi_{u, i}(\omega)}]^N = [K_{u, i}(\omega)]^N \cdot e^{jN\varphi_{u, i}(\omega)}. \quad (2.464)$$

Iš gautos išraiškos (2.464) matome, jog kaskadinio stiprintuvo fazinė charakteristika $\varphi_N(\omega)$ yra išreiškiama taip:

$$\varphi_N(\omega) = N \cdot \varphi_{u, i}(\omega) \equiv \varphi_{u, i1}(\omega) + \varphi_{u, i2}(\omega) + \dots + \varphi_{u, iN}(\omega), \quad (2.465)$$

kur sumos išraiška atitinka bendrąjį atvejį, kai stiprinimo pakopų fazinės charakteristikos $\varphi_{u, i, j}(\omega)$ yra skirtingos ir sumos išraiškoje jos rašomos su savo ženklu- “+” arba “-”, t. y. turime algebrinę sumą.

Kaskadinio stiprintuvo dažninės charakteristikos $K_{N u, i}(\omega)$ aukštasis ribinis dažnis $\omega_{N a r}$ yra mažesnis už jį sudarančių atskirų stiprinimo pakopų aukštąjį ribinį dažnį $\omega_{a r}$ (2.463). Iš (2.463) ir (2.464) seka, jog kaskadinio stiprintuvo sudaryto iš vienodų N stiprinimo pakopų aukštasis ribinis dažnis $\omega_{N a r}$ yra randamas iš apibrėžties, kuri yra parašoma taip:

$$K_{N u, i}(\omega_{N a r}) = K_{N u, i o} / 2^{1/2} \Rightarrow [K_{u, i}(\omega_{N a r})]^N = (K_{u, i o})^N / 2^{1/2} \Rightarrow \\ \Rightarrow \{K_{u, i o} / [1 + (\omega_{N a r} / \omega_{a r})^2]^{1/2}\}^N = (K_{u, i o})^N / 2^{1/2} \Rightarrow \{[1 + (\omega_{N a r} / \omega_{a r})^2]^{1/2}\}^N = 2^{1/2},$$

ir iš čia randame:

$$\omega_{N a r} = \omega_{a r} \cdot (2^{1/N} - 1)^{1/2} \leq \omega_{a r}. \quad (2.466)$$

Anksčiau parodėme, jog stiprinimo pakopa su skiriamuoju kondensatoriumi C įėjime (2.69 pav. b ÷ d, 2.72 pav. b ÷ d, 2.74 pav., 2.83 pav.) nestiprina pastovaus įėjimo signalo ir todėl jos įtampos arba srovės stiprinimo-perdavimo koeficiento $K_{u, i}$, atitinkamai, dažninėje charakteristikoje $K_{u, i}(\omega)$ be aukštojo ribinio dažnio $\omega_{a r}$ turime žemąjį ribinį dažnį $\omega_{ž r}$ (2.78 pav.). Todėl iš tokių stiprinimo pakopų sudaryto kaskadinio stiprintuvo dažninėje charakteristikoje $K_{N u, i}(\omega)$ be aukštojo ribinio dažnio $\omega_{N a r}$ (2.466) taip pat turime žemąjį ribinį dažnį $\omega_{N ž r}$, kurį surasime iš (2.455) bei (2.456) priėmę tokio pavidalo aproksimaciją:

$$K_{u,i}(\omega) = K_{u,i \max} / [1 + (\omega/\omega_{zr})^{-2}]^{1/2}, \quad (2.467)$$

kur: $K_{u,i \max}$ - didžiausia $K_{u,i}(\omega)$ vertė, o ω_{zr} - žemasis ribinis dažnis, kuriam esant $K_{u,i}(\omega_{zr}) = K_{u,i \max} / 2^{1/2}$.

Čia pastebėsime, jog išraiška (2.467) atitinka diferencijuojančios RC- grandinės įtampos perdavimo koeficiento $K_{u,R}$ dažninę charakteristiką (2.49).

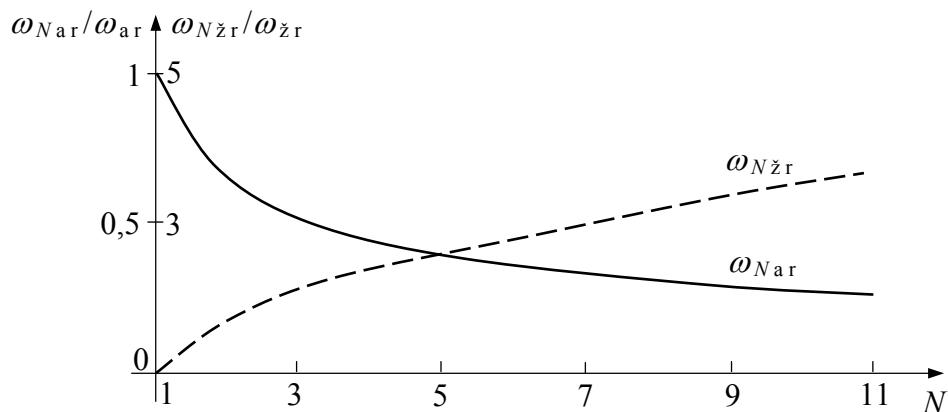
Iš (2.455) ir (2.456) bei (2.467) seka, jog kaskadinio stiprintuvo sudaryto iš vienu N stiprinimo pakopų žemasis ribinis dažnis ω_{Nzr} yra randamas iš apibrėžties, kuri yra parašoma taip:

$$\begin{aligned} K_{Nu,i}(\omega_{Nzr}) &= K_{Nu,i \max} / 2^{1/2} \Rightarrow [K_{u,i}(\omega_{Nzr})]^N = (K_{u,i \max})^N / 2^{1/2} \Rightarrow \\ &\Rightarrow \{K_{u,i \max} / [1 + (\omega_{Nzr}/\omega_{zr})^{-2}]^{1/2}\}^N = (K_{u,i \max})^N / 2^{1/2} \Rightarrow \\ &\Rightarrow \{[1 + (\omega_{Nzr}/\omega_{zr})^{-2}]^{1/2}\}^N = 2^{1/2}, \end{aligned}$$

ir iš čia randame:

$$\omega_{Nzr} = \omega_{zr} \cdot (2^{1/N} - 1)^{-1/2} \geq \omega_{zr}. \quad (2.468)$$

Vaizdumo dėlei gautos priklausomybės (2.466) ir (2.468) yra pateiktos atitinkamais grafikais 2.129 pav.



2.129 pav. Kaskadinio stiprintuvo sudaryto iš vienu N stiprinimo pakopų žemojo ir aukštojo ribinių dažnių ω_{Nzr} ir ω_{Nar} , atitinkamai, priklausomybės nuo N

Iš 2.129 pav. matome, jog kaskadinio stiprintuvo pakopų skaičius N neturėtų viršyti penkių-septynių ($N \leq 5 \div 7$). Kita vertus akivaizdu, jog kaskadinio stiprintuvo praleidžiamų dažnių juostos plotis $\Delta\omega_N$ yra išreiškiamas taip:

$$\Delta\omega_N = \omega_{Nar} - \omega_{Nzr}, \quad (2.469)$$

ir iš čia bei (2.466) ir (2.468) randame:

$$\Delta\omega_N = \omega_{ar} \cdot (2^{1/N} - 1)^{1/2} - \omega_{zr} \cdot (2^{1/N} - 1)^{-1/2}. \quad (2.470)$$

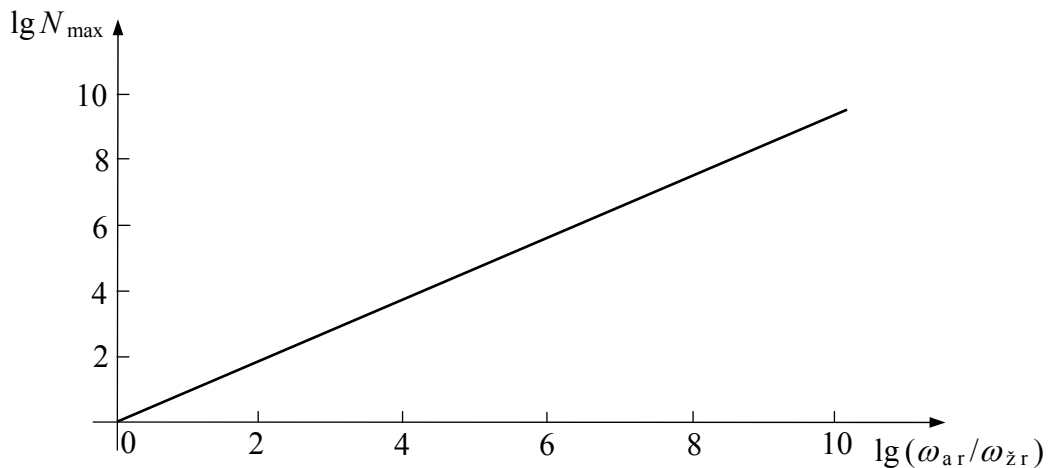
Iš (2.470) galima nustatyti kaskadinio stiprintuvo didžiausią pakopų skaičių N_{\max} , kuriam esant $\Delta\omega_N = 0$:

$$\omega_{ar} \cdot (2^{1/N_{\max}} - 1)^{1/2} - \omega_{zr} \cdot (2^{1/N_{\max}} - 1)^{-1/2} = 0,$$

ir iš čia randame:

$$N_{\max} = (\lg 2) / [\lg (1 + \omega_{zr} / \omega_{ar})]. \quad (2.471)$$

Iš (2.471) paskaičiuota N_{\max} priklausomybė nuo santykio $\omega_{ar} / \omega_{zr}$ yra parodyta 2.130 pav. iš kur matome, kad $N_{\max} < \omega_{ar} / \omega_{zr}$ ir sudaro apie 70 % nuo šio santykio: pvz., kai santykis $\omega_{ar} / \omega_{zr} = 10$, $N_{\max} = 7$ ir t. t. Kai $\omega_{zr} \Rightarrow 0$, $N_{\max} \Rightarrow \infty$ ir iš čia seka, jog kaskadinio stiprintuvo sudaryto iš pastovaus signalo stiprinimo pakopų atveju, prie bet kokio šių pakopų skaičiaus $N > 1$, visada $\Delta\omega_N > 0$ ir todėl pastovaus signalo kaskadinio stiprintuvo pakopų skaičius gali būti neribotas.



2.130 pav. Kaskadinio stiprintuvo didžiausio pakopų skaičiaus N_{\max} priklausomybė nuo santykio $\omega_{ar} / \omega_{zr}$

Anksčiau parodėme, jog įvairios stiprinimo pakopos yra charakterizuojamos trimis stiprinimo-perdavimo koeficientais: galios $K_P = P_{i\bar{s}} / P_{in}$, įtampos $K_U = U_{i\bar{s}} / U_{in}$ ir srovės $K_I = I_{i\bar{s}} / I_{in}$, esant pastoviam įėjimo signalui, bei kompleksiniais galios $\mathbf{K}_P = \mathbf{P}_{i\bar{s}} / \mathbf{P}_{in}$, įtampos $\mathbf{K}_U = \mathbf{U}_{i\bar{s}} / \mathbf{U}_{in}$ ir srovės $\mathbf{K}_I = \mathbf{I}_{i\bar{s}} / \mathbf{I}_{in}$, esant kintamajam- harmoniniam įėjimo signalui. Kintamųjų signalų atveju kompleksiniai koeficientai yra charakterizuojami jų dažninėmis bei fazinėmis charakteristikomis, kurios, priklausomai nuo kompleksinio dydžio užrašymo būdo (2.9), yra išreiškiamos taip:

1- algebrinės išraiškos atveju- $\mathbf{K}_p = \text{Re } \mathbf{K}_p + j \cdot \text{Im } \mathbf{K}_p$,

$$\left. \begin{aligned} K_p(\omega) &= [(\text{Re } \mathbf{K}_p)^2 + (\text{Im } \mathbf{K}_p)^2]^{1/2} - \text{dažninė charakteristika,} \\ \varphi_p(\omega) &= \arctg [(\text{Im } \mathbf{K}_p)/(\text{Re } \mathbf{K}_p)] - \text{fazinė charakteristika;} \end{aligned} \right\} \quad (2.472)$$

$$\mathbf{K}_u = \text{Re } \mathbf{K}_u + j \cdot \text{Im } \mathbf{K}_u,$$

$$\left. \begin{aligned} K_u(\omega) &= [(\text{Re } \mathbf{K}_u)^2 + (\text{Im } \mathbf{K}_u)^2]^{1/2} - \text{dažninė charakteristika,} \\ \varphi_u(\omega) &= \arctg [(\text{Im } \mathbf{K}_u)/(\text{Re } \mathbf{K}_u)] - \text{fazinė charakteristika;} \end{aligned} \right\} \quad (2.473)$$

$$\mathbf{K}_i = \text{Re } \mathbf{K}_i + j \cdot \text{Im } \mathbf{K}_i,$$

$$\left. \begin{aligned} K_i(\omega) &= [(\text{Re } \mathbf{K}_i)^2 + (\text{Im } \mathbf{K}_i)^2]^{1/2} - \text{dažninė charakteristika,} \\ \varphi_i(\omega) &= \arctg [(\text{Im } \mathbf{K}_i)/(\text{Re } \mathbf{K}_i)] - \text{fazinė charakteristika;} \end{aligned} \right\} \quad (2.474)$$

$$\left. \begin{aligned} 2- \text{trigonometrinės išraiškos atveju- } \mathbf{K}_p &= K_p(\omega) \cdot [\cos \varphi_p(\omega) + j \cdot \sin \varphi_p(\omega)], \\ \mathbf{K}_u &= K_u(\omega) \cdot [\cos \varphi_u(\omega) + j \cdot \sin \varphi_u(\omega)], \\ \mathbf{K}_i &= K_i(\omega) \cdot [\cos \varphi_i(\omega) + j \cdot \sin \varphi_i(\omega)], \end{aligned} \right\} \quad (2.475)$$

kur $K_{p,u,i}(\omega)$ ir $\varphi_{p,u,i}(\omega)$ išraiškos atitinka (2.472) ÷ (2.474);

$$\left. \begin{aligned} 3- \text{laišninės išraiškos atveju- } \mathbf{K}_p &= K_p(\omega) \cdot e^{j \cdot \varphi_p(\omega)}, \\ \mathbf{K}_u &= K_u(\omega) \cdot e^{j \cdot \varphi_u(\omega)}, \\ \mathbf{K}_i &= K_i(\omega) \cdot e^{j \cdot \varphi_i(\omega)}, \end{aligned} \right\} \quad (2.476)$$

kur $K_{p,u,i}(\omega)$ ir $\varphi_{p,u,i}(\omega)$ išraiškos atitinka (2.472) ÷ (2.474).

Elementariosios stiprinimo pakopos dažninė charakteristika $K_{p,u,i}(\omega)$ pakankamu tikslumu yra aproksimuojama integruojančios RC- grandinės įtampos perdavimo koeficiento $\mathbf{K}_{u,C}$ dažninę charakteristiką (2.50):

$$K_{p,u,i}(\omega) = K_{p,u,i o} / [1 + (\omega/\omega_{ar})^2]^{1/2}, \quad (2.477)$$

kur: $K_{p,u,i o} = K_{p,u,i}(\omega) |_{\omega \Rightarrow 0}$ - žemadažnė atitinkamo koeficiento vertė, o ω_{ar} - aukštasis ribinis dažnis, kurio *pamatinę apibrėžtį* priimta nusakyti iš galios perdavimo-stiprinimo koeficiento \mathbf{K}_p dažninės charakteristikos $K_p(\omega)$ tokiu būdu:

$$K_p(\omega_{arp}) = K_{p o} / 2, \quad (2.478)$$

t. y. įėjimo galios \mathbf{P}_{in} stiprinimo-perdavimo aukštasis ribinis dažnis ω_{arp} atitinka dažnį, kuriam esant išėjimo galios \mathbf{P}_{is} modulis P_{is} sumažėja du kartus (arba dvigubai) paliginus su

didžiausia išėjimo galios verte $P_{\text{iš max}}$, kuri atitinka koeficiento K_p žemadažnę vertę K_{p0} , kai žemasis ribinis dažnis $\omega_{zrp} \Rightarrow 0$.

Kai stiprinimo pakopos galios perdavimo-stiprinimo koeficientas K_p yra išreiškiamas decibelais (2.457), iš apibrėžties (2.478) seka:

$$10 \cdot \lg [K_p(\omega_{arp})] = 10 \cdot \lg (K_{p0}/2) = 10 \cdot \lg K_{p0} - 10 \cdot \lg 2 = 10 \cdot \lg K_{p0} - 3 \text{ dB},$$

$$K_{p(\text{dB})}(\omega_{arp}) = K_{p0(\text{dB})} - 3 \text{ dB}, \quad (2.479)$$

iš kur matome įėjimo galios P_{in} stiprinimo-perdavimo koeficiento K_p dažninės charakteristikos $K_p(\omega)$ aukštojo ribinio dažnio ω_{arp} , o tuo pačiu ir žemojo ribinio dažnio ω_{zrp} , kitą nustatymo būdą- *vadinamą grafiniu metodu*. Čia pastebėsime, jog šis metodas tinka tik tuo atveju, kai $K_{p \text{ max}(\text{dB})} \geq 3 \text{ dB}$, t. y., kai $|P_{\text{iš max}}| \geq 2 \cdot |P_{\text{in}}|$

Iš pamatinės ribinių dažnių ω_{zarp} apibrėžties (2.478) bei sąryšių (2.457) seka ir įtampos bei srovės stiprinimo-perdavimo koeficientų $K_{u,i}$ dažninių charakteristikų $K_{u,i}(\omega)$ atitinkamų ribinių dažnių $\omega_{zaru,i}$ apibrėžtys bei grafiniai nustatymo būdai:

$$K_{u,i}^2(\omega_{zaru,i}) = K_{u,i \text{ max}}^2/2, \Rightarrow K_{u,i}(\omega_{zaru,i}) = K_{u,i \text{ max}}/2^{1/2}, \quad (2.480)$$

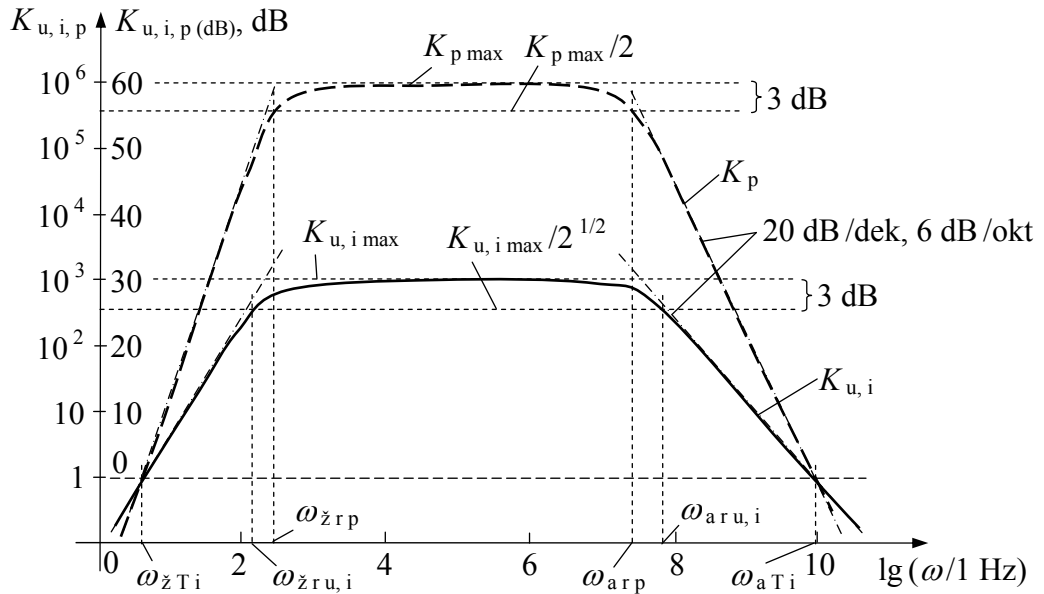
ir iš čia, kai stiprinimo pakopos įtampos bei srovės perdavimo-stiprinimo koeficientai $K_{u,i}$ yra išreiškiami decibelais (2.459), seka:

$$\begin{aligned} 20 \cdot \lg [K_{u,i}(\omega_{zaru,i})] &= 20 \cdot \lg (K_{u,i \text{ max}}/2^{1/2}) = 20 \cdot \lg K_{u,i \text{ max}} - 20 \cdot \lg 2^{1/2} = \\ &= K_{u,i(\text{dB})}(\omega_{zaru,i}) = K_{u,i \text{ max}(\text{dB})} - 3 \text{ dB}. \end{aligned} \quad (2.481)$$

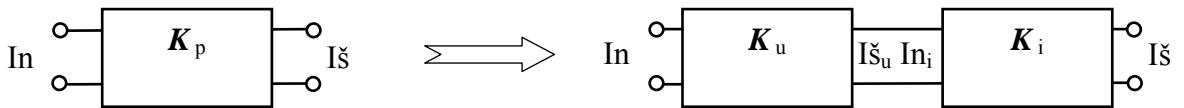
Čia pastebėsime, jog šioje mokymo priemonėje (I-oje ir II-oje dalyse) dažniausiai taikėme (2.480) apibrėžtį. Visi aukščiau aprašyti ribinių dažnių $\omega_{zaru,i,p}$ nustatymo būdai yra parodyti 2.131 pav.

2.131 pav. parodytos dažninės charakteristikos $K_{p,u,i}(\omega)$ atitinka stiprinimo pakopą, kuriai galioja šios tapatybės: $K_u(\omega) = K_i(\omega)$ ir $K_p(\omega) = K_{i,u}^2(\omega)$. Iš 2.131 pav. matome, kad stiprinimo pakopos galios stiprinimo dažnių diapazonas $\Delta\omega_p = \omega_{arp} - \omega_{zrp}$ yra siauresnis už šio stiprintuvo įtampos bei srovės stiprinimo dažnių juostos plotį $\Delta\omega_{u,i} = \omega_{aru,i} - \omega_{zru,i}$, t. y. $\Delta\omega_p < \Delta\omega_{u,i}$. Šis faktas tiesiogiai seka iš kaskadinio stiprintuvo savybių (2.129 pav.), nes tiesinio stiprintuvo atveju jo galios stiprinimo savybę K_p galima atvaizduoti nuosekliai sujungtų keturpolių K_u ir K_i seka (2.132 pav.), kadangi $K_p = K_u \cdot K_i$.

Iš (2.466), (2.468) ir (2.470) seka koeficiento K_p ir koeficientų $K_{u,i}$ atitinkamų ribinių dažnių ω_{zarp} ir $\omega_{zaru,i}$ bei stiprinimo dažnių diapazonų $\Delta\omega_p$ ir $\Delta\omega_{u,i}$ sąryšiai:



2.131 pav. Stiprinimo pakopos ribinių dažnių $\omega_{z,ar,u,i,p}$ nustatymo būdai



2.132 pav. Stiprinimo pakopos ekvivalentinės grandinės

$$\left. \begin{aligned}
 \omega_{zr,p} &= \omega_{zr,u,i} \cdot (2^{1/2} - 1)^{-1/2} \cong 1,554 \cdot \omega_{zr,u,i}, \\
 \omega_{ar,p} &= \omega_{ar,u,i} \cdot (2^{1/2} - 1)^{1/2} \cong 0,644 \cdot \omega_{ar,u,i}, \\
 \Delta\omega_p &\cong 0,644 \cdot \omega_{ar,u,i} - 1,554 \cdot \omega_{zr,u,i} = 0,644 \cdot \Delta\omega_{u,i} - 0,91 \cdot \omega_{zr,u,i}.
 \end{aligned} \right\} (2.482)$$

Iš 2.131 pav. taip pat matome, jog už stiprinimo dažnių diapazonų $\Delta\omega_p$ ir $\Delta\omega_{u,i}$ koeficiento K_p ir koeficientų $K_{u,i}$ kitimo sparta nuo dažnio $\omega \leq \omega_{zr,p,u,i}$ bei $\omega \geq \omega_{ar,p,u,i}$ skiriasi, t. y. K_p atveju šis kitimas yra spartesnis. Priimta šią kitimo spartą nusakyti decibelais į oktavą (dB /okt), kai dažnis ω už stiprinimo dažnių diapazonų $\Delta\omega_p$ ir $\Delta\omega_{u,i}$ pasikeičia dvigubai (du kartus), arba decibelais į dekadą (dB /dek), kai dažnis ω nurodytose srityse pasikeičia dešimt kartų (eile). Iš čia ir (2.463) bei (2.467) randame:

$$\left. \begin{aligned}
 K_{u,i}(\omega_{ar})/K_{u,i}(2 \cdot \omega_{ar}) &= (K_{u,i,o}/2^{1/2})/(K_{u,i,o}/5^{1/2}) \cong 1,58 \text{ (3,98 dB/okt)}, \\
 K_{u,i}(\omega_{zr})/K_{u,i}(\omega_{zr}/2) &= (K_{u,i \text{ max}}/2^{1/2})/(K_{u,i \text{ max}}/5^{1/2}) \cong 1,58 \text{ (3,98 dB/okt)}, \\
 K_{u,i}(\omega_{ar})/K_{u,i}(10 \cdot \omega_{ar}) &= (K_{u,i,o}/2^{1/2})/(K_{u,i,o}/101^{1/2}) \cong 7,11 \text{ (17,03 dB/dek)}, \\
 K_{u,i}(\omega_{zr})/K_{u,i}(\omega_{zr}/10) &= (K_{u,i \text{ max}}/2^{1/2})/(K_{u,i \text{ max}}/101^{1/2}) \cong 7,11 \text{ (17,03 dB/dek)},
 \end{aligned} \right\} (2.483)$$

$$\begin{aligned}
K_p(\omega_{ar})/K_p(2 \cdot \omega_{ar}) &= [(K_{u,io}/2^{1/2})/(K_{u,io}/5^{1/2})]^2 \cong 2,5 \text{ (3,98 dB/okt)}, \\
K_p(\omega_{zr})/K_p(\omega_{zr}/2) &= [(K_{u,imax}/2^{1/2})/(K_{u,imax}/5^{1/2})]^2 \cong 2,5 \text{ (3,98 dB/okt)}, \\
K_p(\omega_{ar})/K_p(10 \cdot \omega_{ar}) &= [(K_{u,io}/2^{1/2})/(K_{u,io}/101^{1/2})]^2 \cong 50,5 \text{ (17,03 dB/dek)}, \\
K_p(\omega_{zr})/K_p(\omega_{zr}/10) &= [(K_{u,imax}/2^{1/2})/(K_{u,imax}/101^{1/2})]^2 = 50,5 \text{ (17,03 dB/dek)},
\end{aligned}
\tag{2.483}$$

iš kur matome: už stiprinimo dažnių diapazonų $\Delta\omega_p$ ir $\Delta\omega_{u,i}$ atitinkamų koeficientų K_p ir $K_{u,i}$ kitimo sparta nuo dažnio $\omega \leq \omega_{zrp,u,i}$ bei $\omega \geq \omega_{arp,u,i}$ yra vienoda, kai jie yra išreiškiami decibelais (dB) ir skiriasi, kai jie yra išreiškiami kartais.

Iš 2.131 pav. matome: koeficientų K_p ir $K_{u,i}$ kitimas nuo dažnio $\omega < \omega_{zrp,u,i}$ bei $\omega > \omega_{arp,u,i}$ logaritminėje skalėje yra artimas tiesinei priklausomybei ir todėl galima šias priklausomybes aproksimuoti atitinkamomis tiesėmis, kur kitimo sparta išreikšta decibelais yra apie 6 dB/okt arba 20 dB/dek, kuo nesunku įsitikinti, kai $\omega < (3 \div 5) \cdot \omega_{zrp,u,i}$ ir $\omega > (3 \div 5) \cdot \omega_{arp,u,i}$.

Ryšių technikoje signalų perdavimo linijų silpninimui α įvertinti yra naudojamas kitas matavimo vienetas- Neperis (Np), kuris yra apibrėžiamas taip:

$$\alpha_{(Np)} = \ln(U_1/U_2) \cong 0,5 \cdot \ln(P_1/P_2), [\text{Np}] \tag{2.484}$$

iš kur seka: 1 Np atitinka slopimą, kuriam esant įtampos U_2 modulis U_2 perdavimo linijos išėjime U_{is} yra $e = 2,718\dots$ kartų mažesnė už įtampos U_1 modulį U_1 tos linijos įėjime U_{in} . Iš čia randame sąryšį tarp Np ir dB: 1 Np = $20 \cdot \lg e \cong 8,686$ dB, ir atvirkščiai: 1 dB = $(20 \cdot \lg e)^{-1} \cong 0,115$ Np. Čia pastebėsime, jog matavimo vienetas Neperis yra taikomas ir signalų stiprinimo atveju. Todėl išraiška (2.484) yra rašoma taip: $\alpha_{(Np)} = \ln(U_2/U_1)$ [Np], t. y. signalų slopimo atveju gauname neigiamas α vertes ($\alpha < 0$), o signalų stiprinimo atveju teigiamas α vertes ($\alpha > 0$). Kita vertus ryšių technikoje signalų galia įvairių įrenginių įėjimuose U_{in} ir išėjimuose U_{is} yra dažnai įvertinama santykiniu galios matavimo vienetu- dBm, kuris yra apibrėžiamas taip:

$$K_p(\text{dBm}) = 10 \cdot \lg(P_{is,in}/1 \text{ mW}), [\text{dBm}] \tag{2.485}$$

iš kur seka: 1 dBm atitinka matuojamąją galią $P_{is,in} \cong 1,259$ mW.

Anksčiau parodėme, jog kaskadinio stiprintuvo (2.128 pav.) dažninių charakteristikų $K_{Np,u,i}(\omega)$ ribiniai dažniai $\omega_{Nz,ar}$ ir stiprinimo dažnių diapazonai $\Delta\omega_{p,u,i}$ mažėja didėjant stiprinimo pakopų skaičiui N (2.129 pav.). Akivaizdu, jog didėjant N , didės ir atitinkamų koeficientų $K_{Np,u,i}$ kitimo sparta nuo dažnio $\omega \leq \omega_{zrp,u,i}$ bei $\omega \geq \omega_{arp,u,i}$. Tai tiesiogiai seka iš stiprinimo pakopos ekvivalentinės grandinės (2.132 pav.), kuri atitinka kaskadinį

stiprintuvą su dvejomis vienodomis stiprinimo pakopomis ($N = 2$) ir iš (2.483), pasinaudoję koeficiento K_p išraiškėmis, gauname:

$$K_{N_{u,i}}(\omega_{ar})/K_{N_{u,i}}(2 \cdot \omega_{ar}) = [(K_{u,i o}/2^{1/2})/(K_{u,i o}/5^{1/2})]^2 \cong 2,5 (7,96 \text{ dB/okt}),$$

$$K_{N_{u,i}}(\omega_{zr})/K_{N_{u,i}}(\omega_{zr}/2) = [(K_{u,i o}/2^{1/2})/(K_{u,i o}/5^{1/2})]^2 \cong 2,5 (7,96 \text{ dB/okt}),$$

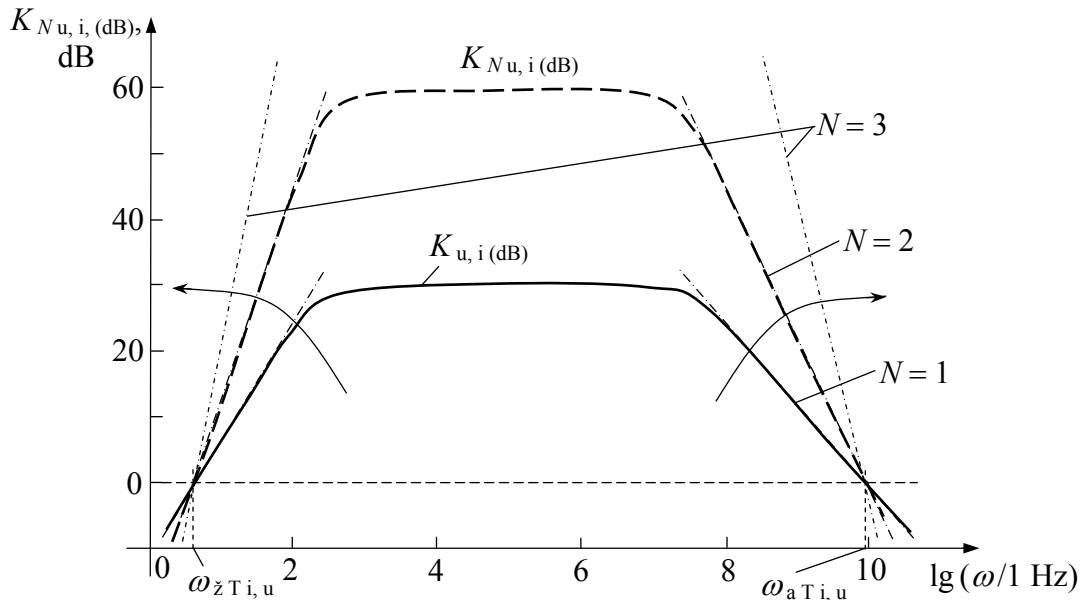
$$K_{N_{u,i}}(\omega_{ar})/K_{N_{u,i}}(10 \cdot \omega_{ar}) = [(K_{u,i o}/2^{1/2})/(K_{u,i o}/101^{1/2})]^2 \cong 50,5 (34,07 \text{ dB/dek}),$$

$$K_{N_{u,i}}(\omega_{zr})/K_{N_{u,i}}(\omega_{zr}/10) = [(K_{u,i o}/2^{1/2})/(K_{u,i o}/101^{1/2})]^2 \cong 50,5 (34,07 \text{ dB/dek}),$$

iš kur seka, jog dviejų pakopų kaskadinio stiprintuvo koeficientų $K_{N_{p,u,i}}$ kitimo sparta nuo dažnio $\omega \leq \omega_{zrp,u,i}$ bei $\omega \geq \omega_{arp,u,i}$ yra dvigubai didesnė- apie 30 dB/dek arba 8 dB/okt, ir iš čia bendru atveju, kai $N \geq 2$, ši kitimo sparta yra: $20 \cdot \lg(101^{1/2}/2^{1/2})^N \approx N \cdot 17,03 \text{ dB/dek}$ arba $20 \cdot \lg(5^{1/2}/2^{1/2})^N \approx N \cdot 3,98 \text{ dB/okt}$.

Šios mokymo priemonės I dalyje nagrinėdami įvairių tranzistorių dažnines savybes įvedėme ribinį dažnį ω_T (I d.- (1.246) ÷ (1.248), (1.386)), kuriam esant srovės stiprinimo koeficiento K_i modulis $K_i(\omega_T) = 1$ arba $K_{i(\text{dB})}(\omega_T) = 0$. Šis ribinis dažnis taip pat yra taikomas nagrinėjant įvairias stiprinimo pakopas bei iš jų sudarytus daugiapakopius stiprintuvus. Iš 2.131 pav. matome, jog kaskadinio stiprintuvo, sudaryto iš dviejų vienodų srovės stiprinimo pakopų K_i , srovės stiprinimo koeficiento $K_{N_i}(\omega)$, kuri atitinka dažninė charakteristika K_p , žemadažnis ω_{NzTi} ir aukštadažnis ω_{NaTi} ribiniai dažniai sutampa su atskiros stiprinimo pakopos srovės stiprinimo koeficiento $K_i(\omega)$ atitinkamais ribiniais dažniais $\omega_{z,aTi}$. Akivaizdu, jog ši situacija išlieka ir esant $N > 2$, t. y. iš vienodų stiprinimo pakopų K_i sudaryto kaskadinio stiprintuvo ribiniai dažniai $\omega_{Nz,aTi}$ nepriklauso nuo N . Čia pastebėsime, jog tai galioja ir vienodų įtampos stiprinimo pakopų K_u atveju, kur įvedame vienetinį įtampos stiprinimo ribinį dažnį ω_{Tu} , kuriam esant įtampos stiprinimo koeficiento K_u modulis $K_u(\omega_{Tu}) = 1$ arba $K_{u(\text{dB})}(\omega_{Tu}) = 0$, t. y. $\omega_{NzTu} = \omega_{zTu}$ ir $\omega_{NaTu} = \omega_{aTu}$. Taigi iš čia seka, kad iš vienodų stiprinimo pakopų $K_{u,i(\text{dB})}$ sudaryto kaskadinio stiprintuvo koeficientų $K_{N_{u,i(\text{dB})}}$ kitimas nuo dažnio $\omega \leq \omega_{Nzr}$ bei $\omega \geq \omega_{Na r}$, t. y. už stiprinimo dažnių diapazono $\Delta\omega_N$ (2.470), logaritminėje skalėje yra tiesiškas ir didėjant N , šios tiesės sukasi apie vienetinio stiprinimo tašką $\{K_{N_{u,i(\text{dB})}} = 0; \omega_{z,aTu i}\}$ taip, kaip yra parodyta 2.133 pav.

Be dažniausiai naudojamo kaskadinio (nuoseklus) tiesinių keturpolių jungimo būdo (I d.- 1.165 pav.) elektronikoje rečiau yra taikomas lygiagretus keturpolių jungimo būdas (I d.- 1.166 pav., 1.167 pav. (3.3. paragrafas)), kuris yra vadinamas *kaskodiniu jungimu*. 2.134 pav. yra parodytos kelių pakopų stiprintuvų grandinės, sudarytos taikant kaskodinių (lygiagretų) keturpolių jungimo būdą. Iš 2.134 pav. matome, jog yra galimi keturi kaskadinio

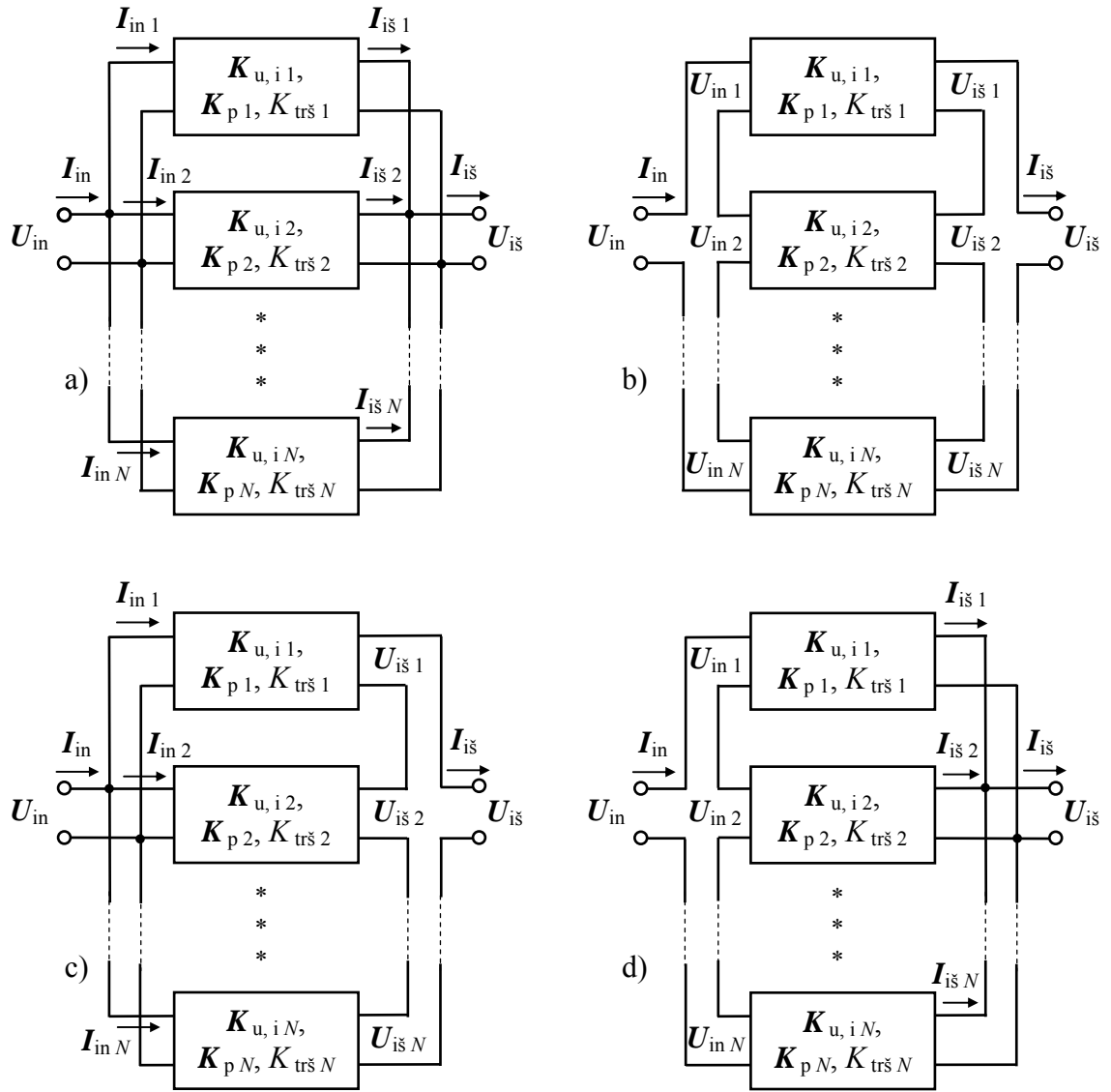


2.133 pav. Iš vienodų stiprinimo pakopų $K_{u,i}(\text{dB})$ sudaryto kaskadinio stiprintuvo dažninių charakteristikų $K_{Nu,i}(\omega)$ pavidalas priklausomai nuo pakopų skaičiaus N

jungimo būdai: a- kai stiprinimo pakopų įėjimai $U_{in,j}$ ir išėjimai $U_{is,j}$ yra sujungti lygiagrečiai (čia $j = 1, 2, \dots, N$) ir šis jungimo būdas yra vadinamas *lygiagretaus jungimo kaskodine grandine*; b- kai stiprinimo pakopų įėjimai $U_{in,j}$ ir išėjimai $U_{is,j}$ yra sujungti nuosekliai ir šis jungimo būdas yra vadinamas *nuoseklaus jungimo kaskodine grandine*; c- kai stiprinimo pakopų įėjimai $U_{in,j}$ yra sujungti lygiagrečiai, o išėjimai $U_{is,j}$ - nuosekliai ir šis jungimo būdas yra vadinamas *lygiagretaus-nuoseklaus jungimo kaskodine grandine*; d- kai stiprinimo pakopų įėjimai $U_{in,j}$ yra sujungti nuosekliai, o išėjimai $U_{is,j}$ - lygiagrečiai ir šis jungimo būdas yra vadinamas *nuoseklaus-lygiagretaus jungimo kaskodine grandine*.

Iš 2.134 pav. a matome, jog iš vienodų stiprinimo pakopų, kurių atitinkami koeficientai $\mathbf{K}_{u,i,p(j)} = \mathbf{K}_{u,i,p}$ bei varžos $R_{in,j} = R_{in}$ ir $r_{in,j} = r_{in}$, sudaryto lygiagretaus jungimo N pakopų kaskadinio stiprintuvo atitinkami koeficientai $\mathbf{K}_{Nu,i,p(l)}$ bei įėjimo ir išėjimo varžos $R_{Nin(l)}$, $r_{Nin(l)}$ ir $R_{Nis(l)}$, $r_{Nis(l)}$ yra išreiškiami taip:

$$\left. \begin{aligned}
 \mathbf{K}_{Nu(l)} &= \mathbf{U}_{is} / \mathbf{U}_{in} = \mathbf{U}_{is1} / \mathbf{U}_{in1} = \dots = \mathbf{U}_{isN} / \mathbf{U}_{inN} = \mathbf{K}_u, \\
 \mathbf{K}_{Ni(l)} &= \mathbf{I}_{is} / \mathbf{I}_{in} = (\mathbf{I}_{is1} + \mathbf{I}_{is2} + \dots + \mathbf{I}_{isN}) / (\mathbf{I}_{in1} + \mathbf{I}_{in2} + \dots + \mathbf{I}_{inN}) = \\
 &= \mathbf{K}_{Ni(l)} = N \cdot \mathbf{I}_{isj} / N \cdot \mathbf{I}_{inj} = \mathbf{K}_i, \\
 \mathbf{K}_{Np(l)} &= \mathbf{K}_{Nu(l)} \cdot \mathbf{K}_{Ni(l)} = \mathbf{K}_u \cdot \mathbf{K}_i = \mathbf{K}_p, \\
 R_{Nin(l)} &= \mathbf{U}_{in} / \mathbf{I}_{in} = \mathbf{U}_{in} / (\mathbf{I}_{in1} + \mathbf{I}_{in2} + \dots + \mathbf{I}_{inN}) = R_{in} / N, \\
 r_{Nin(l)} &= \partial \mathbf{U}_{in} / \partial \mathbf{I}_{in} = \partial \mathbf{U}_{inj} / (\partial \mathbf{I}_{in1} + \partial \mathbf{I}_{in2} + \dots + \partial \mathbf{I}_{inN}) = r_{in} / N,
 \end{aligned} \right\} (2.486)$$



2.134 pav. N pakopų kaskodinių stiprintuvų grandinės, sudarytos taikant lygiagretų keturpolių jungimo būdą

$$\left. \begin{aligned}
 R_{N\text{ iš}(l)} &= U_{\text{iš}} / I_{\text{iš}} = U_{\text{iš}} / (I_{\text{iš}1} + I_{\text{iš}2} + \dots + I_{\text{iš}N}) = U_{\text{iš}j} / (N \cdot I_{\text{iš}j}) = R_{\text{iš}} / N, \\
 r_{N\text{ iš}(l)} &= \partial U_{\text{iš}} / \partial I_{\text{iš}} = \partial U_{\text{iš}j} / (\partial I_{\text{iš}1} + \partial I_{\text{iš}2} + \dots + \partial I_{\text{iš}N}) = \\
 &= \partial U_{\text{iš}j} / (N \cdot \partial I_{\text{iš}j}) = r_{\text{iš}} / N,
 \end{aligned} \right\} (2.486)$$

Analogiškai iš 2.134 pav. b ÷ d randame:

$$\left. \begin{aligned}
 K_{N\text{ u}(n)} &= U_{\text{iš}} / U_{\text{in}} = (U_{\text{iš}1} + U_{\text{iš}2} + \dots + U_{\text{iš}N}) / (U_{\text{in}1} + U_{\text{in}2} + \dots + U_{\text{in}N}) = \\
 &= N \cdot U_{\text{iš}j} / (N \cdot U_{\text{in}j}) = K_{\text{u}}, \\
 K_{N\text{ i}(n)} &= I_{\text{iš}} / I_{\text{in}} = I_{\text{iš}1} / I_{\text{in}1} = \dots = I_{\text{iš}N} / I_{\text{in}N} = K_{\text{i}}, \\
 K_{N\text{ p}(n)} &= K_{N\text{ u}(n)} \cdot K_{N\text{ i}(n)} = K_{\text{u}} \cdot K_{\text{i}} = K_{\text{p}}, \\
 R_{N\text{ in}(n)} &= U_{\text{in}} / I_{\text{in}} = (U_{\text{in}1} + U_{\text{in}2} + \dots + U_{\text{in}N}) / I_{\text{in}j} = N \cdot U_{\text{in}j} / I_{\text{in}j} = N \cdot R_{\text{in}},
 \end{aligned} \right\} (2.487)$$

$$\begin{aligned}
r_{N \text{ in } (n)} &= \partial U_{\text{in } \sim} / \partial I_{\text{in } \sim} = (\partial U_{\text{in } 1 \sim} + \partial U_{\text{in } 2 \sim} + \dots + \partial U_{\text{in } N \sim}) / \partial I_{\text{in } \sim} = \\
&= N \cdot \partial U_{\text{in } j \sim} / \partial I_{\text{in } j \sim} = N \cdot r_{\text{in}}, \\
R_{N \text{ iš } (n)} &= U_{\text{iš}} / I_{\text{iš}} = (U_{\text{iš } 1} + U_{\text{iš } 2} + \dots + U_{\text{iš } N}) / I_{\text{iš } j} = N \cdot U_{\text{iš } j} / I_{\text{iš } j} = N \cdot R_{\text{iš}}, \\
r_{N \text{ iš } (n)} &= \partial U_{\text{iš } \sim} / \partial I_{\text{iš } \sim} = (\partial U_{\text{iš } 1 \sim} + \partial U_{\text{iš } 2 \sim} + \dots + \partial U_{\text{iš } N \sim}) / \partial I_{\text{iš } j \sim} = \\
&= N \cdot \partial U_{\text{iš } j \sim} / \partial I_{\text{iš } j \sim} = N \cdot r_{\text{iš}},
\end{aligned}
\tag{2.487}$$

nuoseklaus jungimo atveju (2.134 pav. b);

$$\begin{aligned}
\mathbf{K}_{N \text{ u } (1-n)} &= \mathbf{U}_{\text{iš}} / \mathbf{U}_{\text{in}} = (\mathbf{U}_{\text{iš } 1} + \mathbf{U}_{\text{iš } 2} + \dots + \mathbf{U}_{\text{iš } N}) / \mathbf{U}_{\text{in } j} = N \cdot \mathbf{U}_{\text{iš } j} / \mathbf{U}_{\text{in } j} = N \cdot \mathbf{K}_{\text{u}}, \\
\mathbf{K}_{N \text{ i } (1-n)} &= \mathbf{I}_{\text{iš}} / \mathbf{I}_{\text{in}} = \mathbf{I}_{\text{iš } j} / (\mathbf{I}_{\text{in } 1} + \mathbf{I}_{\text{in } 2} + \dots + \mathbf{I}_{\text{in } N}) = \mathbf{I}_{\text{iš } j} / N \cdot \mathbf{I}_{\text{in } j} = \mathbf{K}_{\text{i}} / N, \\
\mathbf{K}_{N \text{ p } (1-n)} &= \mathbf{K}_{N \text{ u } (1-n)} \cdot \mathbf{K}_{N \text{ i } (1-n)} = N \cdot \mathbf{K}_{\text{u}} \cdot \mathbf{K}_{\text{i}} / N = \mathbf{K}_{\text{p}}, \\
R_{N \text{ in } (1-n)} &= U_{\text{in}} / I_{\text{in}} = U_{\text{in } j} / (I_{\text{in } 1} + I_{\text{in } 2} + \dots + I_{\text{in } N}) = U_{\text{in } j} / (N \cdot I_{\text{in } j}) = R_{\text{in}} / N, \\
r_{N \text{ in } (1-n)} &= \partial U_{\text{in } \sim} / \partial I_{\text{in } \sim} = \partial U_{\text{in } j \sim} / (\partial I_{\text{in } 1 \sim} + \partial I_{\text{in } 2 \sim} + \dots + \partial I_{\text{in } N \sim}) = \\
&= \partial U_{\text{in } j \sim} / (N \cdot \partial I_{\text{in } j \sim}) = r_{\text{in}} / N, \\
R_{N \text{ iš } (1-n)} &= U_{\text{iš}} / I_{\text{iš}} = (U_{\text{iš } 1} + U_{\text{iš } 2} + \dots + U_{\text{iš } N}) / I_{\text{iš } j} = N \cdot U_{\text{iš } j} / I_{\text{iš } j} = N \cdot R_{\text{iš}}, \\
r_{N \text{ iš } (1-n)} &= \partial U_{\text{iš } \sim} / \partial I_{\text{iš } \sim} = (\partial U_{\text{iš } 1 \sim} + \partial U_{\text{iš } 2 \sim} + \dots + \partial U_{\text{iš } N \sim}) / \partial I_{\text{iš } j \sim} = \\
&= N \cdot \partial U_{\text{iš } j \sim} / \partial I_{\text{iš } j \sim} = N \cdot r_{\text{iš}},
\end{aligned}
\tag{2.488}$$

lygiagretaus-nuoseklaus jungimo atveju (2.134 pav. c);

$$\begin{aligned}
\mathbf{K}_{N \text{ u } (n-1)} &= \mathbf{U}_{\text{iš}} / \mathbf{U}_{\text{in}} = \mathbf{U}_{\text{iš } j} / (\mathbf{U}_{\text{in } 1} + \mathbf{U}_{\text{in } 2} + \dots + \mathbf{U}_{\text{in } N}) = \mathbf{U}_{\text{iš } j} / (N \cdot \mathbf{U}_{\text{in } j}) = \mathbf{K}_{\text{u}} / N, \\
\mathbf{K}_{N \text{ i } (n-1)} &= \mathbf{I}_{\text{iš}} / \mathbf{I}_{\text{in}} = (\mathbf{I}_{\text{iš } 1} + \mathbf{I}_{\text{iš } 2} + \dots + \mathbf{I}_{\text{iš } N}) / \mathbf{I}_{\text{in } j} = N \cdot \mathbf{I}_{\text{iš } j} / \mathbf{I}_{\text{in } j} = N \cdot \mathbf{K}_{\text{i}}, \\
\mathbf{K}_{N \text{ p } (n-1)} &= \mathbf{K}_{N \text{ u } (n-1)} \cdot \mathbf{K}_{N \text{ i } (n-1)} = (\mathbf{K}_{\text{u}} / N) \cdot N \cdot \mathbf{K}_{\text{i}} = \mathbf{K}_{\text{p}}, \\
R_{N \text{ in } (n-1)} &= U_{\text{in}} / I_{\text{in}} = (U_{\text{in } 1} + U_{\text{in } 2} + \dots + U_{\text{in } N}) / I_{\text{in } j} = N \cdot U_{\text{in } j} / I_{\text{in } j} = N \cdot R_{\text{in}}, \\
r_{N \text{ in } (n-1)} &= \partial U_{\text{in } \sim} / \partial I_{\text{in } \sim} = (\partial U_{\text{in } 1 \sim} + \partial U_{\text{in } 2 \sim} + \dots + \partial U_{\text{in } N \sim}) / \partial I_{\text{in } j \sim} = \\
&= N \cdot \partial U_{\text{in } j \sim} / \partial I_{\text{in } j \sim} = N \cdot r_{\text{in}}, \\
R_{N \text{ iš } (n-1)} &= U_{\text{iš}} / I_{\text{iš}} = U_{\text{iš } j} / (I_{\text{iš } 1} + I_{\text{iš } 2} + \dots + I_{\text{iš } N}) = U_{\text{iš } j} / N \cdot I_{\text{iš } j} = R_{\text{iš}} / N, \\
r_{N \text{ iš } (n-1)} &= \partial U_{\text{iš } \sim} / \partial I_{\text{iš } \sim} = \partial U_{\text{iš } j \sim} / (\partial I_{\text{iš } 1 \sim} + \partial I_{\text{iš } 2 \sim} + \dots + \partial I_{\text{iš } N \sim}) = \\
&= \partial U_{\text{iš } j \sim} / (N \cdot \partial I_{\text{iš } j \sim}) = r_{\text{iš}} / N,
\end{aligned}
\tag{2.489}$$

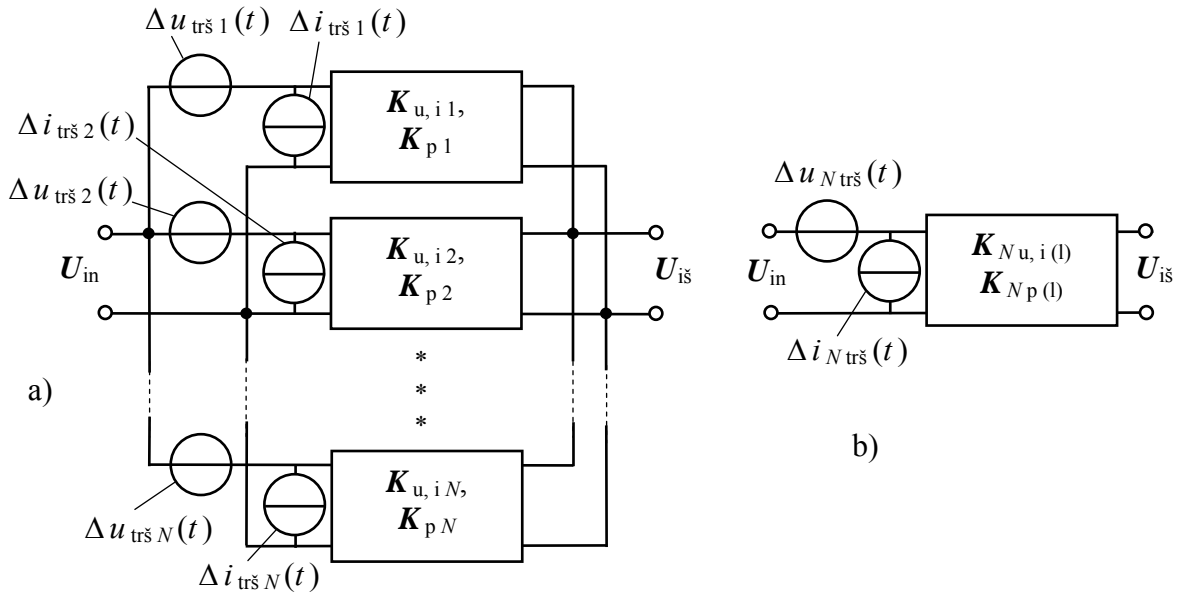
nuoseklaus-lygiagretaus jungimo atveju (2.134 pav. d).

Iš gautų išraiškų (2.486) ÷ (2.489) matome: iš vienodų N stiprinimo pakopų sudarytų kaskodinių stiprintuvų galios stiprinimo koeficientas $K_{Np(1, n, 1-n, n-1)} = K_p$, t. y. visais nagrinėjami atvejais atitinka atskiros stiprinimo pakopos galios stiprinimo koeficientą K_p . Tačiau čia pastebėsime, jog visais atvejais kaskodinių stiprintuvų išėjimo galia $P_{N iš}$ yra N kartų didesnė už atskiros stiprinimo pakopos išėjimo galią $P_{iš}$ ($P_{N iš} = N \cdot P_{iš}$). Lygiagretaus (2.134 pav. a) bei nuoseklaus (2.134 pav. b) jungimo N pakopų kaskodinių stiprintuvų įtampos bei srovės stiprinimo koeficientai $K_{Nu, i(1, n)} = K_{u, i}$, t. y. taip pat atitinka atskiros stiprinimo pakopos atitinkamus koeficientus $K_{u, i}$. Šiais atvejais skiriasi kaskodinių stiprintuvų įėjimo ir išėjimo varžų vertės- N kartų didesnės nuoseklaus jungimo atveju (2.134 pav. b) arba N kartų mažesnės lygiagretaus jungimo atveju (2.134 pav. a), palyginus su atitinkamomis atskiros stiprinimo pakopos įėjimo ir išėjimo varžomis. Lygiagretaus-nuoseklaus jungimo atveju (2.134 pav. c) N pakopų kaskodinio stiprintuvo įtampos stiprinimo koeficientas $K_{Nu(1-n)}$ yra N kartų didesnis už atskiros stiprinimo pakopos K_u , tačiau tiek pat kartų yra mažesnis srovės stiprinimo koeficientas $K_{Ni(1-n)}$ ir atitinkamai N kartų mažesnė įėjimo ir N kartų didesnė išėjimo varžos. Analogiškai, nuoseklaus-lygiagretaus jungimo atveju (2.134 pav. d) N pakopų kaskodinio stiprintuvo įtampos stiprinimo koeficientas $K_{Nu(1-n)}$ yra N kartų mažesnis už atskiros stiprinimo pakopos K_u , tačiau tiek pat kartų didesnis yra srovės stiprinimo koeficientas $K_{Ni(1-n)}$ ir atitinkamai mažesnė išėjimo ir didesnė įėjimo varžos. Taigi, visos šios kaskodinių stiprintuvų elektrinės savybės rodo jų analogiją su transformatoriumi, kurio pirminės ir antrinės apvijų skaičių n_1 ir n_2 , atitinkamai, santykis $N_{21} = n_2/n_1 > 1$ atitinka kaskodinio stiprintuvo pakopų skaičių N .

Čia pastebėsime, jog kaskodinio stiprintuvo triukšmų koeficientas $K_{N trš (dB)}$ bendru atveju taip pat nėra išreiškiamas per jį sudarančių stiprinimo pakopų triukšmų koeficientų $K_{trš j (dB)}$, išreikštų decibelais, sumą (2.461). Šiuo atveju iš (I d.- (1.415)) seka: iš vienodų N stiprinimo pakopų sudarytų kaskodinių stiprintuvų triukšmų koeficientas $K_{N trš (dB)} = K_{trš (dB)}$ - atskiros stiprinimo pakopos triukšmų koeficientas decibelais, nes visais atvejais turime tapatybę: $K_{Np(1, n, 1-n, n-1)} = K_p$ - atskiros stiprinimo pakopos galios stiprinimo koeficientas. Lygiagretaus jungimo kaskodinės grandinės atveju (2.134 pav. a) iš vienodų N pakopų sudaryto kaskodinio stiprintuvo ekvivalentinė triukšmų grandinė yra parodyta 2.135 pav., kur $\Delta u_{trš j}(t)$ ir $\Delta i_{trš j}(t)$ - j stiprinimo pakopos įėjimą perskaičiuoti lygiaverčiai įtampos ir srovės triukšmų generatoriai, atitinkamai.

Atskiros j pakopos lygiaverčiai triukšmų generatoriai $\Delta u_{trš j}(t)$ ir $\Delta i_{trš j}(t)$ yra susiję koreliacine funkcija γ_{kj} :

$$\gamma_{kj} = \overline{(\Delta u_{trš j}^* \cdot \Delta i_{trš j})} / [\overline{(\Delta u_{trš j}^2)}^{1/2} \cdot \overline{(\Delta i_{trš j}^2)}^{1/2}], \quad (2.490)$$



2.135 pav. Iš N vienetų idealių pakopų sudaryto lygiagretaus jungimo kaskodinio stiprintuvo grandinė su lygiaverčiais įtampos $\Delta u_{tršj}(t)$ bei srovės $\Delta i_{tršj}(t)$ triukšmų generatoriais įėjimuose (a) ir jos ekvivalentinė triukšmų schema (b)

kur: $\Delta u_{tršj}^*$ - lygiaverčio įtampos triukšmų generatoriaus $\Delta u_{tršj}(t)$ jungtinis kompleksinis dydis.

Atskiros j pakopos triukšmų koeficientas $K_{tršj}$ yra išreiškiamas taip:

$$K_{tršj} = 1 + [(\overline{\Delta u_{tršj}^2} \cdot \overline{\Delta i_{tršj}^2})^{1/2} / (4 \cdot k \cdot T)] \times \\ \times [(R_s / R_{optj} + \alpha_j)^2 + (X_s / R_{optj} - \beta_j)^2 + 1 - |\gamma_{kj}|^2] / (R_s / R_{optj}), \quad (2.491)$$

kur:

$$\gamma_{kj} = \alpha_j + j \cdot \beta_j, \quad R_{optj} = (\overline{\Delta u_{tršj}^2})^{1/2} / (\overline{\Delta i_{tršj}^2})^{1/2}, \quad Z_s = R_s + j \cdot X_s. \quad (2.492)$$

Iš (2.491) ir (2.492) seka, jog stiprinimo pakopos triukšmų koeficientas $K_{tršj}$ priklauso nuo signalo šaltinio U_{in} vidinės varžos Z_s ir įgauna minimalią vertę $K_{tršj \min}$, kai $Z_s = R_{optj}$:

$$K_{tršj \min} = 1 + [(\overline{\Delta u_{tršj}^2} \cdot \overline{\Delta i_{tršj}^2})^{1/2} / (2 \cdot k \cdot T)] \cdot [\alpha_j + (1 - \beta_j^2)^{1/2}]. \quad (2.493)$$

Iš N vienetų idealių pakopų sudaryta lygiagretaus jungimo kaskodinio stiprintuvo grandinė su lygiaverčiais įtampos $\Delta u_{tršj}(t)$ bei srovės $\Delta i_{tršj}(t)$ triukšmų generatoriais įėjimuose (2.135 pav. a) yra pakeičiama jos ekvivalentine triukšmų schema (2.135 pav. b) su lygiaverčiais įtampos $\Delta u_{Ntrš}(t)$ bei srovės $\Delta i_{Ntrš}(t)$ triukšmų generatoriais įėjimuose, kurie yra susiję koreliacine funkcija γ_{Nk} ir yra išreiškiami taip:

$$\overline{\Delta u_{Ntrš}^2} = \overline{\Delta u_{tršj}^2} / N, \quad \overline{\Delta i_{Ntrš}^2} = N \cdot \overline{\Delta i_{tršj}^2}, \quad \gamma_{Nk} = \alpha_N + j \cdot \beta_N. \quad (2.494)$$

Iš N vienodų pakopų sudaryto lygiagretaus jungimo kaskodinio stiprintuvo (2.135 pav. b) triukšmų koeficientas $K_{N \text{ trš}}$ yra išreiškiamas taip:

$$K_{N \text{ trš}} = 1 + [(\Delta u_{N \text{ trš}}^2 \cdot \Delta i_{N \text{ trš}}^2)^{1/2} / (4 \cdot k \cdot T)] \times \\ \times [(R_s / R_{N \text{ opt}} + \alpha_j)^2 + (X_s / R_{N \text{ opt}} - \beta_j)^2 + 1 - |\gamma_{kj}|^2] / (R_s / R_{N \text{ opt}}), \quad (2.495)$$

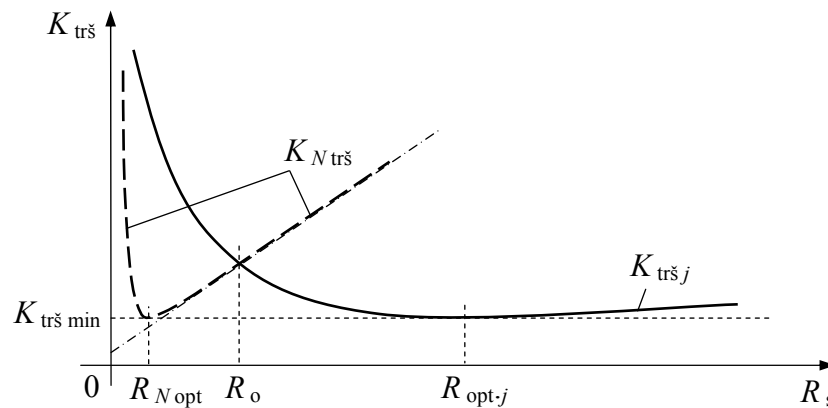
kur: $R_{N \text{ opt}} = R_{\text{opt},j} / N$ - signalo šaltinio U_{in} vidinės varžos Z_s optimali vertė $Z_{s \text{ opt}}$, kuriai esant triukšmų koeficientas $K_{N \text{ trš}}$ įgauna minimalią vertę $K_{N \text{ trš min}}$:

$$K_{N \text{ trš min}} = 1 + [(\Delta u_{N \text{ trš}}^2 \cdot \Delta i_{N \text{ trš}}^2)^{1/2} / (2 \cdot k \cdot T)] \cdot [\alpha_j + (1 - \beta_j^2)^{1/2}] = K_{\text{trš},j \text{ min}}. \quad (2.496)$$

Iš N vienodų pakopų sudaryto lygiagretaus jungimo kaskodinio stiprintuvo (2.135 pav. b) įėjimo signalo šaltinio U_{in} vidinės varžos Z_s optimali vertė $Z_{s N \text{ opt}}$ yra išreiškiama taip:

$$Z_{s N \text{ opt}} = R_{s N} + j \cdot X_{s N}, \quad R_{s N} = (R_{\text{opt},j} / N) \cdot (1 - \beta_j^2)^{1/2}, \quad X_{s N} = \beta_j \cdot R_{\text{opt},j} / N. \quad (2.497)$$

Iš (2.496) matome, jog iš N vienodų pakopų sudaryto lygiagretaus jungimo kaskodinio stiprintuvo (2.135 pav. b) minimalus triukšmų koeficientas $K_{N \text{ trš min}}$ yra toks pat, kaip ir atskiros stiprinimo pakopos (2.493). Tuo tarpu esant įvairioms Z_s vertėms triukšmų koeficientai $K_{\text{trš},j}$ (2.491) ir $K_{N \text{ trš}}$ (2.495) sudėtingu būdu priklauso nuo Z_s ir šios priklausomybės, esant aktyviajai varžai $Z_s = R_s$, yra parodytos 2.136 pav.



2.136 pav. Iš N vienodų pakopų sudaryto lygiagretaus jungimo kaskodinio stiprintuvo (2.135 pav. b) triukšmų koeficiento $K_{N \text{ trš}}$ ir atskiros j pakopos triukšmų koeficiento $K_{\text{trš},j}$ priklausomybės nuo signalo šaltinio U_{in} vidinės varžos $Z_s = R_s$

Iš 2.136 pav. matome, jog esant sąlygai: $R_s < R_o = R_{\text{opt},j} / N^{1/2}$, turime $K_{N \text{ trš}} < K_{\text{trš},j}$, t. y. iš N vienodų pakopų sudaryto lygiagretaus jungimo kaskodinio stiprintuvo (2.135 pav. b) triukšmų koeficientas $K_{N \text{ trš}}$ yra mažesnis už atskiros pakopos triukšmų koeficientą $K_{\text{trš},j}$. Kai $R_s > R_o$ turime nepageidautiną situaciją, nes $K_{N \text{ trš}} > K_{\text{trš},j}$. Kita vertus iš 2.136 pav. matome, kad atskiros j pakopos triukšmų koeficiento minimali vertė $K_{\text{trš},j \text{ min}}$ išlieka santykinai pastovi

gana plačiame varžų R_s diapazone, kai tuo tarpu iš N vienodų pakopų sudaryto lygiagretaus jungimo kaskodinio stiprintuvo (2.135 pav. b) triukšmų koeficiento minimali vertė $K_{N \text{ trš min}}$ išlieka santykinai pastovi tik labai siaurame varžų $R_s \approx R_{N \text{ opt}}$ diapazone.

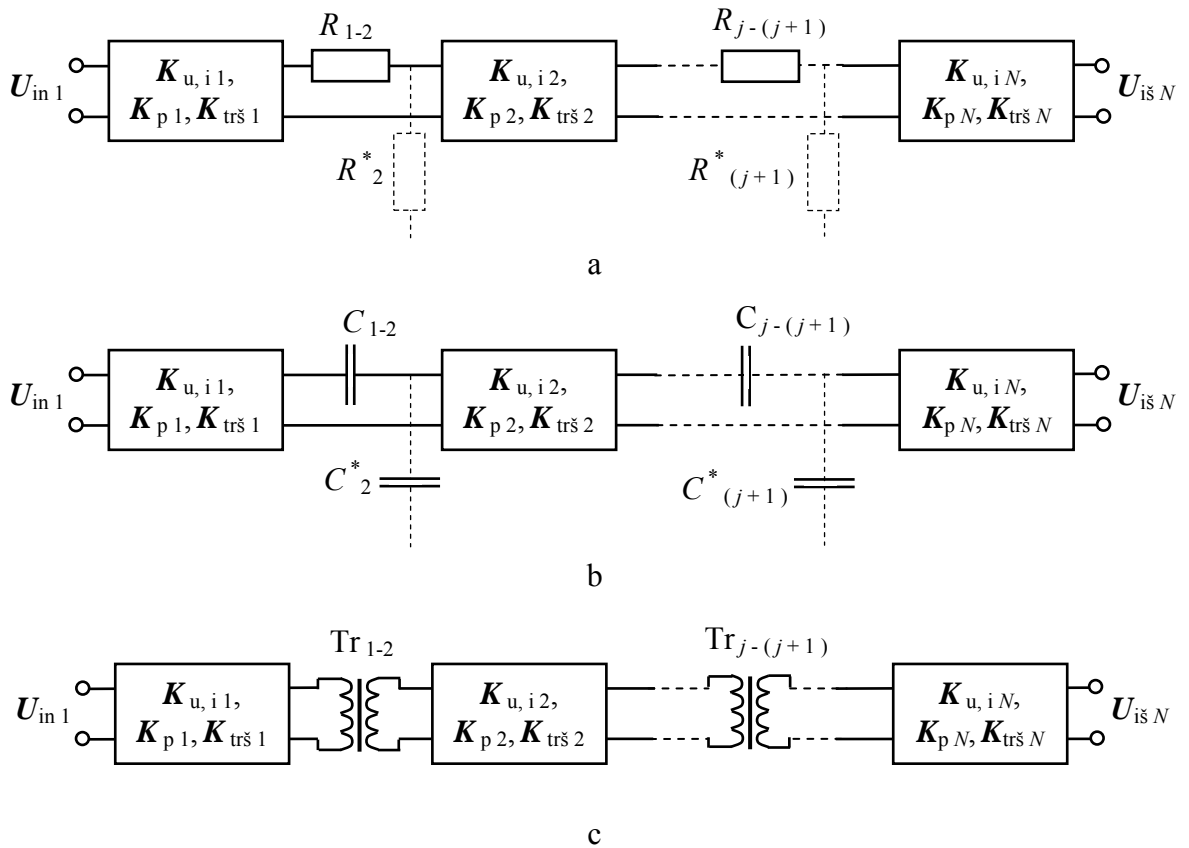
Iš anksčiau gautų rezultatų ((2.486) ÷ (2.489)) analizės ir iš jų sekusios išvados, jog visais kaskodinių stiprintuvų atvejais turime tapatybę- $K_{N \text{ p } (1, n, 1-n, n-1)} = K_{\text{pj}}$, seka akivaizdi išvada: iš N vienodų stiprinimo pakopų sudarytų kaskodinių stiprintuvų ribiniai dažniai atitinka atskiros j pakopos ribinius dažnius.

2.1.6. Kaskadinio (pakopinio) stiprintuvo tarppakopiniai ryšiai (daugiapakopiai stiprintuvai)

Dvejų ir daugiau pakopų kaskadiniai (pakopiniai) stiprintuvai gali būti sudaryti keturiais ryšio tarp pakopų būdais:

- 1- galvaninis ryšis (tiesioginis), kai j pakopos išėjimas $U_{is j}$ yra galvaniskai, t. y. betarpiškai be skiriamojo kondensatoriaus sujungtas su sekančios $j + 1$ pakopos įėjimu $U_{in (j + 1)}$ (2.128 pav.). Akivaizdu, jog šis jungimo būdas yra būtinas pastovaus (nuolatinio) signalo stiprintuvuose ir galvaninis ryšis išlieka, kai pakopos yra sujungtos per rezistorių R arba (ir) indukcinę riteklę L .
- 2- Rezistorinis (reostatinis) ryšis, kai j pakopos išėjimas $U_{is j}$ yra per rezistorių $R_{j - (j + 1)}$ arba rezistorinį įtampos daliklį $R_j \parallel R_{j + 1}$ sujungtas su sekančios $j + 1$ pakopos įėjimu $U_{in (j + 1)}$ (2.137 pav. a). Šis jungimo būdas taip pat yra taikomas pastovaus (nuolatinio) signalo stiprintuvuose.
- 3- Talpinis ryšis, kai j pakopos išėjimas $U_{is j}$ yra per skiriamąjį kondensatorių $C_{j - (j + 1)}$ arba rečiau talpinį įtampos daliklį $C_j \parallel C_{j + 1}$ sujungtas su sekančios $j + 1$ pakopos įėjimu $U_{in (j + 1)}$ (2.137 pav. b). Šis jungimo būdas yra taikomas išimtinai kintamojo signalo stiprintuvuose.
- 4- Transformatorinis ryšis, kai j pakopos išėjimas $U_{is j}$ yra per skiriamąjį transformatorių $Tr_{j - (j + 1)}$ arba rečiau autotransformatorių $Tra_{j - (j + 1)}$ sujungtas su sekančios $j + 1$ pakopos įėjimu $U_{in (j + 1)}$ (2.137 pav. c). Šis jungimo būdas taip pat taikomas išimtinai kintamojo signalo stiprintuvuose.

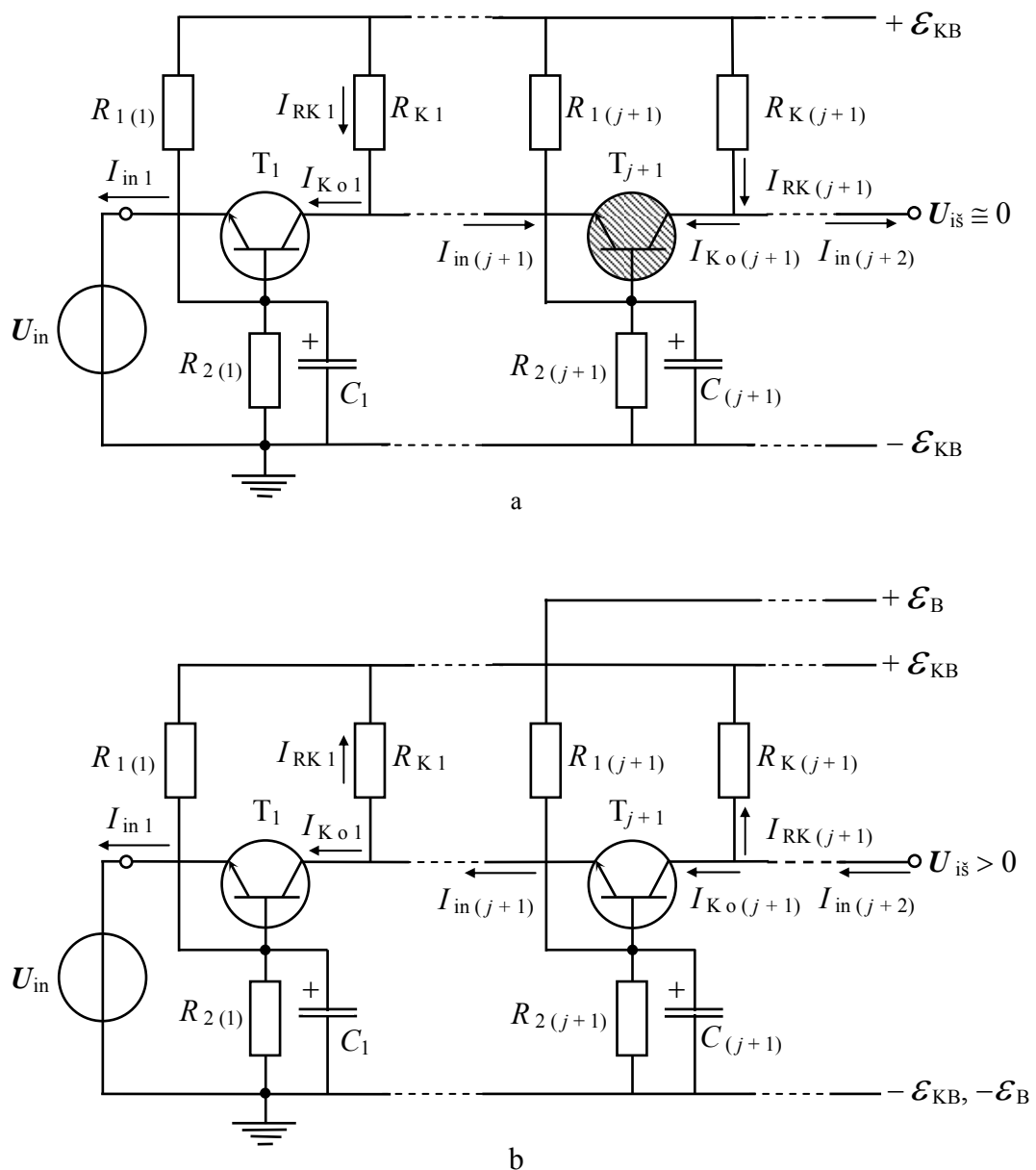
Kaskadiniuose stiprintuvuose su galvaniniu ryšiu tarp pakopų (2.128 pav.) pagrindinė problema yra suderinti tranzistorių pradinės (stacionarios) veikos taškų sąlygas stiprinimo pakopose. Tai ypač aktualu dvipolių tranzistorių atveju, nes sekančios pakopos, pvz. $j + 1$, pastovioji įėjimo srovė $I_{in (j + 1)} = > I_{K o j}$ BB schemoje arba $I_{in (j + 1)} = < I_{K o j}$ BE, BK ir EK



2.137 pav. Tarppakopiniai ryšiai kaskadiniuose stiprintuvuose: a- rezistorinis (reostatinis) ryšis; b- talpinis ryšis; c- transformatorinis ryšis

schemose, kur $I_{K_{o j}}$ - dvipolio tranzistoriaus pastovioji kolektoriaus srovė pradiniame veikos taške apkrovos tiesėje, pvz. taške “c” (2.70 pav., 2.71 pav.). Ši problema matosi iš 2.138 pav. a parodyto galvaninio ryšio tarp BB (2.69 pav. a) stiprinimo pakopų atveju.

Iš 2.138 pav. a matome, jog BB pakopų atveju esant vienam maitinimo įtampos šaltiniui \mathcal{E}_{KB} sekančios $j + 1$ pakopos tranzistoriaus $T_{j + 1}$ stacionarus veikos taškas jo apkrovos tiesėje negali būti toks pat, kaip prieš ją esančios, pvz. pirmosios pakopos tranzistoriaus T_1 , kurio stacionarus veikos taškas yra nustatytas apkrovos tiesės, pvz. vidurio taške “c” (2.70 pav. b). Tai seka iš akivaizdaus fakto, jog neįmanoma užtikrinti tranzistoriaus $T_{j + 1}$ normalios veikos, t. y. jo bazės pastoviajai įtampai $U_{B_{o(j+1)}}$ akivaizdžiai būtinos sąlygos: $U_{B_{o(j+1)}} > U_{K_{o j}}$ - tranzistoriaus T_j kolektoriaus pastovioji įtampa ir iš čia seka įtampų verčių suderinimo problema, nes čia visada galioja atvirkštinė įtampų priklausomybė $U_{B_{o(j+1)}} \leq U_{K_{o j}}$. Todėl, pradėdant antrąją stiprinimo pakopą ($j \geq 2$), visi sekantys tranzistoriai- $T_2 \div T_N$ yra uždaryti ir to pasėkoje kaskadinio stiprintuvo išėjime $U_{iš} \cong 0$ (2.138 pav. a), t. y. šis įrenginys neveikia. Vienas šios problemos sprendimo būdų yra antrojo maitinimo įtampos šaltinio \mathcal{E}_B panaudojimas antrosios ($j = 2$) ir visų kitų po jos sekančių

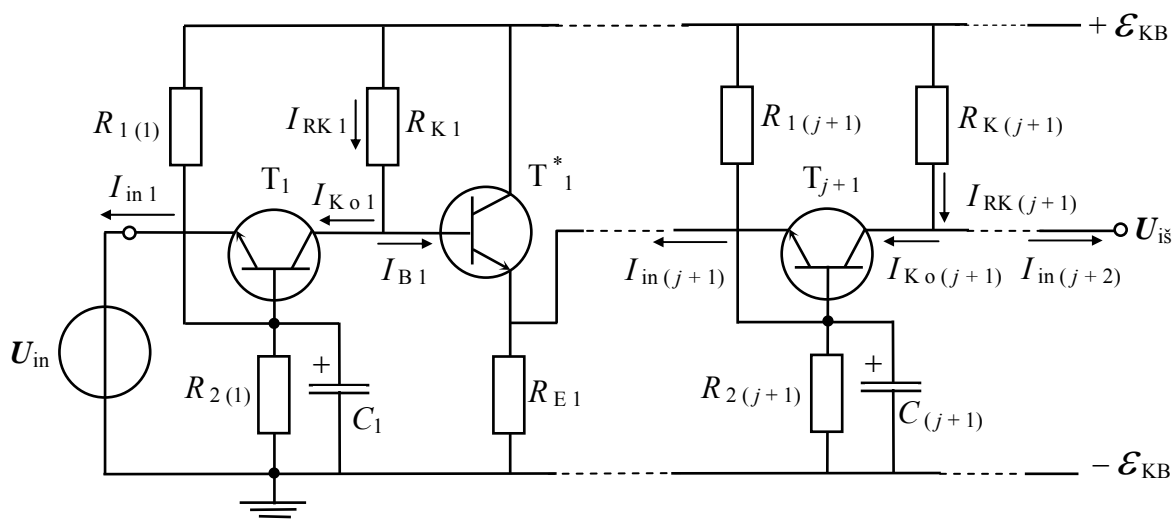


2.138 pav. Galvaninio ryšio grandinių atvejai tarp BB stiprinimo pakopų pastovaus signalo kaskadiniuose stiprintuvuose: a- kai nėra veikos taškų tinkamo suderinimo ir schema neveikia; b- esant suderinimui ir schema veikia, tačiau neturi praktinės vertės

stiprinimo pakopų veikos taško nustatymui taip, kaip yra parodyta 2.138 pav. b. Šiuo atveju, parenkant $\mathcal{E}_B > \mathcal{E}_{KB}$ ir rezistorinių įtampos daliklių $R_{2(j+1)} \parallel R_{1(j+1)}$ dalinimo koeficientą, yra užtikrinama sąlyga: $U_{B o(j+1)} > U_{K o j}$, kuriai esant visų tranzistorių veikos taškai yra nustatomi, pvz. apkrovos tiesės vidurio taške "c" (2.70 pav. b). Tačiau šiuo atveju pirmosios ir visų kitų pakopų iki prieš paskutiniosios pakopos $N - 1$, imtinai, išėjimai yra sujungti su maža BB schemos įėjimo varža $R_{in b} \cong R_{EB b}$, $r_{in b} \cong r_{EB b}$ (2.258, 2.260, 1.125), ko pasėkoje visų šių pakopų apkrovos varža $R_{a k} = R_{K(k)} \parallel R_{EB b(k)} \cong R_{EB b(k)}$ ($k = 1, 2, \dots, N - 1$) ir todėl įtampos stiprinimo koeficientai $K_{u b}$ (I d.- (1.137), 1.59 pav. b) žymiai sumažėja. Taigi tokio kaskadinio stiprintuvo įtampos stiprinimo koeficientas $K_{N u} \approx K_{u b N}$ - paskutiniosios

(N - tosios) BB stiprinimo pakopos įtampos stiprinimo koeficientas. Taigi turime veikianti įrenginį, tačiau neturinčio praktinės vertės ir toks sprendimo būdas nėra taikomas. Kita vertus iš čia seka, jog išsprendę įtampų verčių suderinimo problemą, susidūrėme su kita- varžų suderinimo problema.

Pastovaus signalo kaskadiniuose stiprintuvuose su galvaniniu ryšiu tarp BB stiprinimo pakopų varžų suderinimo problema yra sprendžiama įterpus BK arba EK stiprinimo pakopas taip, kaip yra parodyta 2.139 pav.



2.139 pav. Pastovaus signalo kaskadinis stiprintuvas su BB stiprinimo pakopomis (T_j), kurių varžų suderinimui yra įterptos EK stiprinimo pakopos (T_{j-1}^*)

Iš 2.139 pav. matome, jog pirmosios ir visų kitų BB stiprinimo pakopų išėjimai yra apkrauti labai didele EK stiprinimo pakopos įėjimo varža $R_{in k} = R_{B k}$ (I d.- (1.172)), o pradėdant antrąją ($j \geq 2$) ir visų kitų BB stiprinimo pakopų įėjimai yra apkrauti maža EK stiprinimo pakopos išėjimo varža $R_{is k} \cong R_{E j}$ (2.275). Taigi šiuo atveju BB stiprinimo pakopos veikia normaliomis sąlygomis ir jų įtampos stiprinimo koeficientas $K_{u B}$ (2.255) išlieka didelis, o tuo pačiu gauname ir labai didelį tokio kaskadinio stiprintuvo įtampos stiprinimo koeficientą $K_{N u}$ (2.455). Čia pastebėsime, jog EK stiprinimo pakopos šiek tiek mažina tokio kaskadinio stiprintuvo įtampos stiprinimo koeficientą $K_{N u}$, tačiau tuo mažiau, kuo EK stiprinimo pakopos įtampos perdavimo koeficientas $K_{u K}$ (2.257) yra artimesnis vienetui.

2.139 pav. parodyta schema veiks tik tuo atveju, kai bus garantuota sąlyga:

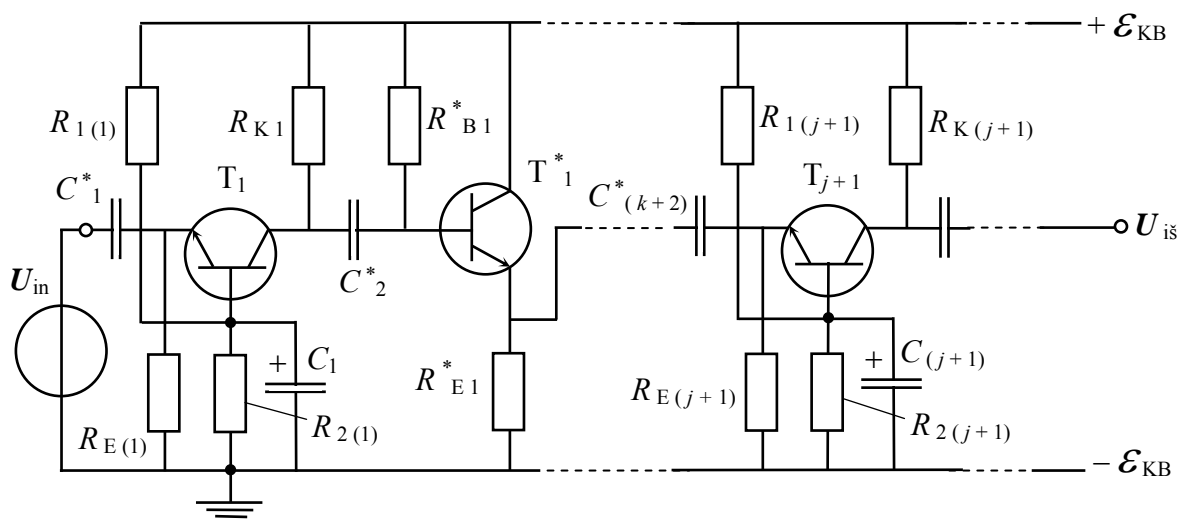
$$U_{R2(j+1)} > U_{REj}, \quad (2.498)$$

kur: $U_{R2(j+1)}$ - įtampa rezistoriuje $R_{2(j+1)}$; U_{REj} - įtampa rezistoriuje R_{Ej} .

Iš (2.498) seka, jog ($j + 1$) BB stiprinimo pakopos veikos taškas $U_{EB o}$ yra nustatomas įtampu skirtumu: $U_{EB o(j+1)} = U_{R2(j+1)} - U_{REj}$. Čia pastebėsime, jog reikiama įtampa $U_{EB o}$ vertė yra nustatoma parenkant rezistorinių įtampų daliklių $R_{2(j+1)} || R_{1(j+1)}$ parametrus.

Kita vertus įtampos U_{EB} o nustatymo galimybės žymiai pagerėja įvedus papildomą įtampos šaltinį \mathcal{E}_B taip, kaip yra parodyta 2.138 pav. b. Akivaizdu, jog 2.139 pav. parodytos pastovaus signalo kaskadinio stiprintuvo su BB stiprinimo pakopomis išėjimo varža $R_{i\text{š}}$ priklausys nuo paskutinės pakopos tipo: BB atveju $R_{i\text{š}}$ didelė ($R_{i\text{š}} = R_{i\text{š}b}$ (2.271)), o EK atveju- $R_{i\text{š}}$ maža ($R_{i\text{š}} = R_{i\text{š}k}$ (2.274)).

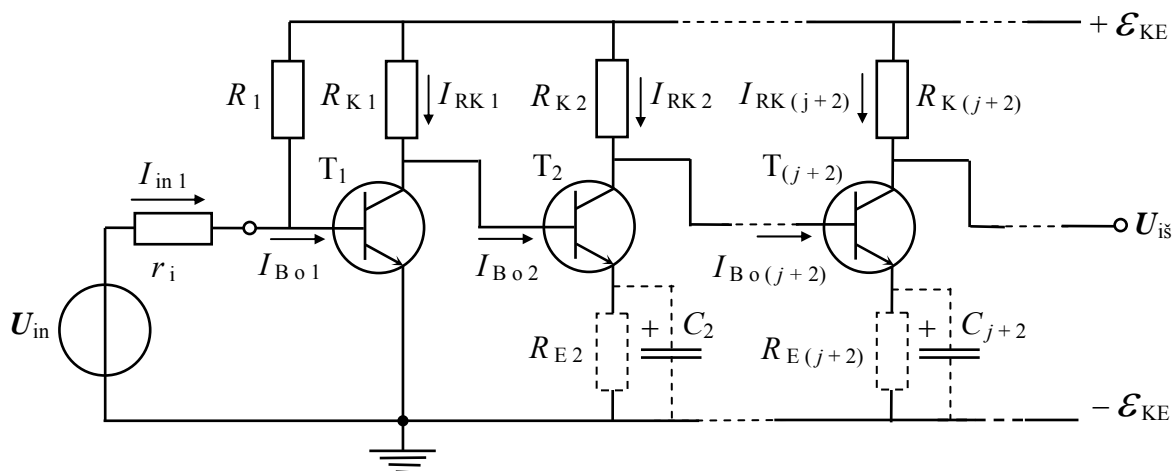
Kintamojo signalo kaskadiniuose stiprintuvuose su talpiniu ryšiu tarp BB stiprinimo pakopų nėra problemos suderinti tranzistorių pradinės (stacionarios) veikos taškų sąlygas stiprinimo pakopose. Tačiau ir šiuo atveju išlieka varžų suderinimo problema, ko pasėkoje tokio kaskadinio stiprintuvo įtampos stiprinimo koeficientas $K_{Nu} \approx K_{ubN}$ - paskutiniosios (N -tosios) BB stiprinimo pakopos įtampos stiprinimo koeficientas. Taigi ir šiuo atveju turime veikianti įrenginį, tačiau neturinčio praktinės vertės ir toks sprendimo būdas nėra taikomas. Akivaizdu, kad ir šiuo atveju galima taikyti BK arba EK stiprinimo pakopas tarp BB stiprinimo pakopų taip, kaip yra parodyta 2.140 pav., kur skiriamieji kondensatoriai C_k^* leidžia kiekvienoje stiprinimo pakopoje nepriklausomai nustatyti jos veikos tašką.



2.140 pav. Kintamojo signalo kaskadinis stiprintuvas su BB stiprinimo pakopomis (T_j), kurių varžų suderinimui yra įterptos EK stiprinimo pakopos (T_{j-1}^*)

Kintamojo signalo kaskadiniame stiprintuve su BB stiprinimo pakopomis galima taikyti transformatorinį ryšį tarp pakopų (2.137 pav. c). Tačiau ir šiuo atveju išlieka varžų suderinimo problema, iš kur seka, jog pirminė transformatoriaus apvija (N_1) turi būti didelės varžos, o antrinė apvija (N_2)- mažos varžos. Tai gali būti pasiekta parenkant apvijų vijų skaičių $N_{1,2}$: pirminės apvijos vijų skaičius $N_1 > N_2$ - antrinės apvijos vijų skaičius. Taigi gauname žeminantį transformatorių, ko pasėkoje yra prarandamas įtampos stiprinimas ir todėl šis sprendimo būdas nėra taikomas.

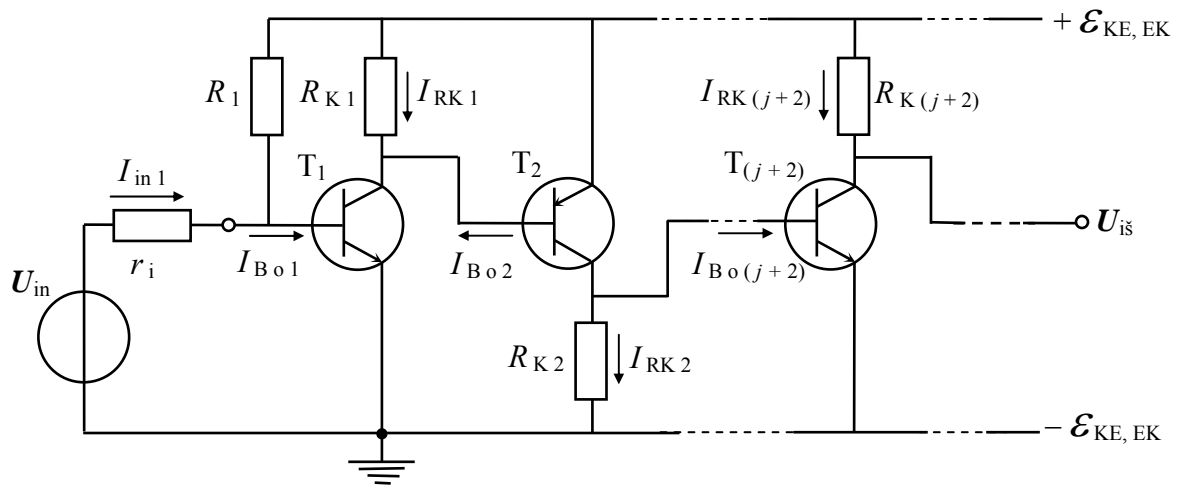
Kaskadiniai stiprintuvai yra sudaromi ir su BE stiprinimo pakopomis (2.69 pav. b, 2.72 pav. b, 2.80 pav. a). Pastovaus signalo kaskadiniuose stiprintuvuose su galvaniniu ryšiu tarp BE stiprinimo pakopų varžų suderinimo problema nėra esminė, nes tokios pakopos įėjimo varža $R_{in\ e} \Rightarrow R_{BE\ e}$ (I d.- (1.149)) yra santykinai didelė. Tokio stiprintuvo schema yra parodyta 2.141 pav., iš kur matome, kad jame nėra suderinta įtampų verčių problema- pastovioji įtampa $U_{BE\ o}$ tarp bazės ir emiterio neturi viršyti 1 V, kai tuo tarpu parodytoje schemoje galioja sąryšis: $U_{BE\ o\ (j+1)} = U_{KE\ o\ j}$. Tai reiškia, jog, norint užtikrinti normalią sekančios pakopos tranzistoriaus veiką, prieš esančios stiprinimo pakopos tranzistoriaus veikos taškas turi būti arti soties taško “s” (2.71 pav. b), nes dažniausiai pastovioji maitinimo įtampa $\mathcal{E}_{KE} \gg 1\ V$.



2.141 pav. Pastovaus signalo kaskadinis stiprintuvus su BE stiprinimo pakopomis (T_j), kuriame nėra suderinta įtampų verčių problema ir šios problemos sprendimo būdas su neigiamo grįžtamojo ryšio rezistoriais $R_{E(j+1)}$

2.141 pav. parodytos schemos įtampų verčių suderinimo problema gali būti sprendžiama BE stiprinimo pakopoje įvedus neigiamą srovės grįžtamąjį ryšį (2.116 pav. a), t. y. pradedant antrąja pakopa ($j \geq 2$) emiterių grandinėse yra įjungiami rezistoriai $R_{E(j+1)}$, kas yra parodyta 2.141 pav. brūkšniuotais rezistoriais. Parenkant šių rezistorių vertes ir tuo pačiu mažinant rezistorių $R_{K(j+1)}$ varžų vertes, nes yra būtina sumažinti kolektorių įtampą, yra nustatoma reikiama įtampa $U_{BE\ o(j+1)} = U_{KE\ o\ j} - U_{RE(j+1)}$, pvz. veikos taške “c” (2.71 pav.). Tačiau šiuo atveju BE stiprinimo pakopos pastoviosios įtampos stiprinimo koeficientas $K_{U\ e}^*$ (2.399) sumažėja ir tai nėra priimtina. Todėl šis būdas pastovaus signalo stiprinimui nėra taikomas. Kintamojo signalo atveju rezistorių $R_{E(j+1)}$ įtaką diferencialiniam įtampos stiprinimo koeficientui $K_{u\ e}^*$ galima panaikinti, įvedant šuntuojančius kondensatorius C_{j+1} taip, kaip yra parodyta 2.141 pav. brūkšniuotais jungimais.

Kitas būdas įtampų verčių suderinimo problemai spręsti pastovaus signalo kaskadiniame stiprintuve su BE stiprinimo pakopomis yra skirtingo laidumo tipo dvipolių tranzistorių panaudojimas taip, kaip yra parodyta 2.142 pav.

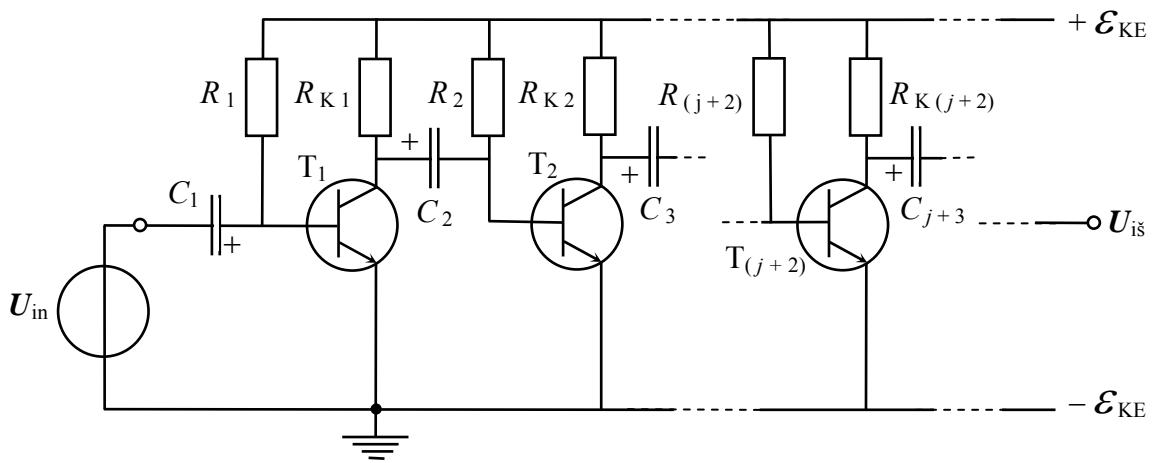


2.142 pav. Pastovaus signalo kaskadinis stiprintuvas su BE stiprinimo pakopomis (T_j), kuriame yra suderinta įtampų verčių problema

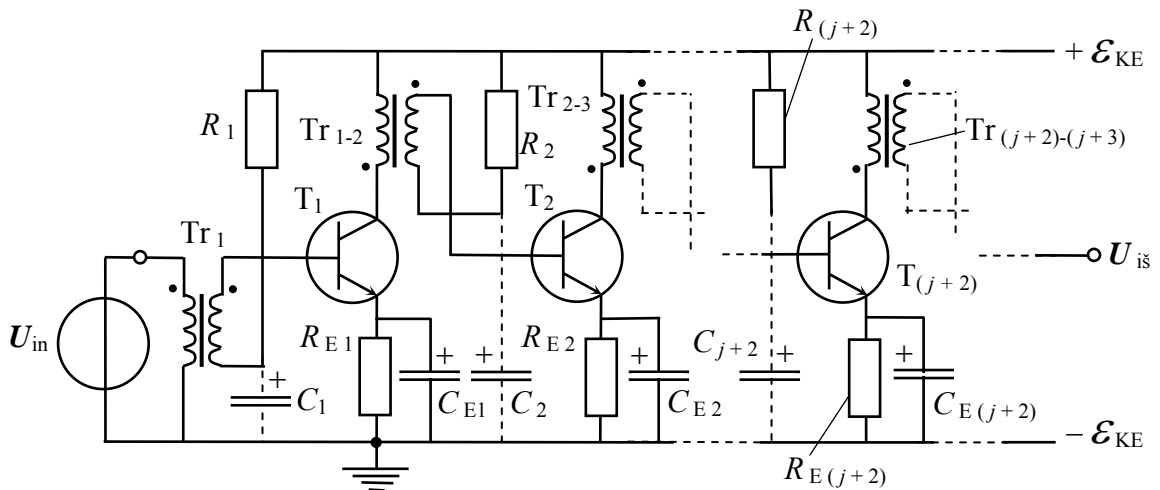
Iš 2.142 pav. matome, jog antroji BE stiprinimo pakopa ($j = 2$) yra padaryta su priešingo laidumo tipo tranzistoriumi T_2 (p-n-p) ir tai leidžia jo bazės-emiterio p-n sandūrą galvaniškai sujungti su pirmosios BE pakopos ($j = 1$) apkrovos rezistoriumi R_{K1} , ko pasėkoje yra lengvai užtikrinama reikiama įtampa $U_{BE02} = U_{RK1}$, pvz. veikos taške “c” (2.71 pav. b). Sekančios trečiosios BE pakopos ($j = 3$) tranzistorius T_3 turi tokį pat laidumo tipą, kaip ir pirmosios BE pakopos ($j = 1$) tranzistorius T_1 (n-p-n) ir t. t. Čia pastebėsime, jog pagrindinis 2.142 pav. parodytos schemos trukumas yra tai, jog šio kaskadinio stiprintuvo aukštasis ribinis dažnis f_{ar} (2.131) yra apspręstas santykinai mažo p-n-p tranzistorių ribinio dažnio f_T , kurį lemia santykinai mažas skylių judrumas μ_p bei atitinkamai mažas skylių difuzijos koeficientas D_p (I d.- (1.240), (1.462)).

Kintamojo signalo kaskadiniuose stiprintuvuose su talpiniu ryšiu tarp BE stiprinimo pakopų nėra problemos suderinti tranzistorių pradinės (stacionarios) veikos taškų sąlygas stiprinimo pakopose bei nėra įtampų verčių suderinimo problemos. Todėl šiuo atveju BE stiprinimo pakopų tranzistoriai gali būti to paties laidumo tipo ir tokio kaskadinio stiprintuvo schema yra parodyta 2.143 pav.

Kintamojo signalo kaskadiniame stiprintuve su BE stiprinimo pakopomis galima taikyti transformatorinį ryšį tarp pakopų (2.137 pav. c). Šiuo atveju nėra varžų suderinimo problemos ir iš čia seka, jog pirminė N_1 ir antrinė N_2 transformatoriaus Tr apvijos, atitinkamai, gali būti vienodos: $N_1 = N_2$. Tokio kaskadinio stiprintuvo schema yra parodyta 2.144 pav. ir iš čia matome, jog pagrindinė tokio stiprintuvo problema yra BE stiprinimo pakopų tranzistoriaus veikos taško schemotechninis sudarymo būdas, nes transformatoriaus Tr apvijų $N_{1,2}$ varža $R_{N1,2}$ pastoviajai srovei yra maža. Nagrinėjamu atveju yra pasirinktas bazės srovę I_{B0j} užduodančių rezistorių R_j grandinės būdas (2.72 pav.). Šiuo atveju



2.143 pav. Kintamojo signalo kaskadinis stiprintuvas su BE stiprinimo pakopomis ir talpiniais ryšiais tarp jų, kuriame nėra įtampų bei varžų suderinimo problemų

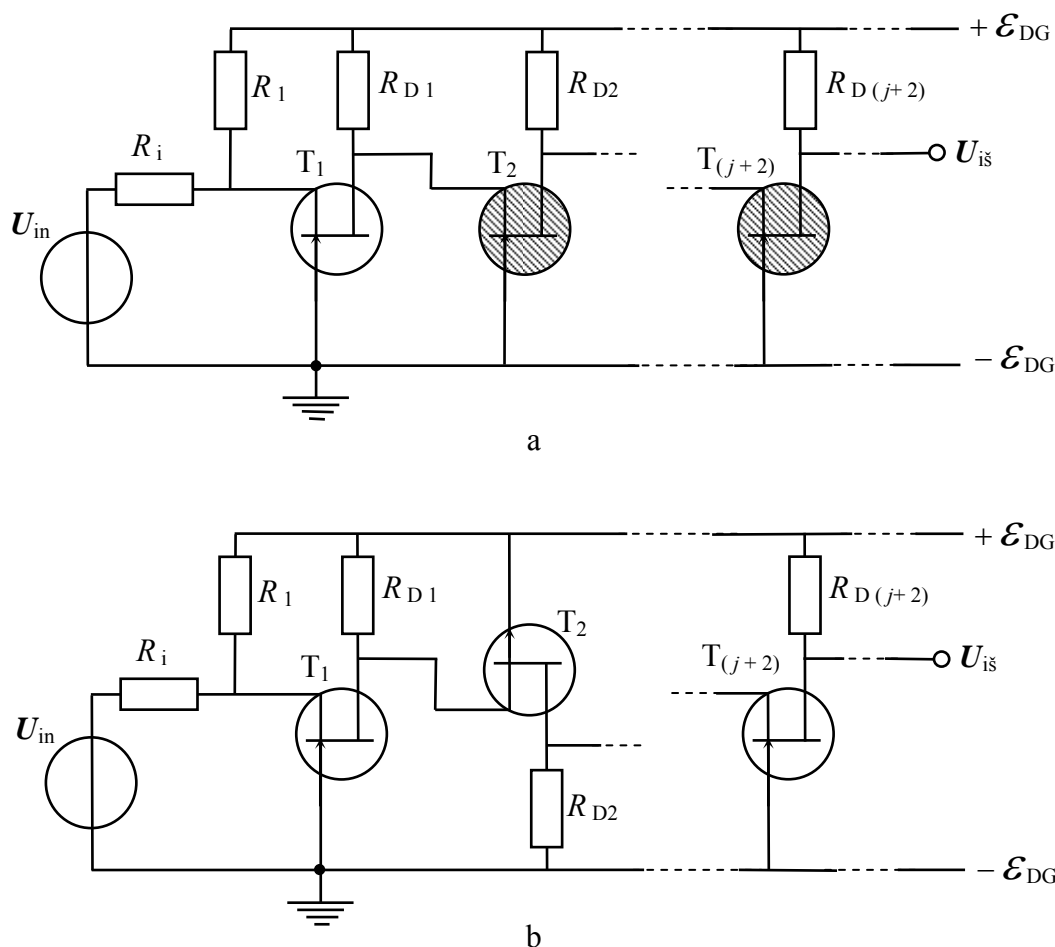


2.143 pav. Kintamojo signalo kaskadinis stiprintuvas su BE stiprinimo pakopomis ir transformatoriniais ryšiais tarp jų

transformatoriaus Tr antrinėje apvijoje N_2 yra indukuojama ev_j , kurios poveikyje yra sukuriamas bazės srovės kintamasis sandas $I_{B \sim j}$, ko pasėkoje turime BE stiprinimo pakopos valdymą kintamosios srovės šaltiniu su vidine varža $R_j + R_{N1,2} \cong R_j$, kai $R_j \gg R_{N1,2}$. Taigi, tai sąlygoja mažesnę BE stiprinimo pakopos aukštąjį ribinį dažnį $f_{ar} \cong f_{\beta}$ (I d.- (1.244) ÷ ÷ (1.248), 1.82 pav.). Šis aukštasis ribinis dažnis f_{ar} gali būti padidintas iki $f_{\alpha} > f_{\beta}$, įjungus pakankamai didelės talpos šuntuojantį kondensatorių $C_j \geq 5 \mu F$ taip, kaip yra parodyta 2.143 pav. brūkšniuotomis linijomis. Šiuo atveju turime BE stiprinimo pakopos valdymą kintamosios įtampos šaltiniu su vidine varža $r_i = R_{N2} + (j \cdot \omega \cdot C_j)^{-1}$, kurios modulis yra daug mažesnis už varžą R_j (R_{N2} - transformatoriaus Tr antrinės apvijos N_2 varža pastoviai srovei). Čia pastebėsime, jog dažniausiai transformatoriaus Tr aukštasis ribinis dažnis $f_{aTr} < f_{\alpha, \beta}$ ir todėl transformatorinis ryšis tarp stiprinimo pakopų yra retai taikomas. Kita vertus

transformatoriaus Tr gabaritai yra pernelyg dideli ir tai papildomai mažina jų taikymą daugiapakopiuose stiprintuvuose.

Kaskadiniai stiprintuvai su lauko tranzistoriais taip pat yra plačiai taikomi elektronikoje. Šiuo atveju esant galvaniniam ryšiui tarp pakopų (2.128 pav.) nėra problemos suderinti tranzistorių pradinės (stacionarios) veikos taškų sąlygas visose stiprinimo pakopose, išskyrus BU stiprinimo pakopą (2.83 pav. a). Tai matyti iš 2.144 pav. a parodytos schemos su BU stiprinimo pakopomis, kuriose panaudotas sandūrinis atidarytojo n-kanalo lauko tranzistorius.



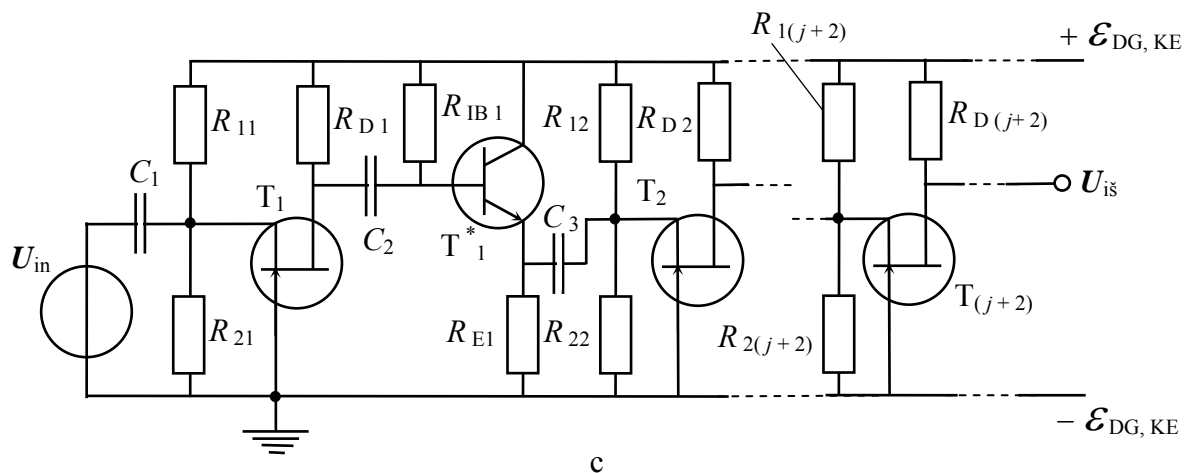
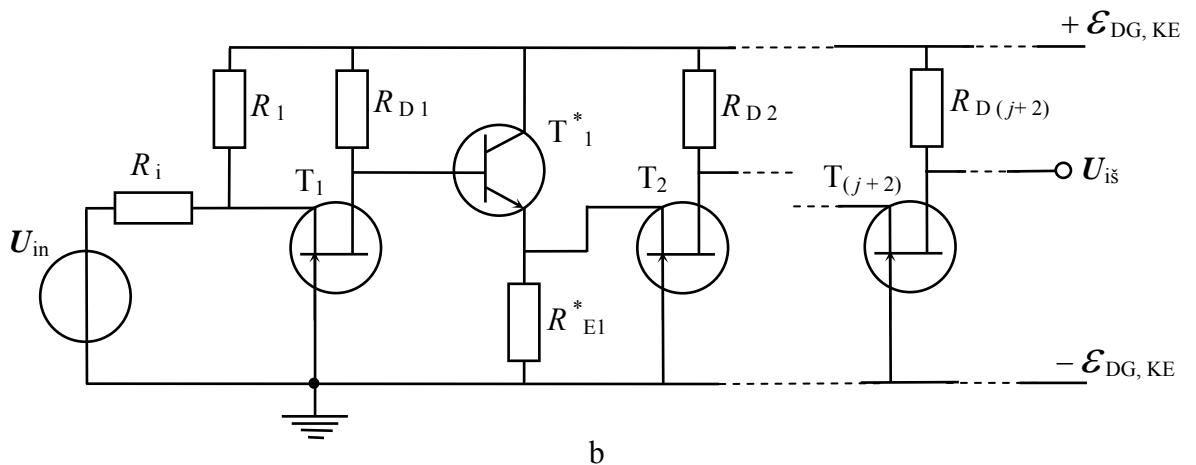
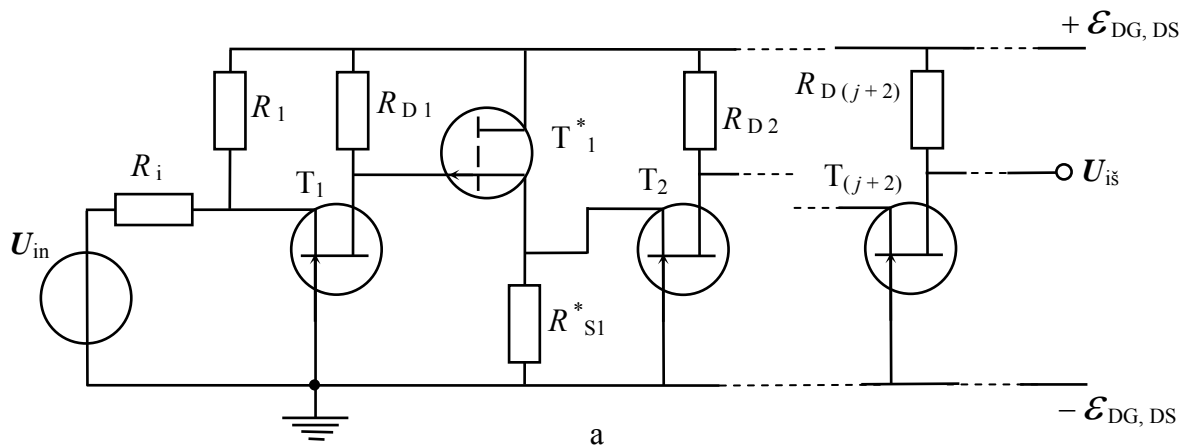
2.144 pav. Pastovaus signalo kaskadinis stiprintuvas su BU stiprinimo pakopomis (T_j): a- kuriame nėra suderinta įtampų verčių problema ir schema neveikia; b- kuriame yra suderinta įtampų verčių problema, bet schema veikia blogai dėl neišspręstos varžų suderinimo problemos

2.144 pav. a parodytoje schemoje, pradedant antrąja stiprinimo pakopa ($j \geq 2$), lauko tranzistoriai yra uždaryti ir schema neveikia. Taip yra todėl, kad normalioje veikoje pirmosios pakopos tranzistoriaus T_1 stacionarus veikos taškas yra nustatytas apkrovos tiesės vidurio taške "c" (2.84 pav.), ko pasėkoje jo santakos įtampa $U_{DG1} \approx \mathcal{E}_{DG} / 2 > U_s$. Šią įtampų suderinimo problemą galima išspręsti taikant skirtingo laidumo atidarytojo kanalo lauko tranzistorius taip, kaip yra parodyta 2.144 pav. b. Tačiau ir šiuo atveju lieka neišspręsta varžų

suderinimo problema, nes pirmosios stiprinimo pakopos (T_1) pastoviosios įtampos stiprinimo koeficiento $K_{U_{g1}}$ vertė didėja, mažinant apkrovos varžą R_{D1} (I d.- (1.271)), o kintamosios įtampos ($\omega > 0$) stiprinimo koeficiento K_{ug1} vertė įgyja maksimumą, kai apkrovos varža R_{D1} yra parenkama pakankamai didelė (I d.- (1.274), 1.91 pav. b). Kita vertus anksčiau parodėme, jog BU stiprinimo pakopos įėjime įjungtos varžos vertė turi didžiausią įtaką neigiamam grįžtamajam ryšiui, ko pasėkoje didėjant šiai varžai, mažėja diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas K_{ug} (2.432). Iš čia seka, jog varžos R_{D1} vertė turi būti įmanomai minimali sekančios stiprinimo pakopos (T_1^*) atžvilgiu, kas papildomai prieštarauja koeficiento K_{ug1} vertės maksimumo reikalavimui. Taigi parodėme, jog BU stiprinimo pakopų taikymas pastovaus signalo kaskadiniame stiprintuve yra komplikuoatas ir todėl nenaudojamas. Čia pastebėsime, jog talpinio ryšio taikymas tarp BU stiprinimo pakopų kintamojo signalo atveju varžų suderinimo problemos taip pat neišsprendžia. Kita vertus, pastovaus signalo kaskadiniame stiprintuve tarp BU stiprinimo pakopų negalime taikyti kitokio jungimo stiprinimo pakopos su sandūriniu atidarytojo kanalo lauko tranzistoriumi, ką buvo galima daryti dvipolių tranzistorių atveju (2.139 pav.), nes šiuo atveju BI, BS ir IK stiprinimo pakopos reikalauja dviejų maitinimo įtampų šaltinių (2.83 pav. b ÷ d). Taigi, šiuo atveju vienas iš sprendimo būdų yra taikymas IK stiprinimo pakopos su sandūriniu uždarytojo kanalo lauko tranzistoriumi T_j^* taip, kaip yra parodyta 2.145 pav. a. Čia normalios veikos užtikrinimo sąlyga yra: $U_{DGj} - U_{RSj}^* = U_{GSj}^* < 0$, t.y. sandūriniai uždarytojo p-kanalo tranzistoriai T_j^* turi būti stacionarioje pradarytoje būsenoje, pvz. jų veikos taškas apkrovos tiesėje yra nustatytas viduryje- taške „c“. Akivaizdu, jog šiuo atveju yra išsprendžiamos įtampų ir varžų suderinimo problemos. Kita vertus akivaizdų, jog šios schemos išėjimo varža $R_{iN} \cong R_{DN}$, kai paskutinioji N pakopa yra BU stiprinimo pakopa, ir $R_{iN} \cong R_{SN}^*$, kai paskutinioji N pakopa yra IK stiprinimo pakopa.

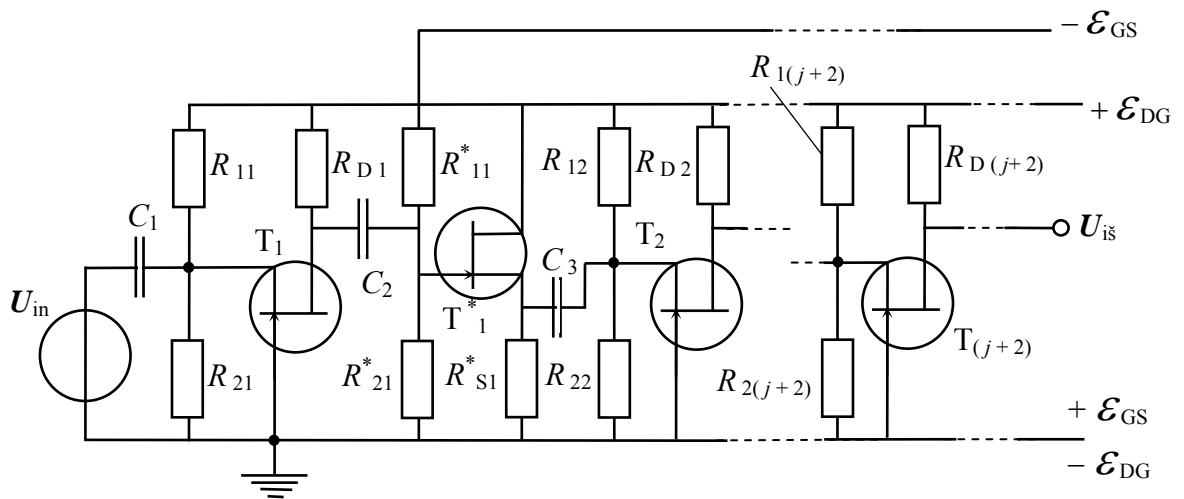
Kitas pastovaus signalo kaskadiniame stiprintuve su BU stiprinimo pakopomis problemų sprendimo būdas yra taikymas EK stiprinimo pakopų su dvipoliais tranzistoriais T_j^* taip, kaip yra parodyta 2.145 pav. b.

Iš 2.145 pav. b matome, jog esant BU stiprinimo pakopoms su sandūriniais n-kanalo lauko tranzistoriais T_j , EK stiprinimo pakopose būtina panaudoti n-p-n laidumo dvipolius tranzistorius T_j^* . Akivaizdu, kad šio kaskadinio stiprintuvo išėjime, t. y. paskutiniaja stiprinimo-perdavimo pakopa, gali būti BU arba EK pakopa ir nuo šio pasirinkimo priklausys išėjimo varžos R_{iN} vertė- santykinai didelė varža (BU) ($R_{iN} > 1 \div 10 \text{ k}\Omega$) arba labai maža varža (EK) ($R_{iN} < 100 \Omega$). Kita vertus EK stiprinimo pakopos įterpimas galioja ir talpinio ryšio atveju kintamojo signalo kaskadiniame stiprintuve su BU stiprinimo pakopomis (2.145 pav. c). Šiuo atveju EK stiprinimo pakopos tranzistoriaus T_j^* stacionarus veikos taškas yra



2.145 pav. Pastovaus signalo (a, b) ir kintamojo signalo (c) kaskadiniai stiprintuvai su BU stiprinimo pakopomis (T_j) ir tarp jų įterptomis IK (a) bei EK (b, c) stiprinimo pakopomis (T_j^*), leidžiančiomis išspręsti įtampų ir varžų suderinimo problemas

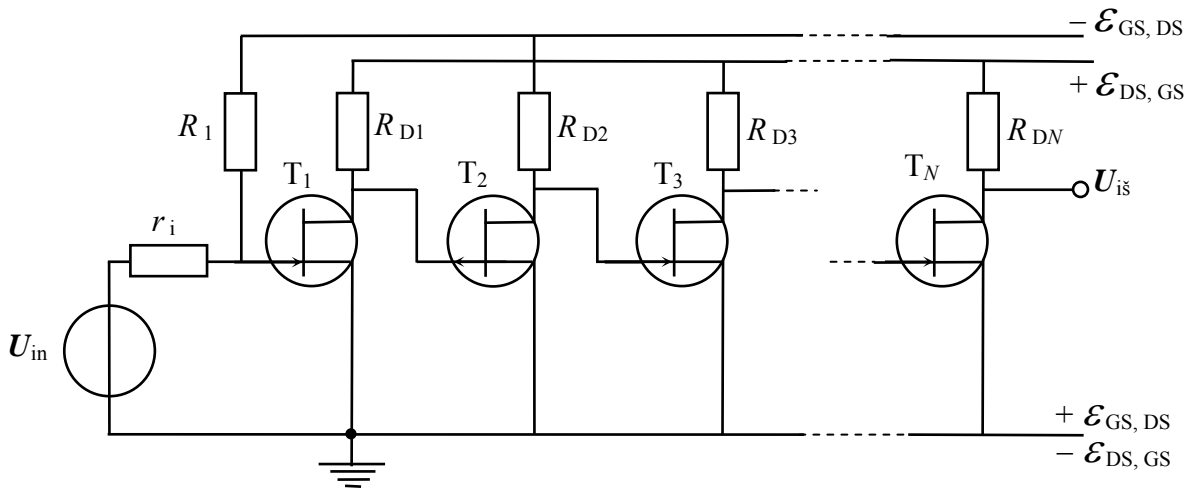
nustatomas parenkant varžos R_{IB_j} vertę. Čia pastebėsime, kad talpinio ryšio atveju kintamojo signalo kaskadiniame stiprintuve su BU stiprinimo pakopomis vietoje EK stiprinimo pakopų galima taikyti ir IK stiprinimo pakopas (2.83 pav. d) taip, kaip yra parodyta 2.146 pav.



2.146 pav. Kintamojo signalo kaskadinis stiprintuvas su BU stiprinimo pakopomis (T_j) ir tarp jų įterptomis IK stiprinimo pakopomis (T_j^*), leidžiančiomis išspręsti įtampų ir varžų suderinimo problemas

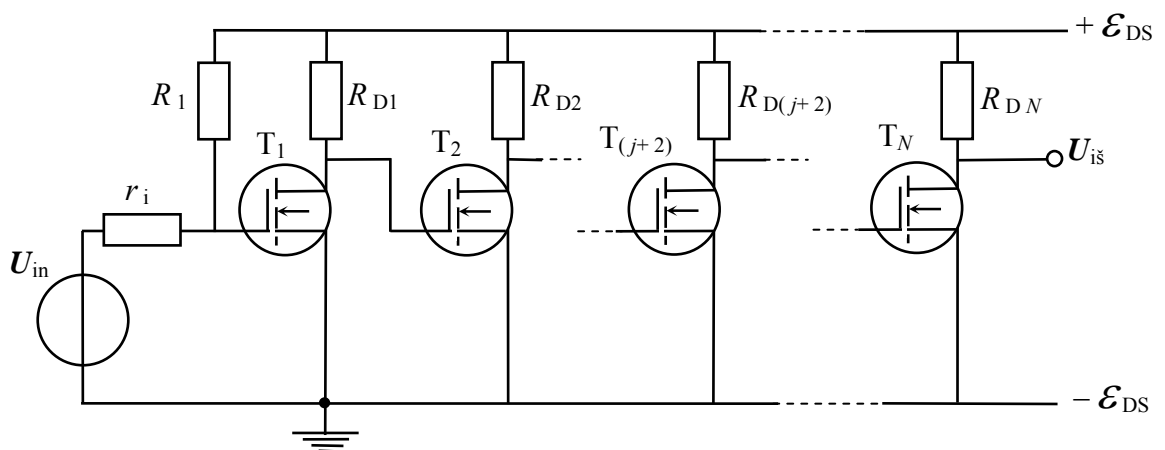
Iš 2.146 pav. matome, jog IK stiprinimo pakopose (T_j^*) yra įjungti to paties tipo sandūriniai lauko tranzistoriai, kurių stacionarūs veikos taškai yra užduodami papildomu pastoviosios įtampos šaltiniu \mathcal{E}_{GS} . Akivaizdu, kad IK stiprinimo pakopose (T_j^*) gali būti įjungti ir kito tipo lauko tranzistoriai, pvz. MDP (MOP). Taikant šiuos tranzistorius 2.145 pav. a, b ir 2.146 pav. parodytose schemose vietoje dvipolių ir sandūrinių lauko tranzistorių T_j^* galima įjungti įterpto p-kanalo (I d.- (1.86 pav.)) arba indukuoto n-kanalo (I d.- (1.99 pav.)) MOP tranzistorius ir šiais atvejais nereikia papildomo pastoviosios įtampos šaltinio \mathcal{E}_{GS} , nes MOP tranzistorių įtampos poliariškumas tarp santakos D ir ištakos S gali būti parenkamas laisvai- $\pm U_{DS}$. Ir apskritai galima teigti, jog MOP tranzistorių taikymas kaskadiniame stiprintuve žymiai palengvina įtampų ir varžų suderinimo problemas.

Kaskadiniai stiprintuvai yra sudaromi ir su BI stiprinimo pakopomis (2.83 pav. b). Pastovaus signalo kaskadiniuose stiprintuvuose su galvaniniu ryšiu tarp BI stiprinimo pakopų varžų suderinimo problema nėra esminė, nes tokios pakopos įėjimo varža $R_{in\ s}$ (2.289) yra santykinai didelė ($R_{in\ s} > 100\ k\Omega$). Tačiau taikant sandūrinius lauko tranzistorius išlieka įtampų suderinimo problema, nes užtūros G ir santakos D įtampos yra priešingo poliaringumo (2.83 pav. b). Šiuo atveju galima taikyti anksčiau aprašytą metodą su dvipoliais tranzistoriais (2.142 pav.) ir šiuo būdu sudaryto pastovaus signalo kaskadinio stiprintuvo su galvaniniu ryšiu tarp BI stiprinimo pakopų, kuriose yra panaudoti atidarytojo kanalo skirtingo laidumo sandūriniai lauko tranzistoriai, schema yra parodyta 2.147 pav.



2.147 pav. Pastovaus signalo kaskadinis stiprintuvas su BI stiprinimo pakopomis, kuriose įtampų poliaringumo problemai spręsti yra panaudoti skirtingo kanalo laidumo sandūriniai lauko tranzistoriai

Iš 2.147 pav. matome, jog stiprinimo pakopose su lyginių sekos numeriu ($j = 2, 4, \dots$) yra įjungti atidarytojo p- kanalo, o pakopose su nelyginiu sekos numeriu ($j = 1, 3, \dots$) - atidarytojo n- kanalo sandūriniai lauko tranzistoriai. Akivaizdu, kad paskutinioji stiprinimo pakopa ($j = N$) gali būti su n- arba p- kanalu sandūrinium lauko tranzistoriumi ir nuo šio pasirinkimo priklausys išėjimo įtampos $U_{i\text{ss}}$ poliaringumas- “+” arba “-”, atitinkamai. Kita vertus, BI stiprinimo pakopose panaudojus MOP tranzistorius, galima išsiversti tik su vienu maitinimo įtampos šaltiniu ir tokio pastovaus signalo kaskadinio stiprintuvo su BI stiprinimo pakopomis ir indukuoto n- kanalo tranzistoriais schema yra parodyta 2.148 pav.

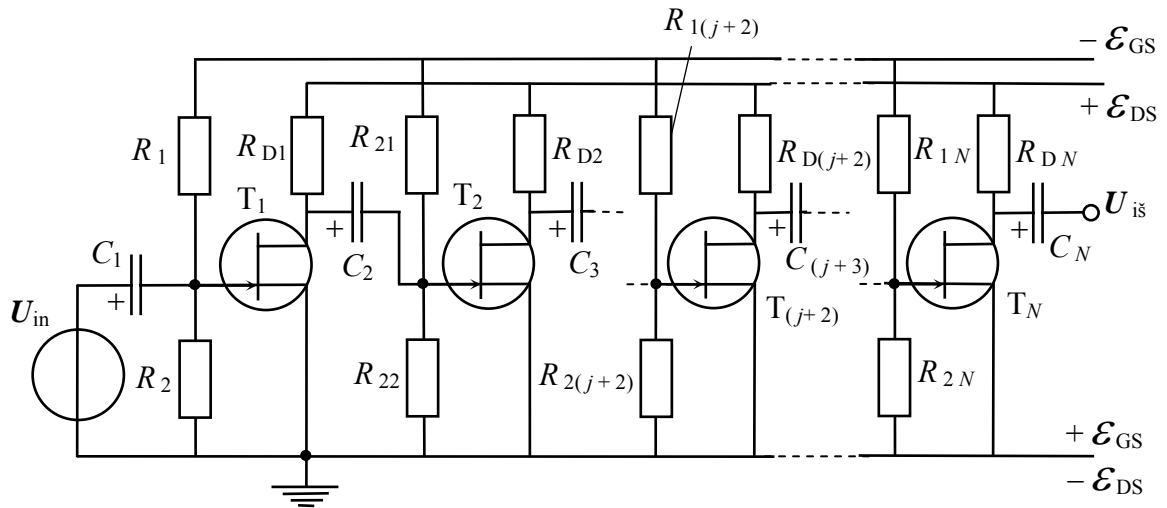


2.148 pav. Pastovaus signalo kaskadinis stiprintuvas su BI stiprinimo pakopomis, kuriose yra panaudoti indukuoto n- kanalo MOP tranzistoriai, leidžiantys išspręsti įtampų ir varžų suderinimo problemas

2.148 pav. parodytoje schemoje vietoje indukuoto n- kanalo MOP tranzistorių galima įjungti įterpto p- kanalo MOP tranzistorius. Akivaizdu, kad šioje schemoje įjungus indukuoto

p- kanalo arba įterpto n- kanalo MOP tranzistorius yra būtina pakeisti maitinimo šaltinio \mathcal{E}_{DS} prijungimo poliaringumą, t. y. sukeisti vietomis “+” ir “-”.

Kintamojo signalo kaskadiniuose stiprintuvuose su talpiniu ryšiu tarp BI stiprinimo pakopų nėra varžų ir įtampų suderinimo problemų ir todėl šiuo atveju BI stiprinimo pakopų tranzistoriai gali būti to paties tipo ir tokio kaskadinio stiprintuvo schema su sandūriniais atidarytaisiais n- kanalo tranzistoriais yra parodyta 2.149 pav.



2.149 pav. Kintamojo signalo kaskadinis stiprintuvas su talpiniu ryšiu tarp BI stiprinimo pakopų, kuriose yra panaudoti sandūriniai atidarytojo n- kanalo lauko tranzistoriai

Akivaizdu, jog 2.149 pav. parodytoje schemoje panaudojus MOP tranzistorius, galima apsieiti tik su vienu maitinimo įtampos \mathcal{E}_{DS} šaltiniu. Čia pastebėsime, jog kaskadiniuose stiprintuvuose kai kada yra tikslinga taikyti kartu MOP ir dvipolius tranzistorius, t. y. sudaryti mišrias stiprinimo pakopas, kurių taikymo vienas iš pavyzdžių buvo aptartas šiame skyrelyje anksčiau (2.145 pav.).

Kaskadinio stiprintuvo fazinė charakteristika $\varphi_{isN}(\omega)$ yra apspręsta jame taikomų stiprinimo pakopų tipo ir naudojamų tranzistorių juose- dvipolių arba (ir) vienpolių, bei nuo tarppakopinio ryšio elementų, o fazės $\varphi_{isN}(\omega)$ vertė yra atskaitoma atžvilgiu poveikio signalo U_{in} arba I_{in} fazės $\varphi_{inN}(\omega)$, kurios vertė gali būti priimta lygi nuliui.

Pastovaus signalo kaskadiniame stiprintuve galima nepaisyti tarppakopinio ryšio elementų- rezistorių įtakos fazės $\varphi_{isN}(\omega)$ vertei. Šiuo atveju BB, BK, EK, BU ir IK stiprinimo pakopų įtaka fazės $\varphi_{isN}(\omega)$ vertei, kai įėjimo (poveikio) signalas yra įtampa U_{in} paduodama iš įtampos šaltinio su vidaus varža $r_i \ll R_{inN}$ - kaskadinio stiprintuvo įėjimo varža, yra išreiškiama taip:

$$\varphi_{i\bar{s}N}(\omega) = \sum_{j=1}^N \varphi_{i\bar{s}j}(\omega) = N \cdot \varphi_{i\bar{s}}(\omega) \leq 0, \quad (2.499)$$

kur: $\varphi_{i\bar{s}j}(\omega) = \varphi_{i\bar{s}}(\omega)$ - atskiros stiprinimo pakopos fazinė charakteristika ir yra priimta visų pakopų elektrinių charakteristikų lygybė, bei galioja sąryšis- $0 \geq \varphi_{i\bar{s}}(\omega)|_{\omega \rightarrow 0} \Rightarrow 0$.

Analogiškai pastovaus signalo kaskadiniame stiprintuve su BE arba (ir) BS stiprinimo pakopomis turime:

$$\varphi_{i\bar{s}N}(\omega) = \sum_{j=1}^N \varphi_{i\bar{s}j}(\omega) = N \cdot \varphi_{i\bar{s}}(\omega) \leq -N \cdot \pi \equiv -N \cdot 180^\circ, \quad (2.500)$$

kur: $\varphi_{i\bar{s}j}(\omega) = \varphi_{i\bar{s}}(\omega)$ - atskiros stiprinimo pakopos fazinė charakteristika ir yra priimta visų pakopų elektrinių charakteristikų lygybė, bei galioja sąryšis- $-\pi \geq \varphi_{i\bar{s}}(\omega)|_{\omega \rightarrow 0} \Rightarrow -\pi$ arba $-180^\circ \geq \varphi_{i\bar{s}}(\omega)|_{\omega \rightarrow 0} \Rightarrow -180^\circ$.

Kai pastovaus signalo kaskadinis stiprintuvas yra sudarytas iš skirtingų stiprinimo pakopų, tai tokiu atveju $\varphi_{i\bar{s}N}(\omega)$ vertė yra algebrinė išraiškų (2.499) ir (2.500) atitinkamų narių, pvz. N_1 ir N_2 , suma:

$$\varphi_{i\bar{s}N_{1,2}}(\omega) = \underbrace{\sum_{j=1}^{N_1} \varphi_{i\bar{s}j}(\omega)}_{\text{BB, BK, EK, BU, IK}} + \underbrace{\sum_{k=1}^{N_2} \varphi_{i\bar{s}k}(\omega)}_{\text{BE, BS}} \leq -N_2 \cdot \pi \equiv -N_2 \cdot 180^\circ. \quad (2.501)$$

Kintamojo signalo kaskadiniame stiprintuve negalima nepaisyti tarppakopinio ryšio elementų- kondensatorių arba (ir) transformatorių įtakos fazės $\varphi_{i\bar{s}N}(\omega)$ vertei. Šiuo atveju BB, BK, EK, BU ir IK stiprinimo pakopų bei tarppakopinių ryšio elementų- kondensatorių įtaka fazės $\varphi_{i\bar{s}N}(\omega)$ vertei, kai įėjimo (poveikio) signalas yra įtampa U_{in} paduodama iš įtampos šaltinio su vidaus varža $r_i \ll R_{inN}$ - kaskadinio stiprintuvo įėjimo varža, yra išreiškiama taip:

$$\varphi_{i\bar{s}N}(\omega) = \sum_{j=1}^N (\varphi_{i\bar{s}j}(\omega) + \varphi_{RC}(\omega)) = N \cdot (\varphi_{i\bar{s}}(\omega) + \varphi_{RC}(\omega)) \leq N \cdot (\pi/2), \quad (2.502)$$

kur: $\varphi_{i\bar{s}j}(\omega) = \varphi_{i\bar{s}}(\omega)$ - atskiros stiprinimo pakopos fazinė charakteristika ir yra priimta visų pakopų elektrinių charakteristikų lygybė, bei galioja sąryšiai- $0 \geq \varphi_{i\bar{s}}(\omega)|_{\omega \rightarrow 0} \Rightarrow 0$ bei $\pi/2 \geq \varphi_{RC}(\omega)|_{\omega \rightarrow 0} \Rightarrow \pi/2$, arba $90^\circ \geq \varphi_{RC}(\omega)|_{\omega \rightarrow 0} \Rightarrow 90^\circ$, t. y. ryšio elementų- skiriamųjų kondensatorių sudarytų vienodų diferencijuojančių RC- grandinių fazinė charakteristika (2.13 pav. a, čia $\varphi_{uR}(\omega) = \varphi_{RC}(\omega)$).

Analogiškai, kintamojo signalo kaskadiniame stiprintuve su BE arba (ir) BS stiprinimo pakopomis bei tarppakopinių ryšio elementais- kondensatoriais, turime tą pačią išraišką (2.502), kurioje $\varphi_{i\dot{s}j}(\omega) = \varphi_{i\dot{s}}(\omega)$ - atskiros stiprinimo pakopos fazinė charakteristika ir yra priimta visų pakopų elektrinių charakteristikų lygybė, bei galioja anksčiau pateiktas sąryšis- $-\pi \geq \varphi_{i\dot{s}}(\omega)|_{\omega \rightarrow 0} \Rightarrow -\pi$ arba $-180^\circ \geq \varphi_{i\dot{s}}(\omega)|_{\omega \rightarrow 0} \Rightarrow -180^\circ$.

Kai kintamojo signalo kaskadinis stiprintuvas yra sudarytas iš skirtingų stiprinimo pakopų bei tarppakopinių ryšio elementų- kondensatorių, tai tokiu atveju $\varphi_{i\dot{s}N}(\omega)$ vertė yra algebrinė išraiškų (2.502) su atitinkamomis $\varphi_{i\dot{s}j,k}(\omega)$ išraiškomis atitinkamų narių, pvz. N_1 ir N_2 , suma:

$$\varphi_{i\dot{s}N_{1,2}}(\omega) = \underbrace{\sum_{j=1}^{N_1} (\varphi_{i\dot{s}j}(\omega) + \varphi_{RC}(\omega))}_{\text{BB, BK, EK, BU, IK}} + \underbrace{\sum_{k=1}^{N_2} (\varphi_{i\dot{s}k}(\omega) + \varphi_{RC}(\omega))}_{\text{BE, BS}} \leq (N_1 + N_2) \cdot (\pi/2). \quad (2.503)$$

Transformatorinio ryšio tarp pakopų atveju (2.137 pav. c) kintamojo signalo kaskadinio stiprintuvo išėjimo įtampos $U_{i\dot{s}}$ fazės $\varphi_{i\dot{s}N}(\omega)$ vertė tiesiogiai priklauso ir nuo transformatoriaus fazinės charakteristikos $\varphi_{i\dot{s}Tr}(\omega)$.

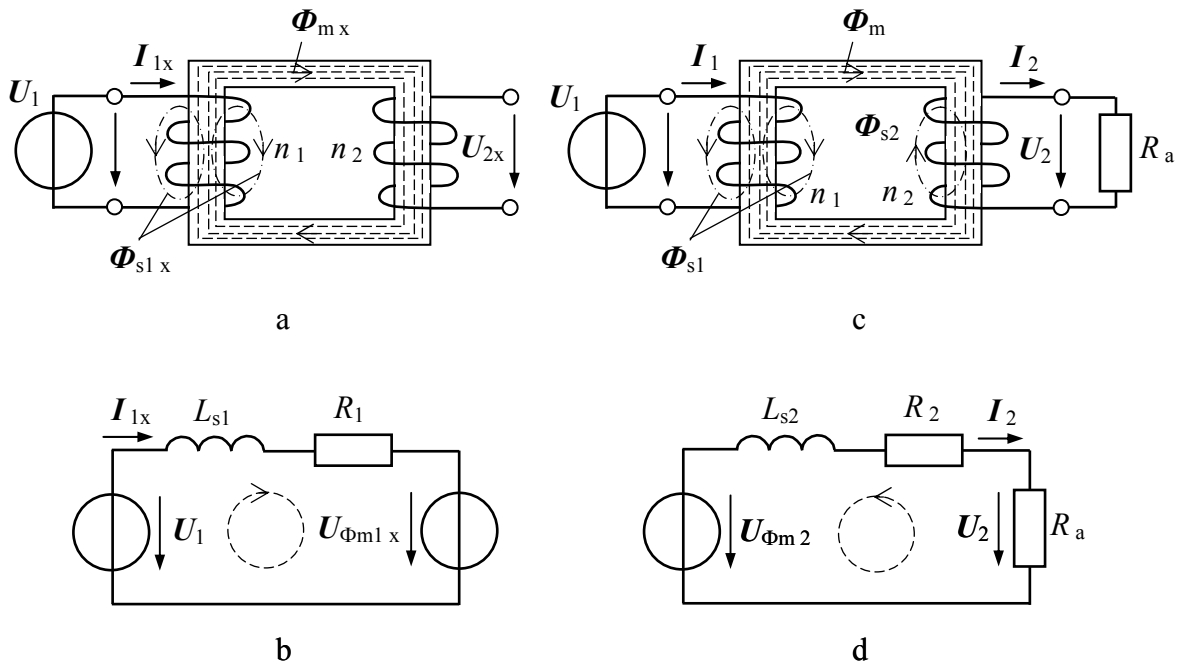
Transformatoriaus fazinė charakteristika $\varphi_{Tr i\dot{s}}(\omega)$ yra apspręsta jo pirminės n_1 ir antrinės n_2 apvijų tarpusavio indukcijos sąveikos bei šių apvijų sąveikos su transformatoriaus šerdimi, kuri atlieka magnetolaidžio vaidmenį. Transformatoriaus pirminės n_1 ir antrinės n_2 apvijų tarpusavio indukcijos sąveika atitinka transformatorinio ryšio rezonansinių RLC -kontūrų elektrinę grandinę, kurios elektrinės savybės buvo išnagrinėtos anksčiau šios mokymo priemonės 1.1.8. skyriuje (92 ÷ 100 p. p.).

Taigi pirmiausiai išnagrinėsime pirminės apvijos n_1 sąveiką su transformatoriaus šerdimi, kai antrosios apvijos n_2 grandinė yra atvira- tuščioji eiga ir todėl srovė $I_2 = 0$, ir ši situacija yra parodyta 2.150 pav. a. Iš čia matome, jog įėjimo įtampos U_1 poveikyje transformatoriaus pirminėje apvijoje n_1 yra žadinama tuščiosios eigos srovė I_{1x} , kuri savo ruožtu sužadina magnetinį lauką H_{1x} (Bio-Savaro-Laplaso dėsnis) ir šio magnetinio lauko stiprio modulis H_{1x0} yra:

$$H_{1x0} \cong n_1 \cdot I_{1x0} / l_{mvid}, \quad (2.504)$$

kur: n_1 - pirminės apvijos vijų skaičius; I_{1x0} - srovės I_{1x} modulis; l_{mvid} - transformatoriaus magnetolaidžio- šerdies kontūro vidutinis ilgis.

Magnetini lauko H_{1x} linijos yra išimtinai šerdyje, nes jos medžiagos, pvz. permalojaus arba ferito santykinė magnetinė skvarba $\mu_m \gg 1$ ir todėl šerdyje magnetinio lauko indukcija B_{m1x} yra:



2.150 pav. Vienfazio transformatoriaus grandinė tuščios veikos atveju (a) ir su apkrova (c) bei pirminės apvijos n_1 ekvivalentinė grandinė (b) ir antrinės apvijos n_2 ekvivalentinė grandinė (d)

$$\mathbf{B}_{m1x} = \mu_0 \cdot \mu_m \cdot \mathbf{H}_{1x}, \quad (2.505)$$

kur: $\mu_m = \mathbf{B}_m / \mathbf{B}_{vak} = \mu_m' + j \cdot \mu_m'' = \mu_{m0} \cdot e^{-j\varphi_\mu} = \mu_{m0} \cdot e^{-j\omega \cdot t}$ - transformatoriaus šerdies medžiagos santykinė magnetinė skvarba, kuri bendru atveju yra kompleksinis dydis ir parodo kiek kartų skiriasi \mathbf{B}_m vertė medžiagoje su verte \mathbf{B}_{vak} vakuume, kai žadinanti srovė yra ta pati (čia: μ_m' ir μ_m'' - realusis ir menamasis sandai, atitinkamai; $\varphi_\mu = \omega \cdot t = \arctg(\mu_m'' / \mu_m')$ - vektoriaus μ_m fazė; ω - poveikio harmoninės įtampos $U_1 = U_{10} \cdot e^{j\omega \cdot t}$ ciklinis dažnis); μ_0 - vakuumo magnetinė konstanta tarptautinėje SI matavimų sistemoje.

Taigi tuščios eigos magnetinio lauko \mathbf{H}_{1x} srautas Φ_{m1x} , kertantis transformatoriaus šerdies skerspjūvio plotą S_m yra:

$$\Phi_{m1x} = \mathbf{B}_{m1x} \cdot S_m, \quad (2.506)$$

kur yra priimta: $S_m = \text{const}$ ir vektorius \mathbf{B}_{m1x} yra statmenas šiam plotui.

Akivaizdu, jog dalis magnetinio lauko \mathbf{H}_{1x} linijų nėra transformatoriaus šerdyje-magnetolaidyje ir todėl sukuria apeidamas šerdį per orą nepageidautiną sklaidos magnetinį srautą Φ_{s1x} , parodyta 2.150 pav. a brūkšniuotomis-taškinėmis uždromis kreivėmis, kurio modulio Φ_{s1x0} vertė yra išreiškiama taip:

$$\Phi_{s1x0} = I_{1x0} \cdot L_{s1} / n_1, \quad (2.507)$$

kur: L_{s1} - pirminės apvijos n_1 magnetinio srauto sklaidos induktyvumas.

Tuščios eigos magnetiniai srautai $\Phi_{m\ x}$ ir Φ_{s1x} kerta pirminės apvijos n_1 kontūrą ir šioje apvijoje sužadina atitinkamas momentines evj vertes:

$$u_{\Phi_{m1x}} = -n_1 \cdot (d\Phi_{m\ x}/dt), \quad u_{L_{s1x}} = L_{s1} \cdot (di_{1x}/dt), \quad (2.508)$$

ir atitinkamai, tekanti srovė I_{1x} pirminės apvijos n_1 vijų varžoje R_1 sužadina momentinę įtampą u_{R1x} bei įtampą U_{R1x} :

$$u_{R1x} = i_{1x} \cdot R_1, \quad U_{R1x} = I_{1x} \cdot R_1. \quad (2.509)$$

Taigi, pirminės transformatoriaus apvijos n_1 tuščios eigos ekvivalentinė grandinė tiesinės veikos atveju yra parodyta 2.150 pav. b ir iš antrosios Kirchhofo taisyklės (2.13) seka:

$$u_1 = L_{s1} \cdot (di_{1x}/dt) + i_{1x} \cdot R_1 + n_1 \cdot (d\Phi_{m\ x}/dt), \quad (2.510)$$

momentinių įtampų vertėms, ir

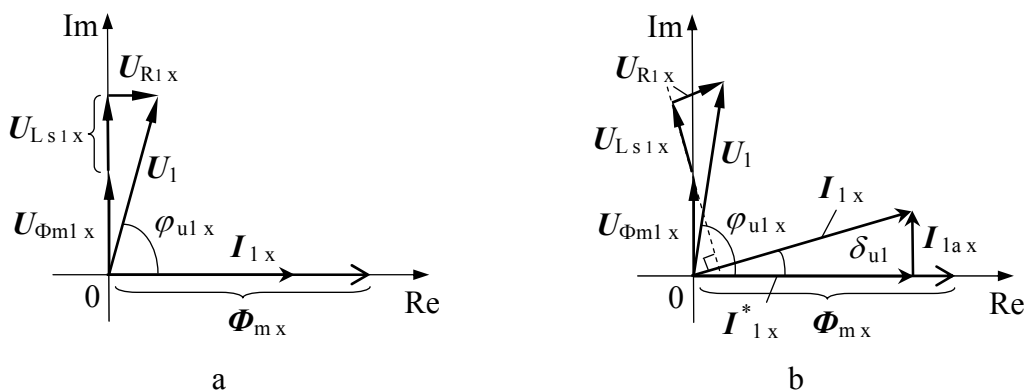
$$U_1 = I_{1x} \cdot (j \cdot \omega \cdot L_{s1}) + I_{1x} \cdot R_1 + n_1 \cdot (d\Phi_{m\ x}/dt), \quad (2.511)$$

kompleksinis pavidalas, kai poveikio įtampa $U_1 = U_{10} \cdot e^{j\omega t}$ - harmoninis signalas.

Harmoninio poveikio signalo U_1 atveju transformatoriaus tiesinėje veikoje paskutinieji išraiškų (2.510) ir (2.511) nariai yra išreiškiami taip:

$$\left. \begin{aligned} n_1 \cdot (d\Phi_{m\ x}/dt) &= n_1 \cdot [d(\Phi_{m\ x0} \cdot \sin(\omega \cdot t))/dt] = \omega \cdot n_1 \cdot \Phi_{m\ x0} \cdot \cos(\omega \cdot t), \\ n_1 \cdot (d\Phi_{m\ x}/dt) &= n_1 \cdot [d(\Phi_{m\ x0} \cdot e^{j\omega t})/dt] = j \cdot \omega \cdot n_1 \cdot \Phi_{m\ x}. \end{aligned} \right\} (2.512)$$

Iš išraiškos (2.511) seka transformatoriaus tuščios eigos pirminės apvijos n_1 vektorinė diagrama, kuri yra parodyta 2.151 pav. a, kai $\text{Im } \mu_m = 0$, o kai $\text{Im } \mu_m = \mu_m'' \neq 0$ - pozicijoje b.



2.151 pav. Vienfazio transformatoriaus tuščios veikos atveju pirminės apvijos n_1 (2.150 pav. a) ekvivalentinės grandinės (2.150 pav. b) vektorinė diagrama: a- kai $\text{Im } \mu_m = 0$ ir b- kai $\text{Im } \mu_m = \mu_m'' \neq 0$

Iš 2.151 pav. matome, jog pirmiausiai kompleksinės plokštumos $\{ \text{Re}, \text{Im} \}$ realioje ašyje $\{ \text{Re} \}$ yra atidedamas vektorius $\Phi_{m x}$ ir tai reiškia, jog priimame jo fazę $\varphi_{\Phi_{m x}} = 0$. Kita svarbi prielaida yra ta, jog magnetinį lauką $H_{1 x}$, o tuo pačiu ir $\Phi_{m x}$ žadinanti srovė $I_{1 x}$ savo faze $\varphi_{I_{1 x}}$ sutampa su faze $\varphi_{\Phi_{m x}}$ ($\varphi_{I_{1 x}} = \varphi_{\Phi_{m x}}$) ir todėl taip pat yra atidedama realioje ašyje $\{ \text{Re} \}$ (2.151 pav. a). Šiuo atveju matome, jog kampas $\varphi_{u_{1 x}} < \pi / 2$ ir todėl turime energijos nuostolius pirminėje transformatoriaus apvijoje n_1 , kurių vidutinės galios vertė $P_{1 a \sim}$ yra:

$$P_{1 a \sim} = 0,5 \cdot U_{1 o} \cdot I_{1 x o} \cdot \cos \varphi_{u_{1 x}} = 0,5 \cdot U_{R_{1 x o}} \cdot I_{1 x o} = 0,5 \cdot I_{1 x o}^2 \cdot R_{1}, \quad (2.513)$$

kur: $U_{1 o}$ ir $I_{1 x o}$ - įtampos U_1 ir srovės $I_{1 x}$ moduliai, atitinkamai.

Kitu atveju, kai $\text{Im } \mu_m = \mu_m'' \neq 0$, turime papildomus magnetinius nuostolius transformatoriaus šerdyje ir todėl pirminės apvijos n_1 tuščiosios eigos srovė $I_{1 x}$ yra sudaryta iš dviejų sandų sumos (2.151 pav. b):

$$I_{1 x} = I_{1 x}^* + I_{1 a x} \quad (2.514)$$

kur: $I_{1 x}^*$ - magnetinį lauką $H_{1 x}$, o tuo pačiu ir $\Phi_{m x}$ žadinanti srovė ir $I_{1 a x}$ - aktyvioji srovė savo faze $\varphi_{I_{1 a x}}$ sutampanti su įtampos $U_{1 \Phi_{m x}} = -n_1 \cdot (d \Phi_{m x} / dt)$ (2.511) faze $\varphi_{U_{\Phi_{m x}}} = \varphi_{I_{1 a x}}$.

Kampas $\delta_{u_1} = \arctg (I_{1 a x} / I_{1 x}^*)$ (2.151 pav. b) yra vadinamas pirminės apvijos n_1 magnetinių nuostolių kampu ir jo vertė didina nepageidautiną vidutinę aktyviają galią $P_{1 a \sim}$ suvartojamą pirminėje apvijoje n_1 :

$$P_{1 a \sim} = 0,5 \cdot U_{1 o} \cdot I_{1 x o} \cdot \cos \varphi_1 = 0,5 \cdot U_{1 o} \cdot I_{1 x o} \cdot \cos (\varphi_{u_{1 x}} - \delta_{u_1}), \quad (2.515)$$

kur: $U_{1 o}$ ir $I_{1 x o}$ - įtampos U_1 ir srovės $I_{1 x}$ moduliai, atitinkamai.

Iš 2.151 pav. matome, jog visais nagrinėjamais atvejais įtampos $U_{\Phi_{m x}}$ vektorius yra atidedamas statmenai vektoriui $\Phi_{m x}$, t. y. kampu $\pi / 2$ (arba 90°), nes ši įtampa yra induktyvinės prigimties. Kitų vektorinės sumos (2.511) sandų vektoriai $U_{L_{s 1 x}}$ ir $U_{R_{1 x}}$ yra orientuoti statmenai ir lygiagrečiai srovei $I_{1 x}$, atitinkamai, t. y. taip, kaip to reikalauja induktyvumo L bei aktyviosios varžos R elementai.

Kai transformatoriaus antrinė apvija n_2 veikia tuščiąja eiga (2.150 pav. a), tai šiuo atveju antrinės pavijos n_2 ekvivalentinė grandinė yra *evj* šaltinis. Taigi tiesinės veikos atveju transformatoriaus antrinės apvijos n_2 gnybtuose yra indukuojama tuščiosios eigos įtampa $U_{2 x}$:

$$U_{2 x} = -n_2 \cdot (d \Phi_{m x} / dt) = -j \cdot \omega \cdot n_2 \cdot \Phi_{m x}, \quad (2.516)$$

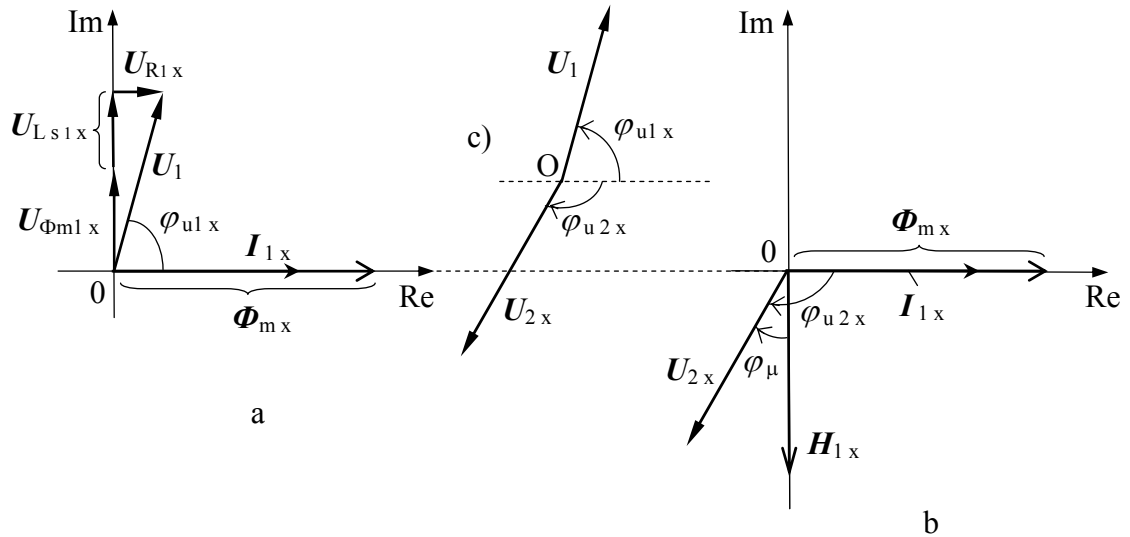
ir iš čia bei (2.505) ir (2.506) turime:

$$U_{2 x} = -n_2 \cdot (d \mathbf{B}_{m 1 x} / dt) \cdot S_m = -\mu_o \cdot n_2 \cdot [d (\mu_m \cdot \mathbf{H}_{1 x}) / dt] \cdot S_m. \quad (2.517)$$

Iš (2.517) seka, jog įtampos U_{2x} fazė φ_{u2x} yra vektorių μ_m ir H_{1x} fazių $-\varphi_\mu$ ir $-\varphi_{H1x}$, atitinkamai, algebrinė suma:

$$\varphi_{u2x} = (-\varphi_\mu) + (-\varphi_{H1x}), \quad (2.518)$$

ir ši situacija yra parodyta 2.152 pav. b .



2.152 pav. Vienfazio transformatoriaus tuščios veikos atveju antrinės apvijos n_2 (2.150 pav. a) vektorinė diagrama (b), kai $\text{Im } \mu_m = \mu_m'' \neq 0$

Iš 2.152 pav. b matome, jog pirmiausiai kompleksinės plokštumos $\{ \text{Re}, \text{Im} \}$ realioje ašyje $\{ \text{Re} \}$ yra atidedamas vektorius Φ_{mx} ir tai reiškia, jog priimame jo fazę $\varphi_{\Phi mx} = 0$. Kita svarbi prielaida yra ta, jog šiuo atveju magnetinį lauką H_{1x} atžvilgiu žadinančios srovės I_{1x} atidedame statmenai- kampu $-\pi/2$ ($\varphi_{H1x} = -90^\circ$), t. y. menamoje ašyje $\{ \text{Im} \}$ (2.152 pav. b), nes išraiškoje (2.516) nusakoma įtampa U_{2x} yra induktyvinės prigimties ir veikia Lenco taisyklė. Akivaizdu, jog įtampos U_{2x} fazė φ_{u2x} turi tenkinti sąlygą: $\varphi_{u2x} \leq \varphi_{u1x}$ - įtampos U_1 fazė, nes priešingu atveju būtų pažeistas pasekmės-priežasties nuoseklumo dėsnis- įtampa U_2 (reakcija) visada atsilieka įtampos U_1 (poveikio) atžvilgiu. Taigi, įtampų U_{2x} ir U_1 tarpusavio fazių palyginimui 2.152 pav. a yra patalpinta pirminės apvijos n_1 vektorinė diagrama iš 2.151 pav. a, ir iš čia matome, jog esant sąlygai: $\text{Im } \mu_m = \mu_m'' = 0$ ir $U_{R1x} \neq 0$, gauname $\varphi_\mu = 0$ ir iš čia seka situacija- $\varphi_{u2x} < \varphi_{u1x}$, iš kurios seka, jog ir šiuo atveju įtampa U_1 užskuba atžvilgiu įtampos U_{2x} .

Įtampos U_{2x} fazė φ_{21x} atžvilgiu poveikio įtampos U_1 iš 2.152 pav. c ir (2.518) yra išreiškiama taip:

$$\varphi_{21x} = -\varphi_{u2x} - \varphi_{u1x} = -\pi/2 - \varphi_\mu - \varphi_{u1x} \leq 0. \quad (2.519)$$

Įtampos U_1 fazė φ_{u1x} , kai $\text{Im } \mu_m = 0$, randame iš 2.151 pav. a arba 2.152 pav. a:

$$\begin{aligned}\varphi_{u1x} &= \pi/2 - \arctg [|U_{R1x}| / (|U_{\Phi m1x}| + |U_{Ls1x}|)] = \\ &= \pi/2 - \arctg [I_{1xo} \cdot R_1 / (\mu_o \cdot \mu_m \cdot n_1^2 \cdot \omega \cdot I_{1xo} \cdot S_m / l_{mvid} + I_{1xo} \cdot \omega \cdot L_{s1})],\end{aligned}\quad (2.520)$$

kur išvedimo metu pasinaudojome išraiškomis (2.504) ÷ (2.509) ir iš gautos išraiškos (2.520) matome, jog $\varphi_{u1x} \Rightarrow 0$, kai $\omega \Rightarrow 0$.

Kitu atveju, kai $\text{Im } \mu_m = \mu_m'' \neq 0$, turime magnetinius nuostolius transformatoriaus šerdyje ir todėl pirminės apvijos n_1 srovė I_{1x} turi papildomą fazės sandą δ_{ul} (2.151 pav. b), ko pasėkoje įtampos U_{2x} delsos kampas φ_{21x} yra išreiškiamas taip:

$$\varphi_{21x} \cong -\pi/2 - \varphi_\mu - \varphi_{u1x} - \delta_{ul} \leq 0. \quad (2.521)$$

Kai transformatoriaus antrinė apvija n_2 yra apkrauta, pvz. aktyviuoju rezistoriumi R_a , tai šiuo atveju srovė $I_2 \neq 0$ ir, analogiškai pirminės apvijos n_1 ekvivalentinei grandinei (2.150 pav. b), turime antrinės apvijos ekvivalentinę grandinę, parodytą 2.150 pav. d. Akivaizdu, jog ir šiuo atveju dalis magnetinio lauko H_1 linijų nėra transformatoriaus šerdyje ir todėl sukuria apeidamas šerdį per orą nepageidautiną sklaidos magnetinį srautą Φ_{s2} , parodyta 2.150 pav. c brūkšniuotomis-taškinėmis uždromis kreivėmis, kurio modulio Φ_{s2o} vertė yra išreiškiama taip:

$$\Phi_{s2o} = I_{2o} \cdot L_{s2} / n_2, \quad (2.522)$$

kur: L_{s2} - antrinės apvijos n_2 magnetinio srauto sklaidos induktyvumas, o I_{2o} - srovės I_2 modulis.

Magnetiniai srautai Φ_m ir Φ_{s2} kerta antrinės apvijos n_2 kontūrą ir šioje apvijoje sužadina atitinkamas momentines *evj* vertes:

$$u_{\Phi m2} = -n_2 \cdot (d\Phi_m/dt), \quad u_{Ls2} = L_{s2} \cdot (di_2/dt), \quad (2.523)$$

ir atitinkamai, tekanti srovė I_2 antrinės apvijos n_2 vijų varžoje R_2 sužadina momentinę įtampą u_{R2} bei įtampą U_{R2} :

$$u_{R2} = i_2 \cdot R_2, \quad U_{R2} = I_2 \cdot R_2. \quad (2.524)$$

Taigi, aktyviaja varža R_a apkrautos antrinės transformatoriaus apvijos n_2 ekvivalentinė grandinė yra parodyta 2.150 pav. d ir iš antrosios Kirchhofo taisyklės (2.13) seka:

$$u_2 = i_2 \cdot R_a = -i_2 \cdot R_2 - L_{s2} \cdot (di_2/dt) + n_2 \cdot (d\Phi_m/dt), \quad (2.525)$$

momentinių įtampų vertėms, ir

$$U_2 = I_2 \cdot R_a = -I_2 \cdot R_2 - I_2 \cdot (j \cdot \omega \cdot L_{s2}) + n_2 \cdot (d\Phi_m/dt), \quad (2.526)$$

kompleksinis pavidalas, kai poveikio įtampa $U_1 = U_{10} \cdot e^{j\omega t}$ - harmoninis signalas, kur įtampų U_{R_2} ir U_{L_2} neigiami ženklai atitinka pasirinktą srovės I_2 kryptį (2.150 pav. d), nes šios srovės atsiradimo priežastis yra indukcijos įtampa $U_{\Phi_{m2}} = -n_2 \cdot (d\Phi_m/dt)$.

Harmoninio poveikio signalo U_1 atveju transformatoriaus tiesinėje veikoje paskutiniai išraiškų (2.525) ir (2.526) nariai yra išreiškiami taip:

$$\left. \begin{aligned} n_2 \cdot (d\Phi_m/dt) &= n_2 \cdot [d(\Phi_{m0} \cdot \sin(\omega \cdot t))/dt] = \omega \cdot n_2 \cdot \Phi_{m0} \cdot \cos(\omega \cdot t), \\ n_2 \cdot (d\Phi_m/dt) &= n_2 \cdot [d(\Phi_{m0} \cdot e^{j\omega t})/dt] = j \cdot \omega \cdot n_2 \cdot \Phi_m. \end{aligned} \right\} (2.527)$$

Norint nubraižyti rezistoriumi R_a apkrauto transformatoriaus antrinės apvijos n_2 vektorinę diagramą, atitinkančią išraišką (2.526), būtina turėti transformatoriaus srovių $I_{1,2}$ vektorinę diagramą, nes, analogiškai surištiesiems RLC - kontūrams, antrinės apvijos n_2 srovė I_2 įtakoja srovę I_1 pirminėje apvijoje n_1 ir atvirkščiai- pirminės apvijos n_1 srovė I_1 įtakoja srovę I_2 antrinėje apvijoje n_2 . Šiuo tikslu, analogiškai antrajam Omo dėsnui pilnos elektrinės grandinės atveju (1 d.- (1.17)), magnetinėje grandinėje, sudarytoje iš magnetolaidžių, vietoje elektrovaros jėgos $\mathcal{E} (evj)$ yra įvedama magnetoelektrovaros jėga $\mathcal{F}_m (mej)$ ir Omo dėsnis pilnai magnetinei grandinei yra užrašomas taip:

$$\Phi_m = \mathcal{F}_m / \mathcal{R}_m, \quad (2.528)$$

kur: $\mathcal{R}_m = l_{m \text{ vid}} / (\mu_0 \cdot \mu_m \cdot S_m)$ - magnetolaidžio varža magnetiniam srautui Φ_m ir todėl dydį \mathcal{R}_m galima vadinti magnetine varža, kuri bendru atveju yra kompleksinis dydis.

Čia pastebėsime, jog įvairių konstrukcijų magnetolaidžių, sudarytų iš nuoseklus bei lygiagretaus montažo, atstojamoji magnetinė varža $\mathcal{R}_{m \text{ ekv}}$ yra randama analogiškai atstojamosios varžos skaičiavimo išraiškoms elektrinėse grandinėse: $1/\mathcal{R}_{m \text{ ekv}} = \sum (1/\mathcal{R}_{m i})$ - lygiagretaus montažo atveju ir $\mathcal{R}_{m \text{ ekv}} = \sum \mathcal{R}_{m i}$ - nuoseklus montažo atveju.

Magnetinėse grandinėse magnetoelektrovaros jėga \mathcal{F}_m yra dažniausiai žadinama srovės I , tekančios ritės L apvijomis $n \geq 1$, kuri savo ruožtu žadina magnetinio lauko stiprį H ir todėl galima parašyti:

$$\mathcal{F}_m = \oint H \cdot dl = \sum_{j=1}^N n_j I_j, \quad (2.529)$$

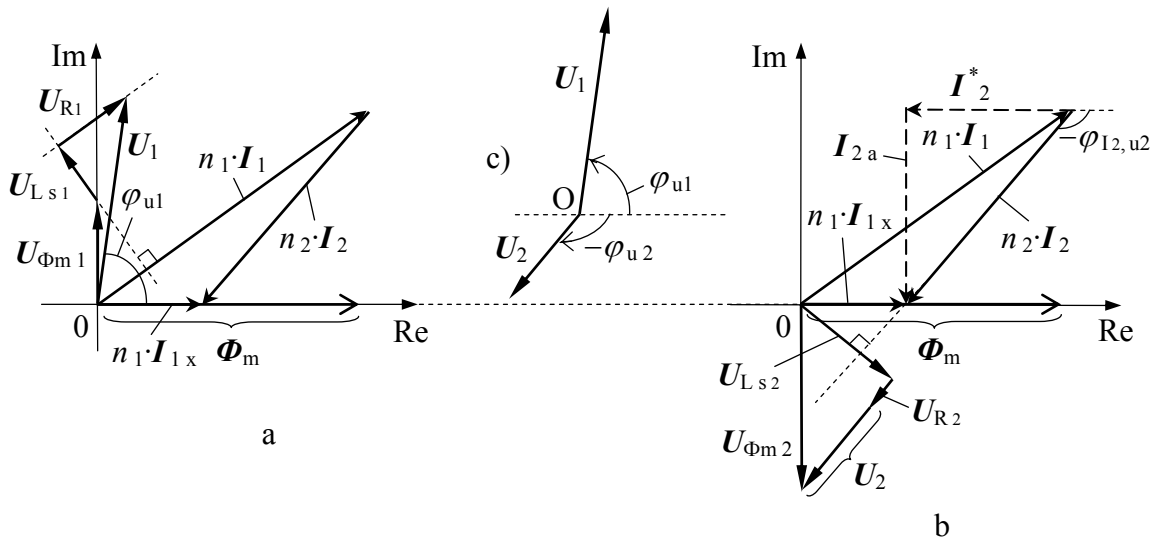
kur: dl - elementarusis ritės L apvijų n ilgio vektorinis elementas, kurio kryptis sutampa su srovės I kryptimi jame.

Vienfazio transformatoriaus atveju iš (2.529) seka lygtis:

$$\mathcal{F}_m = n_1 \cdot I_{1x} = n_1 \cdot I_1 + n_2 \cdot I_2 = \text{const}, \quad (2.530)$$

kur: I_{1x} - transformatoriaus pirminės apvijos n_1 srovė, kai antrinė apvija n_2 veikia tuščiaja eiga (kai $R_a \Rightarrow \infty$, srovė $I_2 \Rightarrow 0$).

Iš (2.530) matome, jog rezistoriumi R_a apkrauto transformatoriaus apvijų $n_{1,2}$ srovės $I_{1,2}$, atitinkamai, su tuščios eigos srove I_{1x} sudaro sumos vektorinį trikampį, kurio kraštinė $\{n_1 \cdot I_{1x}\}$ prie bet kokių apkrovos varžos R_a verčių išlieka pastovios krypties ir modulio. Ši situacija, kai $\text{Im } \mu_m = 0$ ir esant aktyviajai apkrovos varžai $R_a > 0$, pirminės apvijos n_1 vektorinė diagrama yra parodyta 2.153 pav. a, o antrinės apvijos n_2 vektorinė diagrama yra parodyta 2.153 pav. b.



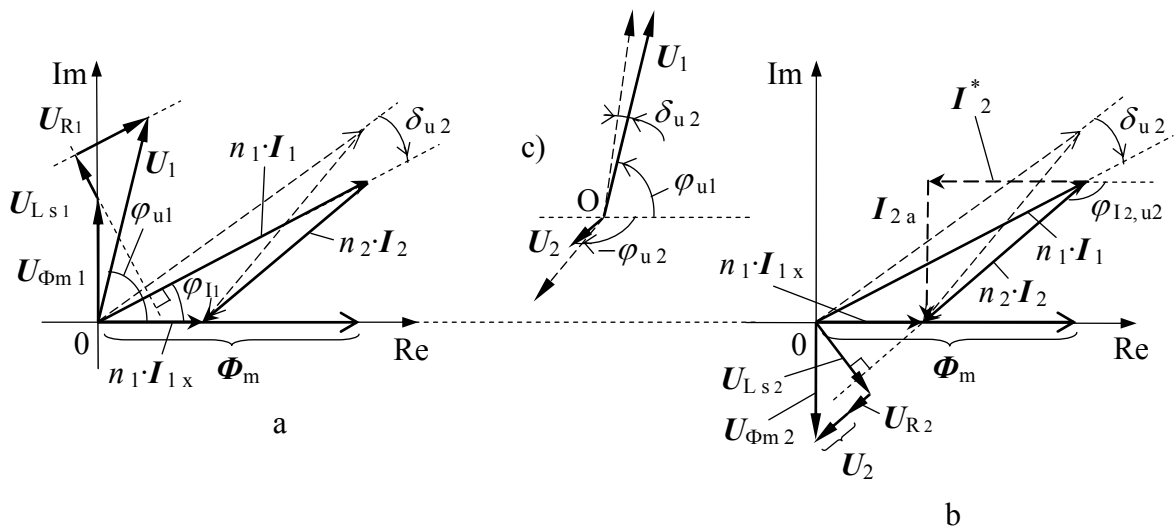
2.153 pav. Vienfazio transformatoriaus tiesinės veikos atveju aktyviaja varža R_a apkrautos antrinės apvijos n_2 (2.150 pav. c) ekvivalentinės grandinės (2.150 pav. d) vektorinė diagrama (b) ir pirminės apvijos n_1 vektorinė diagrama (a), kai $\text{Im } \mu_m = 0$

Iš 2.153 pav. matome, jog ir šiuo atveju pirmiausiai kompleksinės plokštumos $\{ \text{Re}, \text{Im} \}$ realioje ašyje $\{ \text{Re} \}$ yra atidedamas vektorius Φ_m ir tai reiškia, jog priimame jo fazę $\varphi_{\Phi_m} = 0$. Kita svarbi prielaida yra ta, jog magnetinio lauko H_1 , o tuo pačiu ir Φ_m indukuojamų įtampų $U_{\Phi m 1,2} = -n_{1,2} \cdot (d\Phi_m/dt)$ vektoriai yra atidėti statmenai vektoriui Φ_m , t. y. kampų $\pi/2$, nes šios įtampos yra induktyvinės prigimties. Tuo tarpu įtampos $U_{\Phi m 2}$ sąlygota srovė I_2 savo faze φ_{I_2} nebesutampa su faze φ_{Φ_m} ($\varphi_{I_2} \neq \varphi_{\Phi_m}$), nes rezistoriuose R_2 ir R_a atitinkamų įtampų $U_{R 2}$ ir U_2 vektorių kryptys turi sutapti su srovės I_2 kryptimi. Taigi, kai transformatoriaus antrinė apvija n_2 yra apkrauta rezistoriumi R_a ir $\text{Im } \mu_m = 0$, tai šiuo atveju srovė I_2 yra sudaryta iš dviejų sandų sumos (2.153 pav. b):

$$I_2 = I_2^* + I_{2a} \quad (2.531)$$

kur: I_2^* - magnetinio lauko H_1 , o tuo pačiu ir Φ_m žadinama srovė, kurios kryptis yra priešinga vektoriaus Φ_m kryptčiai (Lenco taisyklė) ir I_{2a} - aktyvioji srovė savo faze φ_{12a} sutampanti su įtampos $U_{\Phi m 2} = -n_2 \cdot (d\Phi_m/dt)$ (2.524) faze $\varphi_{U_{\Phi m 2}} = \varphi_{12a}$.

Kitu atveju, kai $\text{Im } \mu_m = \mu_m'' \neq 0$, turime papildomus magnetinius nuostolius transformatoriaus šerdyje ir todėl antrinės apvijos n_2 srovė I_2 ir jos sandai I_2^* ir I_{2a} (2.526) sumažėja proporcingai antrinės apvijos n_2 magnetinių nuostolių kampui δ_{u2} . Akivaizdu, jog to pasėkoje proporcingai sumažėja ir įtampos- $U_{2\Phi m}$, U_{R2} ir U_2 . Kita vertus iš (2.530) seka, jog magnetinių nuostolių kampas δ_{u2} turi įtakos ir pirminės apvijos n_1 vektorinei diagramai. Ši situacija, kai $\text{Im } \mu_m = \mu_m'' \neq 0$ ir esant aktyviajai apkrovos varžai $R_a > 0$, pirminės apvijos n_1 vektorinė diagrama yra parodyta 2.154 pav. a, o antrinės apvijos n_2 vektorinė diagrama yra parodyta 2.154 pav. b.



2.154 pav. Vienfazio transformatoriaus tiesinės veikos atveju aktyviaja varža R_a apkrautos antrinės apvijos n_2 (2.150 pav. c) ekvivalentinės grandinės (2.150 pav. d) vektorinė diagrama (b) ir pirminės apvijos n_1 vektorinė diagrama (a), kai $\text{Im } \mu_m = \mu_m'' \neq 0$

Iš 2.153 pav. ir 2.154 pav. matome, jog esant aktyviajai apkrovai R_a transformatoriaus antrinėje apvijoje n_2 visais atvejais vidutinė aktyvioji galia P_{a2} joje yra:

$$P_{a2} \sim 0,5 \cdot (U_{2o} + U_{R2o}) \cdot I_{2o} \cdot \cos 0^\circ = 0,5 \cdot I_{2o}^2 \cdot (R_a + R_2), \quad (2.532)$$

kur: U_{2o} ir I_{2o} - įtampos U_2 ir srovės I_2 moduliai, atitinkamai.

Kitų vektorinės sumos (2.526) sandų vektoriai U_{LS2} ir U_{R2} yra orientuoti statmenai ir lygiagrečiai srovei I_2 , atitinkamai, t. y. atidėti vektorinėse diagramose 2.153 pav. ir 2.154 pav. taip, kaip to reikalauja induktyvumo L bei aktyviosios varžos R elementai. Taigi, turėdami transformatoriaus abiejų apvijų $n_{1,2}$ vektorines diagramas, esant sąlygoms: $\text{Im } \mu_m = 0$ arba kitu atveju $\text{Im } \mu_m = \mu_m'' \neq 0$, galime surasti antrinės apvijos n_2 išėjimo gnybtuose

indukuotos įtampos U_2 - reakcijos fazę $\varphi_{21} = (\pm\varphi_{u2}) - (\pm\varphi_{u1})$ atžvilgiu poveikio įtampos U_1 pirminėje apvijoje n_1 (2.153 pav. c). Magnetinių nuostolių kampo δ_{u2} vertė yra susijusi su transformatoriaus šerdies μ_m verte ir gali būti išreikšta taip:

$$\delta_{u2} \cong \delta_{u1} \equiv \delta_u \cong \arctg(\mu_m''/\mu_m'). \quad (2.533)$$

kur kampas δ_u yra vadinamas transformatoriaus *magnetinių nuostolių kampu*, kurio vertė yra susijusi su Fuko srovėmis, magnetinių domenų perorientavimo nuostoliais ir t. t.

Iš 2.153 pav. matome, jog įtampos U_2 fazė φ_{21} atžvilgiu poveikio įtampos U_1 , kai $\text{Im } \mu_m = 0$, yra išreiškiama taip:

$$\varphi_{21} = -\varphi_{u2} - \varphi_{u1} = -\varphi_{I2} - \varphi_{u1} = \arctg(|I_{2a}|/|I_2^*|) - \varphi_{u1} \leq 0. \quad (2.534)$$

Kitu atveju, kai $\text{Im } \mu_m = \mu_m'' \neq 0$, iš 2.154 pav. seka, jog įtampos U_2 fazė φ_{21} atžvilgiu poveikio įtampos U_1 yra išreiškiama tokia pat išraiška (2.534), kurioje srovių I_{2a} ir I_2^* vertės yra mažesnės. Kita vertus iš 2.154 pav. matome, jog visais atvejais, kai antrinė apvija n_2 yra apkrauta aktyviuoju rezistoriumi R_a , turime sąlygą: $\varphi_{21} \leq 0$ ir tai reiškia, jog įtampa U_2 atsilieka atžvilgiu įtampos U_1 .

Apibendrinant galima teigti, jog, esant harmoniniam poveikiui $U_1 = U_{10} \cdot e^{j\omega t}$, tiesinėje veikoje vienfazio transformatoriaus pagrindinės lygtys gali būti parašytos taip:

$$\left. \begin{array}{l} \text{magnetiniui srautui šerdyje} - \Phi_{mx0} \approx U_{10}/(\omega \cdot n_1), \\ \text{pirminei apvijai } n_1 - U_1 = j \cdot \omega \cdot n_1 \cdot \Phi_{mx} + I_1 \cdot Z_1, \quad Z_1 = R_1 + j \cdot \omega \cdot L_{1d}, \\ \text{antrinei apvijai } n_2 - U_2 = j \cdot \omega \cdot n_2 \cdot \Phi_{mx} - I_2 \cdot Z_2, \quad Z_2 = R_2 + j \cdot \omega \cdot L_{2d}, \\ \text{abejoms apvijoms } n_{1,2} - I_{1x} = n_1 \cdot I_1 + n_2 \cdot I_2 = \text{const}, \end{array} \right\} \quad (2.535)$$

kur pirmoji lygtis yra parašyta iš (2.511), kai $R_1 \ll \omega \cdot L_{1d}$ ir $I_{1x0} \ll I_{10}$.

Čia pastebėsime, jog transformatorius gali turėti ne vieną n_2 , o daugiau antrinių apvijų- $n_{2(i)}$, kur $i = 1, 2, \dots, N$ - antrinių apvijų skaičius. Šiuo atveju dvejios paskutiniosios sistemos (2.535) lygtys yra užrašomos taip:

$$\left. \begin{array}{l} \text{antrinei } i\text{-tajai apvijai } n_{2(i)} - U_{2(i)} = j \cdot \omega \cdot n_{2(i)} \cdot \Phi_{mx} - I_{2(i)} \cdot Z_{2(i)}, \\ Z_{2(i)} = R_{2(i)} + j \cdot \omega \cdot L_{2d(i)}, \\ \text{visoms apvijoms } n_{1,2(i)} - I_{1x} = n_1 \cdot I_1 + \sum_{i=1}^N n_{2(i)} \cdot I_{2(i)} = \text{const}, \end{array} \right\} \quad (2.536)$$

Transformatoriaus fazinė charakteristika $\varphi_{\text{Tr iš}}(\omega)$ yra apspręsta įtampų $U_{1,2}$ (2.535), atitinkamų fazių $\varphi_{1,2}$ skirtumu φ_{21} (2.534):

$$\varphi_{\text{Tr iš}}(\omega) = (\pm\varphi_{u2}) - (\pm\varphi_{u1}) = \arctg[(\text{Im } U_2)/(\text{Re } U_2)] - \arctg[(\text{Im } U_1)/(\text{Re } U_1)]. \quad (2.537)$$

Iš gautų analizės rezultatų galima teigti, jog transformatoriaus veikos dažnių ω diapazone $\Delta \omega$ fazė $\varphi_{\text{Tr iš}}(\omega) \approx 0^\circ$ arba $-180^\circ (-\pi)$, kur vertė priklauso nuo antrinės apvijos n_2 išvadų poliaringumo atžvilgiu pirminės apvijos n_1 .

Dar vienas svarbus transformatoriaus veikos parametras yra jo *nvk* vertė η , kuri analogiškai (I d.- (1.23)) yra nusakoma taip:

$$\eta = P_{\text{Ra} \sim} / (P_{\text{Ra} \sim} + P_{\text{Tr} \sim}), \quad (2.538)$$

kur: $P_{\text{Ra} \sim}$ - vidutinė galia suvartojama antrinės apvijos n_2 apkrovoje R_a ; $P_{\text{Tr} \sim}$ - vidutinė galia suvartojama pačiame transformatoriuje- jo apvijų $n_{1,2}$ ominiėse varžose $R_{1,2}$, atitinkamai, bei magnetinių nuostolių pavidale- Fuko srovės, magnetinių domenų perorientavimo nuostoliai ir t. t.

Išraiškoje (2.538) dažniausiai $\eta \cong 1$, todėl, norint tiksliau įvertinti η , yra naudojamas kitas transformatoriaus vertės η išraiškos pavidalas:

$$\eta = (P_{U_1 \sim} - P_{\text{Tr} \sim}) / P_{U_1 \sim} = 1 - P_{\text{Tr} \sim} / P_{U_1 \sim}, \quad (2.539)$$

kur: $P_{U_1 \sim}$ - transformatoriaus suvartojama vidutinė galia iš įtampos U_{\sim} tinklo- elektros energijos šaltinio U_1 pirminėje apvijoje n_1 .

Iš 2.154 pav. a matome, jog transformatoriaus suvartojamą vidutinę galią $P_{U_1 \sim}$ iš įtampos U_{\sim} tinklo yra išreiškiamą taip:

$$P_{U_1 \sim} = 0,5 \cdot U_{1o} \cdot I_{1o} \cdot \cos(\varphi_{u1} - \varphi_{I1}) = 0,5 \cdot U_{1o} \cdot I_{1o} \cdot \cos(\varphi_1). \quad (2.540)$$

Nuostolių vidutinė galia $P_{\text{Tr} \sim}$ suvartojama transformatoriaus apvijų $n_{1,2}$ ominiėse varžose $R_{1,2}$, atitinkamai, bei magnetinių nuostolių šerdyje pavidalu yra išreiškiamą taip:

$$P_{\text{Tr} \sim} = 0,5 \cdot (I_{1o}^2 \cdot R_1 + I_{2o}^2 \cdot R_2) + P_{\mu \sim}, \quad (2.541)$$

kur: $P_{\mu \sim}$ - transformatoriaus magnetinių nuostolių vidutinė galia, kurios vertę apytiksliai galima išreikšti per magnetinių nuostolių kampą δ_u (2.533) tokiu būdu:

$$P_{\mu \sim} \cong 0,5 \cdot U_{1o} \cdot I_{1x} \cdot \cos(90^\circ - \delta_u). \quad (2.542)$$

Iš (2.538) ÷ (2.541) gauname:

$$\eta = 1 - [(I_{1o}^2 \cdot R_1 + I_{2o}^2 \cdot R_2) + U_{1o} \cdot I_{1x} \cdot \cos(90^\circ - \delta_u)] / [U_{1o} \cdot I_{1o} \cdot \cos(\varphi_1)]. \quad (2.543)$$

Iš (2.535), kai $Z_{1,2} \Rightarrow 0$, seka vienfazio transformatoriaus transformacijos koeficiento n_{21} išraiška:

$$n_{21} = U_{2o} / U_{1o} = n_2 / n_1, \quad (2.544)$$

kur: esant $n_{21} > 1$ - turime aukštinančios įtampos transformatorių, o kai $n_{21} < 1$ - turime žeminančios įtampos transformatorių.

Analogiškai iš (2.535), kai $I_{1x} \Rightarrow 0$, seka:

$$n_{21} = I_{1o} / I_{2o}, \quad (2.545)$$

kur: esant $n_{21} > 1$ - turime žeminančios srovės transformatorių, o kai $n_{21} < 1$ - turime aukštinančios srovės transformatorių.

Čia pastebėsime, jog dažnai transformatoriaus transformacijos koeficientas n yra išreiškiamas taip: $n = n_{12} = n_1 / n_2 \equiv 1 / n_{21}$. Šiuo atveju: esant $n_{12} < 1$ - turime aukštinančios įtampos arba žeminančios srovės transformatorių, o kai $n_{12} > 1$ - turime žeminančios įtampos arba aukštinančios srovės transformatorių.

Gautos išraiškos (2.544) ir (2.545) taip pat seka iš akivaizdaus fakto, jog idealiu atveju- nesant nuostolių vidutinė galia $P_2 \sim$ transformatoriaus antrinėje apvijoje n_2 yra lygi vidutinei galiai $P_1 \sim$ transformatoriaus pirminėje apvijoje n_1 :

$$P_2 \sim = P_1 \sim, \rightarrow I_{2o} \cdot U_{2o} = I_{1o} \cdot U_{1o}, \rightarrow U_{2o} = n_{21} \cdot U_{1o}, \rightarrow I_{2o} = I_{1o} / n_{21}. \quad (2.546)$$

Kitas svarbus transformatoriaus parametras yra jo įėjimo varža $Z_{Tr\ in}$, kurios vertė priklauso nuo transformacijos koeficiento $n_{21} \equiv 1 / n_{12}$ bei apkrovos varžos R_a antrinės apvijos n_2 grandinėje ir, pasinaudoję anksčiau surištiesiems RLC - kontūrams gauta išraiška (2.240), galime parašyti:

$$\begin{aligned} Z_{Tr\ in} &= R_1 + n_{12}^2 \cdot (R_2 + R_a) + j \cdot (X_1 - n_{12}^2 \cdot X_2) \cong \\ &\cong R_1 + n_{12}^2 \cdot (R_2 + R_a) \cong R_1 + n_{12}^2 \cdot R_a \approx n_{12}^2 \cdot R_a \approx R_a / n_{21}^2, \end{aligned} \quad (2.547)$$

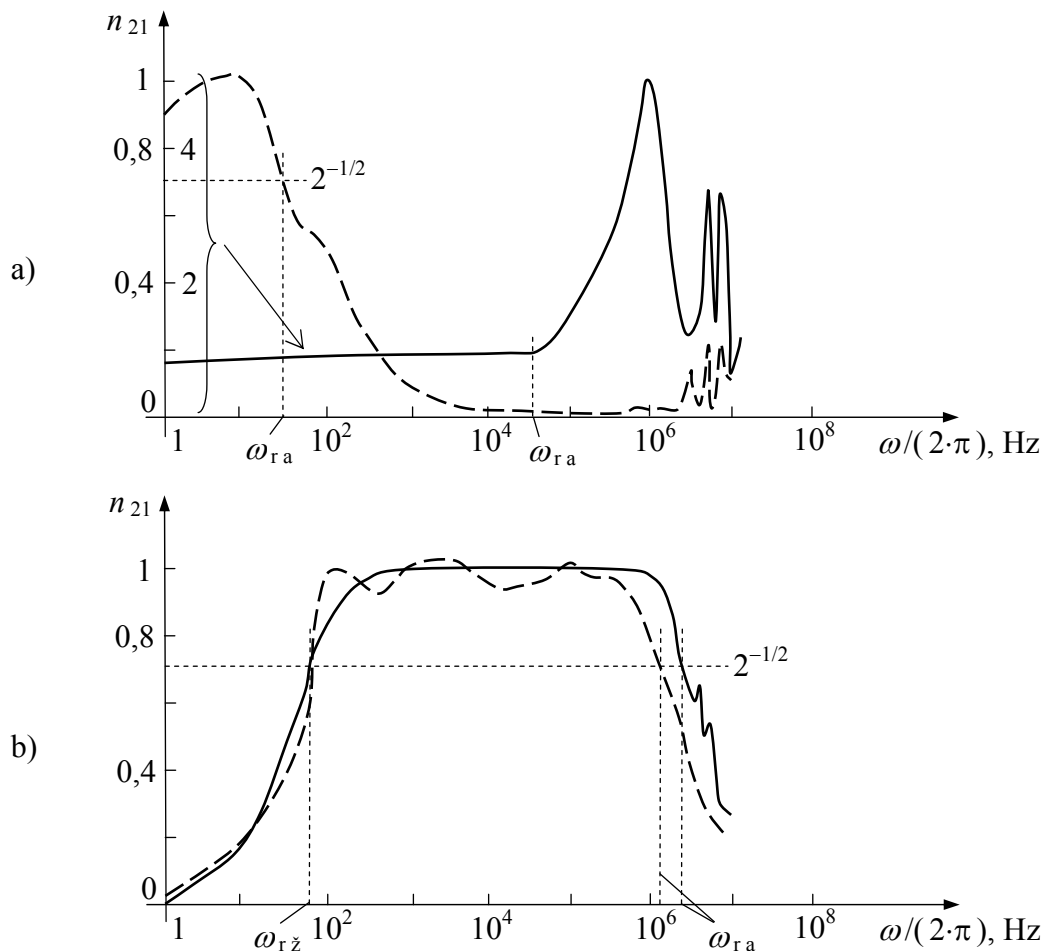
kur apytikslės lygybės yra parašytos transformatoriaus atveju priėmus: $\omega \cdot L_1 - n_{12}^2 \cdot \omega \cdot L_2 \Rightarrow 0$, $C_{1,2} \Rightarrow \infty$ bei $R_1 \cong R_2 \ll R_a$.

Išraiška (2.547) parodo, jog parenkant transformatoriaus transformacijos koeficiento $n_{21} = 1 / n_{12}$ vertę galima suderinti bet kokios apkrovos R_a varžą su poveikio įtampos U_1 šaltinio vidaus varžą $r_i = Z_{Tr\ in} = R_a / n_{21}^2$ ir iš čia turime suderinimo sąlygą:

$$n_{21}^2 = R_a / r_i, \Rightarrow n_{21} = (R_a / r_i)^{1/2}, \Rightarrow n_{12} = (r_i / R_a)^{1/2}, \quad (2.548)$$

kur esant šiai sąlygai transformatoriaus apkrovoje R_a yra gaunama didžiausia galia.

Transformatoriaus dažinė charakteristika $U_{Tr\ is}(\omega)$ yra apspręsta įtampos U_2 antrinėje apvijoje n_2 priklausomybės nuo dažnio ω : $U_{Tr\ is}(\omega) \equiv U_2(\omega)$. Anksčiau išnagrinėtų surišųjų RLC - kontūrų atveju buvo gauta rezonansinio pobūdžio dažninė charakteristika $K_{u\ tr}(\omega)$ (2.244) (2.65 pav.), kuri transformatoriaus atveju nebeturi rezonansinio pobūdžio, nes jo pirminės ir antrinės apvijų $n_{1,2}$ grandinėse nėra jungiami kondensatoriai $C_{1,2}$ (2.64 pav. a)- $C_{1,2} \Rightarrow \infty$ ir todėl kontūrų $\rho = (L/C)^{1/2} \Rightarrow 0$ ir tuo pačiu $Q \Rightarrow 0$ (2.81). Iš (2.544) seka, jog $U_2 = n_{21} \cdot U_1$ ir todėl transformatoriaus dažinė charakteristika $U_{Tr\ is}(\omega)$ yra apspręsta transformacijos koeficiento n_{21} priklausomybės nuo dažnio ω : $U_{Tr\ is}(\omega) \sim n_{21}(\omega)$. Taigi, eksperimentiškai išmatuota vienfazio transformatoriaus tipinė dažninė charakteristika $n_{21}(\omega)$ yra parodyta 2.155 pav., kur pozicijoje a) yra pateiktos kreivės $n_{21}(\omega)$ transformatoriui su toroidine permalojaus šerdimi, o pozicijoje b)- su toroidine ferito šerdimi (čia abiem atvejais, kai apvijų $n_{1,2}$ vijos yra sumontuotos atskirai (2.150 pav. a) priklausomybės $n_{21}(\omega)$ yra parodytos brūkšniuota kreive ir kai apvijų $n_{1,2}$ vijos persikloja- ištisine kreive, kurios n_{21} vertės 2.155 pav. a yra pateiktos dešinėje ašies $\{n_{21}\}$ pusėje.

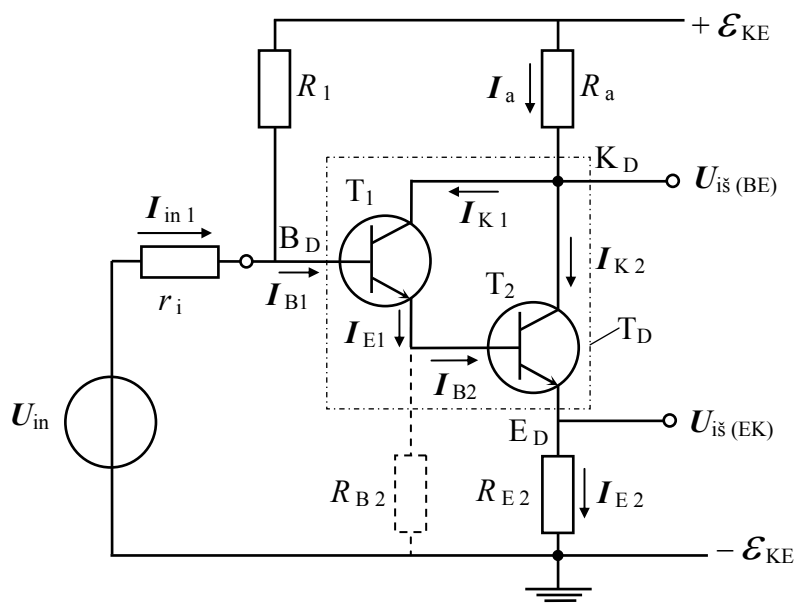


2.155 pav. Eksperimentiškai išmatuota vienfazio transformatoriaus tipinė dažninė charakteristika $n_{21}(\omega)$: a)- transformatoriaus su toroidine permalojaus šerdimi, o b)- su toroidine ferito šerdimi

Iš 2.155 pav. matome, jog transformatoriaus su persiklojančiomis apvijų $n_{1,2}$ vijomis dažninės charakteristikos $n_{21}(\omega)$ parametrai pagerėja- padidėja aukštų dažnių ribinė vertė ω_{ra} ir tuo pačiu padidėja praleidžiamų dažnių diapazonas $\Delta\omega = \omega_{ra} - \omega_{r\dot{z}}$ (ypatingai transformatoriaus su toroidine ar kitokio pavidalo permalojaus šerdimi) bei sumažėja vertės $n_{21}(\omega)$ svyravimai šiame diapazone. Transformatoriaus su feritine šerdimi žemadažnė ribinė vertė $\omega_{r\dot{z}} \geq 100$ Hz, kai tuo tarpu transformatoriaus su permalojaus šerdimi žemadažnė ribinė vertė $\omega_{r\dot{z}} \geq 10$ Hz. Čia pastebėsime, jog apskritai feritiniai transformatoriai yra taikomi aukštų ir labai aukštų dažnių diapazone, nes juose dėl ferito dielektrinių savybių yra realizuojami santykinai maži magnetiniai nuostoliai, sąlygoti Fuko srovių feritiniame magnetolaidyje. Tuo tarpu permalojaus transformatoriai yra taikomi išimtinai žemų dažnių diapazone, nes jų aukštų dažnių ribinė vertė $\omega_{ra} \leq 20$ kHz, kuri yra sąlygota santykinai didelių magnetinių nuostolių permalojaus magnetolaidyje dėl Fuko srovių jame. Kai signalo U_1 dažnis $\omega \geq \omega_{ra}$ - santykinai aukštų dažnių diapazone yra stebimi vertės $n_{21}(\omega)$ rezonansinio pobūdžio svyravimai, kurie yra susyjie su persiklojančių apvijų $n_{1,2}$ tarpusavio parazitinės talpos padidėjimu.

2.1.7. Darlingtono schema (stiprinimo pakopa)

Su dvipoliais tranzistoriais gali būti sudaryta *Darlingtono schema* (stiprinimo pakopa), kurios principinė elektrinė grandinė su vienodais n-p-n tranzistoriais yra parodyta 2.156 pav.



2.156 pav. Darlingtono stiprintuvas (išėjimas- $U_{is(BE)}$) arba įėjimo įtampos U_{in} kartotuvus (išėjimas- $U_{is(EK)}$) su vienodais n-p-n dvipoliais tranzistoriais

2.156 pav. parodytoje grandinėje dvipolių tranzistorių T_1 ir T_2 kolektoriai yra sujungti tarpusavyje, o pirmojo tranzistoriaus T_1 emiteris yra sujungtas su antrojo tranzistoriaus T_2 baze. Toks tranzistorių jungimas atitinka dvejų pakopų kaskodinio stiprintuvo sudarymo būdą, t. y. nuoseklus-lygiagretaus jungimo kaskodinę grandinę (2.134 pav. d). Iš čia seka, jog Darlingtono schemas pagrindiniai elektriniai parametrai gali būti aprašyti anksčiau pateiktomis išraiškomis (2.489). Čia pastebėsime, kad išraiškos (2.489) yra gautos padarius prielaidą, jog kaskodinio stiprintuvo pakopų įėjimuose teka vienoda įėjimo srovė I_{in} . Darlingtono schemas stiprinimo pakopų tranzistorių T_1 ir T_2 bazių srovės I_{B1} ir I_{B2} , atitinkamai, yra skirtingos ir todėl kaskodinio stiprintuvo išraiškų (2.489) taikymo atveju gaunamos gana apytikslės vertės. Iš 2.156 pav. matome, jog antrojo tranzistoriaus T_2 bazės srovė $I_{B2} = I_{E1}$ - pirmojo tranzistoriaus T_1 emiterio srovė ir todėl $|I_{B1}| < |I_{B2}|$. Siekiant gauti Darlingtono schemas pagrindinių elektrinių charakteristikų tikslias vertes galima taikyti metodą, kurio esmė yra tranzistorių T_1 ir T_2 pakeitimas į ekvivalentinį “Darlingtono tranzistorių” T_D (brūkšniuotas-taškinis stačiakampis 2.156 pav.), kuriam taip pat galioja srovių balanso lygtis (I d. - (1.108)):

$$I_{ED} = I_{KD} + I_{BD}, \quad (2.549)$$

kur Darlingtono tranzistoriaus T_D srovės yra išreiškiamos akivaizdžiomis tapatybėmis:

$$I_{ED} = I_{E2}, \quad I_{KD} = I_{K1} + I_{K2}, \quad I_{BD} = I_{B1}. \quad (2.550)$$

Tranzistorių T_1 ir T_2 atitinkamoms srovėms galioja anksčiau gautos tapatybės (I d. - (1.107) ÷ (1.111)):

$$I_{E1} = I_{K1} + I_{B1}, \quad I_{E2} = I_{K2} + I_{B2}, \quad I_{K1} = \beta_1 \cdot I_{B1}, \quad I_{K2} = \beta_2 \cdot I_{B2}. \quad (2.551)$$

Iš (2.549) ÷ (2.551) ir akivaizdžios tapatybės- $I_{B2} = I_{E1}$, gauname Darlingtono tranzistoriaus T_D kolektoriaus srovės I_{KD} išraišką, kurioje yra tik kitos jo išvadų E_D ir B_D srovės I_{ED} ir I_{BD} , atitinkamai, bei tranzistorių T_1 ir T_2 diferencialiniai srovės stiprinimo koeficientai β_1 ir β_2 , atitinkami:

$$\begin{aligned} I_{KD} &= \beta_1 \cdot I_{B1} + \beta_2 \cdot I_{B2} = \beta_1 \cdot I_{BD} + \beta_2 \cdot (I_{E2} - I_{K2}) = \beta_1 \cdot I_{BD} + \beta_2 \cdot [I_{ED} - (I_{KD} - I_{K1})] = \\ &= \beta_1 \cdot I_{BD} + \beta_2 \cdot (I_{KD} + I_{BD} - I_{KD} + \beta_1 \cdot I_{BD}) = (\beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \cdot \beta_2) \cdot I_{BD}. \end{aligned} \quad (2.552)$$

Iš (2.552) seka, jog BE jungimo atveju Darlingtono tranzistoriaus T_D diferencialinis srovės stiprinimo koeficientas β_D yra išreiškiamas taip:

$$\beta_D = \partial I_{KD} / \partial I_{BD} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \cdot \beta_2 \approx \beta_1 \cdot \beta_2, \quad (2.553)$$

o BB jungimo atveju, analogiškai žinomai išraiškai (I d.- (1.111)), Darlingtono tranzistoriaus T_D diferencialinis srovės perdavimo koeficientas α_D yra išreiškiamas taip:

$$\alpha_D = \partial I_{K_D} / \partial I_{E_D} = \beta_D / (\beta_D + 1) \approx \alpha_1 \cdot \alpha_2 / [2 \cdot \alpha_1 \cdot \alpha_2 + 1 - (\alpha_1 + \alpha_2)], \quad (2.554)$$

kur: $\alpha_1 = \beta_1 / (\beta_1 + 1)$ ir $\alpha_2 = \beta_2 / (\beta_2 + 1)$ - tranzistorių T_1 ir T_2 diferencialiniai srovės perdavimo koeficientai BB schemoje, atitinkami.

Iš (2.553) ir (2.554) seka, jog BE schemoje Darlingtono tranzistoriaus T_D srovės stiprinimo koeficientas β_D yra visada didesnis už didžiausią tranzistorių $T_{1,2}$ atitinkamą koeficientą $\beta_{1,2}$, o BB jungimo atveju Darlingtono tranzistoriaus T_D srovės perdavimo koeficientas α_D visada mažesnis už didžiausią tranzistorių $T_{1,2}$ atitinkamą koeficientą $\alpha_{1,2}$. Todėl Darlingtono schema yra sudaroma tik BE arba EK jungimo grandinėms (2.156 pav.).

Analogiškai išraiškoms (I d.- (1.148) (1.155)) randame Darlingtono tranzistoriaus T_D varžinius parametrus BE jungimo schemoje, kai $R_{E_2} = 0$:

iėjimo varža R_{D-BE_e} pastoviai srovei

$$\begin{aligned} R_{D-BE_e} &= U_{BD_{ED}} / I_{BD} = (U_{BE_1} + U_{BE_2}) / I_{BD} = \\ &= U_{BE_1} / I_{B1} + (I_{B2} \cdot R_{BE_{e2}}) / I_{B1} = R_{BE_{e1}} + R_{BE_{e2}} \cdot (I_{E1} / I_{B1}) = \\ &= R_{BE_{e1}} + R_{BE_{e2}} \cdot (\beta_{01} + 1) \cong R_{BE_{e1}} + \beta_{01} \cdot R_{BE_{e2}}; \end{aligned} \quad (2.555)$$

iėjimo diferencialinė varža r_{D-BE_e} kintamajai srovei

$$r_{D-BE_e} = \partial U_{BD_{ED}} / \partial I_{BD} = r_{BE_{e1}} + r_{BE_{e2}} (\beta_1 + 1) \cong r_{BE_{e1}} + \beta_1 \cdot r_{BE_{e2}}; \quad (2.556)$$

išėjimo varža R_{D-KE_e} pastoviai srovei

$$\begin{aligned} R_{D-KE_e} &= U_{KD_{ED}} / I_{KD} = U_{KD_{ED}} / (I_{K1} + I_{K2}) = \\ &= [I_{K1} / (U_{KE_1} + U_{BE_2}) + 1 / R_{KE_{e2}}]^{-1} = \\ &= \{ [R_{KE_{e1}} + U_{BE_2} / (\alpha_{01} \cdot I_{E1})]^{-1} + 1 / R_{KE_{e2}} \}^{-1} = \\ &= \{ [R_{KE_{e1}} + \alpha_{01} \cdot R_{BE_2}]^{-1} + 1 / R_{KE_{e2}} \}^{-1} \approx R_{KE_{e1}} \cdot R_{KE_{e2}} / (R_{KE_{e1}} + R_{KE_{e2}}); \end{aligned} \quad (2.557)$$

išėjimo diferencialinė varža r_{D-KE_e} kintamajai srovei

$$\begin{aligned} r_{D-KE_e} &= \partial U_{KD_{ED}} / \partial I_{KD} = \partial U_{KD_{ED}} / (\partial I_{K1} + \partial I_{K2}) = \\ &= \{ [r_{KE_{e1}} + \alpha_{01} \cdot r_{BE_2}]^{-1} + 1 / r_{KE_{e2}} \}^{-1} \approx r_{KE_{e1}} \cdot r_{KE_{e2}} / (r_{KE_{e1}} + r_{KE_{e2}}). \end{aligned} \quad (2.558)$$

Gautose išraiškose (2.555) ÷ (2.558) atitinkamų varžų $R_{BE_{e1,2}}$, $r_{BE_{e1,2}}$, $R_{KE_{e1,2}}$ ir $r_{KE_{e1,2}}$ išraiškos atitinka anksčiau gautas (I d.- (1.148), (1.152), (1.155)). Čia pastebėsime,

jog anksčiau gautoje diferencialinės varžos r_{BEe} išraiškoje (I d.- (1.148)) kintamasis parametras yra kolektoriaus srovė I_K ir todėl surasime tranzistorių $T_{1,2}$ (2.156 pav.) atitinkamų srovių $I_{K_{1,2}}$ (2.551) santykį:

$$I_{K_2}/I_{K_1} = (\beta_{2o} \cdot I_{B_2})/(\beta_{1o} \cdot I_{B_1}) = (\beta_{2o} \cdot I_{E_1})/(\beta_{1o} \cdot I_{B_1}) = [\beta_{2o} \cdot (\beta_{1o} + 1)]/\beta_{1o} \cong \beta_{2o}, \quad (2.559)$$

kur pasinaudojome gerai žinoma išraiška- $I_E = (\beta_o + 1) \cdot I_B$.

Iš (2.559) seka, jog Darlingtono schemoje antrojo tranzistoriaus T_2 kolektoriaus srovė I_{K_2} visada β_{2o} kartus didesnė už pirmojo tranzistoriaus T_1 kolektoriaus srovę I_{K_1} . Todėl iš čia bei (I d.- (1.148)) rasime varžų $r_{BEe_{1,2}}$ santykį:

$$r_{BEe_2}/r_{BEe_1} = [(\beta_{2o} \cdot \varphi_T)/I_{K_2}]/[(\beta_{1o} \cdot \varphi_T)/I_{K_1}] = 1/(\beta_{1o} + 1) \cong 1/\beta_{1o}, \quad (2.560)$$

ir iš čia bei (2.556) ir (2.559) gauname:

$$\begin{aligned} r_{D-BEe} &= r_{BEe_1} + [r_{BEe_1} \cdot (\beta_{1o} + 1)]/(\beta_{1o} + 1) = 2 \cdot r_{BEe_1} \equiv \\ &\equiv (2 \cdot \beta_{1o} \cdot \varphi_T)/I_{K_1} = (2 \cdot \beta_{1o} \cdot \beta_{2o} \cdot \varphi_T)/I_{K_2} \cong (2 \cdot \beta_{D_o} \cdot \varphi_T)/I_{K_D}. \end{aligned} \quad (2.561)$$

Iš (2.561) seka, jog Darlingtono tranzistoriaus T_D diferencialinė įėjimo varža r_{D-BEe} yra $2 \cdot \beta_o$ kartus didesnė už atskiro tranzistoriaus diferencialinę įėjimo varžą r_{BEe} BE jungimo atveju, ir tai yra vienas iš pagrindinių Darlingtono schemos privalumų. Kita vertus, iš (I d.- (1.152)) seka, jog dvipolio tranzistoriaus diferencialinė išėjimo varža r_{KEe} BE jungimo atveju yra atvirkščiai proporcinga kolektoriaus pastoviajai srovei I_K ir šią priklausomybę su pakankamu tikslumu galima išreikšti taip:

$$r_{KEe} \cong |U_E|/I_K, \quad (2.562)$$

kur: U_E - Erlio įtampa (I d.- (1.153)), o išraiška (2.562) seka iš (I d.- (1.61 pav. b)) ir akivaizdžios tapatybės- $\partial I_K/\partial U_{KE} = I_K/(|U_E| + U_{KE}) = 1/r_{KEe}$ ir iš čia apytikslė r_{KEe} vertė yra gaunama tenkinant dažniausiai galiojančią sąlygą- $|U_E| \gg U_{KE}$.

Iš (2.559) ir (2.562) randame tranzistorių $T_{1,2}$ atitinkamų varžų $r_{KEe_{1,2}}$ santykį:

$$\begin{aligned} r_{KEe_1}/r_{KEe_2} &= (|U_{E_1}|/I_{K_1})/(|U_{E_2}|/I_{K_2}) = [|U_{E_1}| \cdot \beta_{2o} \cdot (\beta_{1o} + 1)] / (|U_{E_2}| \cdot \beta_{1o}) \cong \\ &\cong (|U_{E_1}| \cdot \beta_{2o})/|U_{E_2}| \equiv k_{U_E} \cdot \beta_{2o}, \end{aligned} \quad (2.563)$$

ir iš čia bei (2.558) gauname:

$$\begin{aligned} r_{D-KEe} &\approx (k_{U_E} \cdot \beta_{2o} \cdot r_{KEe_2} \cdot r_{KEe_2}) / (k_{U_E} \cdot \beta_{2o} \cdot r_{KEe_2} + r_{KEe_2}) = \\ &= (k_{U_E} \cdot \beta_{2o} \cdot r_{KEe_2}) / (k_{U_E} \cdot \beta_{2o} + 1) \approx r_{KEe_2}. \end{aligned} \quad (2.564)$$

Iš (2.564) seka, jog Darlingtono tranzistoriaus T_D diferencialinė išėjimo varža r_{D-KE} yra praktiškai tokia pati, kaip antrojo tranzistoriaus T_2 diferencialinė išėjimo varžą r_{KE_2} BE jungimo schemoje, nes dažniausiai $\beta_{2_0} \gg 1$, o tranzistorių $T_{1,2}$ Erlio įtampų $U_{E_{1,2}}$ santykis $k_{U_E} \approx 1$.

Darlingtono tranzistoriaus T_D dažninę $\beta_D(\omega)$ bei fazinę $\varphi_{\beta_D}(\omega)$ charakteristikas BE jungimo schemoje surandame iš (2.553) bei tranzistorių $T_{1,2}$ atitinkamų koeficientų $\beta_{1,2}$ kompleksinių išraiškų (I d.- (1.243), (1.245)):

$$\begin{aligned}\beta_D &\cong \beta_1 \cdot \beta_2 \cong [\beta_1(\omega) \cdot e^{j\varphi_{\beta_1}(\omega)}] \cdot [\beta_2(\omega) \cdot e^{j\varphi_{\beta_2}(\omega)}] = \beta_1(\omega) \cdot \beta_2(\omega) \cdot e^{j[\varphi_{\beta_1}(\omega) + \varphi_{\beta_2}(\omega)]} \cong \\ &\cong \beta_D = \beta_D(\omega) \cdot e^{j\varphi_{\beta_D}(\omega)},\end{aligned}\quad (2.565)$$

kur Darlingtono tranzistoriaus T_D dažninė charakteristika $\beta_D(\omega) = \beta_1(\omega) \cdot \beta_2(\omega)$ yra aproksimuojama analogiškai išraiškai (I d.- (1.245)) taip:

$$\beta_D(\omega) = \beta_{D_0} / [1 + (\omega/\omega_{\beta_D})^2]^{1/2}, \quad (2.566)$$

kur: $\beta_{D_0} = \beta_{1_0} \cdot \beta_{2_0}$; ω_{β_D} - Darlingtono tranzistoriaus T_D bazės “B_D” srovės I_{B_D} stiprinimo ribinis dažnis, kurį surandame iš apibrėžties:

$$\begin{aligned}\beta_D(\omega_{\beta_D}) &= \beta_{D_0} / 2^{1/2} \Rightarrow \beta_1(\omega_{\beta_D}) \cdot \beta_2(\omega_{\beta_D}) = (\beta_{1_0} \cdot \beta_{2_0}) / 2^{1/2} \Rightarrow \\ &\Rightarrow \{ \beta_{1_0} / [1 + (\omega_{\beta_D} / \omega_{\beta_1})^2]^{1/2} \} \cdot \{ \beta_{2_0} / [1 + (\omega_{\beta_D} / \omega_{\beta_2})^2]^{1/2} \} = (\beta_{1_0} \cdot \beta_{2_0}) / 2^{1/2} \Rightarrow \\ &\Rightarrow [1 + (\omega_{\beta_D} / \omega_{\beta_1})^2] \cdot [1 + (\omega_{\beta_D} / \omega_{\beta_2})^2] = 2 \Rightarrow \\ &\Rightarrow (\omega_{\beta_1} \cdot \omega_{\beta_2})^{-2} \cdot \omega_{\beta_D}^4 + (\omega_{\beta_1}^{-2} + \omega_{\beta_2}^{-2}) \cdot \omega_{\beta_D}^2 - 1 = 0\end{aligned}$$

ir iš šios bikvadratinės lygties galutinai randame:

$$\omega_{\beta_D} = \{ \{ [(\omega_{\beta_1}^2 + \omega_{\beta_2}^2)^2 + (2 \cdot \omega_{\beta_1} \cdot \omega_{\beta_2})^2]^{1/2} - (\omega_{\beta_1}^2 + \omega_{\beta_2}^2) \} / 2 \}^{1/2}. \quad (2.567)$$

Iš gautos išraiškos (2.567) matome, kad $\omega_{\beta_D} < \omega_{\beta_{1,2}}$, t. y. mažesnė už mažiausią ω_{β_1} arba ω_{β_2} vertę, nes esant sąlygai: $\omega_{\beta_1} \Rightarrow 0$ arba $\omega_{\beta_2} \Rightarrow 0$, taip pat ir $\omega_{\beta_D} \Rightarrow 0$. Tuo atveju, kai Darlingtono tranzistorius T_D yra sudarytas iš vienodų tranzistorių $T_{1,2}$ ($\omega_{\beta_1} = \omega_{\beta_2} = \omega_{\beta}$), tai iš čia ir (2.567) gauname:

$$\omega_{\beta_D} = \omega_{\beta} \cdot (2^{1/2} - 1)^{1/2} \cong 0,644 \cdot \omega_{\beta}, \quad (2.568)$$

ir ši vertė atitinka dviejų vienodų stiprinimo pakopų kaskadinio stiprintuvo aukštąjį ribinį dažnį (2.466). Čia pastebėsime, jog, analogiškai koeficiento α_0 priklausomybei $\alpha_0(I_K)$ (I d.- 1.73 pav.), dvipolio tranzistoriaus β_0 , o tuo pačiu ir jo dažninė charakteristika $\beta(\omega)$, taip pat gana stipriai priklauso nuo kolektoriaus pastoviosios srovės I_K vertės. Ši priklausomybė yra

ypatingai stipri mažų kolektoriaus srovių diapazone ($I_K < 1 \text{ mA}$) ir todėl pirmasis Darlingtono schemos tranzistorius T_1 turi veikti su maksimaliu ribiniu dažniu $\omega_{\beta 1 \max}$, kai tuo tarpu jo kolektoriaus srovė I_{K1} yra β_{20} kartus mažesnė už antrojo tranzistoriaus T_2 srovę I_{K2} (2.559). Taigi vienas iš šios problemos sprendimo būdų – gauti pakankamai dideles $\omega_{\beta 1 \max}$ vertes prie santykinai mažų tranzistoriaus T_1 srovių $I_{K1} < 1 \text{ mA}$, yra būtina garantuoti pakankamo dydžio srovių tankį pirmojo tranzistoriaus T_1 puslaidininkiniame darinyje. Akivaizdu, jog tai pasiekama mažinant šio tranzistoriaus geometrinius matmenys puslaidininkinio kristalo planarinėje plokštumoje (I d.- (1.113)).

Kita vertus žinome, kad BE schemoje dvipolio tranzistoriaus srovės stiprinimo koeficiento $K_{ie}(\omega)$ ribinis dažnis ω_{Kie} priklauso nuo jo valdymo būdo – srovės (I_{in}) arba įtampos (U_{in}) įėjimo signalo šaltiniu (I d.- (1.244)). Kai įėjimo signalo šaltinis yra srovės I_{in} šaltinis, turime $\omega_{Kie} = \omega_{\beta}$, o kai įėjimo signalo šaltinis yra įtampos U_{in} šaltinis, turime kitą vertę $\omega_{Kie} = \omega_{\alpha}$. Čia pastebėsime, jog valdymo srove atveju tarp ribinių dažnių ω_{α} ir ω_{β} yra tiesioginė sąsaja, kurią surasime iš dvipolio tranzistoriaus koeficientų α ir β kompleksinių išraiškų (I d.- (1.233) ir (1.243)) bei jų sąryšio (I d.- (1.242)):

$$\begin{aligned} \beta &= \alpha / (1 - \alpha) \Rightarrow \beta_0 / [1 + j \cdot (\omega / \omega_{\beta})] = \{ \alpha_0 / [1 + j \cdot (\omega / \omega_{\alpha})] \} / (1 - \alpha) \Rightarrow \\ &\Rightarrow [\alpha_0 / (1 - \alpha_0)] \cdot [1 + j \cdot (\omega / \omega_{\beta})] = \{ \alpha_0 / [1 + j \cdot (\omega / \omega_{\alpha})] \} / (1 - \alpha) \Rightarrow \\ &\Rightarrow (1 - \alpha_0) \cdot [1 + j \cdot (\omega / \omega_{\beta})] = \{ 1 - \alpha_0 / [1 + j \cdot (\omega / \omega_{\alpha})] \} \cdot \{ [1 + j \cdot (\omega / \omega_{\alpha})] \} \Rightarrow \\ &\Rightarrow (1 - \alpha_0) \cdot [1 + j \cdot (\omega / \omega_{\beta})] = 1 + j \cdot (\omega / \omega_{\alpha}) - \alpha_0 \Rightarrow \quad 1 / \omega_{\beta} - \alpha_0 / \omega_{\beta} = 1 / \omega_{\alpha} \end{aligned}$$

ir iš čia randame:

$$\omega_{\beta} = (1 - \alpha_0) \cdot \omega_{\alpha} \text{ arba } \omega_{\alpha} = \omega_{\beta} / (1 - \alpha_0). \quad (2.569)$$

Iš gautų išraiškų (2.569) seka, jog esant sąlygai: $\alpha_0 \Rightarrow 1$, dvipolis tranzistorius BE jungimo schemoje praranda kintamojo signalo stiprinimo savybę, kai jis yra valdomas srove, nes $\omega_{\beta} \Rightarrow 0$, kai $\omega_{\alpha} = \text{const}$. Ši paradoksali situacija yra paaiškinama iš anksčiau gautų išraiškų (I d.- (1.209), (1.214)) ir žinomos tapatybės (I d.- (1.461)), t. y. sąlyga: $\alpha_0 \Rightarrow 1$ gali būti realizuota tik tuo atveju, jei tranzistoriaus bazėje šalutinių krūvininkų difuzijos nuotolis $L_{p, nB} \Rightarrow \infty$, kai $W_B = \text{const}$, o tai įmanoma tik tuo atveju, kai tranzistoriaus bazėje šalutinių krūvininkų gyvavimo trukmė $\tau_{p, nB} = \tau_{efB} \Rightarrow \infty$ (I d.- (1.244)).

Darlingtono schemos antrasis tranzistorius T_2 taip pat turi veikti su maksimaliu ribiniu dažniu $\omega_{\beta 2 \max}$, kurio vertė stipriai priklauso nuo varžos jo bazės grandinėje, t. y. pirmojo tranzistoriaus T_1 varžos $R_{BE e1}$. Darlingtono schemoje tranzistorius T_1 veikia santykinai mažų srovių diapazone ($I_{B1} \ll I_{B2}$, $I_{E1} \ll I_{E2}$) ir todėl jo varža $R_{BE e1}$ yra santykinai didelė

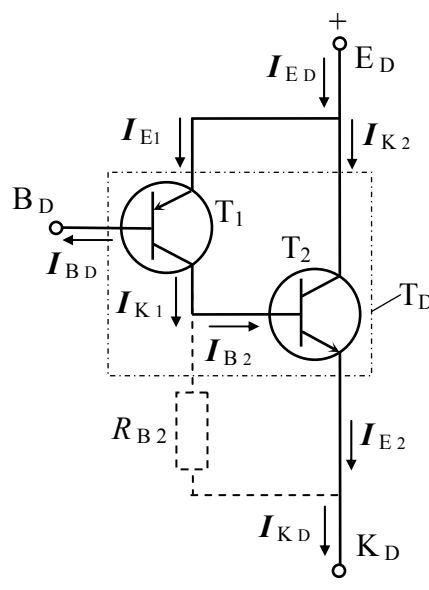
($> 1 \text{ k}\Omega$), ko pasekoje mažėja $\omega_{\beta 2 \text{ max}}$ vertė. Siekiant gauti kuo didesnes $\omega_{\beta 2 \text{ max}}$ vertes, o tuo pačiu ir didžiausią $\omega_{\beta \text{ D}}$ (2.567), Darlingtono stiprintuvo schema yra papildoma šuntuojančiu rezistoriumi $R_{B 2}$ (brūkšniuotos linijos 2.156 pav.). Čia pastebėsime, jog šio rezistoriaus įtaka ypatingai stipri, kai Darlingtono schema yra taikoma impulsinėse grandinėse, nes užsidarius tranzistoriui T_1 , tranzistoriaus T_2 užsidarymo- išjungimo sparta iš esmės priklauso nuo $R_{B 2}$ vertės- šiai varžai mažėjant pereinamųjų procesų sparta didėja ir tranzistoriaus T_2 uždarymo- išjungimo laikas t_f (2.23 pav.) mažėja.

Darlingtono tranzistoriaus T_D fazinė charakteristika $\varphi_{\beta \text{ D}}(\omega)$ BE jungimo schemoje seka iš (2.565):

$$\varphi_{\beta \text{ D}}(\omega) = \varphi_{\beta 1}(\omega) + \varphi_{\beta 2}(\omega), \quad (2.570)$$

kur: $\varphi_{\beta 1}(\omega)$ ir $\varphi_{\beta 2}(\omega)$ - tranzistorių $T_{1, 2}$ atitinkamų koeficientų $\beta_{1, 2}$ fazinės charakteristikos (I d.- (1.243), (1.245)- kur parametras A yra pateiktas po išraišką (1.238)).

Darlingtono tranzistorius T_D gali būti sudarytas ir iš skirtingo laidumo dvipolių tranzistorių, pvz. tranzistorius T_1 - p-n-p laidumo, o tranzistorius T_2 - n-p-n laidumo (2.157 pav.) ir toks junginys yra vadinamas komplementariniu (*jungtiniu*) dariniu.



2.157 pav. Jungtinis (komplementarinis) Darlingtono tranzistorius

Iš 2.157 pav. matome, kad jungtinio Darlingtono tranzistoriaus bazė B_D ir emiteris E_D yra sutapatinami su pirmojo tranzistoriaus T_1 atitinkamais išvadais (kontaktais), o jungtinio Darlingtono tranzistoriaus kolektorius K_D - su antrojo tranzistoriaus T_2 emiteriu. Todėl jungtinio Darlingtono tranzistoriaus funkcinės savybės atitinka pirmojo tranzistoriaus T_1 funkcinės savybes (2.157 pav. parodytu atveju turime p-n-p tranzistoriaus savybes).

Jungtiniam Darlingtono tranzistoriui taip pat galioja srovių balanso lygtis (I d.- (1.108)):

$$I_{ED} = I_{KD} + I_{BD}, \quad (2.571)$$

kur jungtinio Darlingtono tranzistoriaus T_D srovės yra išreiškiamos akivaizdžiomis tapatybėmis:

$$I_{ED} = I_{E1} + I_{K2}, \quad I_{KD} = I_{E2} + I_{RB2}, \quad I_{BD} = I_{B1}. \quad (2.572)$$

Tranzistoriams T_1 ir T_2 galioja šios tapatybės (I d.- (1.107) ÷ (1.111)):

$$I_{E1} = I_{K1} + I_{BD}, \quad I_{E2} = I_{K2} + I_{B2}, \quad I_{K1} = \beta_1 \cdot I_{BD}, \quad I_{K2} = \beta_2 \cdot I_{B2}. \quad (2.573)$$

Iš (2.571) ÷ (2.573) ir akivaizdžios tapatybės- $I_{B2} = I_{K1}$, kai $I_{RB2} = 0$ ($R_{B2} = \infty$), randame srovės I_{KD} išraišką per srovę I_{BD} :

$$I_{KD} = I_{E2} = I_{K2} + I_{K1} = \beta_2 \cdot I_{K1} + I_{K1} = \beta_1 \cdot (\beta_2 + 1) \cdot I_{BD},$$

iš kur seka, jog BE jungimo atveju jungtinio Darlingtono tranzistoriaus T_D diferencialinis srovės stiprinimo koeficientas β_D yra išreiškiamas taip:

$$\beta_D = \partial I_{KD} / \partial I_{BD} = \beta_1 \cdot (\beta_2 + 1) \cong \beta_1 \cdot \beta_2, \quad (2.574)$$

o BB jungimo atveju jungtinio Darlingtono tranzistoriaus T_D diferencialinis srovės perdavimo koeficientas α_D yra išreiškiamas taip:

$$\alpha_D = \partial I_{KD} / \partial I_{ED} = \beta_D / (\beta_D + 1) \cong \alpha_1 \cdot \alpha_2 / [2 \cdot \alpha_1 \cdot \alpha_2 + 1 - (\alpha_1 + \alpha_2)]. \quad (2.575)$$

Analogiškai išraiškoms (2.555) ÷ (2.564) randame jungtinio Darlingtono tranzistoriaus T_D varžinius parametrus BE jungimo schemoje (2.156 pav.), kai $R_{E2} = 0$ ir $R_{B2} = \infty$:

iėjimo varža $R_{D-BE e}$ pastoviai srovei

$$R_{D-BE e} = U_{BD ED} / I_{BD} = U_{BE 1} / I_{BD} = R_{BE e 1}; \quad (2.576)$$

iėjimo diferencialinė varža $r_{D-BE e}$ kintamajai srovei

$$r_{D-BE e} = \partial U_{BD ED} / \partial I_{BD} = r_{BE e 1}; \quad (2.577)$$

išėjimo varža $R_{D-KE e}$ pastoviai srovei

$$R_{D-KE e} = U_{KD ED} / I_{KD} = U_{KD ED} / I_{E2} = (\alpha_2 \cdot U_{KD ED}) / I_{K2} = \alpha_2 \cdot R_{KE e 2}; \quad (2.578)$$

išėjimo diferencialinė varža $r_{D-KE e}$ kintamajai srovei

$$r_{D-KE e} = \partial U_{KD ED} / \partial I_{KD} \sim = \partial U_{KD ED} / \partial I_{E2} \sim = \alpha_2 r_{KE e2}. \quad (2.579)$$

Iš (2.577) seka, kad jungtinio Darlingtono tranzistoriaus T_D diferencialinė įėjimo varža $r_{D-BE e}$ yra tokia pati, kaip ir pirmojo tranzistoriaus T_1 diferencialinę įėjimo varžą $r_{BE e1}$ BE jungimo atveju, ir tai yra Darlingtono schemos su jungtiniu tranzistoriumi vienas iš trukumų. Kita vertus, analogiškai išraiškai (2.562) jungtinio Darlingtono tranzistoriaus diferencialinė išėjimo varža $r_{D-KE e}$ BE jungimo atveju yra atvirkščiai proporcinga emiterio srovei I_{E2} ir šią priklausomybę su pakankamu tikslumu galima užrašyti taip:

$$r_{D-KE e} \cong |U_{E2}| / I_{E2}, \quad (2.580)$$

kur: U_{E2} - tranzistoriaus T_2 Erlio įtampa.

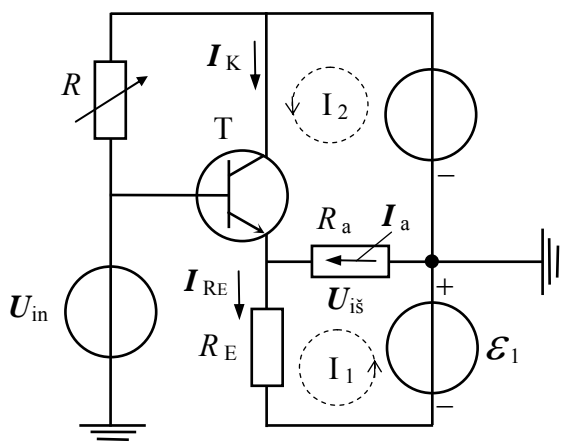
Jungtinio Darlingtono tranzistoriaus T_D dažninę $\beta_D(\omega)$ bei fazinę $\varphi_{\beta D}(\omega)$ charakteristikas BE jungimo schemoje surandame iš (2.574) bei tranzistorių $T_{1,2}$ atitinkamų koeficientų $\beta_{1,2}$ kompleksinių išraiškų (I d.- (1.243), (1.245)) ir iš čia gautos išraiškos atitinka (2.565) ÷ (2.568) bei (2.570) išraiškas. Čia pastebėsime, jog varžos R_{B2} įtaka jungtinio Darlingtono tranzistoriaus (2.157 pav.) dažninėms bei impulsinėms savybėms yra tokia pati, kaip ir anksčiau išnagrinėtoje Darlingtono BE schemoje (2.156 pav.). Labai dažnai integriniu būdu gaminamuose Darlingtono tranzistoriuose abiejų tranzistorių $T_{1,2}$ emiterinės p-n sandūros yra šuntuojamos atitinkamais rezistoriais $R_{B1,2}$, kurių varžos yra parenkamos intervaluose: $R_{B1} \geq 1 \div 5 \text{ k}\Omega$; $R_{B2} \leq 100 \div 500 \Omega$. Darlingtono tranzistoriaus maksimalūs leistini įtampų ir srovių parametrai atitinka antrojo tranzistoriaus T_2 atitinkamus parametrus: $I_{KD \max} \cong I_{K2 \max}$, $U_{KD ED \max} \cong U_{KE2 \max}$, $P_{KD \max} \cong P_{K2 \max}$.

Darlingtono tranzistoriaus triukšmų koeficientas $K_{D \text{ trš (db)}}$ nėra išreiškiamas per jį sudarančių tranzistorių T_1 ir T_2 atitinkamų triukšmų koeficientų $K_{\text{trš } 1 \text{ (db)}}$ ir $K_{\text{trš } 2 \text{ (db)}}$ sumą: $K_{D \text{ trš (db)}} \neq K_{\text{trš } 1 \text{ (db)}} + K_{\text{trš } 2 \text{ (db)}}$. Tam tikru priartėjimu Darlingtono tranzistoriaus triukšmų koeficientas $K_{D \text{ trš (db)}}$ gali būti įvertintas analogiškai anksčiau išnagrinėtam N vienodų pakopų lygiagretaus jungimo kaskodinio stiprintuvo atvejui (2.135 pav.). Taigi Darlingtono tranzistoriaus triukšmų koeficientas $K_{D \text{ trš (db)}}$ stipriai priklauso nuo įėjimo signalo U_{in} šaltinio vidinės varžos R_s ir ši priklausomybė atitinka 2.136 pav. parodytas priklausomybes, kur: $K_{N \text{ trš}} \Rightarrow K_{D \text{ trš}}$, o $K_{\text{trš } j} \Rightarrow K_{\text{trš } 1, 2}$.

Šio skyrelio pabaigoje pastebėsime, jog dėl labai didelio bazės srovės stiprinimo koeficiento β_D (2.553) bei atitinkamai didelės įėjimo diferencialinės varžos $r_{D-BE e}$ vertės (2.556) Darlingtono tranzistorius (2.156 pav.) yra plačiai taikomas įvairiuose elektronikos įrenginiuose, pvz. diferencialinio stiprintuvo schemoje (2.108 pav. a).

2.1.8. Galios stiprintuvai

Galios stiprintuvas- elektroninis įrenginys, kurio pagrindinė paskirtis sukurti kuo didesnę kintamojo (atskiru atveju pastovaus) signalo galią apkrovoje R_a , kurios varža dažniausiai neviršija kelių dešimčių omų. Todėl galios stiprintuvo įtampos stiprinimo koeficiento K_u vertė nėra esminė (dažniausiai $K_u \approx 1$), nes įėjimo signalo U_{in} galios stiprinimas iš esmės yra gaunamas srovės stiprinimo sąskaita- $K_i > 1$. Kitas svarbus galios stiprintuvo skiriamasis požymis yra abiejų poliaringumų išėjimo signalas $U_{iš}$ atžvilgiu nulinės vertės, t. y. esant sąlygai $U_{in} = 0$, pastovioji išėjimo srovė $I_{iš} = 0$. Nesunku pastebėti, jog šiuos reikalavimus tenkina pastovaus signalo stiprintuvai, kurių sudarymo principai yra išnagrinėti šios mokymo priemonės 2.1.2. skyriuje. Akivaizdu, kad esant mažos varžos apkrovai ($R_a < 100 \Omega$) galios stiprintuvo schemą su vienu tranzistoriumi geriausiai atitinka BK (EK) stiprinimo pakopa (2.91 pav. c, d)- dvipolio tranzistoriaus atveju, arba BS (IK) stiprinimo pakopa (2.92 pav. c, d)- vienpolio tranzistoriaus atveju. Taigi 2.158 pav. yra parodyta galios stiprintuvo schema su vienpoliu tranzistoriumi EK jungimo atveju ir su įžeminta apkrovos varža R_a .



2.158 pav. Galios stiprintuvo schema su vienpoliu n-p-n tranzistoriumi EK jungimo atveju ir su įžeminta apkrovos varža R_a

Iš 2.91 pav. d ir 2.158 pav. pateiktų stiprinimo pakopų schemų matome, kad galios stiprintuvo schema su įžeminta apkrovos varža R_a (2.158 pav.), parenkant varžos R vertę (įtampos daliklis $r_i \parallel R$), taip pat yra suderinama taip, jog nesant įėjimo signalui, t. y. $U_{in} = 0$, išėjimo įtampa $U_{iš} \cong 0$.

Kontūrinių srovių metodu (1.1.3. skyrius) išnagrinėsime 2.158 pav. parodytos galios stiprintuvo schemas veiką. Išėjimo apkrovos R_a grandinės kontūrams I_1 ir I_2 , kuriose teka kontūrinės srovės I_1^* ir I_2^* , atitinkamai, galima parašyti akivaizdžias tapatybes:

$$I_K = I_2^*, \quad I_{RE} = I_1^*, \quad I_a = I_1^* - I_2^*, \quad (2.581)$$

bei taikydami antrąją Kirchhofo taisyklę parašome šias lygtys:

$$\left. \begin{aligned} (R_E + R_a) \cdot I_1^* - R_a \cdot I_2^* &= \mathcal{E}_1, \\ -R_a \cdot I_1^* + (R_{KE} + R_a) \cdot I_2^* &= \mathcal{E}_2, \end{aligned} \right\} \quad (2.582)$$

kur: R_{KE} - tranzistoriaus varža tarp kolektoriaus K ir emiterio E pastoviajai srovei (I d.- (1.155)).

Iš (2.581) ir (2.582) randame apkrovos rezistoriuje R_a tekančios srovės I_a momentinę vertę i_a , išreikštą per momentinę tranzistoriaus varžą R_{KE} :

$$\begin{aligned} i_a &= (\mathcal{E}_1 \cdot R_{KE} - \mathcal{E}_2 \cdot R_E) / [R_{KE} \cdot (R_E + R_a) + R_E \cdot R_a] \equiv \\ &\equiv [\mathcal{E} \cdot (R_{KE} - R_E)] / [R_{KE} \cdot (R_E + R_a) + R_E \cdot R_a], \end{aligned} \quad (2.583)$$

kur paskutinioji išraiška yra parašyta esant sąlygai: $|\mathcal{E}_1| = |\mathcal{E}_2| = \mathcal{E}$.

Kai įėjimo signalas U_{in} yra harmoninis- $U_{in} = U_o \cdot \sin(\omega \cdot t)$, tai šio signalo neigiamo pusperiodžio metu ($T/2 \leq t \leq T$) tranzistorius T (2.158 pav.) yra uždaromas ir jo varža $R_{KE} \Rightarrow \infty$, o šio įėjimo signalo teigiamo pusperiodžio metu ($0 \leq t \leq T/2$) tranzistorius T yra atidaromas ir jo varža $R_{KE} \Rightarrow 0$. Iš čia ir (2.583) seka, jog esant pilnai uždarytam tranzistoriui per apkrovos rezistorių R_a teka didžiausia neigiamo pusperiodžio srovė $I_{a \max}^- = \mathcal{E} / (R_E + R_a)$, o esant pilnai atidarytam tranzistoriui per apkrovos rezistorių R_a teka didžiausia teigiamo pusperiodžio srovė $I_{a \max}^+ = \mathcal{E} / R_a - I_{a \max}^- = -\mathcal{E} / R_E$, t. y. srovės $I_{a \max}^+$ kryptis yra priešinga 2.158 pav. parodytai srovės I_a kryptčiai. Taigi gavome, kad $I_{a \max}^+ > |I_{a \max}^-|$ ir tai rodo iš esmės nesimetrinę tokio galios stiprintuvo veiką. Iš čia seka, jog neiškraipyto išėjimo signalo $U_{iš}$ maksimali amplitudė- $U_{iš \max} = I_{a \max}^- \cdot R_a = \mathcal{E} \cdot R_a / (R_E + R_a)$ ir harmoninio signalo U_{in} atveju didžiausia vidutinė galia $P_{a \max}$ apkrovoje R_a yra:

$$\begin{aligned} P_{a \max} &= T^{-1} \cdot \int_0^T \{ [I_{a \max}^- \cdot \sin(\omega \cdot t)] \cdot [U_{iš \max} \cdot \sin(\omega \cdot t)] \} \cdot dt = \\ &= \{ \mathcal{E}^2 \cdot R_a / [\omega \cdot T \cdot (R_E + R_a)^2] \} \cdot \int_0^T \sin^2(\omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t) = \\ &= \{ \mathcal{E}^2 \cdot R_a / [\omega \cdot T \cdot (R_E + R_a)^2] \} \cdot [\omega \cdot t / 2 - \sin(2 \cdot \omega \cdot t) / 4] \Big|_0^T = \\ &= P_{a \max} = \mathcal{E}^2 \cdot R_a / [2 \cdot (R_E + R_a)^2], \end{aligned} \quad (2.584)$$

kur išvedimo metu pasinaudojome sąryšiu: $\omega = 2 \cdot \pi / T$.

Iš gautos išraiškos (2.584) matome: kai $R_a \Rightarrow 0$ arba $\Rightarrow \infty$, tai didžiausia vidutinė galia $P_{a \max} \Rightarrow 0$, t. y. $P_{a \max}$ vertės priklausomybė nuo R_a savyje turi didžiausios neiškraipytos vidutinės galios vertę $P_{a \max}$, kurią surandame funkcijos $P_{a \max}(R_a)$ išvestinę nuo kintamojo R_a prilyginę nuliui:

$$\partial P_{a \max} / \partial R_a = \{ \mathcal{E}^2 \cdot R_a / [2 \cdot (R_E + R_a)^2] \}' = \mathcal{E}^2 \cdot (R_E - R_a) / [2 \cdot (R_E + R_a)^3] \equiv 0,$$

ir iš čia gauname, jog $P_{a \max} \equiv P_{a \max}$, kai $R_a = R_E = R_{a, E}$, bei iš čia ir (2.584) randame:

$$P_{a \max} = \mathcal{E}^2 / (8 \cdot R_{a, E}). \quad (2.585)$$

Iš (2.585) seka didžiausios neiškraipytos išėjimo įtampos U_{is} efektinė vertė $U_{is \max \text{ ef}}$:

$$U_{is \max \text{ ef}} = (P_{a \max} \cdot R_a)^{1/2} = (\mathcal{E} / \sqrt{2}) / 2, \quad (2.586)$$

ir iš čia seka didžiausios neiškraipytos išėjimo įtampos U_{is} amplitudinė vertė $U_{is \max o}$:

$$U_{is \max o} = U_{is \max \text{ ef}} \cdot \sqrt{2} = \mathcal{E} / 2. \quad (2.587)$$

Akivaizdu, kad 2.158 pav. parodyto galios stiprintuvo įtampos perdavimo koeficientas $K_u \approx 1$, o taip pat ir $K_U \approx 1$, esant bet kokiam varžų R_E ir R_a santykiui (išskyrus ribinius atvejus: 0 ir ∞). Tuo tarpu srovės stiprinimo koeficientai K_i ir K_I jau priklauso nuo varžų santykio R_a / R_E . Kai turime optimaliausią galios stiprintuvo veiką, šis santykis $R_a / R_E = 1$ ir todėl emiterio srovė I_E varžose R_a ir R_E pasiskirsto po lygiai. Esant šiai sąlygai turime srovės stiprinimo koeficientų K_i ir K_I optimaliausią vertę $K_{i \text{ opt}}$ ir $K_{I \text{ opt}}$, atitinkamai, kurias surandame sekančiu būdu:

$$K_{I \text{ opt}} = I_a / I_B = (I_E / 2) / I_B = [(\beta_o + 1) \cdot I_B] / (2 \cdot I_B) = (\beta_o + 1) / 2 \cong \beta_o / 2, \quad (2.588)$$

pastoviosios srovės atveju ir analogiškai kintamajam signalui:

$$K_{i \text{ opt}} = I_a / I_B = (\beta + 1) / 2 \cong \beta / 2. \quad (2.589)$$

Galios stiprintuvo optimalios veikos atveju, be anksčiau išnagrinėtų svarbių galios stiprintuvo parametrų- didžiausios neiškraipytos išėjimo įtampos U_{is} efektinės $U_{is \max \text{ ef}}$ (2.586) ir amplitudinės $U_{is \max o}$ (2.587) verčių bei didžiausios neiškraipytos vidutinės galios $P_{a \max}$ (2.585), yra įvedamas naudingasis veikos koeficientas (nvk) η , kuris yra apibrėžiamas taip:

$$\eta = P_{a \text{ Max}} / P_{\varepsilon}, \quad (2.590)$$

kur: P_{ε} - maitinimo šaltinių \mathcal{E} atiduodama galia, kurią harmoninio signalo U_{in} atveju surandame taip:

$$\begin{aligned} P_{\varepsilon} &= (1/T) \cdot \int_0^T \{ \mathcal{E} \cdot [i^*_{1}(t)] \} \cdot dt + (1/T) \cdot \int_0^T \{ \mathcal{E} \cdot [i^*_{2}(t)] \} \cdot dt = \\ &= (\mathcal{E}/T) \cdot \left\{ \int_0^T [i^*_{1}(t)] \cdot dt + \int_0^T [i^*_{2}(t)] \cdot dt \right\}, \end{aligned} \quad (2.591)$$

kur: i^*_{1} ir i^*_{2} - kontūrinių srovių I^*_{1} ir I^*_{2} , atitinkamai, momentinės vertės, kurias, esant sąlygoms: $\mathcal{E}_1 = \mathcal{E}_2 = \mathcal{E}$ ir $R_a = R_E = R_{a,E}$, surandame iš (2.581) ir (2.582):

$$\left. \begin{aligned} i^*_{1} &= \mathcal{E} \cdot (R_{KE}(t) + 2 \cdot R_{a,E}) / [R_{a,E} \cdot (2 \cdot R_{KE}(t) + R_{a,E})], \\ i^*_{2} &= 3 \cdot \mathcal{E} / (2 \cdot R_{KE}(t) + R_{a,E}). \end{aligned} \right\} \quad (2.592)$$

Iš (2.592) matome, kai $R_{KE} \Rightarrow \infty$ (tranzistorius yra uždaromas), srovė $i^*_{1} \Rightarrow \mathcal{E}/(2 \cdot R_{a,E})$ ir $i^*_{2} \Rightarrow 0$, o kai $R_{KE} \Rightarrow 0$ (tranzistorius yra atidaromas), srovė $i^*_{1} \Rightarrow 2 \cdot (\mathcal{E}/R_{a,E})$ ir srovė $i^*_{2} \Rightarrow 3 \cdot (\mathcal{E}/R_{a,E})$. Iš čia seka, kad kontūrinių srovių I^*_{1} ir I^*_{2} momentinių verčių kitimo ribos $\Delta I^*_{1,2}$ skiriasi dvigubai:

$$\Delta I^*_{1} = i^*_{1 \text{ max}} - i^*_{1 \text{ min}} = 2 \cdot (\mathcal{E}/R_{a,E}) - \mathcal{E}/(2 \cdot R_{a,E}) = 1,5 \cdot (\mathcal{E}/R_{a,E}),$$

$$\Delta I^*_{2} = i^*_{2 \text{ max}} - i^*_{2 \text{ min}} = 3 \cdot (\mathcal{E}/R_{a,E}) - 0 = 3 \cdot (\mathcal{E}/R_{a,E}).$$

ir tai dar kartą parodo iš esmės nesimetrinę tokio galios stiprintuvo (2.158 pav.) veiką.

Neiškraipyto išėjimo signalo $U_{i\check{s}}$ atveju galios stiprintuvas (2.158 pav.) yra suderinamas taip, kad, esant sąlygai: $U_{in} = 0$, varžos R vertė (įtampos daliklis $r_i \parallel R$) yra parenkama tokia, jog išėjimo įtampa $U_{i\check{s}} \cong 0$. Šiuo atveju kontūrinių srovių I^*_{1} ir I^*_{2} pastovieji sandai I^*_{1o} ir I^*_{2o} , atitinkamai, nesant įėjimo signalo ($U_{in} = 0$) yra lygūs: $I^*_{1o} = I^*_{2o} > 0$, nes tik tada $U_{i\check{s}} \cong 0$, kas akivaizdžiai seka iš srovės I_a išraiškos (2.581). Iš (2.592) randame tranzistoriaus varžą R_{KEo} , kuriai esant turime balanso sąlygą:

$$i^*_{1} = i^*_{2}, \quad \Rightarrow \quad 2 \cdot R_{KEo}^2 - R_{a,E} \cdot R_{KEo} - R_{a,E}^2 = 0,$$

iš kur gauname: $R_{KE0} = R_{a,E} \equiv R_E$ ir iš čia bei (2.592) randame:

$$\left. \begin{aligned} I_{10}^* &= \mathcal{E} \cdot (R_{a,E} + 2 \cdot R_{a,E}) / [R_{a,E} \cdot (2 \cdot R_{a,E} + R_{a,E})] = \mathcal{E} / R_{a,E}, \\ I_{20}^* &= 3 \cdot \mathcal{E} / (2 \cdot R_{a,E} + R_{a,E}) = \mathcal{E} / R_{a,E}. \end{aligned} \right\} (2.593)$$

Neiškraipyto harmoninio išėjimo signalo $U_{i\delta}$ atveju užrašome kontūrinių srovių I_{10}^* ir I_{20}^* momentinių verčių i_{10}^* ir i_{20}^* laiko t funkcijas:

$$i_{1,2}^*(t) = (\mathcal{E} / R_{a,E}) \cdot [1 + \sin(\omega \cdot t)],$$

ir iš čia bei (2.591) gauname:

$$\begin{aligned} P_{\varepsilon} &= (\mathcal{E}^2 / R_{a,E}) \cdot \left\{ 2 \cdot T^{-1} \cdot \int_0^T [1 + \sin(\omega \cdot t)] \cdot dt \right\} = \\ &= (2 \cdot \mathcal{E}^2 / R_{a,E}) \cdot (\omega \cdot T)^{-1} \cdot (\omega \cdot t - \cos(\omega \cdot t)) \Big|_0^T = 2 \cdot \mathcal{E}^2 / R_{a,E}, \end{aligned} \quad (2.594)$$

ir iš čia bei iš (2.585) ir iš (2.590) galutinai gauname naudingosios veikos koeficiento η didžiausiąją vertę η_{\max} :

$$\eta_{\max} = [\mathcal{E}^2 / (8 \cdot R_{a,E})] / (2 \cdot \mathcal{E}^2 / R_{a,E}) = 1/16 = 0,0625 \equiv 6,25 \%. \quad (2.595)$$

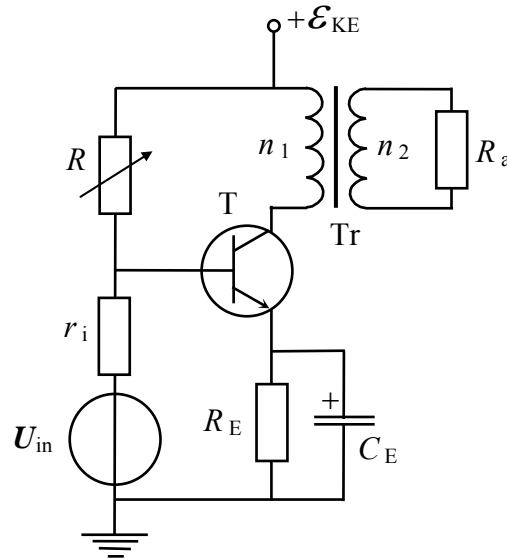
Gauta santykinai maža η_{\max} vertė yra sąlygota kontūrinių srovių I_{10}^* ir I_{20}^* pastoviųjų sandų $I_{1,20}^*$ (2.593), kurie, nepriklausomai nuo įėjimo įtampos U_{in} vertės, visada teka per įtampos šaltinius \mathcal{E} ir todėl $P_{\varepsilon} = \text{const} > 0$ (2.594). Neiškraipyto harmoninio išėjimo signalo $U_{i\delta}$ atveju galios stiprintuvas yra charakterizuojamas galios stiprinimo koeficientu K_p , kuris optimalios veikos atveju kintamajam harmoniniui signalui yra užrašomas taip:

$$K_p = P_{i\delta} / P_{in} = (I_{i\delta} \cdot U_{i\delta}) / (I_{in} \cdot U_{in}) \cong K_{i \text{ opt}} = (\beta + 1) / 2 \cong \beta / 2, \quad (2.596)$$

kur pasinaudojome tapatybe $U_{i\delta} \cong U_{in}$.

2.158 pav. parodyto galios stiprintuvo veika yra vadinama A- klasės veika, t. y. šiuo atveju tranzistoriaus stacionarusis veikos taškas randasi arti apkrovos tiesės R_a vidurio, pvz. taške „c“ - 2.71 pav. b, ir esant harmoniniam įėjimo signalui U_{in} šiuo tranzistoriumi yra stiprinami abu pusperiodžiai. Kitas svarbus galios stiprintuvo A- klasės veikos požymis - santykinai maža η_{\max} vertė ($\eta_{\max} < 10 \div 50 \%$) dėl pastoviai tekančios nuolatinės srovės per maitinimo įtampos šaltinius \mathcal{E} . Čia pastebėsime, jog galios stiprintuvas su vienu

tranzistoriumi veikiančiu A- klasėje dažnai turi transformatorinį ryšį su apkrova R_a . Tokio transformatorinio galios stiprintuvo schema yra parodyta 2.159 pav., kur, parenkant varžos R vertę (įtampos daliklis $r_i \parallel R$), tranzistoriaus T stacionarus veikos taškas yra nustatomas apkrovos tiesės $Z_{Tr\ in}$ (2.547) viduryje.



2.159 pav. Transformatorinio galios stiprintuvo schema su vienpoliu n-p-n tranzistoriumi BE jungimo atveju ir veikiančiu A- klasėje

2.159 pav. parodytos schemos atveju per tranzistorių T ir maitinimo įtampos šaltinį

\mathcal{E}_{KE} teka pastovi srovė I_{K_o} :

$$I_{K_o} = I_{K_{max}}/2 = [\mathcal{E}_{KE}/(R_E + R_1)]/2 \cong (\mathcal{E}_{KE}/R_E)/2,$$

ko pasėkoje harmoninio signalo U_{in} atveju maitinimo šaltinis \mathcal{E}_{KE} atiduoda galią P_ϵ :

$$P_\epsilon = I_{K_o} \cdot \mathcal{E}_{KE} \cong \mathcal{E}_{KE}^2 / (2 \cdot R_E), \quad (2.597)$$

kur apytikslė vertė yra parašyta esant sąlygai: $R_E \gg R_1$ - transformatoriaus Tr pirminės apvijos n_1 varža pastoviai srovei.

Didžiausia neiškraipyta galia $P_{a\ Max}$ apkrovoje R_a yra pasiekama esant žinomai varžų suderinimo sąlygai: $R_a = r_{KE\ e} \equiv r_{KE\ e\ o}$ - tranzistoriaus diferencialinė išėjimo varža BE schemoje (I d.- (1.150) ÷ (1.152)), kur paskutinioji tapatybė yra parašyta $r_{KE\ e}$ vidutinei vertei $r_{KE\ e\ o}$ tranzistoriaus veikos taške „c“ - 2.71 pav. b. Dažniausiai galios stiprintuvo apkrova yra garsiakalbis, kurio varža yra santykinai maža- $R_a < 20 \Omega$. Todėl galioja nelygybė: $R_a < r_{KE\ e\ o}$, ir iš čia bei (2.548) seka transformatorinio galios stiprintuvo vienfazio transformatoriaus Tr transformacijos koeficiento n_{21} vertė:

$$n_{21} = (R_a / r_{KE e o})^{1/2} < 1,$$

iš kur matome, jog turime įtampą didinantį bei srovę mažinantį transformatorių.

Iš varžų suderinimo sąlygos taip pat seka: $R_a = |Z_{n_2}|$ - transformatoriaus Tr antrinės apvijos n_2 varžos modulis kintamajai srovei. Todėl transformatoriaus Tr antrinės apvijos vijų skaičius n_2 yra nedidelis: $n_2 = 10 \div 50$ vijų. Tuo tarpu pirminės apvijos skaičius n_1 turi būti pakankamai didelis, nes tai užtikrina pakankamai didelę tranzistoriaus kolektoriaus apkrovos varžą $R_K = |Z_{n_1}|$ - transformatoriaus Tr pirminės apvijos n_1 varžos modulis, nes ši sąlyga yra būtina didelėms K_{ue} vertėms BE stiprinimo pakopoje gauti (I d.- 1.63 pav. b). Iš energijos tvermės dėsnio seka, jog transformatoriaus Tr antrinėje apvijoje n_2 išsiskirianti kintamojo signalo galia $P_2 \sim$ tenkina sąlygą: $P_2 \sim \leq P_1 \sim$ - kintamojo signalo galia, veikianti transformatoriaus Tr pirminėje apvijoje n_1 , kur daugeliu atveju turime apytikslės lygybės sąlygą: $P_2 \sim \approx P_1 \sim$. Iš čia, esant suderintos apkrovos atvejui, galime parašyti didžiausios neiškraipytos galios $P_{a \text{Max}}$ išraišką transformatorinio galios stiprintuvo apkrovoje:

$$P_{a \text{Max}} = P_2 \sim / 2 \approx P_1 \sim / 2 = (I_{K \text{ef}} \cdot U_{K \text{ef}}) / 2 = (I_{K o} \cdot U_{K o}) / 4 = (\mathcal{E}_{KE}^2 / R_E) / 16. \quad (2.598)$$

Iš (2.597) ir (2.598) bei (2.590) surandame transformatorinio galios stiprintuvo, veikiančio A- klasėje, didžiausiąjį naudingosios veikos koeficientą η_{max} :

$$\eta_{\text{max}} = [(\mathcal{E}_{KE}^2 / R_E) / 16] / [\mathcal{E}_{KE}^2 / (2 \cdot R_E)] \cong 1/8 = 0,125 = 12,5 \%, \quad (2.599)$$

iš kur matome, jog šiuo atveju turime dvigubai didesnę naudingosios veikos koeficientą, palyginus su 2.158 pav. parodytą galios stiprintuvo EK jungimo schema. Čia pastebėsime, jog dėl šios savybės transformatorinis galios stiprintuvas veikiantis A- klasėje yra dažniausiai taikomas portatyviniuose nešiojamuose radijo imtuvuose bei magnetofonuose.

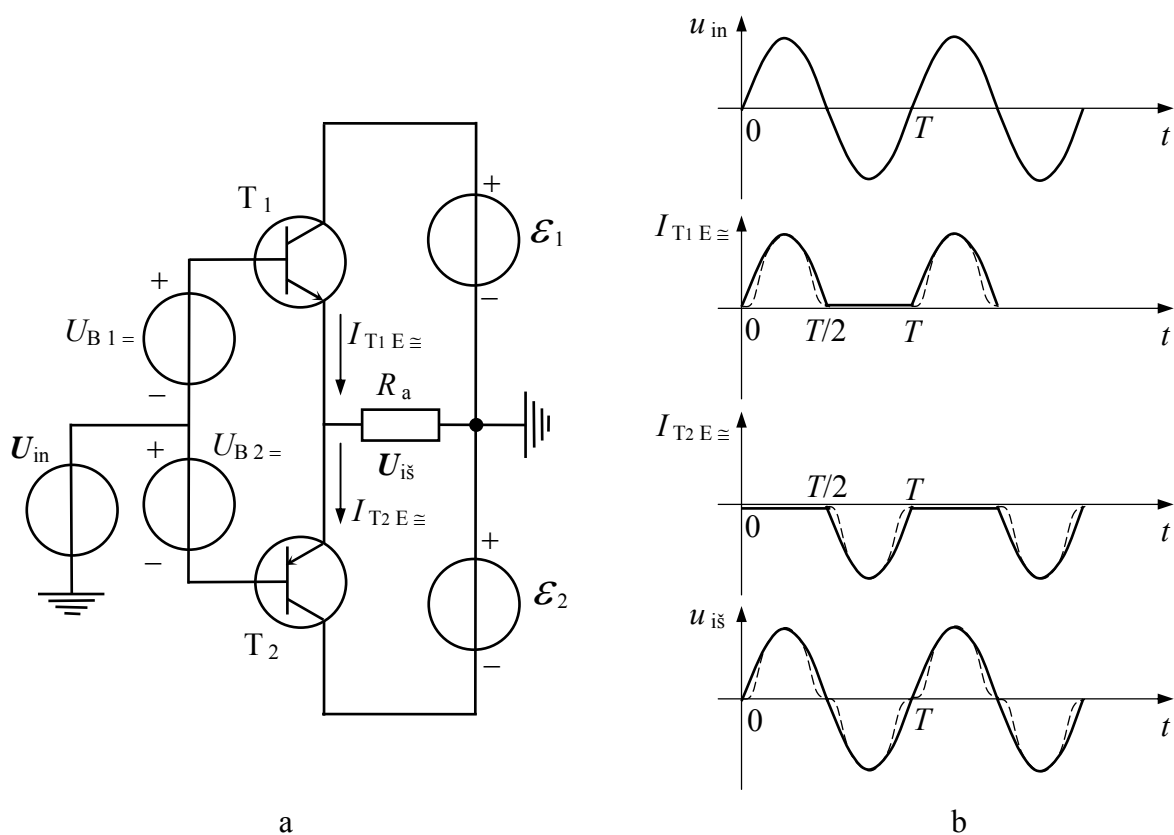
Neiškraipyto harmoninio išėjimo signalo U_{is} atveju transformatorinio galios stiprintuvo, veikiančio A- klasėje, galios stiprinimo koeficientas K_p optimalios veikos atveju kintamajam harmoniniam signalui yra užrašomas taip:

$$K_p = P_{is} / P_{in} = (I_K \cdot U_K) / (I_{in} \cdot U_{in}) \cong \beta \cdot K_{ue} = K_{pe}, \quad (2.600)$$

kur: K_{ue} ir K_{pe} - BE stiprinimo pakopos parametrai (I d.- (1.162), (1.165)).

Akivaizdu, jog 2.158 pav. ir 2.159 pav. parodytose galios stiprintuvo schemose su vienu vienpoliu n-p-n (arba p-n-p) tranzistoriumi EK bei BE jungimo avėjais apkrovoje R_a tekančios harmoninės srovės I_a didžiausia amplitudė $I_{a \text{max}} \leq I_{a \text{max}}^+ \leq 0,5 \cdot I_{K \text{max}}$ - kolektoriaus maksimali srovė, kas leidžia panaudoti tik pusę leistinos tranzistoriaus galios ir tai yra dar vienas esminis tokių galios stiprintuvų trukumų. Šios problemos sprendimo būdas tiesiogiai

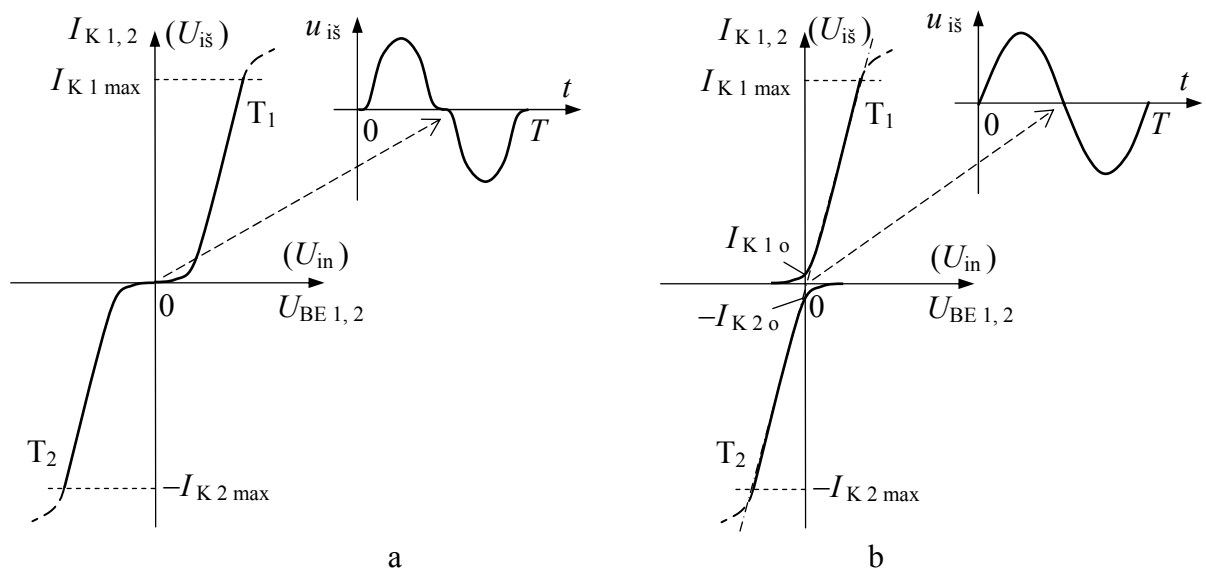
seka iš 2.93 pav. ir iš čia tuo pačiu seka galios stiprintuvo galimos realizavimo schemas su dviem skirtingo laidumo dvipoliais tranzistoriais, kurios yra parodytos 2.94 pav. Čia pastebėsime, jog 2.94 pav. b parodyta schema literatūroje yra dažnai vadinama *komplementariniu (jungtiniu) emiteriniu kartotuvu* (KEK), nes ji seka iš 2.158 pav. parodytos EK schemas su vienu dvipoliu tranzistoriumi, kurioje vietoje rezistoriaus R_E yra taip pat EK būdu įjungiamas priešingo laidumo antras dvipolis tranzistorius. Anksčiau 2.1.3. skyriuje parodėme, jog esant stipriam neigiamam grįžtamajam ryšiui yra gaunamas esminis stiprintuvo iškreipčių faktoriaus δ_Y (2.383) sumažėjimas- apie $(1 + |X_{u,i} \cdot K_{u,i}|)$ kartus. Todėl akivaizdu, jog galios stiprintuvas yra dažniausiai daromas pagal 2.94 pav. b parodytą KEK schemą, kurios supaprastinta- ekvivalentinė grandinė yra parodyta 2.160 pav. a.



2.160 pav. Galios stiprintuvo KEK schemas ekvivalentinė grandinė (a), kurioje tranzistorių $T_{1,2}$ veikos taškai apkrovos tiesėje R_a yra nustatomi atitinkamais pastoviosios įtampos šaltiniais $U_{B1,2=}$ bei šios schemas veikos signalų $U_{in, iš}$ ir $I_{T1,2E}$ laikinės diagramos (b)

Iš 2.160 pav. b matome, jog harmoninės įėjimo įtampos U_{in} poveikyje laiko tarpu $\Delta t_1 = 0 \div T/2$ yra atidaromas n-p-n tranzistorius T_1 , kai tuo tarpu p-n-p tranzistorius T_2 , esant $U_{B2=} = 0$, yra uždarytas- jo veikos taškas apkrovos tiesėje R_a randasi atkirtos taške „a“ (2.71 pav.), o laiko tarpu $\Delta t_2 = T/2 \div T$ yra atidaromas p-n-p tranzistorius T_2 , kai tuo tarpu n-p-n tranzistorius T_1 , esant $U_{B1=} = 0$, yra uždarytas- jo veikos taškas apkrovos tiesėje R_a randasi atkirtos taške „a“. Taigi tranzistorių $T_{1,2}$ veikos taškai apkrovos tiesėje R_a yra nustatomi

atitinkamais pastoviosios įtampos šaltiniais $U_{B\ 1, 2} =$ ir, esant sąlygai $U_{B\ 1, 2} = 0$, turime B- klasės veiką, t. y. šiuo atveju tranzistoriaus stacionarusis veikos taškas randasi apkrovos tiesės R_a atkirtos taške „a“ (2.71 pav. b), ir esant harmoniniam įėjimo signalui U_{in} šiuo atveju su tranzistoriumi yra stiprinamas tik vienas pusperiodis- teigiamas n-p-n tranzistoriaus atveju ir neigiamas- p-n-p tranzistoriaus atveju. Akivaizdu, jog ši veikla negali būti realizuota tik vienu tranzistoriumi ir todėl B- klasės veikla yra realizuojama dvitaktėse galios stiprinimo scheme, pvz. 2.160 pav. a. Vienas esminių galios stiprintuvų B- klasės veikos trūkumų yra žymus išėjimo signalo U_{is} iškreipčių faktoriaus δ_{γ} (2.383) padidėjimas dėl netiesinės tranzistoriaus perdavimo charakteristikos $I_K(U_{BE})$ BE schemeje (I d.- (1.141), 1.61 pav. c). Šis netiesiškumas sąlygoja tranzistorių $T_{1, 2}$ emiterių srovių $I_{T_{1, 2} E} \equiv$ iškreipčius, parodytus brūkšniuotomis kreivėmis 2.160 pav. b, o tai savo ruožtu sąlygoja išėjimo signalo U_{is} iškreipčius- neatitikimą harmoninio signalo pavidalui. Dėl šios priežasties B- klasės veikla galios stiprintuvuose nėra taikoma. Akivaizdus būdas pašalinti B- klasės veikos trukumus matosi iš 2.161 pav., kuriame yra pateiktos dvitaktės galios stiprinimo pakopos (2.160 pav. a) tranzistorių $T_{1, 2}$ perdavimo charakteristikos $I_{K\ 1, 2}(U_{BE\ 1, 2})$ BE jungimo scheme.

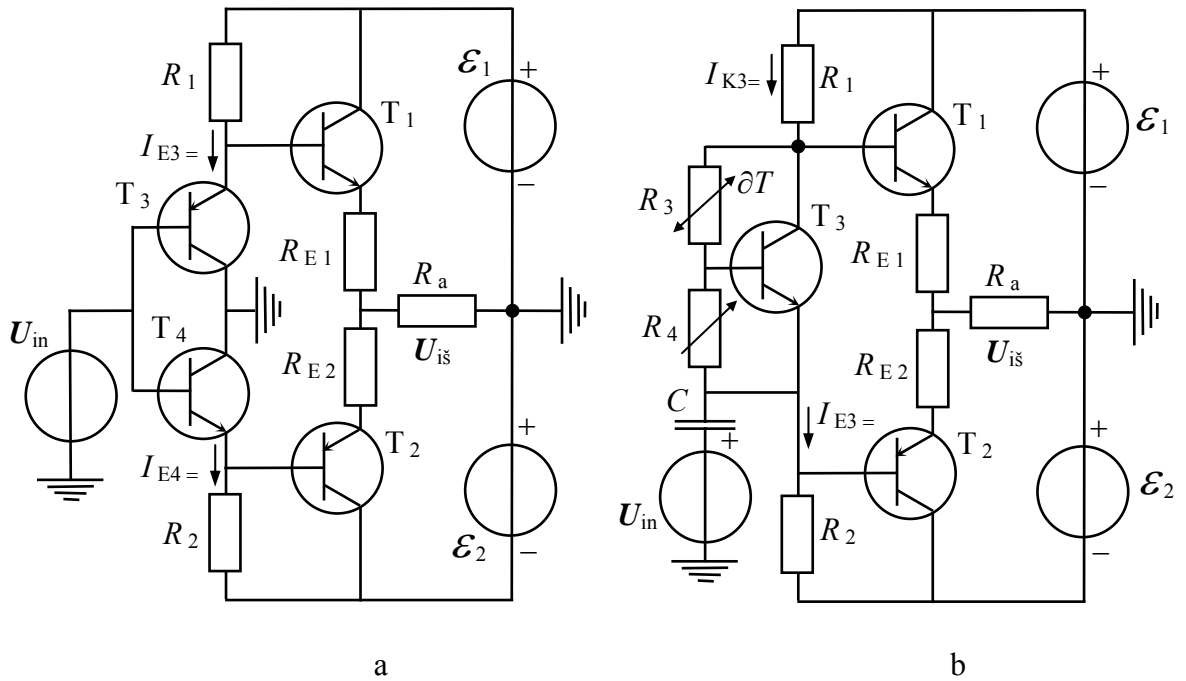


2.161 pav. Dvitaktės galios stiprinimo pakopos (2.160 pav. a) tranzistorių $T_{1, 2}$ perdavimo charakteristikos $I_{K\ 1, 2}(U_{BE\ 1, 2})$ BE jungimo scheme:
a- B- klasės veikla, kai $U_{B\ 1, 2} = 0$; b- AB- klasės veikla, kai $|U_{B\ 1, 2}| > 0$

Iš 2.161 pav. matome, kai $U_{B\ 1, 2} = 0$, kas atitinka B- klasės veiką (2.161 pav. a), galios stiprinimo pakopos (2.160 pav. a) įtampos perdavimo charakteristika $U_{is}(U_{in})$ savo pavidalu atitinka kreivės $I_{K\ 1, 2}(U_{BE\ 1, 2})$ pavidalą, parodytą 2.161 pav. a. Todėl santykinai mažų įtampų $U_{in} \leq 0,3 \div 0,8$ V (I d.- 1.19 pav.) diapazone yra stebimi žymūs išėjimo įtampos U_{is} netiesiniai iškreipčiai (2.160 pav. b). Šie iškreipčiai yra panaikinami parenkant pastoviosios įtampos šaltinių $U_{B\ 1, 2} =$ įtampų vertes diapazone $0,3 \div 0,8$ V, t. y. priklausomai nuo tranzistorių $T_{1, 2}$ puslaidininkinės medžiagos tipo: Ge atveju- $|U_{B\ 1, 2}| \cong 0,35$ V, Si

atveju- $|U_{B\ 1, 2} = | \cong 0,62\text{ V}$ ir GaAs atveju- $|U_{B\ 1, 2} = | \cong 0,8\text{ V}$. Esant šioms įtampų vertėms tranzistoriai $T_{1, 2}$ veikia AB- klasės veika ir šiuo atveju galios stiprinimo pakopos (2.160 pav. a) įtampos perdavimo charakteristika $U_{is}(U_{in})$ savo pavidalu atitinka kreivės $I_{K\ 1, 2}(U_{BE\ 1, 2})$ pavidalą, parodytą 2.161 pav. b. Taigi, esant harmoniniam poveikiui U_{in} dvitakčio galios stiprinimo pakopos, veikiančios AB- klasėje, išėjime turime neiškraipytą- harmoninę išėjimo įtampą U_{is} (2.161 pav. b- laikinės diagramos $u_{is}(t)$ ištisinė kreivė). Kita vertus matome, jog AB- klasės veikos išskirtinė ypatybė yra tame, jog esant $U_{in} = 0$ per tranzistorius $T_{1, 2}$ teka santykinai nedidelės pastoviosios srovės $I_{K\ 1, 2\ 0} \cong I_{E\ 1, 2\ 0} \cong I_{d\ 1, 2} \cong 0,1 \cdot I_{K\ 1, 2\ max}$, nes tranzistoriai $T_{1, 2}$ yra truputi pradaryti- jų veikos taškai apkrovos R_a tiesėje yra arti atkirtos taško „a“.

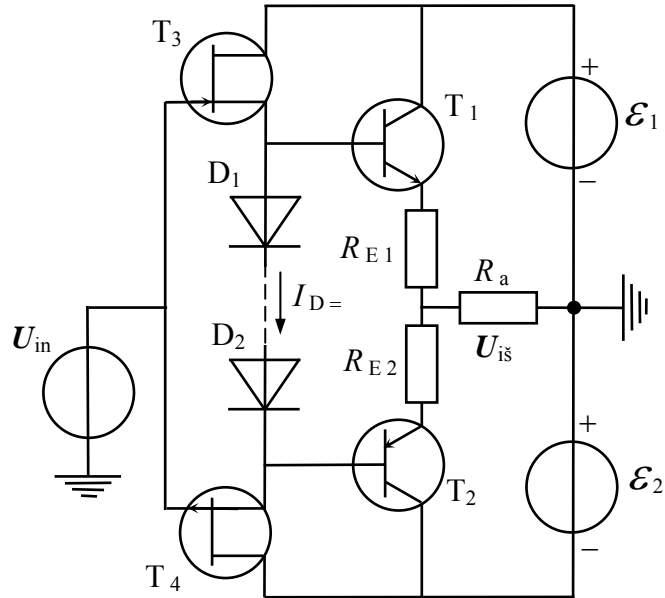
Dvitaktės galios stiprinimo pakopos AB- klasės veika ($|U_{B\ 1, 2} = | > 0$) gali būti sudaryta įvairiais būdais, pvz. taip, kaip yra parodyta 2.94 pav. b. Čia pastebėsime, jog įėjimo signalo U_{in} generatorius gali būti prijungtas tiesiogiai prie tranzistoriaus T_1 arba T_2 bazės ir šiuo atveju rezistoriai R_{1-1} ir R_{1-2} yra pakeičiami vienu rezistoriumi $R_{12} = R_{1-1} + R_{1-2}$. Tačiau šiuo atveju įėjimo signalo U_{in} poveikis tranzistoriams $T_{1, 2}$ nėra simetrinis, todėl kitame variante vietoje rezistorių R_{1-1} ir R_{1-2} yra įjungiami atitinkami diodai D_1 ir D_2 , per kuriuos tekanti tiesioginė pastovioji srovė $I_{d\ 1, 2} = \cong \mathcal{E}_{1, 2} / R_{2-1, 2-2}$ sukuria reikiamas įtampų $U_{B\ 1, 2} =$ vertes. Šiuo atveju įėjimo signalo U_{in} poveikio asimetrija žymiai sumažėja dėl žymiai mažesnės diodų diferencialinės varžos vertės palyginus su varžą pastoviajai srovei, kai tiesioginė pastovioji srovė $I_{d\ 1, 2} = \geq 1\text{ mA}$. Kita vertus dvitakčio stiprintuvo schemoje su diodais turime papildomą temperatūrinę stabilizaciją, nes atidaryto diodo tiesioginė įtampa $U_{AK} = \sim 1/T$, kai $I_{d} = \cong \text{const.}$ ($I_{d} - (1.29)$). Kitame variante vietoje diodų $D_{1, 2}$ yra įjungiami skirtingo laidumo papildomi tranzistoriai $T_{3, 4}$ taip, kaip yra parodyta 2.162 pav. a, kur dvitaktės galios stiprinimo pakopos AB- klasės veika yra nustatoma parenkant papildomų tranzistorių $T_{3, 4}$ emiterių pastoviųjų srovių $I_{E3, 4} =$ vertes: $I_{E3, 4} = \cong \mathcal{E}_{1, 2} / R_{1, 2}$. Kitame variante vietoje dviejų skirtingo laidumo papildomų tranzistorių $T_{3, 4}$ (2.162 pav. a) yra įjungiamas vienas papildomas tranzistorius T_3 taip, kaip yra parodyta 2.162 pav. b, kur dvitaktės galios stiprinimo pakopos AB- klasės veika yra nustatoma parenkant tranzistoriaus T_3 pastoviosios įtampos $U_{KE3} =$ tarp kolektoriaus ir emiterio vertę: $U_{KE3} = \cong U_{BE3} \cdot (1 + R_3 / R_4)$. Iš 2.162 pav. b matome, jog šiuo atveju įėjimo signalo U_{in} grandinėje yra būtinas skiriamasis kondensatorius C , nes tai užtikrina pastoviosios srovės nulinę vertę per įėjimo signalo U_{in} šaltinį. Kita vertus šios schemos temperatūrinė stabilizacija yra žymiai pagerinama, kai vietoje paprasto rezistoriaus R_3 yra įjungiamas termorezistorius su neigiamu temperatūriniu koeficientu: $\square_{RT} = \partial R / \partial T < 0$.



2.162 pav. Dvitaktės galios stiprinimo pakopos principinės elektroninės schemos su dviem papildomais skirtingo laidumo tranzistoriais $T_{3,4}$ (a) ir su vienu papildomu tranzistoriumi T_3 (b), kurių pagalba yra nustatoma AB- klasės veika

Dvitaktės galios stiprinimo pakopos schemoje, parodytoje 2.94 pav. b bei šios schemos įvairiose modifikacijose (2.162 pav.) yra būtina sudaryti atitinkamų srovių verčių sąlygą: $I_{R_{2-1, 2-2}; E_{3, 4}; K_3} > I_{B_{1, 2} \max}$ - didžiausia leistina tranzistorių $T_{1, 2}$ bazės srovių vertė. Ši sąlyga yra būtina todėl, kad didėjant U_{in} neužsidarytų įtampas $U_{B_{1, 2}} =$ užduodantys diodai $D_{1, 2}$ arba tranzistoriai $T_{3, 4}$. Todėl šias sroves ($I_{R_{2-1, 2-2}; E_{3, 4}; K_3} =$) užduodantys rezistoriai $R_{2-1, 2-2}$ (2.94 pav. b) ir $R_{1, 2}$ (2.162 pav.) yra pakeičiami atitinkamais pastovios srovės šaltiniais, kurių vienas iš variantų su sandūriniais atidarytaisiais n- bei p- kanalo lauko tranzistoriais $T_{3, 4}$, atitinkamai, yra parodytas 2.163 pav. Ši schema yra ypatinga dar ir tuo, jog didėjant įėjimo signalo įtampai U_{in} , per įtampą $U_{B_{1, 2}} =$ užduodančius diodus tekanti pastovioji srovė $I_D =$ didėja, ko pasėkoje diodai $D_{1, 2}$ neužsidaro. Kita vertus diodų $D_{1, 2}$ skaičius yra parenkamas reikiamai įtampos $U_{B_{1, 2}} =$ vertei gauti ir priklauso nuo šių diodų puslaidininkinės medžiagos tipo (I d.- 1.19 pav.). Kai tranzistoriai $T_{1, 2}$ yra Si medžiagos, tai 2.163 pav. parodytoje schemoje tinka lauko tranzistoriai $T_{3, 4}$, kurių santakos srovė $I_{D_{3, 4}} = 1 \div 3 \text{ mA}$, kai užtūros įtampa $|U_{GS_{3, 4}}| \cong 0,7 \text{ V}$.

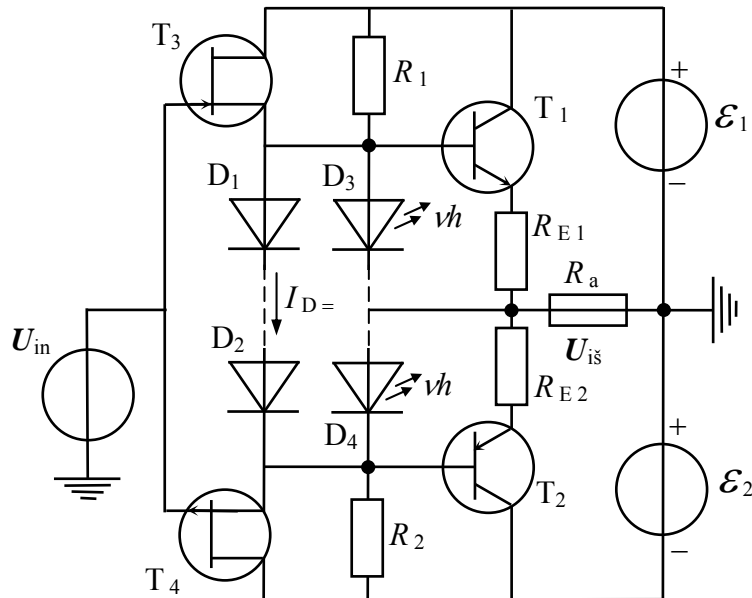
Parodėme, jog siekiant minimalių netiesinių iškreipymų galios stiprintuvus dažniausiai yra daromas pagal 2.94 pav. b parodytą KEK schemą, kurios supaprastinta- ekvivalentinė grandinė yra parodyta 2.160 pav. a. Todėl dėl santykinai mažos išėjimo varžos šio tipo galios stiprintuvai turi turėti papildomą apsaugą nuo pernelyg didelės išėjimo srovės, kurios



2.163 pav. Dvitaktės galios stiprinimo pakopos principinė elektroninė schema su dviem papildomais sandūriniais skirtingo laidumo atidarytaisiais kanalais lauko tranzistoriais $T_{3,4}$, su kuriais yra užduodama pastovioji srovė $I_{D=}$ dioduose $D_{1,2}$, kurių pagalba yra nustatoma AB- klasės veika

maksimalios vertės $I_{E1,2 \max} \cong \mathcal{E}_{1,2} / R_{E1,2}$ ribojimas rezistoriais $R_{E1,2}$ nėra pakankamas.

Vienas iš galimų papildomos apsaugos nuo pernelyg didelės srovės $I_{E1,2 \max}$ verčių tranzistoriuose $T_{1,2}$ sprendimo būdų yra parodytas 2.164 pav., kur yra panaudoti papildomi šviesos diodai $D_{3,4}$.



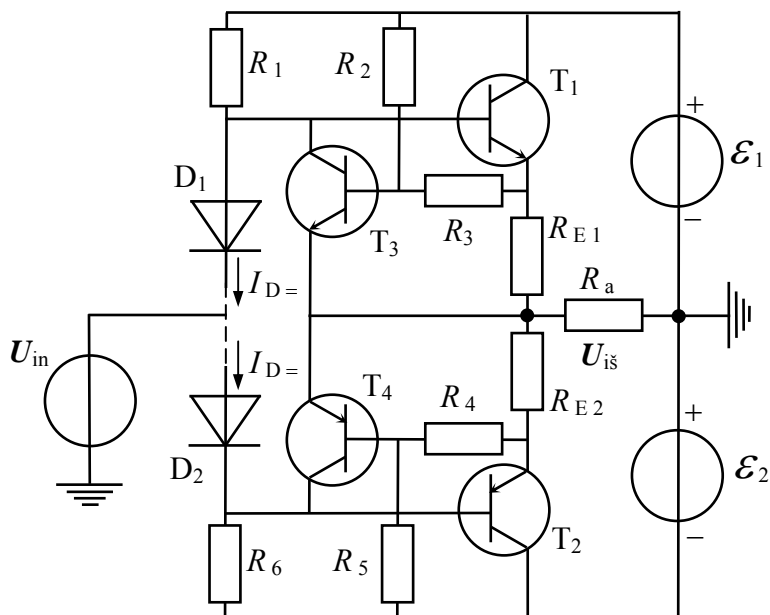
2.164 pav. Dvitaktės galios stiprinimo pakopos principinė elektroninė schema su dviem papildomais sandūriniais skirtingo laidumo atidarytaisiais kanalais lauko tranzistoriais $T_{3,4}$, su kuriais yra užduodama pastovioji srovė $I_{D=}$ dioduose $D_{1,2}$, kurių pagalba yra nustatoma AB- klasės veika, ir dviem papildomais šviesos diodais $D_{3,4}$, ribojančiais tranzistorių $T_{1,2}$ maksimalią išėjimo srovę $I_{E1,2 \max}$

Iš 2.164 pav. pateiktos schemos matome, kad didėjant įėjimo signalo U_{in} įtampai, esant tam tikrai jos maksimaliai vertei $U_{in\ max} \cong U_{D\ 3,\ 4\ s}$ - slenkstinė šviesos diodų $D_{3,\ 4}$ įtampa, kuriai esant prasideda švytėjimas, ir įtampa rezistoriuose $R_{E\ 1,\ 2}$ pasiekia maksimalią vertę $U_{RE\ 1,\ 2\ max} \cong U_{D\ 3,\ 4\ s}$, ko pasėkoje apkrovoje R_a teka didžiausia apkrovos srovė $I_{a\ max}$:

$$I_{a\ max} \cong (|U_{D\ 3,\ 4\ s}| - |U_{BE\ 1,\ 2\ max}|) / R_{E\ 1,\ 2}. \quad (2.601)$$

Iš (2.601) matome, jog atidarytų šviesos diodų $D_{3,\ 4}$ tiesioginė įtampa $U_{D\ 3,\ 4\ s}$ turi tenkinti sąlygą: $|U_{D\ 3,\ 4\ s}| > |U_{BE\ 1,\ 2\ max}| \approx 0,7\ V$ - Si tranzistorių $T_{1,\ 2}$ atveju. Akivaizdu, jog 2.164 pav. pateiktoje schemoje vietoje šviesos diodų $D_{3,\ 4}$ gali būti įjungti stabilitronai, tik šiuo atveju stabilitronai yra jungiami atgaline kryptimi.

Kitas iš galimų papildomos apsaugos nuo pernelyg didelės srovės $I_{E\ 1,\ 2\ max}$ verčių tranzistoriuose $T_{1,\ 2}$ sprendimo būdų yra parodytas 2.165 pav., kur yra panaudoti papildomi skirtingo laidumo dvipoliai tranzistoriai $T_{3,\ 4}$.



2.165 pav. Dvitaktės galios stiprinimo pakopos principinė elektroninė schema su dviem papildomais skirtingo laidumo dvipoliais tranzistoriais $T_{3,\ 4}$, ribojančiais maksimalią išėjimo srovę $I_{E\ 1,\ 2\ max}$

2.165 pav. parodytoje schemoje tranzistorių $T_{1,\ 2}$ AB- klasės veika yra nustatoma su tiesiogine kryptimi įjungtais diodais $D_{1,\ 2}$, kurių tiesioginė pastovioji srovė $I_{D\ =}$ yra užduodama atitinkamais rezistoriais $R_{1,\ 6}$: $I_{D\ =} \cong \mathcal{E}_{1,\ 2} / R_{1,\ 6}$, arba su atitinkamais pastoviosios srovės šaltiniais, pvz. taip, kaip yra parodyta 2.163 pav. su dviem papildomais sandūriniais skirtingo laidumo atidarytaisiais kanalais lauko tranzistoriais $T_{3,\ 4}$, su kuriais yra užduodama pastovioji srovė $I_{D\ =}$ dioduose $D_{1,\ 2}$. Iš 2.165 pav. matome, jog papildomi tranzistoriai $T_{3,\ 4}$

atsidaro, kai įtampa $U_{RE\ 1,2}$ rezistoriuose $R_{E\ 1,2}$ viršija tam tikrą vertę $U_{RE\ 1,2s}$: Si tranzistorių $T_{3,4}$ atveju- $|U_{RE\ 1,2s}| \geq 0,6\text{ V}$. Taigi, toliau didėjant įėjimo signalui U_{in} tranzistorių $T_{1,2}$ bazių srovės nebedidėja, nes jas šuntuoja atsidarę tranzistoriai $T_{3,4}$ ir to pasėkoje galios tranzistoriuose $T_{1,2}$ yra ribojama emiterių srovės $I_{E\ 1,2}$ maksimali vertė $I_{E\ 1,2\ max}$, o tuo pačiu ir apkrovos R_a didžiausia srovės $I_{a\ max}$ vertė:

$$I_{a\ max} \cong |U_{RE\ 1,2s}|/R_{E\ 1,2}. \quad (2.602)$$

Čia pastebėsime, jog 2.165 pav. parodytos schemos esminis pranašumas prieš anksčiau aprašytas schemas yra tame, jog maksimalios vertės $I_{a\ max}$ ribojimas yra gaunamas santykinai mažai kintančios įtampos $U_{BE\ 3,4}$ tranzistoriuose $T_{3,4}$, kai tuo tarpu galios tranzistorių $T_{1,2}$ įtampos $U_{BE\ 1,2}$ dėl įėjimo įtampos U_{in} poveikio kinta santykinai didesniame intervale. Rezistorinių įtampos daliklių $R_2 \parallel R_3$ ir $R_5 \parallel R_4$ paskirtis yra sumažinti išėjimo-apkrovos R_a didžiausią srovės $I_{a\ max}$ vertę $I_{a\ max}^*$ trumpojo jungimo ($R_a = 0$) atveju:

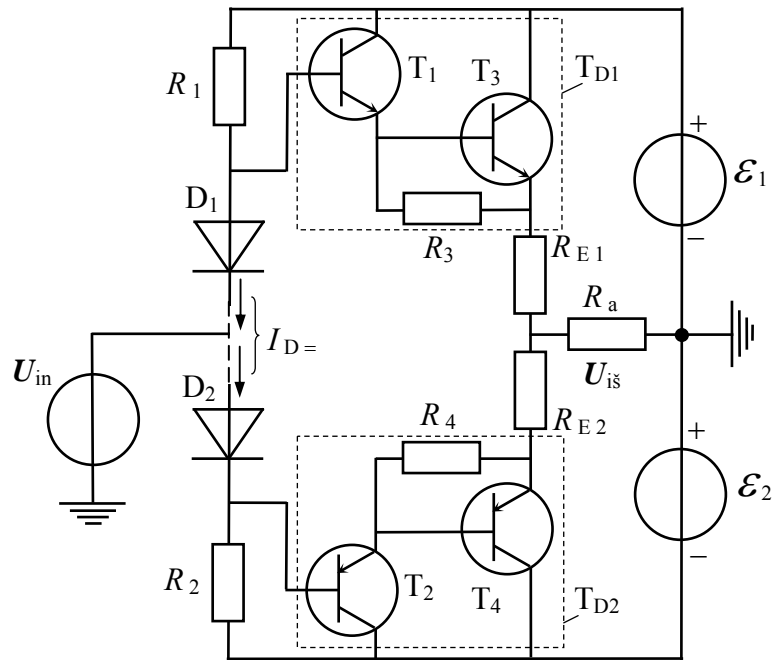
$$I_{a\ max}^* \cong |U_{RE\ 1,2s}|/R_{E\ 1,2} - [R_{3,4}/(R_{E\ 1,2} \cdot R_{2,5})] \cdot (\mathcal{E}_{1,2} - |U_{is}|), \quad (2.603)$$

kur rezistorinių įtampos daliklių varžų R_2, R_3, R_5 ir R_4 vertės yra parenkamos iš sąlygos:

$$(R_{E\ 1,2} \cdot R_{2,5})/R_{3,4} = R_a. \quad (2.604)$$

Iš (2.603) seka, jog esant sąlygai (2.604) turime pastovų srovių $I_{a\ max}^*$ ir I_a skirtumą $\Delta I = I_{a\ max}^* - I_a = \text{const}$ prie bet kokių įtampos U_{is} verčių. Taigi šiuo atveju visame įėjimo įtampos U_{in} verčių diapazone dvitakčio galios stiprintuvo dinaminė veika bus tiesinė ir todėl turėsime mažesnius netiesinius iškraipymus.

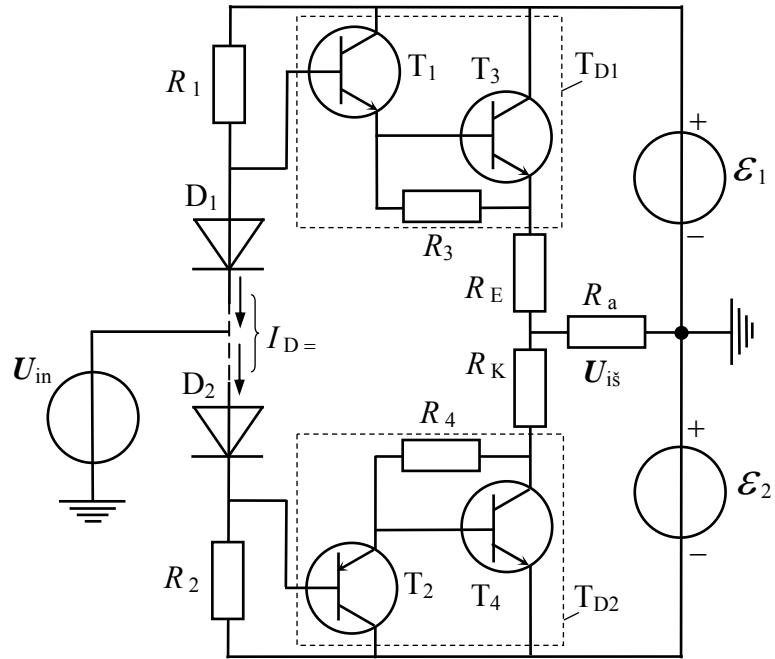
Dvitaktės galios stiprinimo pakopos išėjimo galią P_{is} galima padidinti naudojant Darlingtono tranzistoriaus idėją (2.156 pav.). Tokio dvitakčio stiprintuvo galios tranzistorių $T_{1,2}$ pakeitimas atitinkamo laidumo Darlingtono tranzistoriais $T_{D\ 1,2}$ yra parodytas 2.166 pav. Esminė 2.166 pav. parodytos schemos ypatybė yra ta, jog šiuo atveju dvitaktės galios stiprinimo pakopos AB- klasės veika yra nustatoma Darlingtono tranzistorių $T_{D\ 1,2}$ pirmaisiais santykinai mažesnės galios tranzistoriais $T_{1,2}$, kai tuo tarpu didelės galios tranzistoriai $T_{3,4}$ esant $U_{in} = 0$ yra santykinai uždaryti. Taigi priešįtampos diodų $D_{1,2}$ skaičius ir jais tekanti pastovioji srovė $I_D = \cong \mathcal{E}_{1,2}/R_{1,2}$ yra parenkami taip, jog pastovioji įtampa $U_{R\ 3,4} =$ rezistoriuose $R_{3,4}$ tenkintų sąlygą: $|U_{R\ 3,4}| \cong 0,3 \div 0,4\text{ V}$ - Si tranzistorių $T_{3,4}$ atveju. Kita vertus rezistoriai $R_{3,4}$ atlieka galvaninio ryšio tarp bazės ir emiterio tranzistoriuose $T_{3,4}$ vaidmenį, ko pasėkoje pagerėja galios stiprinimo pakopos dažninės charakteristikos (2.156 pav. žiūrėk varžos R_{B2} įtaką).



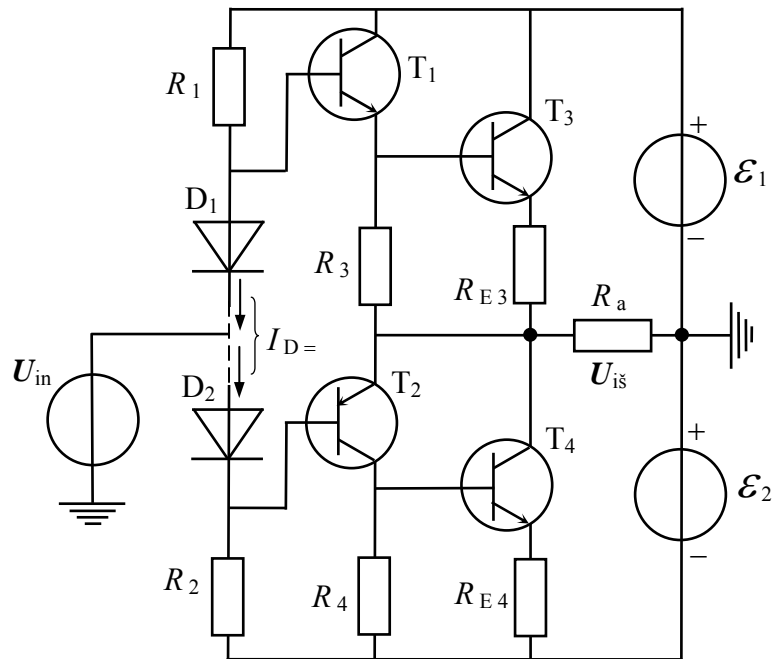
2.166 pav. Dvitaktės galios stiprinimo pakopos principinė elektroninė schema su dviem skirtingo laidumo Darlingtono tranzistoriais $T_{D1,2}$

2.166 pav. parodytoje schemoje didėjant įėjimo poveikio signalui U_{in} išėjimo srovė $I_{iš}$, o tuo pačiu ir išėjimo įtampa $U_{iš}$ apkrovoje R_a pirmiausiai yra sąlygojama atsidarančio tranzistoriaus T_1 arba T_2 , kai tuo tarpu galios tranzistoriai $T_{3,4}$ yra santykinai uždaryti. Šie tranzistoriai atsidaro tik įėjimo signalui U_{in} pasiekus tam tikrą vertę $U_{in s}$, kai įtampa $U_{R_{3,4}}$ rezistoriuose $R_{3,4}$ tenkina sąlygą: $|U_{R_{3,4}}| \geq 0,4 \div 0,5 \text{ V}$ - Si tranzistorių $T_{3,4}$ atveju.

Yra žinoma, jog n-p-n laidumo dvipoliai tranzistoriai yra geresnių elektrinių parametrų, palyginus su p-n-p tranzistoriais. Kita vertus AB-klasės veikoje yra geriau, kai dvitaktės schemas galios tranzistoriai $T_{1,2}$ yra vienodų elektrinių parametrų. Taigi Darlingtono tranzistoriaus atveju, pasinaudojus jungtinio Darlingtono tranzistoriaus idėja (2.157 pav.), galima sudaryti dvitaktės galios stiprinimo pakopos schemą su vienodais didelės galios tranzistoriais $T_{3,4}$ taip, kaip yra parodyta 2.167 pav. Kita panašių savybių dvitaktės galios stiprinimo pakopos schema su vienodais didelės galios tranzistoriais $T_{3,4}$ yra parodyta 2.168 pav. Čia pastebėsime, jog esminis 2.167 pav. ir 2.168 pav. parodytų schemų trukumas yra nesimetrinis galios tranzistorių $T_{3,4}$ jungimo būdas- EK schemoje (T_3) ir BE schemoje (T_4), atitinkamai, ko pasėkoje šiuose schemose yra stebimi didesni netiesiniai iškraipymai. Akivaizdu, jog 2.168 pav. parodytoje schemoje vietoje skirtingo poliarumo signalus formuojančių tranzistorių $T_{1,2}$ gali būti panaudotas transformatorius su dviguba antrine apvija taip, kaip yra parodyta 2.169 pav. Šioje schemoje galios tranzistorių $T_{1,2}$ AB-klasės veika yra parenkama kintamaisiais rezistoriais $R_{1,3}$, atitinkamai. Čia pastebėsime, jog kai kada

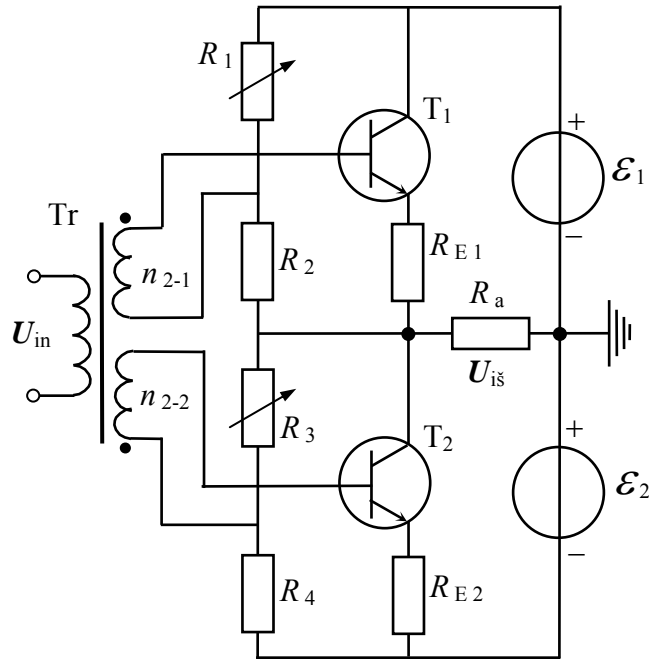


2.167 pav. Dvitaktės galios stiprinimo pakopos principinė elektroninė schema su įprastu ir jungtiniu Darlingtono tranzistoriais T_{D1} ir T_{D2} , atitinkamai, leidžianti panaudoti vienodus didelės galios tranzistorius T_3 ir T_4



2.168 pav. Dvitaktės galios stiprinimo pakopos principinė elektroninė schema su vienodais didelės galios tranzistoriais T_3 ir T_4

dvitaktės galios stiprinimo pakopose vietoje dviejų maitinimo įtampos šaltinių $\mathcal{E}_{1,2}$ yra įjungiamas vienas maitinimo įtampos šaltinis $\mathcal{E} = 2 \cdot \mathcal{E}_{1,2}$, kurio vienas iš polių yra išžeminamas, ir tokio jungimo atveju išžemintas apkrovos rezistorius R_a yra jungiamas per skiriamąjį kondensatorių C .



2.169 pav. Transformatorinės dvitaktės galios stiprinimo pakopos principinė elektroninė schema su vienodais didelės galios tranzistoriais T_1 ir T_2 , kur transformatoriaus Tr antrinių apvijų $n_{2-1,2}$ išvadai su vienodomis signalo fazėmis yra pažymėti taškais „•“

Čia pastebėsime, jog transformatorinės dvitaktės galios stiprinimo pakopos su vienodais didelės galios tranzistoriais T_1 ir T_2 atveju (2.169 pav.) šių tranzistorių jungimo schemų nesimetriškumą galima kompensuoti parenkant transformatoriaus Tr antrinių apvijų $n_{2-1,2}$ atitinkamų vijų skaičių taip, kad būtų tenkinama sąlyga:

$$n_{2-2}/n_{2-1} \cong K_{ukT1}/K_{ueT2} \cong 1/K_{ueT2}, \quad (2.605)$$

kur: K_{ukT1} ir K_{ueT2} - EK schemoje įjungto tranzistoriaus T_1 ir BE schemoje įjungto tranzistoriaus T_2 diferencialiniai įtampos perdavimo-stiprinimo koeficientai, atitinkamai.

KEK schemas (2.160 pav.)- dvitaktės galios stiprinimo pakopos bei jos modifikacijų (2.161 pav. ÷ 2.169 pav.), veikiančių B- bei AB- klasėse, naudingasis veikos koeficientas (nvk) η (2.590) yra surandamas analogiškai galios stiprintuvo schemai su vienpoliu tranzistoriumi EK jungimo atveju (2.158 pav.), veikiančioje A- klasėje. Akivaizdu, jog B- klasės veikos atveju dvitaktės galios stiprinimo pakopos apkrovos R_a srovė i_a , esant harmoniniam įėjimo signalui $U_{in} = U_0 \cdot \sin(\omega \cdot t)$, puse periodo T teka per vieną iš maitinimo įtampos šaltinių $\mathcal{E}_{1,2}$ bei per tuo metu atidarytą tranzistorių $T_{1,2}$ (2.160 pav. b), atitinkamai.

Taigi matome, jog šiuo atveju šaltinių $\mathcal{E}_{1,2}$ generuojama srovė visada teka ir per apkrovą R_a , ko pasėkoje dvitaktės galios stiprinimo pakopos η vertė yra žymiai didesnė už galios stiprintuvo pakopos EK jungimo atveju (2.158 pav.), veikiančios A- klasėje. Kita vertus

akivaizdu ir tai, jog apkrovoje R_a išėjimo įtampos $U_{i\text{š}}$ didžiausia vertė $U_{i\text{š max}} \equiv U_{R_a \text{ max}} \cong \mathcal{E}_{1,2}$, kuri nepriklauso nuo R_a . Todėl didžiausia vidutinė galia $P_{a \text{ max}}$ apkrovoje R_a yra:

$$P_{a \text{ max}} = \mathcal{E}^2 / (2 \cdot R_a), \quad (2.606)$$

kur priėmėme: $|\mathcal{E}_1| = |\mathcal{E}_2| = \mathcal{E}$.

Esant harmoniniam įėjimo signalui $U_{\text{in}} = U_0 \cdot \sin(\omega \cdot t)$ didžiausio neiškraipyto išėjimo signalo $U_{i\text{š}}$ atveju momentinė įtampa u_{R_a} apkrovoje R_a yra išreiškiama taip:

$$u_{R_a}(t) \cong \mathcal{E} \sin(\omega \cdot t), \quad (2.607)$$

ir todėl iš (2.607) galios tranzistoriuose $T_{1,2}$ (2.160 pav.) išsiskirianti momentinė galia $p_{T_{1,2}}$ yra:

$$p_{T_{1,2}} = (\mathcal{E} - u_{R_a}(t)) \cdot (u_{R_a}(t) / R_a), \quad (2.608)$$

ir iš čia galios tranzistoriuose $T_{1,2}$ (2.160 pav.) išsiskirianti vidutinė galia $P_{T_{1,2}}$ yra:

$$\begin{aligned} P_{T_{1,2}} &= T^{-1} \cdot \int_0^{T/2} \{(\mathcal{E} - u_{R_a}(t)) \cdot (u_{R_a}(t) / R_a)\} \cdot dt \cong \\ &\cong T^{-1} \cdot \int_0^{T/2} \{[\mathcal{E} - \mathcal{E} \sin(\omega \cdot t)] \cdot [\mathcal{E} \sin(\omega \cdot t) / R_a]\} \cdot dt = \\ &= (\mathcal{E}^2 / R_a) \cdot [(1/\pi) - (1/4)] \cong 0,0683 \cdot (\mathcal{E}^2 / R_a), \end{aligned} \quad (2.609)$$

ir iš čia bei (2.590) ir (2.607) galutinai gauname dvitaktės galios stiprinimo pakopos koeficiento η didžiausią galimą vertę η_{max} :

$$\eta_{\text{max}} = P_{a \text{ max}} / (2 \cdot P_{T_{1,2}} + P_{a \text{ max}}) \cong 0,785 \equiv 78,5 \%. \quad (2.610)$$

Akivaizdu, jog didžiausia momentinė galia $p_{T_{1,2} \text{ max}}$ išsiskirianti galios tranzistoriuje $T_{1,2}$ neatitinka didžiausią įėjimo įtampos U_{in} momentinę vertę $u_{\text{in max}} = U_0$ - amplitudę. Ieškomą vertę $p_{T_{1,2} \text{ max}}$ ir ją atitinkančią įtampą u_{in}^* surasime iš momentinės galios $p_{T_{1,2}}$ išraiškos $p_{T_{1,2}}(u_{\text{in}})$ išvestinės $p_{T_{1,2}}'(u_{\text{in}})$ ekstremumo:

$$p_{T_{1,2}}'(u_{\text{in}}) = \partial p_{T_{1,2}}(u_{\text{in}}) / \partial u_{\text{in}} \cong \partial [(\mathcal{E} - u_{R_a}(t)) \cdot (u_{R_a}(t) / R_a)] / \partial u_{R_a}(t) \equiv 0,$$

kur apytikslė lygybė yra parašyta priėmus, jog $u_{R_a} \cong u_{\text{in}}$, ir iš čia gauname:

$$(\mathcal{E} - 2 \cdot u_{in}^*) / R_a = 0 \quad \Rightarrow \quad u_{in}^* = \mathcal{E} / 2. \quad (2.611)$$

Iš (2.608) ir (2.611) randame didžiausią momentinę galią $p_{T_{1,2} \max}$, išsiskiriančią galios tranzistoriuje $T_{1,2}$:

$$p_{T_{1,2} \max} = (\mathcal{E} - u_{in}^*) \cdot (u_{in}^* / R_a) \cong \mathcal{E}^2 / (4 \cdot R_a). \quad (2.612)$$

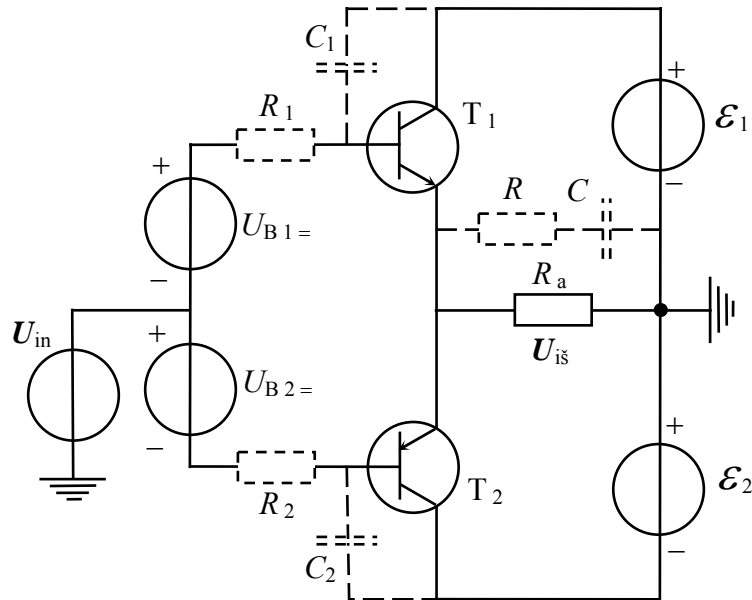
Palyginę $p_{T_{1,2} \max}$ (2.612) ir $P_{a \max}$ (2.606) vertes matome, jog jos skiriasi tik du kartus, kai tuo tarpu vidutinė vertė $P_{T_{1,2}}$ (2.609) yra tik $\approx 0,1 \cdot P_{a \max}$ (2.609). Taigi išraiška (2.612) yra esminė, kai reikia įvertinti didžiausią leistiną dvitaktės stiprinimo pakopos galios tranzistorių $T_{1,2}$ maitinimo įtampos \mathcal{E} didžiausią leistiną vertę \mathcal{E}_{\max} :

$$\mathcal{E}_{\max} \leq 2 \cdot (p_{T_{1,2} \max} \cdot R_a)^{1/2}. \quad (2.613)$$

Čia pastebėsime, jog anksčiau pateiktos galingumų išraiškos yra gautos esant griežtai galios tranzistorių $T_{1,2}$ (2.160 pav.) priešingos fazės veikai- kai vienas iš galios tranzistorių $T_{1,2}$ yra atidarytas, tai kitas galios tranzistorius $T_{2,1}$ yra uždarytas. Tačiau tranzistoriai yra inertiški įtaisai- didėjant įėjimo signalo $U_{in} = U_o \cdot \sin(\omega \cdot t)$ dažniui ω , tranzistoriaus stiprinimo savybės blogėja ir tai yra nusakoma atitinkamais ribiniais dažniais: ω_α , ω_β ir ω_T (I d.- (1.251), 1.83 pav.). Taigi, kai $\omega \Rightarrow \omega_{\alpha, \beta, T}$, tai šiuo atveju yra galima situacija, kuriai esant dvitaktės stiprinimo pakopos abu galios tranzistoriai $T_{1,2}$ bus atidaryti. Akivaizdu, jog šiuo atveju maitinimo šaltinių $+\mathcal{E}$ ir $-\mathcal{E}$ sąlygota srovė atidarytuose tranzistoriuose $T_{1,2}$ gali viršyti jiems leistiną maksimalią srovę $I_{K \max}$ ir jie „sudegs“. Todėl srovę ribojančių rezistorių $R_{E_{1,2}}$ (2.162 pav. ÷ 2.166 pav., 2.169 pav.), R_{E_K} (2.167 pav.) ir $R_{E_{3,4}}$ (2.168 pav.) vertė R_{\min} turi būti nustatoma iš sąlygos:

$$R_{\min} \geq |\mathcal{E}| / I_{K \max}. \quad (2.614)$$

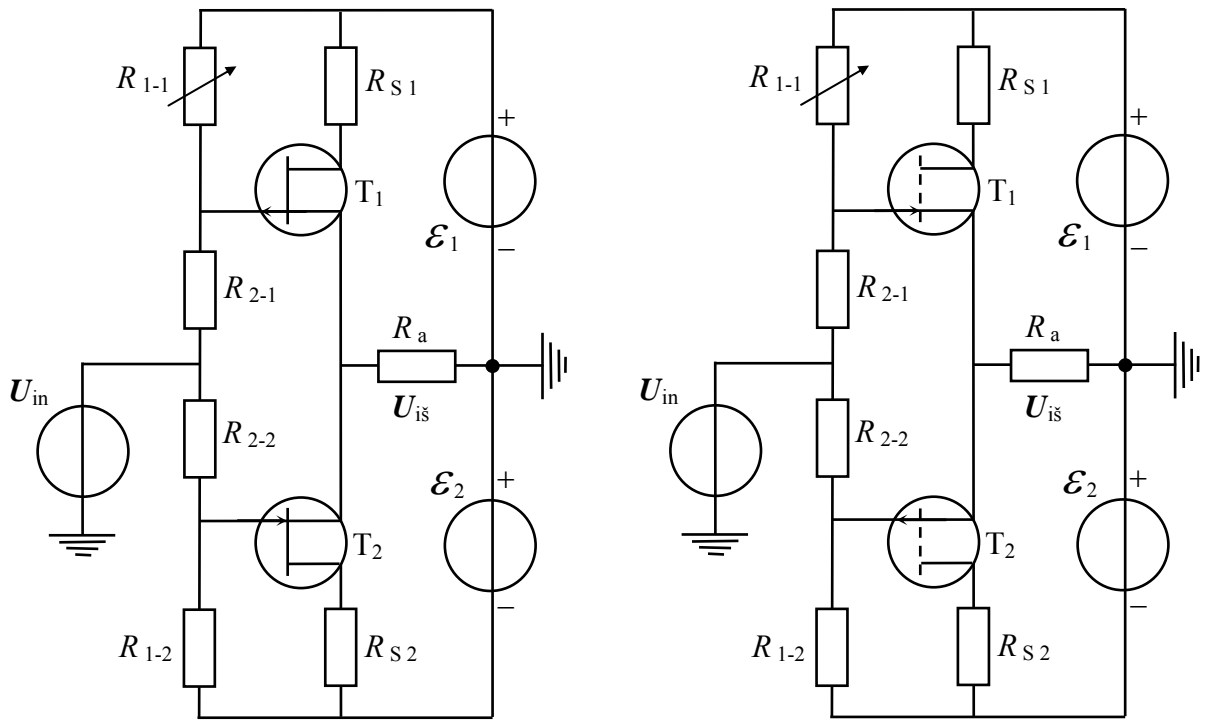
Yra žinoma, kad dvipolis tranzistorius EK schemoje yra linkęs susižadinti- atsiranda parazitiniai aukšto dažnio virpesiai. Todėl dvitaktės stiprinimo pakopos KEK schema (2.160 pav. a) taip pat yra linkusi susižadinti ir būtina imtis priemonių šiam parazitiniam efektui pašalinti. Priemonės leidžiančios išvengti parazitinio susižadavimo dvitaktės stiprinimo pakopos KEK schemoje yra parodytos 2.170 pav., iš kur matome, jog viena iš priemonių yra aukštus dažnius (garsinio dažnio signalo stiprintuvuose $f \geq 20$ kHz) šuntuojančios RC-grandinės jungimas lygiagrečiai apkrovai R_a arba žemų dažnių $R_1 C_1$ - filtro jungimas galios tranzistorių $T_{1,2}$ įėjimų- bazių grandinėse, kurių aukštasis ribinis dažnis f_{ra} garsinio dažnio signalo stiprintuvuose yra parenkamas iš sąlygos: $f_{ra} = 1 / (2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1) \leq 20$ kHz.



2.170 pav. Dvitaktės galios stiprinimo pakopos principinė elektroninė schema su parazitinių susižadinimų naikinančiomis RC - grandinėmis, parodytomis brūkšniuotomis linijomis

Čia pastebėsime, jog aukštus dažnius šuntuojančios RC - grandinės taikymas dvitaktės galios stiprinimo pakopos išėjime (2.170 pav.) mažina stiprintuvo η , kai tuo tarpu rezistorių $R_{1,2}$ įtaka yra žymiai mažesnė dėl santykinai mažų galios tranzistorių $T_{1,2}$ įėjimų- bazių srovių.

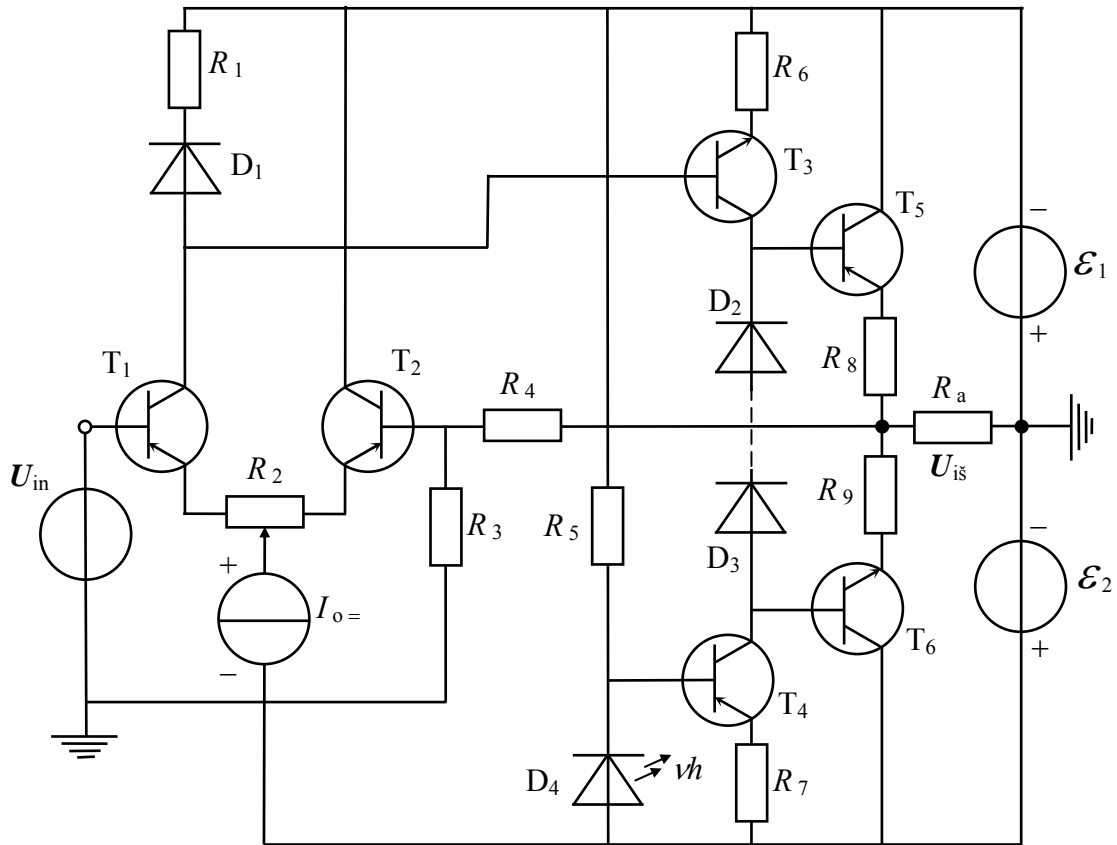
Akivaizdu, jog galios stiprintuvo schemose 2.158 pav. ÷ 2.170 pav. vietoje dvipolių galios tranzistorių galima taikyti vienpolius galios tranzistorius. Čia, priklausomai nuo kanalo būsenos- atidarytasis arba uždarytasis, yra parenkama užtūros pastovioji įtampa U_{GS} , taip, jog lauko tranzistoriaus veikia atitiktą pasirinktą klasės A-, B- arba AB- veiką. Tipinės AB- klasėje veikiančios dvitaktės galios stiprinimo pakopos su sandūriniais atidarytaisiais ir uždarytaisiais p- bei n- kanalais vienpoliais lauko tranzistoriais $T_{1,2}$ yra parodytos 2.171 pav. a ir b, atitinkamai, kurios savo veiką yra analogiškos pastovaus įėjimo signalo elementariųjų stiprinimo pakopų veikai, parodytų 2.95 pav. Čia pastebėsime, jog lauko tranzistoriaus perdavimo charakteristika $I_D(U_{GS}) \cong I_{D_{max}} \cdot (1 - |U_{GS}/U_S|)^2$ (I d.- (1.281)) yra mažiau netiesinė už dvipolio tranzistoriaus perdavimo charakteristiką $I_K(U_{BE}) \cong I_{K_{es}} \cdot \exp(U_{BE}/\varphi_T)$ (I d.- (1.141)). Todėl akivaizdu, jog AB- klasėje veikiančios dvitaktės galios stiprinimo pakopos su vienpoliais lauko tranzistoriais $T_{1,2}$ turės mažesnius netiesinius išėjimo signalo $U_{i\delta}$ iškraipymus δ_γ (2.383), palyginus su analogiškėmis schemomis su dvipoliais galios tranzistoriais. Kita vertus pastebėsime, jog mažiausi netiesiniai iškraipymai yra stebimi dvitaktėse galios stiprinimo pakopose su vakuuminėmis lempomis, nes jų perdavimo- anodo „A“ srovės I_A priklausomybė nuo valdančiojo tinklelio „T“ įtampos U_{TK} charakteristika yra:



2.171 pav. AB- klasėje veikiančių dvitakčių galios stiprinimo pakopų principinės elektroninės schemas su sandūriniais atidarytaisiais (a) ir uždarytaisiais (b) p- bei n- kanalais vienpoliais lauko tranzistoriais $T_{1,2}$, atitinkamai

$I_A(U_{TK}) \cong k \cdot U_{TK}^{3/2}$, t. y. netiesiškumas dar mažesnis už lauko tranzistorių. Todėl garsinio dažnio lempiniai stiprintuvai yra gaminami ir naudojami iki šiol.

Akivaizdu, jog KEK schemas pagrindu sudaryta dvitakčio galios stiprinimo pakopa nestiprina įtampos, nes jo įtampos perdavimo koeficientas $K_{u\ dv} \leq 1$ ir todėl įėjimo įtampos U_{in} amplitudė $U_{in\ o}$ turi kisti diapazone nuo $+\mathcal{E}_{1,2}$ iki $-\mathcal{E}_{2,1}$, kuriai esant yra gaunama didžiausia išėjimo įtampos U_{is} amplitudės vertė $U_{is\ o\ max} \cong |\mathcal{E}_{1,2}|$. Taigi yra būtinas priešstiprintuvis, kuris padidintu stiprintuvo įėjimo U_{in} jautrį iki $U_{in\ o\ max} \cong 0,15 \div 0,3$ V. Iš čia seka, jog priešstiprintuvio įtampos stiprinimo koeficientas $K_{u\ pr}$ turi turėti minimalią vertę $K_{u\ pr\ min} \geq \{|\mathcal{E}_{1,2}| [V]\} / \{0,15 [V]\}$ ir iš čia, kai $|\mathcal{E}_{1,2}| = 10 \div 50$ V, turime $K_{u\ pr\ min} \geq 70 \div 300$. Ši vertė yra lengvai gaunama kelių pakopų kaskadinio stiprintuvo atveju, kurių įvairūs variantai yra aprašyti 2.1.6. skirsnyje. Čia pastebėsime, jog vien tik reikiama koeficiento $K_{u\ pr\ min}$ vertė dar neužtikrina KEK schemas pagrindu sudarytos dvitakčio galios stiprinimo pakopos veikos, nes jos įėjime veikianti įtampa U_{in} turi turėti bipolinį poliaringumą- $\pm U_{in\ o}$. Vienas iš šios problemos sprendimo būdų yra parodytas 2.172 pav., iš kur matome, jog priešstiprintuvis yra padarytas diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo pagrindu (2.96 pav.).



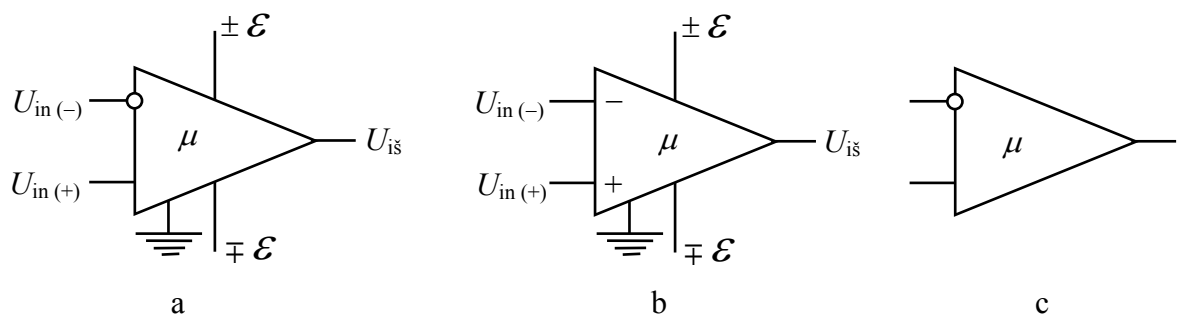
2.172 pav. KEK pakopos pagrindu sudaryto dvitakčio galios stiprintuvo su priešstiprintuviais, sudarytu diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo pagrindu, principinė elektroninė schema

Iš 2.172 pav. matome, jog priešstiprintuvis turi neigiamą grįžtamąjį ryšį, kuris yra sudarytas iš rezistorinio įtampos daliklio $R_3 \parallel R_4$. Nesunku parodyti, jog šiuo atveju viso galios stiprintuvo įtampos stiprinimo koeficiento K_u modulis yra: $K_u \cong 1 + R_4/R_3$ ir iš čia seka būtina santykio R_4/R_3 vertė- $R_4/R_3 \geq \{|\mathcal{E}_{1,2}| [V]\} / \{0,15 \div 0,3 [V]\}$. Diodas D_1 yra įjungtas tikslu gauti temperatūrinę T stabilizaciją- kai $U_{in} = 0$, tai $U_{is}(T) \cong 0$. Šis efektas yra gaunamas panaudojant puslaidininkio diodo D_1 neigiamą temperatūrinio įtampos koeficiento \square_T vertę: -2 mV/K (I d.- (1.29)), kuri kompensuoja tranzistoriaus T_3 bazės įtampos teigiamą temperatūrinį koeficientą. Čia pastebėsime, jog schema: $R_1 - D_1$ ir $R_6 - T_3$ yra vadinama *srovės atspindžio schema*, nes tranzistoriaus T_3 kolektoriaus srovė yra tiesiog proporcinga srovei diode D_1 . Tranzistorius T_4 su įtampą stabilizuojančiu šviesos diodu D_4 veikia pastovios srovės šaltinio veikoje ir to pasėkoje valdomo srovės šaltinio T_3 santykinai mažas srovės pokytis $\Delta I \approx 1 \div 3 \text{ mA}$ sukuria santykinai didelį įtampos pokytį $\Delta U \approx |\mathcal{E}_{1,2}|$, nes srovės šaltinio T_3 varža yra santykinai didelė- kiloomų eilės. Čia pastebėsime, jog rezistorius R_5 gali būti „įžemintas“ ir tai dvigubai sumažina jo varžos vertę ir tuo pačiu išsiskiriančią šiluminę galią jame. Kita vertus skirtuminiame priešstiprintuvyje $T_1 - T_2$ vietoje pastoviosios srovės šaltinio

$I_{o=}$ daugeliu atveju galima įjungti rezistorių $R = 2 \cdot |\mathcal{E}_{1,2}| / I_{o=}$, kurio varžos vertės įtaką skirtuminio stiprintuvo veikai parodysime vėliau, nagrinėdami operacinio stiprintuvo elektrines savybes.

2.1.9. Operacinis stiprintuvas

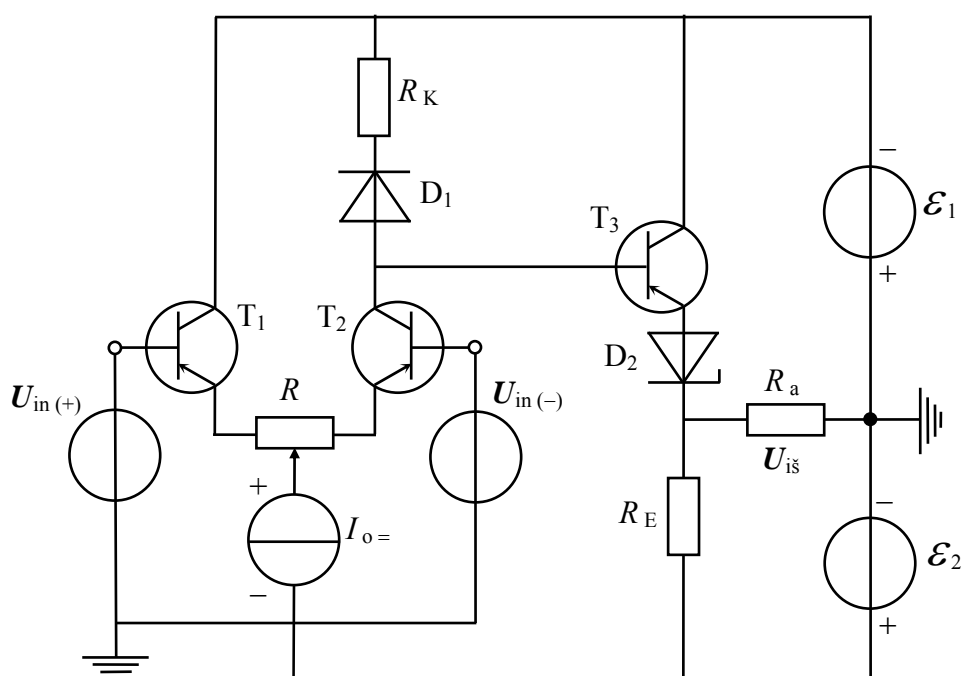
Operacinis stiprintuvas- elektroninis įrenginys, kurio pagrindinė paskirtis yra daugiafunkcinis taikymas elektronikoje, pvz. matematinių veiksčių elektroniniuose įtaisuose atlikimo funkcija: sumavimo-atimties $\sum [\pm F_i(t)]$, daugybos $\prod F_i(t)$, integravimo $\int F(t) \cdot dt$, diferencijavimo dF/dt ir t.t., ko pasekoje ir turime pavadinimą- *operacinis stiprintuvas*. Daugiafunkcinė operacinio stiprintuvo savybė yra apspręsta jo schemotechninio išpildymo- jis būtinai turi du įėjimus ir vieną arba daugiau išėjimų. Čia pastebėsime, jog nuo dvejų kanalų- stereostiprintuvo, taip pat turinčio du įėjimus, kurie yra vienodi, operacinio stiprintuvo įėjimai yra būtinai skirtingi- „invertuojantis“ ir „neinvertuojantis“. Taigi operacinis stiprintuvas yra specifinis įrenginys ir jo schemotechninis žymėjimas yra parodytas 2.173 pav.



2.173 pav. Operacinio stiprintuvo schemotechninis žymėjimas

Iš 2.173 pav. matome, jog invertuojantis įėjimas $U_{in(-)}$ yra žymimas apskritimu „o“ (2.173 pav. a) arba ženklu „-“ (2.173 pav. b), o neinvertuojantis įėjimas $U_{in(+)}$ - nėra žymimas (2.173 pav. a) arba yra žymimas ženklu „+“ (2.173 pav. b). Kitas esminis operacinio stiprintuvo schemotechninio išpildymo požymis yra du pastoviosios įtampos maitinimo šaltiniai $\pm \mathcal{E}$, kurie yra jungiami būtinai su priešingu poliaringumu. Toks maitinimo įtampos šaltinių $\pm \mathcal{E}$ jungimo būdas leidžia gauti abiejų poliaringumų išėjimo įtampą- $\pm U_{is}$ „žemės“ atžvilgiu. Dažnai elektroninių grandinių schemose operacinio stiprintuvo maitinimo įtampos grandinės bei įžeminimas nėra rodomi (2.173 pav. c). Dar viena esminė operacinio stiprintuvo savybė- pastovaus signalo stiprinimas ir esant $U_{in} \equiv 0$, išėjime būtinai turi būti $U_{is} \equiv \approx 0$. Taip

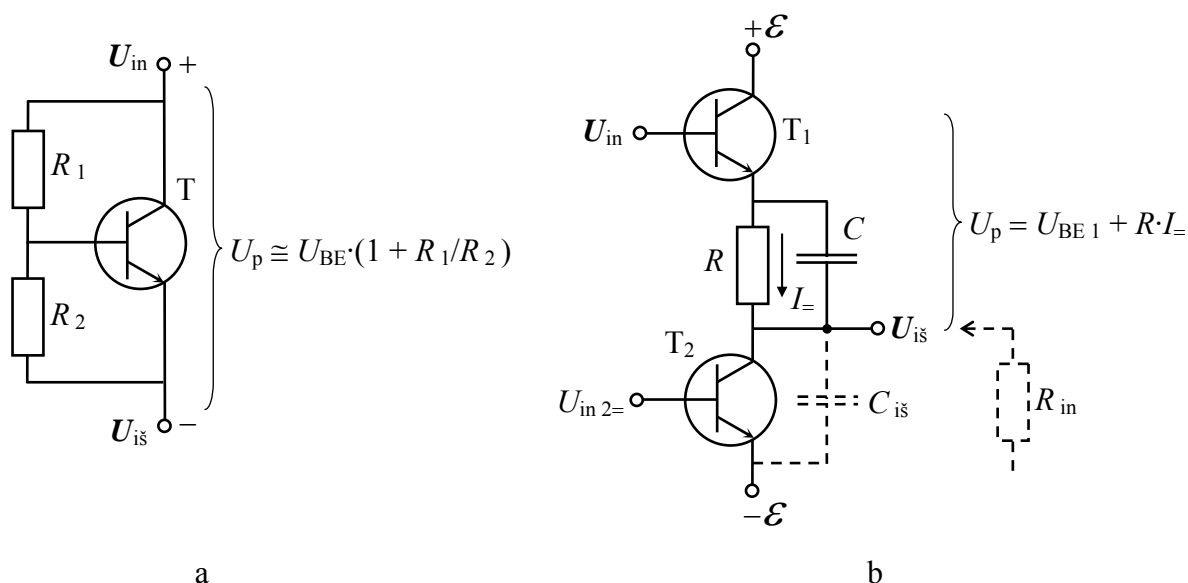
pat operacinis stiprintuvas turi pasižymėti labai dideliu diferencialiniu įtampos stiprinimo koeficientu $\mu_o \gg 1$ ir santykinai didelėmis įėjimų varžomis bei santykinai maža išėjimo varža. Taigi nesunku pastebėti, jog iš čia išvardintų operacinio stiprintuvo požymių jo elektroninė schema atitinka pastovaus įėjimo signalo stiprintuvus ir konkrečiai skirtuminę (diferencinę) stiprinimo pakopą (2.96 pav. ir 2.97 pav.). Tačiau esminis skirtuminės stiprinimo pakopos trukumas yra tai, jog jos apkrovos rezistorius R_a nėra „įžemintas“. Šios problemos sprendimas akivaizdžiai seka iš anksčiau išnagrinėtos KEK pakopos pagrindu sudaryto dvitakčio galios stiprintuvo su priešstiprintuviumi, sudarytu diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo pagrindu, principinės elektroninės schemas, parodytos 2.172 pav. Taigi, 2.174 pav. yra parodyta pati elementariausia operacinio stiprintuvo elektroninė schema, kurioje yra panaudota nesimetrinė skirtuminė pakopa (T_1 - T_2) įėjime ir pastovaus įėjimo signalo elementarioji EK stiprinimo pakopa su dvipoliu tranzistoriumi T_3 (2.91 pav. d) išėjime.



2.174 pav. Elementariausia operacinio stiprintuvo elektroninė schema su dvipoliais tranzistoriais

Iš 2.174 pav. matome, jog tranzistoriaus T_3 bazės statinis potencialas, atitinkantis tranzistoriaus T_2 kolektoriaus statinį potencialą $U_{K2} \cong \mathcal{E}_1 / 2$, apkrovos rezistoriaus R_a atžvilgiu yra kompensuotas atgaline kryptimi įjungto stabilitrono D_2 stabilizacijos (pastovinimo) įtampos verte $U_{p2} \cong \mathcal{E}_1 / 2 + U_{BE3}$, nes šis pastoviosios įtampos kompensavimo būdas nesumažina kintamojo signalo vertės, kas seka iš santykinai mažos stabilitrono diferencialinės varžos vertės $r_d < 100 \Omega$ griūtinio pramušimo metu (I d.- (1.62),

(1.64)). Akivaizdu, jog parinkti stabilitroną su reikiama pastovinio įtampos U_p verte U_{p2} yra sudėtinga ir todėl yra taikomi kiti pastoviosios įtampos kompensavimo būdai, pvz. taip, kaip yra parodyta 2.175 pav.



2.175 pav. Kiti galimi pastoviosios įtampos kompensavimo būdai, nesumažinantys kintamojo signalo $U_{in} \rightarrow U_{is}$ vertės

Iš 2.175 pav. a matome, jog priklausomai nuo rezistorių R_1 ir R_2 varžų santykio R_1/R_2 postūmio įtampos vertė U_p gali būti parenkama santykinai plačiame įtampų diapazone:

$$U_p \cong U_{BE} \cdot (1 + R_1/R_2), \quad (2.615)$$

ir ši išraiška seka iš akivaizdžios tapatybės: $U_{BE} \cong U_p \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$, kai $I_B \cong 0$.

Čia pastebėsime, jog 2.175 pav. a parodyta schema yra vadinama įtampos U_{BE} dauginimo schema ir taip pat- keičiamos pastovinio įtampos U_p „stabilitronu“.

Iš 2.175 pav. b matome, jog kitame pastoviosios įtampos kompensavimo variante yra panaudotas pastoviaja įtampa $U_{in2} =$ valdomas pastoviosios srovės I_- šaltinis T_2 ir todėl postūmio įtampos vertė U_p gali būti parenkama santykinai plačiame įtampų diapazone:

$$U_p = U_{BE1} + R \cdot I_-. \quad (2.616)$$

Akivaizdu, jog 2.175 pav. b parodytoje schemeje rezistorius R su išėjimo U_{is} apkrova-sekančios pakopos įėjimo varža R_{in} (parodyta brūkšninėmis linijomis) sudaro įtampos daliklį ($R_{in} \parallel R$) ir tai sąlygoja įtampos U_{in} nepagedautiną mažinimą:

$$U_{is} \cong U_{in} \cdot [R_{in} / (R_{in} + R)], \quad (2.617)$$

iš kur seka: kai $R_{in} \Rightarrow \infty$, tai $U_{is} \Rightarrow U_{in}$.

Dažniausiai $R_{in} \ll \infty$ ir todėl kintamojo signalo U_{in} atveju sąlygą $U_{i\bar{s}} \Rightarrow U_{in}$ galima pagerinti kompensuotu rezistoriniu įtampos dalikliu (2.42 pav.) ir nagrinėjamu atveju kompensuojančios talpos C (2.175 pav. b) vertė seka iš kompensavimo sąlygos (2.137):

$$C = C_{i\bar{s}} \cdot (R_{in} \parallel R_{KE2}) / R \cong C_{i\bar{s}} \cdot R_{in} / R, \quad (2.618)$$

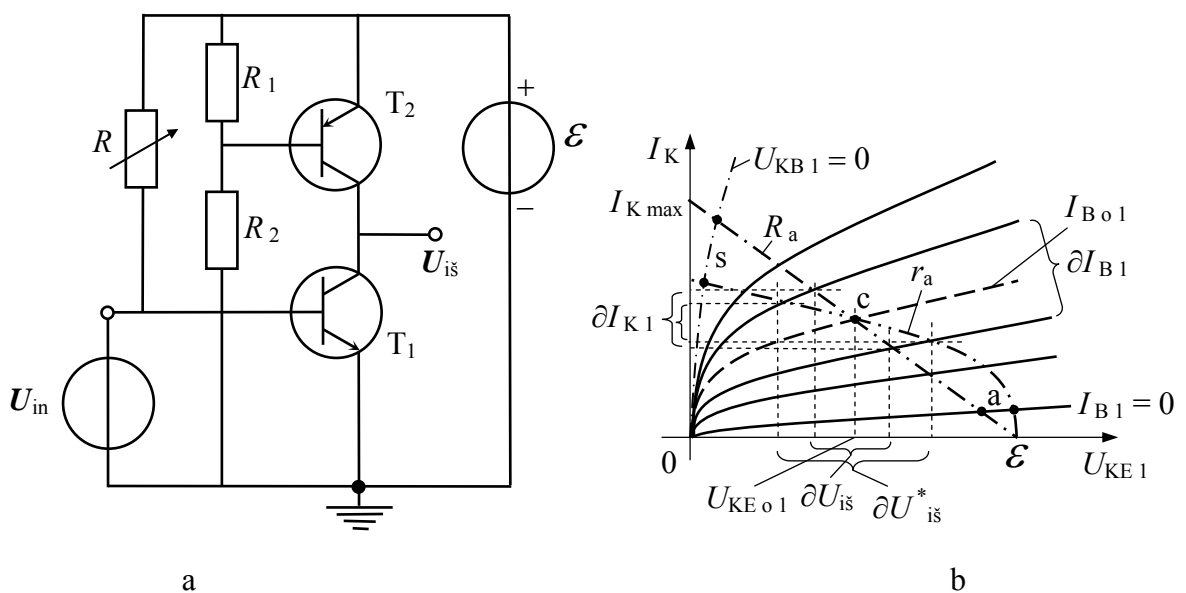
kur: $C_{i\bar{s}}$ - išėjimo $U_{i\bar{s}}$ talpos vertė; R_{KE2} - tranzistoriaus T_2 kolektoriaus-emiterio varža pastoviajai srovei (I d.- (1.155)).

Iš (2.325) seka elementariausio operacinio stiprintuvo (2.174 pav.) įėjimo įtampos U_{in} parafazinio poveikio $U_{in p} = U_{in (+)} - U_{in (-)}$ atveju diferencialinio įtampos stiprinimo koeficiento $\mu = U_{i\bar{s}} / U_{in p}$ žemadažnė vertė:

$$\mu_o = \alpha_{o2} \cdot I_{o=} \cdot R_K / (4 \cdot \varphi_T), \quad (2.619)$$

iš kur, kai: $\alpha_{o2} \cong 1$, $I_{o=} = 1 \text{ mA}$, $\varphi_T \cong 26 \text{ mV}$ ir $R_K = 10 \text{ k}\Omega$, gauname $\mu_o \approx 100$.

Iš (2.619) seka esminis elementariausio operacinio stiprintuvo (2.174 pav.) μ_o vertės didinimo būdas- įmanomai didinti varžos R_K vertę, nes pastoviosios srovės $I_{o=}$ didinimo kelias nėra priimtinas dėl energetinių sąnaudų mažinimo būtinybės. Kita vertus akivaizdu, jog didinant varžos R_K vertę, kai $I_{o=} = \text{const}$, būtina tiek pat kartų didinti maitinimo įtampos šaltinio \mathcal{E}_1 vertę, kas taip pat nepriimtina. Todėl šios problemos sprendimui yra taikomas *dinaminės (aktyviosios) apkrovos principas*, kurio esmė matyti iš 2.175 pav. pateiktos BE stiprinimo pakopos (T_1) su dinamine apkrova (T_2) elektroninės schemos (a) bei jos išėjimo VACH (b).



2.175 pav. BE stiprinimo pakopos (T_1) su dinamine apkrova (T_2) elektroninė schema (a) bei jos išėjimo VACH (b)

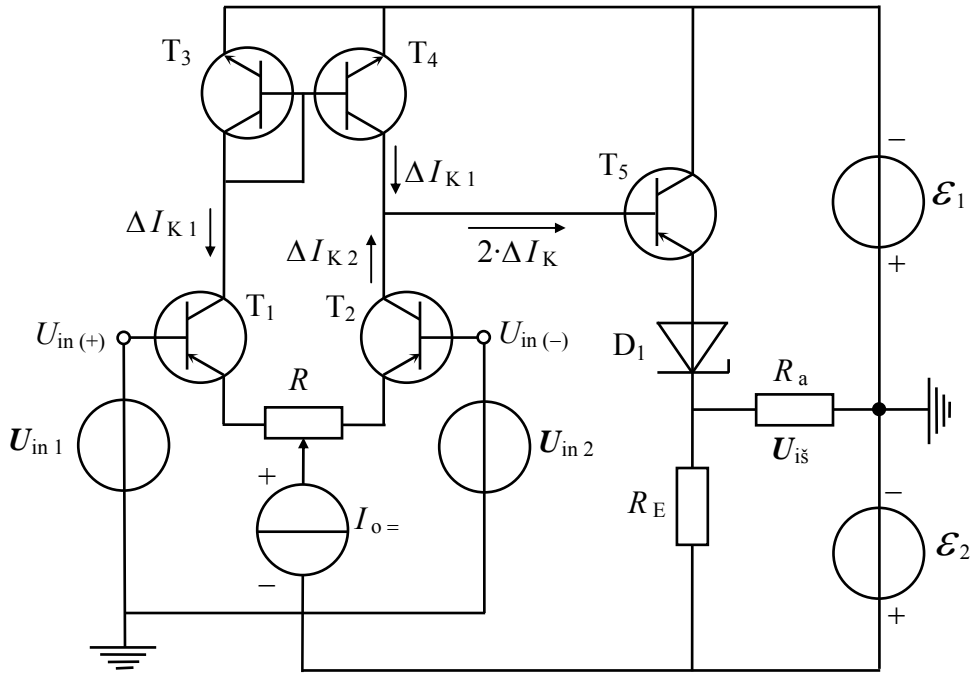
Iš 2.175 pav. b matome, jog BE schemoje įjungto n-p-n tranzistoriaus T_1 apkrova yra taip pat BE schemoje įjungto p-n-p tranzistoriaus T_2 išėjimo varža $R_{KE\ 2}$ (I d.- (1.155)). Ši varža tranzistoriaus T_1 išėjimo VACH sudaro dinaminės apkrovos kreivę r_a , kuri skiriasi nuo apkrovos tiesės R_a , kai apkrova yra pastovios varžos rezistorius $R_a = \text{const}$. Dinaminė apkrovos kreivė r_a atitinka tranzistoriaus T_2 išėjimo VACH šaką, esant $I_{B\ 0\ 2} = \text{const}$, kurios vertė yra nustatoma rezistoriniu įtampos dalikliu $R_1 \parallel R_2$. Nagrinėjamu atveju tranzistorių T_1 ir T_2 bazių pastoviosios srovės $I_{B\ 0\ 1}$ ir $I_{B\ 0\ 2}$, atitinkamai, yra parinktos taip, jog jų veikos taškai yra taške „c“ (2.175 pav. b). Dinaminės apkrovos kreivės r_a veikos taško „c“ aplinkoje tranzistoriaus T_2 diferencialinę išėjimo varžą $r_{KE\ 2}$ (I d.- (1.152)) yra didesnė už ominę varžą $R_{KE\ 2}$ pastoviajai srovei ir tai sąlygoja didesnę įtampos stiprinimą su tranzistoriumi T_1 , nes esant tam pačiam įėjimo įtampos pokyčiui ∂U_{in} , o tuo pačiu ir bazės srovės I_{B1} pokyčiui ∂I_{B1} , gauname didesnę išėjimo įtampos pokytį $\partial U_{is}^* > \partial U_{is}$. Taigi iš (I d.- (1.162)) galima parašyti BE stiprinimo pakopos su dinamine apkrova r_a (2.175 pav. a) diferencialinio įtampos stiprinimo koeficiento K_{ue}^* išraišką:

$$K_{ue}^* = \partial U_{is}^* / \partial U_{in} = S \cdot r_{KE\ 2} \cdot \mathcal{E}^2 / (I_K \cdot R_{KE\ 2} + \mathcal{E})^2 \approx S \cdot r_{KE\ 2}, \quad (2.620)$$

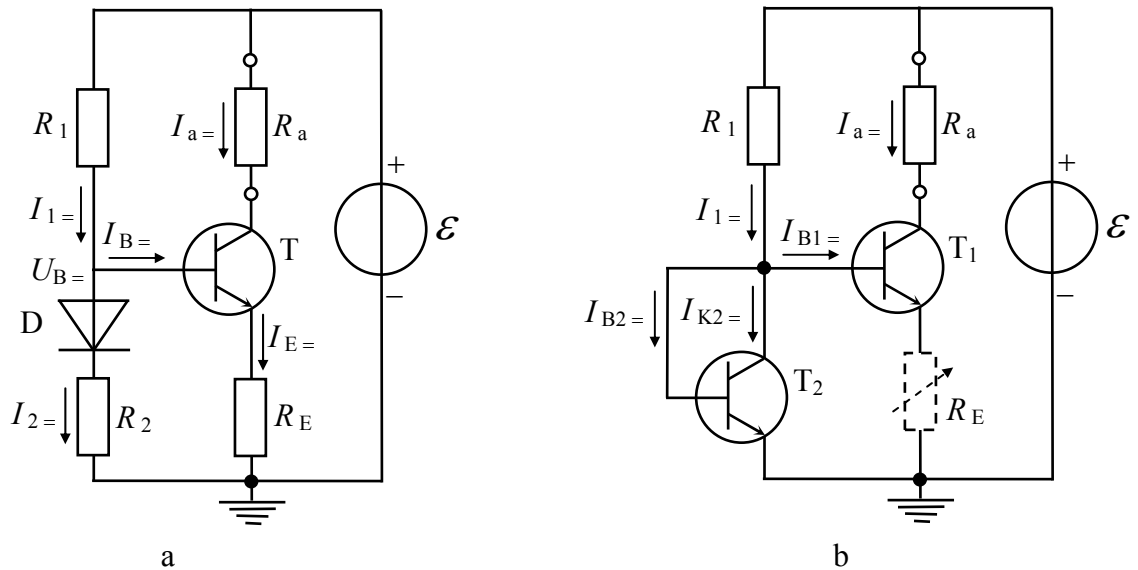
kur: $S = I_K / \varphi_T$ - tranzistoriaus T_1 diferencialinis statumas (I d.- (1.146)).

Iš (I d.- (1.152)) ir (2.620) paskaičiuojame, kai: $\alpha_o = 0,98$; $\alpha_{oi} = 0,5$; $\varphi_T = 25,5$ mV; $I_K = 1$ mA ir $U_{KE\ 2} = 0,3$ V, tranzistoriaus T_2 diferencialinė išėjimo varža $r_{KE\ 2} = 129 \cdot 10^3 \Omega$ ir iš čia gauname: $K_{ue}^* \approx 5 \cdot 10^3$, t. y. daug daugiau, negu su pastoviaja apkrova R_a (I d.- 1.63 pav. b), kuriai esant $K_{ue} \approx 10^2$. Čia pastebėsime, jog šio metodo- dinaminės apkrovos taikymo esminis trukumas yra santykinai didesni netiesiniai iškreipymai dėl netiesinės dinaminės apkrovos r_a varžos pobūdžio. Tačiau labai didelis diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas $\mu \gg 1$ leidžia taikyti santykinai stiprų neigiamą grįžtamąjį ryšį, ko pasėkoje yra gaunamas santykinai mažas stiprintuvo iškreipymų koeficientas δ_T (2.383).

Dinaminės apkrovos taikymo principas operacinio stiprintuvo schemoje su nesimetrine skirtumine pakopa (T_1 - T_2) įėjime ir pastovaus įėjimo signalo elementariaja EK stiprinimo pakopa su dvipoliu tranzistoriumi T_5 (2.91 pav. d) išėjime yra parodyta 2.176 pav. Iš čia matome, jog dinaminė apkrova T_4 yra sudaryta nesimetrinėje skirtuminėje pakopoje (T_1 - T_2) tranzistoriui T_2 , kai tuo tarpu tranzistoriaus T_1 apkrova T_3 yra srovę atspindinti (pakartojanti) schema, kurios veikimo principas yra parodytas 2.177 pav. Čia pastebėsime, jog 2.177 pav. parodytos grandinės yra vadinamos srovės atspindžio (atkartojimo) schema. Iš 2.177 pav. a matome, jog srovės atspindžio schema iš esmės yra BE stiprinimo pakopa, kurios veikos taškas yra nustatomas įtampos dalikliu, sudarytu iš nuosekliai sujungtų



2.176 pav. Operacinio stiprintuvo elektroninė schema su dvipoliais tranzistoriais ir dinamine apkrova (T_3 - T_4) nesimetrinėje skirtuminėje pakopoje (T_1 - T_2)



2.177 pav. Srovės atspindžio (pakartojimo) schema: a- su temperatūrinę T stabilizaciją gerinančiu diodu D ; b- su tranzistoriumi T_2 , įjungtu diodo veikoje

rezistorių R_1 ir R_2 bei diodo D . Diodas D kartu su tranzistoriaus T emiterio grandinėje įjungtu rezistoriumi R_E sąlygoja labai gerą veikos taško temperatūrinę stabilizaciją ir todėl pastovioji srovė $I_{a=}$ apkrovoje R_a praktiškai nepriklauso nuo temperatūros T svyravimų $\pm \Delta T$. Iš 2.177 pav. a galima parašyti:

$$I_{1=} = I_{E=} = (U_{B=} - U_{BE=})/R_E = (U_{D=} + I_{2=} \cdot R_2 - U_{BE=})/R_E \approx I_{1=} \cdot (R_2/R_E), \quad (2.621)$$

kur priimta: $U_{D=} \cong U_{BE=} \text{ ir } I_{1=} \cong I_{2=}$, kai $\beta_o \gg 1$.

Iš gautos išraiškos (2.621) matome, jog srovė $I_{a=}$ yra tiesiog proporcinga srovės $I_{1=}$ vertei $I_{1=} \cong \mathcal{E}/(R_1 + R_2)$, dėl ko ši grandinė ir yra vadinama „srovės atspindžio schema“. Kita vertus, iš (2.621) matome, jog „srovės atspindys“ yra tuo tikslesnis, kuo geriau yra realizuota sąlyga: $U_{D=} \cong U_{BE=}$. Todėl integriniuose grandynuose ši sąlyga yra realizuojama tiksliausiai tada, kai vietoje diodo D yra taikomas papildomas tranzistorius T_2 su įmanomai identiškais elektriniais parametrais tranzistoriui T_1 (2.177 pav. b), kurie puslaidininkiniame luste yra šalia vienas kito. Šiuo atveju galima parašyti:

$$I_{1=} = I_{B1=} + I_{B2=} + I_{K2=} = I_{B1=} + I_{B2=} + \beta_{o2} \cdot I_{B2=}, \quad I_{a=} = \beta_{o1} \cdot I_{B1=}, \quad (2.622)$$

ir iš čia gauname:

$$I_{a=} = [\beta_o / (\beta_o + 2)] \cdot I_{1=} \cong I_{1=}, \quad (2.623)$$

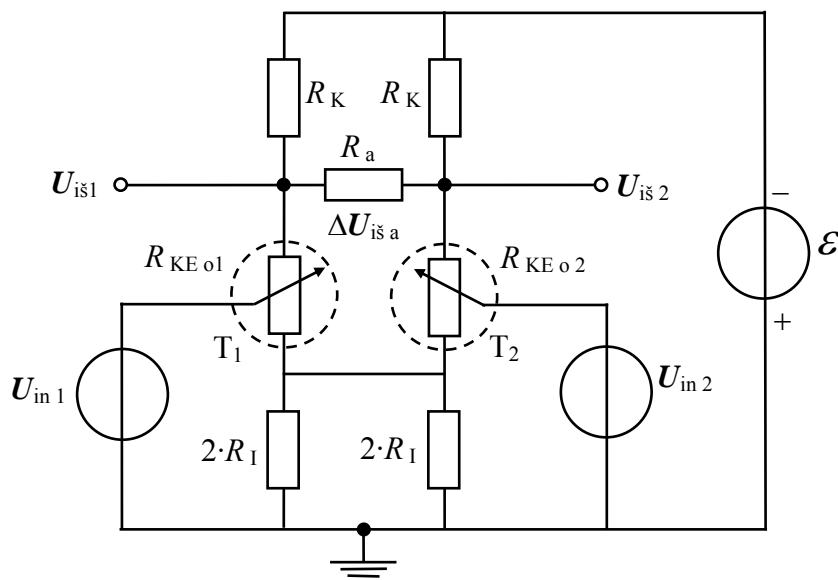
kur apytikslė lygybė yra parašyta esant sąlygai: $I_{B1=} \cong I_{B2=} \text{ ir } \beta_{o1} \cong \beta_{o2} = \beta_o \gg 1$.

Iš gautos išraiškos (2.623) seka, jog esant identiškiems tranzistoriams T_1 ir T_2 nėra būtinas rezistorius R_E (2.177 pav. b). Tuo atveju, kai srovės atspindžio (pakartojimo) schema yra daroma su diskretiniais elementais tranzistorių T_1 ir T_2 neidentišumą galima kompensuoti įjungus keičiamos varžos rezistorių R_E (2.177 pav. b parodytas brūkšniuota linija). Taigi, 2.176 pav. parodyta operacinio stiprintuvo elektroninė schema su dvipoliais tranzistoriais ir dinamine apkrova T_4 bei srovės atspindžio schema T_3 - T_4 nesimetrinėje skirtuminėje pakopoje T_1 - T_2 veikia taip: kai įėjimų signalų $U_{in 1, 2}$ poveikis yra parafazinis (skirtuminis) - $U_{in p} = U_{in 1} - U_{in 2} = (+U_{in (+)}) - (-U_{in (-)}) = 2 \cdot |U_{in o}|$, kur $U_{in o} = |U_{in 1, 2}|$, tai esant šiems įtampų $U_{in (\pm)}$ poliaringumams tranzistorius T_1 užsidarinėja ir jo kolektoriaus srovė $I_{K1=} \cong I_{o=} / 2$ sumažėja dydžiu $-\Delta I_{K1}$, o tranzistorius T_2 atsidarinėja ir jo kolektoriaus srovė $I_{K2=} \cong I_{o=} / 2$ padidėja dydžiu $+\Delta I_{K2}$ ir galioja tapatybė- $|\Delta I_{K1}| \cong +\Delta I_{K2} = \Delta I_K$ (2.176 pav. pokyčių $\pm \Delta I_{K 2, 1}$ kryptys yra parodytos atitinkamomis rodyklėmis). Srovės atspindžio schemas poveikyje srovės pokytis $-\Delta I_{K1}$ yra perduodamas į tranzistoriaus T_2 kolektoriaus grandinę, kur jau turime ir priešingos krypties pokytį $+\Delta I_{K2}$. Akivaizdu, jog šie srovių pokyčiai yra sumuojami tranzistoriaus T_5 bazėje ir turime bazės srovės $I_{B5=}$ pokytį- $\Delta I_{B5} = 2 \cdot \Delta I_K$, t. y. operaciniame stiprintuve su dinamine apkrova T_4 bei srovės atspindžio schema T_3 - T_4 yra gaunamas diferencinės stiprinimo pakopos tranzistorių $T_{1, 2}$ kolektorių srovių $I_{K 1, 2}$ pokyčių $\pm \Delta I_K$ sumavimas nesimetriniame išėjime- tranzistoriaus T_2 kolektoriaus apkrovoje- T_5 bazėje (EK ar BE atveju) arba emityje (BB atveju). Čia pastebėsime, jog šis diferencinės stiprinimo pakopos tranzistorių $T_{1, 2}$ kolektorių srovių $I_{K 1, 2}$ pokyčių $\pm \Delta I_K$

sumavimo nesimetriniame išėjime efektas žymiai sumažina įėjimų signalų $U_{in 1, 2}$ poveikį nesimetriniame išėjime, esant sinfaziniam poveikiui- $U_{in s} = U_{in 1} = U_{in 2}$. Šiuo atveju tranzistorių $T_{1, 2}$ kolektorių srovių $I_{K 1, 2}$ pokyčių $\Delta I_{K 1, 2}$ kryptys yra vienodos ir todėl turime $\Delta I_{B 5} \cong 0$, ko pasėkoje gauname $U_{is} \cong 0$ (2.176 pav.). Kita vertus, anksčiau nagrinėdami diferencinę stiprinimo pakopą (2.96 pav.) esame parodę, jog sinfazinis poveikis $U_{in s}$ yra slopinamas, kai srovės šaltinis $I_{o =}$ emiterių grandinėje tenkina idealaus srovės šaltinio sąlygą: $I_{o =} = \text{const}$. Kai ši sąlyga nėra tenkinama- $I_{o =} \neq \text{const}$, t. y. srovės šaltinio $I_{o =}$ vidaus varža $R_I < \infty$, tai šiuo atveju diferencinės pakopos išėjimuose $U_{is 1, 2}$, esant sinfaziniam poveikiui $U_{in s}$, turėsime $U_{is 1, 2} \neq 0$, t. y. nebus sinfazinio poveikio slopinimo. Tačiau ir šiuo atveju simetrinės diferencinės pakopos skirtuminė išėjimo įtampa $\Delta U_{is a} = U_{is 1} - U_{is 2} \approx 0$, nes turime sąlygą: $U_{is 1} \approx U_{is 2}$. Situacija keičiasi, kai turime nesimetrinę diferencinę pakopą, kuri yra panaudota operacinio stiprintuvo elektroninės schemos įėjime (2.174 pav.), nes šiuo atveju sinfazinis poveikis $U_{in s}$ nėra slopinamas ir tai blogina operacinio stiprintuvo savybes. Taigi, sinfazinio poveikio atveju yra įvedamas diferencinės pakopos (2.96 pav.) sinfazinės įėjimo įtampos $U_{in s} = U_{in 1, 2}$ perdavimo diferencialinis koeficientas $K_{u s}$:

$$K_{u s} = U_{is 1, 2} / U_{in 1, 2} = \partial U_{is 1, 2} / \partial U_{in 1, 2}. \quad (2.624)$$

Išėjimo įtampos $U_{is 1, 2}$ pokytį $\partial U_{is 1, 2}$ galima išreikšti pasitelkus diferencinės pakopos 2.96 pav. ekvivalentinę grandinę, parodytą 2.178 pav.



2.178 pav. Diferencinės stiprinimo pakopos 2.96 pav. ekvivalentinė grandinė

Iš 2.178 pav. parodytos grandinės matome, jog išėjimo įtampos $U_{is 1, 2}$ pokytį $\partial U_{is 1, 2}$ galima paskaičiuoti taip:

$$U_{i_{s0,2}} = \mathcal{E} \cdot (2 \cdot R_I + R_{KE_{0,2}}) / (R_K + 2 \cdot R_I + R_{KE_{0,2}}), \quad (2.625)$$

ir iš čia:

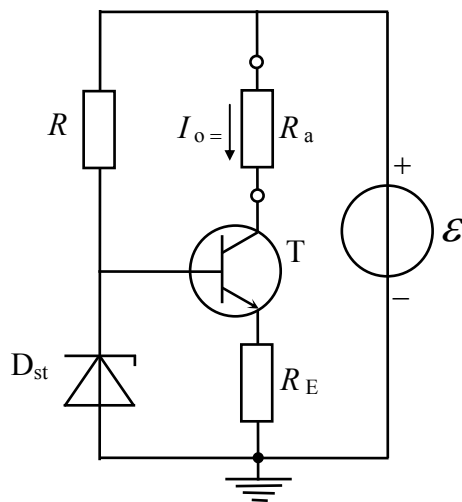
$$\partial U_{i_{s1,2}} / \partial R_{KE_{1,2}} = \mathcal{E} \cdot R_K / (R_K + 2 \cdot R_I + R_{KE_{0,2}})^2,$$

iš kur galutinai gauname:

$$\partial U_{i_{s1,2}} = [\mathcal{E} \cdot R_K / (R_K + 2 \cdot R_I + R_{KE_{0,2}})^2] \cdot \partial R_{KE_{1,2}}. \quad (2.626)$$

kur: $R_{KE_{0,2}}$ - tranzistorių $T_{1,2}$ kolektoriaus-emiterio varža pastoviai srovei pradiniame veikos taške; $\partial R_{KE_{1,2}}$ - sinfazinio poveikio signalo $\partial U_{in_{1,2}}$ iššauktas varžos $R_{KE_{0,2}}$ pokytis.

Iš (2.626) seka: kai neidealus srovės šaltinio $I_{o=} \neq \text{const}$ vidaus varža $R_I \Rightarrow \infty$, tai sinfazinio poveikio metu $\partial U_{i_{s1,2}} \Rightarrow 0$, t. y. turime diferencinę stiprinimo pakopą su idealiu srovės šaltiniu emiterių grandinėje (2.96 pav.) ir todėl $K_{us} = 0$ (2.624). Kita vertus iš (2.626) taip pat seka: kai $R_K \Rightarrow \infty$, tai $\partial U_{i_{s1,2}} \Rightarrow 0$ ir tuo pačiu $K_{us} \Rightarrow 0$, t. y. turime papildomą sinfazinio poveikio $U_{in_s} = U_{in_{1,2}}$ slopinimą. Taigi parodėme, jog operaciniame stiprintuve pageidautina turėti diferencinę stiprinimo pakopą su didele varža R_K kolektorių grandinėse ir kuo didesnės vidaus varžos $R_I \Rightarrow \infty$ srovės šaltiniu $I_{o=}$ emiterių grandinėse. Didelę varžą R_K realizuoja dinaminė apkrova (2.176 pav.), o didelės vidaus varžos srovės šaltinis yra realizuojamas analogiškai srovės atspindžio schemai (2.177 pav.). Čia pastebėsime, jog srovės atspindžio schema srovės šaltinio veikoje turi geresnius parametrus, kai tranzistoriaus T (2.177 pav. a) bazės-emiterio grandinėje yra įjungtas stabilitronas D_{st} (2.179 pav.). Šiuo atveju bazės potencialas labai mažai priklauso nuo įtampos svyravimų tranzistoriaus kolektoriuje ir emiteryje ir tai sąlygoja tranzistoriaus veiką artimą BB schemoje.



2.179 pav. Srovės šaltinio bazinė (pamatinė) schema

Iš 2.179 pav. matome, jog srovės šaltinio generuojama pastovioji srovė $I_{o=}$ yra paskaičiuojama taip:

$$I_{o=} = (U_p - U_{BE_o})/R_E, \quad (2.627)$$

kur: U_p - stabilitrono D_{st} pastovinimo įtampa; $U_{BE_o} \approx 0,4$ V (Ge), 0,7 V (Si) ir 1 V (GaAs).

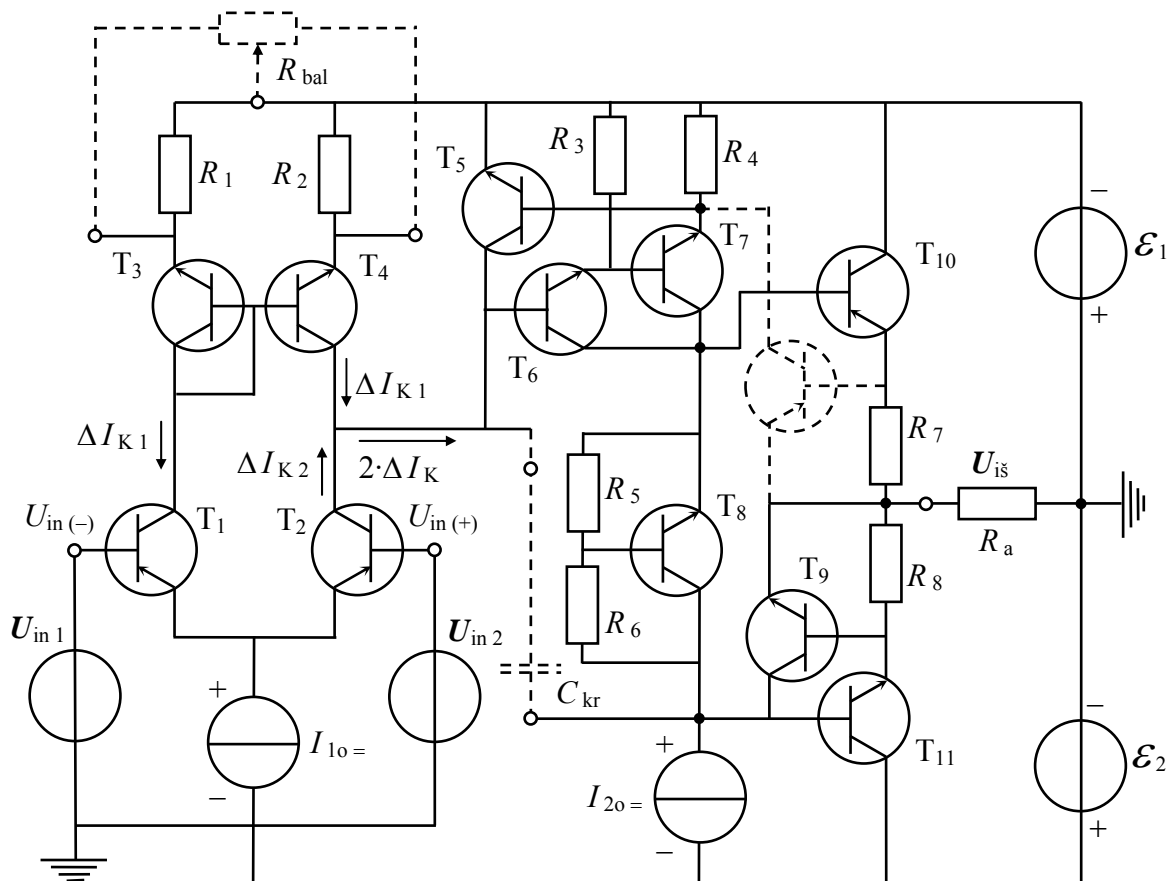
Akivaizdu, jog 2.179 pav. parodyto bazinio srovės šaltinio vidaus varža R_I pastoviajai srovei yra: $R_I = R_{KE_o} + R_E$, kur varža R_{KE_o} yra funkcija nuo U_{BE_o} ir atitinka kolektoriaus-emiterio varžą R_{KE_e} BE schemoje (I d.- (1.155)): $R_{KE_o} = |U_{KE_o}|/[I_{KE_s} \exp(U_{BE_o}/\varphi_T)]$. Iš čia seka, jog R_{KE_o} kinta nuo santykinai didelės vertės- $1 \div 100$ M Ω , kai $U_{BE_o} \approx 0$, iki labai mažų verčių- $10 \div 10^{-2}$ Ω , kai $U_{BE_o} \approx U_{BE_s}$ - soties įtampa, kuriai esant tranzistoriaus veikos taškas yra soties srityje „s“ (2.175 pav. b). Kita vertus operaciniame stiprintuve labai svarbu turėti diferencinės stiprinimo pakopos emiterių grandinėje srovės šaltinį su įmanomai artimais parametrais idealiam srovės šaltiniui kintamojo signalo atveju. Ši sąlyga kaip tik ir yra gerai realizuojama srovės šaltinio bazinėje schemoje (2.179 pav.), nes jos išėjimo- kolektoriaus diferencialinė vidaus varža r_i yra artima BB schemoje įjungto tranzistoriaus kolektoriaus-bazės diferencialinei varžai r_{KB_b} (I d.- (1.128)): $r_i \approx \varphi_T \cdot \exp(U_{KE}/\varphi_T)/[(1 - \alpha_o \cdot \alpha_{oi}) \cdot I_{DK_s}]$. Iš čia seka, jog bazinio srovės šaltinio diferencialinė vidaus varža $r_i > 1 \div 10$ M Ω , kai įtampa $U_{KE} \geq 0,1 \div 2$ V. Akivaizdu, jog tokius parametrus pasiekti su varžiniu rezistoriumi R diferencinės stiprinimo pakopos emiterių grandinėje neįmanoma.

Sinfazinio poveikio U_{in_s} slopinimas diferenciniame stiprintuve, o tuo pačiu ir operaciniame stiprintuve yra nusakomas sinfazinio signalo U_{in_s} slopinimo koeficientu ζ :

$$\zeta = K_{u_a}/K_{u_s} = \mu/K_{u_s}, \quad (2.628)$$

kur: K_{u_a} (2.326) ir μ (2.619)- skirtuminio stiprintuvo diferencinės išėjimo įtampos ΔU_{is_a} stiprinimo koeficientas ir jam analogiškas operacinio stiprintuvo diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas, atitinkamai. Akivaizdu, jog idealiu atveju $\zeta \Rightarrow \infty$.

Klasikinė operacinio stiprintuvo supaprastinta elektroninė schema, kurioje yra panaudoti esminiai elektrinių parametrų gerinimo principai, yra parodyta 2.180 pav. Šis operacinis stiprintuvas yra padarytas integrinio lusto pavidalu- mikroschema $\mu A741$, kurią nuo 1968 m. gamina Fairchild Semiconductor (JAV) kompanija bei visos kitos puslaidininkinių įtaisų ir mikroschemų gamybos pagrindinės kompanijos. Iš 2.180 pav. pateiktos schemos matome, jog šiame operaciniame stiprintuve pirmoji stiprinimo pakopa yra padaryta nesimetrinės skirtuminės pakopos (T_1 - T_2) su dinamine apkrova T_4 ir srovę atspindinčią schema (T_3 - T_4) pagrindu. Šios stiprinimo pakopos įtampos stiprinimo



2.180 pav. Klasikinė operacinio stiprintuvo elektroninė schema su dvipoliais tranzistoriais- mikroschema $\mu A741$ (Fairchild Semiconductor (JAV))

koeficientas $K_{u1} \approx 150$. Antroji stiprinimo pakopa yra padaryta su Darlingtono tranzistoriumi (T_6 - T_7) BE jungimo grandinėje, kurios įtampos stiprinimo koeficientas $K_{u2} \approx 350$, o išėjimo pakopa (T_{10} - T_{11})- KEK pakopos pagrindu su įtampos perdavimo koeficientu $K_{u3} \approx 1$. Taigi nagrinėjamo operacinio stiprintuvo įtampos stiprinimo koeficientas $\mu = K_{u1} \cdot K_{u2} \cdot K_{u3} \approx 52500$. Šiame operaciniame stiprintuve yra išėjimo įtampos U_{is} nulinės vertės nustatymo (balansavimo) galimybė išorinių balansavimo kintamuoju rezistoriumi R_{bal} (2.180 pav. rezistoriaus R_{bal} grandinė yra parodyta brūkšniuotomis linijomis) bei įtampos stiprinimo koeficientas μ dažninės charakteristikos $\mu(\omega)$ koregavimo galimybė su išoriškai prijungiamu kondensatoriumi C_{kr} (2.180 pav. kondensatoriaus C_{kr} grandinė yra parodyta brūkšniuotomis linijomis). Koregavimo kondensatorius C_{kr} gali būti įmontuotas ir mikroschemos viduje. Tranzistorius T_8 su rezistoriais R_5 ir R_6 sudaro įtampos postūmio- kompensavimo schemą 2.175 pav. a, kurios postūmio įtampa $U_p \approx 1,12$ V (2.615) sąlygoja KEK pakopos (T_{10} - T_{11}) B- klasės veiką. Tranzistorius T_9 apsaugo tranzistorių T_{11} nuo trumpojo jungimo išėjime U_{is} ($R_a \Rightarrow 0$), nes padidėjus išėjimo srovei $I_{is} > I_{is\max}$, atitinkamai padidėjusi įtampa rezistoriuje R_8 atidaro tranzistorių T_9 ir todėl sumažėja tranzistoriaus T_{11} bazės srovė- jis yra pridaromas. Analogiškai veikia ir tranzistorius T_5 , kuris apsaugo Darlingtono tranzistorių (T_6 - T_7) nuo

trumpojo jungimo išėjime, nes padidėjus išėjimo srovei $I_{i\dot{s}} > I_{i\dot{s} \max}$, atitinkamai padidėjusi įtampa rezistoriuje R_4 atidaro tranzistorių T_5 ir todėl sumažėja tranzistoriaus T_6 bazės srovė - jis yra pridaromas, ko pasėkoje yra pridaromas Darlingtono tranzistorius (T_6 - T_7) ir tuo pačiu - tranzistorius T_{10} . Kitoose mikroschemos $\mu A741$ variantuose tranzistoriaus T_{10} trumpojo jungimo apsauga (2.180 pav. apsaugos tranzistorius yra parodytas brūkšniuotomis linijomis) yra padaryta analogiškai tranzistoriui T_{11} . Iš 2.180 pav. matome, jog koregavimo kondensatorius $C \approx 30$ pF sudaro neigiamą grįžtamąjį ryšį aukštų dažnių srityje ($f \geq 1$ MHz), nes juo tekanti srovė yra priešinga srovės pokyčio $2 \cdot \Delta I_K$ kryptčiai tranzistoriaus T_6 bazėje ir tai sąlygoja koeficiento μ modulio $\mu(\omega)$ mažėjimą aukštų dažnių srityje. Ši korekcija operaciniuose stiprintuvuose yra būtina, siekiant išvengti parazitinio susižadavimo dėl labai didelės $\mu(\omega)$ žemadažnės vertės - $\mu_0 = 10^4 \div 10^8 \gg 1$.

Operacinio stiprintuvo pagrindiniai parametrai yra šie:

$r_{in p} = \partial U_{in p} / \partial I_{in p}$ - diferencialinė įėjimo varža skirtuminės (parafazinės) įėjimo įtampos $\Delta U_{in p}$ atveju;

$R_{in p} = U_{in p} / I_{in p}$ - įėjimo varža pastoviajai srovei skirtuminės (parafazinės) įėjimo įtampos $U_{in p}$ atveju;

$r_{in s} = \partial U_{in s} / \partial I_{in s}$ - diferencialinė įėjimo varža sinfazinės įėjimo įtampos $U_{in s}$ atveju;

$R_{in s} = U_{in s} / I_{in s}$ - įėjimo varža pastoviajai srovei sinfazinės įėjimo įtampos $U_{in s}$ atveju;

$r_{i\dot{s}} = \partial U_{i\dot{s}} / \partial I_{i\dot{s}}$ - diferencialinė išėjimo varža ;

$R_{i\dot{s}} = U_{i\dot{s}} / I_{i\dot{s}}$ - išėjimo varža pastoviajai srovei ;

$\mu = U_{i\dot{s}} / U_{in p}$ - diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas skirtuminės (parafazinės) įėjimo įtampos $U_{in p}$ atveju ir dažniausiai yra pateikiama žemadažnė vertė μ_0 , kai $f \Rightarrow 0$;

$K_{u s} = \partial U_{i\dot{s} 1, 2} / \partial U_{in s}$ - sinfazinės įėjimo įtampos $U_{in s}$ perdavimo diferencialinis koeficientas;

$\zeta = \mu / K_{u s}$ - sinfazinio įėjimo signalo $U_{in s}$ slopinimo koeficientas;

$I_{in (+), (-)}$ - neinvertuojančio ($U_{in (+)}$) ir invertuojančio ($U_{in (-)}$) įėjimo pastovioji srovė, atitinkamai, esant įžemintiems įėjimams;

$\Delta I_{in} = |I_{in (+)} - I_{in (-)}|$ - pastovioji skirtuminė įėjimų srovė, esant trumpajam jungimui tarp įėjimų $U_{in (+)}$ ir $U_{in (-)}$;

$\Delta I_{in 0}$ - skirtuminė nulinio poslinkio pastovioji srovė įėjimuose, kuriai esant operacinio stiprintuvo išėjimo įtampa $|U_{i\dot{s}}| \cong 0$;

$\pm U_{in p 0}$ - skirtuminė nulinio poslinkio pastovioji įtampa tarp įėjimų $U_{in (+)}$ ir $U_{in (-)}$, kuriai esant operacinio stiprintuvo išėjimo įtampa $|U_{i\dot{s}}| \cong 0$;

$\square_{oT} = \Delta U_{in p 0} / \Delta T$ - skirtuminės nulinio poslinkio pastoviosios įtampos tarp įėjimų $U_{in (+)}$ ir $U_{in (-)}$ temperatūrinio dreifo faktorius;

$\square_{ot} = \Delta U_{in p 0} / \Delta t$ - skirtuminės nulinio poslinkio pastoviosios įtampos tarp įėjimų $U_{in (+)}$ ir $U_{in (-)}$ laiko t dreifo faktorius;

$\square_{o\mathcal{E}} = \Delta U_{in p 0} / \Delta \mathcal{E}$ - skirtuminės nulinio poslinkio pastoviosios įtampos tarp įėjimų $U_{in (+)}$ ir $U_{in (-)}$ maitinimo įtampų $\pm \mathcal{E}_{1, 2}$ suminės vertės $|\mathcal{E}_1| + |\mathcal{E}_2|$ dreifo faktorius;

$\pm \mathcal{E}$ - simetrinės maitinimo įtampos vertė;

$\pm U_{i\text{is max}}$ - išėjimo įtampos $U_{i\text{is}}$ didžiausios pastoviosios vertės;

$\pm I_{i\text{is max}}$ - išėjimo srovės $I_{i\text{is}}$ didžiausios pastoviosios vertės;

$I_{\mathcal{E} o}$ - iš maitinimo įtampos šaltinių $\pm \mathcal{E}_{1, 2}$ vartojama „tylos“ pastovioji srovė, kai $U_{in p} = 0$.

f_{μ} - aukštasis ribinis dažnis, atitinkantis praleidžiamų (stiprinamų) įėjimo signalo $U_{in p}$ dažnių juosta Δf_{μ} ;

$f_{\mu T}$ - vienetinio stiprinimo (ribinis) dažnis, kuriam esant $\mu(f)|_{f=f_{\mu T}} \cong 1$;

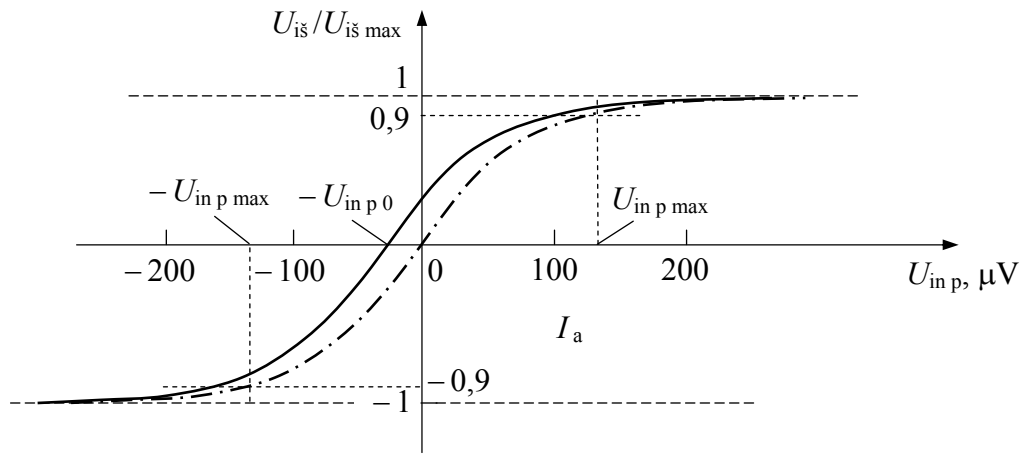
$C_{in (+), (-)}$ - įėjimų $U_{in (+)}$ ir $U_{in (-)}$, atitinkamai, talpa „žemės“ atžvilgiu;

$C_{in (\pm)}$ - įėjimų $U_{in (+)}$ ir $U_{in (-)}$, atitinkamai, tarpusavio talpa;

$\square_{u/t} = \partial U_{i\text{is}} / \partial t$ - išėjimo įtampos $U_{i\text{is}}$ didėjimo (mažėjimo) spartos faktorius, esant parafaziniam vienetiniam įtampos šuoliui $U_{in p} = U_{in p o} \cdot 1(t)$ operacinio stiprintuvo įėjimuose;

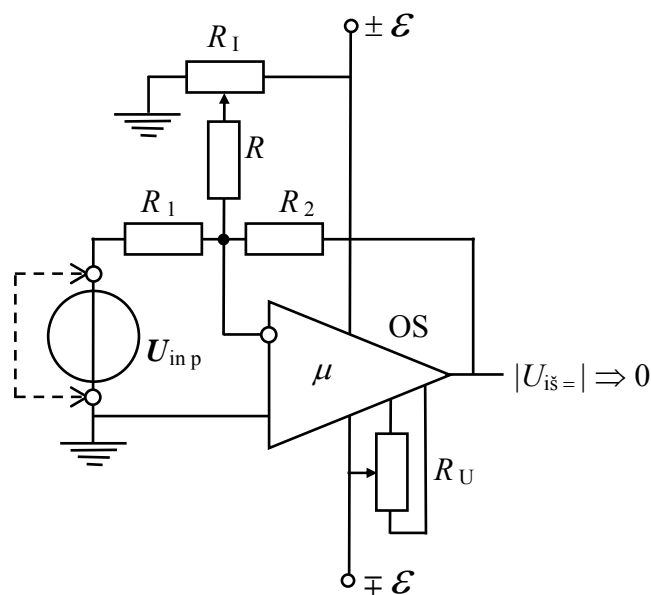
Tipinė operacinio stiprintuvo skirtuminės (parafazinės) įėjimo įtampos $U_{in p}$ perdavimo charakteristika $U_{i\text{is}}(U_{in p})$ yra parodyta 2.181 pav.

Iš 2.181 pav. matome, jog bendru atveju, kai $U_{in p} = 0$, operacinio stiprintuvo išėjimo pastovioji įtampa $U_{i\text{is}} \neq 0$ (2.181 pav.- ištisinė kreivė) ir todėl yra būtinas operacinio stiprintuvo balansavimas, kurio poveikyje yra pasiekiamą sąlyga: $|\pm U_{i\text{is}}| \cong 0$. Operacinis stiprintuvas gali būti subalansuotas įvairiais būdais, pvz. specialiai tam tikslui prijungiamu potenciometru R_{bal} taip, kaip yra parodyta 2.180 pav. mikroschemos $\mu A741$ atveju. Kitais atvejais balansavimo potenciometras prie mikroschemos gali būti prijungiamas tik dviem kontaktais- kaip keičiamos varžos rezistorius. Čia pastebėsime, jog operacinio stiprintuvo balansavimas tik išoriškai prijungiamu potenciometru nėra pakankamas, nes be skirtuminės nulinio poslinkio pastoviosios įtampos $\pm U_{in 0}$ tarp įėjimų $U_{in (+)}$ ir $U_{in (-)}$, balansavimo sąlygą



2.181 pav. Tipinė operacinio stiprintuvo skirtuminės (parafazinės) įėjimo įtampos $U_{in p}$ perdavimo charakteristika $U_{iš}(U_{in p})$, kai operacinis stiprintuvas nėra subalansuotas- $U_{iš} \neq 0$ (ištininė kreivė) ir kai yra tenkinama balanso sąlyga- $U_{iš} \cong 0$ ($U_{in p} = U_{in p 0}$) (brūkšniuota-taškinė kreivė)

veikia ir skirtuminė nulinio poslinkio pastovioji srovė $\Delta I_{in 0}$ šiuose įėjimuose. Taigi geras operacinio stiprintuvo balansavimas yra pasiekiamas dviem nepriklausomais reguliavimo laipsniais- įtampos ir srovės, kurių vienas iš galimų sprendimų yra parodytas 2.182 pav. invertuojančio įtampos stiprintuvo atveju.



2.182 pav. Operacinio stiprintuvo (OS) balansavimas dviem nepriklausomais reguliavimo laipsniais: įtampos (R_U) ir srovės (R_1)- vienas iš galimų sprendimų invertuojančio įtampos stiprintuvo atveju

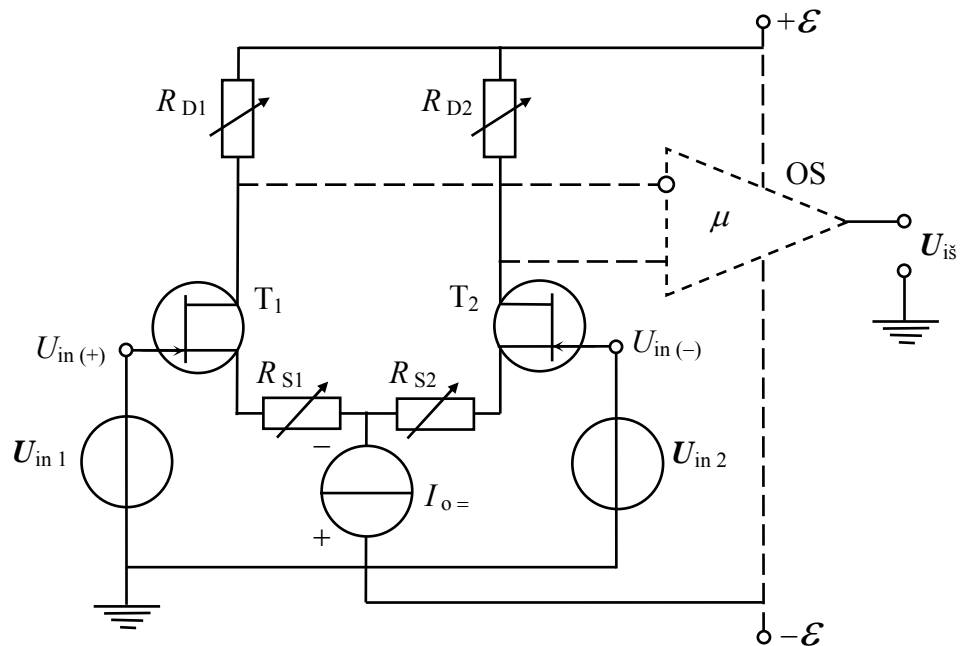
Iš 1.282 pav. matome, jog geras operacinio stiprintuvo balansavimas yra pasiekiamas dviem etapais:

- 1) esant trumpajam jungimui įėjime $U_{in p} = 0$ (įėjime yra įjungiamas trumpiklis- parodytas brūkšniuota linija), potenciometru R_U yra nustatoma sąlyga: $|U_{iš = |} \cong 0$, kai

pastoviosios įėjimo įtampos $U_{in p} =$ parafazinis stiprinimo koeficientas $K_{U p}$ yra pakankamai didelis ($K_{U p} \geq 100$), arba tokia pat sąlyga invertuojančiame įėjime: $|U_{in p}| = |U_{in (-)}| \cong 0$;

2) esant nutrauktai įėjimo grandinei- $R_1 = \infty$, arba įėjimo įtampos šaltinis $U_{in p}$ yra atjungtas, potenciometru R_1 yra pakartotinai nustatoma sąlyga: $|U_{iš} = | \cong 0$.

Akivaizdu, jog, analogiškai diferencialinėms stiprinimo pakopoms (2.110 pav. b), operaciniuose stiprintuvuose taip pat yra naudojami vienpoliai tranzistoriai, kurie dažniausiai yra jungiami pirmojoje diferencialinėje stiprinimo pakopoje (2.183 pav.).



2.183 pav. Operacinio stiprintuvo elektroninė schema su sandūriniais n-kanalo vienpoliais tranzistoriais $T_{1,2}$ įėjime- diferencialinėje stiprinimo pakopoje, kur brūkšniuotomis linijomis yra parodytas operacinis stiprintuvas (OS) su dvipoliais tranzistoriais

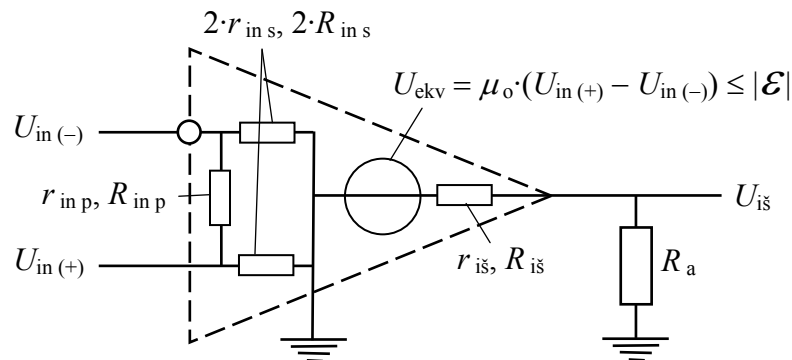
Iš 2.183 pav. matome, jog operacinio stiprintuvo elektroninėje schemoje su sandūriniais n-kanalo vienpoliais tranzistoriais $T_{1,2}$ įėjime yra taip pat numatytas balansavimas dviem nepriklausomais reguliavimo laipsniais: keičiamos varžos rezistoriais $R_{S1,2}$ yra nustatoma išėjimo įtampos $U_{iš}$ balanso sąlyga- $|U_{iš} = | \cong 0$, o rezistoriais $R_{D1,2}$ yra nustatoma temperatūrinio dreifo faktoriaus sąlyga- $\square_{oT} = \Delta U_{in 0} / \Delta T \cong 0$. Čia pastebėsime, jog lauko tranzistorių pamatinio parametro- slenkstinės užtūros įtampos U_s vertės yra labai išbarstytos ($> 100\%$) ir tai apsunkina vienpolių tranzistorių taikymą operacinio stiprintuvo diferencialinėje stiprinimo pakopoje. Tačiau labai didelė įėjimo varža $R_{in p, s}$ pastoviai srovei- $R_{in p, s} \geq 10^{12} \Omega$ bei santykinai mažesni triukšmai atperka visus lauko tranzistorių trukumus ir jie yra taikomi specialiosios paskirties operaciniuose stiprintuvuose.

Akivaizdu, jog atlikus operacinio stiprintuvo balansavimą ($|U_{i\text{s}}| \cong 0$) išlieka skirtuminės nulio poslinkio pastoviosios įtampos $\pm U_{in0}$ vertės nuokrypiai $\pm \Delta U_{in0}$ dėl galimų temperatūros T bei maitinimo įtampos $\pm \mathcal{E}$ pokyčių ΔT ir $\Delta \mathcal{E}$, atitinkamai, bei laiko t , ką galima išreikšti taip:

$$\Delta U_{in0}(T, \mathcal{E}, t) = \pm \square_{oT} \cdot \Delta T \pm \square_{o\mathcal{E}} \cdot \Delta \mathcal{E} \pm \square_{u/t} \cdot \partial t, \quad (2.629)$$

kur atitinkamų koeficientų \square_{oT} , $\square_{o\mathcal{E}}$ ir $\square_{u/t}$ vertės gali kisti intervaluose: $\square_{oT} = \pm (3 \div 10) \mu\text{V}/\text{K}^{\circ}$; $\square_{o\mathcal{E}} = \pm (10 \div 100) \mu\text{V}/\text{V}$; $\square_{u/t} = \pm (3 \div 10) \mu\text{V}/\text{mėn.}$

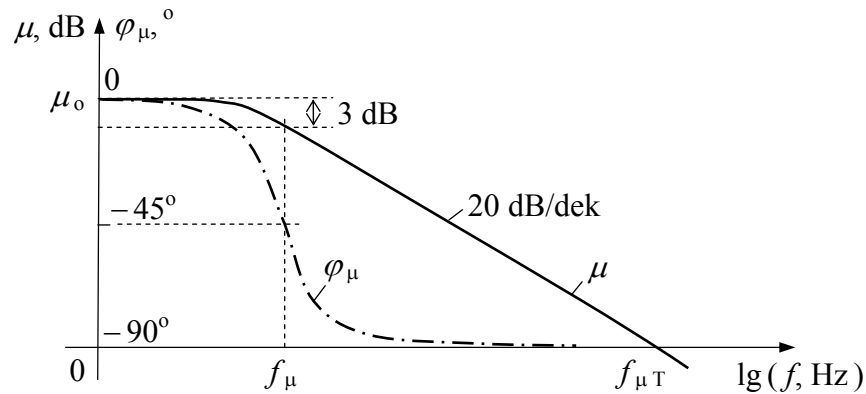
Operacinio stiprintuvo įėjimo varža pastoviajai srovei R_{inp} skirtuminės (parafazinės) įėjimo įtampos U_{inp} atveju yra santykinai didelė- $100 \text{ K}\Omega \div 2 \text{ M}\Omega$ su dvipoliais tranzistoriais įėjimuose ir $10 \text{ M}\Omega \div 2 \text{ G}\Omega$ su lauko tranzistoriais įėjimuose. Tuo tarpu diferencialinė įėjimo varža r_{inp} yra dar didesnė ir siekia iki kelių gigaomų. Įėjimo varža R_{ins} pastoviajai srovei ir diferencialinė įėjimo varža r_{ins} sinfazinės įėjimo įtampos $U_{ins} = U_{in(+)} = U_{in(-)}$ atveju yra didesnės už R_{inp} ir r_{inp} , atitinkamai. Išėjimo varža R_{is} pastoviajai srovei ir diferencialinė išėjimo varža r_{is} yra santykinai mažos- $10 \div 200 \Omega$ ir visada $r_{is} < R_{is}$. Visos šios varžos gali būti atvaizduotos operacinio stiprintuvo ekvivalentinėje grandinėje taip, kaip yra parodyta 2.184 pav.



2.184 pav. Operacinio stiprintuvo ekvivalentinė elektroninė schema žemų dažnių diapazone

Praleidžiamų (stiprinamų) įėjimo signalo U_{inp} dažnių juosta Δf_{μ} bei vienetinio stiprinimo (ribinis) dažnis, kuriam esant $\mu(f)|_{f=f_{\mu T}} \cong 1$, yra randami iš operacinio stiprintuvo dažninės charakteristikos $\mu(f)$, kurios tipinis pavidalas yra parodytas 2.185 pav. Iš 2.185 pav. matome, jog pateikta $\mu(f)$ priklausomybė atitinka aproksimacinę išraišką:

$$\mu(f) = \mu_o / (1 + jf/f_{\mu}), \quad (2.630)$$



2.185 pav. Tipinės operacinio stiprintuvo dažninė $\mu(f)$ (ištiesinė kreivė) ir fazinė $\varphi_\mu(f)$ (brūkšniuota-taškinė kreivė) charakteristikos

iš kurios seka operacinio stiprintuvo dažninė $\mu(f)$ ir fazinė $\varphi_\mu(f)$ charakteristikos:

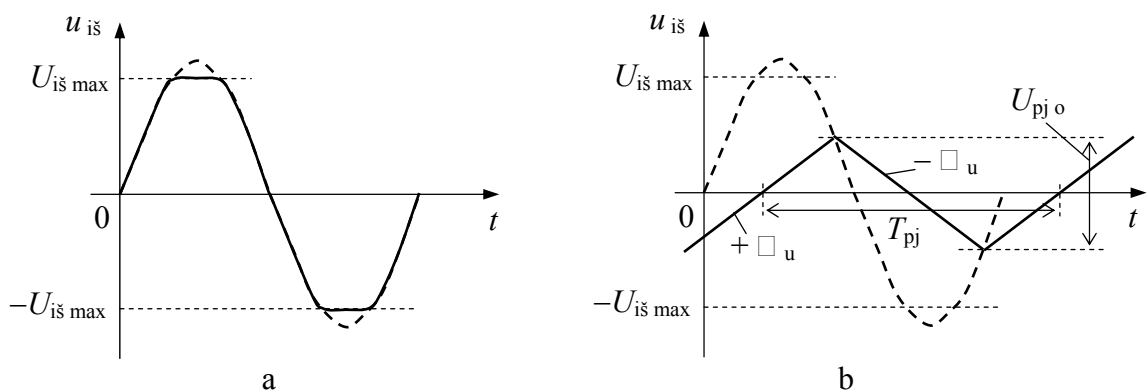
$$\mu(f) = \mu_0 / [1 + (f/f_\mu)^2]^{1/2}, \quad \varphi_\mu(f) = -\arctg(f/f_\mu). \quad (2.631)$$

Kai įėjimo signalo $U_{in p}$ dažnis $f > f_\mu$, tai diferencialinio įtampos stiprinimo koeficiento μ modulis $\mu \sim 1/f$ ir šioje dažnių srityje iš (2.631), kai $f = f_{\mu T}$, turime:

$$f_{\mu T} = \mu_0 \cdot f_\mu \cdot (1 - 1/\mu_0^2)^{1/2} \cong \mu_0 \cdot f_\mu, \quad (2.632)$$

kur apytikslė lygybė yra parašyta, kai $\mu_0 \gg 1$.

Kitas labai svarbus operacinio stiprintuvo greitaveikos parametras yra išėjimo įtampos $U_{iš}$ didėjimo (mažėjimo) spartos faktorius $\square_{u/t}$, parodantis operacinio stiprintuvo pereinamąją funkciją (2.221), esant parafaziniam vienetiniam įtampos šuoliui $u_{in p} = U_{in p o} \cdot 1(t)$ operacinio stiprintuvo įėjimuose. Čia pastebėsime, jog spartos faktorius $\square_{u/t}$ priklauso nuo operacinio stiprintuvo schemotechninio taikymo ir bendriausiu atveju spartos faktorius $\square_{u/t}$ vertę galima nustatyti iš netiesinių operacinio stiprintuvo savybių didelio parafazinio harmoninio įėjimo signalo $U_{in p}$ atveju (2.186 pav.).



2.186 pav. Tipinės operacinio stiprintuvo išėjimo įtampos $U_{iš}$ laikinės diagramos $u_{iš}(t)$ (ištiesinė kreivė) esant didelio parafazinio harmoninio įėjimo signalo $U_{in p}$ sąlygai, kai dažnis $f_{in} \ll \square_{u/t} / U_{iš \max}$ (a) ir $f_{in} > \square_{u/t} / U_{iš \max}$ (b)

Iš 2.186 pav. a matome, jog didelio parafazinio harmoninio įėjimo signalo $U_{in\ p}$ atveju išėjimo įtampa $U_{iš}$ yra ribojama $\pm U_{iš\ max}$ lygiuose, kurių vertes iš operacinio stiprintuvo ekvivalentinės schemos (2.184 pav.) galima išreikšti taip:

$$U_{iš\ max} = \pm U_{ekv\ max} \cdot R_a / (R_a + R_{iš}), \quad (2.633)$$

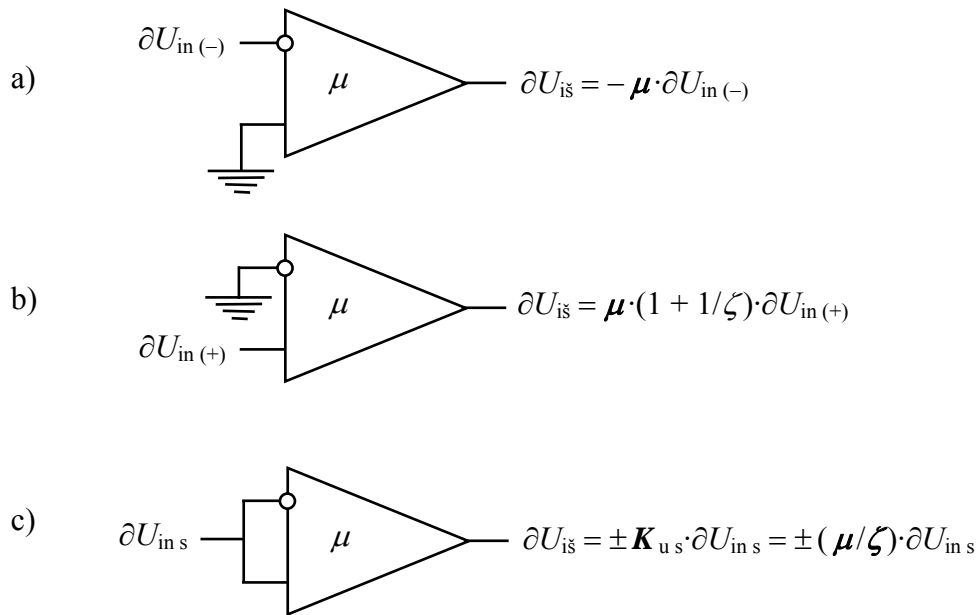
kur: $U_{ekv\ max} = \mu_o \cdot (U_{in\ (+)\ max} - U_{in\ (-)\ max}) \leq |\mathcal{E}|$, kur $U_{in\ (\pm)\ max}$ - maksimali $U_{in\ (\pm)}$ vertė, kuriai esant prasideda išėjimo įtampos $U_{iš}$ amplitudės ribojimas.

Iš (2.633) matome, jog $U_{iš\ max}$ vertė priklauso nuo R_a : varžai R_a mažėjant įtampos $U_{iš\ max}$ vertė taip pat mažėja. Todėl $U_{iš\ max}$ vertė yra matuojama ir pateikiama esant sąlygai: $R_a \gg R_{iš}$.

Kai parafazinio įėjimo signalo $U_{in\ p}$ dažnis $f_{in} > \square_{u/t} / U_{iš\ max}$ (2.186 pav. b), tai esant šiai sąlygai harmoninio signalo maksimali kitimo sparta yra didesnė už operacinio stiprintuvo išėjimo įtampos $U_{iš}$ didėjimo (mažėjimo) spartos faktorių $\square_{u/t}$ ir išėjimo įtampa $U_{iš}$ kinta šiuo faktoriumi apribotu spartumu. Todėl $U_{iš}$ laikinė diagrama įgauna „pjūklinės“ įtampos pavidalą (2.186 pav. b). Taigi, didinant parafazinio įėjimo signalo $U_{in\ p}$ dažnį f_{in} galima nesunkiai nustatyti operacinio stiprintuvo parametą $\square_{u/t}$. Tuo tikslu tereikia parinkti įėjimo signalo $U_{in\ p}$ dažnį $f_{in} > \square_{u/t} / U_{iš\ max}$ ir išmatuoti „pjūklinės“ įtampos periodą T_{pj} ir amplitudę $U_{pj\ o}$:

$$\square_{u/t} = 2 \cdot U_{pj\ o} / T_{pj}. \quad (2.634)$$

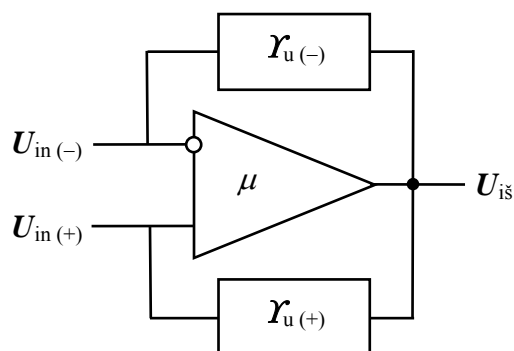
Anksčiau parodėme (2.1.3.), jog stiprintuvo stiprinimo savybės priklauso nuo grįžtamųjų ryšių jame (2.370). Operacinio stiprintuvo atveju diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas μ , nesant grįžtamųjų ryšių, priklauso nuo įėjimo signalo U_{in} padavimo būdo. Parafazinės įėjimo įtampos $U_{in\ p}$ atveju esant vienam iš įėjimų $U_{in\ (\pm)}$ „įžemintam“ turėsime skirtingas parafazinės įtampos diferencialinio stiprinimo koeficiento $K_{u\ p}$ vertes (2.187 pav.): $K_{u\ p} = -\mu$ - 2.187 pav. a atveju ir $K_{u\ p} = \mu \cdot (1 + 1/\zeta)$ - 2.187 pav. b atveju. Esant sinfaziniam įėjimo signalui $U_{in\ s}$ turime $\pm K_{u\ s}$ (2.187 pav. c) ir iš čia seka, jog sinfazinio poveikio atveju išėjimo signalas $U_{iš}$ gali būti invertuotas arba neinvertuotas. Čia pastebėsime, jog gerų operacinių stiprintuvų $K_{u\ s} = 10^{-2} \div 10^{-4}$ (žemuose dažniuose) ir todėl sinfazinio įėjimo signalo $U_{in\ s}$ slopinimo koeficientas $\zeta = \mu_o / K_{u\ s} = 80 \div 100$ dB. Taigi, apibendrinant galima teigti, jog *idealus operacinis stiprintuvas* yra su šiais parametrais: $r_{in\ p, s}, R_{in\ p, s} \Rightarrow \infty$; $r_{iš}, R_{iš} \Rightarrow 0$; $r_{in\ p, s}, \mu_o \Rightarrow \infty$; $K_{u\ s} \Rightarrow 0$; $\zeta \Rightarrow \infty$; $I_{in\ (+), (-)} \Rightarrow 0$; $\Delta I_{in\ 0} \Rightarrow 0$; $\pm U_{in\ p\ 0} \Rightarrow 0$; $\square_{oT, o\ t, o\ \varepsilon} \Rightarrow 0$; $I_{\varepsilon\ 0} \Rightarrow 0$; $C_{in\ (\pm)} \Rightarrow 0$; $\zeta \gg \mu_o$.



2.187 pav. Operacinio stiprintuvo be grįžtamųjų ryšių išėjimo kintamosios įtampos $U_{\text{iš}}$ priklausomybė nuo poveikio įtampos U_{in} įėjime būdo

2.1.9.1. Operacinis stiprintuvas su grįžtamoju ryšiu

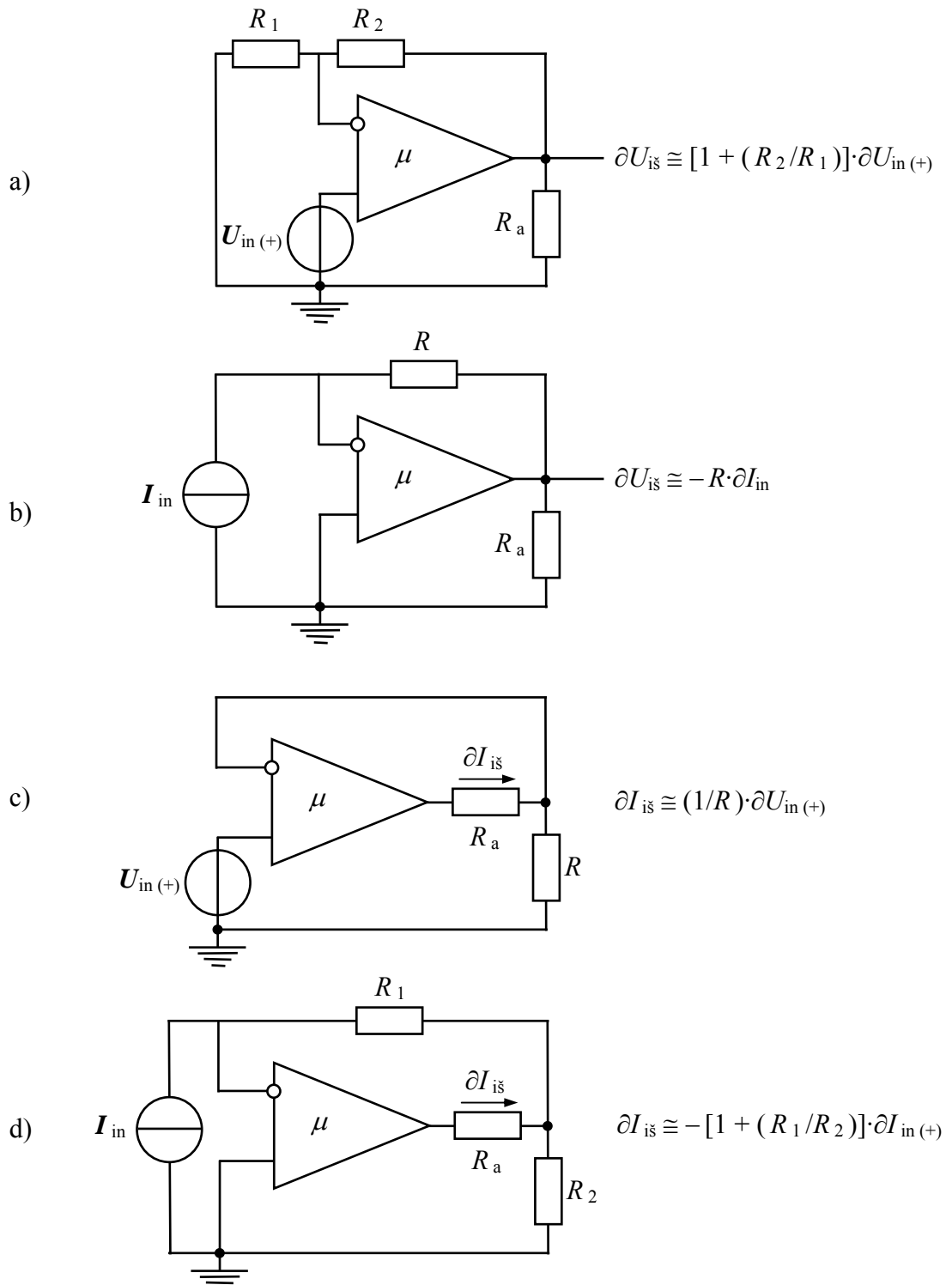
Šios mokymo priemonės 2.1.3 poskyryje parodėme, jog stiprintuvo elektrinės charakteristikos ir savybės iš esmės priklauso nuo jame esančių grįžtamųjų ryšių, kurie bendru atveju gali būti parazitiniai bei specialiai sudaryti. Esminis operacinio stiprintuvo skirtumas nuo 2.111 pav. parodytų grandinių yra tai, jog operacinis stiprintuvas turi du įėjimus ir tai sąlygoja principinę galimybę sudaryti du nepriklausomus grįžtamuosius ryšius (2.188 pav.)



2.188 pav. Operacinis stiprintuvas su dviem galimais grįžtamaisiais ryšiais:
 $Y_{\text{u}(-)}$ - neigiamas grįžtamasis ryšis; $Y_{\text{u}(+)}$ - teigiamas grįžtamasis ryšis

Iš 2.188 pav. matome, jog atveju, kai išėjimo signalas $U_{\text{iš}}$ grįžtamoju įrenginiu $Y_{\text{u}(-)}$ yra gražinamas į operacinio stiprintuvo invertuojantį įėjimą $U_{\text{in}(-)}$ - turime neigiamą grįžtamąjį ryšį, o kai išėjimo signalas $U_{\text{iš}}$ grįžtamoju įrenginiu $Y_{\text{u}(+)}$ yra gražinamas į operacinio

stiprintuvo neinvertuojantį įėjimą $U_{in(+)}$ turime teigiamą grįžtamąjį ryšį. Šį grįžtamąjį ryšį išnagrinėsime vėliau nagrinėdami elektrinių signalų generatorių sudarymo principus, o neigiamo grįžtamojo ryšio įtaka operacinio stiprintuvo savybėms yra parodyta keturiais galimais atvejais 2.189 pav., kai neigiamo grįžtamojo ryšio grandinė yra sudaryta iš rezistorinių įtampos daliklių.



2.189 pav. Operacinis stiprintuvas su keturiais galimais neigiamais grįžtamaisiais ryšiais: a)- neinvertuojantis įtampos stiprintuvas su diferencialiniu įtampos stiprinimo koeficientu $K_{u(+)} \cong 1 + (R_2/R_1)$; b)- invertuojantis srovės-įtampos keitiklis; c)- neinvertuojantis įtampos-srovės keitiklis;

d)- invertuojantis srovės stiprintuvas su diferencialiniu srovės stiprinimo koeficientu $K_{i(-)} \cong 1 + (R_1/R_2)$

Iš 2.189 pav. pateiktų schemų matome, jog jų elektrinės savybės yra apspęstos skirtuminio (parafazinio) įėjimo signalo $U_{in\ p}$ realizavimo būdo: *nuoseklusis žadinimas* (2.189 pav. a ir c), kai įėjimo signalas $U_{in\ (+)}$ ir neigiamo grįžtamojo ryšio signalas invertuojančiame įėjime yra pridėti nuosekliai, bei *lygiagrečiasis žadinimas* (2.189 pav. b ir d), kai įėjimo signalas I_{in} ir neigiamo grįžtamojo ryšio signalas invertuojančiame įėjime yra pridėti lygiagrečiai. Taigi, 2.189 pav. a parodytos schemas atveju galima parašyti:

$$U_{i\text{š}} = \mu \cdot U_{in\ p} = \mu \cdot [U_{in\ (+)} - U_{i\text{š}} \cdot R_1 / (R_1 + R_2)], \quad (2.635)$$

ir iš čia randame:

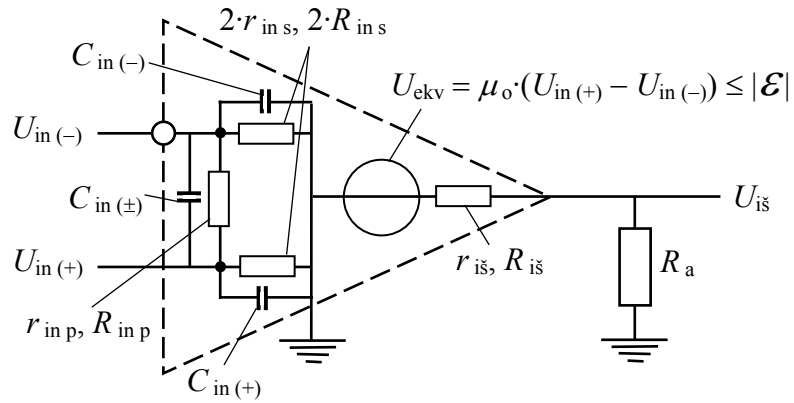
$$U_{i\text{š}} = \mu \cdot U_{in\ (+)} / [1 + \mu \cdot R_1 / (R_1 + R_2)] \cong [1 + (R_2 / R_1)] \cdot U_{in\ (+)}, \quad (2.636)$$

kur apytikslė lygybė yra parašyta esant sąlygai: $\mu \gg 1$, iš kur seka neinvertuojančio įtampos stiprintuvo (2.189 pav. a) diferencialinio įtampos stiprinimo koeficiento $K_{u\ (+)}$ išraiška:

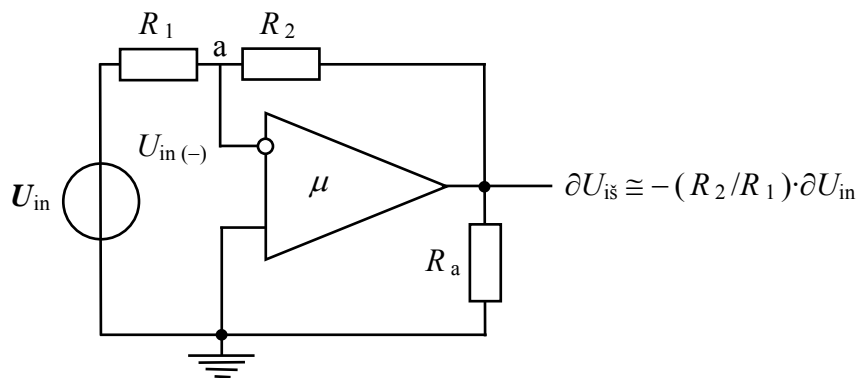
$$K_{u\ (+)} \cong 1 + (R_2 / R_1). \quad (2.637)$$

Analogiškai yra gaunamos ir kitų elektroninių įtaisų, padarytu su operaciniu stiprintuvu ir neigiamu rezistoriniu grįžtamuoju ryšiu jame, išėjimo signalų $U_{i\text{š}}$ ir $I_{i\text{š}}$ išraiškos, kurios yra pateiktos 2.189 pav. b ÷ d. Čia pastebėsime, jog iš (2.636) seka: kai $R_2 = 0$, koeficientas $K_{u\ (+)} \cong 1$ ir turime neinvertuojantį įtampos kartotuvą (2.189 pav. a), kuriame bendru atveju rezistorius R_1 nėra jungiamas. Žemuose dažniuose šios schemos įėjimo varžos $R_{in\ (+)} \Rightarrow \infty$ ir $r_{in\ (+)} \Rightarrow \infty$, o išėjimo varžos $R_{i\text{š}\ (+)} \Rightarrow 0$ ir $r_{i\text{š}\ (+)} \Rightarrow 0$. Analogiškai, neinvertuojančio įtampos-srovės keitiklio (2.189 pav. c) įėjimo varžos $R_{in\ (+)}$ ir $r_{in\ (+)} \Rightarrow \infty$, o išėjimo varžos $R_{i\text{š}\ (+)}$ ir $r_{i\text{š}\ (+)} \Rightarrow \infty$, nes išėjimo srovė $I_{i\text{š}}$ nepriklauso nuo apkrovos varžos R_a vertės. Invertuojančio srovės-įtampos keitiklio atveju (2.189 pav. b) įėjimo varžos $R_{in\ (+)} \Rightarrow R$ ir $r_{in\ (+)} \Rightarrow R$, o išėjimo varžos $R_{i\text{š}\ (+)}$ ir $r_{i\text{š}\ (+)} \Rightarrow 0$, nes išėjimo įtampa $U_{i\text{š}}$ nepriklauso nuo apkrovos varžos R_a vertės. Analogiškai, invertuojančio srovės stiprintuvo atveju (2.189 pav. d) įėjimo varžos $R_{in\ (+)}$ ir $r_{in\ (+)} \Rightarrow R_1 + R_a \cdot R_2 / (R_a + R_2)$, o išėjimo varžos $R_{i\text{š}\ (+)}$ ir $r_{i\text{š}\ (+)} \Rightarrow \infty$, nes išėjimo srovė $I_{i\text{š}}$ nepriklauso nuo apkrovos varžos R_a vertės. Aukštų dažnių srityje įėjimo varžos mažėja didėjant dažniui dėl šuntuojančios įėjimų talpų $C_{in\ (+),\ (-)}$ ir $C_{in\ (\pm)}$, kurių įtaką galima įvertinti pasitelkus operacinio stiprintuvo ekvivalentinę elektroninę schemą aukštų dažnių diapazone (2.190 pav.). Čia pastebėsime, jog operaciniame stiprintuve su lauko tranzistoriais įėjimuose talpos $C_{in\ (+),\ (-)}$ yra užtūrų talpos C_G .

Neinvertuojantis įtampos stiprintuvas (2.189 pav. a) dažnai yra taikomas kaip invertuojantis įtampos stiprintuvas, kuriame įėjimo signalas U_{in} yra paduodamas į neigiamo grįžtamojo ryšio grandinę taip, kaip yra parodyta 2.191 pav.



2.190 pav. Operacinio stiprintuvo ekvivalentinė elektroninė schema aukštų dažnių diapazone



2.191 pav. Invertuojantis įtampos stiprintuvas, padarytas su operaciniu stiprintuvu ir neigiamu rezistoriniu grįžtamuoju ryšiu jame

Taigi, 2.191 pav. parodytos schemos atveju negalima parašyti žinomos išraiškos (2.635)- $U_{i\dot{s}} = \mu \cdot U_{in\ p}$, nes invertuojantis įėjimas $U_{in\ (-)}$ yra vienu metu veikiamas dviejų poveikių- U_{in} ir $U_{i\dot{s}}$, kurių fazės yra priešingos: $U_{in} = -U_{i\dot{s}}$. Šiuo atveju išėjimo įtampa $U_{i\dot{s}}$ nusistovi tokios vertės, kuriai esant invertuojančio įėjimo $U_{in\ (-)}$ potencialas $\varphi_{in\ (-)} \cong 0$. Taikydami mazgui „a“ (2.191 pav.) pirmąją Kirchhofo taisyklę galime parašyti:

$$U_{in}/(R_1 + R_i) + U_{i\dot{s}}/R_2 \cong 0, \quad (2.638)$$

kur: R_i - įėjimo (poveikio) įtampos U_{in} šaltinio vidaus varža ir išraiška yra parašyta esant sąlygai: $I_{in\ (-)} \cong 0$, nes $R_{in\ (-)} \Rightarrow \infty$.

Iš (2.638) seka invertuojančio įtampos stiprintuvo (2.191 pav. a) išėjimo įtampos $U_{i\dot{s}}$ išraiška:

$$U_{i\dot{s}} \cong -[R_2/(R_1 + R_i)] \cdot U_{in} \cong -(R_2/R_1) \cdot U_{in}, \quad (2.639)$$

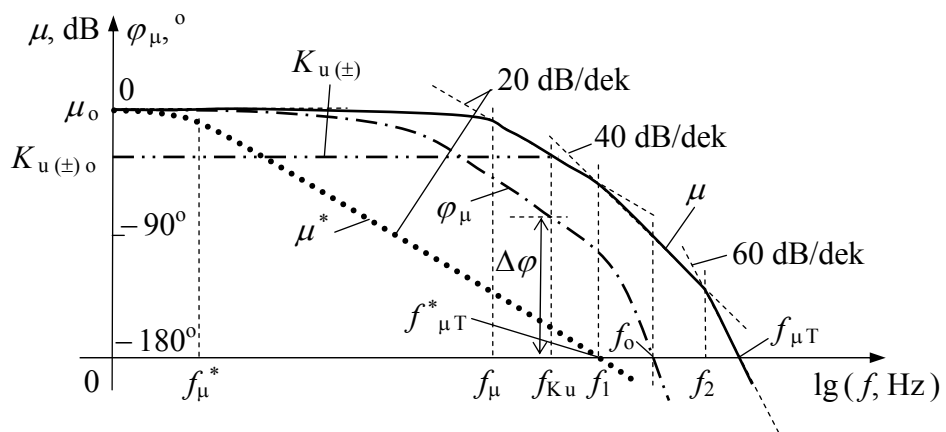
bei iš čia diferencialinio įtampos stiprinimo koeficiento $K_{u\ (-)}$ išraiška:

$$K_{u(-)} \cong [R_2 / (R_1 + R_i)] \cong R_2 / R_1, \quad (2.640)$$

kur galutinės apytikslės vertės yra parašytos esant sąlygai: $R_1 \gg R_i$.

Iš (2.640) seka, kai $R_2 = R_1$, turime $K_{u(-)} = 1$ - invertuojantis įtampos kartotuvas, kurio įėjimo varžos R_{in} ir $r_{in} \Rightarrow R_1$, nes mazgo „a“ potencialas $\varphi_a \cong 0$, t. y. atitinka „žemės“ potencialą, o išėjimo varžos $R_{is(-)}$ ir $r_{is(-)} \Rightarrow 0$, nes išėjimo įtampa U_{is} nepriklauso nuo apkrovos varžos R_a . Taigi gavome, jog invertuojančio stiprintuvo (2.191 pav.), o tuo pačiu ir invertuojančio kartotuvo įėjimo varžos yra žymiai mažesnės už neinvertuojančio įtampos stiprintuvo (2.189 pav. a), o tuo pačiu ir neinvertuojančio įtampos kartotuvo atitinkamas varžas ir tai yra esminis invertuojančio stiprintuvo (2.191 pav.), o tuo pačiu ir invertuojančio kartotuvo trukumas. Kita vertus pastebėsime, jog prie visų $U_{in} > 0$ verčių, invertuojančio stiprintuvo (2.191 pav.) įėjimo $U_{in(-)}$ potencialas $\varphi_{in(-)} \cong 0$ ir todėl šis mazgas „a“ yra vadinamas „virtualaus nulio tašku“. Ši savybė sąlygoja tai, jog invertuojančio stiprintuvo (2.191 pav.) išėjimo įtampa U_{is} visiškai nepriklauso nuo K_{us} vertės ir tai yra šios schemos pamatinis privalumas.

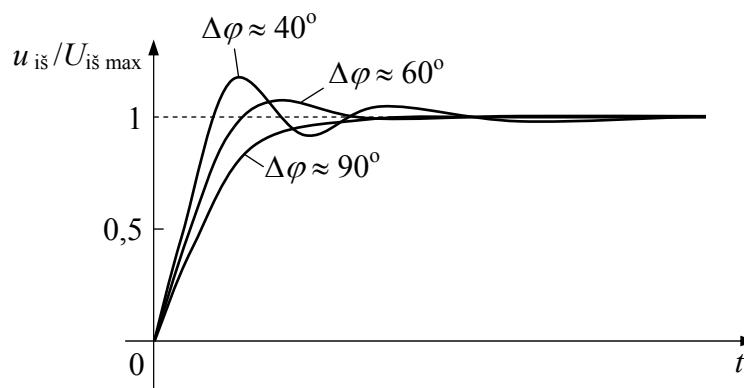
Aukščiau 2.185 pav. yra parodytos operacinio stiprintuvo $\mu(f)$ dažninės $\mu(f)$ ir fazinės $\varphi_\mu(f)$ charakteristikos, kurios atitinka žemų dažnių filtro savybes. Ši aproksimacija tinka tik tuo atveju, kai elektroninis įrenginys turi tik vieną elementarią stiprinimo pakopą. Tuo tarpu operacinis stiprintuvas turi trys (2.180 pav.) ir daugiau stiprinimo pakopų ir todėl jo $\mu(f)$ dažninės $\mu(f)$ ir fazinės $\varphi_\mu(f)$ charakteristikos yra sudėtingesnės, kurių tipinis pavidalas yra parodytas 2.192 pav.



2.192 pav. Operacinio stiprintuvo, turinčio trys (2.180 pav.) ir daugiau stiprinimo pakopų, koeficiento $\mu(f)$ dažninė $\mu(f)$ ir fazinė $\varphi_\mu(f)$ charakteristikos be dažninės korekcijos ir $\mu^*(f)$ - su dažnine korekcija

Iš 2.192 pav. matome, jog daugiapakopio operacinio stiprintuvo išėjimo signalo U_{is} fazė $\varphi_\mu(f)$ atžvilgiu įėjimo signalo $U_{in p}$ didėjant dažniui f savo moduli didėja ir tampa lygi $|-180^\circ|$ ($f \geq f_0$) bei daugiau. Akivaizdu, jog esant sąlygai: $\varphi_\mu(f_0) = -180^\circ$ turime situaciją,

kai neinvertuojantis įėjimas $U_{in (+)}$ tampa invertuojančiu įėjimu $U_{in (-)}$ ir atvirkščiai. Todėl su tokiu operaciniu stiprintuvu padarius neinvertuojantį (2.189 pav. a) arba invertuojantį (2.191 pav.) įtampos stiprintuvą jis gali susižadinti ir generuoti aukšto dažnio signalą. Ši situacija bus tada, jeigu dažnio f_0 aplinkoje koeficientas $\mu(f_0) > 1$, nes šiuo atveju gali būti tenkinama amplitudžių ir fazių balanso sąlygos (2.378) parazitinei generacijai atsirasti. Iš 2.192 pav. matome, jog dažnių f srityje $f_1 > f_0 > f_2$ koeficientas $\mu(f) > 1$ ir didinant neigiamą grįžtamąjį ryšį neinvertuojančio (2.189 pav. a) arba invertuojančio (2.191 pav.) įtampos stiprintuvo diferencialinio įtampos stiprinimo koeficiento $K_{u (\pm)}$ maksimali vertė $K_{u (\pm) 0}$ mažėja, ko pasėkoje didėja aukštasis ribinis dažnis f_{Ku} (2.113 pav.) ir jo vertė artėja prie dažnio f_0 srities, kur $\varphi_{\mu}(f_0) \approx -180^\circ$ ir todėl stipriai išauga parazitinio susižadavimo galimybė. Tokio įtampos stiprintuvo pereinamosios funkcijos $u_{iš}(t)$ (2.221) laikinės diagramos, esant vienetiniam įėjimo įtampos U_{in} šuoliui $u_{in} = U_{in 0} \cdot 1(t)$ įėjime, prie įvairių neigiamą grįžtamąjį ryšį charakterizuojančio parametro $\Delta\varphi$ (2.192 pav.) verčių, yra parodytos 2.193 pav.



2.193 pav. Tipinės neinvertuojančio (2.189 pav. a) arba invertuojančio (2.191 pav.) įtampos stiprintuvo, padaryto su daugiapakopiu operaciniu stiprintuvu be dažninės korekcijos, pereinamosios funkcijos $u_{iš}(t)$ laikinės diagramos, esant vienetiniam įėjimo įtampos U_{in} šuoliui $u_{in} = U_{in 0} \cdot 1(t)$ įėjime, prie įvairių neigiamą grįžtamąjį ryšį charakterizuojančio parametro $\Delta\varphi$ verčių

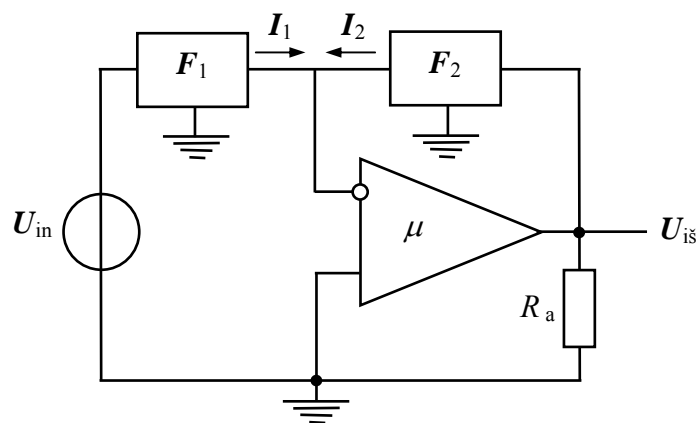
Iš 2.193 pav. matome, jog fazinio kampo $\varphi_{\mu}(f_{Ku})$ skirtumas $\Delta\varphi = |\varphi_{\mu}(f_{Ku})| - 180^\circ$ iš esmės lemia įtampos stiprintuvo pereinamosios funkcijos $u_{iš}(t)$ laikinės diagramos pobūdį: kai $\Delta\varphi \geq 90^\circ$ turime aperiodinę pereinamąją funkciją; kai $\Delta\varphi \approx 60^\circ$ turime trumpesnio fronto t_r pereinamąją funkciją su nedideliu (apie 4 %) išmetimu plokščiosios viršūnės pradžioje ir šis atvejis yra optimaliausias; kai $\Delta\varphi \leq 40^\circ$ turime aperiodinius virpesius pereinamosios funkcijos plokščiosios viršūnės pradžioje, kurie mažėjant $\Delta\varphi \Rightarrow 0^\circ$ pereina į negėstančius parazitinius svyravimus- įtampos stiprintuvas susižadina ir ši veika yra nepageidautina, nes iš tokio operacinio stiprintuvo negalima pagaminti nesusižadinančio įtampos kartotuvo. Iš čia seka, jog daugiapakopis operacinis stiprintuvas turi turėti koeficiento μ dažninę korekciją, kuriai

esant sukoreguota dažninė charakteristika $\mu^*(f)$ atitinka pirmos eilės žemų dažnių filtro savybes ir esant sąlygai: $f=f_{\mu T}^*$ būtų pakankama skirtuminės fazės $\Delta\varphi$ atsarga:

$$\Delta\varphi = |\varphi_{\mu^*}(f_{\mu T}^*)| - 180^\circ \approx 60^\circ \div 65^\circ. \quad (2.641)$$

Sukoreguoto daugiapakopio operacinio stiprintuvo dažninė charakteristika $\mu^*(f)$, atitinkanti sąlygą (2.641) yra parodyta 2.193 pav. taškine kreive, o jos fazinė charakteristika $\varphi^*(f)$ atitinka $\varphi_{\mu}(f)$ parodyta 2.185 pav. Reikiama operacinio stiprintuvo dažninė charakteristika $\mu^*(f)$ yra gaunama koreguojančio kondensatoriaus C_{kr} įjungimu į atitinkamą schemos grandinę, pvz. taip, kaip yra parodyta 2.180 pav. mikroschemos $\mu A741$ atveju. Koreguojantis kondensatorius C_{kr} gali būti sumontuotas operacinio stiprintuvo mikroschemos viduje, arba yra prijungiamas išorėje prie atitinkamų mikroschemos išvadų.

Akivaizdu, jog 2.189 pav. parodytų grandinių su operaciniu stiprintuvu ir neigiamo grįžtamojo ryšio grandinėmis, sudarytomis iš rezistorinių įtampos daliklių, savybės yra tiesinės, ką parodo jų išėjimo signalu U_{is} bei I_{is} priklausomybių nuo įėjimo signalų U_{in} bei I_{in} išraiškos. Apibendrinant galima teigti, jog elektroninių įtaisų su operaciniu stiprintuvu savybės yra pilnai apsprendžiamos grįžtamojo ryšio grandinių savybėmis- tiesiniai grįžtamieji ryšiai sąlygoja tiesinius įrenginius, o netiesiniai grįžtamieji ryšiai sąlygoja netiesinius elektroninius įrenginius su operaciniais stiprintuvais. Neigiamo grįžtamojo ryšio atveju 2.189 pav. a bei 2.191 pav. parodytos elektroninės grandinės su operaciniu stiprintuvu gali būti apibendrintos taip, kaip yra parodyta 2.194 pav.



2.194 pav. Apibendrintas invertuojantis įtampos stiprintuvas, padarytas su operaciniu stiprintuvu ir neigiamu funkciniu $F_1 \parallel F_2$ grįžtamoju ryšiu jame

Analogiškai išraiškai (2.638), 2.194 pav. parodytam apibendrintam įtampos invertoriui galima parašyti:

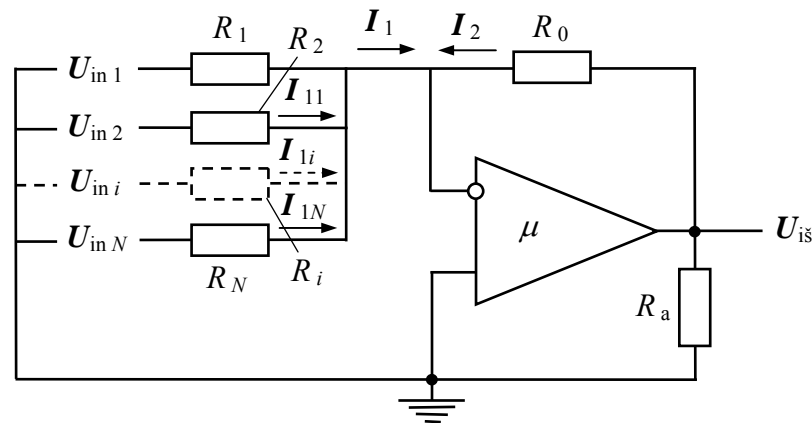
$$F_1(U_{in}) + F_2(U_{is}) \cong 0, \quad (2.642)$$

kur: $F_1(U_{in})$ ir $F_2(U_{is})$ - neigiamo grįžtamojo ryšio grandinės keturpoliai, kurių perdavimo funkcijos, t. y. sąryšio tarp srovių I_1 ir I_2 bei atitinkamų įtampų U_{in} ir U_{is} funkcijos yra išreiškiamos taip:

$$I_1 = F_1(U_{in}) \text{ ir } I_2 = F_2(U_{is}). \quad (2.643)$$

Priklausomai nuo neigiamo grįžtamojo ryšio grandinėse įjungtų funkcinių keturpolių F_1 ir F_2 elektrinių savybių turėsime vis kitoki elektroninį įtaisą su tuo pačiu operaciniu stiprintuvu. Pateiksime keletą dažniausiai taikomų atvejų.

Analoginių signalų elektroninis sumatorius (sudėtuvas)- tai elektroninis įrenginys atliekantis kelių elektrinių signalų matematinio sumavimo funkciją: $\sum F$. Tuo tikslu funkcinis keturpolis F_1 yra sudarytas iš $N > 1$ lygiagrečiai sujungtų rezistorių R_i ($i = 1, 2, \dots, N$), o funkcinis keturpolis F_2 - rezistorius R_0 (2.195 pav.).



2.195 pav. Analoginių signalų (įtampų $U_{in i}$) elektroninis sumatorius (sudėtuvas), padarytas invertuojančio įtampos stiprintuvo su operaciniu stiprintuvu ir rezistoriniu neigiamu grįžtamoju ryšiu jame pagrindu

Iš 2.195 pav. matome, jog pasinaudojus Kirchhofo pirmąja taisykle funkcijos $F_1(U_{in})$ ir $F_2(U_{is})$ yra išreiškiamos taip:

$$I_1 = F_1(U_{in i}) = \sum_{i=1}^N I_{1i} = \sum_{i=1}^N (U_{in i}/R_i), \quad I_2 = F_2(U_{is}) = U_{is}/R_0, \quad (2.644)$$

ir iš čia bei (2.642) randame:

$$U_{is} = -R_0 \cdot \sum_{i=1}^N (U_{in i}/R_i), \quad (2.645)$$

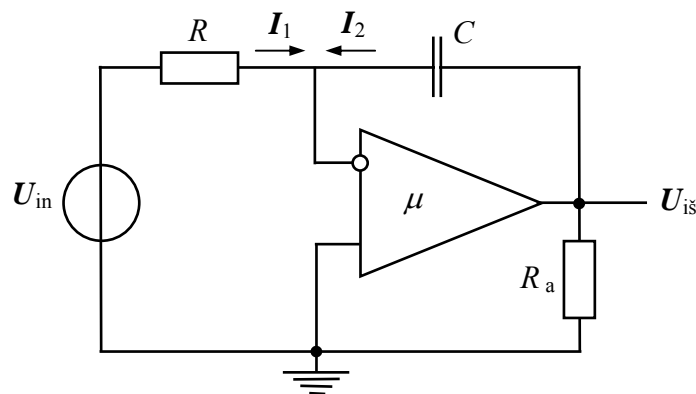
kur išraiška yra gauta padarius prielaidą, jog $R_i \gg R_{i(i)}$ - poveikių įtampų $U_{in i}$ šaltinių vidaus varžos.

Akivaizdu, jog gauta išraiška (2.645) tinka ir tuo atveju, kai įėjimų $U_{in\ i}$ signalai $U_{in\ i} = u_{in\ i}(t)$ - bet kokio pavidalo laikinės t funkcijos:

$$u_{is}(t) = -R_0 \cdot \sum_{i=1}^N (u_{in\ i}/R_i). \quad (2.645a)$$

Elektroninio sumatoriaus įėjimų $U_{in\ i}$ varžos- $R_{in\ i} = r_{in\ i} = R_i$, o išėjimo U_{is} varžos- $R_{is(sum)} = R_{is} \parallel R_0 \parallel R_a$, $r_{is(sum)} = r_{is} \parallel R_0 \parallel R_a$.

Elektroninis integratorius- tai įrenginys atliekantis įėjimo signalo U_{in} matematinę integravimo funkciją: $\int F \cdot dt$. Tuo tikslu funkcinis keturpolis F_1 yra rezistorius R , o funkcinis keturpolis F_2 - kondensatorius C (2.196 pav.).



2.196 pav. Elektroninis integratorius, padarytas invertuojančio įtampos stiprintuvo su operaciniu stiprintuvu ir RC - grandinės neigiamu grįžtamuoju ryšiu jame pagrindu

Iš 2.196 pav. matome, jog funkcijos $F_1(U_{in})$ ir $F_2(U_{is})$ harmoninio poveikio U_{in} atveju yra išreiškiamos taip:

$$I_1 = F_1(U_{in}) = U_{in}/(R + R_i) \cong U_{in}/R, \quad I_2 = F_2(U_{is}) = U_{is} \cdot (j \cdot \omega \cdot C), \quad (2.646)$$

ir iš čia bei (2.642) randame:

$$U_{is} \cong -U_{in}/(j \cdot \omega \cdot R \cdot C) \pm U_{is0}, \quad (2.647)$$

kur: $\pm U_{is0}$ - pradinė ($t = 0$) išėjimo įtampos U_{is} vertė, kurią apsprendžia pradinė įtampa $\pm U_{C0}$ kondensatoriuje C ir todėl iš Omo dėsnų galima parašyti:

$$U_{is0} = -\mu_0 \cdot U_{C0} \cdot (R + R_i)/(R + R_i + R_{is} \parallel R_a) \cong -\mu_0 \cdot U_{C0} \leq |U_{is\ max}|, \quad (2.648)$$

kur čia bei (2.646) apytikslės lygybės yra parašytos esant sąlygai: $R \gg R_{i, is}$ (R_i ir R_{is} - įėjimo įtampos U_{in} šaltinio vidaus varža ir operacinio stiprintuvo išėjimo varža, atitinkamai).

Kai poveikio įtampa $U_{in} = u_{in}(t)$ - bet kokio pavidalo laikinė t funkcija, tai šiuo atveju funkcijos $F_1(u_{in})$ ir $F_2(u_{is})$ yra išreiškiamos taip:

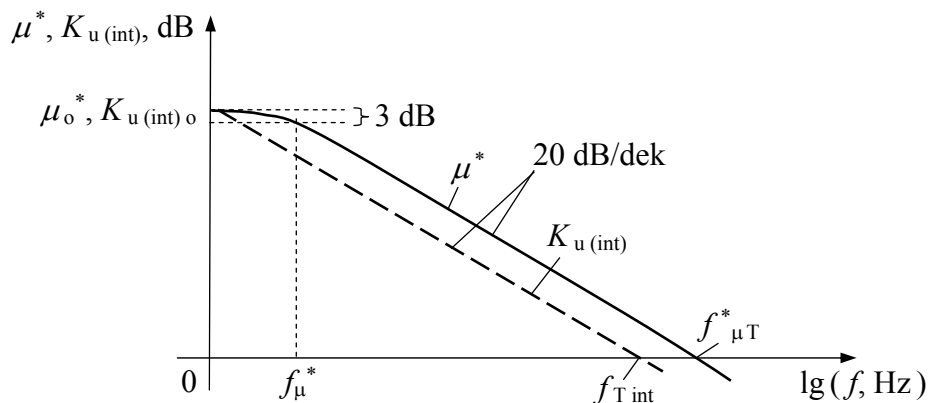
$$\left. \begin{aligned} i_1 &= F_1(u_{in}) = u_{in}(t)/(R + R_i) \cong u_{in}(t)/R, \\ i_2 &= F_2(u_{is}) = C \cdot [d(u_C + U_{C_0})/dt] \cong C \cdot [d(u_{is} + U_{C_0})/dt], \end{aligned} \right\} (2.649)$$

ir iš čia bei (2.642) randame:

$$u_{is}(t) = -(R \cdot C)^{-1} \cdot \int_0^t u_{in}(t) \cdot dt - U_{C_0}. \quad (2.650)$$

Iš (2.647) matome, jog elektroninio integratoriaus integravimo konstantą $\tau_{RC} = R \cdot C$ yra lengvai nustatoma iš integratoriaus dažninės charakteristikos $K_{u(int)}$ logaritminiame mastelyje (2.197 pav.), kuri atitinka pirmos eilės žemų dažnių filtrą:

$$K_{u(int)} = U_{is}/U_{in} = (\omega \cdot R \cdot C)^{-1}, \quad \lg K_{u(int)} = |\lg(\omega \cdot \tau)| = \lg \omega + \lg \tau \cong 0 \text{ dB}, \quad \tau_{RC} = 1/(2 \cdot \pi \cdot f_{Tint}).$$

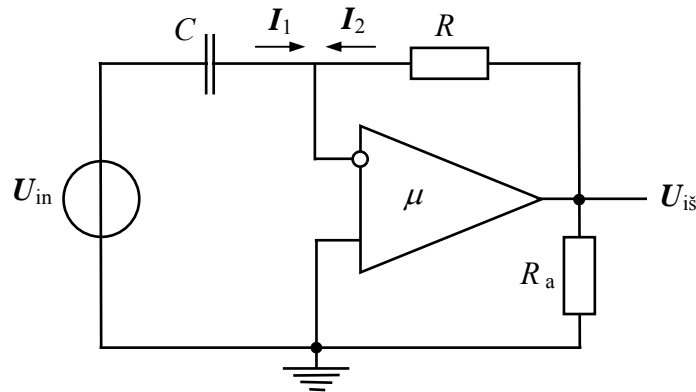


2.197 pav. Elektroninio integratoriaus, padaryto su operaciniu stiprintuvu turinčiu dažninę korekcija, dažninės charakteristikos: $K_{u(int)}(f)$ - elektroninio integratoriaus (brūkšniuota kreivė); $\mu^*(f)$ - operacinio stiprintuvo su dažnine korekcija (ištisinė kreivė)

Iš 2.197 pav. matome, jog elektroninio integratoriaus įtampos stiprinimo-perdavimo diferencialinio koeficiento $K_{u(int)}$ dažninė charakteristika $K_{u(int)}(f)$ logaritminiame mastelyje yra tiesės funkcija, kurios susikirtimo vieta su dažnio f ašimi, kai $K_{u(int)} [dB] = 0$, duoda integravimo koeficiento vertę- $\tau_{RC} = 1/(2 \cdot \pi \cdot f_{Tint})$. Iš (2.647) taip pat seka elektroninio integratoriaus įtampos stiprinimo-perdavimo diferencialinio koeficiento $K_{u(int)}$ fazės $\varphi_{u(int)}$ dažninė charakteristika- $\varphi_{u(int)}(f) = \arctg [(2 \cdot \pi \cdot f \cdot R \cdot C)^{-1}/0] = \arctg \infty = \pi/2 \text{ rad} = 90^\circ$.

Elektroninio integratoriaus įėjimo U_{in} varžos- $R_{in(int)}$, $r_{in(int)} = R$, o išėjimo U_{is} varžos- $R_{is(int)} = R_{is} \parallel Z_C \parallel R_a$, $r_{is(int)} = r_{is} \parallel Z_C \parallel R_a$, kur $Z_C = 1/(2 \cdot \pi \cdot f \cdot C)$. Čia pastebėsime, jog esant sąlygai: $U_{in} = 0$, elektroninio integratoriaus išėjime $U_{is} \neq 0$, nes esant trumpajam jungimui įėjime dėl įtampos fluktuacijų įėjime ir integravimo veiksmo išėjimo įtampa U_{is} kinta intervale- $\pm U_{is \max}$ su išėjimo įtampos u_{is} kitimo sparta $\partial u_{is} / \partial t$ atvirksčiai proporcinga integravimo konstantos τ_{RC} vertei: $\partial u_{is} / \partial t \approx |U_{is \max}| / (2,2 \cdot \tau_{RC})$.

Elektroninis diferenciatorius- tai elektroninis įrenginys atliekantis įėjimo signalo U_{in} matematinę diferencijavimo funkciją: dF/dt ($\partial F/\partial t$). Tuo tikslu funkcinis keturpolis F_1 yra kondensatorius C , o funkcinis keturpolis F_2 - rezistorius R (2.198 pav.).



2.198 pav. Elektroninis diferenciatorius, padarytas invertuojančio įtampos stiprintuvo su operaciniu stiprintuvu ir RC - grandinės neigiamu grįžtamuoju ryšiu jame pagrindu

Iš 2.198 pav. matome, jog funkcijos $F_1(U_{in})$ ir $F_2(U_{is})$ harmoninio poveikio U_{in} atveju yra išreiškiamos taip:

$$I_1 = F_1(U_{in}) = U_{in}/[R_i + (j \cdot \omega \cdot C)^{-1}] \cong U_{in} \cdot (j \cdot \omega \cdot C), \quad I_2 = F_2(U_{is}) = U_{is}/R, \quad (2.651)$$

ir iš (2.651) bei (2.642) randame:

$$U_{is} \cong -(j \cdot \omega \cdot R \cdot C) \cdot U_{in} = -(j \cdot \omega \cdot \tau_{RC}) \cdot U_{in}, \quad (2.652)$$

kur čia ir (2.651) apytikslės lygybės yra parašytos esant sąlygai:

$$(\omega \cdot C)^{-1} \gg R_i. \quad (2.653)$$

Iš (2.652) seka elektroninio diferenciatoriaus įtampos stiprinimo diferencialinio koeficiento $K_{u \text{ dif}}$ išraiška:

$$K_{u \text{ (dif)}} = U_{is}/U_{in} \cong -j \cdot \omega \cdot R \cdot C = -j \cdot \omega \cdot \tau_{RC}, \quad (2.654)$$

ir iš čia seka fazės $\varphi_{u \text{ (dif)}}$ dažninė charakteristika- $\varphi_{u \text{ (dif)}}(f) = \arctg [(-2 \cdot \pi \cdot f \cdot R \cdot C)^{-1}/0] = \arctg(-\infty) = -\pi/2 \text{ rad} = -90^\circ$, kas atitinka pirmos eilės aukštų dažnių filtrą.

Kai poveikio įtampa $U_{in} = u_{in}(t)$ - bet kokio pavidalo laikinė t funkcija, tai šiuo atveju funkcijos $F_1(u_{in})$ ir $F_2(u_{is})$ yra išreiškiamos taip:

$$\left. \begin{aligned} i_1 = F_1(u_{in}) &= C \cdot [d(u_C + U_{C_0})/dt] = C \cdot [d(u_{in} - u_{R_i} + U_{C_0})/dt] \cong C \cdot (du_{in}/dt), \\ i_2 = F_2(u_{is}) &= u_{is}(t)/R, \end{aligned} \right\} (2.655)$$

kur apytikslė lygybė yra parašyta esant sąlygai: $u_C \gg u_{Ri}$, kuri atitinka sąlygą (2.653).

Iš (2.655) bei (2.642) randame:

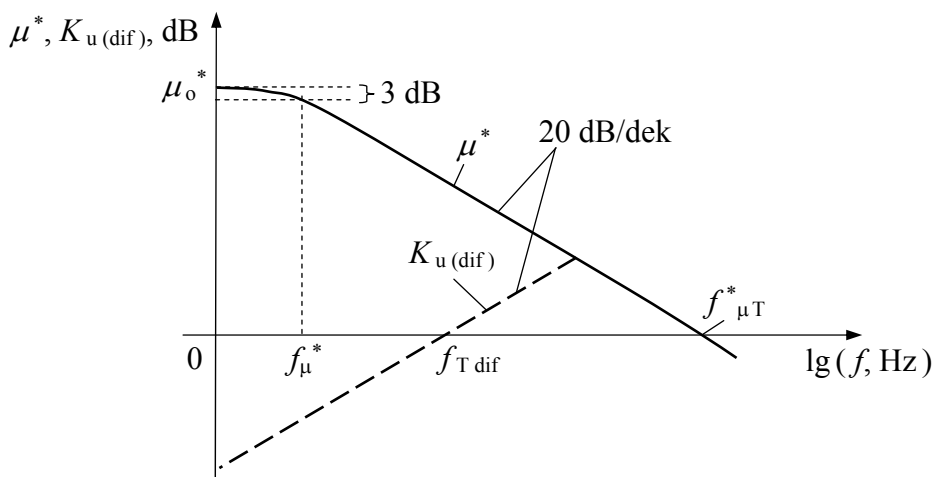
$$u_{iS}(t) \cong -R \cdot C \cdot (du_{in}/dt) = -\tau_{RC} \cdot (du_{in}/dt), \quad (2.656)$$

kur: $\tau_{RC} \cong R \cdot C$ - diferencijavimo konstanta.

Iš (2.653) seka, jog elektroninio diferenciatoriaus veika- diferencijavimo (2.656) tikslumas labai stipriai priklauso nuo signalo U_{in} dažnio f_{in} arba $u_{in}(t)$ kitimo spartos, nes didėjant f_{in} arba $u_{in}(t)$ kitimo spartai sąlyga (2.653) blogėja. Dėl šios priežasties visur kur tik yra galima diferenciatorius yra keičiamas į integratorių, nes diferencialinės lygtys matematiškai gali būti perrašomos integralinių lygčių pavidalu.

Analogiškai integratoriui, elektroninio diferenciatoriaus diferencijavimo konstantą τ_{RC} yra lengvai nustatoma iš jo dažninės charakteristikos $K_{u(dif)}(f)$ logaritminiame mastelyje (2.199 pav.), kuri atitinka pirmos eilės aukštų dažnių filtrą:

$$K_{u(dif)} = U_{iS}/U_{in} = \omega \cdot \tau_{RC}, \quad \lg K_{u(dif)} = |\lg(\omega \cdot \tau)| = \lg \omega + \lg \tau \cong 0 \text{ dB}, \quad \tau_{RC} = 1/(2 \cdot \pi \cdot f_{T \text{ dif}}).$$

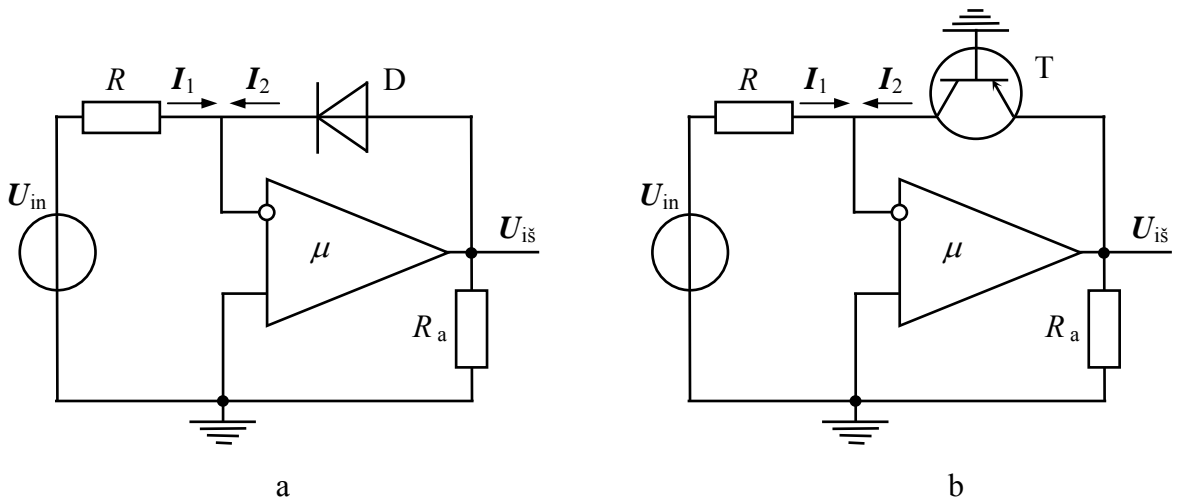


2.199 pav. Elektroninio diferenciatoriaus, padaryto su operaciniu stiprintuvu turinčiu dažninę korekcija, dažninės charakteristikos: $K_{u(dif)}(f)$ - elektroninio diferenciatoriaus (brūkšniuota kreivė); $\mu^*(f)$ - operacinio stiprintuvo su dažnine korekcija (ištiesinė kreivė)

Elektroninio diferenciatoriaus įėjimo U_{in} varžos- $R_{in(dif)} = \infty$, $r_{in(dif)} = Z_C = 1/(2 \cdot \pi \cdot f \cdot C)$, o išėjimo U_{iS} varžos- $R_{iS(dif)} = R_{iS} \parallel R \parallel R_a$, $r_{iS(dif)} = r_{iS} \parallel R \parallel R_a$.

Elektroninis logaritimatorius (logaritmuklis) - tai įrenginys atliekantis įėjimo signalo U_{in} matematinę logaritmovimo funkciją $\log F$, $\lg F$ arba $\ln F$. Tuo tikslu funkcinis keturpolis F_1 yra rezistorius R , o funkcinis keturpolis F_2 - puslaidininkinis diodas D (2.200 pav. a).

Iš 2.200 pav. a matome, jog funkcijos $F_1(U_{in})$ ir $F_2(U_{iS})$ harmoninio poveikio U_{in} atveju yra išreiškiamos taip:



2.200 pav. Elektroninis logaritmtorius, padarytas invertuojančio įtampos stiprintuvo su operaciniu stiprintuvu ir puslaidininkiniu diodu D (a) bei dvipoliu tranzistoriumi T (b) neigiamo grįžtamojo ryšio grandinėje pagrindu

$$I_1 = F_1(U_{in}) = U_{in}/(R_i + R) \cong U_{in}/R, \quad I_2 = F_2(U_{is}) = U_{is}/r_D, \quad (2.657)$$

kur: r_D - diodo D diferencialinė varža veikos taške, kurios vertę mažo signalo sąlygos atveju randame iš diodo VACH (I d.- (1.28), (1.29a)) logaritmuodami jos abejas lygybės puses:

$$\ln(I_D/I_s) = \ln\{\exp[U_D/(m \cdot \varphi_T)] - 1\} \Rightarrow U_D = m \cdot \varphi_T \cdot \ln(I_D/I_s),$$

ir iš čia galiausiai randame:

$$r_D = \partial U_D / \partial I_D = m \cdot \varphi_T / (I_D + I_s) \cong m \cdot \varphi_T / I_D. \quad (2.658)$$

Iš (2.657), (2.658) bei (2.642) gauname:

$$U_{is} \cong -(r_D/R) \cdot U_{in} \cong -[m \cdot \varphi_T / (I_D \cdot R)] \cdot U_{in}, \quad (2.659)$$

kur gauta išraiška galioja esant sąlygai: $I_D > 0$.

Iš gautos išraiškos (2.659) matome, jog esant mažo signalo harmoniniam poveikiui U_{in} diodo D įtaka neigiamo ryšio grandinėje (2.200 pav. a) pasireiškia tik invertuojančio stiprintuvo įtampos stiprinimo diferencialinio koeficiento $K_u = m \cdot \varphi_T / (I_D \cdot R)$ vertės priklausomybe nuo diodu D tekančios pastoviosios srovės I_D . Akivaizdu, jog nagrinėjamu atveju $I_D \approx 0$ ir todėl $K_u \Rightarrow \infty \equiv \mu_0$ ir iš čia seka, jog keičiant diodu D tekančios tiesioginės srovės I_D vertę galima labai plačiose ribose keisti K_u vertę. Taigi, 2.200 pav. a parodytos schemas normaliai veikai yra būtina sudaryti sąlyga: $I_D > 0$. Ši sąlyga nagrinėjamu atveju gali būti sudaryta tik kai $U_{in} \leq 0$ - tik esant neigiamoms įėjimo įtampos U_{in} vertėms. Akivaizdu, jog pakeitus diodo D įjungimo į neigiamo ryšio grandinę kryptį, turėsime kitą sąlygą: $U_{in} \geq 0$. Taigi, kai poveikio įtampa tenkina sąlygą: $u_{in}(t) \leq 0$ - bet kokio pavidalo laikinė t funkcija, tai šiuo atveju funkcijos $F_1(u_{in})$ ir $F_2(u_{is})$ yra išreiškiamos taip:

$$\left. \begin{aligned} i_1 = F_1(u_{in}) &= u_{in}(t)/(R_i + R) \cong u_{in}(t)/R, \\ i_2 = F_2(u_{is}) &= I_s \cdot \{ \exp [u_{is}/(m \cdot \varphi_T)] - 1 \} \cong I_s \cdot \exp [u_{is}/(m \cdot \varphi_T)], \end{aligned} \right\} (2.660)$$

ir iš čia bei (2.642) randame:

$$u_{is}(t) \cong -m \cdot \varphi_T \cdot \ln [u_{in}(t)/(I_s \cdot R)], \quad (2.661)$$

ir iš čia matome, jog išėjimo įtampa $u_{is}(t)$ yra proporcinga įėjimo įtampos $u_{in}(t)$ natūriniam logaritmui.

Čia pastebėsime, jog gautos išraiškos (2.661) logaritmovimo tikslumas priklauso nuo diodo D savybių, kurių neigiamas poveikis pasireiškia tuo, jog m priklauso nuo I_D ir esant santykinai didelėms I_D vertėms ($>100 \mu A$) gana žymi įtampos u_{is} yra diodo pasyvioje ominėje varžoje. Šie trukumai žymiai sumažėja vietoje diodo D įjungus dvipolį tranzistorių T (2.200 pav. b). Šiuo atveju funkcijos $F_2(u_{is})$ išraiška yra:

$$i_2 = F_2(u_{is}) \cong I_{DKs} \cdot \exp(u_{is}/\varphi_T),$$

ir iš čia bei (2.660) randame:

$$u_{is}(t) \cong -\varphi_T \cdot \ln [u_{in}(t)/(I_{DKs} \cdot R)], \quad (2.662)$$

kur pasinaudojome BB schemoje įjungto dvipolio tranzistoriaus perdavimo VACH išraiška (I d.- (1.120)): $I_K = I_{DKs} \cdot \exp(|U_{EB}|/\varphi_T)$.

Akivaizdu, jog pakeitus tranzistoriaus T laidumo tipą į priešingą, turėsime kitą sąlygą: $U_{in} \geq 0$.

Elektroninio logaritmtoriaus įėjimo U_{in} varžos- $R_{in(log)} = r_{in(log)} = R$, o išėjimo U_{is} varžos- $R_{is(log)} = R_{is} \parallel R_D \parallel R_a$, $r_{is(log)} = r_{is} \parallel r_D \parallel R_a$ (2.200 pav. a); $R_{is(log)} = R_{is} \parallel R_{EB} \parallel R_a$, $r_{is(log)} = r_{is} \parallel r_{EB} \parallel R_a$ (2.200 pav. b).

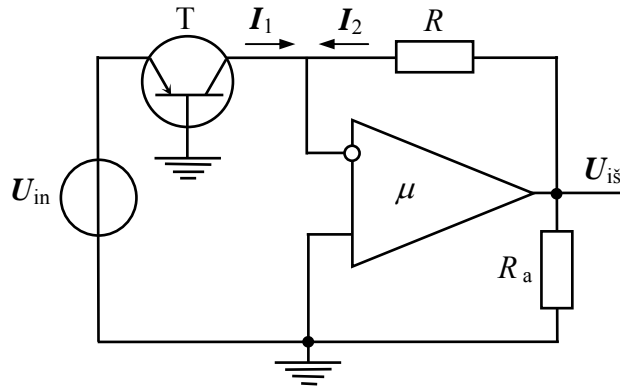
Elektroninis eksponentiklis- tai įrenginys atliekantis įėjimo signalo U_{in} matematinę eksponentės funkciją: $\exp F$, e^F . Tuo tikslu funkcinis keturpolis F_1 yra dvipolis tranzistorius T, o funkcinis keturpolis F_2 - rezistorius R (2.201 pav.).

Iš 2.201 pav. matome, jog ir čia taip pat yra būtina sąlyga: įėjimo signalas U_{in} turi būti tik vieno poliaringumo- „+“ arba „-“. Nagrinėjamu atveju su p-n-p tranzistoriumi T ši sąlyga yra: $U_{in} \geq 0$. Taigi, kai poveikio įtampa tenkina sąlygą: $u_{in}(t) \geq 0$ - bet kokio pavidalo laikinė t funkcija, tai šiuo atveju funkcijos $F_1(u_{in})$ ir $F_2(u_{is})$ yra išreiškiamos taip:

$$i_1 = F_1(u_{in}) \cong I_{DKs} \cdot \exp(u_{in}/\varphi_T), \quad i_2 = F_2(u_{is}) = u_{is}(t)/R, \quad (2.663)$$

ir iš čia bei (2.642) randame:

$$u_{is}(t) \cong -I_{DKs} \cdot R \cdot \exp [u_{in}(t)/\varphi_T]. \quad (2.664)$$



2.201 pav. Elektroninis eksponentiklis, padarytas invertuojančio įtampos stiprintuvo su operaciniu stiprintuvu ir dvipoliu tranzistoriumi T neigiamo grįžtamojo ryšio grandinėje pagrindu

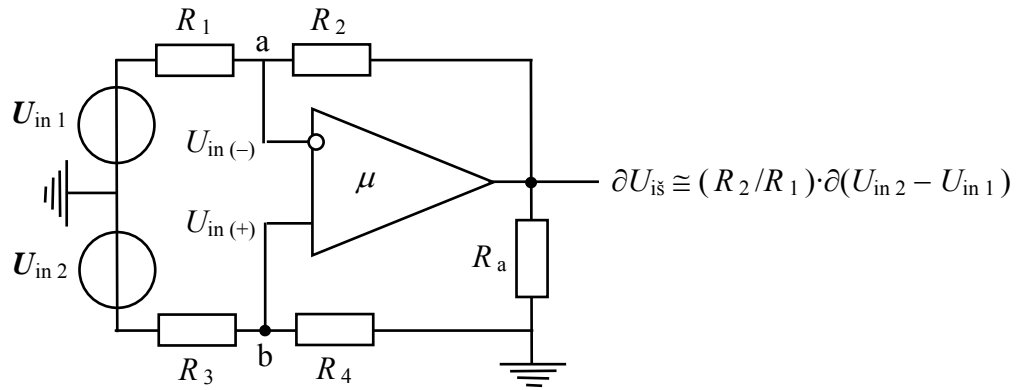
Elektroninio eksponentiklio įėjimo U_{in} varžos- $R_{in(exp)} = R_{EB}$, $r_{in(exp)} = r_{EB}$, o išėjimo $U_{īs}$ varžos- $R_{īs(exp)} = R_{īs} \parallel R \parallel R_a$, $r_{īs(exp)} = r_{īs} \parallel R \parallel R_a$.

Iš 2.188 pav. matome, jog operacinis stiprintuvas gali būti veikiamas dviem skirtingais įėjimų signalais $U_{in 1}$ ir $U_{in 2}$, paduodamais vienu metu į jo neinvertuojantį $U_{in (+)}$ bei invertuojantį $U_{in (-)}$ įėjimus. Kaip ir anksčiau nagrinėsime atvejus be teigiamo grįžtamojo ryšio grandinės, t. y. tik su neigiamu grįžtamoju ryšiu ir įėjimo signalų U_{in} arba I_{in} poveikiu į abiejus įėjimus vienu metu.

Analoginių signalų elektroninis atimtuvas- tai elektroninis įrenginys atliekantis dviejų elektrinių signalų matematinę atimties funkciją: ΔF . Akivaizdu, jog šiuo atveju operacinis stiprintuvas yra veikiamas dviem skirtingais įėjimų signalais $U_{in 1, 2}$, paduodamais vienu metu į jo neinvertuojantį $U_{in (+)}$ bei invertuojantį $U_{in (-)}$ įėjimus (2.188 pav.), analogiškai diferencinio stiprintuvo atveju (2.96 pav.). Taip veikiantis operacinis stiprintuvas yra vadinamas *skirtuminiu stiprintuvu*. Čia nagrinėsime atvejus tik su neigiamu grįžtamoju ryšiu, iš ko seka, jog operacinis stiprintuvas tuo pačiu metu veikia kaip neinvertuojantis (2.189 pav. a) bei invertuojantis (2.191 pav.) stiprintuvas. Esminė šios operacinio stiprintuvo veikos problema yra ta, kad neinvertuojančio įėjimo $U_{in (+)}$ bei invertuojančio įėjimo $U_{in (-)}$ įtampos stiprinimo koeficientai $K_{u(+)}$ (2.637) ir $K_{u(-)}$ (2.640), atitinkamai, skiriasi per vieneta:

$$K_{u(+)} - K_{u(-)} = 1 + (R_2/R_1) - (R_2/R_1) = 1. \quad (2.665)$$

Akivaizdu, jog didesnės vertės įtampos stiprinimo koeficientą $K_{u (+)}$ galima kompensuoti atitinkamu rezistoriniu įtampos dalikliu $R_3 \parallel R_4$ taip, kaip yra parodyta 2.202 pav. Skirtuminio įtampos stiprintuvo (2.202 pav.) išėjimo įtampos $U_{īs}$ išraišką surasime taikydami įtampų superpozicijos principą. Kai harmoninio poveikio įtampa $U_{in 1}$ veikia tik įėjime $U_{in (-)}$ ($U_{in 2} = 0$), turime (2.639)- $U_{īs (1)} = -(R_2/R_1) \cdot U_{in 1}$, o kai harmoninio poveikio



2.202 pav. Elektroninis atimtuvas, padarytas su operaciniu stiprintuvu ir neigiamu rezistoriniu grįžtamoju ryšiu jame, kur išėjimo įtampos $\partial U_{i\text{š}}$ išraiška galioja, kai yra tenkinama sąlyga: $R_2/R_1 = R_4/R_3$

įtampa $U_{in 2}$ veikia tik įėjime $U_{in (+)}$ ($U_{in 1} = 0$), tai šiuo atveju išėjimo įtampos $U_{i\text{š}(2)}$ vertę surandame iš (2.636) ir tuo pačiu įskaitydami rezistorinio įtampos daliklio $R_3 \parallel R_4$ įtaką:

$$U_{i\text{š}(2)} = [R_4 / (R_3 + R_4)] \cdot \{1 + [R_2 / (R_1 + R_i)]\} \cdot U_{in 2},$$

ir galutinai randame išėjimo įtampos $U_{i\text{š}}$ išraišką:

$$\begin{aligned} U_{i\text{š}} &= U_{i\text{š}(1)} + U_{i\text{š}(2)} = -(R_2/R_1) \cdot U_{in 1} + [R_4 / (R_3 + R_4)] \cdot [1 + R_2 / (R_1 + R_i)] \cdot U_{in 2} \cong \\ &\cong -(R_2/R_1) \cdot U_{in 1} + (R_4/R_3) \cdot (1 + R_2/R_1) \cdot (1 + R_4/R_3)^{-1} \cdot U_{in 2}, \end{aligned}$$

kur apytikslė išraiška parašyta esant sąlygai: $R_1 \gg R_i$ ir iš čia, esant sąlygai- $R_2/R_1 = R_4/R_3$, gauname:

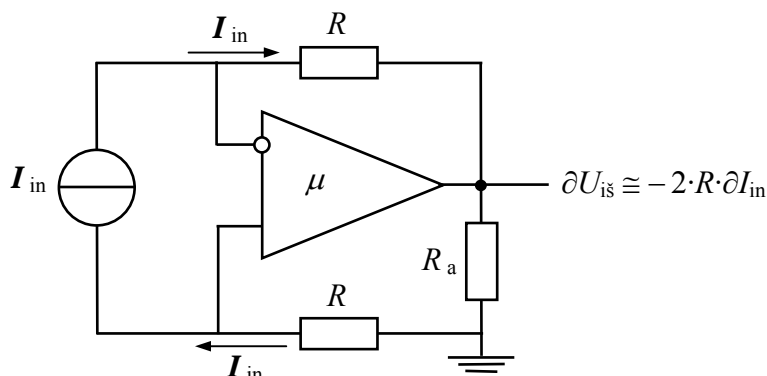
$$U_{i\text{š}} \cong (R_2/R_1) \cdot (U_{in 2} - U_{in 1}). \quad (2.666)$$

Iš (2.666) seka: kai $R_2 = R_1 = R_4 = R_3$, tai $U_{i\text{š}} \cong U_{in 2} - U_{in 1}$ - turime „švarią“ dviejų signalų atimtį. Kita vertus akivaizdu, jog $U_{i\text{š}}$ nepriklausys nuo $U_{in 2}$ ir $U_{in 1}$ amplitudžių kitimo, jei tuo metu galios sąlyga: $U_{in 2} - U_{in 1} = \text{const}$. Čia pastebėsime, jog harmoninio signalo atveju $U_{i\text{š}}$ vertė priklausys ir nuo atimamų signalų $U_{in 2}$ ir $U_{in 1}$ fazių $\varphi_{in 2}$ ir $\varphi_{in 1}$, atitinkamai, skirtumo $\Delta \varphi = \varphi_{in 2} - \varphi_{in 1}$ - kai $\Delta \varphi = \pm \pi = \pm 180^\circ$, turime įėjimų signalų $U_{in 2}$ ir $U_{in 1}$ sudėtį. Akivaizdu, jog gauta išraiška (2.666) tinka ir tuo atveju, kai įėjimų signalai $U_{in 2} = u_{in 2}(t)$ ir $U_{in 1} = u_{in 1}(t)$ - bet kokio pavidalo laikinės t funkcijos:

$$u_{i\text{š}}(t) \cong (R_2/R_1) \cdot (u_{in 2}(t) - u_{in 1}(t)). \quad (2.667)$$

Elektroninio atimtuvo įėjimo $U_{in 1}$ varžos- $R_{in 1(\Delta)} = r_{in 1(\Delta)} = R_1$, o įėjimo $U_{in 2}$ varžos- $R_{in 2(\Delta)} = r_{in 2(\Delta)} = R_3 + R_4$; išėjimo $U_{i\text{š}}$ varžos- $R_{i\text{š}(\Delta)} = R_{i\text{š}} \parallel R_2 \parallel R_a$, $r_{i\text{š}(\Delta)} = r_{i\text{š}} \parallel R_2 \parallel R_a$.

Simetrinis invertuojantis srovės-įtampos keitiklis- tai elektroninis įrenginys padarytas invertuojančio įtampos stiprintuvo su operaciniu stiprintuvu ir rezistoriniu neigiamu grįžtamuoju ryšiu jame pagrindu (2.189 pav. b), kuriame įėjimo srovės šaltinis I_{in} yra galvaniškai atskirtas nuo „žemės“ taip, kaip yra parodyta 2.203 pav.



2.203 pav. Simetrinis invertuojantis srovės-įtampos keitiklis, padarytas su operaciniu stiprintuvu ir neigiamu rezistoriniu grįžtamuoju ryšiu jame, o įėjimo srovės šaltinis I_{in} yra galvaniškai atskirtas nuo „žemės“

Iš 2.203 pav. bei 2.189 pav. a matome, jog per rezistorius R tekančių srovių I_{in} įėjimo srovės I_{in} šaltinio poveikyje invertuojančiame $U_{in(-)}$ ir neinvertuojančiame $U_{in(+)}$ įėjimuose atsiranda įtampos $I_{in} \cdot R$ ir $-I_{in} \cdot R$, atitinkamai, ko pasekoje išėjimo $U_{īs}$ įtampa $U_{īs}$ yra:

$$U_{īs} = [1 + (R/R_1)] \cdot [-I_{in} \cdot R - I_{in} \cdot R] \cong -2 \cdot I_{in} \cdot R, \quad (2.668)$$

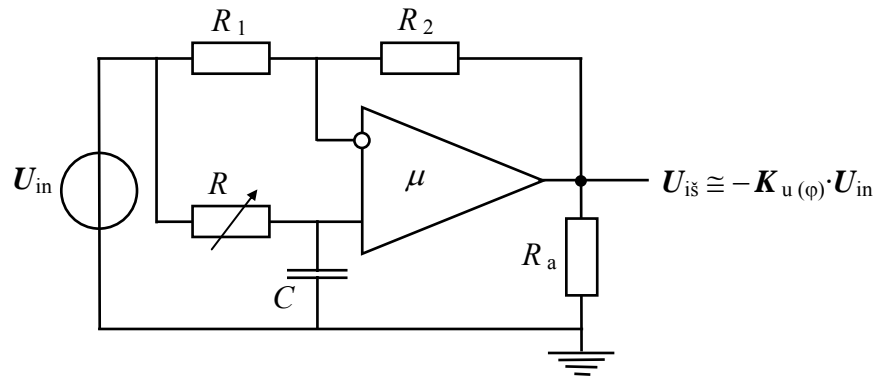
kur apytikslė lygybė parašyta esant sąlygai: $R_1 \Rightarrow \infty$ - srovės šaltinio I_{in} vidaus varža.

Akivaizdu, jog gauta išraiška (2.668) tinka ir tuo atveju, kai srovės šaltinio srovė $I_{in} = i_{in}(t)$ - bet kokio pavidalo laikinė t funkcija:

$$u_{īs}(t) \cong -2 \cdot i_{in}(t) \cdot R. \quad (2.669)$$

Galvaniškai atskirtas nuo „žemės“ įėjimo srovės šaltinis I_{in} gali būti transformatoriaus antrinė apvija, puslaidininkinis šviesos diodas ar kitoks išoriniam poveikiui jautrus jutiklis ir t. t. Simetrinio invertuojančio srovės-įtampos keitiklio įėjimo varžos- $R_{in(I/U)} = 2 \cdot R + R_{īs} \parallel R_a$, $r_{in(I/U)} = 2 \cdot R + r_{īs} \parallel R_a$, o išėjimo $U_{īs}$ varžos- $R_{īs(I/U)} = R_{īs} \parallel R \parallel R_a$, $r_{īs(I/U)} = r_{īs} \parallel R \parallel R_a$.

Elektroninis invertuojantis įtampos fazės keitiklis- tai elektroninis įrenginys padarytas invertuojančio įtampos stiprintuvo su operaciniu stiprintuvu ir rezistoriniu neigiamu grįžtamuoju ryšiu jame pagrindu (2.189 pav. b), kuriame įėjimo įtampos šaltinis U_{in} vienu metu veikia abejus operacinio stiprintuvo įėjimus ir prijungtas taip, kaip yra parodyta 2.204 pav. Iš 2.204 pav. matome, jog invertuojantis įėjimas $U_{in(-)}$ tiesiogiai, o neinvertuojantis įėjimas $U_{in(+)}$ per integruojančią RC -grandinę tuo pačiu metu yra veikiami įėjimo įtampos U_{in} .



2.204 pav. Elektroninis invertuojantis įtampos fazės keitiklis, padarytas su operaciniu stiprintuvu ir neigiamu rezistoriniu grįžtamuoju ryšiu jame, kur invertuojantis įėjimas $U_{in(-)}$ tiesiogiai ir neinvertuojantis įėjimas $U_{in(+)}$ per integruojančią RC -grandinę tuo pačiu metu yra veikiami įėjimo įtampos U_{in}

Išėjimo įtampos U_{is} išraišką surasime taikydami įtampų superpozicijos principą. Kai harmoninio poveikio įtampa U_{in} veikia tik įėjime $U_{in(-)}$ ($U_{in(+)} = 0$), tai šiuo atveju turime (2.639)- $U_{is(-)} = -(R_2/R_1) \cdot U_{in}$, o kai harmoninio poveikio įtampa U_{in} veikia tik įėjime $U_{in(+)}$ ($U_{in(-)} = 0$), tai šiuo atveju išėjimo įtampos $U_{is(+)}$ vertę surandame iš (2.636) ir tuo pačiu įskaitydami RC - įtampos daliklio $R \parallel C$ įtaką:

$$U_{is(+)} = [Z_C / (R + Z_C)] \cdot [1 + R_2 / (R_1 + R_i)] \cdot U_{in} \cong, \\ \cong [Z_C / (R + Z_C)] \cdot (1 + R_2 / R_1) \cdot U_{in},$$

kur apytikslė išraiška parašyta esant sąlygai: $R_1 \gg R_i$ ir įstatę tapatybę $Z_C = (j \cdot \omega \cdot C)^{-1}$ galutinai randame išėjimo įtampos U_{is} išraišką:

$$U_{is} = U_{is(-)} + U_{is(+)} \cong [-R_2/R_1 + (1 + R_2/R_1)/(1 + j \cdot \omega \cdot C)] \cdot U_{in} \cong \\ \cong \{-R_2/R_1 + (1 + R_2/R_1)/[1 + (\omega \cdot R \cdot C)^2] + j \cdot (1 + R_2/R_1) \cdot \omega \cdot R \cdot C/[1 + (\omega \cdot R \cdot C)^2]\} \cdot U_{in}$$

ir iš čia, kai $R_2/R_1 = 1$, gauname elektroninio invertuojančio įtampos fazės keitiklio diferencialinio įtampos perdavimo koeficiento $K_{u(\varphi)} = U_{is}/U_{in}$ išraišką:

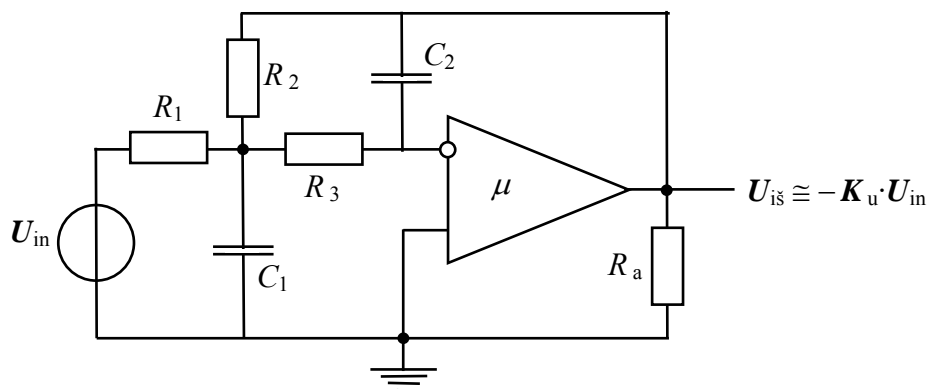
$$K_{u(\varphi)} \cong [1 - (\omega \cdot R \cdot C)^2] / [1 + (\omega \cdot R \cdot C)^2] - j \cdot 2 \cdot \omega \cdot R \cdot C / [1 + (\omega \cdot R \cdot C)^2]. \quad (2.670)$$

Iš (2.670) seka, jog $|K_{u(\varphi)}| \cong 1$ - nepriklauso nuo potenciometro R varžos vertės. Tuo tarpu fazė $\varphi_{u(\varphi)} = \arctg(\text{Im} K_{u(\varphi)} / \text{Re} K_{u(\varphi)})$ yra:

$$\varphi_{u(\varphi)} \cong \arctg \{-2 \cdot \omega \cdot R \cdot C / [1 - (\omega \cdot R \cdot C)^2]\} \cong -2 \cdot \arctg(\omega \cdot R \cdot C), \quad (2.671)$$

ir iš čia matome, jog elektroninio invertuojančio įtampos fazės keitiklio fazė $\varphi_{u(\varphi)}$ priklauso nuo potenciometro R varžos vertės ir kinta ribose: $\varphi_{u(\varphi)} \cong 0 \div -180^\circ \cong 0 \div -\pi$ rad.

Žemų dažnių aktyvusis filtras- tai elektroninis įrenginys padarytas invertuojančio įtampos stiprintuvo su operaciniu stiprintuvu ir RC - grandinės neigiamu grįžtamoju ryšiu jame pagrindu (2.205 pav.).



2.205 pav. Žemų dažnių aktyvusis filtras, padarytas su operaciniu stiprintuvu ir neigiamu RC - grandinės grįžtamoju ryšiu jame

Iš 2.205 pav. matome, jog neigiamo grįžtamojo ryšio RC - grandinė yra dviejų pakopų ir todėl turime antros eilės žemų dažnių filtrą, kuriame aukštų dažnių srityje signalas slopsta sparčiau nei 20 dB į dekadą, pvz. kaip elektroniniame integratoriuje (2.197 pav.)- pirmos eilės aktyviajame žemų dažnių filtre bei elektroniniame diferenciatoriuje (2.199 pav.), kuris atitinka pirmos eilės aktyvų aukštų dažnių filtrą. Akivaizdu, jog sudėtingos neigiamo grįžtamojo ryšio RC - grandinės atveju matematiškai gauti filtro dažninę charakteristiką- $U_{is} = K_u \cdot U_{in}$ yra gana keblu, nors ir šiuo atveju galioja sąlyga: $U_{in(-)} = 0$. Taigi pateikiame galutinį skaičiavimų rezultatą:

$$U_{is}/U_{in} = -K_u \cong -(R_2/R_1) / \{ [1 + p \cdot \omega_r \cdot C_2 (R_2 + R_3 + R_2 \cdot R_3 / R_1)] + p^2 \cdot \omega_r^2 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R_2 \cdot R_3 \},$$

kur: $p = j \cdot \omega / \omega_r$ ir iš čia seka: $K_{uo} \cong R_2 / R_1$.

Žemų dažnių filtro (2.205 pav.) pasyvių $R C$ elementų parametrus paskaičiuojame užduotai ribinio dažnio ω_r ($K_u(\omega)|_{\omega=\omega_r} = K_{uo} / 2^{1/2}$) pasirinktai vertei taip:

$$R_1 \cong R_2 / K_{uo}, \Rightarrow R_2 \cong a \cdot C_1 - [(a \cdot C_1)^2 - 4 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot b \cdot (1 - K_{uo})]^{1/2}, \Rightarrow \\ \Rightarrow R_3 \cong b / (4 \cdot \pi^2 \cdot f_r^2 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R_2),$$

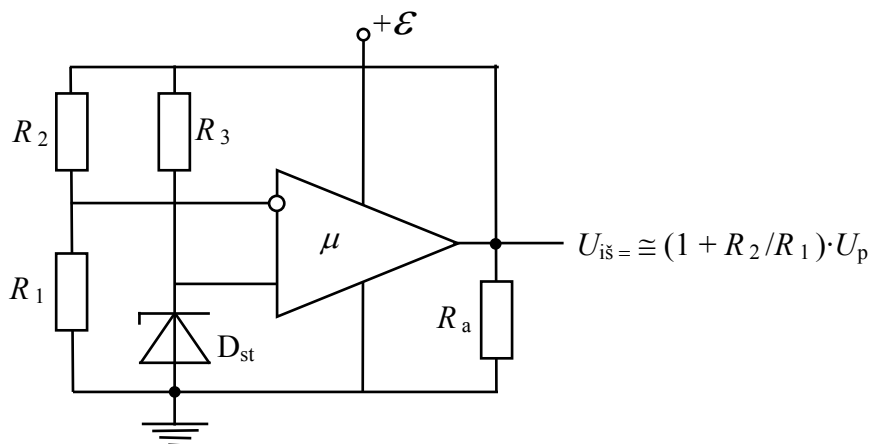
kur:

$$f_r = \omega_r / (2 \cdot \pi), \quad a = \omega_r \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_3 + R_2 \cdot R_3 / R_1), \quad b = \omega_r^2 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R_2 \cdot R_3,$$

ir pateiktos išraiškos galioja, kai yra tenkinama sąlyga:

$$C_1 / C_2 \geq 4 \cdot b \cdot (1 - K_{uo}) / a^2.$$

Atskaitos (atraminės) įtampos šaltinis- tai elektroninis įrenginys padarytas invertuojančio įtampos stiprintuvo su operaciniu stiprintuvu ir neigiamu rezistoriniu grįžtamuoju ryšiu jame pagrindu (2.206 pav.).



2.206 pav. Atskaitos (atraminės) įtampos šaltinis, padarytas su operaciniu stiprintuvu ir neigiamu rezistoriniu grįžtamuoju ryšiu jame

Iš 2.206 pav. matome, jog šioje operacinio stiprintuvo taikymo schemoje be neigiamo grįžtamojo ryšio (rezistoriai R_1 ir R_2) yra panaudotas ir teigiamas grįžtamas ryšys, kurį sudaro įtampos daliklis R_3 ir D_{st} - puslaidininkinis stabilitronas su pastovinimo įtampa U_p . Šio įrenginio išėjime U_{is} nusistovi pastovioji išėjimo įtampa $U_{is=}$, kurios vertė yra:

$$U_{is=} \cong (1 + R_2/R_1) \cdot U_p \quad (2.672)$$

kur neinvertuojančio įtampos stiprintuvo (2.189 pav. a) įtampos stiprinimo koeficiento $K_{u(+)}$ vertė $[1 + (R_2/R_1)]$ yra parenkama taip, kad galiojūt sąlyga: $U_{is=} < \mathcal{E}$.

Kita vertus teigiamas grįžtamasis ryšys gali sąlygoti nagrinėjamo įrenginio (2.206 pav.) susižadinimą- parazitinę generaciją (2.1.3. posk.). Todėl, norint išvengti parazitinės generacijos, stiprinimo koeficiento $K_{u(+)}$ vertė $[1 + (R_2/R_1)]$ turi tenkinti papildomą sąlygą:

$$[1 + (R_2/R_1)] \cdot [r_{dst}/(r_{dst} + R_3)] < 1, \quad (2.673)$$

kur: r_{dst} - puslaidininkinio stabilitrono D_{st} diferencialinė varža atgalinės VACH įtampos pastovinimo srityje (I d.- (1.64)), kuri dažniausiai yra pakankamai maža ($r_{dst} < 100 \Omega$) ir todėl sąlyga (2.673) yra lengvai įvykdoma.

Čia pastebėsime, jog teigiamas grįžtamasis ryšis yra taikomas ir jau išnagrinėtų elektroninių įtaisų su operaciniu stiprintuvu kituose variantuose, pvz. antros eilės aktyviajame žemų dažnių filtre, kuriuose taip pat yra būtina imtis specialiųjų priemonių parazitiniams susižadinimui išvengti. Toliau nagrinėsime elektroninius įrenginius su teigiamu grįžtamuoju ryšiu, kurių esminė paskirtis- elektrinių signalų generacija.

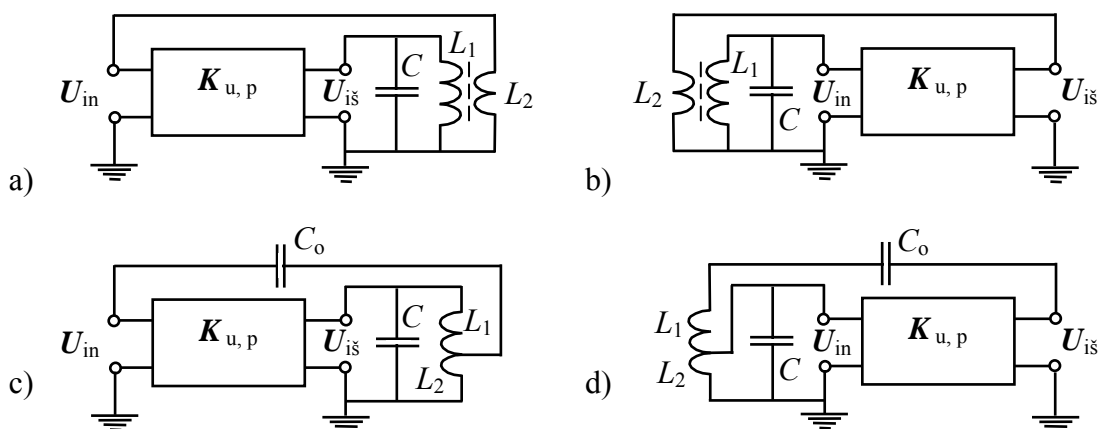
2.2. Elektrinių signalų generatoriai

Šios mokymo priemonės 2.1.3. poskyryje- „Grįžtamieji ryšiai elementariose stiprinimo pakopose“ parodėme, jog stiprintuve, turinčiame grįžtamojo ryšio grandinę (2.111 pav.), ir kai šiai grandinei yra sudarytos *fazių balanso* bei *amplitudžių balanso* sąlygos (2.378), t. y. turime realizuotą *teigiamo grįžtamojo ryšio grandinę*, tai toks įtaisas tampa *elektrinių virpesių generatoriumi*. Taigi galima teigti, jog bet koks elektrinių signalų stiprintuvas su stiprinimo diferencialiniu koeficientu $K_{u, i, p} > 1$ gali būti panaudotas generatoriui sudaryti ir tai sąlygoja labai didelę generatorių įvairovę. Čia pastebėsime, jog bet koks elektrinių signalų stiprintuvas būtinai tenkina sąlygą: $K_p > 1$.

2.2.1. Harmoninių signalų generatoriai su vienu tranzistoriumi

Elementariosios BB ir BE stiprinimo pakopos su dvipoliais tranzistoriais bei BU ir BI stiprinimo pakopos su vienpoliais (lauko) tranzistoriais yra dažniausiai taikomos elementariausio elektrinių signalų generatoriaus sudarymui, nes šių pakopų $K_{u, p} > 1$. Elementariųjų BK, EK ir BS bei IK stiprinimo pakopų $K_u < 1$ ir todėl jos retai taikomos elektrinių signalų generatoriaus sudarymui. Šiose pakopose $K_{i, p} > 1$ ir tai sąlygoja galimybę sudaryti elektrinių signalų generatorių su teigiamu srovės grįžtamoju ryšiu, kas dažnai yra keblu dėl srovės šaltinių atitinkančių grandinių sudarymo aukštuose dažniuose sunkumų. Priklausomai nuo grįžtamojo ryšio grandinės veikimo principo elektrinių virpesių generatoriai yra skirstomi į trys tipus: *induktyvinio* (*transformatorinio*, *autotransformatorinio*)- su rezonansiniu LC- kontūru, *talpinio*- su RC- grandinėmis bei *galvaninio* (*rezistorinio*) ryšio generatoriai.

Induktyvinio (*transformatorinio*, *autotransformatorinio*) ryšio generatorių (LC- generatorių) sudarymo principai yra parodyti 2.207 pav.



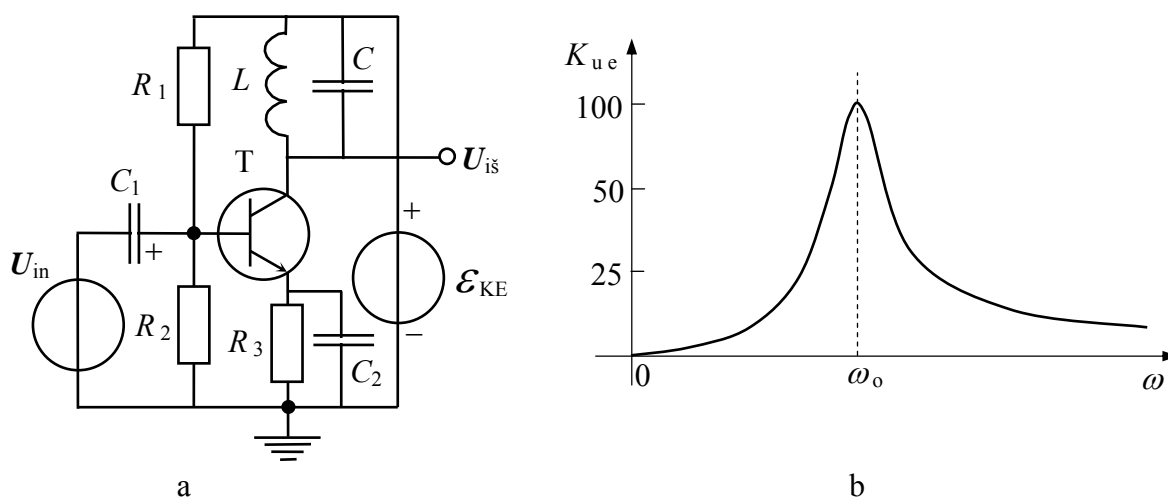
2.207 pav. Induktyvinio (transformatorinio (a, b), autotransformatorinio (c, d)) ryšio LC- generatorių principinės elektroninės schemas

Iš 2.207 pav. matome, jog induktyvinio ryšio harmoninių virpesių generatoriuje yra būtinas rezonansinis LC - kontūras, kurios esminė paskirtis- garantuoti fazių balanso bei amplitudžių balanso sąlygas (2.378) pasirinktam generuojamų harmoninių virpesių dažniui $\omega_{\text{gen}} \cong \omega_0 = (L \cdot C)^{-1/2}$. Čia yra galimi du variantai:

1) kai rezonansinis LC - kontūras yra įjungtas stiprinimo pakopos išėjimo U_{is} apkrovoje (2.207 pav. a, c);

2) kai rezonansinis LC - kontūras yra įjungta stiprinimo pakopos įėjime U_{in} (2.207 pav. b, d).

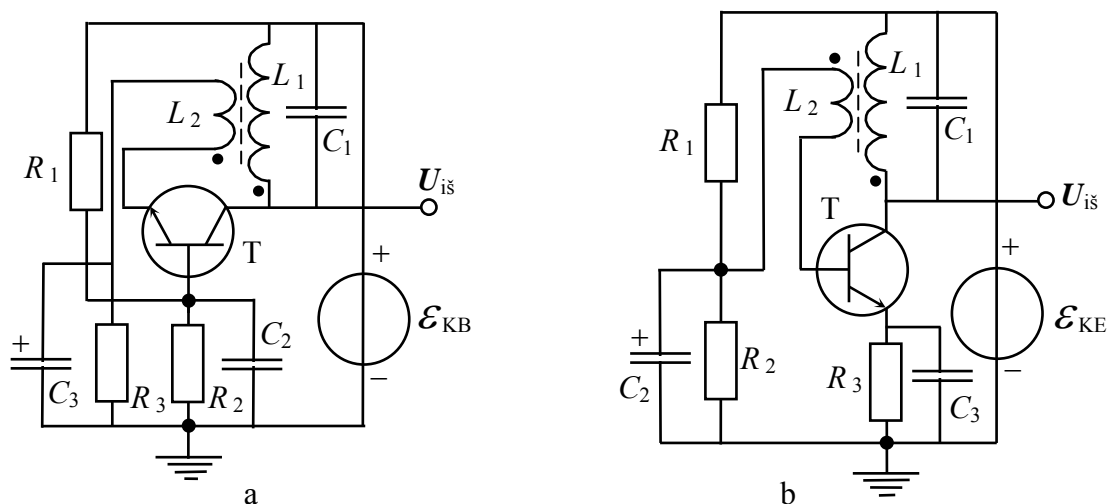
Taigi, pirmuoju atveju iš esmės turime *rezonansinę LC- stiprinimo pakopą*, kurios stiprinimo koeficiento $K_{u,p}$ dažninė charakteristika $K_{u,p}(\omega)$ įgauna ryškų rezonansinį pobūdį. Tai iliustruoja tipinė dažninė charakteristika $K_{u,e}(\omega)$ BE schemos atveju su rezonansiniu lygiagrečiu LC - kontūru apkrovoje, kuri yra parodyta 2.208 pav.



2.208 pav. Rezonansinė LC - stiprinimo pakopa BE schemos atveju su rezonansiniu lygiagrečiu LC - kontūru apkrovoje (a) bei jos įtampos stiprinimo koeficiento $K_{u,e}$ dažninė charakteristika $K_{u,e}(\omega)$ (b)

Iš 2.208 pav. b matome, jog įtampos stiprinimo koeficiento $K_{u,e}$ didžiausia vertė $K_{u,e \text{ max}}$ yra gaunama rezonansinio dažnio $\omega_0 = (L \cdot C)^{-1/2}$ aplinkoje ir tai yra susiję su stiprinimo pakopos koeficiento $K_{u,e}$ priklausomybe nuo apkrovos varžos R_a vertės (I d.- 1.63 pav.)- didėjant R_a , koeficiento $K_{u,e}$ vertė taip pat didėja. Taigi dažninė charakteristika $K_{u,e}(\omega)$ atkartoja rezonansinio lygiagretaus LC - kontūro varžos Z_{lig} modulio $Z_{\text{lig}0}$ priklausomybę nuo dažnio ω (2.28 pav.). Čia pastebėsime, jog rezonansinėje BE stiprinimo pakopoje (2.208 pav. a) neigiamo grįžtamojo ryšio rezistorius R_3 be tranzistoriaus T veikos taško temperatūrinės stabilizacijos funkcijos atlieka papildomą funkciją- nustato kolektoriaus pastoviosios srovės I_K didžiausią vertę- $I_{K \text{ max}} \cong \mathcal{E}_{\text{KE}}/R_3$.

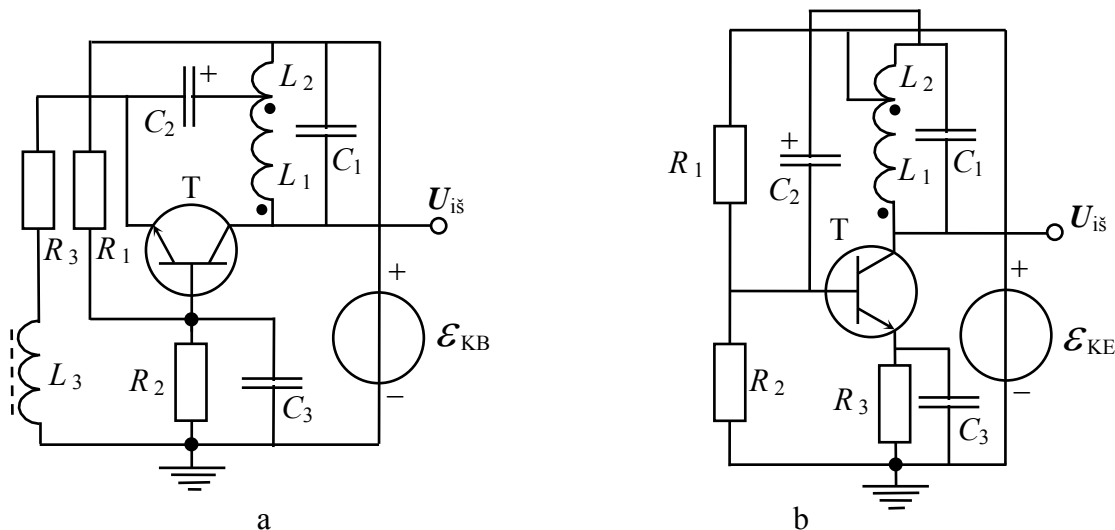
Kai rezonansinės LC - stiprinimo pakopos (2.208 pav. a) apkrovos rezonansinio LC -kontūro ritelė L transformatoriniu (2.207 pav. a ritelė L_1) arba autotransformatoriniu (2.207 pav. c ritelė L_1) būdu per ryšio ritelę L_2 yra sujungta su stiprinimo pakopos įėjimu U_{in} , tai šiuo atveju turime grįžtamąjį ryšį tarp stiprinimo pakopos išėjimo U_{is} ir įėjimo U_{in} , kas įgalina sudaryti sąlygas generacijai gauti. Akivaizdu, jog siekiant fazių bei amplitudžių balanso sąlygų (2.378) grįžtamojo ryšio grandinės fazinė charakteristika priklauso nuo panaudotos stiprinimo pakopos fazinės charakteristikos. Ši priklausomybė yra parodyta 2.209 pav. BB (a) ir BE (b) stiprinimo pakopų atvejais.



2.209 pav. Induktyvinio (transformatorinio) ryšio tranzistorinių LC - generatorių principinės elektroninės schemas, padarytos LC - rezonansinės stiprinimo pakopos BB (a) ir BE (b) schemas atveju

Iš 2.209 pav. matome, jog BB schemas atveju grįžtamojo ryšio ritelė L_2 yra įjungta taip, kad joje indukcijos būdu atsirandanti įtampa U_{L2} savo faze sutaptų su išėjimo įtampos U_{is} faze, o BE schemas atveju priešingai- įtampos U_{L2} fazė yra priešinga, t. y. pasukta -180° ($-\pi$) išėjimo įtampos U_{is} fazės atžvilgiu, kas yra parodoma atitinkamai pažymint, pvz. tašku, ritelių $L_{1,2}$ išvadus su vienodomis signalų fazėmis. Amplitudžių balanso sąlyga yra nustatoma parenkant ritelių L_1 ir L_2 vijų n_1 ir n_2 , atitinkamai, skaičių: $n_1/n_2 \approx K_{b,e}$ - BB arba BE stiprinimo pakopos diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas, atitinkamai. Taip pat amplitudžių balanso sąlyga gali būti pakoreguojama paderinant induktyvinio ryšio tarp ritelių $L_{1,2}$ koeficiento k_{12} (2.231) vertę mechanškai, pvz. parenkant atstumą tarp ritelių arba keičiant magnetinio ryšio stiprumą tarp ritelių atitinkamai įterpiant feritinį strypelį. Čia pastebėsime, jog BE schemoje (2.209 pav. b) kondensatoriaus C_2 paskirtis yra kuo geresnis ryšio ritelės L_2 „įžeminimas“ generuojamo signalo U_{is} dažniui $\omega_{is} \cong (L_1 \cdot C_1)^{-1/2}$ ir todėl C_2 vertė turi būti pakankamai didelė: $C_2 \geq 1 \div 5 \mu\text{F}$, ko pasekoje varža $Z_{C2} = (\omega_{is} \cdot C_2)^{-1} < 5 \Omega$. Rezistoriaus R_3 paskirtis yra ta pati, kaip ir schemoje 2.208 pav. a.

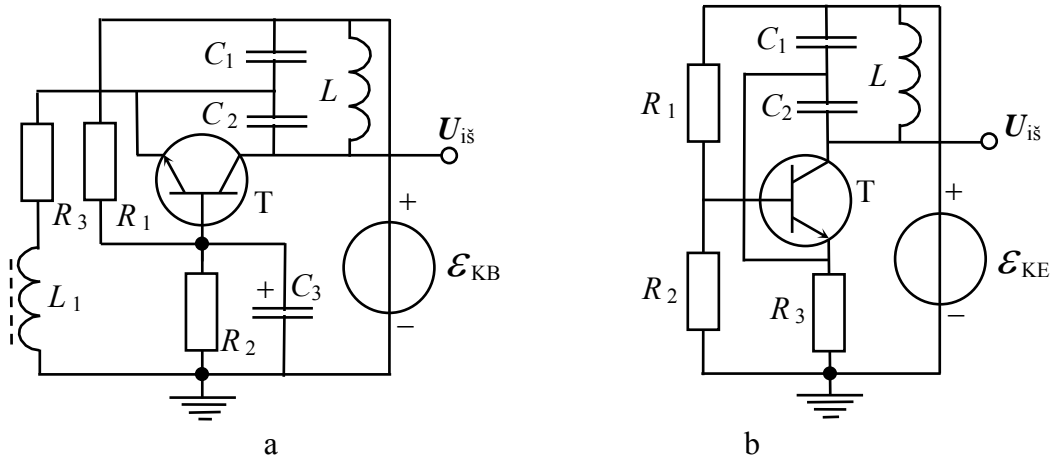
Analogiškai yra sudaromos ir autotransformatorinio induktyvinio ryšio LC -generatorių schemas, kurių variantai BB ir BE stiprinimo pakopų atvejais yra parodyti 2.210 pav.



2.210 pav. Induktyvinio (autotransformatorinio) ryšio tranzistorinių LC - generatorių principinės elektroninės schemas, padarytos LC - rezonansinės stiprinimo pakopos BB (a) ir BE (b) schemas atveju

Iš 2.210 pav. b matome, jog BE schemas atveju maitinimo įtampos šaltinis \mathcal{E}_{KE} yra prijungtas prie ritelių $L_{1,2}$ bendrojo taško- atšakos, nes tai leidžia gauti įtampos U_{L2} fazę priešinga, t. y. pasukta $-180^\circ (-\pi)$ išėjimo įtampos U_{is} fazės atžvilgiu. Tuo tarpu BB schemas atveju (2.210 pav. a) tranzistoriaus T emiteris per skiriamąjį kondensatorių C_2 yra tiesiogiai prijungtas prie ritelių $L_{1,2}$ bendrojo taško- atšakos, kur signalo U_{L2} fazė sutampa su išėjimo įtampos U_{is} faze. Čia pastebėsime, jog abejose schemose skiriamųjų kondensatorių C_2 talpos turi būti pakankamai didelės, kad sudarytu pakankamai mažą varžą $Z_C = (\omega_{is} \cdot C_{1,2})^{-1} < 5 \Omega$ generuojamo signalo U_{is} dažniui $\omega_{is} \cong [(L_1 + L_2) \cdot C_1]^{-1/2}$. Kita vertus BB schemas atveju (2.210 pav. a) tranzistoriaus T emiteris per aukšto dažnio droselį L_3 yra tiesiogiai prijungtas prie „žemės“, kas sudaro būtina galvaninį ryšį, o droselio L_3 induktyvumas turi būti pakankamai didelis, kad sudarytu pakankamai didelę varžą $Z_L = \omega_{is} \cdot L_3 \gg r_{inb}$ (2.260) generuojamo signalo U_{is} dažniui ω_{is} . Čia pastebėsime, jog 2.210 pav. parodytos LC -generatorių schemas su autotransformatoriniu induktyviniu ryšiu literatūroje yra vadinamos *induktyvine tritaške schema*.

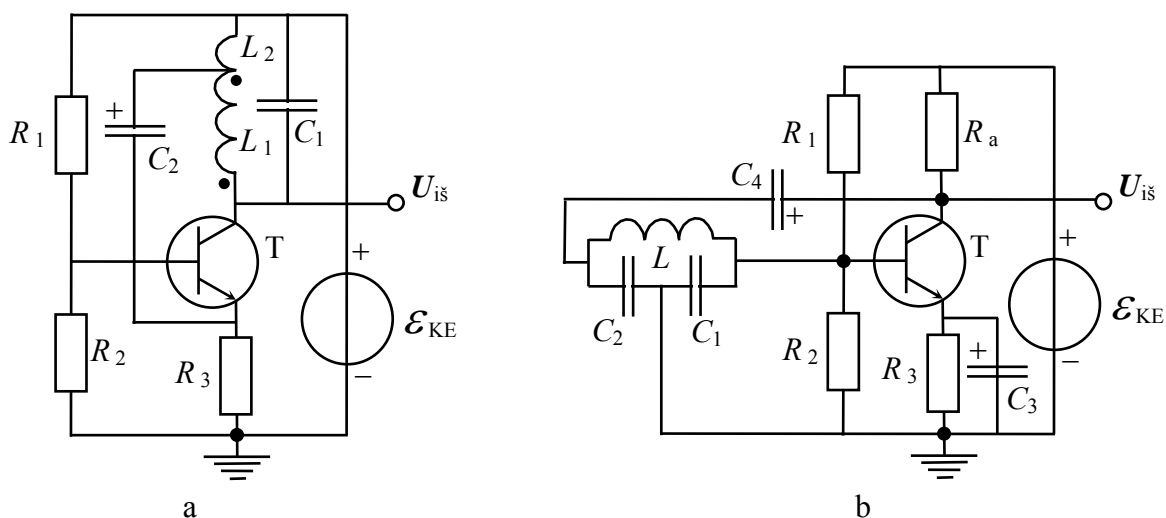
Akivaizdu, jog induktyvinė tritaškė schema (2.210 pav.) gali būti pakeista į *talpinę tritaškę schemą*, kas yra parodyta 2.211 pav. Iš 2.211 pav. matome, jog grįžtamojo ryšio signalas yra nuimamas nuo rezonansinio LC - kontūro kondensatoriaus $C = C_1 \cdot C_2 / (C_1 + C_2)$, kuris yra sujungtas talpinio įtampos daliklio būdu ir todėl šių schemų generuojamo išėjimo



2.211 pav. Talpinio (talpinė tritaškė schema) ryšio tranzistorinių generatorių principinės elektroninės schemas, padarytos LC- rezonansinės stiprinimo pakopos BB (a) ir BE (b) schemas atveju

signalų $U_{i\text{š}}$ dažnis $\omega_{i\text{š}} \cong [L \cdot C_1 \cdot C_2 / (C_1 + C_2)]^{-1/2}$. Amplitudžių balanso sąlyga talpinėje tritaškėje schemoje yra nustatoma parenkant kondensatorių C_1 ir C_2 talpų vertes taip, jog būtų tenkinama sąlyga: $(C_1 + C_2) / C_2 \approx K_{b, e}$ - BB arba BE stiprinimo pakopos diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas, atitinkamai. Ši sąlyga yra nesunkiai gaunama žinant, jog talpinis įtampos daliklis $C_1 - C_2$ turi sumažinti grįžtamojo ryšio įtampą U_{C1} tiek kartų, kiek įtampą stiprina BB arba BE stiprinimo pakopa.

Čia pastebėsime, jog 2.211 pav. b parodytas būdas sudaryti teigiamą grįžtamąjį ryšį BE stiprinimo pakopoje, kai grįžtamojo ryšio įtampa U_{C1} yra paduodama į emiterio grandinę rezistorių R_3 , gali būti panaudotas ir 2.210 pav. b parodytoje induktyvinės tritaškės schemas atveju (2.212 pav. a). Tačiau šiuo atveju rezonansinis LC- kontūras yra įjungtas sąlyginai

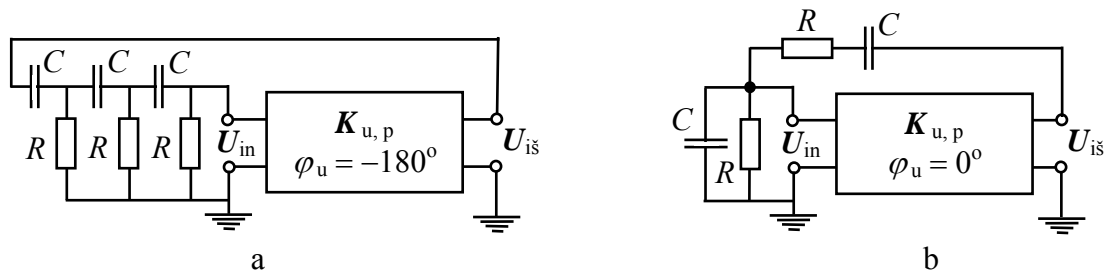


2.212 pav. Induktyvinė tritaškė tranzistorinio LC- generatoriaus principinė elektroninė schema, padaryta LC- rezonansinės stiprinimo pakopos BE atveju, kurioje teigiamas grįžtamasis ryšis yra sudarytas paduodant grįžtamojo ryšio įtampą U_{L2} į emiterio grandinę rezistorių R_3 (a) ir talpinė tritaškė tranzistorinio LC- generatoriaus principinė elektroninė schema su rezonansiniu LC- kontūru BE stiprinimo pakopos įėjime (b)

mažesnės varžos emiterio grandinėje ir todėl tai sąlygoja stipresnį LC - kontūro šuntavimą, ko pasekoje sumažėja lygiagretaus LC - kontūro kokybė Q^* (2.84).

Antrasis induktyvinio (transformatorinio, autotransformatorinio) ryšio LC - generatorių sudarymo principas (2.207 pav. b, d), kai rezonansinis LC - kontūras yra įjungtas stiprinimo pakopos įėjime U_{in} , naudojamas rečiau, nes BE ir ypač BB stiprinimo pakopų įėjimo varža $R_{in} < R_{is}$ - išėjimo varža ((2.258) ÷ (2.276)) ir todėl tai sąlygoja stipresnį LC - kontūro šuntavimą, ko pasekoje taip pat sumažėja lygiagretaus LC - kontūro kokybė Q^* (2.84). BE schemos atveju įėjimo varža $R_{in e}$ ($r_{in e}$) ((2.262), (2.263)) yra sąlyginai didelė (keli ir daugiau $k\Omega$) ir todėl įėjime įjungto rezonansinio LC - kontūras kokybė Q^* išlieka santykinai didelė. Talpinė tritaškė tranzistorinio LC - generatoriaus principinė elektroninė schema su rezonansiniu LC - kontūru BE stiprinimo pakopos įėjime yra parodyta 2.212 pav. b, kur grįžtamojo ryšio įtampos U_{C1} fazė yra priešinga, t. y. pasukta -180° ($-\pi$) išėjimo įtampos U_{is} fazės atžvilgiu. Čia pastebėsime, jog grįžtamojo ryšio skiriamasis kondensatorius C_4 gali būti įjungtas ir tarp LC - kontūro bei tranzistoriaus T veikos tašką nustatančio rezistorinio įtampos daliklio R_1-R_2 .

Talpinio ryšio su RC - grandinėmis generatorių (RC - generatorių) sudarymo principai yra parodyti 2.213 pav. Iš 2.213 pav. matome, jog, priklausomai nuo stiprinimo pakopos



2.213 pav. Talpinio ryšio su RC - grandinėmis RC - generatorių principinės elektroninės schemas: a- su diferencijuojančiomis RC - grandinėmis, b- su Vyno tilteliu, sudarytu iš RC - grandinių

fazinės charakteristikos $\varphi_u(\omega)$, fazių balanso sąlyga (2.378) yra realizuojama skirtingomis RC - grandinėmis: kai turime invertuojančią stiprinimo pakopą (pvz. BE schemą) su išėjimo signalo U_{is} fazė $\varphi_u(\omega) \leq -180^\circ$, tai dažniausiai yra taikoma diferencijuojančių RC - grandinių (2.7 pav. a) seka sudaryta iš trijų ir daugiau nuosekliai sujungtų vienodų diferencijuojančių RC - grandinių (2.213 pav. a), kuriomis grįžtamojo ryšio įtampa U_{in} generuojamajam dažniui ω_{is} yra pasukama 180° atžvilgiu išėjimo įtampos U_{is} ; kai turime neinvertuojančią stiprinimo pakopą (pvz. BB schemą) su $\varphi_u(\omega) \leq 0^\circ$, tai šiuo atveju dažniausiai yra taikoma Vyno tiltelio RC - grandinė (2.35 pav.) su vienodomis kondensatorių C talpų ir rezistorių R varžų vertėmis (2.213 pav. b), kurioje grįžtamojo ryšio įtampa U_{in} generuojamajam dažniui ω_{is} nėra pasukama atžvilgiu išėjimo įtampos U_{is} ($\varphi_u(\omega_{is}) = 0^\circ$).

M_{ik} - minoras, kuris yra gaunamas iš determinanto $\Delta \mathbf{Z}$, jame išbraukiant eilutę i ir stulpelį k , kurių sankirtoje yra elementas \mathbf{Z}_{ik} , kur: $i = 1, 2, \dots, N$ - lygčių sistemos eilučių skaičius; $k = 1, 2, \dots, M$ - lygčių sistemos eilutės narių skaičius (stulpelių skaičius);

U_i - menamos srovės I_i^* kontūre įjungto poveikio šaltinio įtampa.

Nagrinėjamos grįžtamojo ryšio RC- grandinės (2.214 pav.) elemento-diferencijuojančios RC- grandinės didžiausias fazės posūkio kampas $\varphi_{uR} = 90^\circ = \pi/2$ rad (2.44). Todėl, norint pasukti fazę kampu 180° arba π rad, būtina nuosekliai sujungti ne mažiau trijų diferencijuojančių RC- grandinių. Taigi šiuo atveju lygčių sistemoje (2.674) turime $N = 3$ ir iš čia, esant vienodoms diferencijuojančioms RC- grandinėms ($R_i = R, C_i = C$), galima parašyti:

$$\left. \begin{aligned} I_1^* \cdot Z_{C1} + I_1^* \cdot R_1 - I_2^* \cdot R_1 &= U_{i\text{š}}, \\ -I_1^* \cdot R_1 + I_2^* \cdot R_1 + I_2^* \cdot Z_{C2} + I_2^* \cdot R_2 - I_3^* \cdot R_2 &= 0, \\ -I_2^* \cdot R_2 + I_3^* \cdot R_2 + I_3^* \cdot Z_{C3} + I_3^* \cdot R_3 &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (2.678)$$

ir iš čia randame tariamos srovės I_3^* išraišką:

$$I_3^* = (U_{i\text{š}}/R) \cdot \{ [1 - 5 \cdot (\omega \cdot R \cdot C)^{-2}] + j \cdot [(\omega \cdot R \cdot C)^{-3} - 6 \cdot (\omega \cdot R \cdot C)^{-1}] \}^{-1}. \quad (2.679)$$

Iš (2.679) bei (2.675) gauname grįžtamojo ryšio įtampos U_{in} išraišką:

$$U_{in} = -U_{i\text{š}} \cdot \{ [1 - 5 \cdot (\omega \cdot R \cdot C)^{-2}] + j \cdot [(\omega \cdot R \cdot C)^{-3} - 6 \cdot (\omega \cdot R \cdot C)^{-1}] \}^{-1}. \quad (2.679)$$

Iš gautos išraiškos (2.679) seka, jog įtampos U_{in} fazė $\varphi_{U_{in}} = 180^\circ = \pi$ rad atžvilgiu poveikio įtampos $U_{i\text{š}}$ bus tik tuo atveju, kai menamoji išraiškos (2.679) dalis yra lygi nuliui ir iš čia seka lygtis generuojamajam dažniui $\omega_{i\text{š}}$ surasti:

$$(\omega_{i\text{š}} \cdot R \cdot C)^{-3} - 6 \cdot (\omega_{i\text{š}} \cdot R \cdot C)^{-1} = 0, \quad \Rightarrow \quad \omega_{i\text{š}} = (\sqrt{6} \cdot R \cdot C)^{-1} \quad (2.680)$$

Iš (2.679) seka grįžtamojo ryšio RC- grandinės (2.214 pav.) su $N = 3$ įtampos perdavimo diferencialinio koeficiento $\mathbf{K}_{u(3RC)} = U_{in}/U_{i\text{š}}$ išraiška bei šio koeficiento modulio vertė $K_{u(3RC)}(\omega_{i\text{š}})$ generuojamajam dažniui $\omega_{i\text{š}}$:

$$\mathbf{K}_{u(3RC)} = -\{ [1 - 5 \cdot (\omega \cdot R \cdot C)^{-2}] + j \cdot [(\omega \cdot R \cdot C)^{-3} - 6 \cdot (\omega \cdot R \cdot C)^{-1}] \}^{-1}, \quad (2.681)$$

ir iš čia:

$$K_{u(3RC)}(\omega_{i\text{š}}) = [(\operatorname{Re} \mathbf{K}_{u(3RC)})^2 + (\operatorname{Im} \mathbf{K}_{u(3RC)})^2]^{1/2} = 1/29. \quad (2.682)$$

Gauta $K_{u(3RC)}(\omega_{i\dot{s}})$ vertė 1/29 rodo, jog 2.213 pav. a parodyto talpinio ryšio su RC - grandinėmis RC - generatoriaus stiprinimo pakopa turi pasižymėti pakankamai didele įtampos stiprinimo koeficiento $K_u \geq 1/K_{u(3RC)}(\omega_{i\dot{s}}) = 29$ verte. Ši vertė gali būti sumažinta panaudojus daugiau diferencijuojančių RC - grandinių, pvz. $N \geq 4$. Atlikę skaičiavimus su $N = 4$ gauname $K_u \cong 18$ bei $\omega_{i\dot{s}} := (\sqrt{10/7} \cdot R \cdot C)^{-1}$ ir t. t. Yra galimas ir kitas būdas žymiai sumažinti koeficiento K_u vertę, kai $N = 3$. Čia būtina užtikrinti diferencijuojančios RC - grandinės K_{uR} vertės pastovumą ir vienodumą nuosekliajame jungime. Taigi, esant šiai sąlygai iš (2.39), (2.40), (2.44), (2.44) bei (2.48) ir (2.49), o taip pat iš (2.455), seka trijų nuosekliai sujungtų vienodų diferencijuojančių RC - grandinių diferencialinio įtampos perdavimo koeficiento $K_{u(3RC)} = U_{in}/U_{i\dot{s}}$ išraiška:

$$K_{u(3RC)} = K_{uR} \cdot K_{uR} \cdot K_{uR} = \{1/[1 + (\omega \cdot \tau_{RC})^{-2}]^{1/2}\}^3 \cdot e^{j \cdot 3 \cdot \varphi_{uR}} \cong K_{u(3RC)} \cdot e^{j \cdot \varphi_{u(3RC)}},$$

ir iš čia seka $\tau_{RC} = R \cdot C$ vertės sąsaja su generuojamo dažnio $\omega_{i\dot{s}}$ verte:

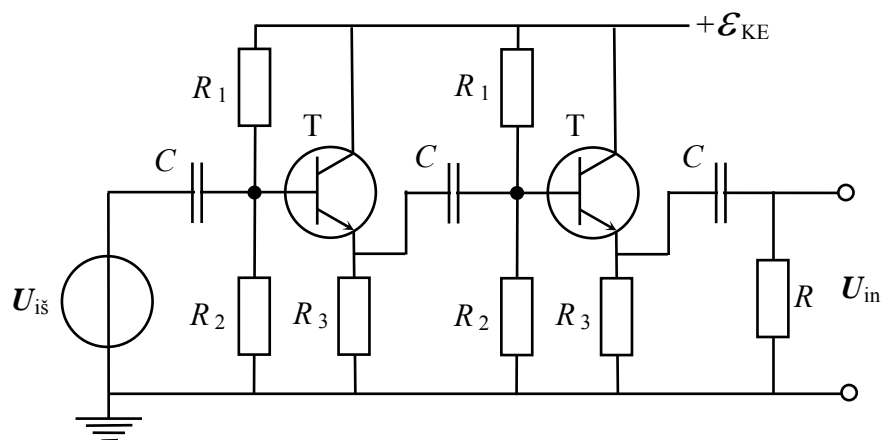
$$\varphi_{u(3RC)} = 3 \cdot \varphi_{uR}, = 3 \cdot \arctg [1/(\omega_{i\dot{s}} \cdot \tau_{RC})] = \pi, \Rightarrow \operatorname{tg}(\pi/3) = 1/(\omega_{i\dot{s}} \cdot \tau_{RC}),$$

$$\omega_{i\dot{s}} = 1/[\operatorname{tg}(\pi/3) \cdot \tau_{RC}] \cong 0,58 / \tau_{RC}, \quad (2.683)$$

bei amplitudžių balanso sąlygą (2.378) tenkinanti stiprinimo pakopos įtampos stiprinimo koeficiento K_u vertė:

$$K_u \geq 1/K_{u(3RC)} = [1 + (\omega_{i\dot{s}} \cdot \tau_{RC})^{-2}]^{3/2} \cong (1 + 1/0,577^2)^{3/2} \cong 8. \quad (2.684)$$

Gauta $K_u = 8$ vertė gali būti realizuota grįžtamojo ryšio RC - grandinėje, sudarytoje iš nuosekliai sujungtų trijų vienodų diferencijuojančių RC - grandinių, elektriškai išryžtų dvejomis EK pakopomis taip, kaip yra parodyta 2.215 pav.



2.215 pav. Grįžtamojo ryšio RC - grandinė, sudaryta iš nuosekliai sujungtų trijų vienodų diferencijuojančių RC - grandinių, elektriškai išryžtų dvejomis EK pakopomis

2.215 pav. parodytoje grįžtamojo ryšio RC - grandinėje tranzistorių T veikos tašką užduodančių rezistorinių įtampos daliklių varžų $R_{1,2}$ vertės yra parenkamos iš sąlygos:

$$R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) \cong R, \quad (2.685)$$

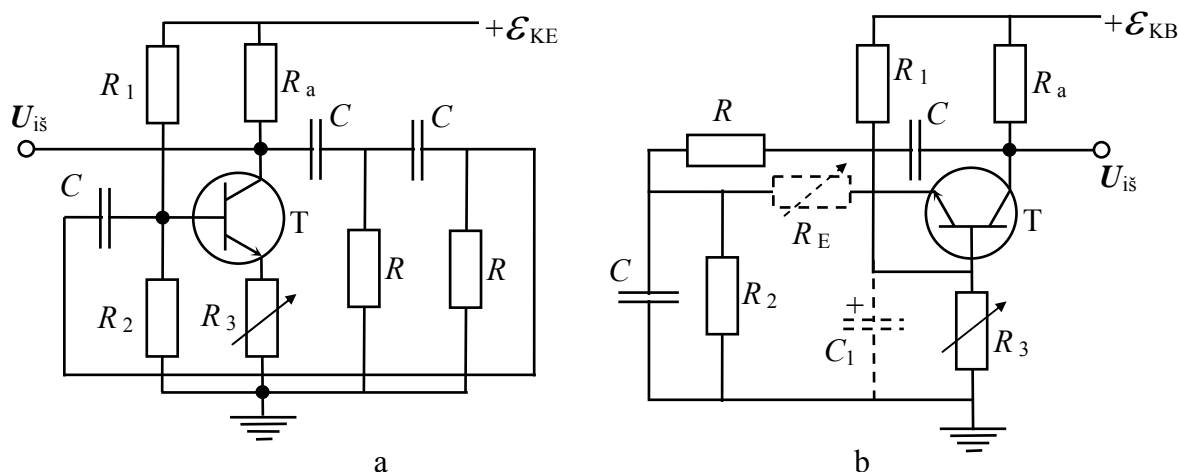
o rezistorių R_3 ir R vertės turi tenkinti šią sąlyga: $R_3 \ll R$ ($R \geq (5 \div 8) \cdot R_3$).

Čia pastebėsime, jog 2.215 pav. parodyta grįžtamojo ryšio RC - grandinė turi esminį privalumą puslaidininkinėje integrinėje elektronikoje, nes EK pakopos užimamas plotas puslaidininkinio kristalo paviršiuje yra daug mažesnis už RC - grandinės užimamą plotą.

Grįžtamojo ryšio RC - grandinės, sudarytos iš Vyno tiltelio RC - grandinių (2.35 pav.) su vienodomis kondensatorių C talpų ir rezistorių R varžų vertėmis (2.213 pav. b), grįžtamojo ryšio įtampos U_{in} fazės φ_u atžvilgiu įtampos U_{is} bei šios RC - grandinės diferencialinio įtampos perdavimo koeficiento $K_u = U_{in} / U_{is}$ išraiškos jau buvo gautos anksčiau (2.126) ir (2.127), atitinkamai, iš kur rezonanso atveju $\omega = \omega_0 = 1/\tau_{RC} = 1/(R \cdot C)$ sekė K_u modulio ir fazės φ_u vertės: $K_{u \max}(\omega_0) = 1/3 \cong 0,33$ ir $\varphi_u(\omega_0) = 0$ (2.36 pav. ir 2.37 pav.). Taigi šiuo atveju RC - generatoriaus su Vyno tilteliu (2.213 pav. b) amplitudžių balanso sąlygą (2.378) tenkinanti neinvertuojančios stiprinimo pakopos įtampos stiprinimo koeficiento K_u vertė:

$$K_u \geq 1/(1/3) = 3. \quad (2.686)$$

Vienpakopių RC - generatorių principinės elektroninės schemas yra parodytos 2.216 pav.



2.216 pav. Vienpakopių RC - generatorių principinės elektroninės schemas:
 a- su nuosekliai sujungtomis diferencijuojančiomis RC - grandinėmis;
 b- su Vyno tilteliu

Iš 2.216 pav. matome, jog vienpakopis RC - generatorius su nuosekliai sujungtomis diferencijuojančiomis RC - grandinėmis yra padarytas panaudojant invertuojančią BE stiprinimo pakopą (2.216 pav. a), o vienpakopis RC - generatorius su Vyno tilteliu yra

padarytas panaudojant neinvertuojančią BB stiprinimo pakopą (2.216 pav. b). Abejose schemose amplitudžių balanso sąlygą (2.378) yra nustatoma parenkant neigiamo grįžtamojo ryšio rezistoriaus R_3 vertę. Kita vertus abejose schemose RC- grandinių vienodumas yra pasiekiamas sudarant atitinkamas sąlygas stiprinimo pakopos įėjime:

$$2.216 \text{ pav. a atveju- } \{[R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)] \cdot R_{in e}\} / \{[R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)] + R_{in e}\} \cong R, \quad (2.687)$$

$$2.216 \text{ pav. b atveju- } R_{in b} \cdot R_2 / (R_{in b} + R_2) \cong R. \quad (2.688)$$

Esminis 2.216 pav. b parodytos RC- generatoriaus schemos trukumas yra maža BB stiprinimo pakopos įėjimo varža $R_{in b} < 100 \Omega$, ko pasėkoje sunku realizuoti santykinai mažą generuojamo signalo U_{is} dažnį $\omega_{is} < 1 \text{ kHz}$. Šią problemą galima dalinai išspręsti įjungus papildomą rezistorių R_E nuosekliai įėjimo- emiterio grandinėje ir šuntuojant rezistorių R_3 papildomu kondensatoriumi C_1 , nes šiuo atveju amplitudžių balanso sąlygą (2.378) yra nustatoma parenkant neigiamo grįžtamojo ryšio rezistoriaus R_E vertę. Kai $R_E \gg R$, Vyno tiltelio RC- grandinių vienodumas yra pasiekiamas sudarant sąlygą: $R_2 = R$.

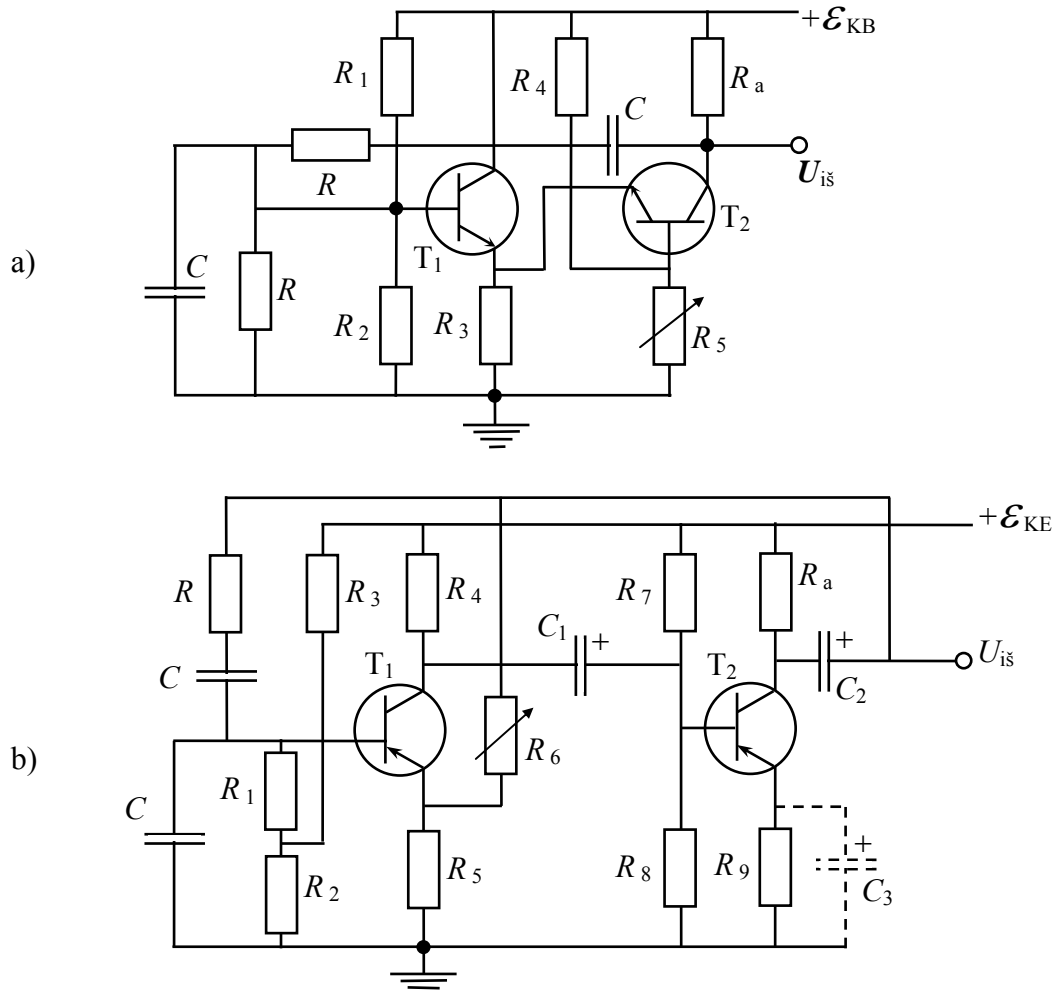
Galvaninio (rezistorinio) ryšio generatoriai (R- generatoriai) neturi rezonansinių grįžtamojo ryšio grandinių, nes rezistorinio ryšio grandinės elektrinės savybės nepriklauso nuo dažnio labai plačiame dažnių diapazone. Ši priklausomybė atsiranda tik labai aukštuose dažniuose ($\omega \geq 100 \text{ MHz}$), kai prasideda rezistorių parazitinių LC- parametrų įtaka. Todėl galvaninio ryšio generatoriai generuoja plataus spektro elektrinius signalus- impulsinius signalus, pvz. meandro pavidalo (2.10 pav. a). Šio tipo R- generatoriai yra sudaromi su dviem ir daugiau tranzistorių, pvz. trigeriai, impulsiniai (relaksaciniai) generatoriai su operaciniu stiprintuvu ir t. t.

2.2.2. Harmoninių signalų generatoriai su dviem ir daugiau tranzistoriais

Generatoriuose su vienu tranzistoriumi dažnai išskyla eilė konstrukcinių problemų, kurios susijusios su stiprinimo pakopos elektrinėmis charakteristikomis, pvz. jau parodėme, jog BB schemos atveju esminė problema yra maža įėjimo varža $R_{in b} < 100 \Omega$. Čia pastebėsime, jog esminis RC- generatorių privalumas, palyginus su LC- generatoriais, yra galimybė generuoti žemo dažnio $\omega_{is} < 1 \text{ kHz}$ signalus, kai RC- generatoriaus gabaritai išlieka santykinai maži, kai tuo tarpu LC- generatoriaus atveju būtina turėti santykinai didelio induktyvumo L ritę, ko pasėkoje žymiai padidėja ritės, o tuo pačiu ir LC- generatoriaus gabaritai. Kita vienpakopių generatorių problema yra santykinai mažą K_u modulio K_u vertė, kuri priklauso nuo apkrovos varžos ir dažniausiai siekia $10 \div 20$, kai tuo tarpu, pvz. 2.213 pav.

a parodyto RC - generatoriaus stiprinimo pakopa turi pasižymėti pakankamai didele $K_u \geq 29$ verte.

Taigi, 2.216 pav. b parodytos schemos trukumą- mažą BB pakopos įėjimo varžą $R_{in b}$, galima pašalinti ir kitu būdu- papildomai įjungus EK pakopą taip, kaip yra parodyta 2.217 pav. a. Kitas galimas dvejų pakopų RC - generatoriaus principinės elektroninės schemos variantas su Vyno tilteliu yra parodytas 2.217 pav. b.

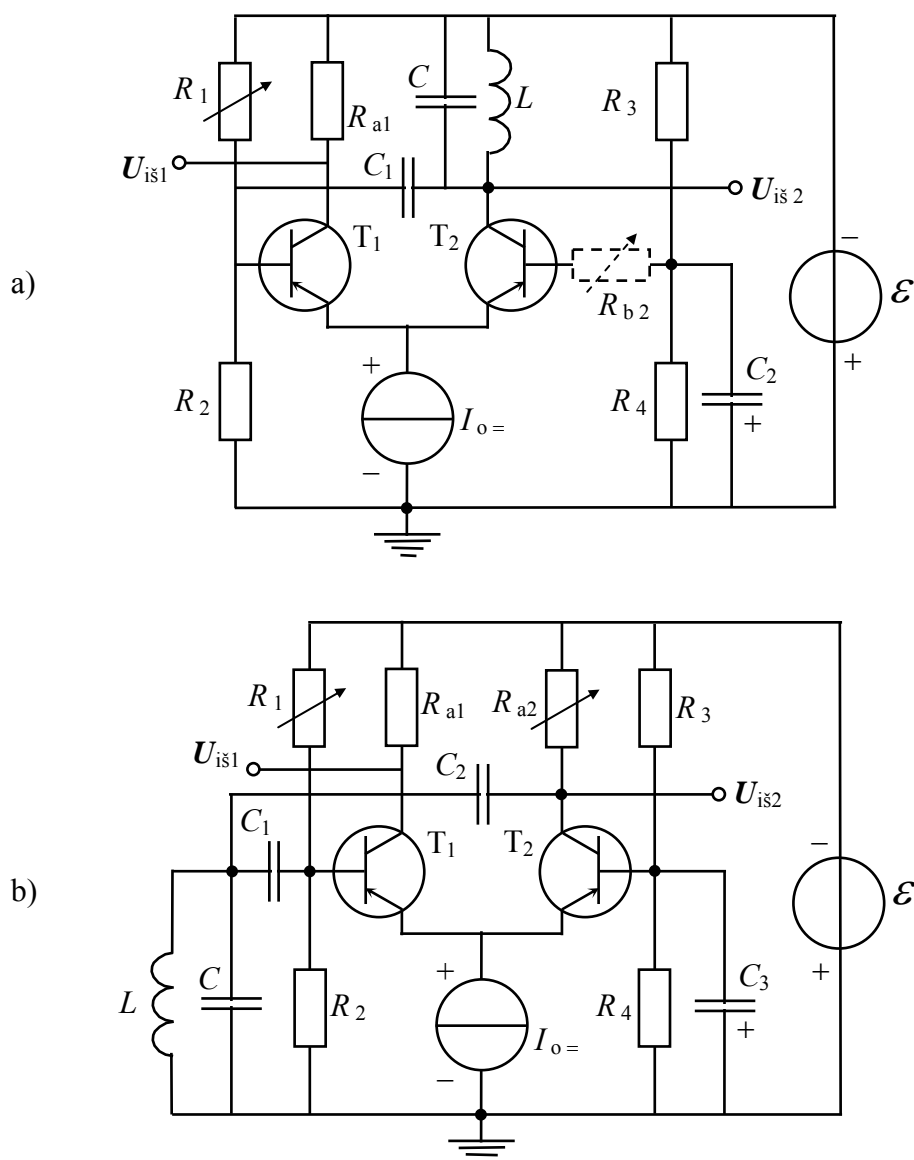


2.217 pav. Dvejų pakopų RC - generatorių principinės elektroninės schemos su Vyno tilteliu: a- EK ir BB pakopos; b- BE ir BE pakopos

Iš 2.217 pav. matome, jog abejuose schemose grįžtamojo ryšio RC - grandinės- Vyno tiltelio šuntavimas yra panaikinamas papildomai įjungus didelės įėjimo varžos EK pakopą ($R_{in k} \geq 100 \text{ k}\Omega$) (2.217 pav. a) arba papildomos BE pakopos atveju- 2.217 pav. b tranzistorius T_1 , jos veikos tašką užduodantis rezistorinis įtampos daliklis R_3 - R_2 yra padarytas su papildomu nuosekliai tranzistoriaus T_1 bazei įjungtu rezistoriumi R_1 , ko pasėkoje taip pat padidėja BE pakopos įėjimo varža- $R_{in e} + R_1$. Šiuo atveju Vyno tiltelio RC - grandinių vienodumas yra pasiekiamas išpildant sąlygą: $R_1 + R_2 = R$, kur įėjimo varžą papildomai didinanti sąlyga yra: $R_1 > R_2$. Kita vertus 2.217 pav. b parodytoje schemoje amplitudžių

balanso sąlygą (2.378) yra nustatoma parenkant neigiamo grįžtamojo ryšio rezistoriaus R_6 vertę, nes šis nustatymo būdas neįtakoja BE stiprinimo pakopos tranzistoriaus T_1 veikos taško padėtį apkrovos tiesėje, kai tuo tarpu ši įtaka nėra panaikinta 2.216 pav. a parodytoje schemoje, kur reguliuojant neigiamą grįžtamąjį ryšį (R_3) būtina atstatyti tranzistoriaus T veikos taško padėtį apkrovos tiesėje, parankant rezistorinio įtampos daliklio rezistorių $R_{1,2}$ vertes. Šį trukumą turi ir 2.216 pav. b bei 2.217 pav. a parodytos RC - generatorių schemas. Čia pastebėsime, jog 2.217 pav. b parodytoje schemoje, kai apkrovos R_a varža yra santykinai maža ($R_a < 1 \text{ k}\Omega$), antrosios BE stiprinimo pakopos koeficiento K_{ue2} modulis K_{ue2} yra padidinamas šuntuojant rezistorių R_9 kondensatoriumi C_3 .

Akivaizdu, jog diferencinis (skirtuminis) stiprintuvas (2.96 pav. ir 2.97 pav.) taip pat gali būti panaudotas elektrinių signalų generatoriui sudaryti. Tokio LC - generatoriaus pamatinės elektroninės schemas yra parodytos 2.218 pav.

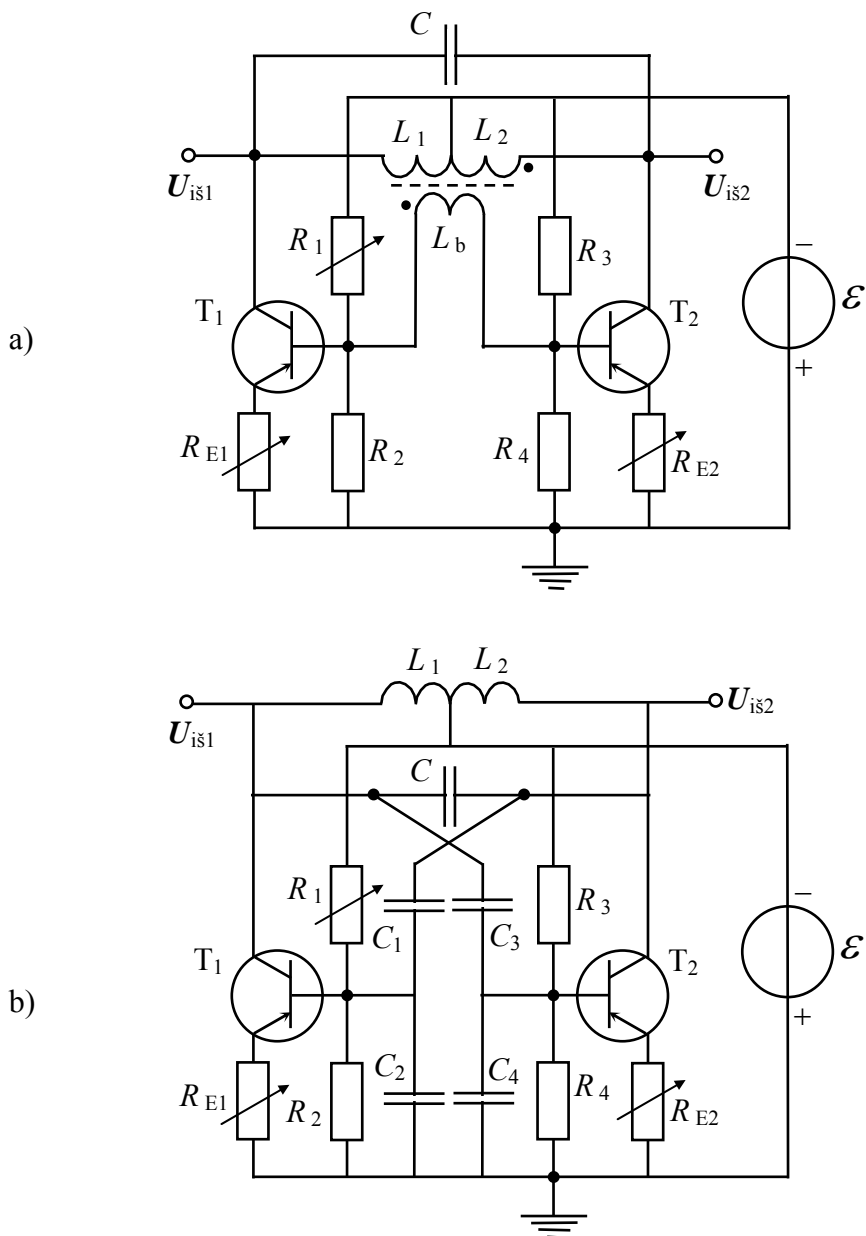


2.218 pav. LC - generatoriaus pamatinės elektroninės schemas su diferenciniu (skirtuminiu) stiprintuvu

Iš 2.218 pav. matome, jog teigiamas grįžtamasis ryšis yra sudarytas tarp vieno iš diferencinio stiprintuvo išėjimų, pvz. U_{is2} - tranzistoriaus T_2 kolektorius, ir kito tranzistoriaus T_1 įėjimo- bazės, arba atvirkščiai, nes šių mazgų signalų įtampos yra vienodų fazių (2.96 pav.). 2.218 pav. a parodytame variante rezonansinis LC - kontūras yra įjungtas tranzistoriaus T_2 apkrovoje, o 2.218 pav. b parodytame variante- tranzistoriaus T_1 įėjime- bazės grandinėje. Akivaizdu, jog o 2.218 pav. b parodytame variante vietoje LC - kontūro galima įjungti Vyno tiltelio RC - grandinę. Abejose 2.218 pav. parodytose schemose amplitudžių balanso sąlyga (2.378) yra nustatoma parenkant pastoviosios srovės šaltinio $I_{o=}$ srovės vertę, nes tranzistorių $T_{1,2}$ diferencialinis statusas $S_{e1,2} = I_{o=} / (2 \cdot \varphi_T)$ (I d.- (1.146)) ir iš čia $K_{u2} = S_{e2} \cdot R_{a.2}$. Iš čia seka kitas 2.218 pav. b parodytame variante amplitudžių balanso sąlygos (2.378) nustatymo būdas- apkrovos varžos $R_{a.2}$ vertės keitimas. Taip pat abejose 2.218 pav. parodytose schemose amplitudžių balanso sąlyga (2.378) galima nustatyti keičiant tranzistoriaus T_2 bazės grandinėje įjungto neigiamo grįžtamojo ryšio rezistoriaus $R_{b.2}$ vertę taip, kaip yra parodyta 2.218 pav. a.

Analogiškai dvitakčiams stiprintuvams (2.160 pav.), generuojamų elektrinių signalų galios padidinimo tikslu yra sudaromos dvitaktės LC - bei RC - generatorių schemos, kurių galimi variantai yra parodyti 2.219 pav. Iš 2.219 pav. a matome, jog dvitakčio LC - generatoriaus veiką garantuojanti induktyvinio grįžtamojo ryšio ritelė L_b turi būti įjungta taip, kad joje indukuotos įtampos U_{L_b} fazė būtų vienoda tarp, pvz. tranzistoriaus T_1 bazės ir tranzistoriaus T_2 kolektorius (U_{is2}) bei tarp tranzistoriaus T_2 bazės ir tranzistoriaus T_1 kolektorius (U_{is1}). Esant šiai sąlygai tranzistoriai $T_{1,2}$ generacijos metu veikia priešingomis fazėmis: pvz. T_1 - atsidaro, o T_2 - užsidaro ir atvirkščiai, t. y. tranzistoriai veikia B- klasėje (2.160 pav., 2.161 pav.). Analogiškai veikia ir LC - generatorius su teigiamo ryšio talpiniais įtampos dalikliais C_1 - C_2 ir C_3 - C_4 (2.219 pav. b), kur tranzistoriaus T_1 bazės talpinis įtampos daliklis C_1 - C_2 yra prijungtas prie tranzistoriaus T_2 kolektorius, o tranzistoriaus T_2 bazės talpinis įtampos daliklis C_3 - C_4 - prie tranzistoriaus T_1 kolektorius. Abejose 2.219 pav. parodytose LC - generatoriuose generuojamų signalų $U_{is1,2}$ dažnis $\omega_{is} \cong [(L_1 + L_2) \cdot C]^{-1/2}$. 2.219 pav. a parodytoje schemoje amplitudžių balanso sąlyga (2.378) yra nustatoma parenkant induktyvinio ryšio ritelės L_b vijų skaičių bei papildomai nustatant neigiamo grįžtamojo ryšio rezistorių $R_{E1,2}$ varžos vertę. Analogiškai ši sąlyga 2.219 pav. b parodytoje schemoje- nustatant talpinių įtampos daliklių C_1 - C_2 ir C_3 - C_4 dalinimo vertę bei papildomai parenkant neigiamo grįžtamojo ryšio rezistorių $R_{E1,2}$ varžos vertę.

Akivaizdu, jog visos anksčiau išnagrinėtos generatorių schemos gali būti padarytos su lauko tranzistoriais, kur $BB \rightarrow BU$, $BE \rightarrow BI$ ir $EK \rightarrow IK$. Čia pastebėsime, jog taikant lauko tranzistorius yra būtina sudaryti jų atitinkamas veikos sąlygas.

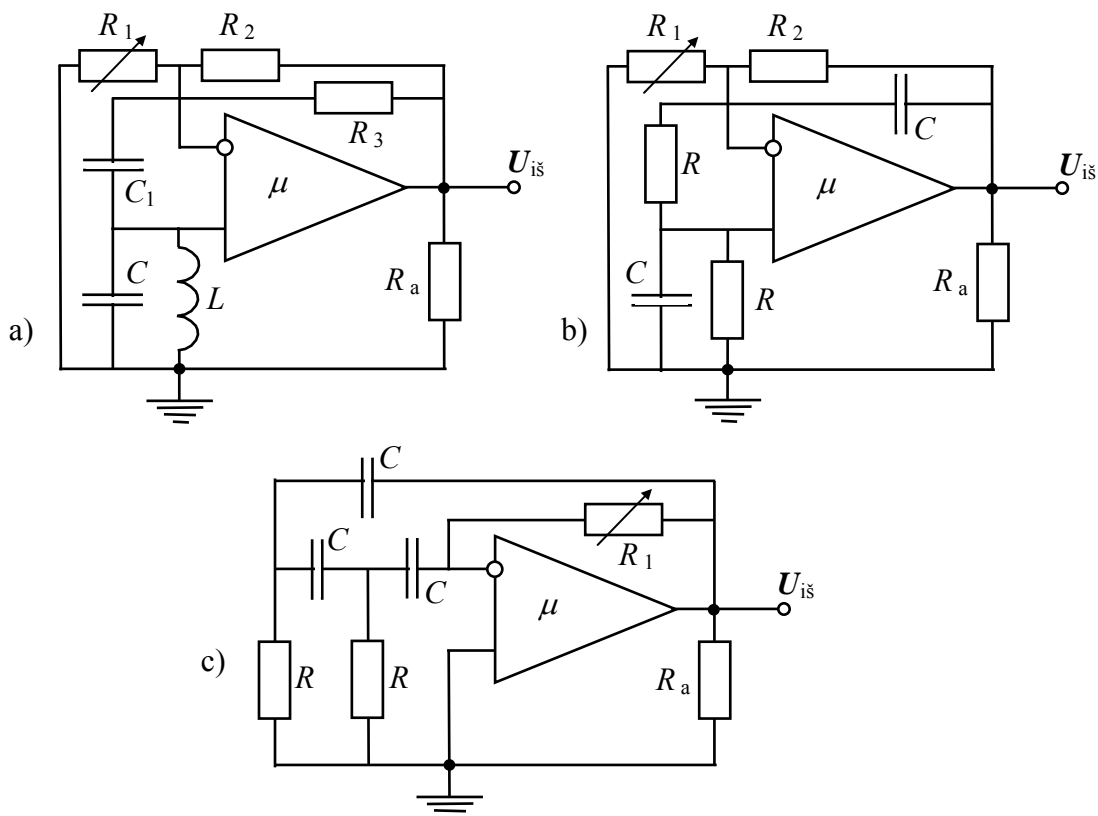


2.219 pav. Dvitaktės LC- generatorių schemas

2.2.3. Elektrinių signalų generatoriai su operaciniu stiprintuvu

Su operaciniu stiprintuvu taip pat galima sudaryti įvairias LC- bei RC- generatorių schemas (2.188 pav.). Elektrinių signalų generatorių schemas su operaciniu stiprintuvu turi esminį privalumą- teigiamo bei neigiamo grįžtamojo ryšio grandinės gali būti sudaromos nepriklausomai, kas žymiai palengvina jų konstravimo sąlygas ir padidina jų įvairovę. Ši galimybė yra apspręsta operacinio stiprintuvo konstrukcine ypatybe- jis turi du nepriklausomus įėjimus: invertuojantį $U_{in(-)}$ ir neinvertuojantį $U_{in(+)}$ (2.188 pav.). Kai grįžtamojo ryšio grandine tam tikra dalis išėjimo signalo U_{is} yra paduodama į invertuojantį įėjimą $U_{in(-)}$ - turime neigiamą grįžtamąjį ryšį, o kai kita grįžtamojo ryšio grandine tam tikra dalis išėjimo signalo U_{is} yra paduodama į neinvertuojantį įėjimą $U_{in(+)}$ - turime teigiamą

grįžtamąjį ryšį. Harmoninių virpesių LC - bei RC - generatorių principinės elektroninės schemos su neinvertuojančiu (2.189 pav. a) bei invertuojančiu (2.191 pav.) įtampos operaciniu stiprintuvu yra parodytos 2.220 pav. Harmoninių virpesių generatorių su

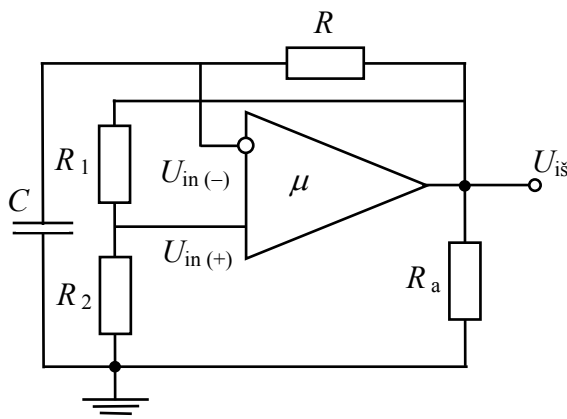


2.220 pav. Harmoninių virpesių LC - (a) bei RC - (b, c) generatorių principinės elektroninės schemos su neinvertuojančiu (a, b) bei invertuojančiu (c) įtampos operaciniu stiprintuvu

rezonansiniu LC - kontūru (2.220 pav. a) bei su RC - Vyno tilteliu (2.220 pav. b) panaudojant neinvertuojantį operacinį stiprintuvą (2.189 pav. a) veikia yra akivaizdi. Šiuose generatoriuose amplitudžių balanso sąlyga (2.378) yra nustatoma parenkant neigiamo grįžtamojo ryšio grandinės rezistoriaus R_1 (arba R_2) vertę. Čia pastebėsime, jog 2.220 pav. a parodytoje LC -generatoriaus schemoje teigiamo grįžtamojo ryšio grandinėje įjungti elementai R_3 ir C_1 sumažina LC - kontūro šuntavimą operacinio stiprintuvo maža išėjimo varža $R_{i\text{s}}$ (2.190 pav.) bei panaikina pastoviosios srovės sandą. Harmoninių virpesių RC - generatoriaus su invertuojančiu įtampos operaciniu stiprintuvu (2.191 pav.) atveju (2.220 pav. c) yra panaudota fazę 180° (π rad) pasukanti trijų diferencijuojančių RC - pakopų grandinė (2.213 pav. a), kur paskutinioji- trečioji RC - grandinė yra sudaryta iš C ir R_1 - neigiamo grįžtamojo ryšio rezistoriaus, kurio pagalba yra nustatoma amplitudžių balanso sąlyga (2.378). Šios schemos atveju generuojamų virpesių $U_{i\text{s}}$ dažnis $\omega_{i\text{s}}$ yra išreiškiamas taip:

$$\omega_{i\text{s}} \cong (\sqrt{3} \cdot R \cdot C)^{-1}, \quad R_1 \cong 4/(R \cdot C^2 \cdot \omega_{i\text{s}}^2) = 12 \cdot R. \quad (2.689)$$

Iš 2.220 pav. pateiktų generatorių su operaciniu stiprintuvu elektroninių schemų matome, jog juose yra taikomos įvairios- mišrios grįžtamojo ryšio grandinės, tame tarpe ir galvaninio (rezistorinio) ryšio grandinės, pvz. neigiamo grįžtamojo ryšio grandinės R_1 ir R_2 (2.220 pav. a, b), kurių pagalba plačiame dažnių diapazone nustatome operacinio stiprintuvo įtampos stiprinimo koeficiento $K_{u(+)}$ vertę (2.189 pav. a). Akivaizdu, jog galvaninio ryšio grandinė gali būti taikoma ir neinvertuojančiame įėjime $U_{in(+)}$, kurio vienas iš galimų taikymo variantų yra parodytas 2.221 pav. multivibratoriaus su operaciniu stiprintuvu atveju.



2.221 pav. Impulsinių virpesių RC - generatoriaus- multivibratoriaus su operaciniu stiprintuvu principinė elektroninė schema

Iš 2.221 pav. matome, jog nei teigiamo (R_1-R_2) nei neigiamo ($R-C$) grįžtamo ryšio grandinės neturi rezonansinio pobūdžio dažnių charakteristikų. Todėl ši generatoriaus schema negali generuoti harmoninio signalo, nes teigiamo grįžtamo ryšio rezistorinė įtampos daliklio grandinė R_1-R_2 fazės balanso sąlygą (2.378) palaiko visame dažnių diapazone, o neigiamo grįžtamo ryšio $R-C$ grandinė amplitudžių balanso sąlygą (2.378) taip pat palaiko plačiame dažnių diapazone. Taigi, multivibratoriaus išėjime $U_{īs}$ generuojamų virpesių $u_{īs}(t)$ spektro sandų A_k (2.47 pav.) dažnių ω_k diapazoną galima nustatyti iš amplitudžių balanso sąlygos:

$$K_{u(+)}(\omega_k) \cdot Y_R(\omega_k) \geq 1, \quad (2.690)$$

kur: $K_{u(+)}(\omega_k)$ - neinvertuojančio operacinio stiprintuvo (2.189 pav. a) įtampos stiprinimo koeficiento $K_{u(+)}$ modulio $K_{u(+)}$ dažninė priklausomybė, sąlygota neigiamo grįžtamojo ryšio $R-C$ grandinės, ir yra išreiškiama taip (2.635):

$$K_{u(+)} \cong 1 + (R/Z_C) \rightarrow K_{u(+)} = [1 + (R \cdot \omega_k \cdot C)^2]^{1/2}; \quad (2.691)$$

$Y_R(\omega_k)$ - teigiamo grįžtamo ryšio rezistorinės įtampos daliklio grandinės R_1-R_2 įtampos perdavimo koeficiento Y_R modulio Y_R dažninė priklausomybė:

$$Y_R(\omega_k) \cong R_2 / (R_1 + R_2), \quad (2.692)$$

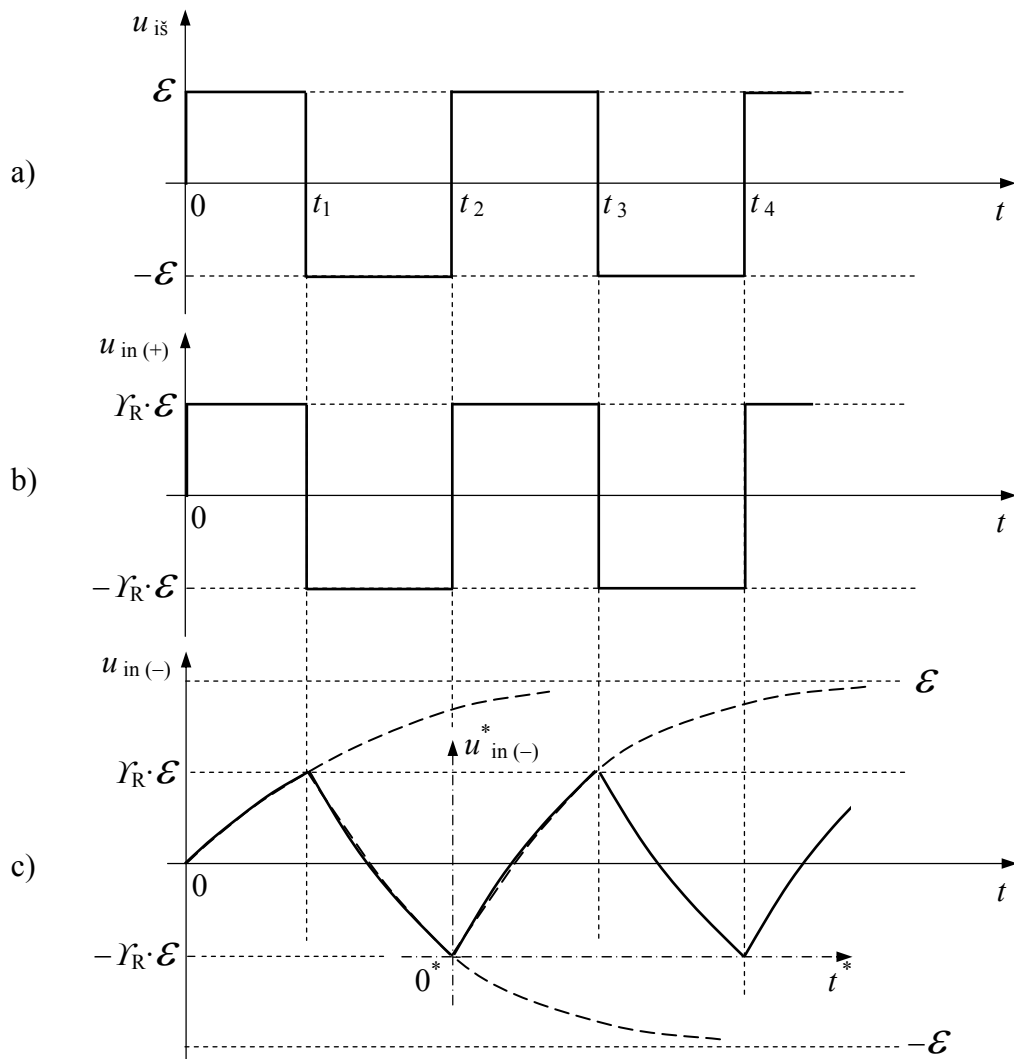
ir iš (2.690) ÷ (2.692) gauname:

$$[1 + (R \cdot \omega_k \cdot C)^2]^{1/2} \cdot R_2 / (R_1 + R_2) \geq 1, \rightarrow \omega_k \geq [(1 + R_1/R_2)^2 - 1]^{1/2} / (R \cdot C). \quad (2.693)$$

Iš (2.693) seka, jog 2.221 pav. parodyto multivibratoriaus su operaciniu stiprintuvu išėjime $U_{i\delta}$ yra generuojami impulsiniai virpesiai $u_{i\delta}(t)$ su spektru, kuriame nėra pastovios įtampos sando $A_0 = 0$ nes $\omega_k > 0$, kur: $k = 1, 2, 3, \dots$. Todėl generuojamų impulsų pavidalas yra simetriškas išėjimo įtampos $u_{i\delta}$ nulinės vertės atžvilgiu ir impulsų amplitudė $U_{i\delta o}$ periodiškai keičia ženklą- $\pm U_{i\delta o}$. Generuojamų virpesių $u_{i\delta}(t)$ periodo T vertę galima įvertinti iš (2.693), kai $k = 1$:

$$T \approx 2 \cdot \pi / \omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot R \cdot C \cdot [(1 + R_1/R_2)^2 - 1]^{-1/2}. \quad (2.694)$$

Akivaizdu, jog pateikta supaprastinta analizė neleidžia griežtai nustatyti 2.221 pav. parodyto multivibratoriaus su operaciniu stiprintuvu išėjime $U_{i\delta}$ generuojamų impulsinių virpesių $u_{i\delta}(t)$ pavidalą. Tai galima padaryti analizuojant pereinamuosius procesus nagrinėjamoje schemoje, kurių laikinės diagramos yra parodytos 2.222 pav. Iš 2.222 pav. a matome, jog laiko momentu $t = 0$ įjungus maitinimą, pvz. $\mathcal{E} = \pm 15 \text{ V}$, dėl veikiančio teigiamo grįžtamojo ryšio ($R_1 - R_2$) operacinio stiprintuvo išėjime $U_{i\delta}$ labai sparčiai nusistovės „+“ arba „-“ 15 V vertė, pvz. $u_{i\delta} = 15 \text{ V} \equiv U_{i\delta o}$ - amplitudė (2.222 pav. a). Šiuo pradiniu laiko momentu $t = 0$ neinvertuojančiame įėjime $U_{in (+)}$ tokia pat sparta nusistovės amplitudinė įtampa $u_{in (+) o} = U_{in (+) o} = Y_R \cdot \mathcal{E}$ (2.222 pav. b). Invertuojančiame įėjime $U_{in (-)}$ pradiniu laiko momentu $t = 0$ įtampa $u_{in (-) (0)} = U_C = 0$ (2.222 pav. c) ir laike $t > 0$ eksponentiškai didėja su laiko konstanta $\tau_{RC} = R \cdot C$ (2.9 pav.), artėdama prie ribinės $\mathcal{E} = 15 \text{ V}$ vertės. Šio proceso metu $u_{i\delta}(t) = \mathcal{E}$, nes operacinio stiprintuvo įėjimuose $U_{in (+)}$ ir $U_{in (-)}$ skirtuminė (parafazinė) įėjimo įtampa $\Delta u_{in p} = u_{in (+)} - u_{in (-)} > 0$. Praėjus laikui $t \cong t_1$, įtampa $u_{in (-) (t_1)}$ pasiekia vertę $u_{in (-) (t_1)} \cong Y_R \cdot \mathcal{E} \cong U_{in (+) o}$ (2.222 pav. c), ko pasėkoje keičiasi skirtuminės įėjimo įtampos $\Delta u_{in p} = u_{in (+)} - u_{in (-)} < 0$ poliaringumas ir operacinis stiprintuvas sparčiai persijungia- laiko momentu $t \cong t_1$ išėjimo įtampos $u_{i\delta}(t_1)$ vertė iš $\mathcal{E} \cong 15 \text{ V}$ keičiasi į $\mathcal{E} \cong -15 \text{ V}$ (2.222 pav. a). Nuo šio momento laike $t > t_1$ kondensatorius C eksponentiškai su ta pačia laiko konstanta τ_{RC} yra perelektrinamas nuo įtampos $Y_R \cdot \mathcal{E}$ iki mažėjančių verčių, artėjant prie



2.222 pav. Impulsinių virpesių RC - generatoriaus- multivibratoriaus su operaciniu stiprintuvu (2.222 pav.) atitinkamų signalų laikinės diagramos

įtampos $-\mathcal{E}$ (2.222 pav. c). Laiko momentu $t \cong t_2 > t_1$ įtampa $u_{in(-)}(t)$ pasiekia vertę $-\gamma_R \cdot \mathcal{E}$, ko pasėkoje keičiasi skirtuminės įėjimo įtampos $\Delta u_{in\ p} = u_{in(+)} - u_{in(-)} > 0$ poliaringumas ir operacinis stiprintuvas vėl sparčiai persijungia- laiko momentu $t \cong t_2$ išėjimo įtampos $u_{is}(t_2)$ vertė iš $\mathcal{E} \cong -15\text{ V}$ keičiasi į $\mathcal{E} \cong 15\text{ V}$ (2.222 pav. a) ir toliau pereinamieji procesai periodiškai kartojasi. Taigi matome, jog 2.221 pav. parodyto multivibratoriaus su operaciniu stiprintuvu išėjime U_{is} generuojamų impulsinių virpesių $u_{is}(t)$ pavidalas yra „meandro“ formos ir šių impulsų retis $\chi = T/\Delta t_i = (t_3 - t_1)/(t_2 - t_1) = 2$. Čia pastebėsime, jog pradinio proceso laiko tarpas t_1 yra trumpesnis už toliau sekančius nusistovėjusius laiko tarpus (2.222 pav. a): $t_1 < t_2 - t_1 \cong t_3 - t_2 \cong t_4 - t_3 \cong \dots \cong T/2$. Laikydami nusistovėjusių virpesių pradžią laiko momentą $t_2 \cong 0^*$ ir įtampos $u_{in(-)}^*(t^*)$ atskaitos nulinę vertę $-\gamma_R \cdot \mathcal{E} \cong 0^*$ (2.222 pav. c) galima parašyti:

$$u_{in(-)}^*(t^*) = (\mathcal{E} + Y_R \cdot \mathcal{E}) \cdot (1 - e^{-t^*/\tau_{RC}}),$$

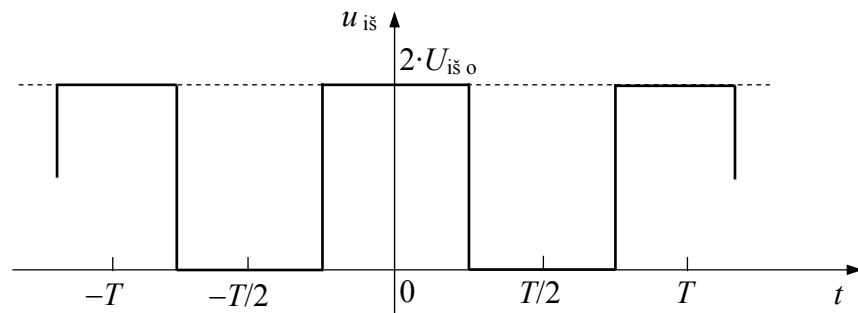
ir iš čia, kai $t^* \cong T/2$ turime:

$$(\mathcal{E} + Y_R \cdot \mathcal{E}) \cdot [1 - e^{-T/(2 \cdot \tau_{RC})}] \cong 2 \cdot Y_R \cdot \mathcal{E},$$

ir iš čia nesunku paskaičiuoti, jog generuojamų virpesių periodas T yra išreiškiamas tokio pavidalo patikslinta išraiška:

$$T \cong 2 \cdot R \cdot C \cdot \ln(1 + 2 \cdot R_2 / R_1). \quad (2.695)$$

Palyginę labai apytikslių (2.694) bei patikslintą (2.695) išraiškas matome, jog jose yra ta pati periodo T vertės priklausomybė nuo multivibratoriaus schemos (2.221 pav.) parametrų, kai tuo tarpu vertės skiriasi $1,5 \div 2$ kartus. Kita vertus iš apytikslės dažnio ω_k išraiškos (2.693) negalima nustatyti multivibratoriaus išėjime U_{is} generuojamų meandro signalo $u_{is}(t)$ spektro sandų A_k (2.47 pav.) amplitudžių $U_{is o k}$, fazių $\varphi_{is k}$ bei dažnių ω_k vertes. Tuo tikslu aprašysime meandro signalą $u_{is}(t)$ matematiškai ir pasinaudosime trigonometrine Furjė eilutės išraiška (2.143) su koeficientais (2.144). Taigi, meandro signalo $u_{is}(t)$ matematinę išraišką gausime parinkę atitinkamą jo laikinę diagramą, parodytą 2.223 pav.



2.223 pav. Meandro formos elektrinio signalo, pvz. įtampos laikinė diagrama

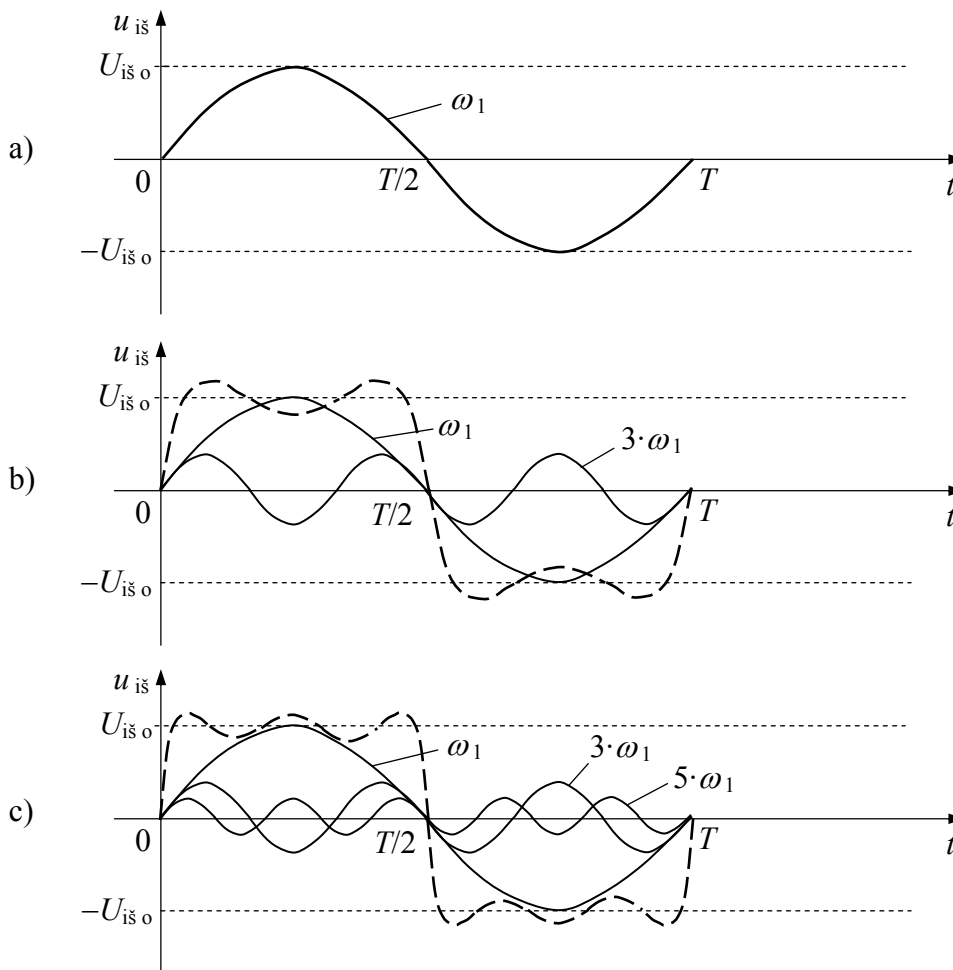
Iš 2.223 pav. matome, jog meandro formos signalą $u_{is}(t)$ galima aprašyti taip:

$$u_{is}(t) = \begin{cases} 0, & \text{kai } -T/2 \leq t \leq -T/4 \\ 2 \cdot U_{is o}, & \text{kai } -T/4 \leq t \leq T/4 \\ 0, & \text{kai } T/4 \leq t \leq T/2. \end{cases} \quad (2.696)$$

Iš čia ir (2.143) bei (2.144) randame meandro signalo $u_{is}(t)$ trigonometrinės Furjė eilutės išraišką:

$$u_{is}(t) = a_o/2 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cdot \cos(k \cdot \omega_1 \cdot t) = (4 \cdot U_{is o} / \pi) \cdot \cos(\omega_1 \cdot t) - [4 \cdot U_{is o} / (3 \cdot \pi)] \cdot \cos(3 \cdot \omega_1 \cdot t) + \\ + [4 \cdot U_{is o} / (5 \cdot \pi)] \cdot \cos(5 \cdot \omega_1 \cdot t) - [4 \cdot U_{is o} / (7 \cdot \pi)] \cdot \cos(7 \cdot \omega_1 \cdot t) + \dots, \quad (2.697)$$

iš kur matome, jog meandro pavidalo signalas neturi pastoviojo sando ir turi tik nelygines spektro harmonikas. Šią meandro pavidalo signalo spektro savybę galima nustatyti ir grafiškai, taikant superpozicijos principą, iš kurio seka tik nelyginės signalo spektro harmonikos $k \cdot \omega_1$: $k = 1, 3, 5, 7, \dots$ (2.224 pav.).



2.224 pav. Elektrinio signalo, pvz. įtampos laikinė diagrama (brūkšniuota kreivė), kai signalo spektras yra sudarytas iš k harmonikų (išsistinės kreivės):
a- viena harmonika $k = 1$; b- dvi harmonikos $k = 1$ ir $k = 3$;
c- trys harmonikos $k = 1$, $k = 3$ ir $k = 5$ ir t. t.

Iš 2.224 pav. matome, jog pradiniu laiko momentu $t = 0$ ir $t = k \cdot T$ visų meandro formos signalo spektro harmonikų $k \cdot \omega_1$ fazės $\varphi_k = 0$ ir tais laiko momentais yra formuojami meandro formos impulsų teigiami frontai. Tuo tarpu laiko momentu $t = T/2$ ir $t = (2 \cdot k + 1) \cdot T/2$ signalo spektro harmonikų $k \cdot \omega_1$ fazės $\varphi_k = -\pi$ rad ir tais laiko momentais yra formuojami meandro formos impulsų neigiami frontai. Akivaizdu, jog tos pačios išvados seka ir iš Furjė spektrinės analizės lygčių (2.697). Iš lygties (2.697) taip pat seka, jog meandro spektro sandų A_k amplitudės monotoniškai mažėja didėjant k .

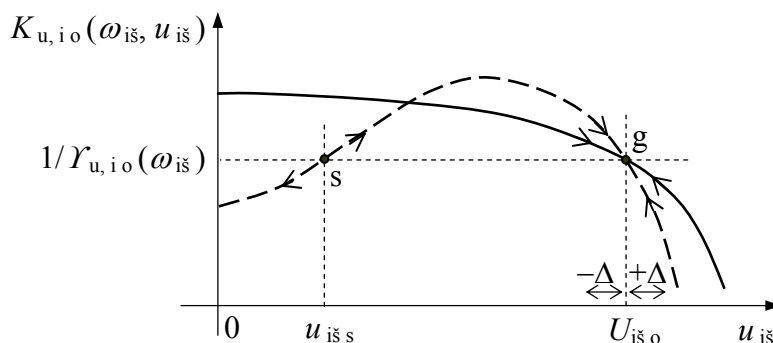
2.2.4. Generatoriais generuojamų elektrinių signalų amplitudė bei generacijos susižadinimo pobūdis

Generuojamų signalų, pvz. harmoninės įtampos $U_{i\bar{s}}$ amplitudė $U_{i\bar{s}o}$ turėtų sekėti iš amplitudžių balanso sąlygos (2.378): $K_{u, i o}(\omega) \cdot Y_{u, i o}(\omega) = 1$, iš kurios matome, jog bendriausiu atveju amplitudės $U_{i\bar{s}o}$ vertė nėra apibrėžta. Taigi, jeigu generatoriaus stiprintuvo $K_{u, i o}(\omega)$ bei teigiamo grįžtamojo ryšio grandinės $Y_{u, i o}(\omega)$ elektriniai parametrai nepriklauso nuo signalų verčių juose- tiesiniai elementai, tai tokiu atveju amplitudės $U_{i\bar{s}o}$ vertės gali būti bet kokios. Čia pastebėsime, jog iš tiesinių elementų sudaryto generatoriaus generuojamų virpesių parametrai negali viršyti maitinimo šaltinio parametrais r_i ir \mathcal{E} užduodamų verčių, kas seka iš energijos tvermės dėsnio. Teigiamo grįžtamojo ryšio grandinė $Y_{u, i o}(\omega)$ dažniausiai yra sudaroma iš tiesinių radiotechninių elementų- R , C ir L ir ji energetiškai neįtakoja generuojamų virpesių energetinius parametrus, tačiau gali įtakoti virpesių dažnį. Tuo tarpų stiprintuvas visada turi netiesinį stiprinantį aktyvųjį elementą- vakuuminę radijo lempą ar kokį tai tranzistorių, kurių elektriniai parametrai priklauso nuo įtampų ir srovių įtaisų elektroduose. Todėl bendriausiu atveju generatoriaus stiprintuvo koeficientas $K_{u, i o}(\omega)$ priklauso ne tik nuo dažnio ω , bet priklauso ir nuo elektrinių signalų energetinių parametrų jame, pvz. - nuo išėjimo signalo $U_{i\bar{s}}(t)$ momentinės $u_{i\bar{s}}$ vertės. Galimos netiesinio stiprintuvo koeficiento $K_{u, i o}(\omega_{i\bar{s}}, u_{i\bar{s}})$ priklausomybės yra parodytos 2.223 pav.

Iš 2.223 pav. matome, jog stabili generacija su generuojamų virpesių $U_{i\bar{s}}(t)$ amplitude $U_{i\bar{s}o}$ yra galima tik taške „g“, kur yra tenkinama amplitudžių balanso sąlyga:

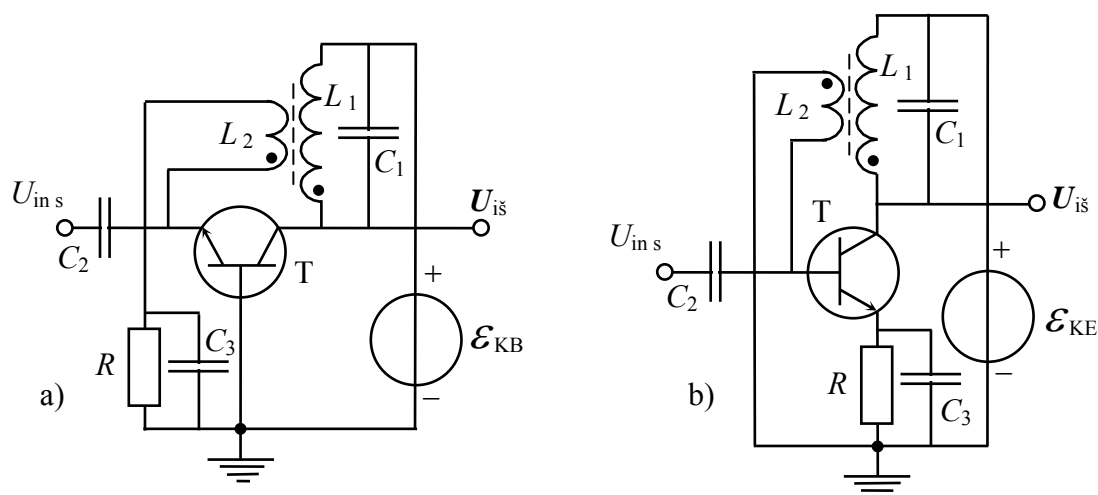
$$K_{u, i o}(\omega_{i\bar{s}}, u_{i\bar{s}}) \cdot Y_{u, i o}(\omega_{i\bar{s}}) = 1. \quad (2.696)$$

Taške „g“ generacija yra stabili, nes, pvz. dėl fluktuacijų sumažėjus generuojamų virpesių $U_{i\bar{s}}(t)$ amplitudei $U_{i\bar{s}o} - \Delta u$, netiesinio stiprintuvo koeficientas $K_{u, i o}(\omega_{i\bar{s}}, u_{i\bar{s}})$



2.223 pav. Galimos generatoriaus netiesinio stiprintuvo koeficiento $K_{u, i o}(\omega, u_{i\bar{s}})$ priklausomybės, apsprendžiančios generatoriaus susižadinimo pobūdį ir generuojamų virpesių amplitudę $U_{i\bar{s}o}$

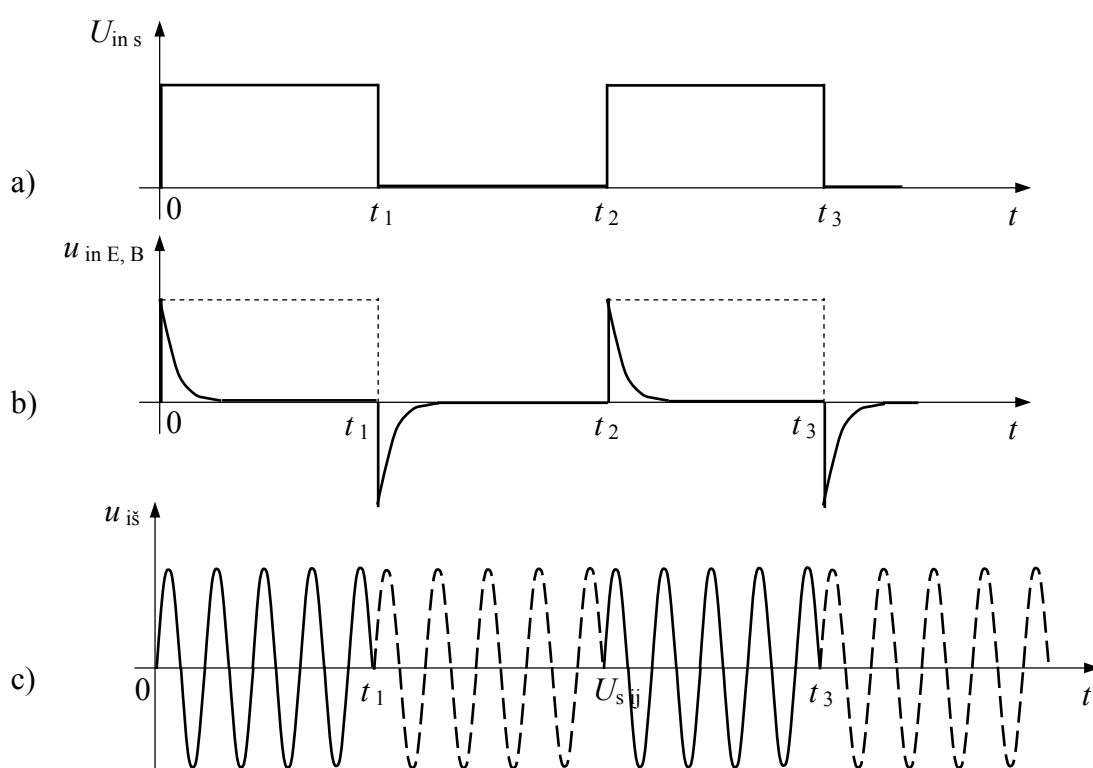
padidėja dydžiu ΔK , ko pasekoje padidėja $U_{i\dot{s}}(t)$ momentinė vertė $u_{i\dot{s}} + \Delta K \cdot \Delta u \Rightarrow U_{i\dot{s}o}$. Ir atvirkščiai, kai dėl fluktuacijų padidėja generuojamų virpesių $U_{i\dot{s}}(t)$ amplitudė $U_{i\dot{s}o} + \Delta u$, netiesinio stiprintuvo koeficientas $K_{u, i o}(\omega_{i\dot{s}}, u_{i\dot{s}})$ sumažėja dydžiu ΔK , ko pasekoje sumažėja $U_{i\dot{s}}(t)$ momentinė vertė $u_{i\dot{s}} - \Delta K \cdot \Delta u \Rightarrow U_{i\dot{s}o}$ (2.223 pav.). Iš 2.223 pav. taip pat matome, jog generatoriaus susižadavimo pobūdis priklauso nuo netiesinio stiprintuvo diferencialinio koeficiento $K_{u, i o}(\omega_{i\dot{s}}, u_{i\dot{s}})$ kreivės pavidalo. Kai turime priklausomybės $K_{u, i o}(\omega_{i\dot{s}}, u_{i\dot{s}})$ pavidalą parodytą ištisine kreive, tai tokio generatoriaus susižadavimo pobūdis yra „minkštas“, o kai turime priklausomybės $K_{u, i o}(\omega_{i\dot{s}}, u_{i\dot{s}})$ pavidalą parodytą brūkšniuota kreive, tai tokio generatoriaus susižadavimo pobūdis yra „kietas“. Kieto susižadavimo atveju generatorius pradeda veikti tik tada, kai išėjimo signalo $U_{i\dot{s}}(t)$ momentinė vertė $u_{i\dot{s}} > u_{i\dot{s}s}$ - *slenkstinė susižadavimo įtampa*. Dažniausiai šiuo režimu veikiantys generatoriai turi išorinį paleidimą $U_{in s}$, pvz. 2.224 pav. parodytų elektroninių schemų atvejais.



2.224 pav. Galimos kieto susižadavimo generatorių principinės elektroninės schemos BB (a) bei BE (b) stiprinimo pakopų atveju

Iš 2.224 pav. parodytų schemų matome, jog jos skiriasi nuo minkšto sužadavimo generatorių (2.209 pav.) tik tuo, kad neturi tranzistorių T veikos tašką užduodančių rezistorinių įtampos daliklių. Todėl, įjungus maitinimą, tranzistoriai T yra normaliai uždaryti - jų veikos taškas randasi atkirtos taške „a“ (2.70 pav., 2.71 pav.) ir generacijos nėra - $U_{i\dot{s}} = 0$, nes stiprinimo pakopų $K_{u, b, e} \approx 0$ dėl tranzistoriaus koeficiento $\alpha \Rightarrow 0$ (I d. - (1.73)). Kai į generatorių sužadavimo įėjimą $U_{in s}$ yra paduodamas paleidimo signalas $U_{in s}(t)$, pvz. mažos trukmės ir todėl plataus dažnių spektro video impulsas, jo poveikyje atsidaro tranzistorius T ir jo kolektoriaus grandinėje yra sužadamas trumpas kolektoriaus srovės Δi_K impulsas. Šis srovės impulsas taip pat turi platų dažnių spektrą ir todėl sužadina rezonansinį LC- kontūrą, kuriame atsiranda virpesiai su dažniu $\omega_o = (L \cdot C)^{-1/2}$. Šie virpesiai induktyvinio teigiamo ryšio ritelės L_2 grandinėje sužadina to paties dažnio ω_o srovę $i_{E, B}$, kuri, tekėdama per

tranzistoriaus emiterinę p-n sandūra, yra išlyginama ir todėl emiterio-bazės grandinėje atsiranda pastoviosios srovės $I_{E, B}$ sandas, ko pasekoje tranzistorius T yra pradaromas- jo veikos taškas nusistovi arti apkrovos tiesės vidurio- veikos taško „c“ (2.70 pav., 2.71 pav.). Taigi tranzistoriaus koeficientai α ir β , o tuo pačiu ir stiprinimo pakopos $K_{u, b, e}$ žymiai padidėja ir pradeda veikti amplitudžių balanso sąlyga (2.696)- vyksta nenutrūkstama generacija ir $|U_{i\bar{s}}| > 0$. Čia pastebėsime, jog išorinio sužadavimo generatoriai gali būti paveikiami ir generaciją stabdančiu signalu- 2.224 pav. a parodyta generatoriaus schema yra paleidžiama neigiamo poliaringumo impulsu ir stabdoma teigiamo poliaringumo impulsu, o 2.224 pav. b atveju- atvirkščiai. Ši išorinio sužadavimo generatorių veika gali būti panaudojama formuojant radijo impulsus (2.44 pav., 2.60 pav.), kuriuose užpildos svyravimų amplitudė yra pastovi. Šios veikos laikinės diagramos yra parodytos 2.225 pav.



2.225 pav. Išorinio sužadavimo generatorių (2.224 pav.) veika (c) juos žadinant besikeičiančio poliaringumo impulsais, gaunamais įėjimo impulsinio signalo $U_{in s}(t)$ (a) diferencijavimu (b), kur: c)- ištisine kreive parodyti radijo impulsai $u_{i\bar{s}}(t)$ yra gaunami schemoje 2.224 pav. b, o brūkšniuota kreive- schemoje 2.224 pav. a

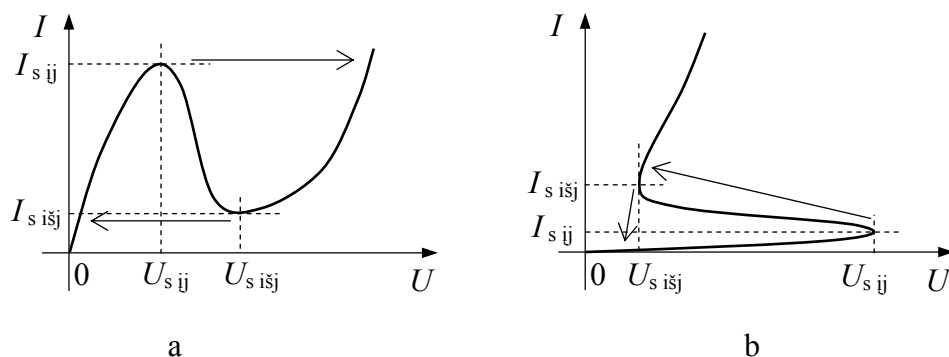
Iš 2.225 pav. matome, jog generuojamų virpesių $u_{i\bar{s}}(t)$ pradinės fazės radijo impulse yra vienodos ir sutampa su poveikio signalo $u_{in E, B}$ faze. Betarpiškai tranzistoriaus emiterį (2.224 pav. a) ar bazę (2.225 pav. b) veikiantis poveikio signalas $u_{in E, B}$ (2.225 pav. b) gali būti gaunamas diferencijuojant įėjimo impulsinį video signalą $U_{in s}(t)$ (2.225 pav. a). Čia diferencijavimo grandinė yra sudaryta iš skiriamojo kondensatoriaus C_2 ir atitinkamos stiprinimo pakopos įėjimo varžos- $R_{in b}$ (2.224 pav. a) bei $R_{in e}$ (2.224 pav. b).

2.2.5. Elektrinių signalų generatoriai su neigiamos diferencialinės varžos netiesiniu elementu

Neigiamos diferencialinės varžos netiesinis elementas- radiotechninis elementas, kurio voltamperinėje charakteristikoje (VACH) yra sritis su neigiamos diferencialinės varžos $r_{(-)}$ savybe, kuri yra nusakoma taip:

$$r_{(-)} = \partial U / \partial I < 0, \quad (2.697)$$

kur neigiamas ženklas reiškia tai, jog didėjant įtampai U elemento išvaduose, juo tekanti srovė I mažėja ir atvirkščiai. Statines VACH su tokiomis savybėmis turi įvairūs puslaidininkiniai diodai- tunelinis diodas (I d.- (1.45 pav.)), dinistorius, tiristorius, Gano diodas. Dinamines VACH su neigiamos diferencialinės varžos $r_{(-)}$ savybe, kurios pasireiškia esant tam tikroms veikos sąlygoms, turi griūtinio-lėkio diodai: IMPATT ir TRAPATT diodai. Statines VACH su neigiamos diferencialinės varžos $r_{(-)}$ savybe turi ir kai kurie specialios konstrukcijos arba veikiantys tam tikroms veikos sąlygomis tranzistoriai- griūtinis (lavininis) tranzistorius, viensandūris tranzistorius ir t. t. Visais atvejais neigiamos diferencialinės varžos netiesinis elementas turi „N“ arba „S“ didžiosios raidės pavidalo VACH, kurios yra parodytos 2.226 pav.

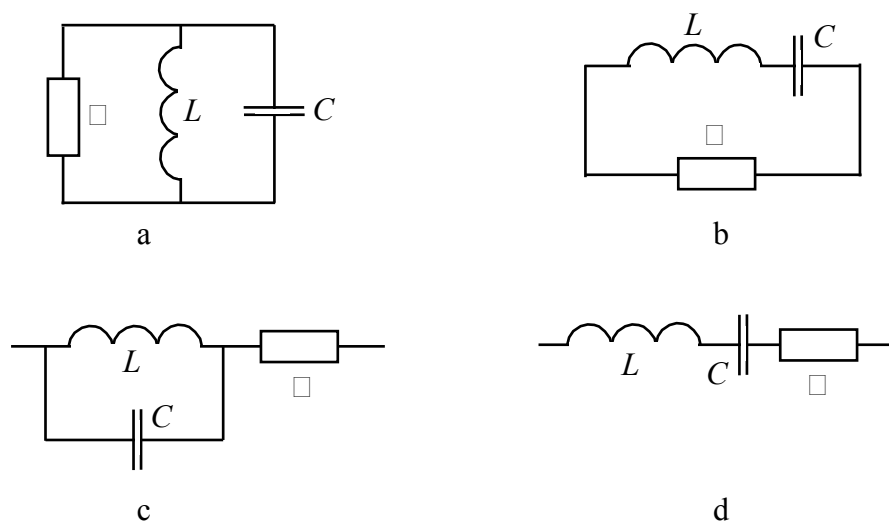


2.226 pav. Neigiamos diferencialinės varžos $r_{(-)} < 0$ netiesinio elemento statinė VACH, atitinkanti N- pavidalą (a) arba S- pavidalą (b)

Iš 2.226 pav. matome, jog pradinėje VACH srityje didėjant įtampai $U \geq 0$ srovė I taip pat didėja $I > 0$ ir todėl statinė varža $R = U/I \geq 0$ bei diferencialinė varža $r = \Delta U / \Delta I > 0$ - yra teigiamų verčių. Čia pastebėsime, jog pradinėje VACH srityje $R \cong r$ ir jų vertė N- pavidalo ir S- pavidalo atveju skiriasi iš esmės: N- pavidalo atveju (2.226 pav. a) šių varžų vertė yra daug mažesnė už atitinkamas varžas S- pavidalo atveju (2.226 pav. b). Kai didėjanti įtampa U ir ją atitinkanti didėjanti srovė I pasiekia slenkstines persijungimo (įjungimo) vertes $U_{s ij}$ ir $I_{s ij}$, atitinkamai, neigiamos diferencialinės varžos $r_{(-)}$ netiesinis elementas persijungia į kitą statinės VACH sritį, kurioje taip pat didėjant įtampai U , srovė I taip pat didėja ir todėl $R \geq 0$

bei $r > 0$ - yra teigiamų verčių. Čia pastebėsime, jog šioje VACH srityje $R > r$ ir jų vertė N- pavidalo atveju skiriasi iš esmės ($R \gg r$), o S- pavidalo atveju yra artimos ($R \geq r$). Taigi, neigiamos diferencialinės varžos $r_{(-)}$ netiesinis elementas su N- pavidalo VACH persijungia iš mažos varžos srities į santykinai didelės varžos sritį. Ir atvirkščiai, neigiamos diferencialinės varžos $r_{(-)}$ netiesinis elementas su S- pavidalo VACH persijungia iš didelės varžos srities į santykinai mažos varžos sritį. Akivaizdu, jog norint grįžti į pradinę VACH sritį būtina atitinkamai mažinti įtampą U bei srovę I . Kai įtampos U vertė bei srovės I vertė pasiekia slenkstines persijungimo (išjungimo) vertes $U_{s\ išj}$ ir $I_{s\ išj}$, atitinkamai, neigiamos diferencialinės varžos $r_{(-)}$ netiesinis elementas persijungia į pradinę statinės VACH sritį. Iš 2.226 pav. matome, jog N- pavidalo VACH atveju- $U_{s\ išj} > U_{s\ įj}$ ir $I_{s\ išj} < I_{s\ įj}$, o S- pavidalo VACH atveju atvirkščiai- $U_{s\ išj} < U_{s\ įj}$ ir $I_{s\ išj} > I_{s\ įj}$. Visais atvejais tarp čia išvardintų ribinių U ir I verčių yra VACH sritis su neigiama diferencialine varža $r_{(-)} < 0$, kai tuo tarpu statinė varža $R = U/I > 0$, kur U ir I kitimo ribinės vertės yra užrašomos skirtingai: N- pavidalo VACH atveju- $U_{s\ išj} \geq U \geq U_{s\ įj}$ ir $I_{s\ įj} \geq I \geq I_{s\ išj}$, o S- pavidalo VACH atveju- $U_{s\ įj} \geq U \geq U_{s\ išj}$ ir $I_{s\ išj} \geq I \geq I_{s\ įj}$. Iš 2.226 pav. tai pat matome, jog netiesinio elemento neigiamos diferencialinės varžos $r_{(-)}$ srityje N- pavidalo VACH atveju $R > r$, o S- pavidalo VACH atveju $R \approx r$. Šios neigiamos diferencialinės varžos netiesinio elemento VACH savybės iš esmės sąlygoja jų taikymo ypatybes generatoriuose.

Harmoninių virpesių generatoriuje su neigiamos diferencialinės varžos netiesiniu elementu □ dažniausiai yra būtinas LC- kontūras, pvz. lygiagretus arba nuoseklus, kurių tarpusavio jungimo variantai taip pat yra galimi du- lygiagrečiai arba nuosekliai, kas yra parodyta 2.227 pav.

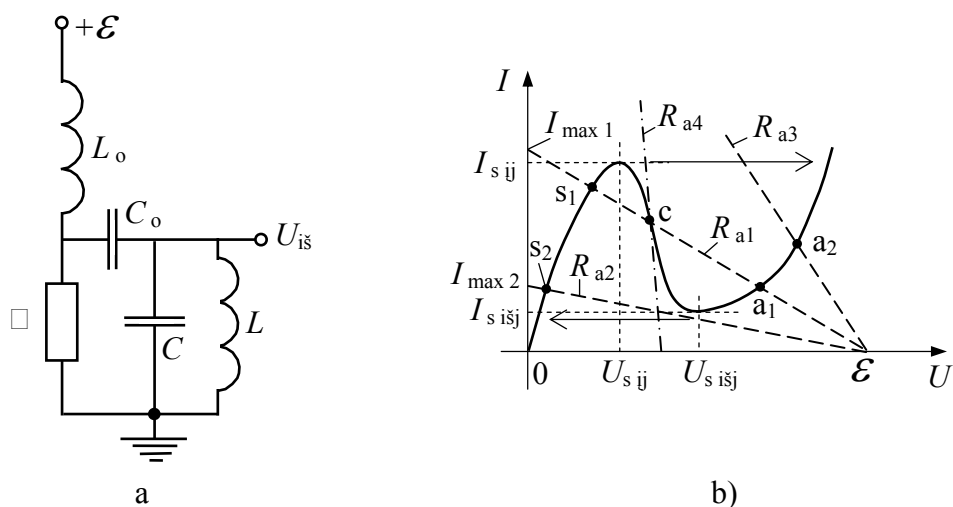


2.227 pav. Neigiamos diferencialinės varžos netiesinio elemento □ galimi jungimo būdai su rezonansiniu LC- kontūru: a- lygiagretus jungimas su lygiagrečiu LC- kontūru; b- lygiagretus jungimas su nuosekliu LC- kontūru; c- nuoseklus jungimas su lygiagrečiu LC- kontūru; d- nuoseklus jungimas su nuosekliu LC- kontūru

Akivaizdu, jog idealiam LC - kontūre, su nuostolių varža $R_o = 0$, atsiradę elektriniai virpesiai bus negęstantis. Kai $R_o > 0$, elektriniai virpesiai realiame LC - kontūre bus gęstantis. Taigi, norint palaikyti negęstančius virpesius realiame LC - kontūre būtina papildoma virpesius palaikanti energija, savo verte lygi nuostoliams. Šią funkciją nagrinėjamoje sistemoje atlieka neigiamos diferencialinės varžos $r_{(-)} < 0$ netiesinis elementas \square , kuriame išsiskirianti energijos galia $P_{\sim} = I_{\sim} \cdot U_{\sim} = I_{\sim}^2 \cdot r_{(-)} = U_{\sim}^2 / r_{(-)} < 0$ - neigiama ir todėl ši energija yra atiduodama į elektrinę grandinę, konkrečiai virpamajam LC - kontūriui. Akivaizdu, jog kintamojo signalo galia P_{\sim} yra gaunama iš pastoviosios įtampos \mathcal{E} arba srovės J maitinimo šaltinio, kurie iš negęstančių virpesių palaikymo sąlygos: $P_{\sim} \geq P_o = I_{\sim}^2 \cdot R_o = U_{\sim}^2 / R_o$ seka varžų R_o ir $r_{(-)}$ modulių verčių tarpusavio santykio būtina generacijos sąlyga:

$$\left. \begin{aligned} |r_{(-)}| \leq R_o &- \text{lygiagreto jungimo atveju (2.227 pav. a ir b),} \\ |r_{(-)}| \geq R_o &- \text{nuoseklaus jungimo atveju (2.227 pav. c ir d).} \end{aligned} \right\} (2.698)$$

Varžų $|r_{(-)}|$ ir R_o tarpusavio verčių sąlyga (2.698) yra būtina, bet nepakankama generacijai gauti, nes yra būtina tinkamai nustatyti netiesinio elemento \square veikos taško padėtį apkrovos tiesėje. Tai matyti iš 2.228 pav. parodytos vienos iš galimos harmoninių virpesių generatoriaus elektroninės schemos su lygiagrečiu rezonansiniu LC - kontūru bei netiesiniu elementu \square ir jos veiką nusakančios N - pavidalo $VACH$ su apkrovos tiese R_a . Kitame generatoriaus variante lygiagretus rezonansinis LC - kontūras gali būti induktyviai surištas su indukciine ritele L_o , o dar kitame variante išėjimo signalas $U_{i\dot{s}}$ yra formuojamas per nuoseklų rezonansinį LC - kontūrą, įjungta vietoje skiriamojų kondensatoriaus C_o .



2.228 pav. Harmoninių virpesių generatoriaus su netiesiniu elementu \square bei papildomai

įjungtu rezonansiniu LC - kontūru elektroninė schema (a) ir jos veiką nusakančios N - pavidalo $VACH$ su apkrovos tiese R_a (b)

Iš 2.228 pav. b matome, jog priklausomai nuo apkrovos varžos R_a ir maitinimo įtampos \mathcal{E} verčių yra galimi įvairūs netiesinio elemento \square , o tuo pačiu ir generatoriaus veikos atvejai, kuriuos panagrinėsime detalčiau.

Kai $R_a = R_{a1}$ ir $\mathcal{E} > U_{s\ i\ s_j}$, apkrovos R_{a1} tiesė (brūkšniuota linija 2.228 pav. b) kerta netiesinio elemento \square VACH trijose veikos taškuose – „s₁“, „a₁“ ir „c“. Veikos taškuose „s₁“, ir „a₁“ netiesinio elemento \square būseną, nesant išorinio trikdžio, yra stabili, nes veikia neigiamas grįžtamasis ryšis. Tarkime esant netiesiniam elementui \square veikos taške „a₁“, dėl įtampos fluktuacijų, įtampa padidėja, ko pasekoje sumažėja netiesinio elemento \square varža R ir tai savo ruožtu iššaukia įtampos sumažėjimą, t. y. grįžtame į pradinę įtampos vertę veikos taške „a₁“. Ir atvirkščiai, kai dėl įtampos fluktuacijų įtampa sumažėja, netiesinio elemento \square varža R padidėja ir tai savo ruožtu iššaukia įtampos padidėjimą, t. y. vėl grįžtame į pradinę įtampos vertę veikos taške „a₁“. Ta pati situacija yra ir veikos taške „s₁“ bei apskritai visuose pradinės VACH srities taškuose („s₁“, „s₂“, ...) bei santykinai didesnių varžų srities taškuose („a₁“, „a₂“, ...), kur R ir r yra teigiami. Akivaizdu, jog sukėlus pakankamą išorinį trikdį, pvz. esant netiesiniam elementui \square veikos taške „s₁“ ir išoriniu poveikiu padidinus įtampą iki $U_{s\ i\ s_j}$ ir šiek tiek daugiau, netiesinis elementas \square persijungs į stabilią būseną veikos taške „a₁“. Jeigu veikos taške „a₁“ išoriniu poveikiu sumažinus įtampą iki $U_{s\ i\ s_j}$ ir šiek tiek mažiau, netiesinis elementas \square persijungs į stabilią būseną veikos taške „s₁“. Čia pastebėsime, jog ši veika yra taikoma formuojant vienetinius įtampos šuolius $u(t) \approx \pm U_0 \cdot 1(t)$ (2.54 pav.).

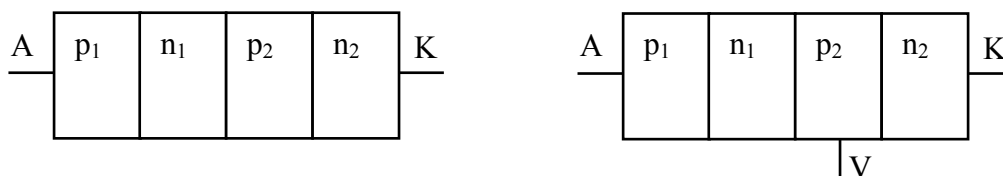
Kai $R_a > R_{a1}$ ($R_a = R_{a2}$) arba $R_a < R_{a1}$ ($R_a = R_{a3}$) ir $\mathcal{E} > U_{s\ i\ s_j}$, apkrovų R_{a2} arba R_{a3} tiesės (brūkšniuota linija 2.228 pav. b) kerta netiesinio elemento \square statinę VACH tik viename veikos taške: „s₂“ - apkrovos tiesės R_{a2} atveju arba „a₂“ - apkrovos tiesės R_{a3} atveju. Šiuose veikos taškuose „s₂“, ir „a₂“ netiesinio elemento \square būseną, nesant išorinio trikdžio, taip pat yra stabili, nes veikia jau aprašytas neigiamas grįžtamasis ryšis. Akivaizdu, jog sukėlus pakankamą išorinį trikdį, pvz. esant netiesiniam elementui \square veikos taške „s₂“ ir išoriniu poveikiu padidinus įtampą iki $U_{s\ i\ s_j}$ ir šiek tiek daugiau, netiesinis elementas \square persijungs ir relaksacinio proceso pabaigoje vėl grįš į stabilią būseną tame pačiame veikos taške „s₂“. Analogiškai, esant netiesiniam elementui \square veikos taške „a₂“ ir išoriniu poveikiu sumažinus įtampą iki $U_{s\ i\ s_j}$ ir šiek tiek mažiau, netiesinis elementas \square persijungs ir relaksacinio proceso pabaigoje vėl grįš į stabilią būseną tame pačiame veikos taške „a₂“. Šiuo atveju ši veika yra taikoma formuojant vienkartinį įtampos video impulsus $\pm \Delta u(t)$ (2.44 pav. a).

Kai $R_a < R_{a3}$ ($R_a = R_{a4}$) ir $U_{s\ i\ s_j} < \mathcal{E} < U_{s\ i\ s_j}$, apkrovos R_{a3} tiesė (brūkšniuota linija 2.228 pav. b) kerta netiesinio elemento \square statinę VACH tik viename veikos taške „c“, kuris yra neigiamos diferencialinės varžos $r_{(-)} < 0$ srityje. Šiuo atveju netiesinio elemento \square būseną

yra nestabili, nes veikia teigiamas grįžtamasis ryšys. Tarkime esant netiesiniam elementui \square veikos taške „c“, dėl įtampos fluktuacijų, įtampa padidėja, ko pasekoje padidėja netiesinio elemento \square varža R ir tai savo ruožtu iššaukia dar didesnę įtampos padidėjimą, kas savo ruožtu iššaukia dar didesnę varžos R padidėjimą ir t. t.- veikia teigiamas grįžtamasis ryšys ir vyksta virpesių generacija, nes didėdama įtampa pasiekia vertę $U_{s\text{ išj}}$ ir netiesinio elemento \square veikos taškas peršoka į pradinę VACH sritį, kur nėra jam skirtos stabilios būsenos. Todėl įtampa toliau didėja iki vertės $U_{s\text{ ij}}$ ir netiesinio elemento \square veikos taškas peršoka į padidintos varžos VACH sritį, kur taip pat nėra jam skirtos stabilios būsenos. Todėl įtampa toliau mažėja iki vertės $U_{s\text{ išj}}$ ir netiesinio elemento \square veikos taškas peršoka į pradinę VACH sritį ir t. t.- procesas kartojasi. Taigi generacijos metu netiesinio elemento \square veikos taškas, niekada nepatekdamas į veikos tašką „c“, sukasi ratu pagal laikrodžio rodyklę ir turime nenutrūkstamą generaciją. Kai turime įjungtą tik induktyvinę ritelę L_o ($L, C = 0$), tai tokiu atveju turime plataus dažnių spektro video impulsų pavidalo (2.44 pav. a) relaksacinius virpesius (I d.- (1.47 pav.). Kai generatoriaus elektroninės schemos grandinėje yra papildomai įjungtas rezonansinis LC - kontūras (2.228 pav. a), tai tokio generatoriaus išėjime U_{is} gauname harmoninius virpesius U_{is} su dažniu $\omega_{is} = (L \cdot C)^{-1/2}$. Čia pastebėsime, jog tipinis puslaidininkinis įtaisas, turintis N- pavidalo statinę VACH, yra tunelinis diodas. Taipogi pastebėsime, jog generatoriuje su papildomu LC - kontūru generuojamų virpesių U_{is} dažnis ω_{is} nepriklauso nuo veikos taško „c“ padėties neigiamos diferencialinės varžos $r_{(-)} < 0$ srityje. Tuo tarpu relaksatoriaus atveju ($L, C = 0$) generuojamų video impulsų pasikartojimo dažnis f_{is} priklauso nuo veikos taško „c“ padėties ir, pvz. mažinant įtampą \mathcal{E} , t. y. artėjant prie VACH „piko“ ($U_{s\text{ ij}}, I_{s\text{ ij}}$) dažnis f_{is} mažėja, nes netiesinio elemento \square varža R mažėja, ko pasekoje didėja laiko konstanta $\tau_{RL} = L_o/R$ ir todėl didėja relaksacinių virpesių periodas T .

Harmoninių virpesių generatoriai su neigiamos diferencialinės varžos $r_{(-)} < 0$ netiesiniu elementu \square , turinčiu S- pavidalo statinę arba dinaminę VACH (2.226 pav. b), dažniausiai yra taikomi labai aukštų dažnių diapazone- dešimtis ir daugiau GHz, pvz. Gano bei IMPATT diodai. Klasikinis puslaidininkinis įtaisas turintis statinę S- pavidalo VACH yra dinistorius bei tiristorius, kurių veika bei taikymo ypatybes ir panagrinėsime.

Dinistoriaus bei tiristoriaus puslaidininkinio darinio konstrukcija bei jų žymėjimo elektroninėse grandinėse grafiniai simboliai yra parodyti 2.229 pav., iš kur matome, jog nagrinėjami įtaisai turi trys p-n sandūras su dviem ominiais kontaktais- anodo A ir katodo K prie stipriau legiruotų kraštinių p^+_1 - ir n^+_2 - sričių, atitinkamai, dinistoriaus atveju (2.229 pav. a) ir papildomu valdymo kontaktu V prie p_2 - srities tiristoriaus atveju (2.229 pav. b).



a

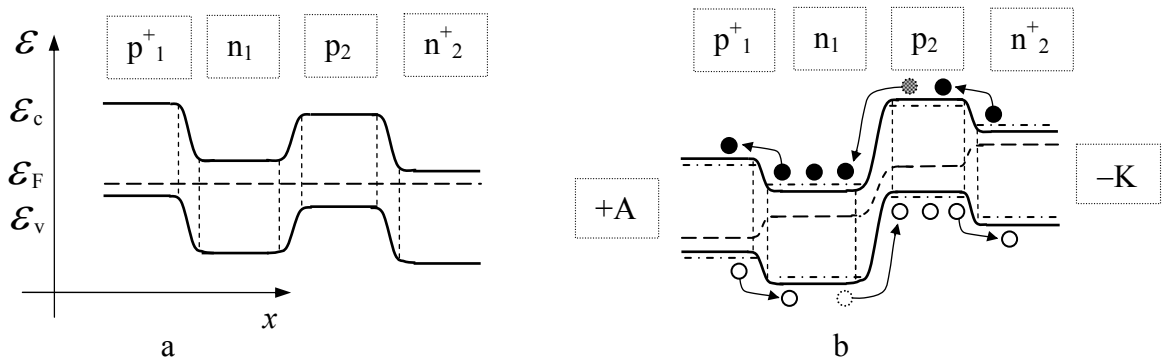
b

c

d

2.229 pav. Dinistoriaus (a, c) bei tiristoriaus (b, d) puslaidininkinio darinio konstrukcija bei jų žymėjimo elektroninėse grandinėse grafiniai simboliai

Dinistoriaus bei tiristoriaus VACH tiesiogine kryptimi (2.226 pav. b) iš esmės skiriasi nuo diodo, kai tuo tarpu atgaline kryptimi yra panašios. Ši asimetrija yra apspręsta tuo, jog esant tiesioginės krypties įtampai $U_{AK} > 0$, atgaline kryptimi yra įjungta tik viena p_2-n_1 sandūra, kai tuo tarpu esant atgalinės krypties įtampai $U_{AK} < 0$, atgaline kryptimi yra įjungtos dvi p_1-n_1 bei p_2-n_2 sandūros (2.229 pav.). Dinistoriaus ir tuo pačiu tiristoriaus, kai $U_V = 0$, energetinės diagramos esant $U_{AK} = 0$ ir $U_{AK} > 0$ yra parodytos 2.230 pav.

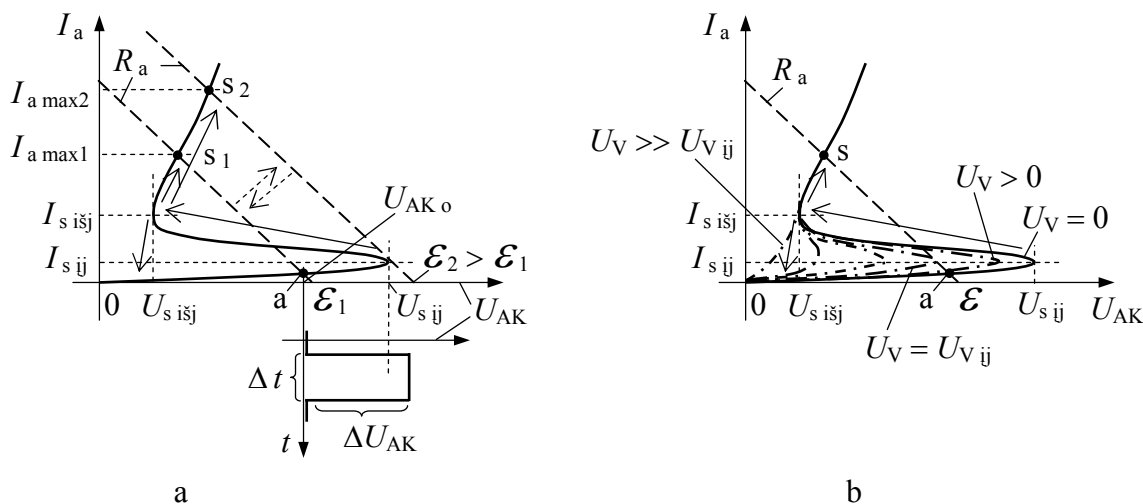


2.230 pav. Dinistoriaus ir tuo pačiu tiristoriaus, kai $U_V = 0$, energetinės diagramos esant $U_{AK} = 0$ (a) ir $U_{AK} > 0$ (b)

Iš 2.230 pav. matome: kai $U_{AK} = 0$ visos puslaidininkinio darinio p-n sandūros yra normaliai uždarytos ir Fermi energetinis lygmuo \mathcal{E}_F yra vienodas visose puslaidininkinio $p_1-n_1-p_2-n_2$ darinio srityse (2.230 pav. a), o kai yra pridedama įtampa $U_{AK} > 0$, išorinio elektrinio lauko $E_{i\text{so}}$ poveikyje p_1-n_1 ir p_2-n_2 sandūros yra pradaromos tiesiogine kryptimi, kai tuo tarpu p_2-n_1 sandūra yra dar labiau uždaroma atgaline kryptimi (2.230 pav. b). Akivaizdu, jog pridėtos įtampos U_{AK} didžioji dalis yra p_2-n_1 sandūroje, nes jos varža R_{pn} yra didžiausia. Per šią p_2-n_1 sandūrą teka atgalinė soties (šiluminė) srovė $I_{s(p_2-n_1)}$, kuri yra sąlygota šalutinių krūvininkų: elektronų (*) p_2 - srityje ir skylių (⊙) n_1 - srityje. Šie šalutiniai krūvininkai-elektronai ir skylės dreifo būdu patenka į atitinkamas n_1 - ir p_2 - sritis, kur jie yra pagrindiniai krūvininkai ir savo krūviu padidina tų sričių potencialą: n_1 - sritis įsikrauna neigiamai, o p_2 - sritis įsikrauna teigiamai. Šio efekto išdavoje visos puslaidininkinio darinio p-n sandūros yra

pradaromos tiesiogine kryptimi ir todėl mažėja jų barjeriniai potencialai $\Delta \mathcal{E}$ (2.230 pav. b tai parodyta brūkšniuotomis-taškinėmis linijomis), ko pasėkoje per dar labiau pradarytas p_1-n_1 ir p_2-n_2 sandūros teka difuzinės srovės $I_{d(p_1-n_1)}$ ir $I_{d(p_2-n_2)}$, atitinkamai. Akivaizdu, jog galioja lygybė: $I_{d(p_1-n_1)} = I_{d(p_2-n_2)} = I_{s(p_2-n_1)} = I_A$ - anodinė dinistoriaus bei tiristoriaus, kai $U_V = 0$, srovė tiesiogine kryptimi. Įtampai U_{AK} toliau didėjant anodinė srovė I_A tai pat proporcingai didėja iki $I_{s_{ij}}$ vertės (2.226 pav. b), kurios didis iš esmės yra sąlygotas atgalinės soties srovės $I_{s(p_2-n_1)}$ verte ir yra μA eilės. Kai įtampa $U_{AK} \geq U_{s_{ij}}$, kurios vertė yra dešimtis ir daugiau voltų (atskirais atvejais siekia tūstančius V), prasideda atgaline kryptimi įjungtos p_2-n_1 sandūros griūtinis pramušimas (I d.- 1.39 pav.), kurio metu labai sparčiai padidėja pagrindinių krūvininkų tankis n_1 - ir p_2 - srityse: n_1 - sritis yra stipriai įkraunama neigiamai, o p_2 - sritis yra stipriai įkraunama teigiamai ir šio efekto išdavoje yra atidaroma p_2-n_1 sandūra, ko pasėkoje per ją teka difuzinė srovė $I_{d(p_2-n_1)}$. Taigi visos puslaidininkinio $p_1-n_1-p_2-n_2$ darinio $p-n$ sandūros yra atidarytos tiesiogine kryptimi ir todėl per šį darinį teka tiesioginė anodo srovė $I_A \cong I_{d(p_2-n_1)} > I_{s(p_2-n_1)}$, kurios pradinė vertė $I_A \approx I_{s_{i sj}}$ - slenkstinė persijungimo (išjungimo) srovė (2.226 pav. b). Esant šiai situacijai puslaidininkinio $p_1-n_1-p_2-n_2$ darinio varža R atitinka atidarytos $p-n$ sandūros varžą ir todėl yra labai maža- omai ir jų dalys, ko pasėkoje anodo įtampa $U_{AK} \approx U_{s_{i sj}} \ll U_{s_{ij}}$. Čia pastebėsime, jog labai svarbu apsaugoti dinistorių bei tiristorių nuo persijungimo metu galinčios sparčiai padidėti anodo srovės $I_A \gg I_{s_{ij}}$ ir tai yra pasiekama nuosekliai įjungiant srovę ribojantį rezistorių $R_{pr} \geq \mathcal{E}/I_{A \max}$ - didžiausia leistina anodo srovė. Kitu atveju apsauga yra garantuojama dinistorių bei tiristorių maitinant iš srovės šaltinio $J < I_{A \max}$. Taigi, įjungto dinistoriaus bei tiristoriaus VACH mažų varžų srityje atitinka diodo VACH tiesiogine kryptimi, o išjungto dinistoriaus bei tiristoriaus VACH didelių varžų srityje atitinka diodo VACH atgaline kryptimi. Dinistorius bei tiristorius įjungtoje būsenoje yra tol, kol jo anodo srovė $I_A > I_{s_{i sj}}$. Kai mažėjant srovei I_A jos vertė pasiekia vertę $I_{s_{i sj}}$ ir mažiau, dinistorius bei tiristorius išsijungia, nes n_1 - ir p_2 - srityse sukauptų pagrindinių krūvininkų tankis sumažėja tiek, jog p_2-n_1 sandūra užsidaro. Čia pastebėsime, jog šis sukauptų krūvininkų mažėjimo procesas vyksta daug lėčiau už griūtinio pramušimo procesą, nes griūtinio pramušimo metu pereinamasis procesas vyksta su laiko konstanta $\tau_{ij} \approx W^2/2 \cdot D$, kurią apsprendžia šalutinių krūvininkų difuzija n_1 - ir p_2 - srityse, o sukauptų krūvininkų išsiurbimo procesas- su laiko konstanta $\tau_{i sj} \approx \tau_{ef}$, kurią apsprendžia šalutinių krūvininkų efektyvioji gyvavimo trukmė n_1 - ir p_2 - srityse. Todėl dinistoriaus bei tiristoriaus išjungimo trukmė $t_{i sj} \gg t_{ij}$ - įjungimo trukmė ir paprastai įjungimo trukmė $t_{ij} = 1 \div 5 \mu s$, o išjungimo trukmė $t_{i sj} = 10 \div 100 \mu s$. Iš aprašytos dinistoriaus bei tiristoriaus fizikinės dinaminės veikos seka, jog dinistorius gali būti įjungtas- perjungtas iš uždarytos būsenos į atidarytą būseną, tik

padidinus anodinę įtampą $U_{AK} > U_{s\ ij}$ (2.226 pav. b). Čia yra galimi du atvejai: santykinai lėtas įtampos U_{AK} didinimas iki $U_{s\ ij}$ ir daugiau- *statinis įjungimas*, pvz. didinant maitinimo įtampos vertę $\mathcal{E} > U_{s\ ij}$, kai $R_a = \text{const}$, arba padavus tam tikros trukmės Δt įtampos impulsą ΔU_{AK} , kai $U_{AK} = U_{AK\ o}$ - pradinė pastovioji U_{AK} vertė ($U_{AK\ o} \cong \mathcal{E} < U_{s\ ij}$) ir šis įjungimo būdas yra vadinamas *dinaminio įjungimu*- dU/dt , kas yra parodyta 2.231 pav. a.

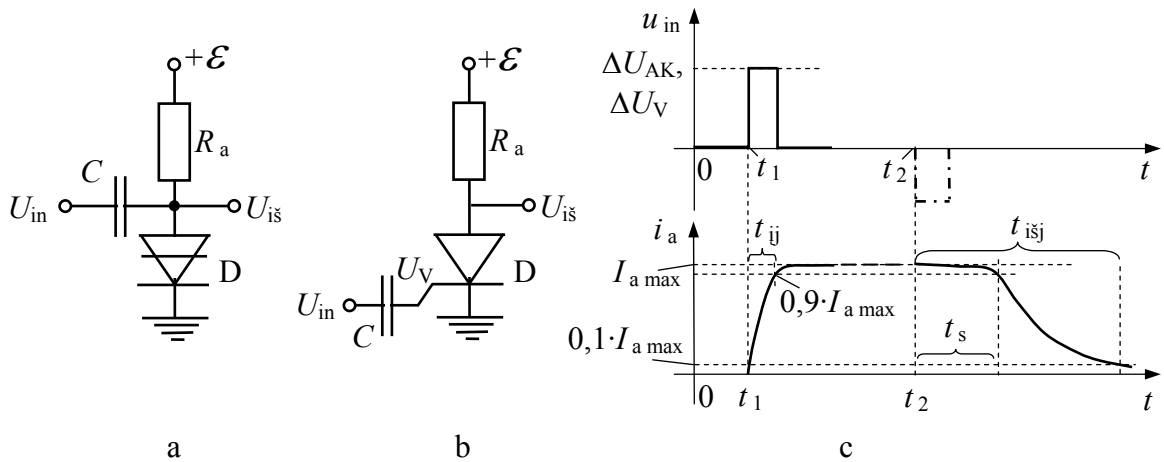


2.231 pav. Statinis ir dinaminis dinistoriaus ir tiristoriaus, kai $U_V > 0$, įjungimo-perjungimo iš uždarytos būsenos į atidarytą būseną, būdai (a) ir tik tiristoriaus įjungimo būdas, kai $U_V > 0$ (b)

Iš 2.231 pav. a matome, jog esant maitinimo įtampai $\mathcal{E} = \mathcal{E}_1 < U_{s\ ij}$, dinistoriaus veikos taškas yra apkrovos R_a tiesės ir VACH srities su didele varža susikirtimo taške „a“. Šis veikos taškas yra stabilus, nes dinistoriaus $R > 0$ ir jis yra išjungtoje būsenoje. Statinio įjungimo atveju lėtai didinant maitinimo įtampą iki vertės $\mathcal{E}_2 \geq U_{s\ ij}$, apkrovos R_a tiesė slenka į dešinę ir veikos taškas „a“ pasiekia VACH didelės varžos sritį, kur dinistoriaus diferencialinė varža $r = dU/dI = \infty$. Šiuo momentu įvyksta uždarytos p_2 - n_1 sandūros griūtinis pramušimas ir dinistorius sparčiai persijungia į mažos varžos- laidžią būseną veikos taške „s₂“ (2.231 pav. a). Dinaminio įjungimo metu pradinio laiko $t = 0$ momentu dinistorius yra išjungtoje būsenoje veikos taške „a“. Tam tikru laiko momentu t_1 į dinistoriaus anodą A yra paduodamas įjungimo signalas $u_{in}(t)$ - trumpas įtampos impulsas ΔU_{AK} , kurio amplitudė parinkta taip, kad tenkintų įjungimo sąlygą:

$$U_{AK\ o} + \Delta U_{AK} \geq U_{s\ ij}, \quad (2.699)$$

ir esant šiai sąlygai dinistorius sparčiai persijungia į mažos varžos- laidžią būseną veikos taške „s₁“ (2.231 pav. a). Tipinė dinistoriaus, o tuo pačiu ir tiristoriaus, anodinės srovės I_a laikinė perjungimo diagrama $i_a(t)$ yra parodyta 2.232 pav. b.

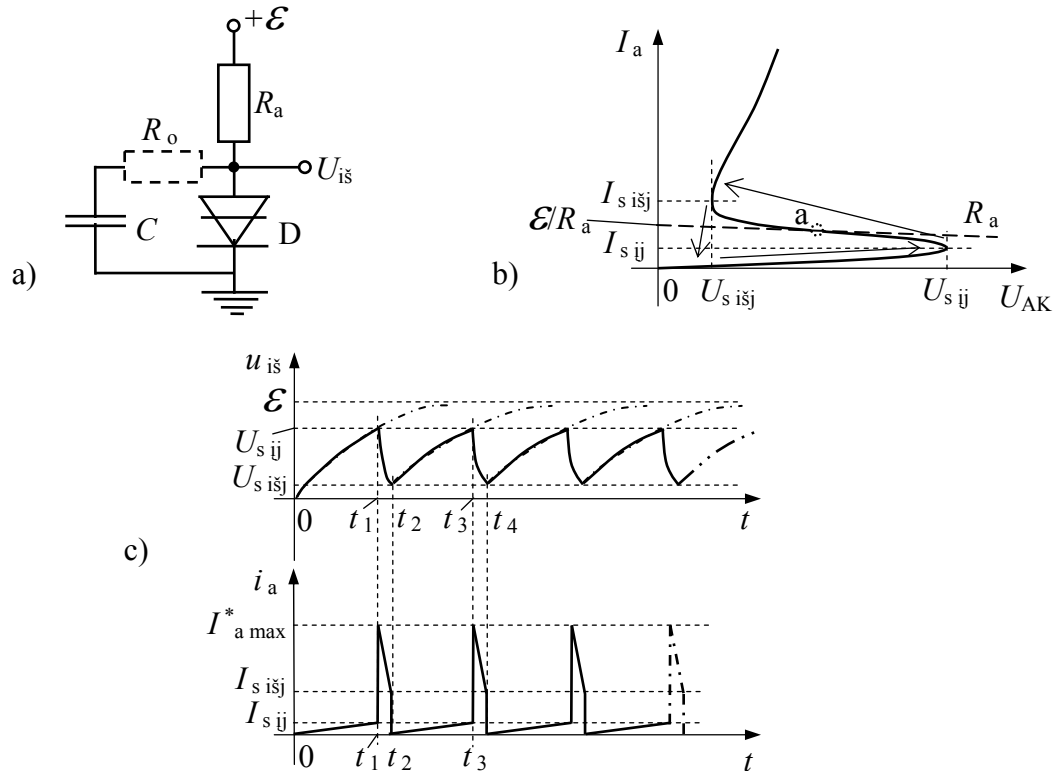


2.232 pav. Dinistoriaus (a) ir tiristoriaus (b) perjungimo elektroninė schema ir jų perjungimo laikinė $u_{is}(t)$ diagrama (c)

Dinistoriaus išjungimui iš laidžios būsenos į uždarytą būseną yra būtina sumažinti srovę I_A iki vertės $I_{s\ isj}$ ir mažiau, ką galima padaryti nutrauktoje grandinėje išjungus maitinimo įtampą \mathcal{E} , pvz. laiko momentu t_2 (2.232 pav. b). Nuo šio momento vyksta pereinamasis išjungimo procesas, kurio metu per laiką t_s yra išsiurbiamas perteklinis sukauptų pagrindinių krūvininkų krūvis srityse p₂- ir n₁- su laiko konstanta τ_{ef} , o po to seka santykinai spartus p₂-n₁ sandūros užsidarymas.

Akivaizdu, jog dinistoriaus įjungimo būdai galimi ir tiristoriaus atveju, kai $U_V = 0$. Kita vertus tiristoriaus atveju yra tik jam galimas įjungimo būdas, kai $U_V > 0$. Šis galimas tiristoriaus įjungimo būdas atsiranda todėl, jog prie p₂-n₂ sandūros prijungus valdomąją įtampą $U_V > 0$ - tiesiogine kryptimi, ši sandūra yra papildomai pradaroma ir iš n₂⁺ srities į p₂-sritį yra papildomai injektuojami elektronai (●), ko pasėkoje padidėja šalutinių krūvininkų tankis p₂- srityje ir tuo pačiu tai sąlygoja atgalinės soties srovės $I_{s(p2-n1)}$ padidėjimą. Taigi iš čia seka, jog esant didesnei $I_{s(p2-n1)}$ vertei, atgaline kryptimi įjungtos p₂-n₁ sandūros griūtinis pramušimas įvyks esant mažesnėms anodinės įtampos $U_{AK} > 0$ vertėms: $U_{s\ ij} \sim 1/U_V$ (2.231 pav. b). Taigi, pvz. laiko momentu t_1 padavus į tiristoriaus valdomąjį elektrodą U_V trumpą teigiamą impulsą ΔU_V , tiristorius persijungs iš uždarytos būsenos į laidžią būseną (2.232 pav. c). Čia pastebėsime, jog skirtingai nuo dinistoriaus, tiristorius gali būti išjungtas, pvz. laiko momentu t_2 padavus į tiristoriaus valdomąjį elektrodą U_V reikiamos trukmės ir amplitudės neigiamą impulsą $-\Delta U_V$. Šio impulso poveikyje yra uždaroma p₂-n₂ sandūra ir srovė I_a sumažėja iki vertės $I_{s\ isj}$ ir mažiau, ko pasėkoje tiristorius išsijungia.

Analogiškai netiesiniam elementui su N- pavidalo VACH, netiesinis elementas su S- pavidalo VACH gali generuoti elektrinius signalus tik tuo atveju, kai jo veikos taškas galėtų būti tik neigiamos diferencialinės varžos $r_{(-)}$ srityje. Relaksacinių virpesių generatoriaus su dinistoriumi elektrinė schema ir jos veiką paaiškinanti VACH bei laikinės pereinamųjų procesų diagramos yra parodytos 2.233 pav. a, b ir c, atitinkamai.



2.233 pav. Relaksacinių virpesių generatoriaus su dinistoriumi elektrinė schema (a) ir jos veiką paaiškinanti VACH (b) bei laikinės pereinamųjų procesų diagramos (c)

Iš 2.233 pav. matome, jog pradiniu laiko $t = 0$ momentu įtampa $U_{AK} = 0$ - veikos taškas „a“ yra koordinatė $\{ I_a, U_{AK} \}$ pradiniam taške $\{0, 0\}$, ir įjungus maitinimo šaltinį \mathcal{E} prasideda kondensatoriaus C įkrovimas per apkrovos rezistorių R_a . Šio proceso metu dinistoriaus veikos taškas slenka didelės varžos VACH sritymi ir išėjimo įtampa $u_{i s}$ eksponentiškai su laiko konstanta $\tau_{i k r} = R_a \cdot C$ didėja iki $U_{s i j}$ vertės, o srovė i_a didėja iki $I_{s i j}$ vertės ir šiuo laiko t_1 momentu dinistorius iš uždarytos būsenos persijungia į laidžią būseną (2.233 pav. c). Šis persijungimas vyksta todėl, kad veikos taškas VACH srityje su neigiama diferencialine varža $r_{(-)}$ negali būti stacionarioje būsenoje, nes veikia teigiamas grįžtamasis ryšis- pvz. veikos taške „a“ dėl fluktuacijų sumažėjus įtampai U_{AK} , dinistoriaus varža R sumažėja ir tai iššaukia dar didesnę įtampos U_{AK} sumažėjimą ir t. t. Taigi veikos taškas labai sparčiai patenka į mažos varžos VACH sritį ir per dinistorių teka maksimali srovė $I_{a \max}^*$,

kurios vertė neturi viršyti didžiausios leistinos srovės $I_{a \max}$. Todėl, esant būtinybei, reikia panaudoti srovę ribojantį rezistorių R_o (2.233 pav. a), kurio vertę nustatome taip:

$$R_o \geq U_{s_{ij}}/I_{a \max} - \bar{R}_{ij} \cong U_{s_{ij}}/I_{a \max} - U_{s_{i\bar{s}j}}/I_{s_{i\bar{s}j}}, \quad (2.700)$$

kur: $\bar{R}_{ij} \cong U_{s_{i\bar{s}j}}/I_{s_{i\bar{s}j}}$ - vidutinė dinistoriaus varža įjungtoje būsenoje ir esant srovę ribojančiam rezistoriui R_o kondensatoriaus C įkrovimas vyksta su laiko konstanta $\tau_{i\bar{k}r} = (R_a + R_o) \cdot C$.

Laiko momentu t_1 dinistoriui persijungus į laidžią būseną prasideda kondensatoriaus C išsikrovimas per atidarytą dinistorių ir šis procesas vyksta žymiai sparčiau su laiko konstanta $\tau_{i\bar{s}kr} \cong \bar{R}_{ij} \cdot C$ arba $\tau_{i\bar{s}kr} \cong (\bar{R}_{ij} + R_o) \cdot C$ ($\tau_{i\bar{s}kr} \ll \tau_{i\bar{k}r}$). Taigi, laiko momentu t_2 srovė i_a sumažėja iki vertės $I_{s_{i\bar{s}j}}$ ir dinistorius santykinai sparčiai persijungia į išjungtą- nelaidžią būseną (2.233 pav. c). Toliau pereinamieji procesai kartojasi ir relaksatoriaus išėjime $U_{i\bar{s}}$ yra stebimi elektrinių signalų relaksaciniai virpesiai- įtampos signalas $u_{i\bar{s}}(t)$ turi „pjūklo“ pavidalą, o dinistoriaus anodinės srovės signalas $i_a(t)$ turi trumpų impulsų pavidalą, kurių retis $\chi = T/\Delta t_1 = (t_3 - t_1)/(t_2 - t_1) \gg 2$. Akivaizdu, jog generuojamų relaksacinių virpesių periodas $T = t_3 - t_1$ priklauso nuo maitinimo įtampos \mathcal{E} ir $U_{s_{ij}}$ verčių: \mathcal{E} vertei didėjant, periodas T mažėja, o $U_{s_{ij}}$ vertei didėjant, atvirkščiai- periodas T mažėja ($T \sim U_{s_{ij}}/\mathcal{E}$). Iš čia seka, jog tiristoriaus atveju generuojamų relaksacinių virpesių periodas T yra lengvai valdomas su pastoviaja įtampa $U_V > 0$. Nesunku parodyti, jog periodo T vertė yra paskaičiuojama taip:

$$T \cong (R_a + R_o) \cdot C \cdot \ln[\mathcal{E}/(\mathcal{E} + U_{s_{i\bar{s}j}} - U_{s_{ij}})], \quad (2.701)$$

kur priimta, jog $t_3 - t_2 \gg t_2 - t_1$ ir $T \cong t_3 - t_2$ (2.233 pav. c).

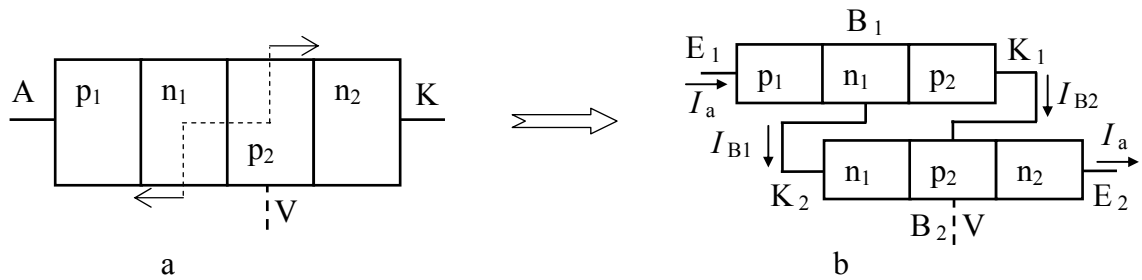
Akivaizdu, jog prie dinistorinio relaksatoriaus išėjimo $U_{i\bar{s}}$ prijungus juostini dažnių filtrą, pvz. kaip tunelinio diodo atveju (2.228 pav. a), galima gauti atitinkamo dažnio harmoninius virpesius- sudaryti harmoninių virpesių generatorių, pvz. generuojantį pagrindinės harmonikos dažnį $\omega_1 = 2\pi/T$. Čia pastebėsime, jog dažnai dinistoriaus ir tiristoriaus veiką aprašo taikydami ekvivalentinę grandinę sudaryta iš dviejų p-n-p ir n-p-n dvipolių tranzistorių atitinkamo jungimo schemas parodytos 2.234 pav.

Iš 2.234 pav. b parodytų srovių, tekančių ekvivalentinės grandinės dvipoliuose tranzistoriuose, galima parašyti:

$$I_{B2} = \alpha_{o1} \cdot I_a, \quad I_{B1} = \alpha_{o2} \cdot I_a, \quad I_{B1} = \beta_{o2} \cdot I_{B2}, \quad I_{B2} = \beta_{o1} \cdot I_{B1}, \quad \beta_{o1,2} = \alpha_{o1,2}/(1 - \alpha_{o1,2}),$$

$$I_a = I_{B1} + I_{B2}, \quad I_{B1,2} = I_a \cdot (1 - \alpha_{o1,2}) - I_{s(p2-n1)}$$

ir iš čia randame anodinės srovės I_a išraišką:



2.234 pav. Dinistoriaus ir tiristoriaus (a) veiką aprašanti ekvivalentinę grandinę (b) sudaryta iš dviejų p-n-p ir n-p-n dvipolių tranzistorių

$$I_a = I_{s(p2-n1)} / (1 - 2 \cdot \alpha_{o1,2}). \quad (2.702)$$

Iš (2.702) matome, jog anodinė srovė I_a labai stipriai priklauso nuo ekvivalentinių tranzistorių pastoviosios emiterių srovės perdavimo koeficientų $\alpha_{o1,2}$ vertės, kuri didėja, didėjant pridėtos įtampos U_{AK} vertei. Gauta aproksimacinė išraiška (2.702) aprašo dinistoriaus VACH didelių varžų R srityje iki pramušimo įtampos U_{sij} (2.233 pav. b).

Tiristoriaus atveju turime tokio pavidalo papildomas išraiškas:

$$I_{B1} = \beta_{o2} \cdot (I_{B2} + I_V), \quad I_{B1} = I_a (1 - \alpha_{o1}) - I_{s(p2-n1)},$$

ir todėl išraiškoje (2.702) atsiranda papildomas narys $\alpha_{o2} \cdot I_V$:

$$I_a = [\alpha_{o2} \cdot I_V + (1 - \alpha_{o2}) \cdot I_{s(p2-n1)}] / [1 - (\alpha_{o1} + \alpha_{o2})], \quad (2.703)$$

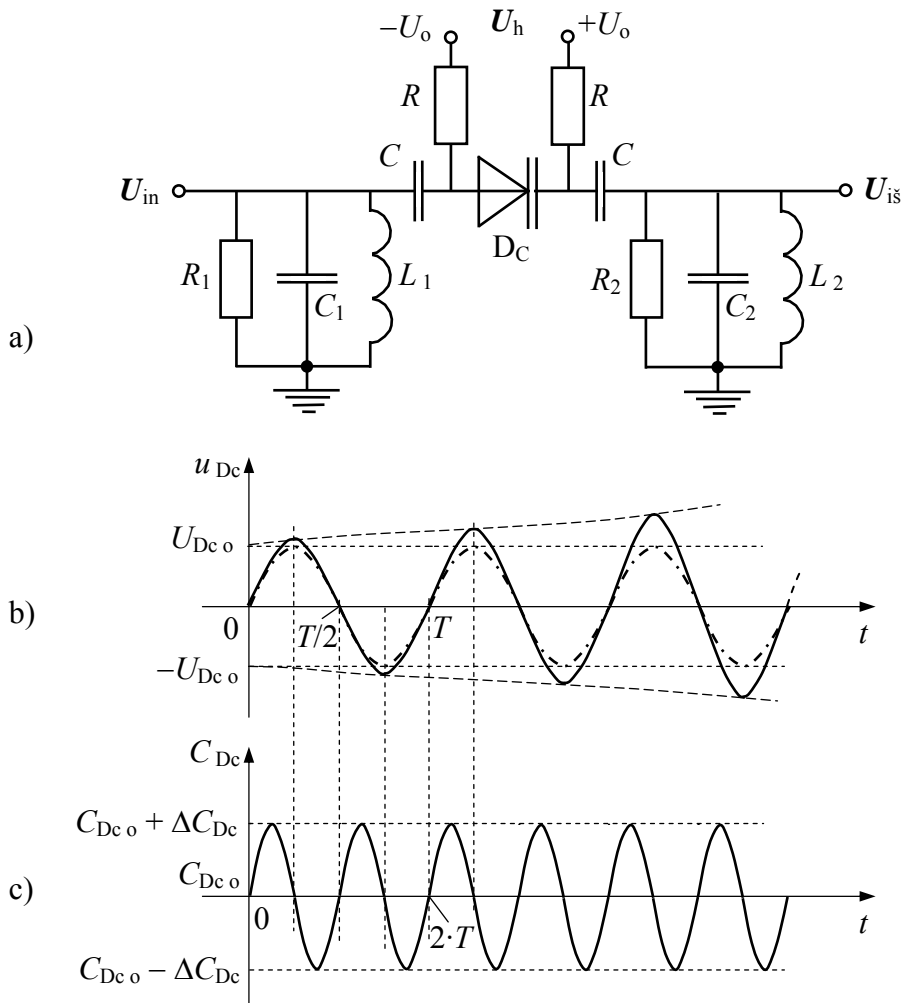
kur: I_V - srovės vertė valdomojo elektrodo V išvade, kai $U_V > 0$ (2.234 pav. b).

Iš gautos išraiškos (2.703) matome, jog tiristoriuje I_a labai stipriai priklauso nuo ekvivalentinio n-p-n tranzistoriaus pastoviosios emiterių srovės perdavimo koeficiento α_{o2} vertės, kuri didėja, didėjant pridėtos įtampos U_{AK} vertei. Taigi, didėjant α_{o2} vis didesnę įtaką turi valdančioji srovė I_V ir tai yra esminė tiristoriaus savybė.

2.2.6. Parametriniai elektrinių signalų stiprintuvai ir generatoriai

Parametrinis elektrinių signalų stiprinimo principas yra pagrįstas išoriškai valdomo tiesinio radiotechninio elemento \tilde{R} , \tilde{L} ir \tilde{C} savybe sudaryti neigiamą diferencialinę varžą $r_{(-)}$ elektroninėje grandinėje. Išoriškai valdomu tiesiniu elementu gali būti varža $\tilde{R} = R(t)$, induktyvumas $\tilde{L} = L(t)$ bei talpa $\tilde{C} = C(t)$. Išoriškai valdoma elektrinė talpa pasižymi varikapas (I d.- (1.34 pav.)), kurio taikymo parametriniame stiprintuve atvejį ir panagrinėsime.

Dviejų rezonansinių LC- kontūrų parametrinio stiprintuvo su varikapu D_C elektroninė schema ir jos veiką paaiškinančios diagramos yra parodytos 2.235 pav. a, b ir c, atitinkamai.



2.235 pav. Dviejų rezonansinių LC- kontūrų parametrinio stiprintuvo su varikapu D_C elektroninė schema (a) ir jos veiką paaiškinančios diagramos (b)

Iš 2.235 pav. matome, jog varikapas D_C pastoviosios įtampos U_o poveikyje yra įjungtas atgaline kryptimi ir jame yra kintamoji harmoninė įtampa $u_{Dc} = U_{Dc o} \cdot \sin(\omega_{in} \cdot t)$ (2.235 pav. b), sąlygota į įėjimą U_{in} paduodamos kintamosios harmoninės įtampos U_{in} . Tuo pačiu metu į varikapą D_C yra paduodama kintamoji, pvz. harmoninė heterodino įtampa U_h , kurios poveikyje varikapo D_C talpa C_{Dc} kinta harmoniniu dėsniumi (2.235 pav. c):

$$C_{Dc} = C_{Dc o} + \Delta C_{Dc} \cdot \sin(\omega_h \cdot t), \quad (2.704)$$

kur ΔC_{Dc} - varikapo talpos pokytis atžvilgiu vidutinės vertės $C_{Dc o}$, sąlygotos įtampos U_o .

Iš 2.235 pav. b ir c matome, jog tais laiko t momentais, kai įtampa u_{Dc} savo moduliui yra didžiausia, varikapo talpa C_{Dc} mažėja ir tai sąlygoja įtampos u_{Dc} vertės padidėjimą, nes tai seka iš akivaizdžios sąlygos: $Q_C = C \cdot U_C = \text{const}$. Fizikine prasme šis rezultatas seka iš to, jog talpos mažinimas pasiekiamas, pvz. didinant atstumą tarp plokščiojo kondensatoriaus plokštelių ir šio proceso metu yra atliekamas darbas Kuloninei sveikai tarp plokštelių įveikti. Taigi matome, jog, parinkus heterodino signalo U_h dažnį $\omega_h = 2 \cdot \omega_{in}$, yra gaunamas įėjimo

signalu U_{in} stiprinimas, kurio metu heterodino šaltinio energija yra perduodama į nagrinėjamą elektroninę grandinę ir ji gali būti panaudota įėjimo signalo stiprinimui arba, esant tam tikroms sąlygom, kito dažnio signalo stiprinimui. Akivaizdu, jog esant tinkamoms sąlygoms nagrinėjamas įrenginys gali generuoti elektrinius signalus. Iš 2.235 pav. b ir c taip pat matome, jog tais laiko t momentais, kai įtampa $u_{Dc} = 0$, varikapo D_C talpa C_{Dc} didėja ir tai vyksta nenaudojant heterodino šaltinio energijos, nes tuo metu Kuloninės sąveikos tarp kondensatoriaus plokštelių nėra.

Taigi parodėme, jog heterodino įtampos U_h veikiamas varikapas gali atiduoti („perpumpuoti“) heterodino energiją į elektroninę grandinę, kas yra tolygu neigiamos diferencialinės varžos poveikiui (2.2.5 poskyris). Šią varikapo talpos C_{Dc} energiją ΔE_{Dc} atiduodamą į elektroninę grandinę per vieną periodą T , galima išreikšti taip:

$$\Delta E_{Dc} \cong 4 \cdot \chi_C \cdot Q_{Dc \max}^2 / (2 \cdot C_{Dc}),$$

kur: $\chi_C = \Delta C_{Dc} / C_{Dc}$ - varikapo talpos moduliacijos koeficientas; $Q_{Dc \max}$ - didžiausia krūvio vertė varikapo talpoje ir apytikslė lygybė yra gauta priėmus sąlygą: $\Delta C_{Dc} \ll C_{Dc}$.

Energijos nuostolius ΔE_{gr} elektroninėje grandinėje per vieną periodą T išreikšime taip:

$$\Delta E_{gr} = \Delta E_R - \Delta E_{Dc} = I_o^2 \cdot R_{gr} \cdot T / 2 - \Delta E_{Dc} = I_o^2 \cdot T \cdot [R_{gr} - \chi_C \cdot T / (2 \cdot C_{Dc})] / 2, \quad (2.705)$$

kur: ΔE_R - energijos nuostoliai elektroninės grandinės ominėje varžoje R_{gr} per vieną periodą T ; I_o - srovės amplitudė varikape ir elektroninės grandinės varžoje R_{gr} bei išraiška yra gauta panaudojus keitinį $Q_{Dc \max} \cong I_o \cdot T / 2$.

Iš gautos išraiškos (2.705) matome, jog heterodino įtampos U_h veikiamas varikapas į elektroninę grandinę įneša neigiamą diferencialinę varžą $r_{C(-)}$:

$$r_{C(-)} = -\chi_C \cdot T / (2 \cdot C_{Dc}) = -\Delta C_{Dc} \cdot T / (2 \cdot C_{Dc}^2), \quad (2.706)$$

ir, esant sąlygai: $|r_{C(-)}| \geq R_{gr}$, yra galimas stiprinimas bei generacija, nes šiuo atveju energijos nuostoliai ΔE_{gr} (2.705) nagrinėjamoje elektroninėje grandinėje (2.235 pav. a) yra kompensuojami neigiamos diferencialinės varžos $r_{C(-)}$ poveikiu.

Akivaizdu, jog per varikapą D_C (2.235 pav. a) tekanti srovė $i_{Dc}(t)$ yra sąlygota dviejų signalų poveikio:

$$\left. \begin{array}{l} 1) \text{ įėjimo } U_{in} \text{ įtampos-} \quad u_{in}(t) = U_{oin} \cdot \sin(\omega_{in} \cdot t + \varphi_{in}), \\ 2) \text{ heterodino įtampos } U_h \text{-} \quad u_h(t) = U_{oh} \cdot \sin(\omega_h \cdot t + \varphi_h). \end{array} \right\} \quad (2.707)$$

Heterodino įtampos U_h veikiamo varikapo talpa C_{Dc} kinta dėsniu (2.704), kuri, pasinaudoję varikapo talpos moduliacijos koeficiento χ_C išraiška, parašysime taip:

$$C_{Dc} = C_{Dc0} \cdot [1 + \chi_C \cdot \sin(\omega_h \cdot t + \varphi_h)]. \quad (2.708)$$

Varikapo talpoje C_{Dc} krūvio Q_{Dc} momentinė vertė $q_{Dc} = C_{Dc}(t) \cdot u_{Dc}(t)$ ir iš čia bei (2.707) ir (2.708), esant sąlygai- $u_{in}(t) = u_{Dc}(t)$, galima parašyti:

$$\begin{aligned} i_{Dc}(t) &= d q_{Dc} / d t = u_{Dc}(t) \cdot d C_{Dc} / d t + C_{Dc}(t) \cdot d u_{Dc} / d t = \\ &= U_{oin} \cdot \sin(\omega_{in} \cdot t + \varphi_{in}) \cdot \chi_C \cdot \omega_h \cdot C_{Dc0} \cdot \cos(\omega_h \cdot t + \varphi_h)] + \\ &+ C_{Dc0} \cdot [1 + \chi_C \cdot \sin(\omega_h \cdot t + \varphi_h)] \cdot \omega_{in} \cdot U_{oin} \cdot \cos(\omega_{in} \cdot t + \varphi_{in}) = \\ &= \omega_{in} \cdot C_{Dc0} \cdot U_{oin} \cdot \cos(\omega_{in} \cdot t + \varphi_{in}) + \\ &+ (\omega_{in} + \omega_h) \cdot \chi_C \cdot C_{Dc0} \cdot U_{oin} \cdot \sin[(\omega_{in} + \omega_h) \cdot t + \varphi_{in} + \varphi_h] / 2 - \\ &- (\omega_h - \omega_{in}) \cdot \chi_C \cdot C_{Dc0} \cdot U_{oin} \cdot \sin[(\omega_h - \omega_{in}) \cdot t + \varphi_h - \varphi_{in}] / 2, \quad (2.709) \end{aligned}$$

kur išraiška yra gauta pasinaudojus žinoma trigonometriniu formule:

$$\sin \alpha \cdot \cos \beta = 0,5 \cdot [\sin(\alpha + \beta) - \sin(\alpha - \beta)].$$

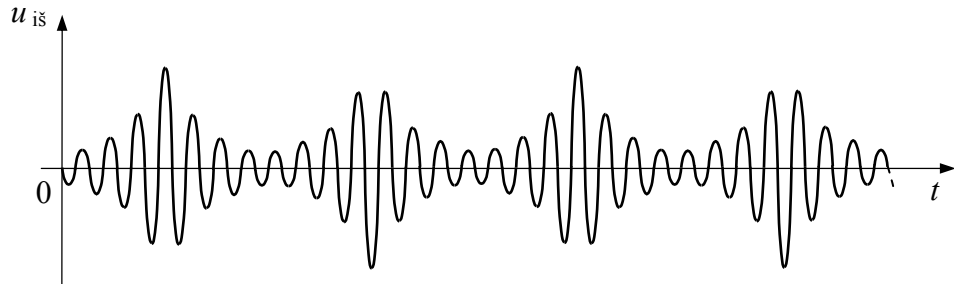
Iš (2.709) matome, jog esant harmoniniam poveikiui per parametrinę talpą $\tilde{C} = C(t)$, o taip pat ir per parametrinę varžą $\tilde{R} = R(t)$ bei parametrinį induktyvumą $\tilde{L} = L(t)$ teka srovė, kuri yra sudaryta iš trijų dažninio spektro sandų: ω_{in} , $\omega_h - \omega_{in}$ ir $\omega_h + \omega_{in}$. Taigi, gauta išraiška (2.709) yra universali, kurioje priklausomai nuo parametrinio elemento yra įrašomi atitinkami dydžiai- daromi ketiniai: $\chi_C \rightarrow \chi_R = \Delta R / R_0$ - rezistoriaus \tilde{R} varžos moduliacijos koeficientas; $\chi_C \rightarrow \chi_L = \Delta L / L_0$ - induktyvinės ritelės \tilde{L} induktyvumo moduliacijos koeficientas; $C_{Dc0} \rightarrow R_0 \rightarrow L_0$, kur R_0 ir L_0 - parametrinių elementų \tilde{R} ir \tilde{L} vidutinės vertės, atitinkamai. Akivaizdu, jog pirmasis srovės $i_{Dc}(t)$ (2.709) spektro sandas ω_{in} negali būti stiprinamas, nes jo amplitudė yra sąlygojama tik įėjimo signalo U_{in} poveikiu. Tuo tarpu kiti du spektro sandai $\omega_h - \omega_{in}$ ir $\omega_h + \omega_{in}$ gali būti stiprinami, nes jų amplitudės yra sąlygojamos ir heterodino signalo U_h poveikiu. Taigi čia yra galimos įvairios parametrinio įrenginio (2.235 pav. a) veikos, kurias sąlyginai pavadinsime pirmąja, antrąja ir trečiąja veika.

Pirmoji parametrinio stiprintuvo veika, kai yra stiprinamas įėjimo signalas U_{in} . Šiuo atveju iš (2.709) matome, jog yra būtina paskutiniame srovės $i_{Dc}(t)$ spektro sande $\omega_h - \omega_{in}$ parinkti sąlygą: $\omega_h - \omega_{in} = \omega_{in}$ ir iš čia seka- $\omega_h = 2 \cdot \omega_{in}$. Esant šiai sąlygai, abu parametrinio įrenginio (2.235 pav. a) rezonansiniai LC- kontūrai yra suderinami įėjimo signalo U_{in} dažniui- $\omega_{in} = (L_{1,2} \cdot C_{1,2})^{-1/2}$. Iš 2.235 pav. b ir c matome, jog šiuo atveju stiprinimas bus tik tada, kai

įėjimo signalo U_{in} ir heterodino signalo U_h fazės φ_{in} ir φ_h , atitinkamai, yra griežtai koreliuotos- $\varphi_h - \varphi_{in} = \text{const}$. Kai ši sąlyga nėra tenkinama- $\varphi_h - \varphi_{in} \neq \text{const}$, tai šiuo atveju išėjimo signalo $U_{i\check{s}}$ amplitudė $U_{i\check{s}o}$ yra funkcija nuo laiko t ir todėl:

$$U_{i\check{s}} = U_{i\check{s}o}(t) \cdot \sin(\omega_{in} \cdot t + \varphi_{i\check{s}}), \quad (2.710)$$

yra stebimas *amplitudės mūšos* reiškinys, kurio laikinė diagrama yra parodyta 2.236 pav.



2.236 pav. Parametrinis įėjimo signalo U_{in} stiprinimas- $U_{i\check{s}} = K_u(t) \cdot U_{in}$,
kai $\omega_h = 2 \cdot \omega_{in}$ ir $\varphi_h - \varphi_{in} \neq \text{const}$

Antroji parametrinio stiprintuvo veika, kai išėjimo signalas $U_{i\check{s}}$ yra srovės $i_{Dc}(t)$ (2.709) spektro sandas $\omega_h + \omega_{in}$:

$$U_{i\check{s}} = U_{i\check{s}o} \cdot \sin[(\omega_h + \omega_{in}) \cdot t + \varphi_{i\check{s}}]. \quad (2.711)$$

Šiuo atveju parametrinio įrenginio (2.235 pav. a) įėjimo rezonansinis LC- kontūras yra suderinamas įėjimo signalo U_{in} dažniui- $\omega_{in} = (L_1 \cdot C_1)^{-1/2}$, o išėjimo rezonansinis LC- kontūras yra suderinamas išėjimo signalo $U_{i\check{s}}$ suminiam dažniui- $\omega_h + \omega_{in} = (L_2 \cdot C_2)^{-1/2}$. Esant šioms sąlygoms išėjimo signalo $U_{i\check{s}}$ amplitudė $U_{i\check{s}o}$ yra pastovi ir proporcinga dažnių sumai $\omega_h + \omega_{in}$, kas betarpiškai seka iš srovės $i_{Dc}(t)$ (2.709) spektro sando $\omega_h + \omega_{in}$. Iš čia taip pat seka išėjimo signalo $U_{i\check{s}}$ stiprinimo koeficientų $K_{i,u,p}$ išraiška:

$$K_{i,u,p} \sim (\omega_h + \omega_{in}) / \omega_{in} = \omega_h / \omega_{in} + 1, \quad (2.712)$$

kur išraiška yra gauta iš antrojo bei pirmojo srovės $i_{Dc}(t)$ spektro sandų $(\omega_h + \omega_{in})$ ir ω_{in} , atitinkamai, santykio.

Esminis antruoju būdu veikiančio parametrinio stiprintuvo trukumas yra išėjimo signalo $U_{i\check{s}}$ didesnis dažnis.

Trečioji parametrinio stiprintuvo veika, kai išėjimo signalas $U_{i\check{s}}$ yra srovės $i_{Dc}(t)$ (2.709) spektro sandas $\omega_h - \omega_{in}$:

$$U_{i\check{s}} = U_{i\check{s}o} \cdot \sin[(\omega_h - \omega_{in}) \cdot t + \varphi_{i\check{s}}]. \quad (2.713)$$

Šiuo atveju parametrinio įrenginio (2.235 pav. a) įėjimo rezonansinis LC - kontūras yra suderinamas įėjimo signalo U_{in} dažniui- $\omega_{in} = (L_1 \cdot C_1)^{-1/2}$, o išėjimo rezonansinis LC - kontūras yra suderinamas išėjimo signalo $U_{iš}$ skirtuminiam dažniui- $\omega_h - \omega_{in} = (L_2 \cdot C_2)^{-1/2}$, kai yra tenkinama sąlyga: $\omega_h > \omega_{in}$. Šiuo atveju taip pat yra galimas stiprinimas, kai skirtuminis dažnis $\omega_h - \omega_{in} > \omega_{in}$. Tačiau esant šiai sąlygai nėra galimybės surasti stiprinimo koeficiento $K_{i, u, p}$ išraiškos, nes dalis heterodino signalo U_h tenka įėjimo signalo U_{in} , o kita dalis- išėjimo signalo $U_{iš}$ stiprinimui. Akivaizdu, jog ši parametrinio stiprintuvo veika yra nestabili, nes stiprintuvas gali susižadinti įėjimo signalo U_{in} dažniui ω_{in} . Čia pastebėsime, jog šioje veikoje įėjimo signalo U_{in} stiprinimo reiškiny yra vadinamas *parametrine regeneracija*.

Akivaizdu, jog bendriausiu atveju parametriniame stiprintuve signalų $U_{in, h, iš}$ dažniai $\omega_{in, h, iš}$, atitinkamai, gali būti susieti taip:

$$\omega_{iš} = m \cdot \omega_h + n \cdot \omega_{in}, \quad (2.714)$$

kur: m ir n - sveiki skaičiai ($m, n = 1, 2, 3, \dots$).

Taip pat akivaizdu, jog parametriniame stiprintuve galioja energijos tvermės dėsnis:

$$P_{h\sim} + P_{in\sim} + P_{iš\sim} = 0, \quad (2.715)$$

kur: $P_{h\sim}, P_{in\sim}$ ir $P_{iš\sim}$ - signalų $U_{h, in, iš}$ galios, atitinkamai.

Per vieną periodą T išsiskiriančią galią P_{\sim} galima išreikšti taip:

$$P_{\sim} = T^{-1} \cdot \int_0^T u(t) \cdot i(t) \cdot dt = f \cdot E, \quad (2.716)$$

kur: E ir f - atitinkamo signalo energija ir dažnis.

Iš (2.714) ÷ (2.716) gauname:

$$f_h \cdot (E_h + m \cdot E_{iš}) + f_{in} \cdot (E_{in} + n \cdot E_{iš}) = 0. \quad (2.717)$$

Gauta išraiška (2.717) turi galioti bet kokioms dažnių $f_{in, h, iš}$ vertėms, o tai įmanoma tik tada, kai yra tenkinamos akivaizdžios sąlygos:

$$E_h + m \cdot E_{iš} = 0 \quad \text{ir} \quad E_{in} + n \cdot E_{iš} = 0, \quad (2.718)$$

ir iš čia bei (2.716) gauname parametrinį įrenginį aprašančias *Menli-Rou* lygčių sistemą:

$$\left. \begin{aligned} P_{h\sim}/f_h + m \cdot P_{iš\sim}/(m \cdot f_h + n \cdot f_{in}) &= 0, \\ P_{in\sim}/f_{in} + n \cdot P_{iš\sim}/(m \cdot f_h + n \cdot f_{in}) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.719)$$

Parametrinį įrenginį aprašanti Menli-Rou lygčių sistema yra labai patogi atliekant bet kokio parametrinio įtaiso veikimo analizę. Iš (2.719) seka, jog signalų galios P_{\sim} gali būti teigiamos arba neigiamos vertės, nes dažnis $f > 0$. Kai $P_{\sim} > 0$, tai ši galia yra sunaudojama apkrovoje bei signalų šaltinių vidinėse varžose, o kai $P_{\sim} < 0$, tai ši galia yra atitinkamo signalo šaltinio $U_{in, h}$ atiduodama į nagrinėjamą elektroninę grandinę. Pvz., jau išnagrinėtos antrosios parametrinio stiprintuvo veikos atveju- $m = n = 1$, ir iš (2.719) seka: $P_{is \sim} > 0$, o $P_{in \sim} < 0$ ir $P_{h \sim} < 0$, t. y. signalų $U_{in, h}$ šaltiniai atiduoda savo galias apkrovai ir turime išėjimo signalo U_{is} stiprinimą. Kadangi $P_{is \sim} = -P_{in \sim} - P_{h \sim}$ (2.715), tai iš čia seka, jog išėjimo signalo U_{is} galios $P_{is \sim}$ stiprinimo koeficientas K_p yra:

$$K_p = -P_{is \sim} / |-P_{in \sim}| = 1 + f_h / f_{in} = f_{is} / f_{in}. \quad (2.720)$$

Apibendrinant (2.709) išraišką galima teigti- *parametriniame įrenginyje yra atliekama dviejų elektrinių signalų sandauga*, ko pasėkoje dviejų harmoninių signalų U_1 ir U_2 sandaugoje $U_1 \cdot U_2$ yra gaunamas sudėtinio spektro signalas $u(t)$, turintis trys dažnio sandus: $\omega_{1(2)}$, $\omega_{1(2)} - \omega_{2(1)}$ ir $\omega_1 + \omega_2$.

2.3. Harmoninio elektrinio signalo amplitudės, dažnio ir fazės keitimo metodai

Harmoninis elektrinis signalas- įtampa U , srovė I , potencialas Φ , elektrinio lauko stipris E , gali būti matematiškai išreikštas kompleksiniu skaičiumi trimis būdais ((2.9), (2.10)), arba jų momentinių verčių $u(t)$, $i(t)$, $\varphi(t)$, $e(t)$, atitinkamai, sinuso ar kosinuso funkcijomis, kurios atitinka kompleksinio dydžio projekcijos į $\{Re\}$ ar $\{Im\}$ ašį kitimą laike t (2.10), kai atitinkamas kompleksinis dydis sukasi signalo cikliniu dažniu ω apie kompleksinės plokštumos $\{Re, Im\}$ koordinačių pradžios tašką $\{0\}$ prieš laikrodžio rodyklę (2.2 pav.). Taigi, harmoninis elektrinis signalas, pvz. įtampa U yra matematiškai išreiškiama taip:

$$U = U_o \cdot e^{j(\omega \cdot t \pm \varphi_o)} \Rightarrow u(t) = U_o \cdot \cos(\omega \cdot t \pm \varphi_o), \text{ arba } u(t) = U_o \cdot \sin(\omega \cdot t \pm \varphi_o), \quad (2.721)$$

kur kompleksinė įtampos U užrašymo forma yra pasirinkta exp funkcijos pavidalu.

Iš (2.721) matome, jog visose išraiškose yra visi pagrindiniai elektrinio signalo parametrai: U_o - amplitudė; $\omega = 2 \cdot \pi / T$, $f = 1 / T = \omega / (2 \cdot \pi)$ - ciklinis bei paprastasis dažnis, o tuo pačiu ir periodas T ; φ_o - fazė, t. y. pradinė kompleksinio dydžio padėtis kompleksinėje plokštumoje $\{Re, Im\}$ (2.2 pav.), arba momentinių verčių atveju- „sin“ arba „cos“ funkcijos argumento vertė pradinio laiko momentu $t = 0$. Visi šie parametrai gali būti keičiami laike t ir, priklausomai nuo keičiamo parametro, turime įvairias elektrinio signalo moduliacijos formas.

2.3.1. Harmoninio elektrinio signalo amplitudės keitimo metodai

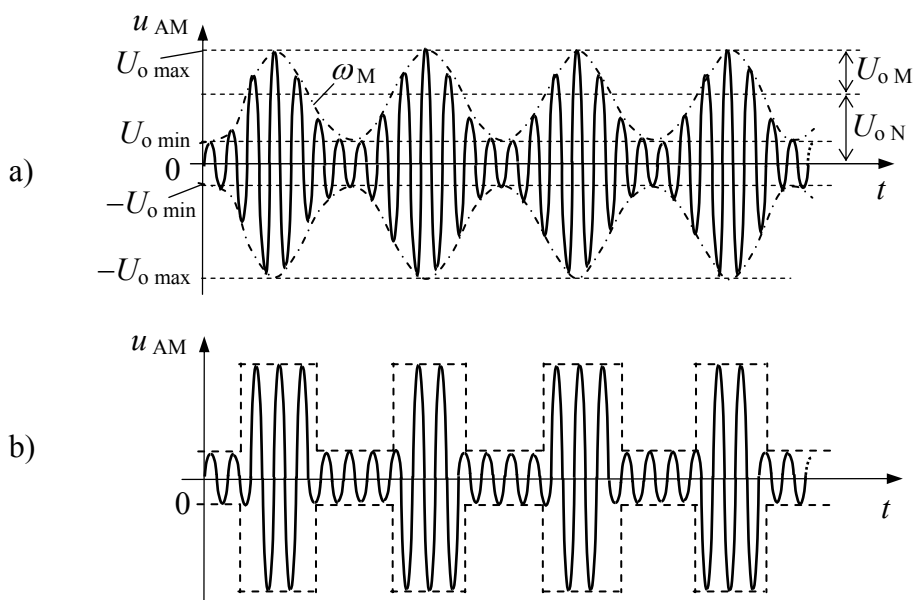
Harmoninio elektrinio signalo, pvz. įtampos U matematinė išraiška, esant amplitudės U_0 kitimui laike t yra užrašoma taip:

$$u(t) = U_0(t) \cdot \cos(\omega \cdot t \pm \varphi_0) \text{ arba } u(t) = U_0(t) \cdot \sin(\omega \cdot t \pm \varphi_0). \quad (2.721)$$

Akivaizdu, jog funkcija $u(t)$ nebėra harmoninė funkcija, nes funkcija $U_0(t)$ gali turėti bet kokį pavidalą laike t ir, priklausomai nuo šios priklausomybės, turime:

1) *amplitudės moduliaciją*, kai $U_0(t)$ yra monotoniškai kintanti funkcija, pvz. harmoninio signalo pavidalu (2.721);

2) *amplitudės manipuliaciją*, kai $U_0(t)$ yra impulsų pavidalo funkcija, pvz. meandro pavidalo (2.225 pav. a) ir šie signalo $u_{AM}(t)$ amplitudės U_0 moduliacijos tipai yra parodyti jų laikinėmis diagramomis 2.237 pav.



2.237 pav. Harmoninio elektrinio signalo, pvz. įtampos U amplitudės U_0 moduliaciją, kai $U_0(t)$ - harmoninė funkcija (a) ir amplitudės manipuliaciją, kai $U_0(t)$ yra impulsų pavidalo funkcija, pvz. meandro pavidalo (b)

Iš 2.237 pav. b matome, jog amplitudės manipuliacijos atveju harmoninio signalo amplitudė U_0 tam tikrais laiko momentais sparčiai keičia savo vertę- padidėja arba sumažėja ir šis pokytis įvyksta per signalo periodo T ketvirtį $T/4$. Čia pastebėsime, jog signalo $u_{AM}(t)$ amplitudės manipuliacija yra taikoma skaitmenine kodine seka įrašytos informacijos perdavimui. Moduluotos amplitudės signalo $u_{AM}(t)$ vienas iš pagrindinių parametrų yra moduliacijos gylio (stiprio) koeficientas M - moduliacijos koeficientas, kuris yra išreiškiamas taip:

$$M = [(U_{o \max} - U_{o \min}) / (U_{o \max} + U_{o \min})] \cdot 100 \%, \quad (2.722)$$

kur: $U_{o \max}$ ir $U_{o \min}$ - didžiausia ir mažiausia, atitinkamai, moduluoto signalo $u_{AM}(t)$ (2.721) amplitudės U_o vertė 2.237 pav. a.

Kai $U_o(t)$ yra harmoninio moduluojančio signalo U_M funkcija:

$$\begin{aligned} U_o(t) = U_M(t) &= U_{oM} \cdot \sin(\omega_M t \pm \varphi_{oM}) = [(U_{o \max} - U_{o \min})/2] \cdot \sin(\omega_M t \pm \varphi_{oM}) = \\ &= U_{oN} \cdot [1 + M \cdot \sin(\omega_M t \pm \varphi_{oM})], \end{aligned} \quad (2.723)$$

kur: U_{oM} , ω_M ir φ_{oM} - moduluojančio signalo U_M amplitudė, dažnis ir pradinė fazė, atitinkamai; $U_{oN} = (U_{o \max} - U_{o \min})/(2 \cdot M)$ - moduluojamojo signalo U (2.721), kuris yra vadinamas *nešliu*, amplitudė ir iš čia seka kita moduliacijos koeficiento M išraiška (2.237 pav. a):

$$M = (U_{o \max} - U_{o \min})/(2 \cdot U_{oN}) = (U_{oM}/U_{oN}) \cdot 100 \%. \quad (2.724)$$

Iš (2.721) ir (2.723) randame moduluotos amplitudės AM- signalo $u_{AM}(t)$ išraišką:

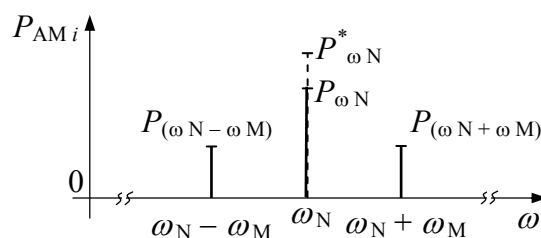
$$\begin{aligned} u_{AM}(t) &= U_{oN} \cdot [1 + M \cdot \sin(\omega_M t \pm \varphi_{oM})] \cdot \cos(\omega_N t \pm \varphi_{oN}) = \\ &= U_{oN} \cdot \cos(\omega_N t \pm \varphi_{oN}) + 0,5 \cdot M \cdot U_{oN} \cdot \{\sin[(\omega_M + \omega_N) \cdot t \pm \varphi_{oM} \pm \varphi_{oN}]\} - \\ &\quad - 0,5 \cdot U_{oN} \cdot \{\sin[(\omega_N - \omega_M) \cdot t \pm \varphi_{oM} \mp \varphi_{oN}]\}, \end{aligned} \quad (2.725)$$

kur išvedimo metu pasinaudojome išraiška- $\sin \alpha \cdot \cos \beta = 0,5 \cdot [\sin(\alpha + \beta) - \sin(\alpha - \beta)]$.

Iš (2.725) matome, jog harmoniškai moduluotos amplitudės signalas $u_{AM}(t)$ yra sudarytas iš trijų dažninio spektro sandų: ω_N , $\omega_N - \omega_M$ ir $\omega_N + \omega_M$, kur būtinai turi galioti sąlyga: $\omega_N > \omega_M$. Akivaizdu, jog nemoduluoto nešlio ω_N ir moduluojančio ω_M signalų galios $P_{\omega N}^*$ ir $P_{\omega M}$, atitinkamai, tenkina sąlygą:

$$P_{\omega N}^* + P_{\omega M} = P_{\omega N} + P_{(\omega_N - \omega_M)} + P_{(\omega_N + \omega_M)}, \quad (2.726)$$

kur: $P_{\omega N}$ - moduluoto nešlio ω_N galia; $P_{(\omega_N - \omega_M)}$ ir $P_{(\omega_N + \omega_M)}$ - dažninio spektro sandų $\omega_N - \omega_M$ ir $\omega_N + \omega_M$ galios, atitinkamai, ir akivaizdu, jog $P_{\omega N} < P_{\omega N}^*$, nes dalis $P_{\omega N}^* - P_{\omega N}$ galios po lygiai pasiskirsto dažninio spektro sanduose $\omega_N - \omega_M$ ir $\omega_N + \omega_M$ (2.238 pav.).

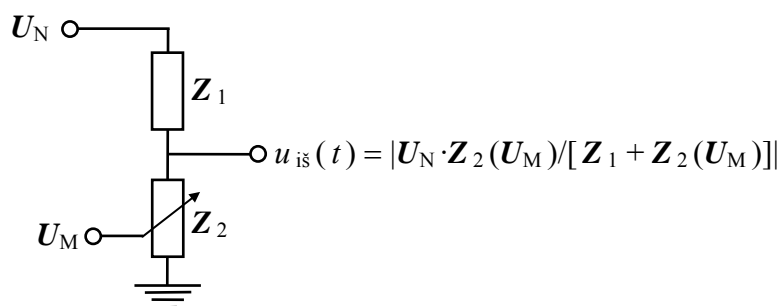


2.238 pav. Harmoniškai moduluotos amplitudės AM- signalo $u_{AM}(t)$ dažnių spektras, kur: $P_{(\omega_N - \omega_M)} = P_{(\omega_N + \omega_M)} = M \cdot P_{\omega N}/2$

Elektrinio signalo, pvz. įtampos $u(t)$ amplitudė U_o gali būti keičiama bet kuriuo elektroniniu įrenginiu, turinčiu išėjimo signalo $u_{is}(t)$ amplitudinių parametrų $U_o(t)$ elektroninį valdymą laike. Šie elektroniniai įrenginiai gali būti pasivūs bei aktyvūs.

2.3.1.1. Harmoninio elektrinio signalo amplitudės keitimas, taikant pasyvius elektroninius įrenginius

Pasyvių elektroninių įrenginių taikymo signalo amplitudinei moduliacijai klasikinis pavyzdys, leidžiantis realizuoti elektrinio signalo $u_N(t)$ - nešlio amplitudės U_{oN} moduliaciją, yra elektroniškai valdomas įtampos daliklis, kurio schema yra parodyta 2.239 pav.



2.239 pav. Elektroniškai valdomas įtampos daliklis, leidžiantis atlikti elektrinio signalo $u_N(t)$ - nešlio įtampos amplitudės U_{oN} moduliaciją moduluojančiu signalu U_M

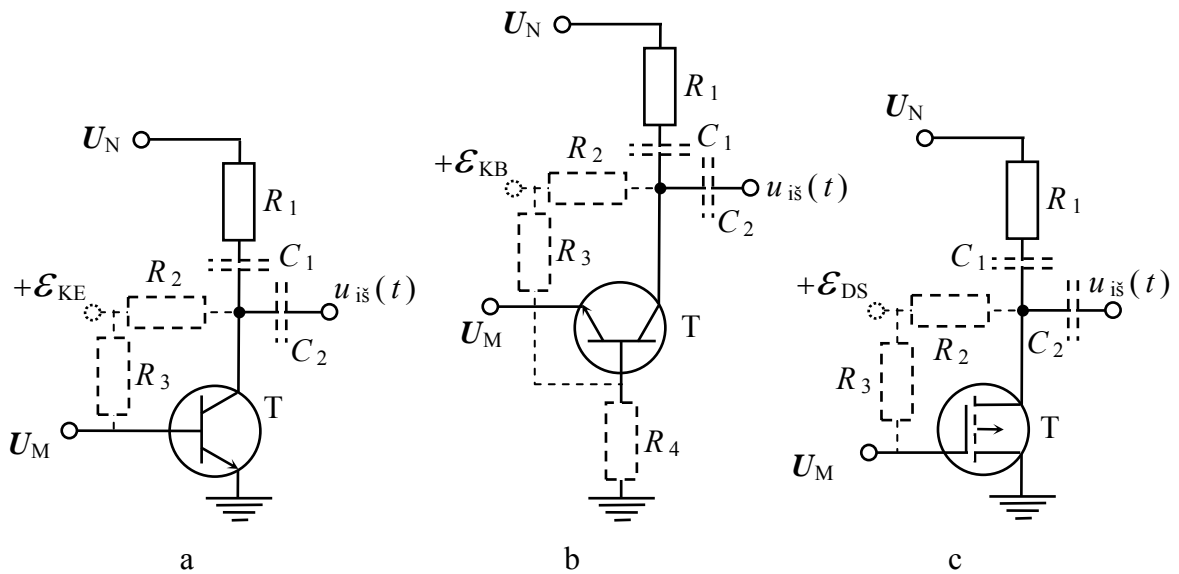
Akivaizdu, jog 2.239 pav. parodytas amplitudės modulatorius gali būti realizuojamas pačiais įvairiausiai būdai. Svarbu, kad pasirinkti varžiniai elementai $Z_{1,2}$ būtų tiesiniai ir elektriškai valdomo varžinio elemento $Z_2(U_M)$ modulis $|Z_2|$ taip pat tiesiškai priklausytų nuo moduluojančio signalo U_M momentinės vertės $u_M(t)$:

$$|Z_2| = Z_{o2} \cdot [1 + M_Z \cdot u_M(t)], \quad (2.727)$$

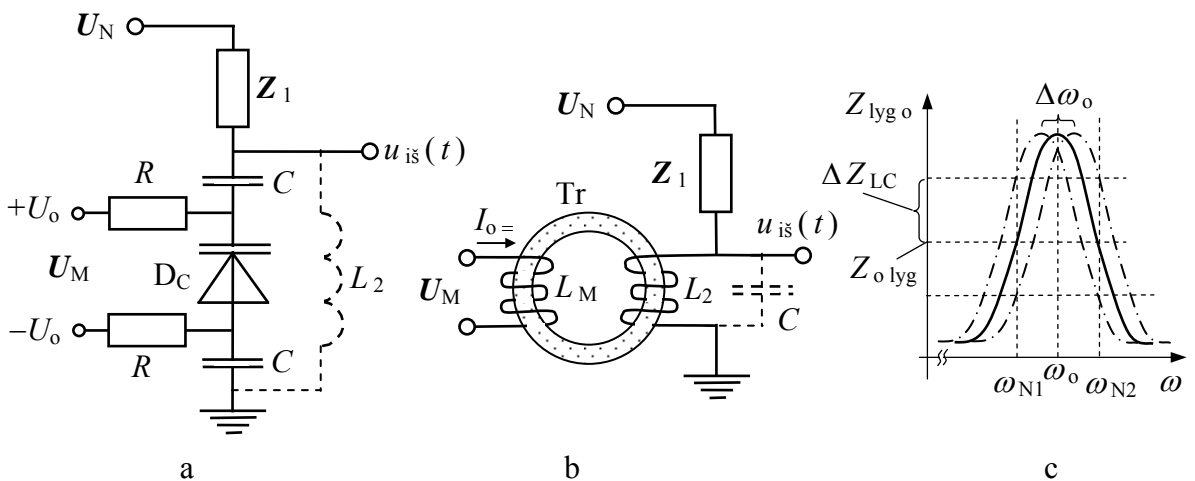
kur: $M_Z = \Delta Z / Z_{o2}$ - varžos $Z_2(U_M)$ modulio $|Z_2|$ moduliacijos koeficientas ($M_Z \leq 1$); Z_{o2} - varžos $Z_2(U_M)$ vidutinė vertė, atitinkanti vertę, kai $U_M = 0$.

Elektroniškai valdomas įtampos daliklis (2.239 pav.) gali būti padarytas su ominėmis varžomis R_1 ir R_2 , kur elektroniškai valdoma varža R_2 gali būti dvipolis ar vienpolis tranzistorius, kurių jungimo scheminiai variantai yra parodyti 2.240 pav., bei kitaip valdomas rezistorius, pvz. fotorezistorius ir t. t. Bendresniu atveju 2.240 pav. parodyti jungimai brūkšniuotomis linijomis leidžia laisvai parinkti tranzistorių veikos taško padėtį (rezistoriai $R_{2,3,4}$), o kondensatoriai $C_{1,2}$ leidžia galvoniškai atskirti įėjimo U_N ir išėjimo U_{is} grandines nuo tranzistorių veikos tašką užduodančių grandinių. Tranzistoriniai elektroniškai valdomi įtampos dalikliai gali būti taikomi elektrinio signalo amplitudės moduliacijai iki dešimčių bei kelių šimtų megahercų dažnių diapazone.

Elektroniškai valdomas įtampos daliklis (2.239 pav.) gali būti padarytas su reaktyviosiomis varžomis Z_1 ir Z_2 , kur elektroniškai valdoma reaktyvioji varža Z_2 gali būti talpa \tilde{C} ar induktyvinė ritelė \tilde{L} , kurių jungimo scheminiai variantai yra parodyti 2.241 pav.



2.240 pav. Elektroniškai valdomas įtampos daliklis, leidžiantis atlikti elektrinio signalo $u_N(t)$ - nešlio įtampos amplitudės U_{oN} moduliaciją moduluojančiu signalu U_M , kai elektroniškai valdoma varža yra dvipolis tranzistorius BE (a) bei BB (b) jungimo schemoje ir su lauko tranzistoriumi BI schemoje (c)



2.241 pav. Elektroniškai valdomas įtampos daliklis, leidžiantis atlikti elektrinio signalo $u_N(t)$ - nešlio įtampos amplitudės U_{oN} moduliaciją moduluojančiu signalu U_M , kai elektroniškai valdoma reaktyviaja varža yra varikapo D_C talpa C_{Dc} (a) arba feritinio transformatoriaus Tr antrinės apvijos induktyvumas L_2 (b)

Iš 2.241 pav. a matome, jog šiuo atveju elektroniškai valdoma reaktyviaja varža Z_2 yra varikapo D_C talpa C_{Dc} , kurios varža $Z_{C_{Dc}} = [\omega_N \cdot C_{Dc} (u_M)]^{-1}$ yra funkcija nuo

moduliuojančios įtampos U_M momentinės vertės $u_M(t)$ ir tai, analogiškai (2.727), gali būti išreikšta taip:

$$Z_{C_{Dc}} = Z_{oC_{Dc}} \cdot [1 + M_C \cdot u_M(t)], \quad (2.728)$$

kur: $M_C = \Delta Z_C / Z_{oC_{Dc}}$ - varikapo varžos $Z_{C_{Dc}}(U_M)$ modulio $|Z_{C_{Dc}}|$ moduliacijos koeficientas ($M_C \leq 1$); $Z_{oC_{Dc}}$ - varžos $Z_{C_{Dc}}(U_M)$ vidutinė vertė, atitinkanti vertę, kai $U_M = 0$, ir vidutinė vertė $Z_{oC_{Dc}}$ yra nustatoma parenkant pastoviosios įtampos U_o vertę.

Kitame variante, parodytame 2.241 pav. b, elektriškai valdoma reaktyviaja varža Z_2 yra feritinio transformatoriaus Tr antrinės apvijos induktyvumas L_2 , kurio varžos Z_{L_2} modulis $Z_{L_2} = \omega_N \cdot L_2(u_M)$ yra funkcija nuo moduliuojančios įtampos U_M momentinės vertės $u_M(t)$ ir tai, analogiškai (2.727), gali būti išreikšta taip:

$$Z_{L_2} = Z_{oL_2} \cdot [1 + M_L \cdot u_M(t)], \quad (2.729)$$

kur: $M_L = \Delta Z_L / Z_{oL_2}$ - feritinio transformatoriaus Tr antrinės apvijos varžos $Z_{L_2}(U_M)$ modulio $|Z_{L_2}|$ moduliacijos koeficientas ($M_L \leq 1$); Z_{oL_2} - varžos $Z_{L_2}(U_M)$ vidutinė vertė, atitinkanti vertę, kai $U_M = 0$, ir vidutinė vertė Z_{oL_2} yra nustatoma parenkant pastoviosios srovės $I_o =$ vertę feritinio transformatoriaus Tr pirminėje apvijoje L_M , nes ši srovė sąlygoja ferito magnetinę skvarbą μ (2.505) ir tai įtakoja antrinės apvijos induktyvumą L_2 (ši grandinė 2.241 pav. b nėra parodyta).

Kituose variantuose, parodytose 2.241 pav. a ir b brūkšniuotomis linijomis, elektriškai valdoma reaktyviaja varža Z_2 yra rezonansinis LC- kontūras, pvz. lygiagretus, kurio varžos Z_{LC} modulis $Z_{lyg_o} = \{R^{-2} + [\omega \cdot C - 1/(\omega \cdot L)]^2\}^{-1/2}$ (2.83) priklauso ir nuo talpos C ir nuo induktyvumo L , ir nuo dažnio ω . Taigi, parinkę moduliuojamojo signalo dažnį ω_N ant rezonansinės charakteristikos $Z_{lyg_o}(\omega)$ šlaito (2.241 pav. c), pvz. $\omega_{N1} < \omega_o$ arba $\omega_{N1} > \omega_o$, turėsime galimybę keisti varžos $Z_{lyg_o}(\omega_{N1,2})$ vertę, keisdami LC- kontūro rezonansinio dažnio $\omega_o = (L \cdot C)^{-1/2}$ vertę, tuo tikslu moduliudami talpos C_{Dc} (2.728) (2.241 pav. a) arba induktyvumo L_2 (2.729) vertes (2.241 pav. b), atitinkamai. Analogiškai (2.727), varžos Z_{LC} modulio Z_{lyg_o} kitimas gali būti išreikšta taip:

$$Z_{lyg_o} = Z_{o_{lyg}} \cdot [1 + M_Z \cdot u_M(t)], \quad (2.730)$$

kur: $M_Z = \Delta Z_{lyg_o} / Z_{o_{lyg}}$ - rezonansinio LC- kontūro varžos $Z_{LC}(U_M)$ modulio $|Z_{LC}|$ moduliacijos koeficientas ($M_Z \leq 1$); $Z_{o_{lyg}}$ - varžos $Z_{LC}(U_M)$ vidutinė vertė, atitinkanti vertę, kai $U_M = 0$.

Čia pastebėsime, jog šis elektrinio signalo amplitudės moduliacijos metodas, paremtas LC- kontūro rezonansinio dažnio ω_o keitimu, turi esminį trukumą, nes keičiant LC- kontūro

rezonansinį dažnį ω_0 , keičiasi LC - kontūro kokybė Q^* (2.84), (2.81) ir tuo pačių rezonansinės kreivės $Z_{lyg o}(\omega)$ (2.241 pav. c) šlaitų statusas. Kita vertus, šiuo būdu veikiantys elektrinio signalo amplitudės modulatoriai yra naudojami iki kelių dešimčių MHz. Taip pat akivaizdu, jog priklausomai nuo pasirinktos reaktyviosios varžos Z_2 pobūdžio (2.239 pav.), priklauso ir varžos Z_1 parinkimo tipas, o būtent:

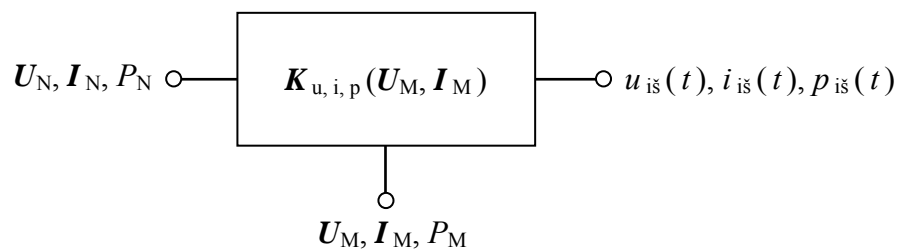
a) kai turime reaktyviają talpą \tilde{C} (2.241 pav. a), varža $Z_1 = Z_{C1} = (j \cdot \omega_N \cdot C_1)^{-1}$ arba $Z_1 = R_1$, tačiau šiuo atveju, moduluojant signalo $u_{is}(t)$ amplitudę U_0 , keisis ir išėjimo signalo fazė φ_{is} (2.47);

b) kai turime reaktyvųjį induktyvumą \tilde{L} (2.241 pav. b), varža $Z_1 = Z_{L1} = j \cdot \omega_N \cdot L_1$ arba $Z_1 = R_1$, tačiau šiuo atveju, moduluojant signalo $u_{is}(t)$ amplitudę U_0 , keisis ir išėjimo signalo fazė φ_{is} (2.74);

c) kai turime rezonansinį LC - kontūrą (2.241 pav. a ir b- papildoma brūkšniuotomis linijomis schema), varža $Z_1 = R_1$.

2.3.1.2. Harmoninio elektrinio signalo amplitudės keitimas, taikant aktyvius elektroninius įrenginius

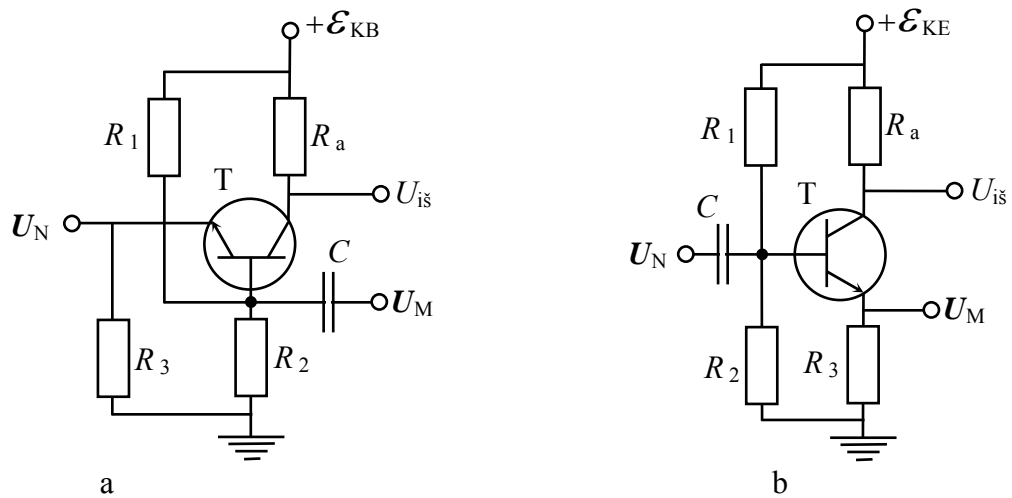
Aktyvių elektroninių įrenginių taikymo signalo amplitudinei moduliacijai klasikinis pavyzdys, leidžiantis realizuoti elektrinio signalo $u_N(t)$ - nešlio amplitudės U_{oN} moduliaciją, yra elektroniškai valdomas elektroninis stiprintuvas, kurio ekvivalentinė schema yra parodyta 2.242 pav.



2.242 pav. Elektroniškai valdomas elektroninis stiprintuvas, leidžiantis atlikti elektrinio signalo $u_N(t)$ - nešlio įtampos U_{oN} arba (ir) srovės I_{oN} amplitudės moduliaciją moduluojančiu signalu U_M arba (ir) I_M

Iš 2.242 pav. matome, jog šiuo atveju elektrinio signalo amplitudės moduliaciją yra gaunama keičiant stiprintuvo išėjimo U_{is} įtampos u_{is} arba srovės i_{is} , o tuo pačiu ir galios p_{is} diferencialinius stiprinimo koeficientus $K_{u,i,p}$, atitinkamai, kitaip tariant $K_{u,i,p}$ yra funkcija nuo moduluojančiojo signalo- $U_M, I_M, P_M : K_{u,i,p}(U_M, I_M, P_M)$. Akivaizdu, jog elektroniškai valdomas elektroninis stiprintuvas gali būti padarytas su vienu tranzistoriumi- dvipoliu arba vienpoliu.

Dvipolio tranzistoriaus atveju yra panaudojama jo savybė- diferencialinio statumo S priklausomybė nuo kolektoriaus pastoviosios srovės $I_K = : S = I_K = / \varphi_T$ ((1.123), (1.146)). Ši priklausomybė gali būti realizuota BB arba BE jungimo grandinėse taip, kaip yra parodyta 2.243 pav.



2.243 pav. Elektroniškai valdomas elektroninis stiprintuvas BB (a) ir BE (b) stiprinimo pakopose, leidžiantis atlikti elektrinio signalo $u_N(t)$ - nešlio įtampos amplitudės U_{oN} moduliaciją moduliuojančiu signalu U_M

Iš 2.243 pav. matome, jog BB schemos atveju (2.243 pav. a) moduliuojančio signalo įtampa U_M yra paduodama į bazės grandinę, o BE schemos atveju (2.243 pav. b)- į emiterio grandinę. Abejose schemose moduliuojamajam signalui U_N - nešliui yra sudaroma mažo signalo sąlyga, kai tuo tarpu moduliuojančiajam signalui U_M šios sąlygos nėra. Taigi, santykinai didelio signalo U_M poveikyje tranzistoriaus statusas S kinta, pvz. harmoniniu dėsniu:

$$S = S_0 \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_S), \quad (2.731)$$

kur S_0 - vidutinė S vertė, kai $U_M = 0$, ir šio kitimo poveikyje išėjimo U_{is} signalas $u_{is}(t)$ yra išreiškiamas taip:

$$u_{is}(t) = |K_{u,b,e} \cdot U_N| + |U_N \cdot S \cdot R_a| \sim \\ \sim U_{oN} \cdot \sin(\omega_N \cdot t + \varphi_N) \cdot [K_{u,b,e}(\omega_N) + S_0 \cdot R_a \cdot \sin(\omega_M \cdot t + \varphi_M)], \quad (2.732)$$

kur priimta, jog moduliuojamasis signalas U_N taip pat kinta harmoniniu dėsniu.

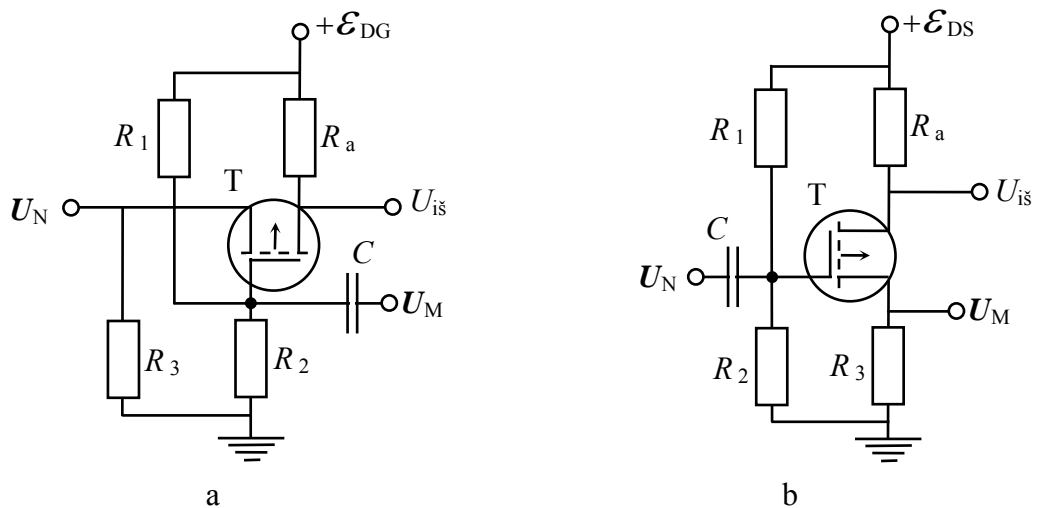
Iš (2.732) matome, jog išėjimo U_{is} signalo $u_{is}(t)$ amplitudė $U_{o_{is}}$ yra moduluota S kitimo dėsniu (2.731):

$$U_{o_{is}}(t) \sim R_a \cdot U_{oN} \cdot S_0 \cdot \sin(\omega_M \cdot t + \varphi_M), \quad (2.733)$$

ir gauta išraiška atitinka laikinę diagramą, parodytą 2.237 pav. a, kai yra tenkinama sąlyga: $K_{u,b,e}(\omega_N) = \text{const}$, ir esant šiai sąlygai išėjimo U_{is} signalo $u_{is}(t)$ spektras atitinka 2.238 pav. parodytą spektrinę diagramą.

Tranzistorinių stiprinimo pakopų įtampos, srovės bei galios diferencialiniai stiprinimo koeficientai $K_{u,i,p} \neq \text{const}$, atitinkamai, nes jų vertė priklauso nuo srovių ir įtampų tranzistoriaus išvaduose (I d.- 1.73 pav., 1.75 pav.). Todėl bendru atveju stiprinimo pakopa su dvipoliu tranzistoriumi yra netiesinis elementas ir tai sąlygoja išėjimo U_{is} signalo $u_{is}(t)$ spektro papildomą kitimą, ką išnagrinėsime sekančiuose skyriuose.

Lauko tranzistoriaus atveju signalo amplitudės moduliacijai gautis yra panaudojama jo savybė- diferencialinio statumo $S_{g,s}$ priklausomybė nuo santakos pastoviosios srovės I_D : $S_{g,s} = 2 \cdot (I_{D \max} \cdot I_D)^{1/2} / |U_s|$ ((1.257), (1.282)). Ši priklausomybė gali būti realizuota BU arba BI jungimo grandinėse taip, kaip yra parodyta 2.244 pav.



2.244 pav. Elektronškai valdomas elektroninis stiprintuvas BU (a) ir BI (b) stiprinimo pakopose, leidžiantis atlikti elektrinio signalo $u_N(t)$ - nešlio įtampos amplitudės U_{oN} moduliaciją moduluojančiu signalu U_M

Iš 2.244 pav. matome, jog BU schemos atveju (2.244 pav. a) moduluojančio signalo įtampa U_M yra paduodama į užtūros grandinę, o BI schemos atveju (2.244 pav. b)- į ištakos grandinę. Abejose schemose moduluojamajam signalui U_N - nešliui yra sudaroma mažo signalo sąlyga, kai tuo tarpu moduluojančiajam signalui U_M šios sąlygos nėra. Taigi, santykinai didelio signalo U_M poveikyje lauko tranzistoriaus statumas $S_{g,s}$ kinta, pvz. harmoniniu dėsniu (2.731) ir šio kitimo poveikyje išėjimo U_{is} signalas $u_{is}(t)$ yra išreiškiamas taip:

$$u_{is}(t) = |K_{u,g,s} \cdot U_N| + |U_N \cdot S_{g,s} \cdot R_a| \sim \\ \sim U_{oN} \cdot \sin(\omega_N \cdot t + \varphi_N) \cdot [K_{u,g,s}(\omega_N) + S_{g,s} \cdot R_a \cdot \sin(\omega_M \cdot t + \varphi_M)], \quad (2.734)$$

kur priimta, jog moduliuojamasis signalas U_N taip pat kinta harmoniniu dėsniu.

Iš (2.734) matome, jog išėjimo $U_{i\bar{s}}$ signalo $u_{i\bar{s}}(t)$ amplitudė $U_{o\bar{i}s}$ yra moduluota $S_{g,s}$ kitimo dėsniu (2.731):

$$U_{o\bar{i}s}(t) \sim R_a \cdot U_{oN} \cdot S_o \cdot \sin(\omega_M \cdot t + \varphi_M), \quad (2.735)$$

ir gauta išraiška atitinka laikinę diagramą, parodytą 2.237 pav. a, kai yra tenkinama sąlyga: $K_{u_{g,s}}(\omega_N) = \text{const}$, ir esant šiai sąlygai išėjimo $U_{i\bar{s}}$ signalo $u_{i\bar{s}}(t)$ spektras atitinka 2.238 pav. parodytą spektrinę diagramą.

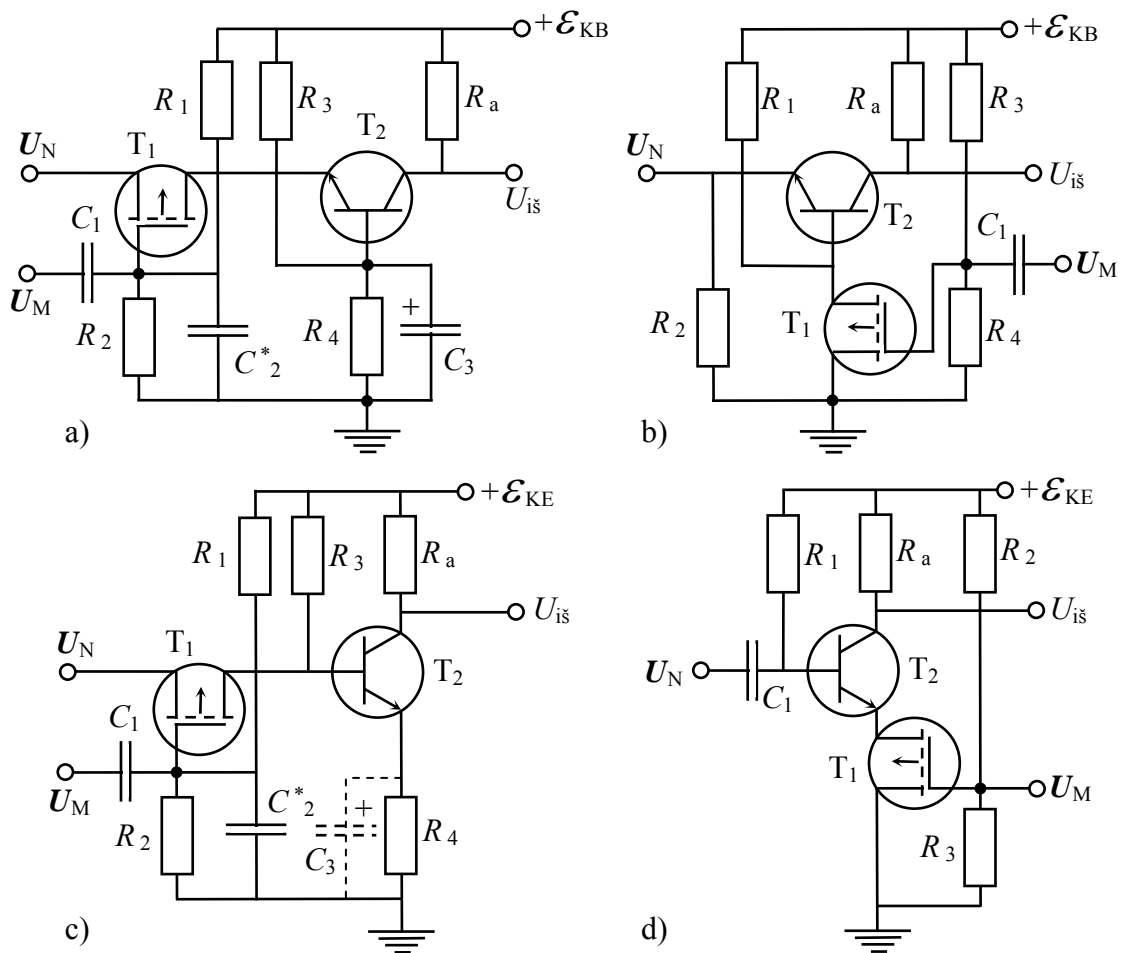
Kaip ir dvipolio tranzistoriaus atveju, lauko tranzistoriaus koeficientai $K_{u,i,p} \neq \text{const}$, atitinkamai, nes jų vertė priklauso nuo srovių ir įtampų tranzistoriaus išvaduose (I_d - (1.274), (1.297)). Todėl bendriausiu atveju tranzistorinės stiprinimo pakopos yra netiesinis elementas ir tai sąlygoja išėjimo $U_{i\bar{s}}$ signalo $u_{i\bar{s}}(t)$ spektro papildomą kitimą, ką išnagrinėsime sekančiuose skyriuose.

Tranzistorinės stiprinimo pakopos koeficientai $K_{u,i,p}$ priklauso nuo grįžtamųjų ryšių (2.1.3) ir ši savybė yra dar vienas būdas gauti signalo amplitudinė moduliaciją. Akivaizdu, jog signalo amplitudės moduliacijai gauti reikia panaudoti elektroniškai valdomą neigiamą grįžtamąjį ryšį. Galimi šio metodo sprendimai yra parodyti 2.245 pav., iš kur matome, jog elektroniškai valdomu neigiamo grįžtamojo ryšio rezistoriumi yra lauko tranzistorius T_1 , kurio jungimo būdas priklauso nuo stiprinimo pakopos (T_2) jungimo schemos ir neigiamo grįžtamojo ryšio rezistoriaus jungimo vietos pakopoje: BB stiprinimo pakopoje su neigiamo grįžtamojo ryšio rezistoriumi emiterio grandinėje bei BE stiprinimo pakopoje- bazės grandinėje, lauko tranzistorius T_1 yra įjungtas BU schemoje (2.245 pav. a, c), o su neigiamo grįžtamojo ryšio rezistoriumi bazės grandinėje (BB) bei emiterio grandinėje (BE)- lauko tranzistorius T_1 yra įjungtas BI schemoje (2.245 pav. b, d). Čia pastebėsime, jog kondensatoriaus C_2^* (2.245 pav. a, c) talpa yra parenkama iš sąlygų:

$$R_2 \gg 1/(\omega_N \cdot C_2^*) \text{ ir } 1/(\omega_M \cdot C_2^*) \geq (5 \div 10) \cdot R_2, \quad (2.736)$$

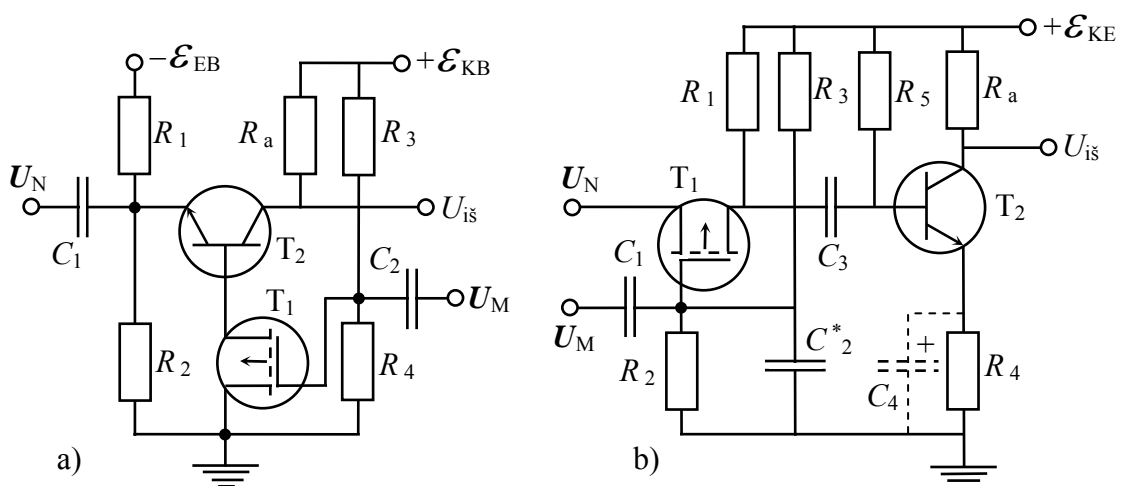
nes tai užtikrina nešlio U_N įtakos slopinimą neigiamo grįžtamojo ryšio elektroniniam valdymui.

Tai pat pastebėsime, jog 2.245 pav. b ir c parodytuose moduliatorių variantuose yra gana stipri moduliuojančiojo signalo U_M įtaka tranzistoriaus T_2 veikos taško padėčiai apkrovos R_a tiesėje, kas sąlygoja nepageidautiną statumo S kitimą. Šio poveikio nėra 2.245 pav. a ir d parodytuose moduliatorių variantuose, nes juose neigiamo grįžtamojo ryšio grandinė yra santykinai gerai atskirta nuo veikos tašką užduodančios grandinės. Taigi šis principas gali būti realizuotas ir 2.245 pav. b ir c parodytuose moduliatorių variantuose taip,



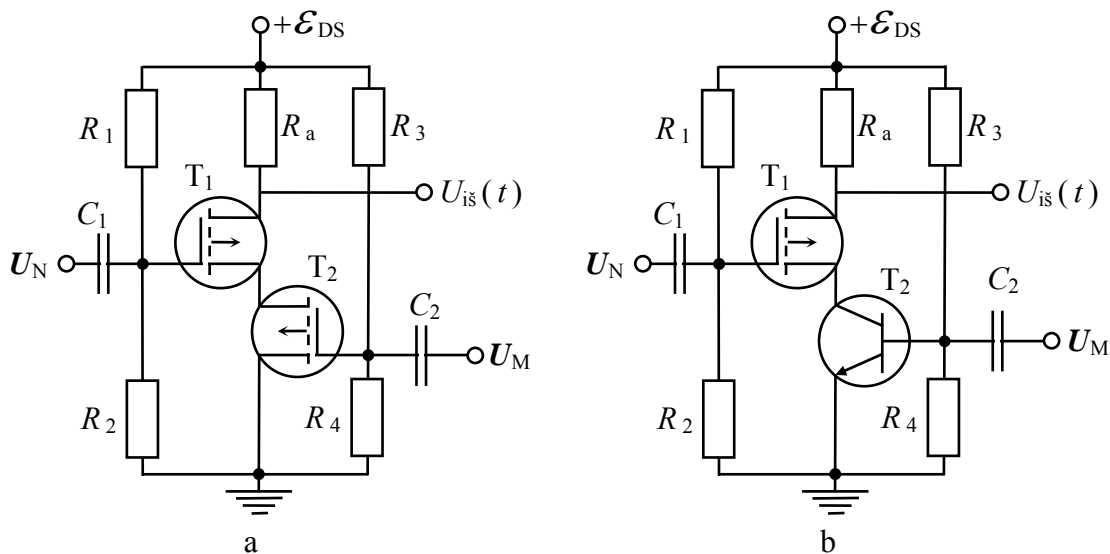
2.245 pav. Elektroniskai valdomo neigiamo grįžtamojo ryšio elektroninis stiprintuvas BB (a, b) ir BE (c, d) stiprinimo pakopose, leidžiantis atlikti elektrinio signalo $u_N(t)$ - nešlio įtampos amplitudės U_{oN} moduliaciją moduluojančiu signalu U_M

kaip yra parodyta 2.246 pav.



2.246 pav. Elektroniskai valdomo neigiamo grįžtamojo ryšio elektroninis stiprintuvas BB (a) ir BE (b) stiprinimo pakopose, leidžiantis atlikti elektrinio signalo $u_N(t)$ - nešlio įtampos amplitudės U_{oN} moduliaciją moduluojančiu signalu U_M su sumažinta šio signalo įtaka dvipolio tranzistoriaus T_2 statumui S

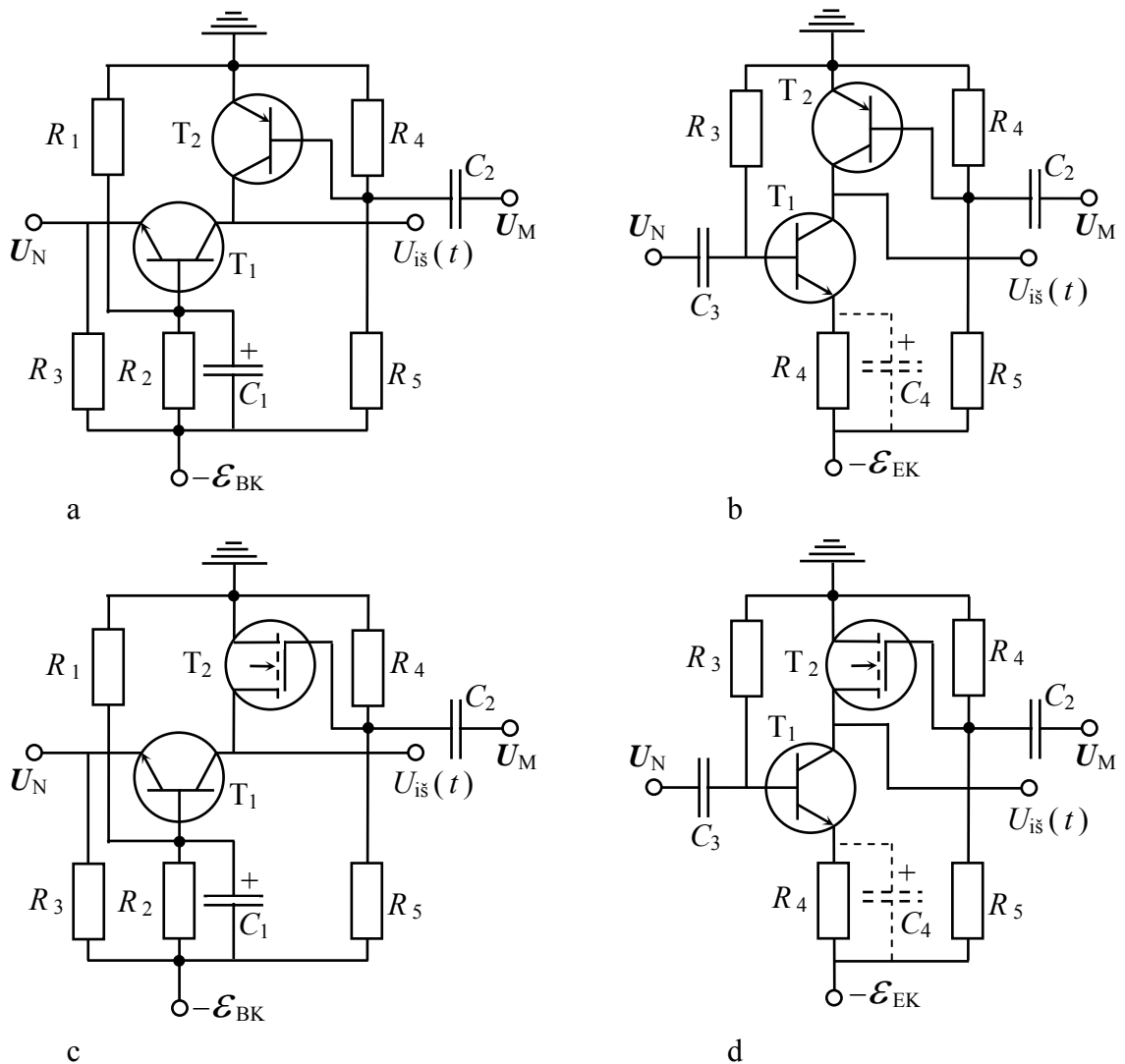
Analogiškai dvipolio tranzistoriaus atvejui, signalo amplitudės moduliacijai gauti elektroniškai valdomas neigiamas grįžtamasis ryšis gali būti realizuotas ir stiprinimo pakopose su lauko tranzistoriumi taip, kaip yra parodyta 2.247 pav.



2.247 pav. Elektroniškai valdomo neigiamo grįžtamojo ryšio elektroninis stiprintuvas su lauko tranzistoriumi T_1 BI stiprinimo pakopoje, leidžiantis atlikti elektrinio signalo $u_N(t)$ - nešlio įtampos amplitudės U_{oN} moduliaciją moduluojančiu signalu U_M

Iš 2.247 pav. matome, jog vienu atveju elektroniškai valdomas neigiamo grįžtamojo ryšio rezistorius yra lauko tranzistorius T_2 (2.247 pav. a), o kitu atveju- dvipolis tranzistorius T_2 (2.247 pav. b). Čia pastebėsime, jog abiem atvejais yra sunku realizuoti tik elektroniškai valdomą neigiamą grįžtamąjį ryšį, nes tuo pačiu metu kinta ir lauko tranzistoriaus T_1 statusas S_s .

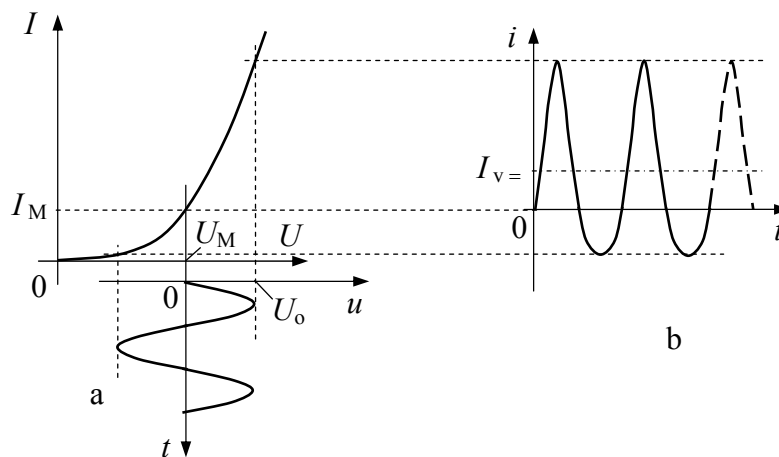
Tranzistorinės stiprinimo pakopos koeficientai $K_{u,i,p}$ priklauso ir nuo apkrovos varžos R_a (I d.- (1.137), (1.162), 1.59 pav., 1.63 pav.) ir ši savybė yra dar vienas būdas gauti signalo amplitudinę moduliaciją. Akivaizdu, jog signalo amplitudės moduliacijai gauti reikia panaudoti elektroniškai valdomą apkrovos varžą $R_a(U_M)$. Galimi šio metodo sprendimai yra parodyti 2.248 pav., iš kur matome, jog elektroniškai valdoma apkrovos varža yra dvipolis (2.248 pav. a, b) arba vienpolis (2.248 pav. c, d) tranzistorius T_2 . Akivaizdu, jog atitinkamos stiprinimo pakopos dvipolis tranzistorius T_1 gali būti pakeistas vienpoliu tranzistoriumi ir tai sudarys dar keturias galimas amplitudės modulatoriaus schemas. Čia taip pat pastebėsime, jog ir šiuo metodu atliekant signalo amplitudės moduliaciją neišvengiamai kinta ir dvipolio arba kituose schemas variantuose lauko tranzistoriaus T_1 statusas S . Ir apskritai elektronikoje yra sunku realizuoti signalo amplitudės moduliaciją tik kuriuo nors vienu būdu- elektroniškai valdomu tranzistoriaus statusu $S(U_M)$ arba elektroniškai valdomu stiprinimo pakopos



2.248 pav. Elektroniskai valdomos apkrovos varžos elektroninis stiprintuvas su dvipoliu tranzistoriumi T_1 BB (a, c) bei BE (b, d) stiprinimo pakopoje, leidžiantis atlikti elektrinio signalo $u_N(t)$ - nešlio įtampos amplitudės U_{0N} moduliaciją moduliuojančiu signalu U_M

neigiamu grįžtamoju ryšiu, arba elektroniskai valdoma apkrovos varža $R_a(U_M)$. Taigi bendriausiu atveju moduliuojančio signalo U_M poveikyje vienu metu kinta keli tranzistorinės stiprinimo pakopos parametrai ir tai sąlygoja netiesinę modulatoriaus veiką. Kita vertus tranzistorių statusas S bei varža tarp atitinkamų išvadų yra netiesinės funkcijos nuo U_M . Todėl svarbu išsiaiškinti kokią įtaką turi netiesinis elementas signalo spektrui, kai netiesinis elementas yra paveikiamas harmoniniu signalu.

2.249 pav. a yra parodyta tipinė diodo VACH tiesiogine kryptimi, kuri atitinka netiesinį varžos elementą $R(i, u)$, o pozicijoje (b) yra parodyta laikinė srovės $i(t)$ diagrama, kai netiesinis elementas $R(i, u)$ yra veikiamas harmonine poveikio įtampa $u(t) = U_0 \cdot \sin(\omega \cdot t)$. Iš 2.249 pav. b matome, jog per netiesinį varžos elementą $R(i, u)$ tekanti srovė $i(t)$ nebeturi harmoninės funkcijos pavidalo ir todėl jos dažnių spektras yra sudėtinis, kurį surasime išreikšdami srovę $i(t)$ tokiu pavidalu:



2.249 pav. Tipinė diodo VACH tiesiogine kryptimi (a) ir laikinė srovės $i(t)$ diagrama diode- netiesiniame elemente $R(i, u)$ (b), kai jis yra veikiamas harmonine poveikio įtampa $u(t) = U_0 \cdot \sin(\omega \cdot t)$.

$$i(\xi) = F_i[U_0 \cdot \cos(\xi), U_M], \quad (2.737)$$

kur: $\xi = \omega \cdot t + \varphi_i$ - nedimensinis kintamasis (funkcijos argumentas) ir ši išraiška yra periodinė argumento ξ atžvilgiu su periodu $2 \cdot \pi$ ir todėl gali būti išreikšta Furjė eilute:

$$\left. \begin{aligned} i(\xi) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \cdot \exp(j \cdot n \cdot \xi), \\ C_n &= (2 \cdot \pi)^{-1} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} F_i[U_0 \cdot \cos(\xi), U_M] \cdot \exp(-j \cdot n \cdot \xi) \cdot d\xi. \end{aligned} \right\} \quad (2.738)$$

Kadangi funkcija $F_i[U_0 \cdot \cos(\xi), U_M]$ yra lyginė, tai Furjė eilutėje (2.738) bus nariai tik su „cos“ funkcija:

$$\left. \begin{aligned} i(\xi) &= I_{v=} + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t + n \cdot \varphi_i), \\ I_{v=} &= (2 \cdot \pi)^{-1} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} F_i[U_0 \cdot \cos(\xi), U_M] \cdot d\xi, \\ I_n &= \pi^{-1} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} F_i[U_0 \cdot \cos(\xi), U_M] \cdot \cos(n \cdot \xi) \cdot d\xi, \end{aligned} \right\} \quad (2.739)$$

kur: $n = 1, 2, 3, \dots$

Iš (2.739) seka srovės $i(t)$ dažninio spektro sandų bendriausio pavidalo išraiška netiesinėje varžoje $R(i, u)$, kai ją veikia harmoninė poveikio įtampa $u(t) = U_0 \cdot \sin(\omega \cdot t)$:

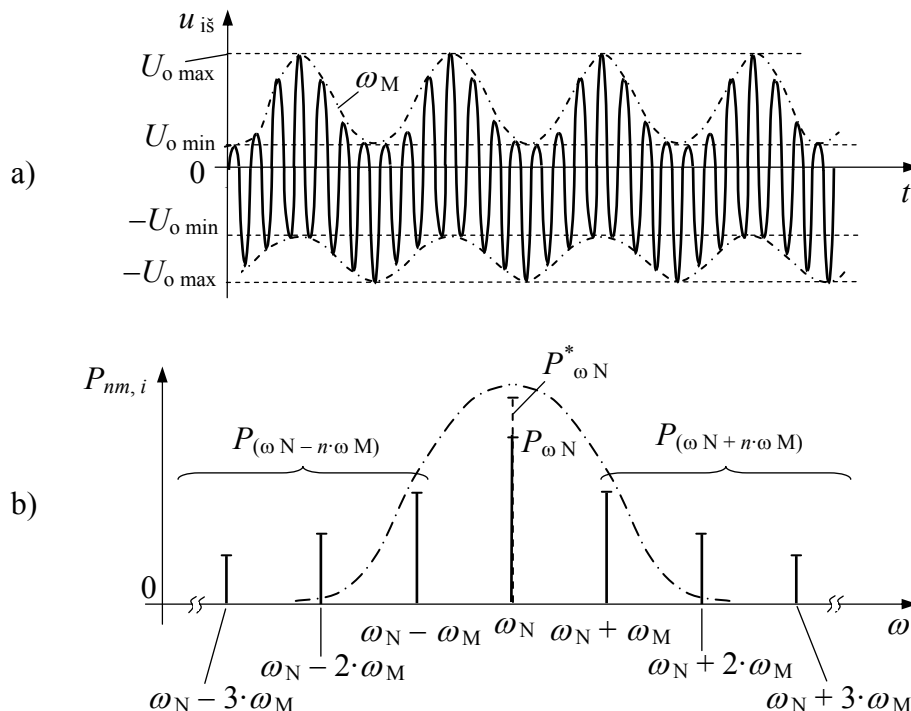
$$i(t) = I_{v=} + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t + n \cdot \varphi_i). \quad (2.740)$$

Apibendrinant galima teigti, jog bendriausiu atveju elektroniškai valdomų parametru elektroniniame stiprintuve visada pasireiškia tiesinių parametrinių elementų $\tilde{R}(t)$, $\tilde{L}(t)$ ir $\tilde{C}(t)$ bei netiesinių elementų $R(i, u)$, $L(i, u)$ ir $C(i, u)$ įtaka, ko pasekoje, vienu metu veikiant harmoniniams įėjimo signalui U_N - nešliui ir moduluojančiam signalui U_M , išėjimo signalas $U_{i\check{s}}(t)$ turi sudėtinį dažnių spektrą, kurio kombinacinių dažnių sandų ω_{nm} vertės galima išreikšti taip:

$$\omega_{nm} = |n \cdot \omega_N \pm m \cdot \omega_M|, \quad (2.741)$$

kur: $n, m = 0, 1, 2, 3, \dots$

Taigi, anksčiau aprašytu signalo U_N amplitudės moduliatorių išėjime $U_{i\check{s}}$ signalo $u_{i\check{s}}(t)$ pavidalas skiriasi nuo 2.237 pav. a parodytos laikinės diagramos ir taip pat dažnių spektras neatitinka 2.238 pav. parodytą situaciją. Bendriausiu atveju anksčiau aprašytu signalo U_N amplitudės moduliatorių išėjime $U_{i\check{s}}$ signalo $u_{i\check{s}}(t)$ pavidalas ir jį atitinkantį dažnių spektro P_{nm} dalis, kai $n = 1$ ir $m = 0, 1, 2, 3$, yra parodyti 2.250 pav. a ir b, atitinkamai.



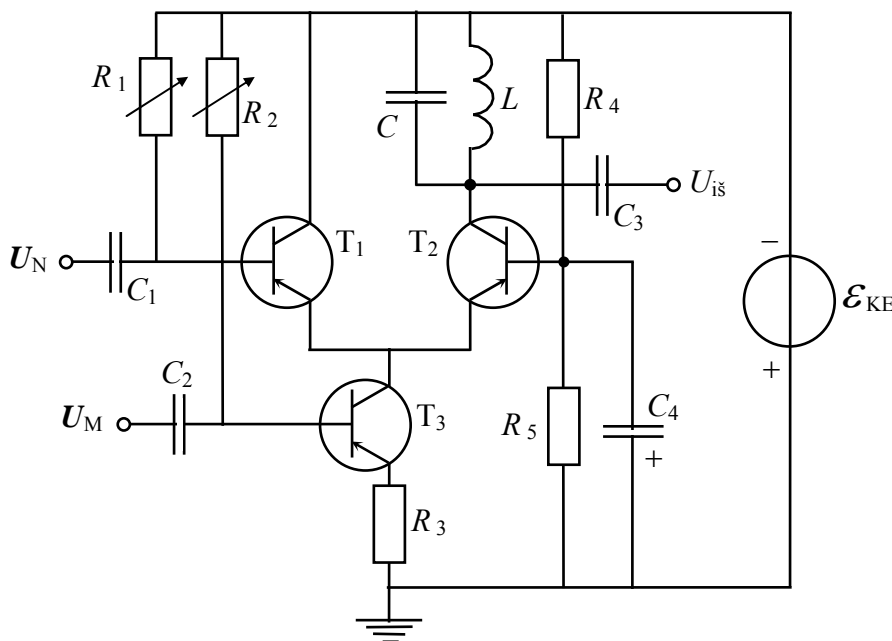
2.250 pav. Harmoninio signalo U_N - nešlio, moduluoto harmoniniu signalu U_M , laikinė diagrama $u_{i\check{s}}(t)$ (a) elektroniškai valdomo tranzistorinio stiprintuvo-amplitudės moduliatoriaus išėjime $U_{i\check{s}}$ bei išėjimo signalo $u_{i\check{s}}(t)$ dažnių spektro dalis (b), kai $n = 1$ ir $m = 0, 1, 2, 3$

Iš 2.250 pav. a matome, jog parametrinių ir netiesinių efektų poveikyje moduluojamojo signalo U_N amplitudės moduliacijos gylis- moduliacijos koeficientas M

(2.722) yra skirtingas teigiamų bei neigiamų pusperiodžių metų. Taip pat gaubiančiųjų (brūkšninės-taškinės kreivės 2.250 pav. a) fazės yra kitokios, negu esant tik parametriniui poveikiui (2.237 pav. a). Akivaizdu, jog norint gauti simetrinį moduluojamojo signalo U_N teigiamų ir neigiamų pusperiodžių amplitudžių moduliacijos gylį reikia signalo spektre palikti tik trys dažnių sandus: ω_N ir $\omega_N \pm \omega_M$. Tai galima padaryti panaudojus atitinkamą dažnių filtrą, pvz. pralaidų juostinį dažnių filtrą, kurio dažninė charakteristika 2.250 pav. b yra parodyta brūkšnine-taškine kreive. Taigi, anksčiau aprašytų tranzistorinių signalo U_N amplitudės moduliatorių išėjime $U_{i\delta}$, prijungę juostinį dažnių filtrą su dažnių pralaidumo juosta $\Delta\omega$:

$$\Delta\omega = \omega_N + \omega_M - \omega_N + \omega_M = 2 \cdot \omega_M, \quad (2.742)$$

gausime simetrinį moduluojamojo signalo U_N teigiamų ir neigiamų pusperiodžių amplitudžių moduliacijos gylį su vienodomis moduliacijos koeficiento M (2.722) vertėmis. Tokio signalo U_N amplitudės moduliatoriaus schema su elektroniškai valdomu tranzistoriniu diferenciniu stiprintuvu yra parodyta 2.251 pav.



2.251 pav. Signalu U_N - nešlio amplitudės moduliatoriaus schema su moduluojančiu signalu U_M elektroniškai valdomu tranzistoriniu diferenciniu (skirtuminiu) stiprintuvu, kurio apkrovoje yra įjungtas juostinis dažnių filtras-rezonansinis LC- kontūras

Iš 2.251 pav. matome, jog skirtuminio stiprintuvo (T_1 - T_2) emiterių grandinėje yra įjungtas elektroniškai valdomas srovės šaltinis- tranzistorius T_3 , kurio kolektoriaus srovė i_{K3} yra funkcija nuo moduluojančiojo signalo, pvz. harmoninės įtamos U_M :

$$u_M(t) = U_{M0} \cdot \sin(\omega_M t + \varphi_{UN0}) \Rightarrow i_{K3} = I_{K30} \cdot \sin(\omega_M t + \varphi_{i0}), \quad (2.743)$$

kur: I_{K3o} - srovės i_{K3} amplitudė, proporcinga harmoninės įtampos U_M amplitudei U_{Mo} .

Tranzistoriaus T_2 kolektoriaus įtampa u_{is} yra funkcija nuo signalo skirtuminio stiprintuvo įėjime, pvz. moduluojamojo harmoninio signalo $u_N(t) = U_{No} \cdot \sin(\omega_N t + \varphi_{UMo})$, ir iš čia bei (2.743) galima parašyti:

$$\begin{aligned} u_{is}(t) &= K_{u1} \cdot u_N(t) + i_{K2}(t) \cdot Z_{lygo} \cong K_{u1} \cdot u_N(t) + S_{T2} \cdot u_N(t) \cdot Z_{lygo} = \\ &= u_N(t) \cdot [K_{u1} + (\alpha_{T2} \cdot i_{K3} / \varphi_T) \cdot Z_{lygo}] = \\ &= U_{No} \cdot \sin(\omega_N t + \varphi_{UMo}) \cdot [K_{u1} + (\alpha_{T2} \cdot I_{K3o} \cdot Z_{lygo} / \varphi_T) \cdot \sin(\omega_M t + \varphi_{io})], \quad (2.744) \end{aligned}$$

kur: Z_{lygo} - rezonansinio LC - kontūro varžos Z_{lyg} modulis (2.83); $S_{T2} \cong i_{K2} / |U_N|$ - tranzistoriaus T_2 statusas, kur apytikslė lygybė yra parašyta priimant įtampos vertę emiteryje $u_{ET2} \cong |U_N|$, nes tai sąlygoja tranzistoriaus T_1 veika EK schemeje.

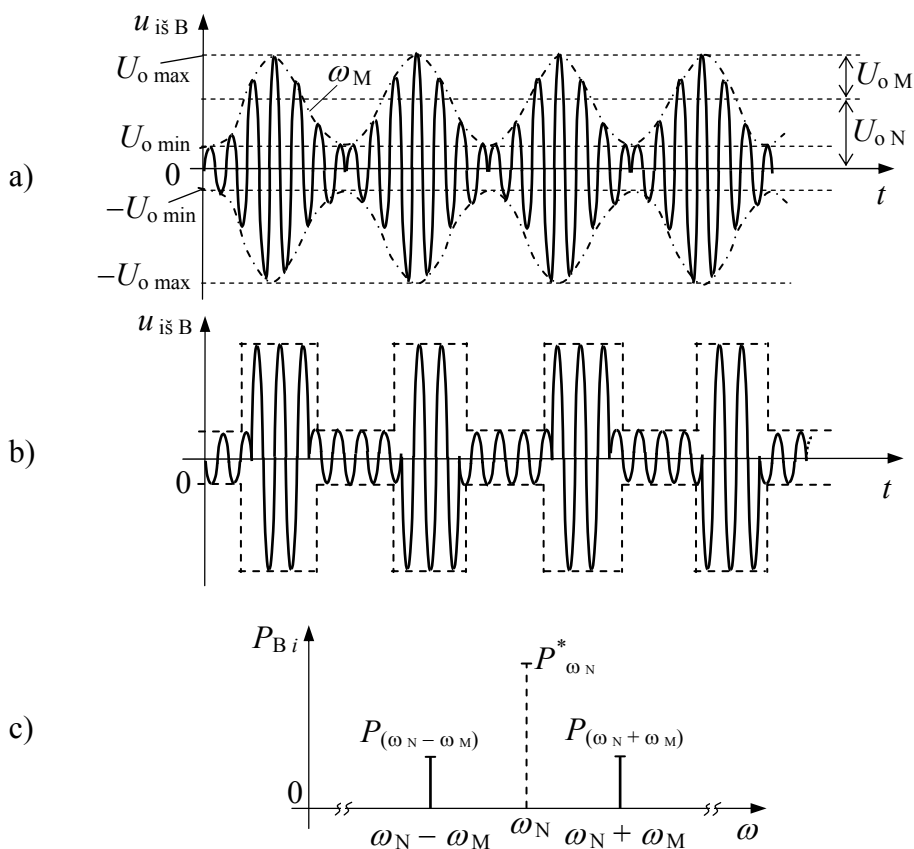
Iš gautos išraiškos (2.744) matome, jog išėjime U_{is} signalo $u_{is}(t)$ spektras atitinka dviejų harmoninių signalų sandaugą ir signalo $u_{is}(t)$ pavidalas atitinka 2.237 pav. a parodytą laikinę diagramą, o tuo pačiu ir 2.238 pav. parodytą dažnių spektrinę diagramą. 2.251 pav. parodytoje signalo U_N amplitudės modulatoriaus schemeje keičiamos varžos rezistoriumi R_1 - potenciometru yra nustatoma tranzistoriaus T_2 veika A- klasėje, o potenciometru R_2 yra nustatoma srovės I_{K3o} vertė.

Iš 2.238 pav. bei 2.250 pav. b seka, jog moduluotos amplitudės signalo $u_{AM}(t)$ dažnių spektro sandas ω_N neturi informacijos, įrašytos moduluojančiu signalu U_M su dažniu ω_M . Signalo U_M informacija yra tik dažnių sanduose $\omega_N \pm \omega_M$ bei kituose kombinaciniuose dažniuose ω_{nm} (2.741), kai $m \neq 0$. Čia pastebėsime, jog moduluotos amplitudės signalą $u_{AM}(t)$ priimta vadinti *AM- signalu*, o jo dažnių spektro sandą $\omega_N - \omega_M$ - vadinti *žemesniu šoniniu moduliacijos dažniu*, o dažnių spektro sandą $\omega_N + \omega_M$ - vadinti *aukštesniu šoniniu moduliacijos dažniu*. Akivaizdu, jog radijo ryšio (transliacijos) siųstuvu spinduliuoti į „eterį“ AM- signalo nešlį U_N nėra racionalu, nes tai reikalauja papildomų energetinių sąnaudų, neduodančių informacijos perdavimo „eteriu“. Todėl yra tikslinga atlikti signalo U_N - nešlio moduliaciją taip, kad moduluoto signalo $u_{isB}(t)$ dažnių spektre nebūtų nešlio dažnio ω_N . Iš AM- signalo $u_{AM}(t)$ išraiškos (2.725) seka, jog tokį signalą $u_{isB}(t)$ galima išreikšti taip:

$$\begin{aligned} u_{isB}(t) &= U_{oN} \cdot M \cdot \sin(\omega_M t \pm \varphi_{oM}) \cdot \cos(\omega_N t \pm \varphi_{oN}) = \\ &= 0,5 \cdot M \cdot U_{oN} \cdot \sin[(\omega_M + \omega_N) \cdot t \pm \varphi_{oM} \pm \varphi_{oN}] - \\ &\quad - 0,5 \cdot U_{oN} \cdot \sin[(\omega_N - \omega_M) \cdot t \pm \varphi_{oM} \mp \varphi_{oN}], \quad (2.745) \end{aligned}$$

kur nėra dažnių spektro sando su nešlio U_N dažniu ω_N .

Moduliacijos metodas, leidžiantis gauti moduluotą signalą $u_{iš B}(t)$ be nešlio U_N dažnio ω_N su laikine priklausomybe (2.745), yra vadinamas *balansine amplitudine moduliacija*. Tokio signalo laikinė diagrama ir dažnių spektro dalis nešlio U_N dažnio ω_N aplinkoje yra parodyti 2.252 pav. a, c ir b, atitinkamai.



2.252 pav. Harmoninio elektrinio signalo, pvz. įtampos U_N amplitudės U_o balansinė moduliacija, kai $U_o(t)$ - harmoninė funkcija (a) ir amplitudės balansinė manipuliacija, kai $U_o(t)$ yra impulsų pavidalo funkcija, pvz. meandro pavidalo (b) bei balansiškai moduluotos amplitudės signalo $u_{iš B}(t)$ dažnių spektras, kur: $P_{(\omega_N - \omega_M)} = P_{(\omega_N + \omega_M)} = M \cdot P_{\omega_N}^* / 2$

Iš 2.252 pav. a ir b matome, jog signalo U_N - nešlio amplitudės *balansinės moduliacijos* bei *balansinės manipuliacijos*, atitinkamai, atveju išėjimo signalo $u_{iš B}(t)$ oscilogramoje matome nešlio dažnį ω_N , kai tuo tarpu balansiškai amplitudė moduluoto signalo $u_{iš B}(t)$ dažnių spektre (2.252 pav. c) tokio dažnio sando nėra (2.252 pav. c brūkšniuota tiesė yra parodyta nmoduluoto nešlio U_N galia $P_{\omega_N}^*$). Čia pastebėsime, jog balansiškai moduluotos amplitudės signalą $u_{iš B}(t)$ vadinsime *BAM- signalu*. Tai, jog BAM-signalų dažnių spektre nėra nešlio U_N dažnio ω_N , seka iš signalo $u_{iš B}(t)$ oscilogramos (2.252 pav. a ir b), kurioje matome: kai nešlio U_N gaubiamoji (brūkšniuota-taškinė kreivė) pereina minimumą ($\pm U_{o min}$), nešlio U_N užpildymo dažniui ω_N nesikeičiant pradinė fazė φ_o šuoliškai pasikeičia $\pm 180^\circ$ ($\pm \pi$ rad). Todėl laiko atkarpoje $\Delta t \gg T_M$ BAM- signalo sritys su tuo pačiu

nešlio U_N užpildymo dažniu ω_N ir priešingomis fazėmis φ_o sumuodamosis naikina vienos kitą ir dažnių spektre nebelyka sando su nešlio U_N dažniu ω_N .

Akivaizdu, jog radijo ryšio (transliacijos) siųstuvo spinduliuotė į „eterį“ tampa dar labiau efektyvesnė, kai iš AM- signalo dažnių spektro (2.238 pav.) yra spinduliuojamas tik kuris nors venas šoninis moduliacijos dažnis, pvz. aukštesnysis šoninis moduliacijos dažnis $\omega_N + \omega_M$, kurį, o taip pat ir žemesnįjį šoninį moduliacijos dažnį $\omega_N - \omega_M$, vadinsime *vienpusiškai moduluotos amplitudės signalu* $u_{i\pm V}(t)$ - VAM- signalu. Iš AM- signalo $u_{AM}(t)$ išraiškos (2.725) seka, jog tokį signalą $u_{i\pm V}(t)$ galima išreikšti taip:

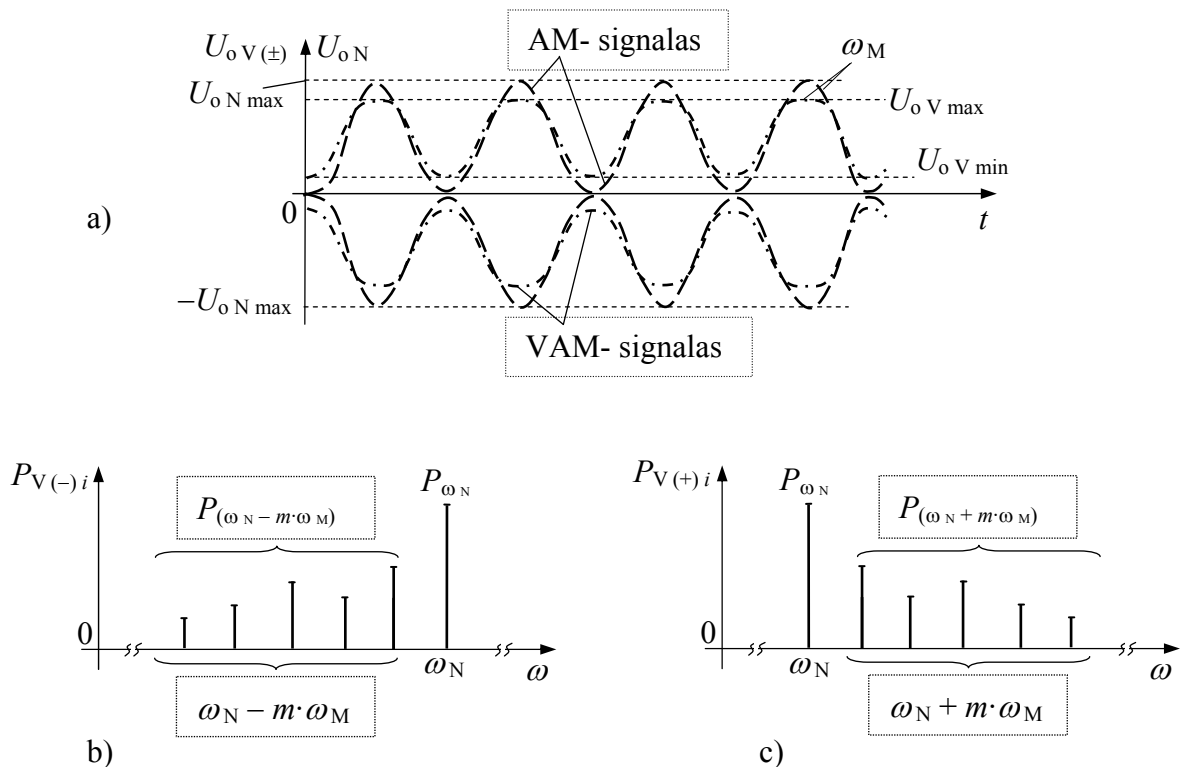
$$u_{i\pm V}(t) = U_{oN} \cdot \cos(\omega_N t \pm \varphi_{oN}) + 0,5 \cdot M \cdot U_{oN} \cdot \{\sin[(\omega_M + \omega_N) \cdot t \pm \varphi_{oM} \pm \varphi_{oN}]\}, \quad (2.746)$$

kur nėra dažnių spektro sando su dažniu $\omega_N - \omega_M$, arba:

$$u_{i\pm V}(t) = U_{oN} \cdot \cos(\omega_N t \pm \varphi_{oN}) + 0,5 \cdot M \cdot U_{oN} \cdot \{\sin[(\omega_M + \omega_N) \cdot t \pm \varphi_{oM} \pm \varphi_{oN}]\}, \quad (2.747)$$

kur nėra dažnių spektro sando su dažniu $\omega_N + \omega_M$.

2.253 pav. a yra parodyta VAM- signalo $u_{i\pm V}(t)$ amplitudės $U_{oV}(t)$ gaubiamoji kartu su AM- signalo $u_{AM}(t)$ (2.725) amplitudės $U_{oN}(t)$ gaubiamąja, kai $M = 1$, ir ten pat pozicijoje „b“ ir „c“ yra parodyti VAM- signalų $u_{i\pm V}(t)$ dažnių spektrų sektoriai nešlio U_N dažnio ω_N aplinkoje.



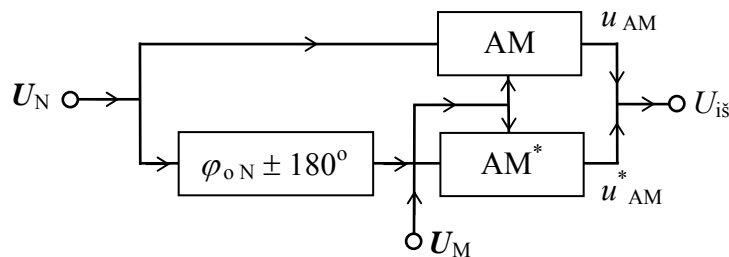
2.253 pav. VAM- signalų $u_{i\pm V}(t)$ amplitudės $U_{oV}(t)$ gaubiamoji ir AM- signalo $u_{AM}(t)$ (2.725) amplitudės $U_{oN}(t)$ gaubiamoji (a), kai $M = 1$, bei VAM- signalų $u_{i\pm V}(t)$ dažnių spektrų sektoriai nešlio U_N dažnio ω_N aplinkoje (b) ir (c), kur $m = 1, 2, 3, \dots$

Iš 2.253 pav. matome, jog VAM- signalų $u_{i\text{sv}(\pm)}(t)$ amplitudės $U_{o\text{v}(\pm)}(t)$ gaubiamoji skiriasi nuo AM- signalo $u_{\text{AM}}(t)$ (2.725) amplitudės $U_{o\text{N}}(t)$ gaubiamosios, kuri atitinka harmoninio moduluojančio signalo U_{M} funkcijos pavidalą, kai tuo tarpu VAM- signalų $u_{i\text{sv}(\pm)}(t)$ amplitudės $U_{o\text{v}(\pm)}(t)$ gaubiamoji nėra harmoninė funkcija ir tai yra esminis vienpusės amplitudės moduliacijos trūkumas, nes tai sąlygoja netiesinius signalo iškreipimus.

Iš VAM- signalų $u_{i\text{sv}(\pm)}(t)$ dažnių spektrų (2.253 pav. b ir c) matome, jog šis moduliacijos atvejis iš esmės skiriasi nuo AM- moduliacijos (2.238 pav.).

BAM- signalas $u_{i\text{sB}}(t)$ (2.745) iš AM- signalo $u_{\text{AM}}(t)$ (2.725) gali būti gaunamas pasyvaus arba aktyvaus amplitudės modulatoriaus išėjime $U_{i\text{s}}$ įjungus juostinį dažnių filtrą, nepraleidžiantį nešlio U_{N} signalo. Akivaizdu, jog šis paprastas BAM- signalo formavimo būdas reikalauja juostinio užtvarinio filtro su labai siaura nepraleidžiamų dažnių juosta $\Delta\omega = \omega_o/Q$ arba $\Delta\omega = \omega_o/Q^*$ (2.29 pav.) iš kur seka būtina filtro kokybės Q arba Q^* vertė. Kai $\omega_o = \omega_{\text{N}} = 2\pi f_{\text{N}} = 1 \text{ MHz}$ ir žmogaus girdimo garso atveju $\Delta\omega = \omega_{\text{M}} = 0,02 \text{ MHz}$, gauname minimalią kokybės Q arba Q^* vertę: $Q_{\text{min}} = \omega_o/\Delta\omega = 2\pi f_{\text{N}}/\Delta\omega = 1/0,02 = 50$. Čia pastebėsime, jog priklausomai nuo užtvarinio filtro konstrukcijos, jis amplitudės modulatoriaus išėjime $U_{i\text{s}}$ yra įjungiamas nuosekliai, kai turime lygiagretų rezonansinį LC- kontūrą, arba lygiagrečiai, kai turime nuoseklų rezonansinį LC- kontūrą.

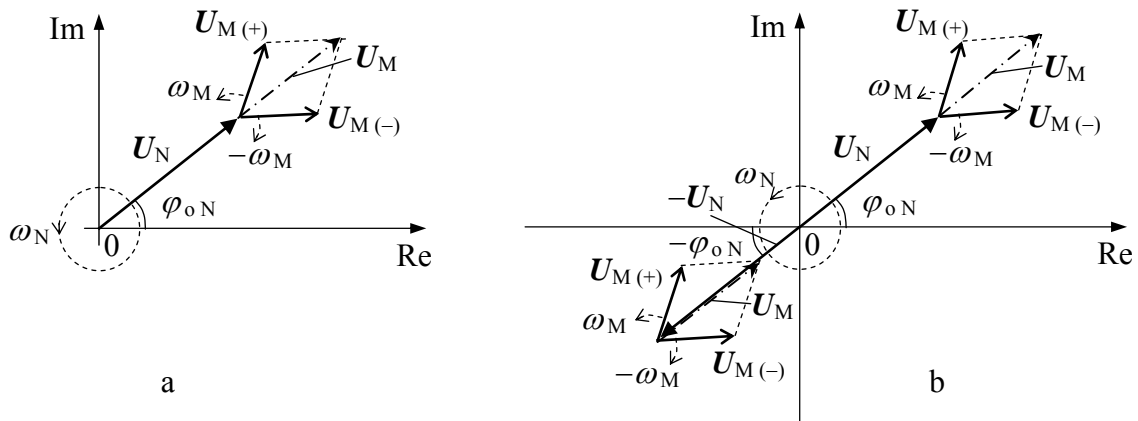
Kitas BAM- signalo $u_{i\text{sB}}(t)$ (2.745) iš AM- signalo $u_{\text{AM}}(t)$ (2.725) gavimo būdas yra paremtas dviejų AM- signalų $u_{\text{AM}}(t)$ ir $u_{\text{AM}}^*(t)$ sumavimu balansinio amplitudės modulatoriaus išėjime $U_{i\text{s}}$ - apkrovoje. Akivaizdu, jog šiuo atveju yra būtina ši sąlyga: sumuojamų signalų $u_{\text{AM}}(t)$ ir $u_{\text{AM}}^*(t)$ dažnių spektro sandai su nešlio U_{N} dažniu ω_{N} turi būti vienodų amplitudžių- $U_{o\text{N}i\text{s}} = U_{o\text{N}i\text{s}}^*$ ir priešingų fazių- $\varphi_{o\text{N}i\text{s}} = \varphi_{o\text{N}i\text{s}}^* \pm 180^\circ$. Šias sąlygas realizuojančio elektroninio įrenginio blokinė (struktūrinė) schema yra parodyta 2.254 pav.



2.254 pav. BAM- signalo $u_{i\text{sB}}(t)$ (2.745) iš AM- signalo $u_{\text{AM}}(t)$ (2.725) gavimo būdą realizuojantis elektroninis įrenginys, kuriame yra atliekamas dviejų AM- signalų $u_{\text{AM}}(t)$ ir $u_{\text{AM}}^*(t)$ sumavimas įrenginio išėjime $U_{i\text{s}}$

Iš 2.254 pav. matome, jog nešlio signalas U_{N} vienu metu yra paduodamas į du vienodus AM- ir AM*- modulatorius, prieš tai viename iš įėjimų traktų, pvz. AM*- modulatoriaus įėjime, nešlio U_{N} fazę $\varphi_{o\text{N}}$ yra pasukama papildomu kampu $\pm 180^\circ$ ($\pm \pi \text{ rad}$).

Kai abu AM- ir AM* - modulatorius vienu metu veikia tas pats moduluojantis signalas U_M , jų išėjimuose yra gaunami AM- signalai $u_{AM}(t)$ (2.725) ir $u_{AM}^*(t)$, atitinkamai, kurių dažnių spektruose sandai su nešlio U_N dažniu ω_N yra vienodų amplitudžių- $U_{oN\text{ iš}} = U_{oN\text{ iš}}^*$ ir priešingų fazių- $\varphi_{oN\text{ iš}} = \varphi_{oN\text{ iš}}^* \pm 180^\circ$, atitinkamai. Taigi, sumuojant AM- signalus $u_{AM}(t)$ ir $u_{AM}^*(t)$ elektroninio įrenginio išėjime $U_{iš}$, gauname BAM- signalą $u_{išB}(t)$ (2.745), kurio dažnių spektre nėra sando su nešlio U_N dažniu ω_N (2.252 pav. c). Vaizdumo dėlei AM- ir BAM- signalai gali būti pavaizduoti vektorinėmis diagramomis taip, kaip yra parodyta 2.255 pav. a ir b, atitinkamai.



2.255 pav. AM- (a) ir BAM- (b) signalų vektorinės diagramos

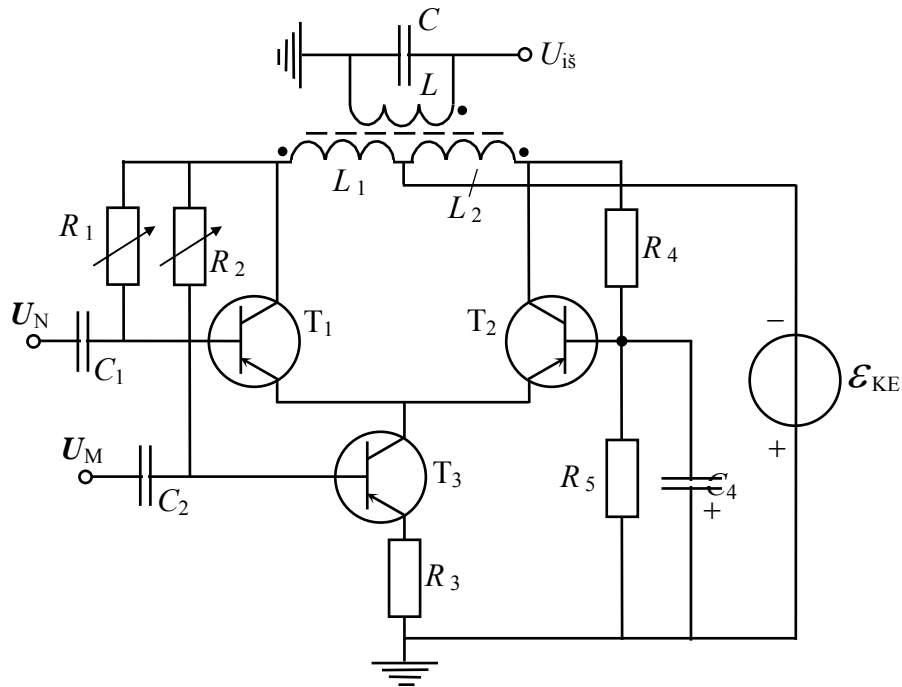
Iš 2.255 pav. matome, jog moduluojančio signalo U_M vektorius yra sudarytas iš dviejų priešingomis kryptimis dažniu ω_M besisukančių vektorių $U_{M(+)}$ ir $U_{M(-)}$ sumos:

$$U_M = U_{M(+)} + U_{M(-)} = (U_{oM}/2) \cdot e^{j\omega_M t} + (U_{oM}/2) \cdot e^{-j\omega_M t}, \quad (2.748)$$

kur vektorių $U_{M(+)}$ ir $U_{M(-)}$ moduliai sudaro pusę vektoriaus U_M amplitudės U_{oM} .

AM- ir BAM- signalų laikinės priklausomybės $u_{AM}(t)$ (2.725) ir $u_{išB}(t)$ (2.745), atitinkamai, gali būti gaunamos iš jų vektorinių diagramų 2.255 pav. a ir b, atitinkamai, kaip besisukančių vektorių projekcijų $\{ \text{Re} \}$ („cos“ funkcijos) arba $\{ \text{Im} \}$ („sin“ funkcijos) ašyse sumos ir tai padarykite, pvz. AM- signalo atveju savarankiškai.

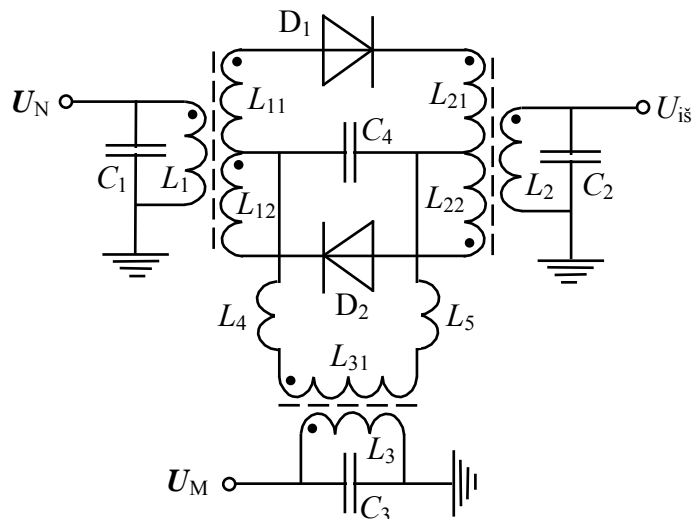
BAM- signalo $u_{išB}(t)$ (2.745) iš AM- signalų gavimo būdą realizuojantis įrenginys 2.254 pav. gali būti padarytas taikant pačias įvairiausias radiotechnines priemones. Vienas iš galimų variantų yra parodytas 2.256 pav., iš kur matome, jog BAM- signalo modulatoriaus schema yra padaryta analogiškai AM- signalo modulatoriui su elektroniškai valdomu tranzistoriniu diferenciniu stiprintuvu, parodytu 2.251 pav. Esminis skirtumas yra tame, jog BAM- modulatoriuje (2.256 pav.) vienu metu tranzistoriais $T_{1,2}$ yra formuojami du identiški AM- signalai, kurių dažnių spektruose sandai su nešlio U_N dažniu ω_N yra vienodų amplitudžių ir priešingų fazių. Sandų su nešlio U_N dažniu ω_N priešingos fazės yra



2.256 pav. BAM- signalo $u_{isB}(t)$ (2.745) iš AM- signalų (2.725), o taip pat ir VAM- signalų $u_{isV(\pm)}(t)$ ((2.746), (2.747)) gavimo būdus realizuojanti įrenginys- BAM- arba VAM- moduliatorius su skirtumine stiprinimo pakopa

automatiškai gaunamos diferenciniame stiprintuve, kai jis yra veikiamas parafaziniu poveikio signalu U_N , o šių sandų vienodos amplitudės yra nustatomos parenkant keičiamos varžos rezistoriaus R_1 varžos vertę taip, kad išėjime U_{is} BAM- signalo $u_{isB}(t)$ (2.745) dažnių spektre išnyktų sandas su nešlio U_N dažniu ω_N . Tranzistorių $T_{1,2}$ kolektorių apkrovoje įjungtų induktyvumo ritelių $L_{1,2}$, atitinkamai, apvijos yra sujungtos taip, kad transformatorinio ryšio LC- kontūre sandai su nešlio U_N dažniu ω_N sumuotųsi su priešingomis fazėmis, kas yra parodyta pažymint taškais ritelių $L_{1,2}$ ir L išvadus su vienodomis signalo fazėmis.

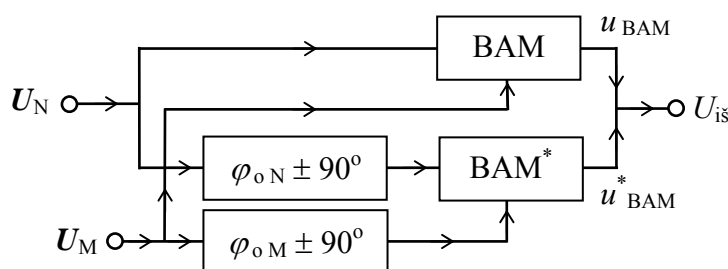
Kitas BAM- signalo $u_{isB}(t)$ (2.745) iš AM- signalų gavimo būdą realizuojantis įrenginys 2.254 pav. gali būti padarytas taikant puslaidininkinio diodo netiesines savybes (2.249 pav.), kai jis yra veikiamas nešlio U_N bei moduliuojančiu U_M signalais vienu metu ir nešlio U_N amplitudė U_{oN} tenkina mažo signalo sąlygą, o moduliuojančio U_M signalo amplitudė U_{oM} tenkina didelio signalo sąlygą. Tokio BAM- moduliatoriaus schema su dviem puslaidininkiniais diodais $D_{1,2}$ yra parodyta 2.257 pav., iš kur matome, jog BAM- signalas $u_{isB}(t)$ (2.745) yra gaunamas išėjimo rezonansiniame $L_2 C_2$ - kontūre sumuojant nešlio U_N dažnio ω_N sandus priešingomis fazėmis, kas yra pasiekama diodų $D_{1,2}$ atitinkamu įjungimu bei parenkant induktyvinių ritelių $L_{11,12}$ ir $L_{21,22}$ jungimo poliaringumą taip, kaip yra parodyta 2.257 pav., pažymint taškais ritelių $L_{11,12}$ ir $L_{21,22}$ išvadus su vienodomis signalo fazėmis. Tuo tarpu moduliuojančio signalo U_M poveikyje sužadinti dažnių spektro sandai su dažniais $\omega_N \pm \omega_M$ yra sumuojami su vienodomis fazėmis. Čia pastebėsime, jog



2.257 pav. BAM- signalo $u_{\text{issB}}(t)$ (2.745) iš AM- signalų (2.725), o taip pat ir VAM- signalų $u_{\text{issV}(\pm)}(t)$ ((2.746), (2.747)) gavimo būdus realizuojanti įrenginys- BAM- arba VAM- moduliatorius su puslaidininkiniais diodais

kondensatoriaus C_4 talpa yra parenkama iš šių sąlygų: $(\omega_N \cdot C_4)^{-1} \ll r_{D \text{ vid}}$ bei $(\omega_M \cdot C_4)^{-1} \gg r_{D \text{ vid}}$ - diodų $D_{1,2}$ vidutinė diferencialinė varža moduluojančio signalo U_M poveikyje.

Akivaizdu, jog, parinkus LC - kontūro (2.256 pav.) bei $L_2 C_2$ - kontūro (2.257 pav.) parametrus, elektroninio įrenginio išėjime U_{iss} (2.256 pav. bei 2.257 pav.) galima gauti VAM- signalus $u_{\text{issV}(\pm)}(t)$ (2.746) ir (2.747). Taip pat VAM- signalus $u_{\text{issV}(\pm)}(t)$ galima gauti sumuojant du BAM- signalus $u_{\text{BAM}}(t)$ ir $u_{\text{BAM}}^*(t)$, kuriose sandai su numatomu panaikinti šoniniu moduliacijos dažniu $\omega_N \pm \omega_M$ yra priešingų fazių. Tokio elektroninio įrenginio struktūrinė schema yra parodyta 2.258 pav.



2.258 pav. VAM- signalo $u_{\text{issV}(\pm)}$ (2.745) iš BAM- signalų u_{BAM} (2.745) ir u_{BAM}^* gavimo būdą realizuojantis elektroninis įrenginys, kuriame yra atliekamas dviejų BAM- signalų u_{BAM} ir u_{BAM}^* sumavimas įrenginio išėjime U_{iss}

Iš 2.258 pav. matome, jog viename iš BAM-moduliatorių, pvz. BAM^* - signalo dažnių spektro sando su šoniniu moduliacijos dažniu, pvz. $\omega_N + \omega_M$, fazė yra pasukama 180° (π rad), kas yra padaroma paveikus šį moduliatorių signalais U_N ir U_M su papildomai pasuktomis fazėmis kampu 90° ($\pi/2$ rad). BAM- moduliatoriaus išėjime, remiantis išraiška (2.745), BAM- signalą u_{BAM} užrašysime taip:

$$u_{\text{BAM}}(t) = 0,5 \cdot M \cdot U_{oN} \cdot \sin [(\omega_M + \omega_N) \cdot t] - 0,5 \cdot U_{oN} \cdot \sin [(\omega_N - \omega_M) \cdot t], \quad (2.749)$$

o BAM* - modulatoriaus išėjime, atsižvelgdami į signalų $U_{N, M}$ fazių $\varphi_{N, M}$ posūkį kampu 90° ($\pi/2$ rad) (2.257 pav.), BAM* - signalą u_{BAM}^* , remiantis išraiška (2.745), užrašysime taip:

$$\begin{aligned} u_{\text{BAM}}^*(t) &= 0,5 \cdot M \cdot U_{oN} \cdot \sin [(\omega_M + \omega_N) \cdot t + \pi] - 0,5 \cdot U_{oN} \cdot \sin [(\omega_N - \omega_M) \cdot t] = \\ &= -0,5 \cdot M \cdot U_{oN} \cdot \sin [(\omega_M + \omega_N) \cdot t] - 0,5 \cdot U_{oN} \cdot \sin [(\omega_N - \omega_M) \cdot t], \quad (2.750) \end{aligned}$$

ir iš čia bei (2.749) seka suminio signalo $u_{\text{išV}(\pm)}(t)$ išraiška VAM- modulatoriaus (2.258 pav.) išėjime $U_{\text{iš}}$:

$$u_{\text{išV}(-)}(t) = u_{\text{BAM}}(t) + u_{\text{BAM}}^*(t) = -U_{oN} \cdot \sin [(\omega_N - \omega_M) \cdot t], \quad (2.751)$$

Analogiškai iš išraiškos (2.745) seka, jog, norint gauti VAM- signalą $u_{\text{išV}(+)}(t)$ su aukštesniu šoniniu moduliacijos dažniu $\omega_N + \omega_M$, reikia signalų $U_{N, M}$ fazes $\varphi_{N, M}$ pasukti priešingomis kryptimis kampu $\pm 90^\circ$ ($\pm \pi/2$ rad): $\varphi_{oN} \pm 90^\circ$ ir $\varphi_{oM} \mp 90^\circ$, arba atvirkščiai.

Akivaizdu, jog VAM- signalų gavimo būdą realizuojantis įrenginys 2.258 pav. gali būti padarytas taikant pačias įvairiausias radiotechnines priemones. Vienas iš galimų variantų yra dviejų BAM- moduliatorių, parodytų 2.256 pav. taikymas, panaudojus, pvz. RC- grandines fazių posūkiui kampu $\pm 90^\circ$ ($\pm \pi/2$ rad) gauti.

2.3.2. Harmoninio elektrinio signalo fazės bei dažnio keitimo metodai

Harmoninio elektrinio signalo, pvz. įtampos U matematinė išraiška, esant pradinės fazės φ_o kitimui laike t yra užrašoma taip:

$$u(t) = U_o \cdot \cos [\omega \cdot t \pm \varphi_o(t)] \text{ arba } u(t) = U_o \cdot \sin [\omega \cdot t \pm \varphi_o(t)]. \quad (2.752)$$

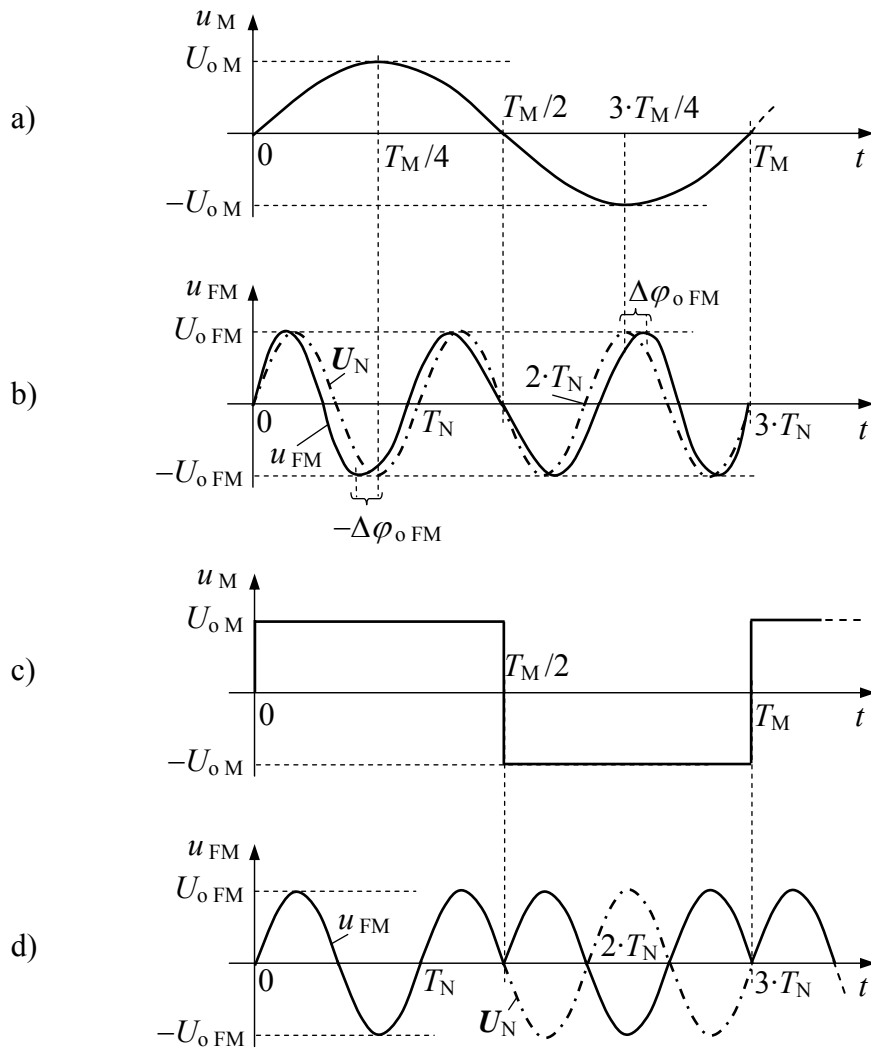
Akivaizdu, jog funkcija $u(t)$ nebėra harmoninė funkcija, nes funkcija $\varphi_o(t)$ gali turėti bet kokią pavidalą laike t ir, priklausomai nuo šios priklausomybės, turime:

1) *fazės moduliaciją*, kai $\varphi_o(t)$ yra monotoniškai kintanti funkcija, pvz. harmoninio signalo $U_M = U_{oM} \cdot e^{j\omega_M t}$ pavidalu:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_{oFM}(t) &= \varphi_{oo} + \Delta\varphi_{oFM}(U_{oM}) \cdot \cos(\omega_M \cdot t), \\ \text{arba } \varphi_{oFM}(t) &= \varphi_{oo} + \Delta\varphi_{oFM}(U_{oM}) \cdot \sin(\omega_M \cdot t), \end{aligned} \right\} \quad (2.753)$$

kur: φ_{oo} - pradinės fazės $\varphi_{oFM}(t)$ vertė, kai $t = 0$; $\Delta\varphi_{oFM}(U_{oM})$ - pradinės fazės $\varphi_o(t)$ pokyčio amplitudė, priklausanti nuo moduluojančio signalo $u_M(t)$, pvz. harmoninės įtampos U_M amplitudės U_{oM} ;

2) fazės manipuliacija, kai $\varphi_{o\text{ FM}}(t)$ yra impulsų pavidalo funkcija, pvz. meandro pavidalo (2.225 pav. a) ir šie moduluotos fazės signalo $u_{\text{FM}}(t)$ - FM- signalo tipai yra parodyti jų laikinėmis diagramomis 2.259 pav.



2.259 pav. FM- signalo $u_{\text{FM}}(t)$ tipai: fazės moduliaciją (b), kai moduluojantis signalas U_M yra harmoninės funkcijos pavidalu (a); fazės manipuliaciją (d), kai moduluojantis signalas $u_M(t)$ yra meandro pavidalo (c)

Iš 2.259 pav. matome, jog FM- signalo $u_{\text{FM}}(t)$ amplitudė $|U_{o\text{ FM}}| = \text{const}$, kai tuo tarpu signalo pradinė fazė $\varphi_{o\text{ FM}}(t)$ kinta monotoniškai (2.259 pav. b) arba šuoliais (2.259 pav. d). Taigi bendriausiu atveju iš (2.752) ir (2.753) FM- signalą $u_{\text{FM}}(t)$ galima išreikšti taip:

$$u_{\text{FM}}(t) = U_{o\text{ FM}} \cdot \cos \{ \omega_N \cdot t \pm [\varphi_{o0} + \Delta \varphi_{o\text{ FM}}(U_{oM}) \cdot \cos(\omega_M \cdot t)] \}, \quad (2.754)$$

kur: ω_N - FM- signalo $u_{\text{FM}}(t)$ vidutinis dažnis, atitinkantis nešlio U_N dažnį; ω_M - FM- signalo $u_{\text{FM}}(t)$ nešlio U_N pradinę fazę $\varphi_{o\text{ FM}}$ moduluojančio signalo $u_M(t)$ dažnis.

Iš (2.754) matome, jog FM- signalo $u_{\text{FM}}(t)$ fazės $\varphi_{\text{FM}}(t)$ momentinė vertė yra:

$$\varphi_{\text{FM}}(t) = \omega_N \cdot t \pm [\varphi_{o0} + \Delta \varphi_{o\text{ FM}}(U_{oM}) \cdot \cos(\omega_M \cdot t)], \quad (2.755)$$

iš kur seka FM- signalo $u_{FM}(t)$ dažnio $\omega_{FM}(t)$ momentinė vertė:

$$\omega_{FM}(t) = \partial \varphi_{FM}(t) / \partial t = \omega_N \mp \omega_M \cdot \Delta \varphi_{oFM}(U_{oM}) \cdot \sin(\omega_M \cdot t). \quad (2.756)$$

Iš (2.756) seka esminė FM- signalo $u_{FM}(t)$ savybė- kartu su fazine moduliacija $\varphi_{FM}(t)$ yra ir dažnio moduliacija (DM), nes momentinis dažnis $\omega_{FM}(t)$ kinta proporcingai fazės kitimui $\varphi_{FM}(t)$ su priešingu pokyčio ženklui. Čia būtina pastebėti, jog šis FM- signalo dažnio kitimas nėra tapatus signalo dažnio moduliacijai, nes DM- signalo $u_{DM}(t)$ dažnio $\omega_{DM}(t)$ pokytis $\Delta \omega_{DM}$ yra proporcingas moduluojančio signalo $u_M(t)$ momentinei vertei.

Taigi, DM- signalo $u_{DM}(t)$ dažnio $\omega_{DM}(t)$ momentinė vertė yra išreiškiama taip:

$$\omega_{DM}(t) = \omega_N \pm \Delta \omega_{DMo} \cdot \cos(\omega_M \cdot t). \quad (2.757)$$

kur: $\Delta \omega_{DMo}$ - dažnio ω_{DM} pokyčio $\Delta \omega_{DM}$ amplitudė, kuri yra proporcinga moduluojančio signalo $u_M(t)$, pvz. harmoninės įtampos U_M amplitudei U_{oM} .

Iš (2.752) ir (2.757) seka DM- signalo $u_{DM}(t)$ išraiška:

$$u_{DM}(t) = U_{oDM} \cdot \cos \{ [\omega_N \pm \Delta \omega_{DMo} \cdot \cos(\omega_M \cdot t)] \cdot t \pm \varphi_{oDM} \}, \quad (2.758)$$

Iš (2.757) seka DM- signalo $u_{DM}(t)$ fazės $\varphi_{DM}(t)$ momentinė vertė:

$$\varphi_{DM}(t) = \int \omega_{DM}(t) \cdot dt = \omega_N \cdot t \pm \Delta \omega_{DMo} \cdot \sin(\omega_M \cdot t) / \omega_M \pm \varphi_{oDM}, \quad (2.759)$$

iš kur seka esminė DM- signalo $u_{DM}(t)$ savybė- kartu su dažnine moduliacija $\omega_{DM}(t)$ yra ir fazės moduliacija (FM), nes momentinė fazė $\varphi_{DM}(t)$ kinta proporcingai dažnio pokyčiui $\Delta \omega_{DM}(t)$. Čia taip pat būtina pastebėti, jog šis DM- signalo fazės kitimas nėra tapatus signalo fazinei moduliacijai, nes FM- signalo $u_{FM}(t)$ fazės $\varphi_{FM}(t)$ pokytis $\Delta \varphi_{FM}$ yra proporcingas moduluojančio signalo $u_M(t)$ momentinei vertei.

Iš (2.759) seka kita DM- signalo $u_{DM}(t)$ išraiška:

$$u_{DM}(t) = U_{oDM} \cdot \cos [\omega_N \cdot t \pm \Delta \omega_{DMo} \cdot \sin(\omega_M \cdot t) / \omega_M \pm \varphi_{oDM}], \quad (2.760)$$

kur dydis $\Delta \omega_{DMo} / \omega_M$ nusako DM- signalo $u_{DM}(t)$ dažnio $\omega_{DM}(t)$ pokyčio $\Delta \omega_{DM}$ amplitudę $\Delta \omega_{DMo}$ ir jis yra vadinamas *dažnio moduliacijos indeksu* γ_ω :

$$\gamma_\omega = \Delta \omega_{DMo} / \omega_M, \quad (2.761)$$

kur dydis $\Delta \omega_{DMo}$ yra vadinamas *dažnio deviacija*- didžiausias ω_N pokytis.

Priklausomai nuo dažnio moduliacijos indekso γ_ω vertės yra skiriami du DM- signalo atvejai:

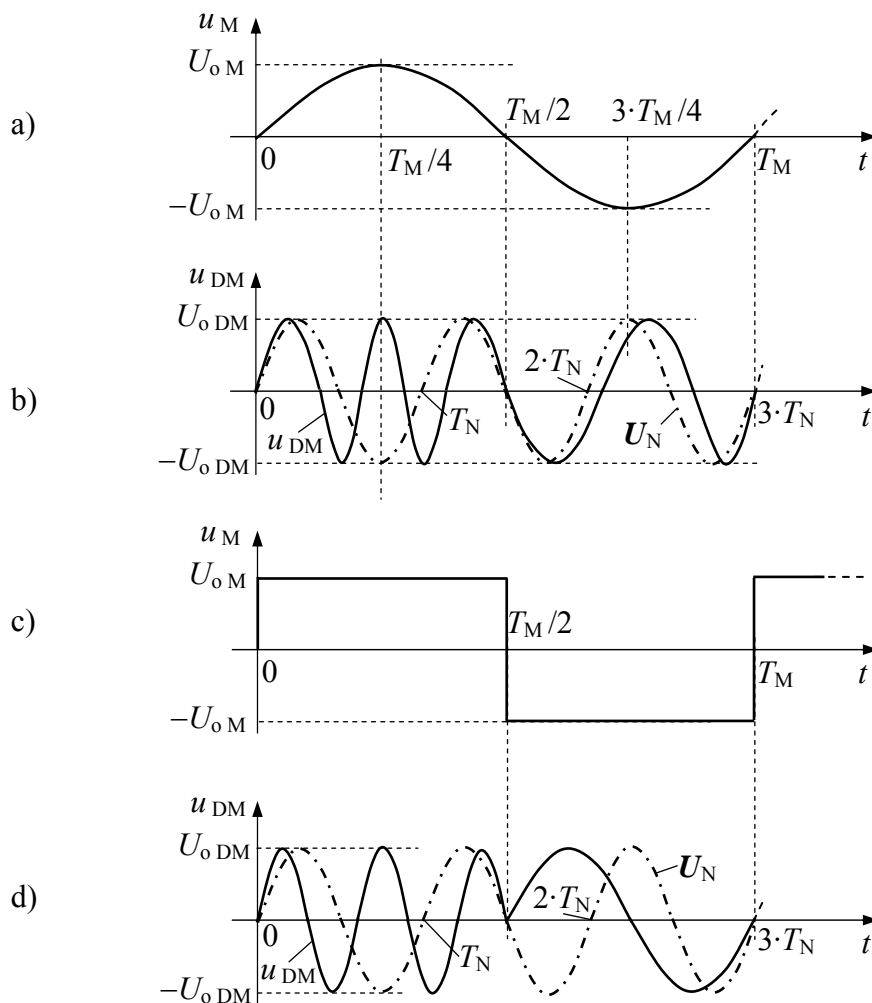
1) kai $\gamma_\omega \leq 1$, turime *siaurajuostę DM- moduliaciją*;

2) kai $\gamma_\omega \geq 3 \div 5$, turime *placiajuostę DM- moduliaciją* ir čia pastebėsime, jog įprastai realiuose įrenginiuose visais atvejais $\Delta\omega_{DM0} \ll \omega_N$.

Akivaizdu, jog DM- signalo funkcija $u_{DM}(t)$ (2.760) nėra harmoninė funkcija, nes argumento funkcija $\varphi_{DM}(t)$ (2.759) gali turėti bet koki pavidalą laike t ir, priklausomai nuo šios priklausomybės, turime:

1) *dažnio moduliaciją*, kai $\omega_{DM}(t)$ yra monotoniškai kintanti funkcija, pvz. moduliuojančio harmoninio signalo $U_M = U_{oM} \cdot e^{j\omega_M t}$ pavidalu (2.757);

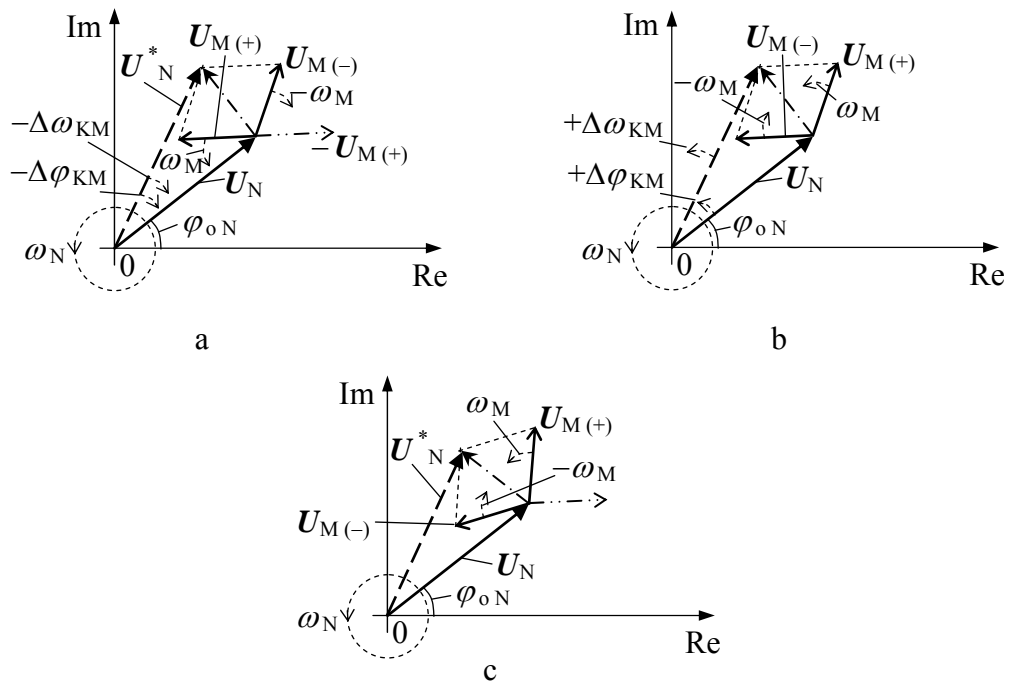
2) *dažnio manipuliaciją*, kai $\omega_{DM}(t)$ yra impulsų pavidalo funkcija, pvz. meandro pavidalo (2.225 pav. a) ir šie moduluoto dažnio signalo $u_{DM}(t)$ - *DM- signalo* tipai yra parodyti jų laikinėmis diagramomis 2.260 pav.



2.260 pav. DM- signalo $u_{DM}(t)$ tipai: dažnio moduliaciją (b), kai moduliuojantis signalas U_M yra harmoninės funkcijos pavidalu (a); dažnio manipuliaciją (d), kai moduliuojantis signalas $u_M(t)$ yra meandro pavidalo (c)

Iš 2.260 pav. matome, jog DM- signalo $u_{DM}(t)$ amplitudė $|U_{oDM}| = \text{const}$, kai tuo tarpu signalo dažnis $\omega_{DM}(t)$ kinta monotoniškai (2.260 pav. b) arba šuoliais (2.260 pav. d). Apibendrinant galima teigti, FM- bei DM- signalai yra daliniai atvejai signalo *kampinės moduliacijos* (KM- signalas), nes FM- bei DM- signalų išraiškos (2.754) ir (2.760),

atitinkamai, yra panašios. Analogiškai AM- ir BAM- signalų vektorinėms diagramoms (2.255 pav.), vaizdumo dėlei KM- signalas taip pat gali būti pavaizduotas vektorine diagrama taip, kaip yra parodyta 2.261 pav.



2.261 pav. KM- signalo vektorinė diagrama: a)- laiko momentu, kai moduluojančio signalo U_M poveikyje nešlio U_N dažnis ω_N ir fazė φ_N mažėja; b) ir c)- laiko momentu, kai moduluojančio signalo U_M poveikyje nešlio U_N dažnis ω_N ir fazė φ_N didėja ir (c) atveju nėra AM- moduliacijos

Iš 2.261 pav. matome, jog moduluojančio signalo U_M vektorius yra sudarytas iš dviejų priešingomis kryptimis dažniu ω_M besisukančių vektorių $U_{M(+)}$ ir $U_{M(-)}$ sumos (2.748), tik šiuo atveju, skirtingai nuo AM- signalo (2.255 pav. a), vienas iš vektorių $U_{M(+)}$ arba $U_{M(-)}$ turi priešingą kryptį, pvz. vektorius $U_{M(+)}$ (2.261 pav. a). Taigi, vektorių $U_{M(\pm)}$ ir vektoriaus U_N suma yra atstojamasis vektorius U_N^* :

$$\begin{aligned} U_N^* &= U_N + U_{M(+)} + U_{M(-)} = \\ &= U_{0N} \cdot e^{j(\omega_N t + \varphi_N)} + (U_{0M}/2) \cdot e^{j(\omega_M t + \varphi_{M(+)})} + (U_{0M}/2) \cdot e^{-j(\omega_M t + \varphi_{M(-)})}, \end{aligned} \quad (2.762)$$

kur vektorių $U_{M(+)}$ ir $U_{M(-)}$ moduliai sudaro pusę vektoriaus U_M amplitudės U_{0M} .

Tokios vektorių sumos (2.748) išdavoje atstojamasis vektorius U_N^* svyruoja atžvilgiu besisukančio vektoriaus U_N padėties, kai $U_M = 0$, ir visas vektorių darinys sukasi apie koordinatinių $\{ \text{Im}, \text{Re} \}$ pradžios tašką „0“ dažniu ω_N prieš laikrodžio rodyklę. Akivaizdu, jog KM- signalų laikinės priklausomybės $u_{FM}(t)$ (2.754) ir $u_{DM}(t)$ (2.760), atitinkamai, gali būti gaunamos iš vektorinių diagramų 2.261 pav., kaip besisukančių vektorių projekcijų $\{ \text{Re} \}$ („cos“ funkcijos) arba $\{ \text{Im} \}$ („sin“ funkcijos) ašyse sumos. Čia pastebėsime, jog 2.261 pav.

parodytoje vektorinėje diagramoje vektoriai U_N ir U_M (brūkšninė-taškinė rodyklė) sudaro statų kampą- 90° ($\pi/2$ rad) ir todėl, esant šiai situacijai, kartu su KM- moduliacija turime ir AM- moduliaciją, nes $U_{oN}^* = (U_{oN}^2 + U_{oM}^2)^{1/2} > U_{oN}$. Akivaizdu, jog AM- moduliacijos įtaka mažėja, mažėjant dažnio moduliacijos indekso γ_ω (2.761) vertei. Kita vertus, AM- moduliacijos nebus, kai vektoriai U_N ir U_M sudaro atitinkamos vertės buką kampą, kuris atitinka lygiašonį trikampį ir todėl $U_{oN}^* = U_{oN}$. Ši situacija yra pasiekama pasukus vektorių U_M atitinkamu kampu $> 90^\circ$ ($\pi/2$ rad) prieš laikrodžio rodyklę taip, kaip yra parodyta 2.261 pav. c.

KM- signalo dažnių spektras seka iš $u_{FM}(t)$ (2.754) ir $u_{DM}(t)$ (2.760) išraiškų, kuriuose bendriausiu atveju yra funkcijos: $\cos[\gamma_\omega \cdot \cos(\omega_M \cdot t)]$, $\sin[\gamma_\omega \cdot \sin(\omega_M \cdot t)]$, $\cos[\gamma_\omega \cdot \sin(\omega_M \cdot t)]$ bei $\sin[\gamma_\omega \cdot \cos(\omega_M \cdot t)]$. Žinome, jog šios funkcijos, esant bet kokioms γ_ω ir $(\omega_M \cdot t)$ vertėms yra išreiškiamos per *Beselio funkcijas* $\mathcal{J}_k(\gamma_\omega)$ taip:

$$\cos[\gamma_\omega \cdot \sin(\omega_M \cdot t)] = \mathcal{J}_0(\gamma_\omega) + 2 \cdot \mathcal{J}_2(\gamma_\omega) \cdot \cos(2 \cdot \omega_M \cdot t) + 2 \cdot \mathcal{J}_4(\gamma_\omega) \cdot \cos(4 \cdot \omega_M \cdot t) + \dots,$$

$$\sin[\gamma_\omega \cdot \sin(\omega_M \cdot t)] = 2 \cdot \mathcal{J}_1(\gamma_\omega) \cdot \sin(\omega_M \cdot t) + 2 \cdot \mathcal{J}_3(\gamma_\omega) \cdot \sin(3 \cdot \omega_M \cdot t) +$$

$$+ 2 \cdot \mathcal{J}_5(\gamma_\omega) \cdot \sin(5 \cdot \omega_M \cdot t) + \dots,$$

$$\cos[\gamma_\omega \cdot \cos(\omega_M \cdot t)] = \mathcal{J}_0(\gamma_\omega) - 2 \cdot \mathcal{J}_2(\gamma_\omega) \cdot \cos(2 \cdot \omega_M \cdot t) + 2 \cdot \mathcal{J}_4(\gamma_\omega) \cdot \cos(4 \cdot \omega_M \cdot t) - \dots,$$

$$\sin[\gamma_\omega \cdot \cos(\omega_M \cdot t)] = 2 \cdot \mathcal{J}_1(\gamma_\omega) \cdot \cos(\omega_M \cdot t) - 2 \cdot \mathcal{J}_3(\gamma_\omega) \cdot \cos(3 \cdot \omega_M \cdot t) +$$

$$+ 2 \cdot \mathcal{J}_5(\gamma_\omega) \cdot \cos(5 \cdot \omega_M \cdot t) - \dots,$$

iš kur seka, jog KM- signalas $u_{KM}(t)$ bendriausiu atveju gali būti išreikštas taip:

$$u_{FM}(t) = U_{oKM} \cdot \sum_{-\infty}^{\infty} \mathcal{J}_k(\gamma_\omega) \cdot \cos[(\omega_N + k \cdot \omega_M) \cdot t + n \cdot \pi/2]. \quad (2.763)$$

kur:

$$\mathcal{J}_k(\gamma_\omega) = [(0,5 \cdot \gamma_\omega)^k / k!] \cdot \{1 - [(0,5 \cdot \gamma_\omega)^2 / (k+1)] + (0,5 \cdot \gamma_\omega)^4 / [2 \cdot (k+1) \cdot (k+2)] - \dots\},$$

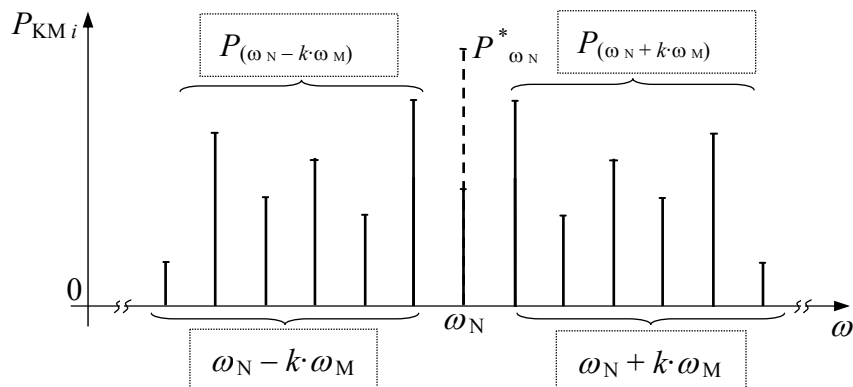
kai $k = 1, 2, 3, \dots$, ir neigiamiems $k = -1, -2, -3, \dots$ naudojamas keitinys:

$$\mathcal{J}_{-k}(\gamma_\omega) = (-1)^k \cdot \mathcal{J}_k(\gamma_\omega),$$

ir kai $k = 0$, naudojame išraišką:

$$\mathcal{J}_0(\gamma_\omega) = 1 - (0,5 \cdot \gamma_\omega)^2 + (0,5 \cdot \gamma_\omega)^4 / 4 - (0,5 \cdot \gamma_\omega)^6 / (1 \cdot 2 \cdot 3)^2 - \dots$$

Iš (2.763) matome, jog KM- signalo $u_{KM}(t)$ dažnių spektras turi be galo daug šoninių moduliacijos dažnių $\omega_N \pm k \cdot \omega_M$ (2.262 pav.), kai tuo tarpu AM- signalas- tik du: $\omega_N - \omega_M$ ir $\omega_N + \omega_M$ (2.238 pav.).



2.262 pav. KM- signalo $u_{KM}(t)$ dažnių spektras, kur $P_{\omega_N}^*$ - nemoduliuoto nešlio U_N galia

Iš Beselio funkcijų $J_k(\gamma_\omega)$ savybių seka, jog pagrindinė KM- signalo $u_{KM}(t)$ galia P_{KM} yra sukaupta arti nešlio U_N dažnio ω_N esančiuose spektro sanduose $\omega_N \pm k \cdot \omega_M$, kai $k \leq \gamma_\omega$, nes didėjant $k > \gamma_\omega$, spektro sandų amplitudės sparčiai mažėja. Yra žinoma, jog esant vertėms $\gamma_\omega \leq 25$, KM- signalo $u_{KM}(t)$ dažnių spektras užima dažnių juostą $\Delta\omega$:

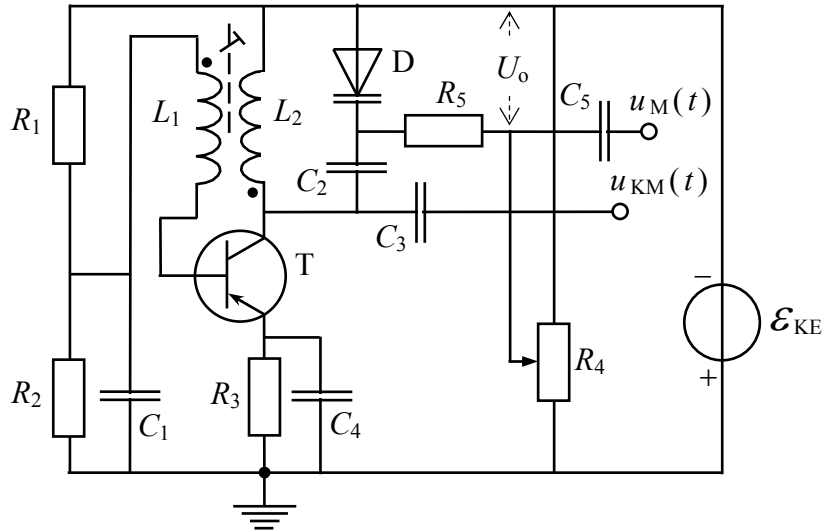
$$\Delta\omega \cong 2 \cdot \omega_M \cdot (1 + \gamma_\omega + \gamma_\omega^{1/2}), \quad (2.764)$$

kurioje yra visi dažnių spektro sandai su amplitude $P_{KM i} > 0,01 \cdot P_{\omega_N}^*$ ir išraiškos (2.764) vertė skliaustose atitinka šoninių moduliacijos dažnių porų $\omega_N \pm k \cdot \omega_M$ skaičių.

KM- signalai $u_{KM}(t)$ gali būti gaunami dviem metodais:

- 1) *tiesioginiu metodu*, kai elektroniškai valdomu harmoninių virpesių generatoriumi, kuriuo generuojamo signalo, pvz. įtampos U_N dažnis ω_N yra keičiamas moduluojančiu signalu, pvz. įtampa $u_M(t)$;
- 2) *netiesioginiu metodu*, kai yra naudojamas signalų vektorinės sumos būdas, kuriame yra sumuojami du vienodo dažnio, bet skirtingų fazių signalai, pvz. įtampos $U_{N1} = U_{oN1} \cdot e^{j(\omega_N t + \varphi_{N1})}$ ir $U_{N2} = U_{oN2} \cdot e^{j(\omega_N t + \varphi_{N2})}$.

Akivaizdu, jog KM- signalo $u_{KM}(t)$ gavimo pirmąjį- tiesioginį būdą pagalima realizuoti pačiomis įvairiausiomis elektroninėmis priemonėmis, pvz. taip, kaip yra parodyta 2.263 pav., iš kur matome, jog šiuo atveju yra panaudota tranzistorinė BE stiprinimo pakopa su rezonansiniu $L_2 C_2^*$ - kontūru apkrovoje ir transformatoriniu teigiamu grįžtamuoju ryšiu (L_1) kolektoriaus-bazės grandinėje. Apkrovos rezonansinis $L_2 C_2^*$ - kontūras yra padarytas su elektroniškai moduluojančiu signalu $u_M(t)$ valdoma talpa $C_2^* = C_2 \cdot C_D / (C_2 + C_D)$, kur C_D -



2.263 pav. Elektroniskai valdomas harmoninių virpesių LC - generatorius, leidžiantis atlikti generuojamo signalo $u_{KM}(t)$ dažnio ω_N keitimą moduluojančiu signalu $u_M(t)$, kai rezonansiniame $L_2 C_2^*$ - kontūre elektroniskai valdoma talpa yra varikapas D

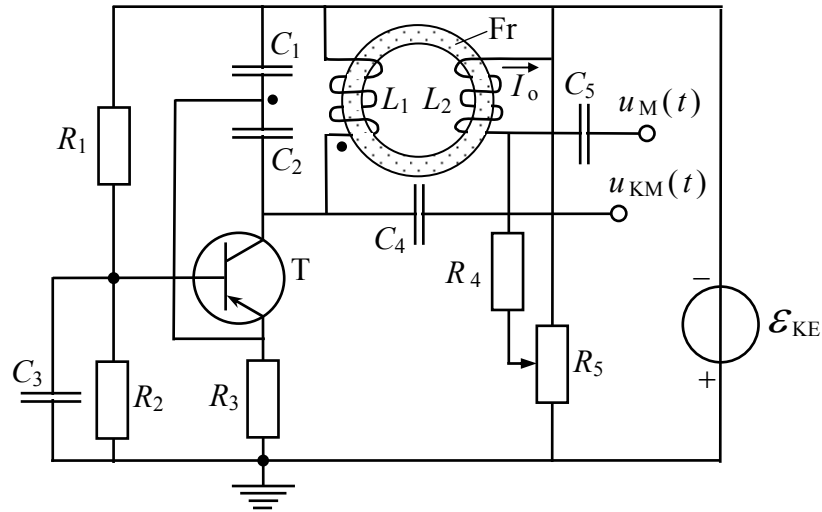
atgaline kryptimi įjungto varikapo D barjerinė talpa. Teigiamas grįžtamasis ryšis realizuojamas parinkus grįžtamojo ryšio ritelės L_1 išvadų prijungimą taip, kaip yra parodyta 2.263 pav., kur taškais yra pažymėti ritelių L_1 ir L_2 išvada su vienodomis signalų fazėmis.

Tranzistoriaus T veikos tašką užduodantis rezistorinis įtampos \mathcal{E}_{KE} daliklis $R_1 \parallel R_2$ yra šuntuojamas kondensatoriumi C_1 , kas sąlygoja visos grįžtamosios įtampos u_{L1} ritelėje L_1 padavimą į tranzistoriaus T bazę. Čia pastebėsime, jog kondensatoriaus C_1 talpa yra parenkama iš sąlygų: $(\omega_N \cdot C_1)^{-1} \ll R_1 \parallel R_2$ ir $(L_1 \cdot C_1)^{-1/2} \ll (L_2 \cdot C_2^*)^{-1/2}$. Generacijai gauti būtina amplitudžių balanso sąlyga yra nustatoma parenkant ritelių L_1 ir L_2 vijų skaičių $n_1 < n_2$, atitinkamai, ir paderinant induktyvinio ryšio koeficientą k (1.1.8 poskyris), pvz. tarp ritelių daugiau ar mažiau įterpiant feromagnetinės medžiagos ($\mu > 1$) strypelį. Potenciometru R_4 yra parenkama pastovioji atgalinė įtampa U_0 varikape D, su kuria yra užduodama pradinė varikapo talpa C_{D0} . Taigi, generatoriaus generuojamas dažnis ω_N yra:

$$\left. \begin{aligned} \omega_N &= \omega_{oN} \pm \Delta\omega_{DMo} = [L_2 \cdot (C_{o2}^* \mp \Delta C_2^*)]^{-1/2}, \\ C_{o2}^* &= C_2 \cdot C_{D0} / (C_2 + C_{D0}), \quad \Delta C_2^* = 2 \cdot \Delta C_D \cdot C_2^2 / [(C_2 + \Delta C_D)^2 - \Delta C_D^2], \end{aligned} \right\} (2.765)$$

kur: ΔC_D - varikapo talpos C_{D0} pokytis moduluojančios įtampos $u_M(t)$ poveikyje.

Kitas KM- signalo $u_{KM}(t)$ gavimo pirmąjį- tiesioginį būdą realizuojantis įrenginys yra tranzistorinis LC - generatorius, kuriame rezonansinis $L_1 C_{12}$ - kontūras yra padarytas su elektroniskai moduluojančiu signalu $u_M(t)$ valdomu induktyvumu $L_1(u_M)$ taip, kaip yra parodyta 2.264 pav., iš kur matome, jog ritelės L_1 induktyvumas yra keičiamas, keičiant



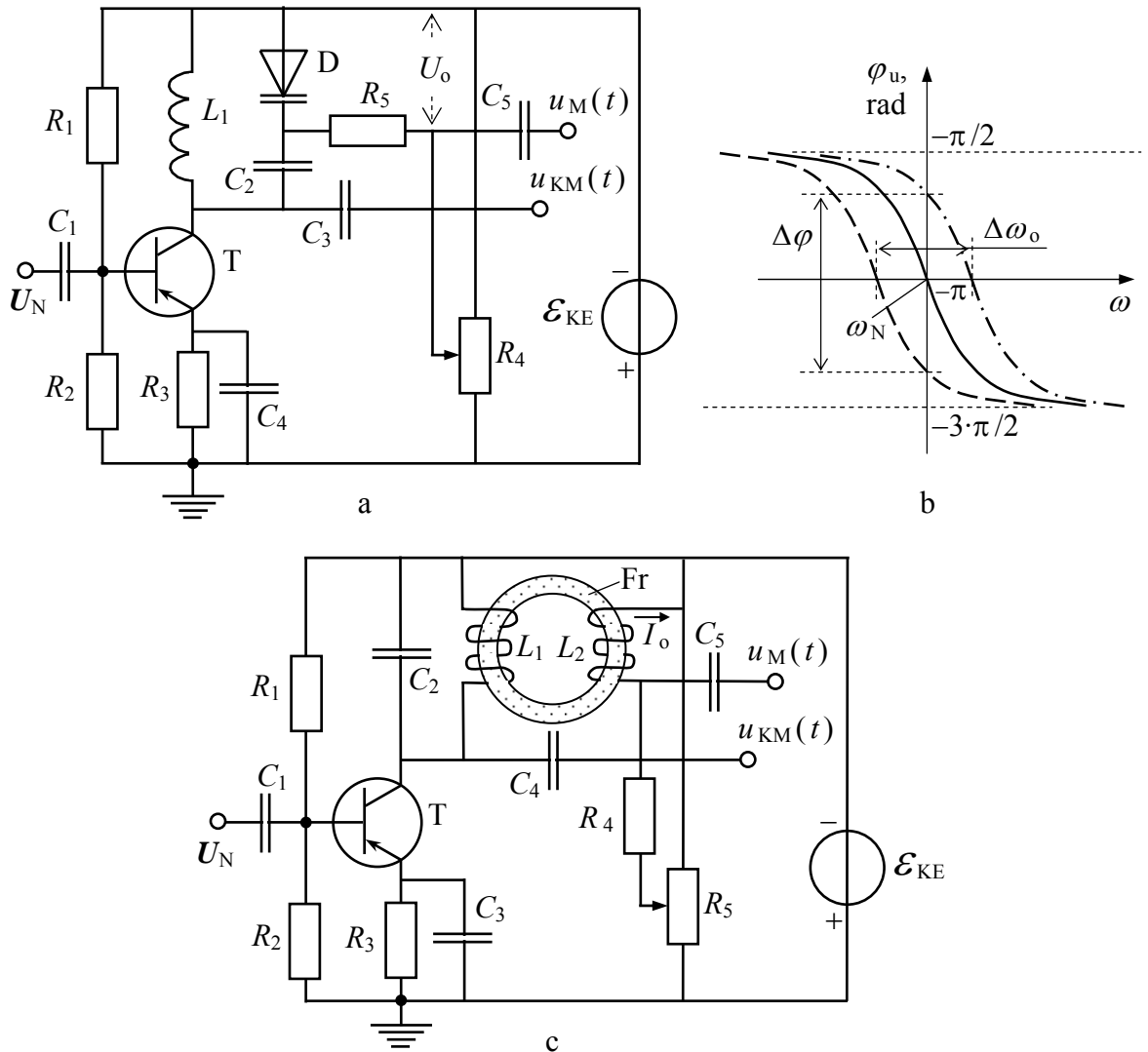
2.264 pav. Elektroniskai valdomas harmoninių virpesių LC - generatorius, leidžiantis atlikti generuojamo signalo $u_{KM}(t)$ dažnio ω_N keitimą moduluojančiu signalu $u_M(t)$, kai rezonansiniame $L_1 C_{12}$ - kontūre elektroniskai valdomas ritelės L_1 induktyvumas

feritinio žiedo Fr magnetinės skvarbos μ vertę. Feritinio žiedo Fr magnetinės skvarbos μ vertė priklauso nuo pastovaus magnetinio srauto Φ_0 feritiniame žiede, kurio vertė, savo ruožtu, priklauso nuo pastovios srovės I_0 ritelėje L_2 . Pastovios srovės I_0 vertė yra parenkama potenciometru R_5 , o prievaržė R_4 apsaugo signalo $u_M(t)$ šaltinį nuo trumpojo jungimo. Taigi, generatoriaus generuojamas dažnis ω_N yra:

$$\left. \begin{aligned} \omega_N &= \omega_{oN} \pm \Delta\omega_{DM0} = [C_{12} \cdot (L_{o1} \mp \Delta L_1)]^{-1/2}, \\ C_{12} &= C_1 \cdot C_2 / (C_1 + C_2), \quad \Delta L_1 = 2 \cdot \Delta\mu \cdot L_{o1}, \end{aligned} \right\} \quad (2.766)$$

kur: $\Delta\mu$ - feritinio žiedo Fr magnetinės skvarbos μ vertės pokytis moduluojančios įtampos $u_M(t)$ poveikyje.

Dar kitas KM - signalo $u_{KM}(t)$ gavimo pirmąjį- tiesioginį būdą realizuojantis įrenginys yra tranzistorinis rezonansinis LC - stiprintuvas, kuriame rezonansinis LC - kontūras yra padarytas su elektroniskai moduluojančiu signalu $u_M(t)$ valdoma talpa $C(u_M)$ arba induktyvumu $L(u_M)$, pvz. taip, kaip yra parodyta 2.265 pav. a ir c, atitinkamai, iš kur matome, jog abu įrenginiai iš esmės yra anksčiau išnagrinėti generatoriai be teigiamo grįžtamo ryšio grandinių. Šių KM - moduliatorių veikimas yra paaiškinamas lygiagretaus rezonansinio LC - kontūro fazine charakteristika (2.27 pav.), kuri BE stiprinimo pakopos atveju yra parodyta 2.265 pav. b, iš kur matome, jog moduluojančio signalo $u_M(t)$ poveikyje yra keičiama rezonansinio LC - kontūro rezonansinio dažnio ω_0 vertė, kai tuo tarpu moduluojamo harmoninio signalo U_N dažnis $\omega_N = \text{const}$. Kintamos talpos $C_D(u_M)$ atveju- schemeje su varikapu D (2.265 pav. a) iš (2.82) ir (2.765) seka:



2.265 pav. Elektroniskai valdomas rezonansinis LC- stiprintuvas, leidžiantis atlikti stiprinamo harmoninio signalo U_N fazės φ_u (b) keitimą moduluojančiu signalu $u_M(t)$, esant signalo U_N dažniui $\omega_N = \text{const}$, kai rezonansiniame $L_2 C_2^*$ - kontūre elektroniskai valdoma talpa yra varikapas D (a) ir, kai rezonansiniame $L_1 C_2$ - kontūre elektroniskai valdomas riteles L_1 induktyvumas (c)

$$\varphi_u = -\varphi_i = \arctg \{ [1/(\omega_N \cdot L_1) - \omega_N \cdot C_2^*(u_M)] \cdot R \} =$$

$$= \varphi_u = \arctg \{ \{ 1/(\omega_N \cdot L_1) - \omega_N \cdot C_2 \cdot C_D(u_M) / [C_2 + C_D(u_M)] \} \cdot R \}, \quad (2.767)$$

kur potenciometru R_4 yra parenkama pastovioji atgalinė įtampa U_0 varikape D taip, kad esant $u_M = 0$, būtų tenkinama sąlyga: $\omega_N = \omega_0$, t. y.:

$$\arctg \{ \{ 1/(\omega_N \cdot L_1) - \omega_N \cdot C_2 \cdot C_{D_0}(0) / [C_2 + C_{D_0}(0)] \} \cdot R \} = 0 \quad (-\pi). \quad (2.768)$$

Iš (2.767) galima rasti fazės φ_u pokytį $\Delta\varphi_u$:

$$\Delta\varphi_u \equiv \partial\varphi_u / \partial C_2^* = -\Delta C_2^* \cdot R \cdot \omega_N / \{ 1 + R^2 \cdot [1/(\omega_N \cdot L_1) - \omega_N \cdot C_2^*]^2 \}, \quad (2.769)$$

kur: $\partial C_2^* = -\Delta C_D \cdot C_2^2 / (C_2 + C_D)^2$.

Kita vertus, iš 2.265 pav. b matome, jog $\Delta\varphi_u \sim \Delta\omega_o$ ir iš čia bei (2.765) taip pat galima rasti pokytį $\Delta\varphi_u$ ir tai padarykite savarankiškai.

Kintamo induktyvumo $L(u_M)$ atveju- schemoje su feritiniu žiedu Fr (2.265 pav. c) iš (2.82) ir (2.766) seka:

$$\varphi_u = -\varphi_i = \arctg \{ [1/(\omega_N \cdot L_1(u_M)) - \omega_N \cdot C_2] \cdot R \}, \quad (2.770)$$

kur potenciometru R_5 yra parenkama pastovioji srovė I_o ritelėje L_2 taip, kad esant $u_M = 0$, būtų tenkinama sąlyga: $\omega_N = \omega_o$, t. y. :

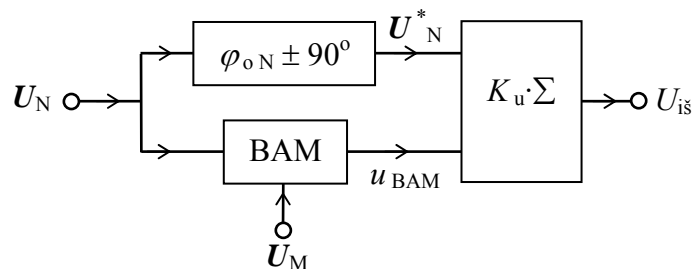
$$\arctg \{ [1/(\omega_N \cdot L_{o1}(0)) - \omega_N \cdot C_2] \cdot R \} = 0 \quad (-\pi). \quad (2.771)$$

Iš (2.770) galima rasti fazės φ_u pokytį $\Delta\varphi_u$:

$$\Delta\varphi_u \equiv \partial\varphi_u/\partial L_1 = -\Delta L_1 \cdot [R \cdot (\omega_N \cdot L_1^2)] / \{ 1 + R^2 \cdot [1/(\omega_N \cdot L_1) - \omega_N \cdot C_2]^2 \}, \quad (2.772)$$

Kita vertus, iš 2.265 pav. b matome, jog $\Delta\varphi_u \sim \Delta\omega_o$ ir iš čia bei (2.766) taip pat galima rasti pokytį $\Delta\varphi_u$, ir tai padarykite savarankiškai.

KM- signalo $u_{KM}(t)$ gavimo antrąjį- netiesioginį būdą taip pat pagalima realizuoti pačiomis įvairiausiomis elektroninėmis priemonėmis, pvz. taip, kaip yra parodyta 2.266 pav.

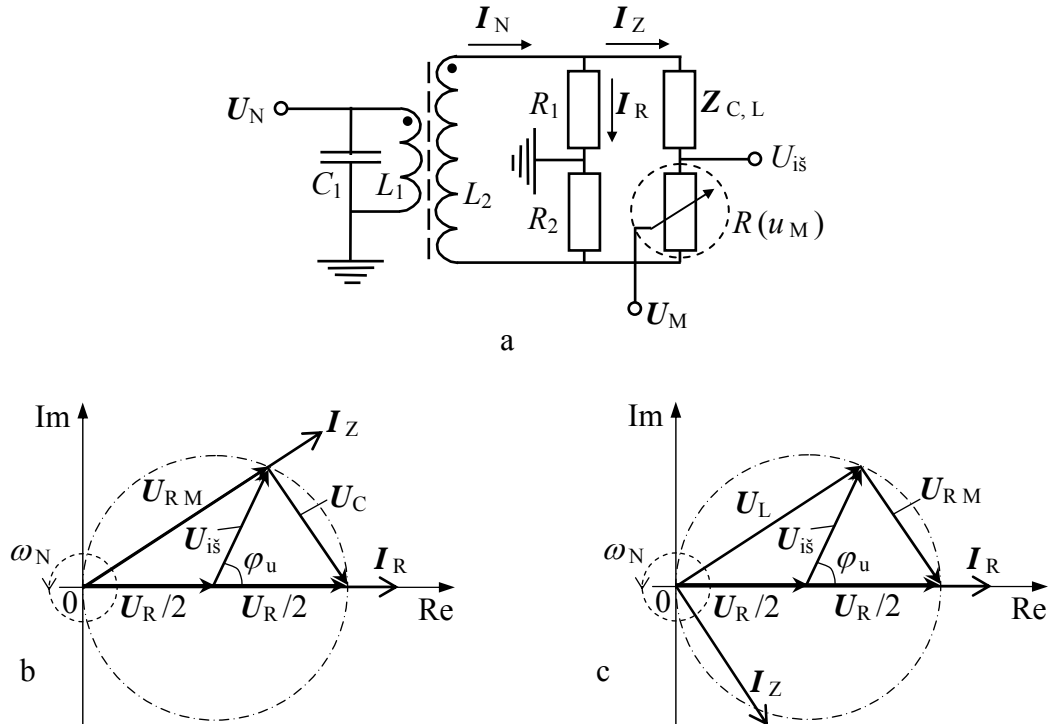


2.266 pav. KM- signalo u_{FM} (2.754) netiesioginį gavimo būdą realizuojantis elektroninis įrenginys, kuriame yra atliekamas dviejų signalų U_N^* ir BAM- signalo u_{BAM} (2.745) sumavimas stiprintuvo- sumatoriaus ($K_u \cdot \Sigma$) išėjime U_{is}

Iš 2.266 pav. matome, jog šiuo atveju yra panaudotas signalų U_N^* ir BAM- signalo u_{BAM} (2.745) vektorinės sumos būdas, kurio vektorinė diagrama atitinka 2.261 pav. parodytas situacijas (a) ir (b). Akivaizdu, jog kitame variante fazės keitiklis $\pm 90^\circ$ gali būti įjungtas BAM- modulatoriaus išėjime. Fazės keitiklis $\pm 90^\circ$ gali būti realizuotas su RC- grandinėmis (2.214 pav.). Stiprintuvas-sumatorius ($K_u \cdot \Sigma$) gali būti realizuotas su operaciniu stiprintuvu (2.195 pav.). Čia pastebėsime, jog siekiant išvengti AM- moduliacijos įtakos, vektoriai U_N^* ir signalo u_{BAM} sandų $U_{(\omega_N - \omega_M)}$ bei $U_{(\omega_N + \omega_M)}$ sumos vektorius U_{BAM} turi sudaryti atitinkamos

vertės buką kampą ($> 90^\circ$), kuris atitinka lygiašonį trikampį ir šis atvejis atitinka situaciją parodytą 2.261 pav. c.

Kiti KM- signalo $u_{KM}(t)$ gavimo antrąjį- netiesioginį būdą realizuojantys įtaisai gal būti padaryti taikant RLC - grandines, kuriuose taip pat yra realizuojamas signalų vektorinės sumos būdas, pvz. taip, kaip yra parodyta 2.267 pav. a.

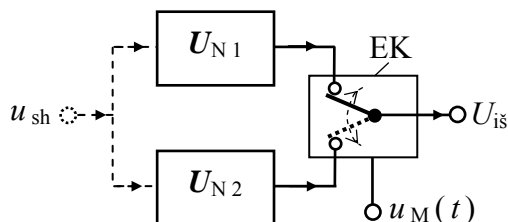


2.267 pav. KM- signalo $u_{FM}(2.754)$ netiesioginį gavimo būdą realizuojantis elektroninis įrenginys (a), kuriame yra realizuojamas signalų vektorinės sumos būdas RLC - grandines išėjime U_{is} - moduluojančia įtampa U_M valdomame kompleksiniame įtampos daliklyje $Z_{C,L} \parallel R(u_M)$, ir jos veikia paaškinanti vektorinė diagrama, kai: $Z_{C,L} = Z_C$ (b) ir $Z_{C,L} = Z_L$ (c)

Iš 2.267 pav. matome, jog FM- modulatoriaus veikia yra pagrįsta Vitstono tiltelio (1.1.3 poskyris) dažninėmis savybėmis, kai, esant bent vienam varžiniam kompleksiniam elementui, pvz. $Z_{C,L}$, skirtuminės įtampos U_{is} tarp dviejų varžinių įtampos dalikliu $R_1 \parallel R_2$ ir $Z_{C,L} \parallel R(u_M)$ fazę φ_u skiriasi nuo poveikio įtampos U_N fazės, kuri sutampa su įtampos U_R ir srovės I_R fazė rezistoriniame įtampos daliklyje $R_1 \parallel R_2$. Iš 2.267 pav. b ir c pateiktų vektorinių diagramų matome, jog moduluojančia įtampa U_M valdomame kompleksiniame įtampos daliklyje $Z_{C,L} \parallel R(u_M)$ keičiant rezistoriaus $R(u_M)$ vertę, įrenginio išėjime U_{is} (2.267 pav. a) yra gaunama išėjimo įtampa U_{is} , kurios fazė φ_u yra funkcija nuo U_M , t. y. turime FM- signalą $u_{FM}(2.754)$. Čia pastebėsime, jog šis KM- signalo $u_{KM}(t)$ netiesioginis gavimo būdas garantuoja $|U_{is}| = \text{const}$, t. y. neturime KM- signalui žalingos FM- moduliacijos. Kita vertus akivaizdu, jog tą patį rezultatą gausime moduluojančia įtampa U_M keisdami kompleksinės varžos $Z_{C,L}$ - kondensatoriaus $C(u_M)$ talpos arba ritelės $L(u_M)$

induktyvumo vertę, ir tai yra FM- modulatoriaus schemas (2.267 pav. a) kiti variantai. Elektroniskai valdomų elementų $R(u_M)$, $C(u_M)$ bei $L(u_M)$ realizavimo būdai buvo parodyti anksčiau.

Elektrinio signalo U_N fazės $\varphi_N(t)$ ir dažnio $\omega_N(t)$ manipuliaciją reikalauja elektroninės įrangos, leidžiančios santykinai sparčiai- per laiką $\Delta t < T_N/2$ pakeisti moduluojamo parametro vertę. Todėl fazės bei dažnio manipulatoriuose yra taikomi sparčiosios elektroninės impulsinės technikos metodai, pvz. greitaveikiai elektroniniai perjungėjai (komutatoriai) ir vienas iš tokių įtaisų yra parodytas 2.268 pav.



2.268 pav. Elektrinio signalo $u_{is}(t)$ fazės $\varphi_{is}(t)$ ir dažnio $\omega_{is}(t)$ manipuliaciją su greitaveikiu elektroniniu perjungėju (komutatoriumi) EK, valdomu moduluojančiu elektriniu signalu $u_M(t)$

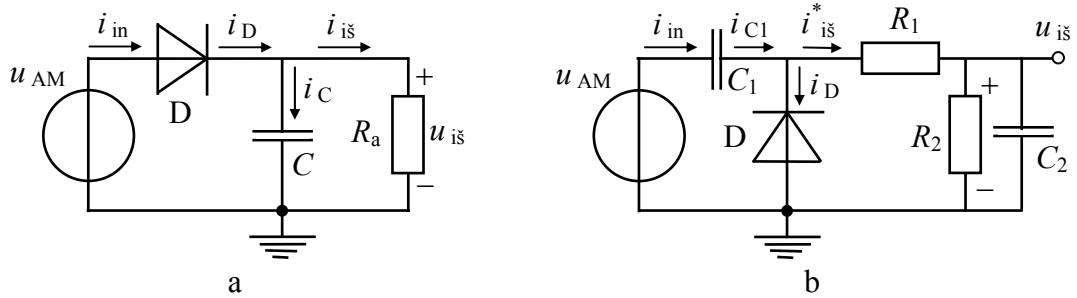
Iš 2.268 pav. matome, jog manipulatoriaus išėjime U_{is} yra gaunamas manipuluoto dažnio ω_{N1} arba ω_{N2} , arba manipuluotos fazės φ_{N1} arba φ_{N2} , išėjimo signalas $u_{is}(t)$, kai moduluojančio elektrinio signalo $u_M(t)$ poveikyje elektroninis perjungėjas (komutatorius) EK įrenginio išėjimą U_{is} prijungia prie atitinkamo pastoviai veikiančio generatoriaus išėjimo su signalu $U_{N1} = U_{oN1} \cdot e^{j(\omega_{N1}t + \varphi_{N1})}$ ir $U_{N2} = U_{oN2} \cdot e^{j(\omega_{N2}t + \varphi_{N2})}$. Šių signalų parametrai yra parenkami pagal pasirinktą manipuliacijos kodą. Čia pastebėsime, jog dažniausiai signalai U_{N1} , U_{N2} ir $u_M(t)$ yra sinchronizuoti, pvz. papildomu sinchronizacijos signalu $u_{sh}(t)$.

2.4. Moduluotos amplitudės, dažnio ir fazės elektrinių signalų detekcijos metodai

Elektrinio signalo detekcija- procesas, kurio metu yra išgaunama pranešimų informacija, kuri yra užkuoduota signalo amplitudėje arba dažnyje, arba fazėje bei jų kombinacijose. Akivaizdu, jog detekcija yra atvirkščias veiksmas moduliacijai, todėl turime amplitudinę, dažninę ir fazinę detekcijas: A- , D- ir F- detekcijas (detektorius), atitinkamai,

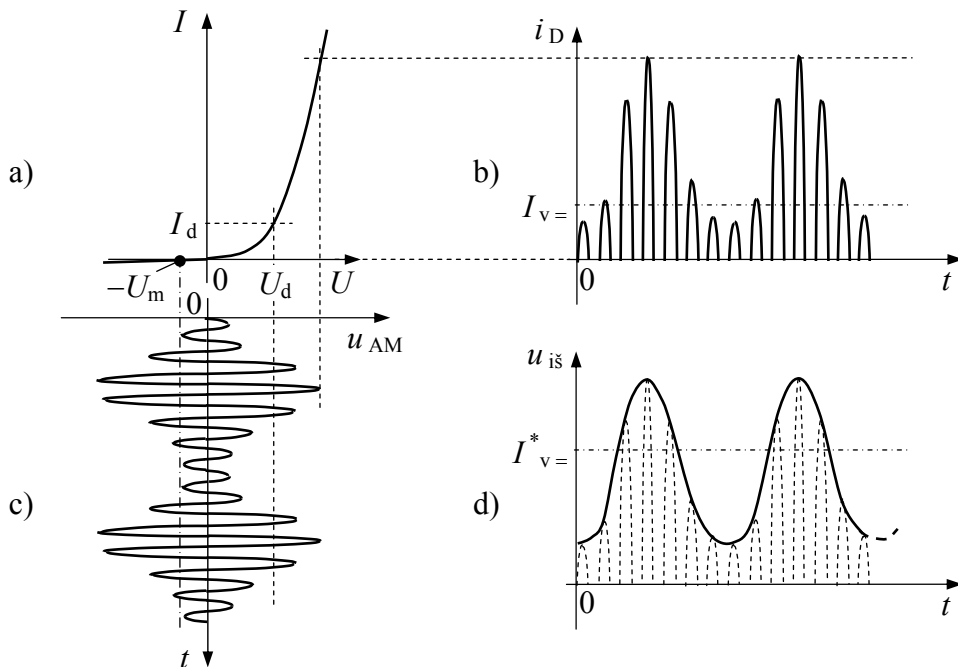
2.4.1. Moduluotos amplitudės AM- signalų detekcijos metodai

Pats paprasčiausias moduluotos amplitudės AM- signalų A- detekcijos metodas- diodinis vienpusis srovės-įtampos lyginimas (I d.- 1.26 pav.), kuris yra gaunamas dviem būdais, parodytais 2.269 pav.



2.269 pav. Vienpusė diodinė kintamosios srovės-įtampos elektroninė lyginimo grandinė- A- detektorius: nuoseklaus (a) ir lygiagretaus (b) veikimo

Iš 2.269 pav. matome, jog diodo D netiesinės VACH poveikyje išėjimo įtampa $u_{i\check{s}}$ (t) skirsis nuo poveikio įtampos u_{AM} (t) ir tai yra parodyta laikinėmis diagramomis 2.270 pav., kai poveikio AM- signalas u_{AM} (t) atitinka didelio signalo sąlygą.



2.270 pav. Vienpusės diodinės kintamosios srovės-įtampos lyginimo grandinės- A- detektoriaus veika, esant didelio signalo sąlygai: a)- diodo VACH; b)- srovė diode, esant AM- signalo u_{AM} (t) poveikiui (c); d)- išdetektuoto signalo įtampa A- detektoriaus išėjime- apkrovoje R_a

Iš 2.270 pav. matome, jog AM- signalo u_{AM} (t) (c) poveikyje diodu D tekanti srovė $i_D(t)$ kinta taip, kaip yra parodyta pozicijoje (b). Akivaizdu, jog išdetektuotame signale $i_D(t)$ atsiranda pastovios srovės $I_v =$ sandas, kurio poveikyje apkrovos varžoje R_a atsiranda pastovioji įtampa $U_m = R_a \cdot I_v =$ ir šios įtampos poveikyje diodas D yra pridaromas- jo veikos taškas VACH pasislenka į įtampos U vertę $-U_m$ (2.270 pav. a). Kadangi naudinga informacija AM- signale yra užkoduota amplitudžių gaubiamojyje, tai A- detektoriaus apkrovos rezistorius R_a (2.269 pav. a) arba R_2 (2.269 pav. b) yra šuntuojamas tam tikros talpos kondensatoriumi C bei C_2 , atitinkamai, kurio poveikyje yra gaunamas informaciją nešantis

išėjimo įtampos signalas $u_{is}(t)$ (d). Kondensatoriaus C bei C_2 talpos vertė yra parenkama taip, jog jo varža $|Z_{C, C_2}|$ nešlio signalo U_N dažniui ω_N būtų daug mažesnė už R_a arba R_2 , atitinkamai, kai tuo tarpu informacijos signalo didžiausiam dažniui $\omega_{M \max}$ ši varža $|Z_{C, C_2}|$ turi būti pakankamai didelė, pvz. $5 \div 10$ kartų didesnė už R_a bei R_2 :

$$1/(C_{,2} \cdot \omega_{M \max}) > (5 \div 10) \cdot R_{a,2} \gg 1/(C_{,2} \cdot \omega_N). \quad (2.773)$$

ir ši sąlyga yra lengvai realizuojama, nes dažniausiai $\omega_{M \max} \ll \omega_N$.

Kita vertus akivaizdu, jog kondensatoriaus C arba C_2 įtaka išdetektuoto naudingo informacijos signalo $u_{is}(t)$ gaubiamosios pavidalui bus tuo geresnė, kuo tiksliau įkrovimo-išsikrovimo pereinamasis procesas atkartos moduliuojančio signalo $u_M(t)$ pavidalą, pvz. harmoninės funkcijos „sin“ arba „cos“ pavidalą. Todėl kondensatoriaus C bei C_2 talpos vertę nusakanti sąlyga gali būti išreikšta ir taip:

$$2 \cdot \pi / \omega_N \ll \tau_{RC} = R_{a,2} \cdot C_{,2} \ll 2 \cdot \pi / \omega_{M \max}, \quad (2.774)$$

kur yra parenkama $R_{a,2} C_{,2}$ - grandinės laiko konstantos $\tau_{RC} = R_{a,2} C_{,2}$ vertė, palyginus su nešlio U_N bei moduliuojančio signalo U_M periodais T_N ir T_M , atitinkamai.

Akivaizdu, jog dėl diodo D netiesinės VACH (2.249 pav.) išdetektuotas naudingos informacijos signalas $u_{is}(t)$ yra iškraipomas ir tai nusakome iškreipių faktoriumi δ (I d.- (1.575)):

$$\delta \cong U_{o(2 \cdot \omega_M)} / U_{o(\omega_M)}, \quad (2.775)$$

kur apsiribota tik pirmąja $U_{o(\omega_M)}$ bei antrąja $U_{o(2 \cdot \omega_M)}$ informacijos signalo $u_{is}(t)$ sudėtinio dažnių spektro harmonikų amplitudėmis, atitinkamai, kai AM- signalas $u_{AM}(t)$ atitinka išraišką (2.725).

Iš 2.270 pav. a akivaizdžiai matome, jog iškreipių faktoriaus δ esminę vertės dalį sąlygoja diodo D pradinė VACH sritis tiesiogine kryptimi $\{0 \div U_d, 0 \div I_d\}$, kurioje turime tiesioginės srovės I_t kvadratinę priklausomybę nuo tiesioginės įtampos U_t :

$$I_t \cong \kappa \cdot U_t^2, \quad \text{kai } I_t \leq I_d = 0,1 \cdot I_{t \max}, \quad (2.776)$$

kur: κ - proporcingumo koeficientas, kurio vertė priklauso nuo diodo puslaidininkinės medžiagos tipo: Ge, Si, GaAs ir t. t. (I d.- 1.17 pav.) ir čia pastebėsime, jog $\kappa_{Ge} > \kappa_{Si} > \kappa_{GaAs}$.

Taigi matome, jog siekiant minimalių δ verčių yra būtina didelio signalo atveju A-detektoriuje sudaryti sąlygas, kurioms esant AM- signalo gaubiamoji sąlygotų diodo D srovės I_t kitimą ribose- $I_{t \max} > I_t > I_d$, nes šiose ribose diodo VACH yra maksimaliai tiesinė. Kita vertus iš čia seka, jog AM- signalo moduliacijos koeficiento M (2.722) vertė turi tenkinti

sąlyga: $M \leq 0,3 \div 0,4$. Kai $M > 0,4$, iškreiptų faktoriaus δ sumažėjimą galima pasiekti į A- detektoriaus diodą D padavus tiesioginės krypties pastoviąją įtampą $U_t \approx U_d$.

A- detektoriaus veika mažo signalo sąlygos atveju, kai AM- signalo gaubiamosios sąlygotas diodo D srovės I_t kitimas yra ribose: $I_d \geq I_t \geq 0$ (2.270 pav. a), radijo ryšio sistemose nėra naudojama, nes šiuo atveju $\delta \approx 0,25$, kai $M = 1$. Tai seka iš (2.776), kai AM- signalo $u_{AM}(t)$ amplitudė $U_M(t) = U_{oM} \cdot [1 + M \cdot \cos(\omega_M t \pm \varphi_{oM})]$ ir iš čia gauname srovės I_t diode D kitimo funkciją $i_t(t)$:

$$i_t(t) \cong \kappa \cdot \{U_{oM} \cdot [1 + M \cdot \cos(\omega_M t \pm \varphi_{oM})]\}^2 = \\ = \kappa \cdot U_{oM}^2 \cdot (1 + M^2/2) + (2 \cdot \kappa \cdot M \cdot U_{oM}^2) \cdot \cos(\omega_M t) + (\kappa \cdot M^2 \cdot U_{oM}^2) \cdot \cos(2 \cdot \omega_M t),$$

ir iš čia bei (2.775) ir (2.776) randame:

$$\delta \cong U_{o(2 \cdot \omega_M)} / U_{o(\omega_M)} \cong \kappa \cdot M^2 \cdot U_{oM}^2 / (2 \cdot \kappa \cdot M \cdot U_{oM}^2) = M/4, \quad (2.777)$$

ir iš čia, kai $M = 1$, $\delta = 0,25$, kur pasinaudojome akivaizdžiomis tapatybėmis:

$$U_{o(2 \cdot \omega_M)} = (\kappa \cdot M^2 \cdot U_{oM}^2) \cdot R_a \quad \text{ir} \quad U_{o(\omega_M)} = (2 \cdot \kappa \cdot M \cdot U_{oM}^2) \cdot R_a.$$

Iš 2.269 pav. matome, jog nuoseklaus veikimo A- detektoriuje (a) išėjimo įtampa $u_{is}(t)$ atitinka įtampą kondensatoriuje C, kai tuo tarpu lygiagretaus veikimo A- detektoriuje (b) $u_{is}(t)$ atitinka įtampą diode D ir tai yra esminis skirtumas, nes antruoju atveju išėjimo signale lieka aukšto dažnio ω_N sandai. Todėl šių dažnių sandų panaikinimui lygiagretaus veikimo A- detektoriuje rezistorinė apkrova yra daroma žemų dažnių filtro pavidalu, pvz. integruojančios RC- grandinės būdu, kurią sudaro rezistorinis įtampos daliklis $R_1 \parallel R_2$ ir rezistorių R_2 šuntuojantis kondensatorius C_1 , kurio talpos vertė yra parenkama iš sąlygų (2.773) arba (2.774).

A- detektoriaus pagrindiniai parametrai yra šie:

1. Įėjimo varža $r_{A in}$ kintamajam signalui $U_{in} = U_{oin} \cdot \cos(\omega_{in} t \pm \varphi_o)$ yra apibrėžiama taip:

$$r_{A in} = U_{oin} / I_{o(\omega_{in})}, \quad (2.778)$$

kur: $I_{o(\omega_{in})}$ - įėjime tekančios srovės $i_{in}(t)$ dažnių spektro pirmosios harmonikos amplitudė.

Dėl diodo D netiesinės VACH įėjimo srovės $i_{in}(t)$ funkcija yra sudėtingo pavidalo (2.249 pav. b) ir $I_{o(\omega_{in})}$ vertės skaičiavimas reikalauja matematinės $i_{in}(t)$ išraiškos, kuri dažniausiai yra aproksimuojama harmoninio signalo pusperiodžiu su atitinkamu nukirtimo kampu. Tačiau ir šiuo atveju skaičiavimai yra santykinai sudėtingi ir todėl $r_{A in}$ vertę įvertinsime iš A- detektoriaus veikos energetinių charakteristikų. Taigi, harmoninio signalo

U_{in} poveikyje šaltinio u_{AM} atiduodama kintamoji galia $P_{in \sim} \cong U_{o in} \cdot I_{o (\omega in)} / 2$, o galia išsiskirianti apkrovoje R_a yra $P_{Ra} \cong U_{o=} \cdot I_{o=}$, kur: $U_{o=}$ ir $I_{o=}$ pastovioji įtampa ir pastovioji srovė apkrovoje R_a , atsirandančios dėl diodo D lyginančiųjų savybių. Akivaizdu, jog nuoseklaus A- detektoriaus atveju (2.269 pav. a): esant sąlygai: $R_a \gg \bar{r}_D$ - diodo vidutinė diferencialinę varžą kintamajai srovei, praktiškai visa šaltinio atiduodama galia $P_{in \sim}$ bus suvartojama apkrovoje R_a ir todėl galima parašyti:

$$\begin{aligned} U_{o in} \cdot I_{o (\omega in)} / 2 \cong U_{o=} \cdot I_{o=} &\Rightarrow (U_{o in} \cdot I_{o (\omega in)} / 2) / U_{o in}^2 \cong (U_{o=} \cdot I_{o=}) / U_{o in}^2 \Rightarrow \\ &\Rightarrow I_{o (\omega in)} / (2 \cdot U_{o in}) \cong (U_{o=} / U_{o in}) \cdot (I_{o=} / U_{o in}) \Rightarrow r_{A in (n)} \cong R_a / 2, \end{aligned} \quad (2.779)$$

kur galutinį rezultatą- nuoseklaus jungimo A- detektoriaus įėjimo varžą $r_{A in (n)}$ gavome pritaikę akivaizdžias tapatybes:

$$U_{o in} \cong U_{o=}, I_{o (\omega in)} / U_{o in} = 1 / r_{A in (n)} \quad (2.778) \quad \text{ir} \quad I_{o=} / U_{o in} \cong 1 / R_a.$$

Lygiagretaus A- detektoriaus atveju (2.269 pav. b) esant sąlygai: $R_a^* \gg \bar{r}_D$, įėjimo varžai $r_{A in (l)}$ paskaičiuoti galima pritaikyti išraišką (2.779) įėjimo grandinei- C_1 - D , kuri savo ruožtu yra šuntuojama išėjimo grandinės varža $R_a^* \cong R_1 + R_2$, kur neįskaitome kondensatoriaus C_2 varžos informacinio signalo $i_M(t)$ dažniams, ir todėl galima parašyti:

$$r_{A in (l)} \cong r_{A in (n)} \cdot R_a^* / (r_{A in (n)} + R_a^*) \cong R_a / 3, \quad (2.780)$$

kur priėmėme $R_a^* \cong R_a$ ir matome, jog lygiagretaus A- detektoriaus atveju įėjimo varža yra santykinai maža.

2. A- detektoriaus pastoviosios įtampos perdavimo koeficientas $K_{AD=}$:

$$K_{AD=} = U_{o=} / U_{o in} \leq 1, \quad (2.781)$$

kur: $K_{AD=} \Rightarrow 1$, kai $R_a \Rightarrow \infty$.

3. A- detektoriaus diferencialinis įtampos perdavimo koeficientas $K_{AD \sim}$:

$$K_{AD \sim} = \Delta U_{o=} / \Delta U_{o in} \leq 1, \quad (2.782)$$

kur: $K_{AD \sim} \Rightarrow 1$, kai $R_a \Rightarrow \infty$.

4. A- detektoriaus diferencialinis statusas S_{AD} :

$$S_{AD} = \Delta I_{o=} / \Delta U_{o in} \sim 1 / \bar{r}_D, \quad (2.783)$$

ir iš (2.782) bei (2.783) seka:

$$K_{AD \sim} = (\Delta U_{o=} / \Delta I_{o=}) / (\Delta U_{o in} / \Delta I_{o=}) \approx S_{AD} \cdot R_a. \quad (2.784)$$

2.4.2. Moduluoto dažnio DM- signalų detekcijos metodai

DM- signalo detekcijai yra panaudojama rezonansinio LC - kontūro įtampos U_{LC} modulio $|U_{LC}|$ bei fazės $\varphi_{u_{LC}}$ dažninės charakteristikos, kai LC - kontūras yra žadinamas pastovios amplitudės srove $I = I_0 \cdot e^{j\omega t}$:

$$U_{LC} = I \cdot Z_{LC} = Z_{LC} \cdot I_0 \cdot e^{j\omega t},$$

ir ši išraiška lygiagretaus LC - kontūro atveju (2.83) įgauna pavidalą:

$$U_{lyg} = I \cdot Z_{lyg} = I_0 \cdot \{R^{-1} + j \cdot [\omega \cdot C - 1/(\omega \cdot L)]\}^{-1} \cdot e^{j\omega t},$$

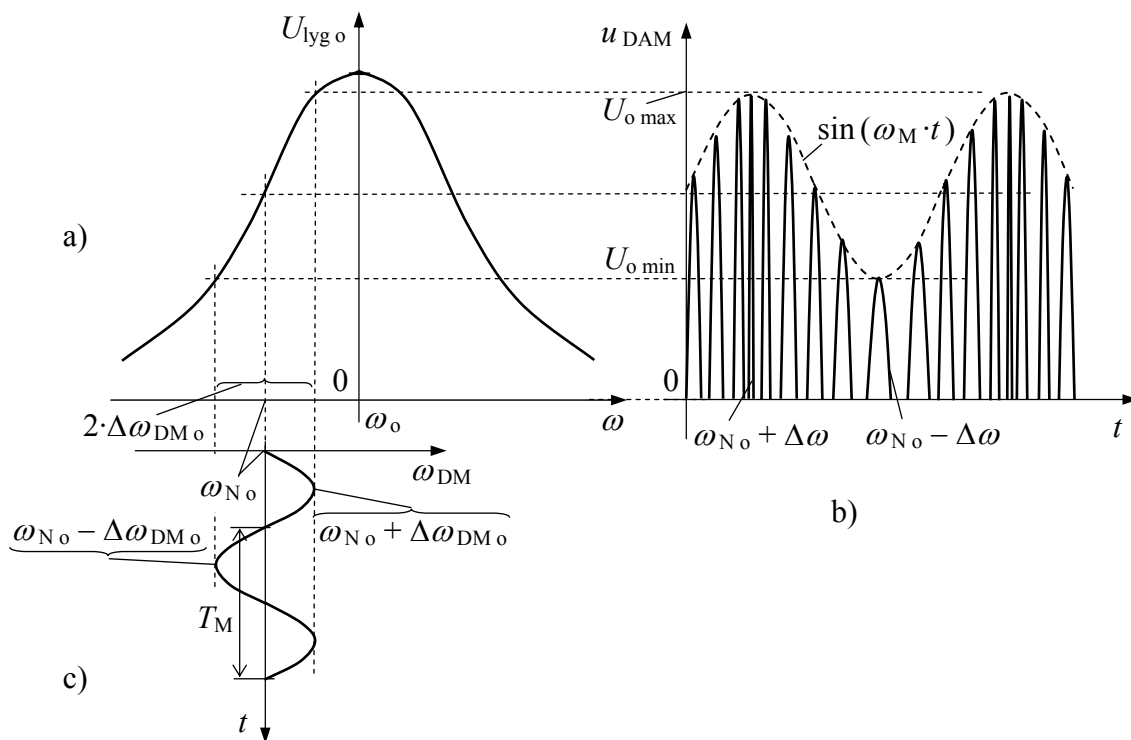
ir iš čia lygiagretaus LC - kontūro įtampos U_{lyg} dažninė charakteristika $U_{lyg o}(\omega)$ yra:

$$U_{lyg o}(\omega) = \{R \cdot I_0 / [\omega \cdot C - 1/(\omega \cdot L)]\} / \{R + I_0 / [\omega \cdot C - 1/(\omega \cdot L)]\}, \quad (2.785)$$

bei iš (2.82) fazinė charakteristika $\varphi_{u_{lyg}}(\omega)$:

$$\varphi_{u_{lyg}}(\omega) = \arctg \{R \cdot [1/(\omega L) - \omega \cdot C]\}. \quad (2.786)$$

Iš (2.785) paskaičiuota lygiagretaus LC - kontūro įtampos U_{lyg} dažninė charakteristika $U_{lyg o}(\omega)$ yra parodyta 2.271 pav. a.



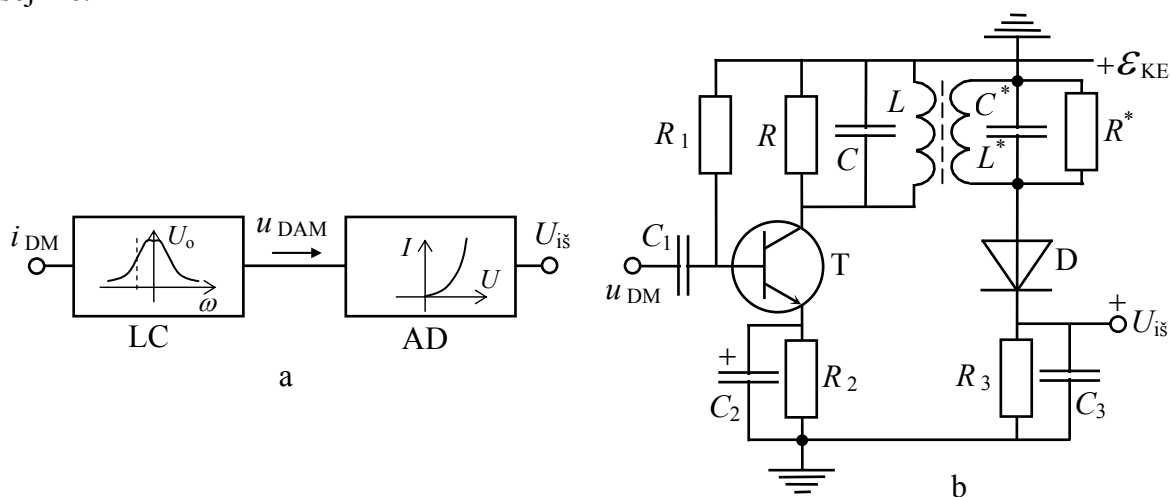
2.271 pav. Lygiagretaus LC - kontūro įtampos U_{lyg} dažninė charakteristika $U_{lyg o}(\omega)$ (a) ir įtampos $u_{DAM}(t)$ laikinė diagrama LC - kontūre (b- parodyti tik teigiami pusperiodžiai), kai jis yra veikiamas pastovios amplitudės I_{oDM} DM- signalu $i_{DM}(t)$ su harmoniškai kintančiu dažniu $\omega_{DM}(t)$ (c)

Iš 2.271 pav. matome, jog lygiagretus LC - kontūras yra veikiamas pastovios amplitudės I_{oDM} DM- signalu $i_{DM}(t)$ su harmoniškai kintančiu dažniu $\omega_{DM}(t)$ (2.271 pav. c):

$$i_{DM}(t) = I_{oDM} \cdot \cos[\omega_{N_0} \cdot t \pm \Delta\omega_{DM_0} \cdot \sin(\omega_M \cdot t) / \omega_M \pm \varphi_{oDM}], \quad (2.787)$$

ir, esant šiam srovės $i_{DM}(t)$ poveikiui, lygiagrečiame LC - kontūre atsiranda įtampos $u_{lyg}(t)$ reakcija, kurios pavidalas priklauso nuo poveikio srovės $i_{DM}(t)$ vidutinio dažnio ω_{N_0} vertės atžvilgiu lygiagretaus LC - kontūro rezonansinio dažnio ω_0 vertės.

Kai $\omega_{N_0} < \omega_0$ ir taip pat $\omega_{N_0} + \Delta\omega_{DM_0} < \omega_0$, tai esant šioms sąlygoms lygiagrečiame LC - kontūre reakcijos įtampos $u_{lyg}(t)$ pavidalas atitinka įtampą $u_{DAM}(t)$, kurios laikinė diagrama tik teigiamiems pusperiodžiams yra parodyta 2.271 pav. b, nes neigiamų pusperiodžių vaizdas atitinka veidrodinį atspindį laiko ašies t atžvilgiu. Taigi gavome, jog pastovios amplitudės ir kintamo dažnio $\omega_N(t)$ srovės signalo $i_{DM}(t)$ (2.787) sąveikoje su lygiagrečiu LC - kontūru yra gaunamas to paties kintamo dažnio $\omega_N(t)$ ir moduluotos amplitudės $U_{oDAM}(t)$ signalas- įtampa $u_{DAM}(t)$, kurios amplitudės U_{oDAM} kitimo funkcija $U_{oDAM}(t)$ atitinka dažnio $\omega_N(t)$ kitimo funkciją $\sin(\omega_M \cdot t)$. Iš čia seka akivaizdus sprendimas- signalą $u_{DAM}(t)$ išdetektuoti A- detektoriumi ir taip realizuoti DM- signalo detekciją- *D- detekciją*. Šį sprendimo būdą realizuojančio elektroninio įrenginio struktūrinė schema yra parodyta 2.272 pav. a, kur pozicijoje „b“ yra pateiktas konkretus D- detektoriaus sprendimo variantas- rezonansinė LC - stiprinimo BE pakopa su nuosekliu A- detektoriumi išėjime.



2.272 pav. D- detektoriaus su lygiagrečiu LC - kontūru (LC) ir A-detektoriumi (AD) struktūrinė schema (a) bei konkretus sprendimo variantas (b)

Iš 2.272 pav. b matome, jog D- detektorius yra padarytas su rezonansine LC - stiprinimo BE pakopa, kurioje tranzistoriaus T kolektoriaus apkrovos LC - kontūras yra induktyviai surištas su A- detektorių D žadinančiu L^*C^* - kontūru. Šių rezonansinių LC - ir L^*C^* - kontūrų rezonansiniai dažniai ω_0 ir ω_0^* yra parenkami iš sąlygų:

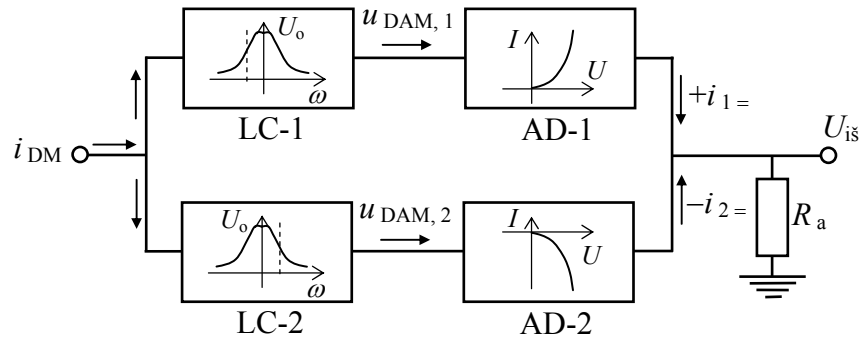
$$\omega_o = 2 \cdot \pi / (L \cdot C)^{-1/2} > \omega_{No} = \omega_o^* = 2 \cdot \pi / (L^* \cdot C^*)^{-1/2}. \quad (2.788)$$

Akivaizdu, jog siekiant minimalios iškreipių faktoriaus δ (2.775) vertės būtina sudaryti papildomas sąlygas:

$$\left. \begin{aligned} LC\text{-kontūriui- } \Delta\omega/2 &= (\omega_o/Q^*)/2 = (\omega_o \cdot R/\rho)/2 > 2 \cdot \omega_M, \\ L^*C^*\text{-kontūriui- } \Delta\omega^* &= \omega_o^*/Q^* = \omega_o^* \cdot R^*/\rho^* > 2 \cdot \omega_M, \end{aligned} \right\} \quad (2.789)$$

kur: $\rho = \omega_o \cdot L = 1/(\omega_o \cdot C) = (L/C)^{1/2}$ ir $\rho^* = \omega_o^* \cdot L^* = 1/(\omega_o^* \cdot C^*) = (L^*/C^*)^{1/2}$ (2.81).

Čia pastebėsime, jog 2.272 pav. b parodytas D- detektorius, esant sąlygai: $\omega_o = \omega_o^*$, tampa A- detektoriumi. Kita vertus pastebėsime, jog santykinai paprasta D- detektoriaus schema su vienu išderintu LC- kontūru (2.272 pav. a) turi esminį trukumą- santykinai didelę iškreipių faktoriaus δ vertę dėl netiesinės LC- kontūro rezonansinės dažninės charakteristikos $U_{lyg o}(\omega)$ (2.271 pav. a). Šį trukumą galima pašalinti D- detektoriaus schemoje su dviem išderintais LC- kontūrais- *balansiniame detektoriuje* (*BD- detektoriuje*) taip, kaip yra parodyta 2.273 pav.

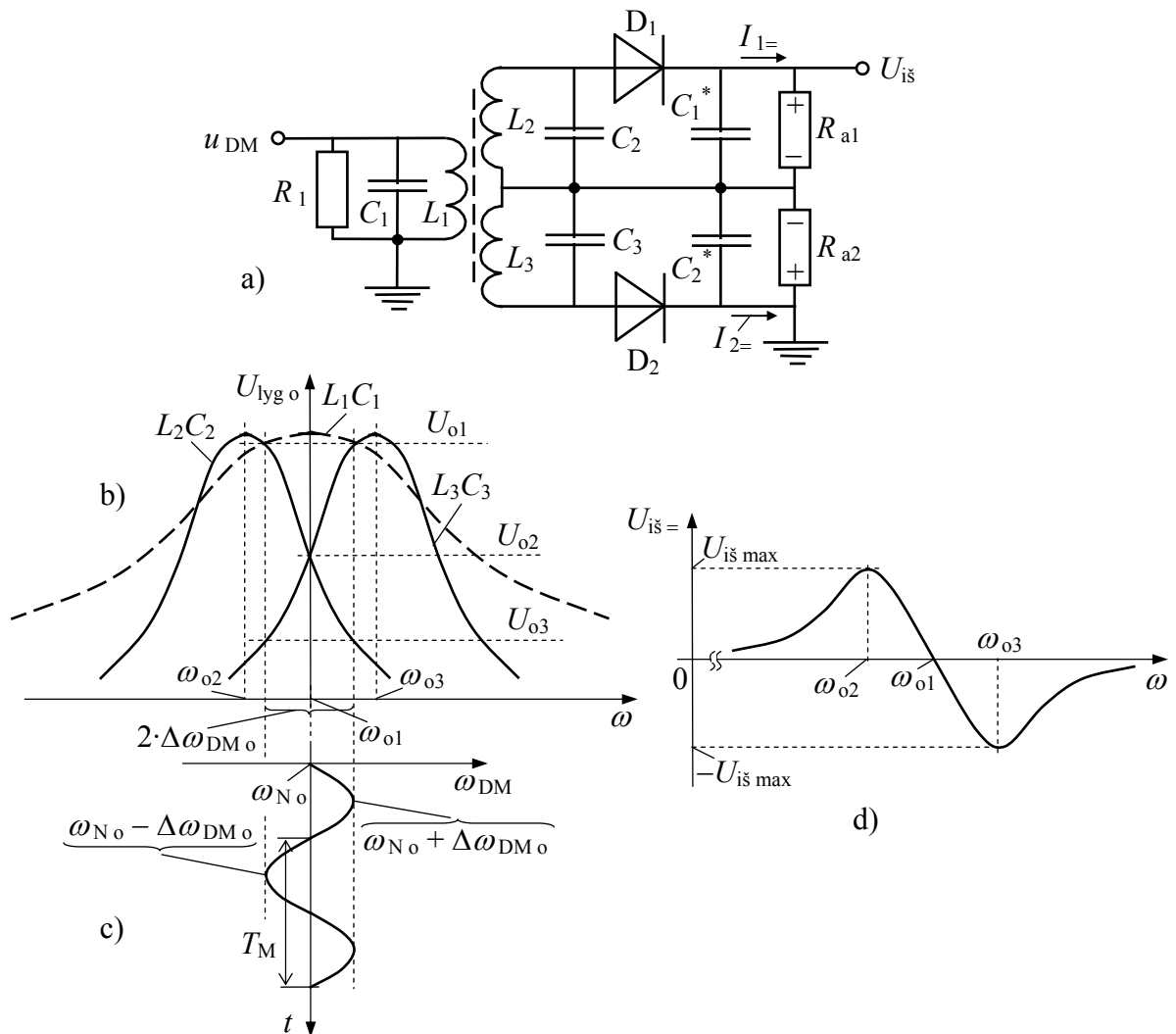


2.273 pav. BD- detektoriaus su dviem išderintais lygiagrečiais LC- kontūrais (LC-1, LC-2) ir dviem A-detektoriais (AD- 1, AD-2) struktūrinė schema

Iš 2.273 pav. matome, jog BD- detektorius yra sudarytas iš dviejų vienodų lygiagrečiai sujungtų D- detektorių, su kuriais išdetektuoti priešingų fazių signalai yra sumuojami bendroje įrenginio apkrovoje R_a ir to išdavoje išėjime $U_{i\delta}$ yra formuojamas informaciją nešantis išėjimo signalas. Viena iš galimų BD- detektoriaus realizavimo elektroninių schemų yra parodyta 2.274 pav. a, kur taip pat yra pateikti jos veikimą paaiškinantys grafikai, iš kur matome, jog išderintieji LC- kontūrai L_2C_2 - ir L_3C_3 - yra žadinami įėjimo LC- kontūru L_1C_1 - ir šių LC- kontūrų rezonansiniai dažniai ω_{o2} , ω_{o3} ir ω_{o1} , atitinkamai, tenkina šią sąlygą:

$$\omega_{o2} < \omega_{o1} < \omega_{o3} \quad (2.790)$$

kur: $\omega_{o2} = 2 \cdot \pi / (L_2 \cdot C_2)^{-1/2}$, $\omega_{o3} = 2 \cdot \pi / (L_3 \cdot C_3)^{-1/2}$, $\omega_{o1} = 2 \cdot \pi / (L_1 \cdot C_1)^{-1/2}$.



2.274 pav. Viena iš galimų BD- detektoriaus realizavimo elektroninių schemų (a) ir jos veikimą paaiškinantys grafikai (b) ÷ (d)

Iš 2.274 pav. b matome, jog žadinančio L_1C_1 - kontūro kokybė Q_1 yra nustatoma santykinai maža ir tai pasiekama jį šuntuojant rezistoriumi R_1 . Taigi, 2.274 pav. a parodytas BD- detektorius veikia taip: kai įrenginio įėjime DM- signalo $u_{DM}(t)$ dažnio $\omega_{DM}(t)$ momentinė vertė $\omega_{DM}(t) = \omega_{o1} = \omega_{No}$ - vidutinė vertė (2.274 pav. c), tai žadinančiame L_1C_1 - kontūre įtampa u_1 yra su didžiausia amplitudė- artima vertei U_{o1} (2.274 pav. b), kai tuo tarpu L_2C_2 - ir L_3C_3 - kontūruose transformatorinės indukcijos būdu yra žadinamos vienodų amplitudžių įtampos u_2 ir u_3 , atitinkamai, su amplitudėmis $U_{o2} \approx U_{o1}/2$, kai abiejų antrinių apvijų $L_{2,3}$ su pirmine apvija L_1 transformacijos koeficientai $n_{21} = 1$ (2.544). Žadinamuose L_2C_2 - ir L_3C_3 - kontūruose atsiradusios kintamosios įtampos $u_{2,3}(t) = U_{o2} \cdot \cos(\omega_{No} \cdot t + \varphi_0)$ atitinkamais A- detektoriais D_1 ir D_2 yra išlyginamos ir tekančios pastovios srovės $I_{1=}$ ir $I_{2=}$ atitinkamuose A- detektorių apkrovos rezistoriuose R_{a1} ir R_{a2} sukuria vienodų verčių pastovias įtampas $U_{a1=}$ ir $U_{a2=}$, atitinkamai. Iš 2.274 pav. a matome, jog įtampai $U_{is=}$ įrenginio išėjimo U_{is} galioja akivaizdi išraiška:

$$U_{i\dot{s}=} = U_{a1=} + (-U_{a2=}) \equiv 0, \quad (2.791)$$

kai $\omega_{DM}(t) = \omega_{o1} = \omega_{No}$.

Kai BD- detektoriaus įėjime DM- signalo $u_{DM}(t)$ dažnio $\omega_{DM}(t)$ momentinė vertė $\omega_{DM}(t) = \omega_{No} - \Delta\omega_{DMo}$ (2.274 pav. c), tai šiuo atveju žadinančiame L_1C_1 - kontūre įtampos u_1 amplitudė išlieka artima vertei U_{o1} (2.274 pav. b), kai tuo tarpu L_2C_2 - ir L_3C_3 - kontūruose transformatorinės indukcijos būdu yra žadinamos skirtingų amplitudžių įtampos: $u_2(t) = U_{o1} \cdot \cos [(\omega_{No} - \Delta\omega_{DMo}) \cdot t + \varphi_0]$ ir $u_3(t) = U_{o3} \cdot \cos [(\omega_{No} - \Delta\omega_{DMo}) \cdot t + \varphi_0]$, kur $U_{o1} > U_{o3}$. Taigi, L_2C_2 - ir L_3C_3 - kontūruose atsiradusios kintamosios įtampos $u_{2,3}(t)$ atitinkamais A- detektoriais D_1 ir D_2 yra išlyginamos ir tekančios pastovios srovės $I_{1=}$ ir $I_{2=}$ atitinkamuose A- detektorių apkrovos rezistoriuose R_{a1} ir R_{a2} sukuria skirtingų verčių pastovias įtampas $U_{a1=}$ ir $U_{a2=}$, atitinkamai, ir iš čia gauname:

$$U_{i\dot{s}=} = U_{a1=} + (-U_{a2=}) \equiv U_{o1} - U_{o3} = +U_o \text{ iš max}, \quad (2.792)$$

kai $\omega_{DM}(t) = \omega_{No} - \Delta\omega_{DMo} \approx \omega_{o2}$.

Kai BD- detektoriaus įėjime DM- signalo $u_{DM}(t)$ dažnio $\omega_{DM}(t)$ momentinė vertė $\omega_{DM}(t) = \omega_{No} + \Delta\omega_{DMo}$ (2.274 pav. c), tai šiuo atveju žadinančiame L_1C_1 - kontūre įtampos u_1 amplitudė išlieka artima vertei U_{o1} (2.274 pav. b), kai tuo tarpu žadinamuose L_2C_2 - ir L_3C_3 - kontūruose transformatorinės indukcijos būdu yra žadinamos skirtingų amplitudžių įtampos:

$$u_2(t) = U_{o3} \cdot \cos [(\omega_{No} - \Delta\omega_{DMo}) \cdot t + \varphi_0], \quad u_3(t) = U_{o1} \cdot \cos [(\omega_{No} - \Delta\omega_{DMo}) \cdot t + \varphi_0],$$

kur $U_{o1} > U_{o3}$.

Taigi, L_2C_2 - ir L_3C_3 - kontūruose atsiradusios kintamosios įtampos $u_{2,3}(t)$ atitinkamais A- detektoriais D_1 ir D_2 yra išlyginamos ir tekančios pastovios srovės $I_{1=}$ ir $I_{2=}$ atitinkamuose A- detektorių apkrovos rezistoriuose R_{a1} ir R_{a2} sukuria skirtingų verčių pastovias įtampas $U_{a1=}$ ir $U_{a2=}$, atitinkamai, ir iš čia gauname:

$$U_{i\dot{s}=} = U_{a1=} + (-U_{a2=}) \equiv U_{o3} - U_{o1} = -U_o \text{ iš max}, \quad (2.793)$$

kai $\omega_{DM}(t) = \omega_{No} + \Delta\omega_{DMo} \approx \omega_{o3}$.

Tipinė BD- detektoriaus perdavimo charakteristika $U_{i\dot{s}=}(\omega)$ yra parodyta 2.274 pav. d, iš kur matome, jog DM- signalo $u_{DM}(t)$ dažnio $\omega_{DM}(t)$ deviacija $\Delta\omega_{DMo}$ turi tenkinti šią sąlygą:

$$\Delta\omega_{DMo} \leq \omega_{o3} - \omega_{o2} = \Delta\omega, \quad (2.794)$$

kur: $\Delta \omega$ - BD- detektoriaus dažnių pralaidumo juosta, iš kurios yra paskaičiuojamas statusas $S = \Delta U_{i\bar{s}} / \Delta \omega$.

Akivaizdu, jog BD- detektoriaus perdavimo charakteristika $U_{i\bar{s}} = (\omega)$ turi būti įmanomai simetrinė- įtampos $U_{i\bar{s}} =$ maksimali „+“ ir „-“ vertės $U_{i\bar{s} \max}$ turi būti vienodos. Kita vertus akivaizdu, jog $|U_{i\bar{s} \max}|$ vertė priklauso nuo žadinamų L_2C_2 - ir L_3C_3 - kontūrų kokybės Q^*_2 ir Q^*_3 , atitinkamai ((2.81), (2.84)), kurios savo ruožtu priklauso nuo santykio $(L/C)^{1/2}$. Taigi, išderinant žadinamų L_2C_2 - ir L_3C_3 - kontūrų rezonansinius dažnius ω_{o2} ir ω_{o3} (2.790), atitinkamai, jų kokybės $Q^*_{2,3}$ bendru atveju nėra lygios. Sąlygą $Q^*_2 = Q^*_3$ galima užtikrinti, esant šioms sąlygoms:

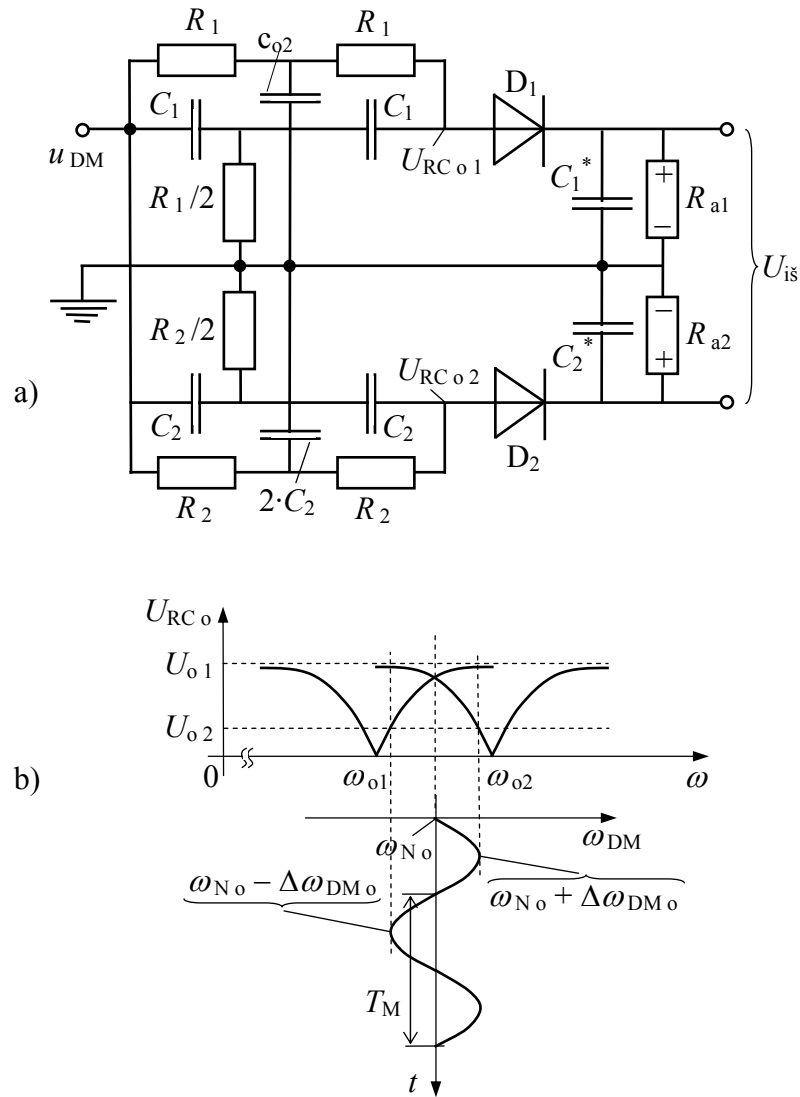
$$\left. \begin{aligned} Q^*_2 = R_2 / (L_2 / C_2)^{1/2} = R_3 / (L_3 / C_3)^{1/2} = Q^*_3, \\ 2 \cdot \pi / (L_3 \cdot C_3)^{-1/2} - 2 \cdot \pi / (L_2 \cdot C_2)^{-1/2} = \Delta \omega = \Delta \omega_{DM o}, \end{aligned} \right\} \quad (2.795)$$

kur: R_2 ir R_3 - žadinamus L_2C_2 - ir L_3C_3 - kontūrus šuntuojantys rezistoriai, atitinkamai.

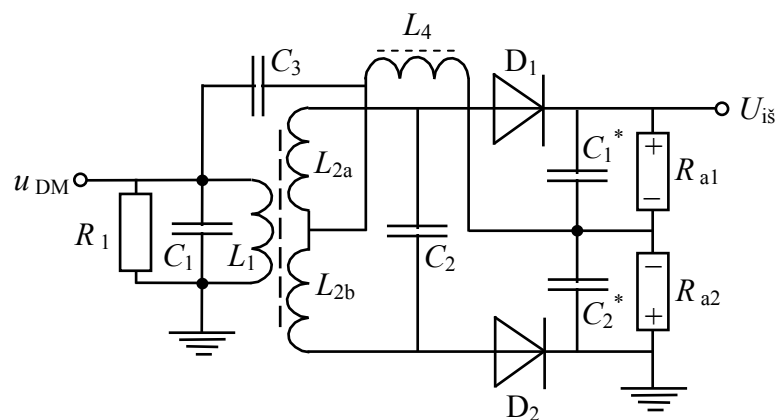
Iš (2.795) matome, jog bendru atveju yra sudėtinga realizuoti reikiamą vertę $\Delta \omega$ (2.794) ir tapatybę $Q^*_2 = Q^*_3$. Kita vertus iš (2.795) matome, jog esant žadinamus L_2C_2 - ir L_3C_3 - kontūrus šuntuojantiems rezistoriams R_2 ir R_3 reikiamą sąlygą $Q^*_2 = Q^*_3$ galima gauti šuntuojant tik vieną žadinamą LC - kontūrą su didesne kokybės verte. Taip pat reikiamą sąlygą $|+U_{i\bar{s} \max}| = |-U_{i\bar{s} \max}|$ galima gauti paderinus ω_{o1} vertę- ją mažinant, kai $Q^*_2 < Q^*_3$, arba didinant, kai $Q^*_2 > Q^*_3$ (2.274 pav. b). Šiuo atveju nebūtinai turi būti tenkinama sąlyga (2.790).

Savaime suprantama, jog BD- detektorius gali būti sudarytas ir su dviem išderintais juostiniais RC - filtrais, pvz. su dvigubo T- pavidalo RC - užtvariniais filtrais (2.40 pav.), ir tokio įrenginio principinė elektroninė schema yra parodyta 2.275 pav. a, kur pozicijoje „b“ yra pateiktos veikimą paaiškinančios diagramos. Šiuo atveju BD- detektoriaus perdavimo charakteristika $U_{i\bar{s}} = (\omega)$ atitinka parodytą 2.274 pav. d, kur dažnių vertės $\omega_{o2} \rightarrow \omega_{o1}$ ir $\omega_{o3} \rightarrow \omega_{o2}$, ir nėra problemos užtikrinti lygybę $|+U_{i\bar{s} \max}| = |-U_{i\bar{s} \max}|$. Taip pat pastebėsime, jog išėjime $U_{i\bar{s}}$ įtampa $U_{i\bar{s}} = (\omega)$ yra diferencinė- skirtuminė.

Akivaizdu, jog D- detekciją galima gauti taikant LC - kontūrų fazines charakteristikas $\varphi_{u,i}(\omega)$ dažnines savybes. Vienas iš galimų BD- detektoriaus elektroninės schemos variantų, kurioje yra panaudojama lygiagretaus LC - kontūro fazinės charakteristikos $\varphi_i(\omega)$ (2.27 pav.) savybės, yra parodyta 2.276 pav., iš kur matome, jog žadinamasis L_2C_2 - kontūras yra padarytas su induktyvinės ritelės L_2 vidurio atšaka, kuri per skiriamąjį kondensatorių C_3 yra sujungta su žadinančiuoju L_1C_1 - kontūru bei per induktyvinę ritelę L_4 sujungta su A- detektorium nuosekliai sujungtų apkrovų R_{a1} ir R_{a2} vidurio mazgu. Šioje schemoje abiejų L_1C_1 - ir L_2C_2 - kontūrų rezonansiniai dažniai ω_{o1} ir ω_{o2} , atitinkami, yra nustatomi vienodų verčių:



2.275 pav. BD- detektoriaus su dviem išderintais dvigubo T- pavidalo RC- užtvariniais filtrais ir dviem A-detektoriais principinė elektroninė schema (a) ir jos veiką paaškinančios diagramos (b)

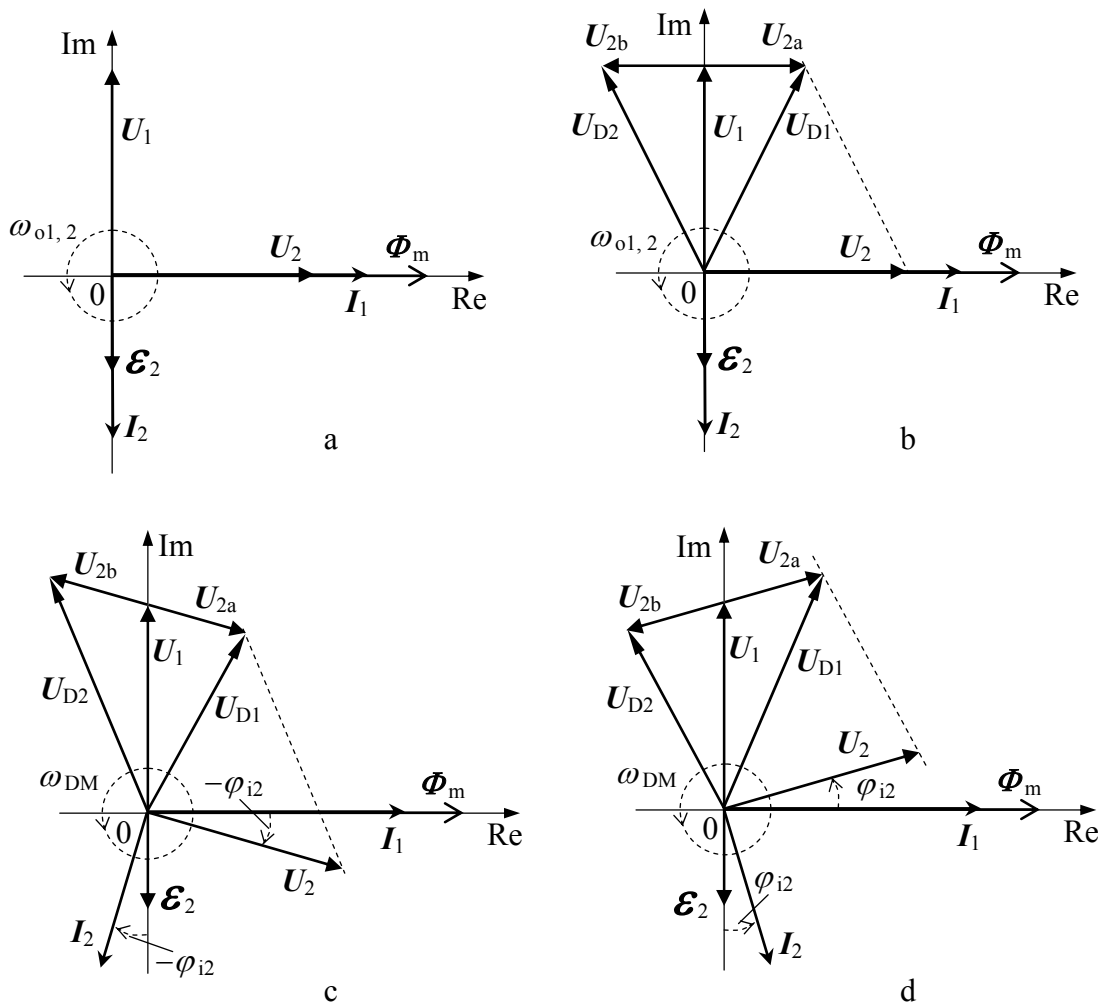


2.276 pav. BD- detektoriaus su dviem vienodo rezonansinio dažnio LC- kontūrais ir dviem A-detektoriais principinė elektroninė schema, kurioje yra panaudojama lygiagretaus LC- kontūro fazinės charakteristikos $\varphi_i(\omega)$ dažninės savybės

$$\omega_{o1} = 2 \cdot \pi / (L_1 \cdot C_1)^{-1/2} = \omega_{o2} = 2 \cdot \pi / (L_2 \cdot C_2)^{-1/2}, \quad (2.796)$$

kur: $L_2 = L_{2a} + L_{2b}$ ir $L_{2a} = L_{2b}$.

BD- detektorius su dviem vienodo rezonansinio dažnio LC - kontūrais (2.276 pav.) veikia taip. Kai balansinio D- detektoriaus įėjime DM- signalo $u_{DM}(t)$ dažnio $\omega_{DM}(t)$ momentinė vertė $\omega_{DM}(t) = \omega_{o1,2}$, tai esant šiam poveikiui žadinančiajame L_1C_1 - kontūre atsiranda įtampa $U_1 = U_{o1} \cdot e^{j\omega \cdot t}$ ir induktyvine ritele L_1 teka srovė $I_1 = I_{o1} \cdot e^{j(\omega \cdot t - \pi/2)}$. Šios srovės indukuoto magnetinio lauko srauto $\Phi_m = \Phi_{m0} \cdot e^{j(\omega \cdot t - \pi/2)}$ poveikyje induktyvinėje ritelėje L_2 atsiranda indukuota evj $\mathcal{E}_2 = \mathcal{E}_{o2} \cdot e^{j(\omega \cdot t - \pi)}$, kurios fazė yra $\pm \pi/2$ rad, pvz. $-\pi/2$ rad atžvilgiu magnetinio srauto Φ_m . Veikiant \mathcal{E}_2 žadinamajame L_2C_2 - kontūre atsiranda srovė $I_2 = I_{o1} \cdot e^{j(\omega \cdot t - \pi)}$, kurios fazė sutampa su \mathcal{E}_2 faze, nes turime rezonanso sąlygą (2.27 pav.), ir esant šiai situacijai 2.277 pav. a yra parodyta visų šių kompleksinių dydžių vektorinė diagrama. Iš 2.276 pav. matome, jog įtampa U_1 per pakankamai didelės talpos kondensatorių



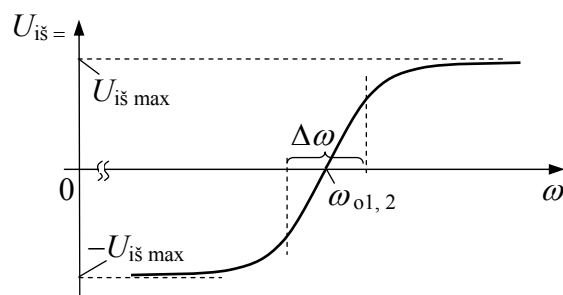
2.277 pav. BD- detektoriaus su dviem vienodo rezonansinio dažnio LC - kontūrais (2.276 pav.) veikią paaiškinančios vektorinės diagramos, kai: $\omega_{DM}(t) = \omega_{o1,2}$ (a, b); $\omega_{DM}(t) < \omega_{o1,2}$ (c); $\omega_{DM}(t) > \omega_{o1,2}$ (d)

C_3 yra pridėta prie induktyvinės ritelės L_2 vidurio atšakos ir kartu su įtampa $U_{2a} = U_2 / 2$ bei $U_{2b} = U_2 / 2$, kurios yra induktyvinės ritelės L_2 vienodose dalyse L_{2a} ir L_{2b} , atitinkamai, yra pridėtos prie atitinkamų A- detektorių diodų D_1 ir D_2 . Taigi A- detektorių įėjimuose veikia poveikio įtampos $U_{D1} = U_1 + U_{2a}$ ir $U_{D2} = U_1 + U_{2b}$, kurių vektorinės diagramos rezonanso atveju yra parodytos 2.277 pav. b, iš kur matome, jog $|U_{D1}| = |U_{D2}|$ ir todėl nagrinėjamo BD- detektoriaus išėjime $U_{i\bar{s}}$ pastovioji įtampa $U_{i\bar{s}} = |U_{a1}| - |U_{a2}| = 0$. Čia pastebėsime, jog kondensatoriaus C_3 varža DM- signalo $u_{DM}(t)$ dažniui ω_{DM} turi būti pakankamai maža, kai tuo tarpu droselio L_4 varža- pakankamai didelė, o taip pat $C^*_1 = C^*_2$ ir $R_{a1} = R_{a2}$.

Kai BD- detektoriaus įėjime DM- signalo $u_{DM}(t)$ dažnio $\omega_{DM}(t)$ momentinė vertė $\omega_{DM}(t) < \omega_{o1,2}$, tai esant šiam poveikiui srovės I_2 fazė nebesutampa su \mathcal{E}_2 faze ir atsilieka kampu $\varphi_{i2} < 0$ (2.27 pav.) ir ši situacija yra parodyta 2.277 pav. c, iš kur matome, jog turime $|U_{D1}| < |U_{D2}|$ ir todėl nagrinėjamo BD- detektoriaus išėjime $U_{i\bar{s}}$ pastovioji įtampa $U_{i\bar{s}} = |U_{a1}| - |U_{a2}| < 0$.

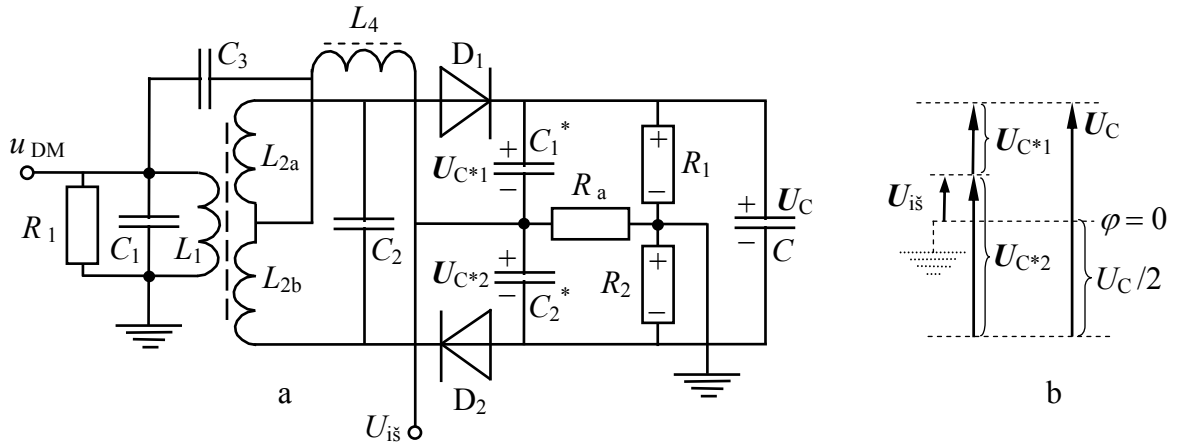
Kai BD- detektoriaus įėjime DM- signalo $u_{DM}(t)$ dažnio $\omega_{DM}(t)$ momentinė vertė $\omega_{DM}(t) > \omega_{o1,2}$, tai esant šiam poveikiui srovės I_2 fazė taip pat nebesutampa su \mathcal{E}_2 faze ir užskuba kampu $\varphi_{i2} > 0$ (2.27 pav.) ir ši situacija yra parodyta 2.277 pav. d, iš kur matome, jog turime $|U_{D1}| > |U_{D2}|$ ir todėl nagrinėjamo BD- detektoriaus išėjime $U_{i\bar{s}}$ pastovioji įtampa $U_{i\bar{s}} = |U_{a1}| - |U_{a2}| > 0$.

Taigi parodėme, jog keičiant DM- signalo $u_{DM}(t)$ dažnio $\omega_{DM}(t)$ pokytį $\Delta\omega_{DM}$ į jam proporcingą fazės pokytį $\Delta\varphi$ ir šį pokytį- į du balansinius AM- signalus bei atliekant jų A- detektavimą, gauname D- detektavimą. Tipinė BD- detektoriaus su dviem vienodo rezonansinio dažnio LC- kontūrais (2.276 pav.) perdavimo charakteristika $U_{i\bar{s}} = (\omega)$ yra parodyta 2.278 pav., iš kur matome, jog DM- signalo $u_{DM}(t)$ dažnio $\omega_{DM}(t)$ deviacija $\Delta\omega_{DMo}$ turi tenkinti šią sąlygą: $\Delta\omega_{DMo} \leq \Delta\omega$ - praleidžiamų dažnių sritis su maksimaliai tiesine priklausomybe $U_{i\bar{s}} = (\omega)$.



2.278 pav. Tipinė BD- detektoriaus su dviem vienodo rezonansinio dažnio $\omega_{o1,2}$ LC- kontūrais (2.276 pav.) perdavimo charakteristika

Esminis išnagrinėtų BD- detektorių trukumas yra tai, jog esant DM- signalo $u_{DM}(t)$ amplitudės U_{oDM} parazitiniai moduliacijai jų išėjime $U_{i\delta}$ išdetektuotas signalas $U_{i\delta}(\omega)$ yra funkcija ir nuo amplitudės U_{oDM} kitimo laike. Šio trukumo neturi *santykinis D- detektorius* (SD- detektorius) kurio elektroninės schemos vienas iš galimų variantų yra parodytas 2.279 pav. a.



2.279 pav. SD- detektoriaus su dviem vienodo rezonansinio dažnio LC - kontūrais ir dviem A-detektoriais principinė elektroninė schema (a), kurioje yra panaikinta DM- signalo $u_{DM}(t)$ amplitudės U_{oDM} parazitinės moduliacijos įtaka išėjime $U_{i\delta}$ ir jo veiką paaiškinanti įtampų diagrama (b)

Iš 2.279 pav. matome, jog SD- detektoriaus elektroninė schema nuo 2.276 pav. parodytos BD- detektoriaus su dviem vienodo rezonansinio dažnio LC - kontūrais ir dviem A-detektoriais principinės elektroninės schemos skiriasi apkrovos schemotechniniu sprendimu bei A- detektorių jungimo poliaringumu. SD- detektoriaus apkrova yra padaryta taip, kad esant DM- signalo $u_{DM}(t)$ amplitudės U_{oDM} parazitiniai moduliacijai jos poveikis išdetektuotam signalui $U_{i\delta}(\omega)$ būtų minimalus. Taigi, A- detektoriaus diodu D_1 išlyginta srovė, tekėdama rezistoriumi R_1 ir rezistoriumi R_a , įkrauna kondensatorių C_1^* (U_{C*1}), o A- detektoriaus diodu D_2 išlyginta srovė, tekėdama rezistoriumi R_2 ir rezistoriumi R_a , įkrauna kondensatorių C_2^* (U_{C*2}). Lygiagrečiai kondensatoriams C_1^* ir C_2^* yra prijungtas santykinai didelės talpos ($2 \div 10 \mu F$) papildomas kondensatorius C , kuris šio proceso metu taip pat yra įkraunamas įtampa U_C ir galioja akivaizdi šias įtampas siejanti tapatybė:

$$|U_C| = |U_{C*1}| + |U_{C*2}| \approx \text{const}, \quad (2.797)$$

nes dėl didelės C talpos suminė įtampa išlieka beveik pastovi.

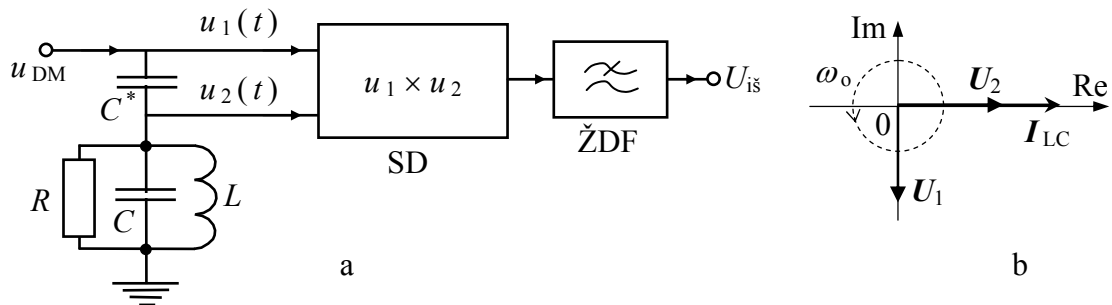
Iš 2.279 pav. b parodytos įtampų U_C , U_{C*1} ir U_{C*2} vektorinės diagramos matome, jog įrenginio išėjime $U_{i\delta}$ išdetektuotam signalui $U_{i\delta}(\omega)$ galima parašyti:

$$U_{i\delta}(\omega) = |U_{C*2}| - |U_C|/2 = (|U_{C*2}| - |U_{C*1}|)/2, \quad (2.798)$$

kur įtampa $U_{i\text{š}}(\omega)$ yra dvigubai mažesnė, negu gaunama schemeje, parodytoje 2.276 pav.

Iš 2.279 pav. b parodytos įtampų U_C , U_{C^*1} ir U_{C^*2} vektorinės diagramos taip pat matome, jog įrenginio išėjime $U_{i\text{š}}$ išdetektuoto signalo $U_{i\text{š}}(\omega)$ vertė iš esmės priklauso tik nuo įtampų U_{C^*2} ir U_{C^*1} modulių santykio- $U_{i\text{š}}(\omega) \sim |U_{C^*2}|/|U_{C^*1}|$, ir todėl nagrinėjama schema yra vadinama SD- detektoriumi.

Elektronikoje taip pat gana plačiai yra taikomas kvadratūrinis DM- signalo $u_{\text{DM}}(t)$ detekcijos metodas (KD- detektorius), kurio esmė matosi iš 2.280 pav. a parodytos elektroninės-struktūrinės schemos.



2.280 pav. KD- detektoriaus elektroninė-struktūrinė schema (a) ir jos veiką paaškinanti poveikio signalų vektorinė diagrama (b)

Iš 2.280 pav. a matome: KD- detektoriaus veikos esmę sudaro tai, jog detektuojamas DM- signalas $u_{\text{DM}}(t)$ yra išskaidomas į du kvadratūriškai susietus signalus $u_1(t)$ ir $u_2(t)$, kurių pradinių fazių φ_{o1} ir φ_{o2} skirtumas $\Delta\varphi_o = \varphi_{o2} - \varphi_{o1} = \pm \pi/2$ rad, po to šie signalai elektroniniu signalų dauginimo įrenginiu (SD) yra sudauginami ir išfiltruojami žemų dažnių filtru (ŽDF). 2.280 pav. a parodytoje KD- detektoriaus schemos variante DM- signalo $u_{\text{DM}}(t)$ skaidymas į du kvadratūriškai susietus signalus $u_1(t)$ ir $u_2(t)$ yra pasiekiamas taikant rezonansinio LC- kontūro dažnines savybes. Kai DM- signalo $u_{\text{DM}}(t)$ dažnis $\omega_{\text{DM}}(t) = \omega_o - LC$ - kontūro rezonansinis dažnis, tai esant šiai sąlygai įtampos $u_2(t)$ fazė φ_{o2} sutampa su LC- kontūro tekančios srovės I_{LC} faze, kai tuo tarpu įtampa U_{C^*} kondensatoriuje C^* atsilieka kampu $-\pi/2$ rad nuo srovės I_{LC} fazės. Kai kondensatoriaus C^* talpos vertė yra pakankamai maža (≈ 10 pF), leidžianti sudaryti sąlygą: $|Z_{C^*}| \gg |Z_{\text{LC}}|$, tai turime $u_1(t) \cong \text{Re } U_{C^*}$ ir iš čia seka, jog įtampos $u_1(t)$ fazė φ_{o1} atsilieka kampu $-\pi/2$ rad nuo įtampos $u_2(t)$ fazės φ_{o2} , ir ši situacija yra parodyta nagrinėjamų signalų vektorine diagrama 2.280 pav. b. Kai DM- signalo $u_{\text{DM}}(t)$ dažnio $\omega_{\text{DM}}(t)$ momentinė vertė pakinta dydžiu $\Delta\omega = \Delta\omega_{\text{DM}o} \cdot \cos(\omega_{\text{M}} \cdot t)$ (2.758), tai esant šiam dažnio pokyčiui įtampos $u_2(t)$ momentinė fazė $\varphi_2(t)$ taip pat pakinta dydžiu $\Delta\varphi_2(t)$, kurios vertę iš (2.82) galima išreikšti taip:

$$\Delta\varphi_2(t) = \arctg(2 \cdot Q^* \cdot \Delta\omega / \omega_o) \approx 2 \cdot Q^* \cdot \Delta\omega / \omega_o \cong 2 \cdot Q^* \cdot \Delta\omega_{\text{DM}o} \cdot \cos(\omega_{\text{M}} \cdot t) / \omega_o, \quad (2.799)$$

kur apytikslė išraiška parašyta esant sąlygai: $Q^* \gg 2 \cdot \Delta \omega / \omega_0$.

Du kvadratūriškai susietus signalus $u_1(t)$ ir $u_2(t)$ išreikšime taip:

$$\left. \begin{aligned} u_1(t) &= U_{oDM} \cdot \cos[\omega_N \cdot t + \gamma_\omega \cdot \sin(\omega_M \cdot t)], \\ u_2(t) &= U_{o2} \cdot \sin[\omega_N \cdot t + \gamma_\omega \cdot \sin(\omega_M \cdot t) + \Delta\varphi_2(t)], \end{aligned} \right\} \quad (2.800)$$

ir iš čia šių signalų sandauga yra:

$$\begin{aligned} u_1(t) \cdot u_2(t) &= U_{oDM} \cdot \cos[\omega_N \cdot t + \gamma_\omega \cdot \sin(\omega_M \cdot t)] \cdot U_{o2} \cdot \sin[\omega_N \cdot t + \gamma_\omega \cdot \sin(\omega_M \cdot t) + \Delta\varphi_2(t)] \cong \\ &\cong (U_{oDM} \cdot U_{o2} / 2) \{ \sin[2 \cdot (\omega_N \cdot t + \gamma_\omega \cdot \sin(\omega_M \cdot t)) + \Delta\varphi_2(t)] + \sin(\Delta\varphi_2(t)) \}, \end{aligned}$$

kur pirmasis išraiškos narys skliaustuose su dažniu $(2 \cdot \omega_N)$ yra nufiltruojamas žemu dažnių filtru ŽDF (2.280 pav. a) ir todėl KD- detektoriaus išėjime U_{is} turime išdetektuotą signalą:

$$U_{is}(\omega) \cong (U_{oDM} \cdot U_{o2} / 2) \sin(\Delta\varphi_2(t)) \cong (U_{oDM} \cdot U_{o2} / 2) \sin[2 \cdot Q^* \cdot \Delta\omega_{DM0} \cdot \cos(\omega_M \cdot t) / \omega_0],$$

iš kur matome, jog $U_{is}(\omega)$ momentinė vertė yra proporcinga informaciją nešančio signalo dažniui ω_M ir taip pat priklauso nuo detektuojamo DM- signalo $u_{DM}(t)$ amplitudės U_{oDM} kitimo laike, kas yra nepageidautinas reiškinys. Čia pastebėsime, jog elektroninių signalų dauginimo įrenginys SD gali būti padarytas su diferencine stiprinimo pakopa, pvz. analogiškai 2.251 pav. parodytai schemai.

2.4.3. Moduluotos fazės FM- signalų detekcijos metodai

Anksčiau parodėme, jog iš (2.756) seka esminė FM- signalo $u_{FM}(t)$ savybė- kartu su fazine moduliacija $\varphi_{FM}(t)$ yra ir dažnio moduliacija (DM), nes momentinis dažnis $\omega_{FM}(t)$ kinta proporcingai fazės kitimui $\varphi_{FM}(t)$ su priešingu pokyčio ženklu. Tačiau šis FM- signalo dažnio kitimas nėra tapatus signalo dažnio moduliacijai, nes DM- signalo $u_{DM}(t)$ dažnio $\omega_{DM}(t)$ pokytis $\Delta\omega_{DM}$ yra proporcingas moduluojančio signalo $u_M(t)$ momentinei vertei, kai tuo tarpu FM- signalo $u_{FM}(t)$ naudinga informacija yra proporcinga moduluojančio signalo $u_M(t)$ fazės $\varphi_{FM}(t)$ momentinei vertei. Taigi iš čia seka, jog moduluotos fazės FM- signalų detekcijai- *F- detekcijai*, netinka DM- signalų $u_{DM}(t)$ detekcijos metodai ir juos realizuojantys įrenginiai (D-detektoriai).

F- detekcija yra gaunama *F- detektoriaus* įrenginyje atliekant dviejų signalų, pvz. harmoninių įtampų: $u_1(t) = U_{o1} \cdot \cos(\omega_1 \cdot t + \varphi_{o1})$ ir $u_2(t) = U_{o2} \cdot \cos(\omega_2 \cdot t + \varphi_{o2})$, daugybą, ko pasėkoje *F- detektoriaus* išėjime U_{is} yra gaunamas dažnių spektro sandas $u_{is(-)}(t)$ su skirtuminiu dažniu $|\omega_1 - \omega_2|$:

$$u_{\text{iš}(-)}(t) = K_u \cdot U_{o1} \cdot U_{o2} \cdot \cos[(\omega_1 - \omega_2) \cdot t + \varphi_{o1} - \varphi_{o2}]/2, \quad (2.801)$$

kur: K_u - F- detektoriaus įtampos perdavimo-stiprinimo diferencialinis koeficientas, o „cos“ funkcijos argumentas- kampas gali būti išskaidytas į du sandus:

$$\varphi_{\omega} = (\omega_1 - \omega_2) \cdot t \quad \text{ir} \quad \Delta\varphi_o = \varphi_{o1} - \varphi_{o2},$$

ir, įrašę šias išraiškas į (2. 2.801), gauname dažnių spektro sandos $u_{\text{iš}(-)}(t)$ išraišką:

$$u_{\text{iš}(-)}(t) = K_u \cdot U_{o1} \cdot U_{o2} \cdot \cos[\varphi_{\omega} + \Delta\varphi_o]/2. \quad (2.802)$$

Iš (2. 2.802) matome, jog F- detektoriaus veika gali būti realizuota dviem būdais:

1) kai $\varphi_{\omega} = 0$ ($\omega_1 = \omega_2$), iš (2. 2.802) seka:

$$u_{\text{iš}(-)}(t) = K_u \cdot U_{o1} \cdot U_{o2} \cdot \cos(\Delta\varphi_o)/2, \quad (2.803)$$

t. y. F- detektoriaus išėjimo įtampa $u_{\text{iš}(-)}(t)$ yra proporcinga poveikio įtampų pradinių fazių skirtumo kosinusui ir toks veikimo būdas yra naudojamas matavimo įrenginiuose bei elektroniniuose automatikos įtaisuose;

2) kai $\varphi_{\omega} \neq 0$ ($\omega_1 \neq \omega_2$) ir $\Delta\varphi_o = \text{const} \equiv 0$, iš (2. 2.802) seka:

$$u_{\text{iš}(-)}(t) = K_u \cdot U_{o1} \cdot U_{o2} \cdot \cos(\varphi_{\omega})/2, \quad (2.804)$$

ir iš čia matome, jog F- detektoriaus išėjimo įtampa $u_{\text{iš}(-)}(t)$ yra proporcinga poveikio įtampų momentinių fazių skirtumo kosinusui ir šis veikimo būdas yra naudojamas moduluotos fazės FM- signalų detekcijai.

Kai F- detektoriaus poveikių įtampų $u_1(t)$ ir $u_2(t)$ fazės φ_{o1} ir φ_{o2} , atitinkamai, skiriasi $\pm \pi/2$ rad ($\Delta\varphi_o = \pm \pi/2$ rad), tai šiuo atveju turėsime „sin“ ir „cos“ funkcijų daugybą, ko pasėkoje F- detektoriaus išėjime $U_{\text{iš}}$ yra gaunamas dažnių spektro sandas $u_{\text{iš}(-)}(t)$ su skirtuminiu dažniu $|\omega_1 - \omega_2|$ „sin“ funkcijos išraiškoje ir išraiška (2.804) įgaus pavidalą:

$$u_{\text{iš}(-)}(t) = K_u \cdot U_{o1} \cdot U_{o2} \cdot \sin(\varphi_{\omega})/2, \quad (2.805)$$

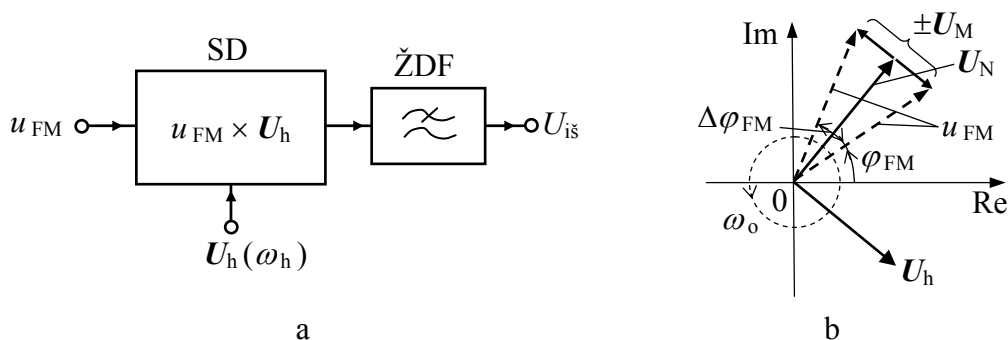
iš kur seka apytikslė išraiška, kai $\varphi_{\omega} \leq \pm \pi/4$ rad :

$$u_{\text{iš}(-)}(t) \cong K_u \cdot U_{o1} \cdot U_{o2} \cdot \varphi_{\omega}/2, \quad (2.806)$$

t. y. F- detektoriaus išėjimo įtampa $u_{\text{iš}(-)}(t)$ yra tiesiog proporcinga poveikio įtampų momentinių fazių skirtumui, bet tuo pačiu priklauso ir nuo poveikio signalų amplitudžių, ir tai yra esminis trukumas.

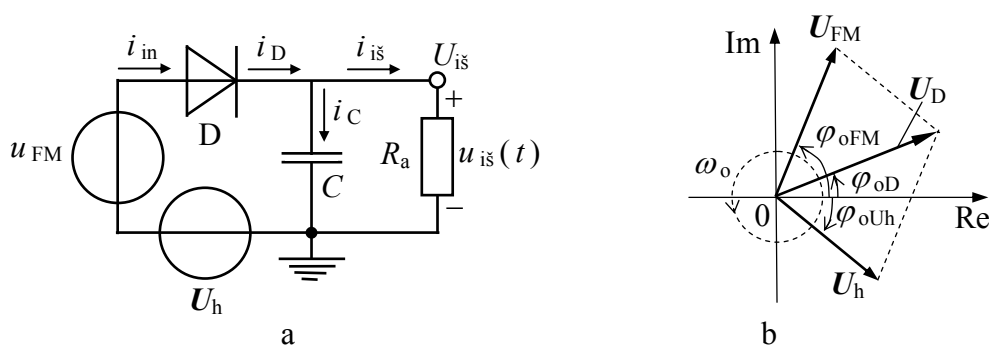
Taigi parodėme, jog F-detektoriaus įrenginyje turi būti atliekamas dviejų kvadratūriškai susietų signalų daugyba, t. y. panašiai jau išnagrinėtam KD- detektoriaus

atveju (2.280 pav.). F- detektoriaus struktūrinė schema ir jos veiką paaškinanti poveikio signalų vektorinė diagrama yra parodyti 2.281 pav. a ir b, atitinkamai.



2.281 pav. F- detektoriaus struktūrinė schema (a) ir jos veiką paaškinanti poveikio signalų u_{FM} ir U_h vektorinė diagrama (b)

Pati paprasčiausia F- detektoriaus struktūrinę schemą realizuojanti elektroninė grandinė yra parodyta 2.282 pav. a, kur taip pat pozicijoje (b) yra pateikta poveikio įtampų U_{FM} ir U_h vektorinė diagrama.



2.282 pav. Paprasčiausio F- detektoriaus elektroninę schemą (a) ir jos veiką iliustruojanti poveikio įtampų U_{FM} ir U_h vektorinė diagrama (b)

Iš 2.282 pav. a matome, jog F- detektoriaus elektroninę schemą nuo A- detektoriaus elektroninės schemos (2.269 pav. a) skiriasi tik įėjimo grandinėje nuosekliai FM- signalo įtampos $u_{FM}(t)$ šaltiniui įjungtu papildomu harmoninės įtampos U_h šaltiniu. Akivaizdu, jog šiuo atveju diodą D veikiantį įtampa U_D yra įtampos $U_h = U_{oh} \cdot e^{j(\omega \cdot t - \varphi_{oU_h})}$ ir įtampos $U_{FM} = U_{oFM} \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi_{oFM})}$ vektorinė suma (2.282 pav. b):

$$U_D = U_h + U_{FM}, \quad (2.807)$$

ir iš čia, priėmus vektorių U_h ir U_{FM} tarpusavio statumo sąlygą:

$$\Delta\varphi_o = \varphi_{oFM} + |\varphi_{oU_h}| = \pm \pi/2 \text{ rad},$$

randame:

$$\left. \begin{aligned} U_{oD} &\cong (U_{oh}^2 + U_{oFM}^2)^{1/2}, \\ \operatorname{tg} \varphi_{oD} &= (U_{oFM} \cdot \sin \varphi_{oFM} + U_{oh} \cdot \sin \varphi_{oUh}) / (U_{oFM} \cdot \cos \varphi_{oFM} + U_{oh} \cdot \cos \varphi_{oUh}), \end{aligned} \right\} (2.808)$$

kur fazinių kampų φ_{oFM} ir φ_{oUh} vertės yra rašomos su savo ženklu- „+“ arba „-“.

Įtampos U_D poveikyje per diodą D teka neharmoninė srovė $i_D(t)$ (2.249 pav. b), kurios dažnių spektras yra sudėtinis (2.741) ir jame, analogiškai (2.805), turime skirtuminių dažnių sandą $i_{D(-)}(t)$:

$$i_{D(-)}(t) = (K_u \cdot U_{oD} / 2) \cdot \sin(\Delta\varphi_o) \cong K_u \cdot U_{oD} \cdot \Delta\varphi_o / 2, \quad (2.809)$$

iš kur seka, jog F- detektoriaus (2.282 pav. a) išėjime U_{is} įjungto ŽDF- kondensatoriaus C poveikyje yra gaunama įtampa $u_{is}(t)$:

$$u_{is}(t) = i_{D(-)}(t) \cdot R_a \cong K_u \cdot R_a \cdot U_{oD} \cdot \Delta\varphi_o / 2 \approx R_a \cdot U_{oD} \cdot \Delta\varphi_o / 2, \quad (2.810)$$

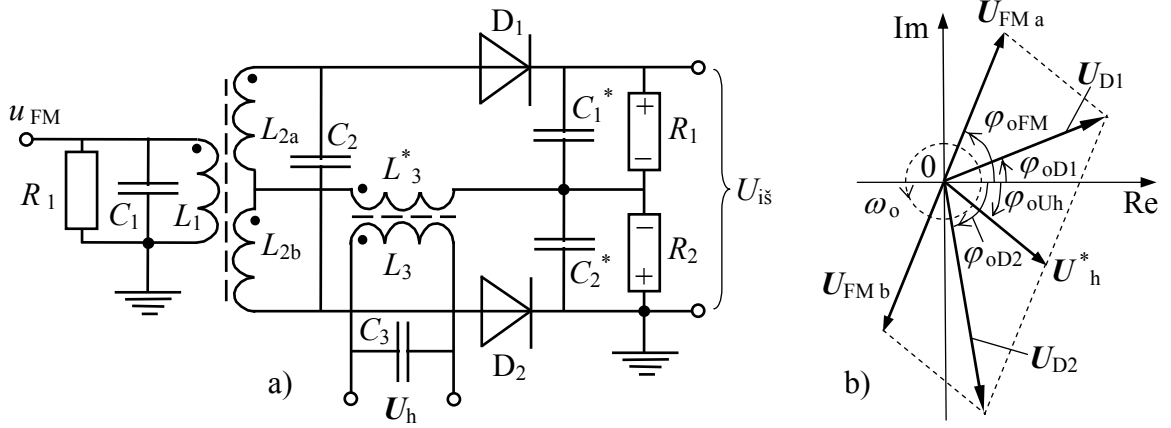
kur galutinė apytikslė lygybė yra parašyta esant sąlygai: $R_a \gg \bar{r}_D$ ($K_u \cong 1$).

Iš (2.810) matome, jog F- detektoriaus (2.282 pav. a) išėjime U_{is} įtampa $u_{is}(t)$ tiesiogiai priklauso nuo poveikio signalų U_h ir U_{FM} tarpusavio fazių skirtumo $\Delta\varphi_o$, kuri savo ruožtu yra funkcija nuo detektuojamo FM- signalo $u_{FM}(t)$ momentinės fazės $\varphi_{FM}(t)$ ((2.755), 2.281 pav. b) vertės. Kita vertus iš (2.810) matome, jog $u_{is}(t)$ tuo pačiu priklauso ir nuo poveikio signalų amplitudžių U_{oD} (2.808), ir tai yra esminis trukumas. Kitas esminis nagrinėjamo F- detektoriaus (2.282 pav. a) trukumas yra tai, jog būtina palaikyti signalų U_h ir U_{FM} tarpusavio pradinių fazių pastovų skirtumą $\Delta\varphi_o = \pm \pi / 2$, kas reikalauja papildomų radioelektroninių priemonių, pvz. detektuojamu signalu $u_{FM}(t)$ sinchronizuojamo signalo U_h generatoriaus.

Dažniausiai FM- signalo $u_{FM}(t)$ detekcijai yra naudojama *balansinė F- detektoriaus* (BF- detektorius) schema, kurios viena iš galimų variantų yra parodyta 2.283 pav. a, kur taip pat pozicijoje (b) yra pateikta poveikio įtampų U_{FM} ir U_h vektorinė diagrama.

Iš 2.283 pav. a matome, jog BF- detektoriaus schema mažai skiriasi nuo 2.276 pav. parodytos BD- detektoriaus schemos, tik nagrinėjamu atveju antrasis kvadratūriškai susietas signalas U_h su detektuojamu FM- signalu U_{FM} yra paduodamas iš atskiro generatoriaus, kuris bendru atveju yra sinchronizuojamas signalu U_{FM} . Iš 2.283 pav. b matome, jog diodus $D_{1,2}$ veikiančios įtampos $U_{D1,2}$, atitinkamai, yra įtampos $U_h \rightarrow U_h^* = n_{3'} \cdot U_{oh} \cdot e^{j(\omega \cdot t - \varphi_{oUh})}$ ir įtampų $U_{FM a} = (n_{12a} \cdot U_{oFM} / 2) \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi_{oFM})}$ bei $U_{FM b} = (n_{12b} \cdot U_{oFM} / 2) \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi_{oFM} + \pi)}$ atitinkamos vektorinės sumos (2.283 pav. b):

$$U_{D1} = U_h^* + U_{FM a}, \quad U_{D2} = U_h^* + U_{FM b}, \quad (2.811)$$



2.283 pav. BF- detektoriaus elektroninė schema (a) ir jos veiką iliustruojanti poveikio įtampų U_{FM} ir U_h vektorinė diagrama (b)

kur FM- signalu U_{FM} žadinamos įtampos $U_{FM a, b}$ yra vienodose ritelėse $L_{2a, 2b}$, atitinkamai, ir papildoma įtampa U_h žadinama įtampa U_h^* yra ritelėje L_3^* , kur žadinamų įtampų $U_{FM a, b}$ bei U_h^* amplitudės $U_{oFM a, b} = n_{12a, b} \cdot U_{oFM} / 2$ ir $U_{oh}^* = n_3 \cdot U_{oh}$, atitinkamai, priklauso nuo atitinkamų induktyviai surištų ritelių transformacijos koeficientų $n_{12a, b}$ ir n_3 (2.544), o atitinkamų LC- kontūrų rezonansiniai dažniai parinkti lygūs FM- signalo U_{FM} vidutiniam dažniui ω_N :

$$\omega_N = 2 \cdot \pi / (L_1 \cdot C_1)^{-1/2} = 2 \cdot \pi / [(L_{2a} + L_{2a}) \cdot C_2]^{-1/2} = 2 \cdot \pi / (L_3 \cdot C_3)^{-1/2}.$$

BF- detektoriaus išėjime $U_{i\check{s}}$ (2.283 pav. a) išdetektuota įtampa $u_{i\check{s}}(t)$ yra įtampų $u_{R1, 2}(t)$ rezistoriuose $R_{1, 2}$, atitinkamai, modulių skirtumas:

$$u_{i\check{s}}(t) = |u_{R1}(t)| - |u_{R2}(t)|, \quad (2.812)$$

kur:

$$u_{R1}(t) = K_{u1} \cdot U_{oD1}(t), \quad u_{R2}(t) = -K_{u2} \cdot U_{oD2}(t), \quad (2.813)$$

kur: $K_{u1, 2}$ - įtampos $U_{D1, 2}$, atitinkamai, diferencialinis perdavimo koeficientas atitinkamuose A- detektoriuose $D_{1, 2}$.

Iš 2.283 pav. b matome, jog diodus $D_{1, 2}$ veikiančios įtampos $U_{D1, 2}$, atitinkamai, yra išreiškiamos taip:

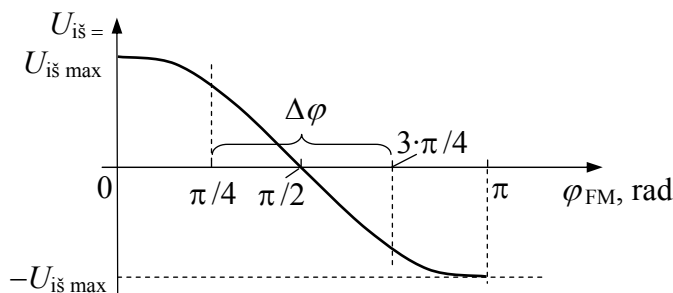
$$U_{D1} = U_{oD1} \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi_{oD1})}, \quad U_{D2} = U_{oD2} \cdot e^{j(\omega \cdot t - \varphi_{oD2})}, \quad (2.814)$$

kur:

$$\left. \begin{aligned} U_{oD1} &= [U_{oh}^2 + U_{oFM a}^2 - 2 \cdot U_{oh} \cdot U_{oFM a} \cdot \cos(\varphi_{oFM} + |\varphi_{oUh}|)]^{1/2}, \\ U_{oD2} &= [U_{oh}^2 + U_{oFM b}^2 - 2 \cdot U_{oh} \cdot U_{oFM b} \cdot \cos(\pi - \varphi_{oFM} - |\varphi_{oUh}|)]^{1/2}, \end{aligned} \right\} (2.815)$$

ir iš čia matome, jog A- detektorius $D_{1, 2}$ veikiančių įtampų $U_{D1, 2}$, atitinkamai, moduliais $U_{oD1, 2}$, atitinkamai, priklauso nuo detektuojamo FM- signalo $u_{FM}(t)$ momentinės fazės $\varphi_{FM}(t)$ (2.755) vertės, bet tuo pačiu priklauso ir nuo poveikio signalų U_h ir U_{FM} amplitudžių U_{oh} ir U_{oFM} , atitinkamai, ir tai yra esminis trukumas.

Iš 2.283 pav. b matome: kai detektuojamas FM- signalas U_{FM} , o tuo pačiu ir jo sąlygoti signalai $U_{FM a, b}$ su papildomu- atraminiu signalu U_h , o tuo pačiu ir jo sąlygotu signalu U_h^* sudaro statų kampą $\Delta\varphi_o = \pm \pi/2$, tai esant šiai situacijai turime lygybę- $|U_{D1}| = |U_{D2}|$ ir iš čia bei (2.812) seka, jog $u_{i\dot{s}} = 0$. Kai $\Delta\varphi_o > |\pi/2|$, tai esant šiai situacijai, kuri ir yra parodyta 2.283 pav. b, turime nelygybę- $|U_{D1}| < |U_{D2}|$ ir iš čia bei (2.812) seka, jog $u_{i\dot{s}} < 0$. Kai kampas $\Delta\varphi_o < |\pi/2|$, tai esant šiai situacijai turime nelygybę- $|U_{D1}| > |U_{D2}|$ ir iš čia bei (2.812) seka, jog $u_{i\dot{s}} > 0$. Taigi parodėme, jog BF- detektoriaus išėjime $U_{i\dot{s}}$ (2.283 pav. a) išdetektuoto signalo $u_{i\dot{s}}(t)$ įtampos pastovioji vertė $u_{i\dot{s}} =$ ir ženklas priklauso nuo FM- signalo $u_{FM}(t)$ momentinės fazės $\varphi_{FM}(t)$ vertės ir ši priklausomybė $u_{i\dot{s}} = (\varphi_{FM})$ yra parodyta 2.284 pav.



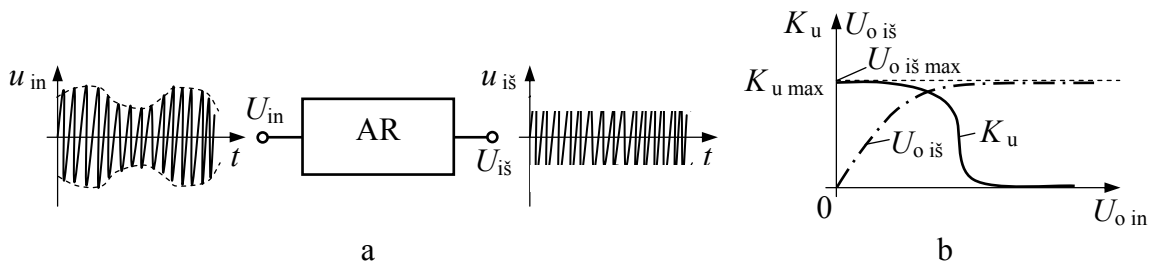
2.284 pav. Tipinė BF- detektoriaus (2.283 pav.) perdavimo charakteristika

Iš 2.284 pav. matome, jog BF- detektoriaus (2.283 pav.) perdavimo charakteristika $u_{i\dot{s}} = (\varphi_{FM})$ yra beveik tiesinė, kai turime sąlygą: $\pi/4 < \varphi_{FM} < 3\pi/4$ arba $\Delta\varphi < \pi/2$.

Akivaizdu, jog F- detektoriaus struktūrinę schemą (2.281 pav. a) realizuojantis įrenginys gali būti padarytas su diferencine stiprinimo pakopa, analogiškai 2.251 pav. ir 2.256 pav. parodytiems modulatoriams, ir vienas išgalimų variantų atitinka 2.251 pav. parodytą schemą, kurioje yra daromi keitiniai: $U_N \rightarrow U_{FM}$, $U_M \rightarrow U_h$ - kvadratūriškai susietas su U_{FM} , o LC- kontūro rezonansinis dažnis $\omega_o = 2\pi / (L \cdot C)^{-1/2} = \omega_N$ - vidutinė $\omega_{FM}(t)$ vertė. Šiuo atveju taip pat turime nepageidautiną išdetektuoto signalo $u_{i\dot{s}}(t)$ priklausomybę nuo signalų U_{FM} ir U_h amplitudžių. Čia pastebėsime, jog kvadratūriškai susieti signalai U_{FM} ir U_h atitinka jų sinchronizacija ir šis metodas yra taikomas *sinchroniniuose detektoriuose*, kuriuose atliekant A- detekciją yra kartu sinchroniškai paduodamas atraminis signalas U_h . Tai leidžia iš santykinai stipraus elektrinių trukdžių fono išskirti santykinai silpną naudingą informaciją nešantį radijo signalą U_N ir tuo pačiu, atliekant išskirto silpno signalo daugiakartinį sumavimą, gauti iki 30 kartų padidintą signalo/triukšmo santykį įrenginio išėjime.

2.5. Elektrinio signalo amplitudės ribojimo (pastovinimo) metodai

Nagrinėdami įvairiai moduluotų elektrinių signalų detekciją parodėme, jog FM- bei DM- signalų, bendru atveju KM- signalų detekcija reikalauja šių signalų amplitudės $U_o(t)$ pastovumo- $U_o(t) = \text{const}$. Akivaizdu, jog šią sąlygą galima realizuoti įvairiais būdais, pvz. kintamos amplitudės $U_o(t)$ KM- signalu $u_{KM}(t)$ paveikiant elektroninį įtaisą- amplitudės ribotuvą (AR) (2.285 pav. a) su netiesine perdavimo-stiprinimo charakteristika, pvz. įtampos diferencialiniu koeficientu $K_u(U_{o\text{ in}}) = \Delta U_{o\text{ iš}} / \Delta U_{o\text{ in}}$, kuris yra parodytas 2.285 pav. b.



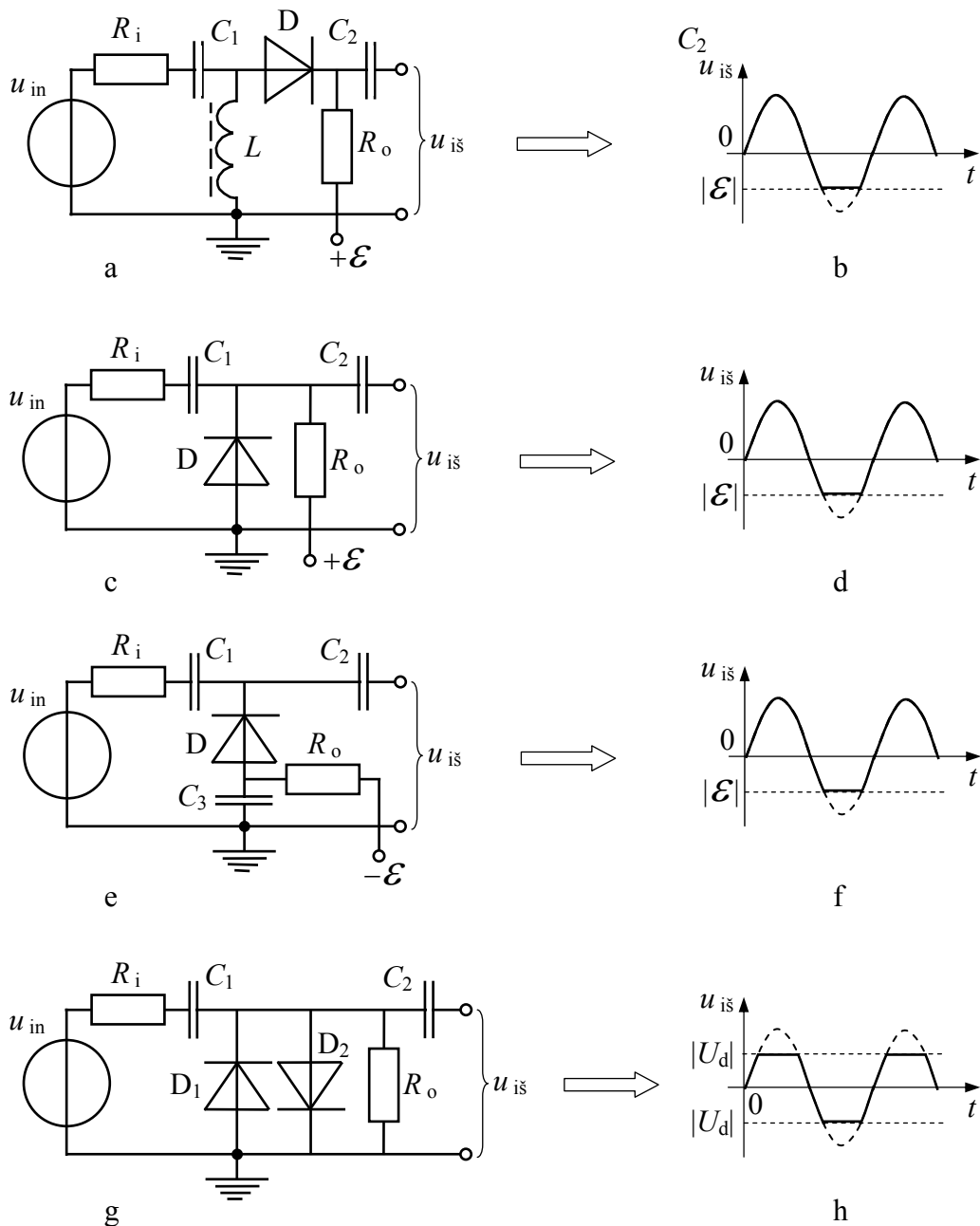
2.285 pav. Elektrinio signalo $u_{in}(t)$ amplitudės $U_{o\text{ in}}(t)$ ribojimo (pastovinimo) struktūrinė schema (a) su amplitudės ribotuvu AR, turinčiu netiesinę įtampos perdavimo-stiprinimo charakteristiką $K_u(U_{o\text{ in}})$ (b)

Iš 2.285 pav. b matome, jog signalo $u_{in}(t)$ kintamos amplitudės $U_{o\text{ in}}(t)$ pastovumo sąlyga- $U_{o\text{ iš}}(t) = \text{const}$, yra realizuojama, kai signalas $u_{in}(t)$ yra paveikiamas elektroniniu įrenginiu- amplitudės ribotuvu (AR) su diferencialiniu įtampos perdavimo-stiprinimo koeficientu $K_u(U_{o\text{ in}})$, kurio vertė priklauso nuo ribojamo signalo $u_{in}(t)$ amplitudės $U_{o\text{ in}}(t)$ momentinės vertės. AR kokybė, analogiškai įtampos pastovinimo grandinei su stabilitronu (I d.- (1.89)), yra nusakoma amplitudės pastovinimo koeficientu k_U :

$$k_U = M_{in} / M_{iš} > 1, \quad (2.816)$$

kur: M_{in} ir $M_{iš}$ - įėjimo $u_{in}(t)$ ir išėjimo $u_{iš}(t)$ signalų amplitudės moduliacijos koeficientai (2.722), atitinkamai, ir ribojimo-pastovinimo efektyvumas tuo geresnis, kuo didesnė yra k_U vertė.

Diodiniai AR- patys paprasčiausi elektroniniai įrenginiai, kurių klasikinės schemas ir jų veiką paaiškinančios laikinės diagramos yra parodytos 2.286 pav., iš kur matome, jog šių AR veika yra pagrįsta netiesine diodo VACH, ko pasėkoje įėjimo signalas $u_{in}(t)$ patenka į įrenginio išėjimą $U_{iš}$ tik tada, kai ribojamo signalo $u_{in}(t)$ amplitudės $U_{o\text{ in}}(t)$ momentinė vertė viršija priešįtampos $|\mathcal{E}|$ vertę- $|U_o(t)| \geq |\mathcal{E}|$ (a ÷ d), arba, kai $|U_o(t)| \leq |U_d|$ (e, f), kur U_d - slenkstinė diodo įtampa tiesiogine kryptimi (I d.- (1.18 pav., 1.19 pav.)). Akivaizdu, jog dvipusio ribojimo atveju (2.286 pav. e, f) apriboto išėjimo signalo $u_{iš}(t)$ amplitudė tenkina

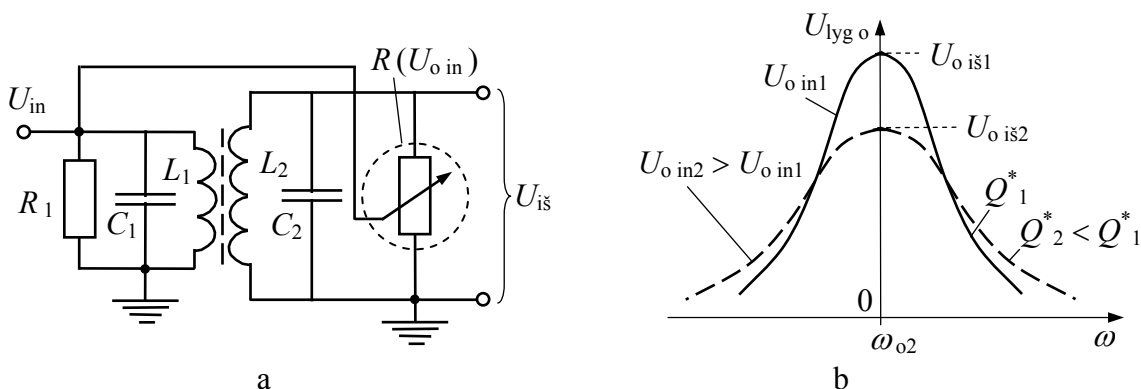


2.286 pav. Diodiniai AR: a- vienaspusis nuoseklus; c, e- vienaspusis lygiagretus; g- dvipusis

sąlyga: $U_{o\text{ iš}} > U_d$, kai vietoje vieno diodo D_1 ir D_2 yra įjungti keli nuosekliai ta pačia kryptimi įjungti diodai $\{D_1- D_1-$ ir t. t. $\}$ bei $\{D_2- D_2-$ ir t. t. $\}$, ir šiuo atveju $U_{o\text{ iš}} \cong n \cdot U_d$, kur: $n = 1, 2, 3, \dots$ - nuosekliai sujungtų diodų $\{D_1- \dots\}$ ir $\{D_2- \dots\}$ grandinėje skaičius, kuris bendru atveju gali būti skirtingas diodų $\{D_1- \dots\}$ ir $\{D_2- \dots\}$ grandinėms. Kitame dvipusiame AR variante vietoje lygiagrečiai sujungtų diodų grandinių $\{D_1- \dots\}$ ir $\{D_2- \dots\}$ gali būti priešingomis kryptimis įjungti nuosekliai sujungti stabilitronai ir šiuo atveju $U_{o\text{ iš}} \cong m \cdot U_p$, kur: U_p - stabilitrono pastovinio (stabilizacijos) įtampa (1.63), o $m = 1, 2, 3, \dots$ - nuosekliai viena kryptimi sujungtų stabilitronų skaičius, kuris bendru atveju gali būti skirtingas kita kryptimi įjungtų stabilitronų skaičiui. Diodinių AR veika dažnių diapazone priklauso nuo panaudotų

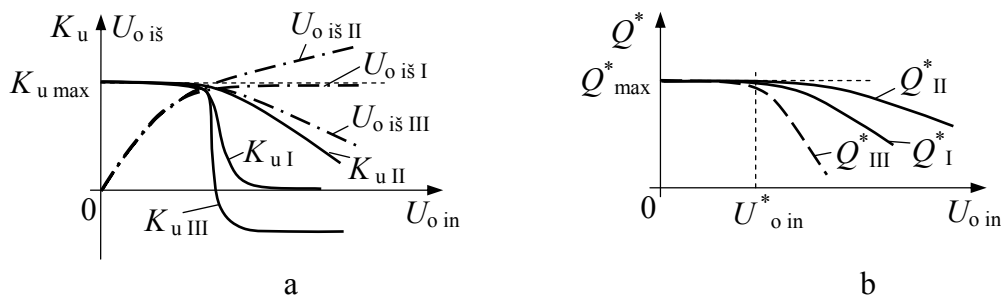
diodų dažninių savybių ir didžiausias dažnis f_{\max} , kai dar vyksta įėjimo signalo $u_{in}(t)$ amplitudės $U_{oin}(t)$ ribojimas, yra apspręstas panaudotų diodų maksimaliu veikos dažniu, pvz. Šotkio diodo atveju f_{\max} siekia dešimtis-šimtus ir daugiau MHz, o taškiniai diodai gali veikti GHz diapazone.

AR su elektroniškai valdomos kokybės RLC-kontūru- kitas įėjimo signalo $u_{in}(t)$ amplitudės $U_{oin}(t)$ pastovinimo būdas, kurią realizuojantys paprasčiausi elektroniniai įrenginiai yra parodyti 2.287 pav., iš kur matome, jog amplitudės pastovinimo efektas yra gaunamas šuntuojant RLC-kontūrą kintamos vertės varža $R(U_{oin})$, kurios dydis priklauso nuo ribojamo signalo $u_{in}(t)$ amplitudės $U_{oin}(t)$ momentinės vertės.



2.287 pav. AR su elektroniškai valdomos kokybės RLC-kontūru, jį šuntuojant kintamos vertės varža $R(U_{oin})$

Iš 2.287 pav. b matome, jog nagrinėjamo AR veika yra pagrįsta lygiagreto RLC-kontūro kokybės Q^* ((2.81), (2.84)) ir įtampos $u_{lyg}(t)$ amplitudės U_{olyg} rezonanso metu priklausomybe: $U_{olyg} \sim Q^*(R)$, kur: $Q^*(R)$ - kokybės Q^* priklausomybės nuo šunto varžos R funkcija, kuri savo ruožtu yra funkcija nuo įėjimo signalo $u_{in}(t)$ amplitudės $U_{oin}(t)$ momentinės vertės- $R(U_{oin})$. Čia pastebėsime, jog priklausomai nuo šių funkcijų pavidalo turėsime skirtingas AR perdavimo-stiprinimo charakteristikas $K_u(U_{oin})$, kurių galimi pavidalai yra parodyti 2.288 pav. a, o jas atitinkančios priklausomybės $Q^*(U_{oin})$ - pozicijoje „b“.



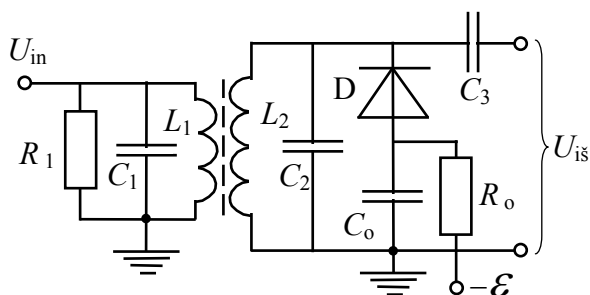
2.288 pav. AR, parodytos 2.287 pav. a, galimos perdavimo-stiprinimo charakteristikos $K_u(U_{oin})$ ir jas atitinkančios priklausomybės $U_{osh}(U_{oin})$ (a) bei jas atitinkančios priklausomybės $Q^*(U_{oin})$ (b)

Iš 2.288 pav. a matome, jog iš galimų AR priklausomybių $K_u(U_{o\ in})$ geriausiai tinka priklausomybė $K_{u\ I}(U_{o\ in})$, kurią sąlygoja priklausomybė $Q^*_1(U_{o\ in})$ (2.288 pav. b). Taigi iš čia seka, jog L_2C_2 -kontūrą (2.287 pav. a) šuntuojančios varžos R priklausomybė $R(U_{o\ in})$ turi būti parinkta taip, kad pradėdant įėjimo signalo $u_{in}(t)$ amplitudės $U_{o\ in}(t)$ momentine verte $U^*_{o\ in}$, lygiagreto L_2C_2 -kontūro kokybė Q^*_2 nuo $U_{o\ in}(t) \geq U^*_{o\ in}$ mažėtų tenkinant šią sąlygą:

$$-\Delta Q^*_2 = -\Delta R / (L_2/C_2)^{1/2} \Rightarrow \Delta R = \Delta Q^*_2 \cdot (L_2/C_2)^{1/2} \sim -\Delta U_{o\ in}, \quad (2.817)$$

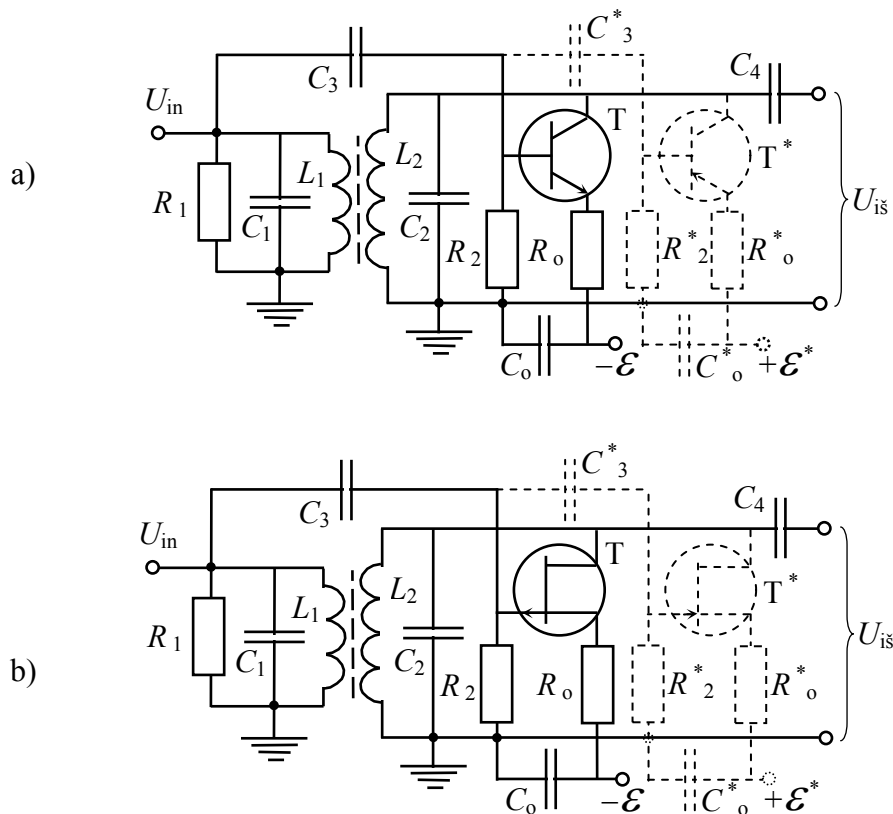
kur išraiškos parašytos rezonanso atveju- $\omega = \omega_{o2} = 2 \cdot \pi / (L_2 \cdot C_2)^{-1/2}$, ir matome, jog šunto varžos R pokytis ΔR turi atitikti įėjimo signalo $u_{in}(t)$ amplitudės $U_{o\ in}(t)$ pokytį $\Delta U_{o\ in}$ su priešingu ženklu- amplitudei $U_{o\ in}(t)$ padidėjus, varža $R(U_{o\ in})$ turi proporcingai sumažėti ir atvirkščiai.

Reikiamą L_2C_2 -kontūro (2.287 pav. a) šunto varžos priklausomybę $R(U_{o\ in})$ galima realizuoti vienu iš 2.286 pav. parodytų būdų, pvz. 2.286 pav. e parodyta diodine grandine taip, kaip yra parodyta 2.289 pav.



2.289 pav. AR su elektroniskai valdomos kokybės L_2C_2 -kontūru, jį šuntuojančios netiesinės įėjimo varžos A- detektoriumi (D)

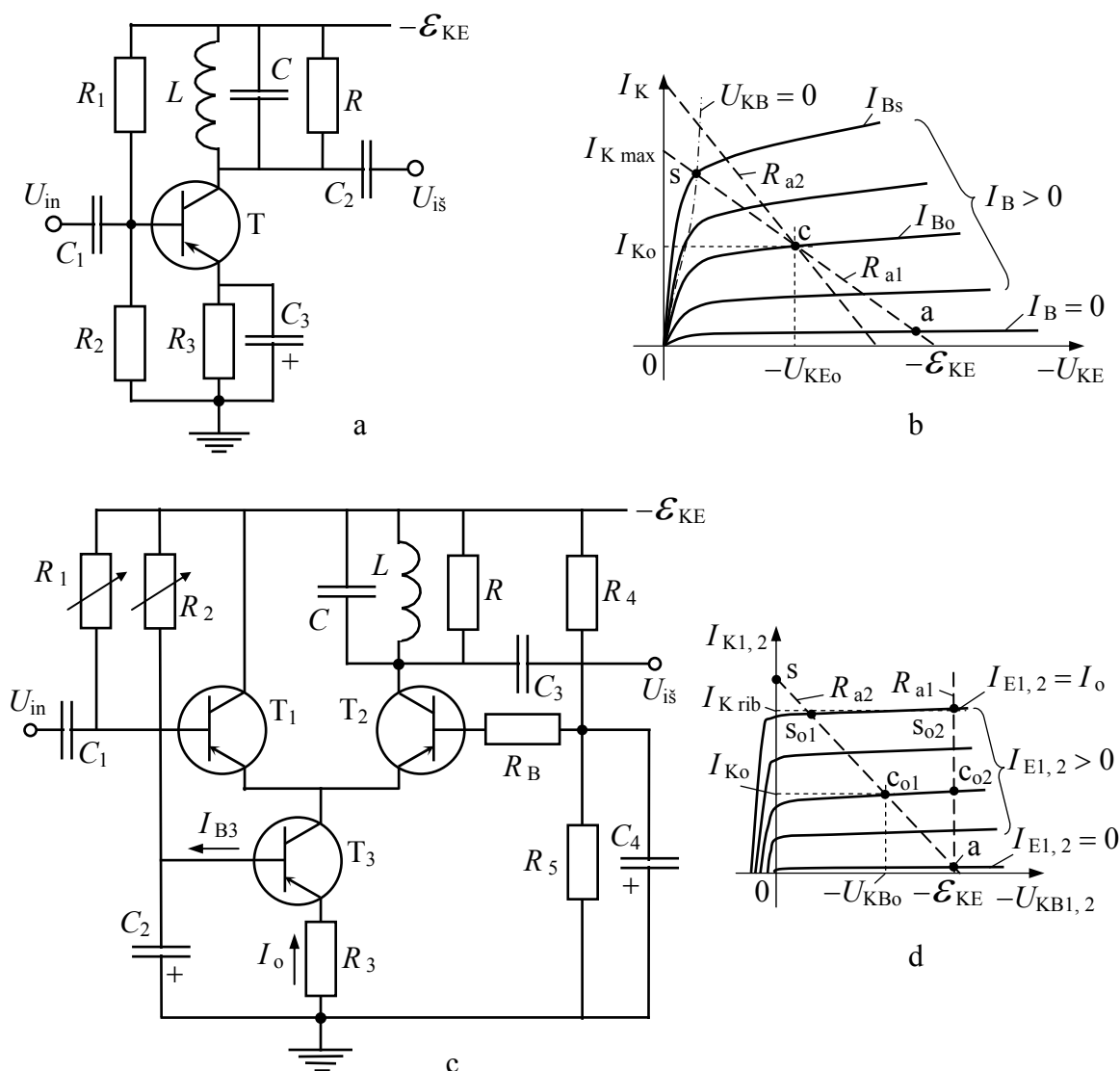
Iš 2.289 pav. matome, jog nagrinėjamo AR veikimas yra pagrįstas šuntuojančiu L_2C_2 -kontūru A- detektoriaus (2.269 pav.) netiesine įėjimo varža $r_{A\ in(n)} \cong R_o/2$ (2.779), kurios vertė kinta nuo labai didelės reikšmės- $\gg R_o$, kai $|U_{o\ iš}| \leq |\mathcal{E}|$, iki santykinai mažos vertės $R_o/2$, kai turime $|U_{o\ iš}| > |\mathcal{E}|$. Čia pastebėsime, jog literatūroje šis AR veikimo būdas yra vadinamas *dinaminio ribojimu*. Akivaizdu, jog dinaminis ribojimas gali būti gaunamas taikant tranzistorių išėjimo varžos $R_{iš}$ priklausomybę nuo įtampos įėjime U_{in} , pvz. su n-p-n dvipoliu tranzistoriumi BE schemoje ($R_{KE}(U_{BE})$) arba p-kanalo atidarytuoju sandūriniu lauko tranzistoriumi BI schemoje ($R_{DS}(U_{GS})$), ir šie variantai yra parodyti 2.290 pav. a ir b, atitinkamai, iš kur matome, jog abejose AR schemose yra realizuotas 2.287 pav. a parodytas veikimo principas. Čia pastebėsime, jog tranzistorių T veikimas turi atitikti B-klasę, t. y. jų



2.290 pav. AR veikimo būdą- dinaminį ribojimą realizuojantys įrenginiai su n-p-n dvipoliu tranzistoriumi BE schemoje (a) ir su p-kanalo atidarytuuju sandūriniu lauko tranzistoriumi BI schemoje (b)

veikos taškas apkrovos tiesėje turi būti arti atkirtos taško „a“ ir ši sąlyga AR schemoje su dvipoliu tranzistoriumi (2.290 pav. a) yra pasiekama parenkant rezistoriaus R_2 varžą pakankami didelės vertės, o AR schemoje su lauko tranzistoriumi (2.290 pav. b)- parenkant įtampos šaltinio \mathcal{E} vertę iš sąlygos: $|\mathcal{E}| \geq U_s$ - slenkstinė užtūros įtampa, kuriai esant lauko tranzistoriaus santakos srovė $I_D = 0,1 \cdot I_{D \max}$. Taigi dvipolis tranzistorius yra atidaromas atitinkamos amplitudės teigiamais įėjimo signalo $u_{in}(t)$ pusperiodžiais, o lauko tranzistorius- atitinkamos amplitudės neigiamais pusperiodžiais ir to pasėkoje yra šuntuojamas L_2C_2 -kontūras. Suprantama, jog šiuo atveju turime tik vienpusį įėjimo signalo $u_{in}(t)$ ribojimą ir esant būtinybei riboti abu įėjimo signalo $u_{in}(t)$ pusperiodžius, 2.290 pav. parodytose AR schemose yra papildomai įjungiami priešingo laidumo tranzistoriai taip, kaip tai yra parodyta brūkšniuotomis linijomis. Akivaizdu, jog šiuo atveju yra reikalingi du priešįtampių pastovios įtampos šaltiniai- $-\mathcal{E}$ ir $+\mathcal{E}$. Čia pastebėsime, jog išnagrinėtose AR schemose įėjimo L_1C_1 -kontūro įtaką ribojamo KM- signalo papildomai parazitinei amplitudės moduliacijai yra panaikinama su atitinkamos vertės šunto varža R_1 - sumažinant kontūro kokybę ir tuo pačiu padidinant praleidžiamų dažnių juostos plotį.

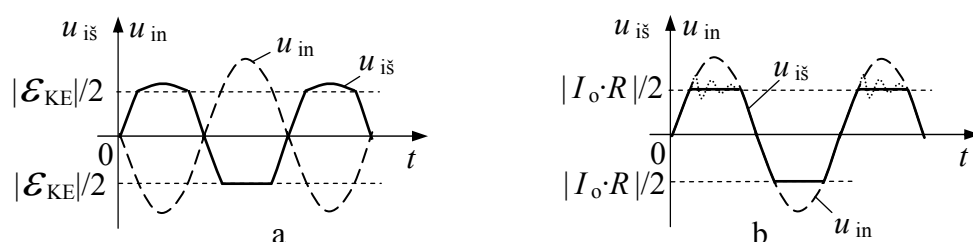
Tranzistoriniai AR- santykinai nesudėtingi elektroniniai įrenginiai, kurių klasikinės schemos ir jų veiką paaškinančios diagramos yra parodytos 2.291 pav.



2.291 pav. Tranzistoriniai AR: a- su BE stiprinimo pakopa, kai tranzistorius T veikia A- klasėje didelio signalo veikoje su išotiniu bei atkirta ir jos veiką paaškinanti VACH (b); c- su modifikuota nesimetrine diferencine pakopa, kai tranzistoriai $T_{1,2}$ veikia A- klasėje didelio signalo veikoje su atkirta be išotinimo ir jos veiką paaškinanti VACH (d)

Iš 2.291 pav. a, b matome, jog AR su elementaria BE stiprinimo pakopa leidžia riboti įėjime U_{in} veikiančio KM- signalo teigiamų bei neigiamų pusperiodžių amplitudę, kai tranzistorius T veikia A- klasėje didelio signalo veikoje su išotiniu bei atkirta, kas yra pasiekama tranzistoriaus veikos taškui apkrovos R_a tiesėje (2.291 pav. b) patekus į soties („s“) bei atkirtos („a“) sritis, atitinkamai. Soties sritis yra tarp kreivės $U_{KB} = 0$ ir srovių I_K ašies, o atkirtos sritis- tarp išėjimo VACH kreivės $I_B = 0$ ir įtampų $-U_{KE}$ ašies. Tranzistoriaus T veikia A- klasėje yra nustatoma rezistoriais $R_{1,2,3}$, kur rezistoriumi R_3 yra parenkama kolektoriaus srovės I_K didžiausia vertė $I_{K_{max}} \cong -\mathcal{E}_{KE} / R_3$ ir tuo pačiu R_3 vertė sąlygoja

statinę apkrovos tiesę R_{a1} (2.291 pav. b). Taigi, stacionarioje būsenoje tranzistoriaus T (2.291 pav. a) veikos taškas yra taške „c“ $\{I_{K0}; -U_{KE0}\}$ ir įėjime veikiančio KM- signalo poveikyje tranzistoriaus T veikos taškas su poveikio KM- signalo dažniu svyruoja apkrovos R_{a2} tiesėje apie pusiausvyros tašką „c“. Šiuo atveju $R_{a2} < R_{a1}$, nes R_{a2} vertė yra sąlygota rezistoriumi R šuntuoto LC- kontūro dinaminę varža $R_{ekv} \approx R$, bei kondensatoriaus C_3 šuntuojančia įtaka. Kai poveikio KM- signalo amplitudžių vertės viršija ribas, kurioms esant: $I_B < 0$ - teigiamų pusperiodžių atveju ir $I_B > I_{Bs}$ - neigiamų pusperiodžių atveju, tranzistoriaus T veikos taškas patenka į atkirtos bei soties sritis, atitinkamai, ir AR (2.291 pav. a) išėjime $U_{i\text{š}}$ yra gaunamas išėjimo signalas $u_{i\text{š}}(t)$ su teigiamų ir neigiamų amplitudžių ribojimu ir šio ribojimo tipinė diagrama yra parodyta 2.292 pav. a.



2.292 pav. Harmoninio signalo ribojimo tipinės diagramos tranzistorinio AR išėjime $U_{i\text{š}}$: a- AR su BE stiprinimo pakopa (2.291 pav. a); b- AR su modifikuota nesimetrine diferencine pakopa (2.291 pav. c)

Iš 2.292 pav. a matome, jog AR su BE stiprinimo pakopa (2.291 pav. a) įėjimo signalo $u_{in}(t)$ ribojimo kokybė yra prastesnė soties srityje (teigiami pusperiodžiai) ir blogėja didėjant signalo dažniui, kai tuo tarpu ribojimo kokybė atkirtos srityje (neigiami pusperiodžiai) yra geresnė ir veikia platesniame dažnių diapazone. Taigi iš čia seka, jog AR veiką reikia užtikrinti taip, kad įėjimo signalo $u_{in}(t)$ ribojimas būtų sąlygotas tik atkirtos sąskaita, o ribojimo soties sąskaita vengti. Šios įėjimo signalo $u_{in}(t)$ ribojimo sąlygos yra realizuojamos AR su modifikuota nesimetrine diferencine pakopa, parodyta 2.291 pav. c., kurioje ribojimas soties srityje yra pakeistas ribojimu baigtine pastoviosios srovės I_o verte (2.291 pav. d):

$$I_o = \beta_{o3} \cdot I_{B3} \cong \beta_{o3} \cdot \mathcal{E}_{KE} / R_2 \cong I_{Krib} \cong \text{const.} \quad (2.818)$$

Iš 2.291 pav. d matome, jog diferencinės pakopos, parodytos 2.291 pav. c., tranzistoriai $T_{1,2}$ atžvilgiu emiterių srovės šaltinio T_3 veikia BB schemose su skirtingomis apkrovos tiesėmis $R_{a1} = 0$ ir $R_{a2} \cong R$, atitinkamai. Veikiant teigiamam įėjimo signalo $u_{in}(t)$ pusperiodžiui yra atidaromas tranzistorius T_2 ir jo kolektoriaus srovė $i_{K2} \Rightarrow I_{Krib} \cong I_o$ (2.291 pav. d), t. y. veikos taškas iš stacionarios vietos „c_{o1}“ patenka į kvazi soties tašką „s_{o1}“ ir toliau didėjant $u_{in}(t)$ vertei, srovė $i_{K2} \cong I_o \cong \text{const}$, t. y. turime išėjimo signalo $u_{i\text{š}}(t)$

teigiamo pusperiodžio amplitudės ribojimą (2.292 pav. b). Veikiant neigiamam įėjimo signalo $u_{in}(t)$ pusperiodžiui tranzistorius T_2 yra uždaromas ir jo kolektoriaus srovė $i_{K2} \Rightarrow 0$ (2.291 pav. d), t. y. veiktas taškas iš kvazi soties taško „ s_{01} “ patenka į atkirtos tašką „a“ ir toliau neigiamėjant $u_{in}(t)$ vertei, srovė $i_{K2} \cong 0 \cong \text{const}$, t. y. turime išėjimo signalo $u_{is}(t)$ neigiamo pusperiodžio amplitudės ribojimą (2.292 pav. b). Čia pastebėsime, jog kvazi soties taške „ s_{01} “ tranzistoriaus T_2 stiprinimo savybės yra geros ir todėl jis gali susižadinti, ko pasėkoje išėjimo signalo $u_{is}(t)$ teigiamų pusperiodžių amplitudės ribojimo srityje yra stebimi santykinai aukšto dažnio nepageidautini parazitiniai virpesiai (2.292 pav. b). Šie virpesiai yra slopinami tranzistoriaus T_2 bazės grandinėje papildomai įjungtu rezistoriumi $R_B = 10 \div 200 \Omega$ (2.291 pav. c). Įėjimo signalo $u_{in}(t)$ poveikyje tranzistoriaus T_1 veiktas taškas iš stacionarios vietos „ c_{02} “ patenka į kvazi soties tašką „ s_{02} “, neigiamo $u_{in}(t)$ pusperiodžio atveju, bei- į atkirtos tašką „a“, teigiamo $u_{in}(t)$ pusperiodžio atveju.

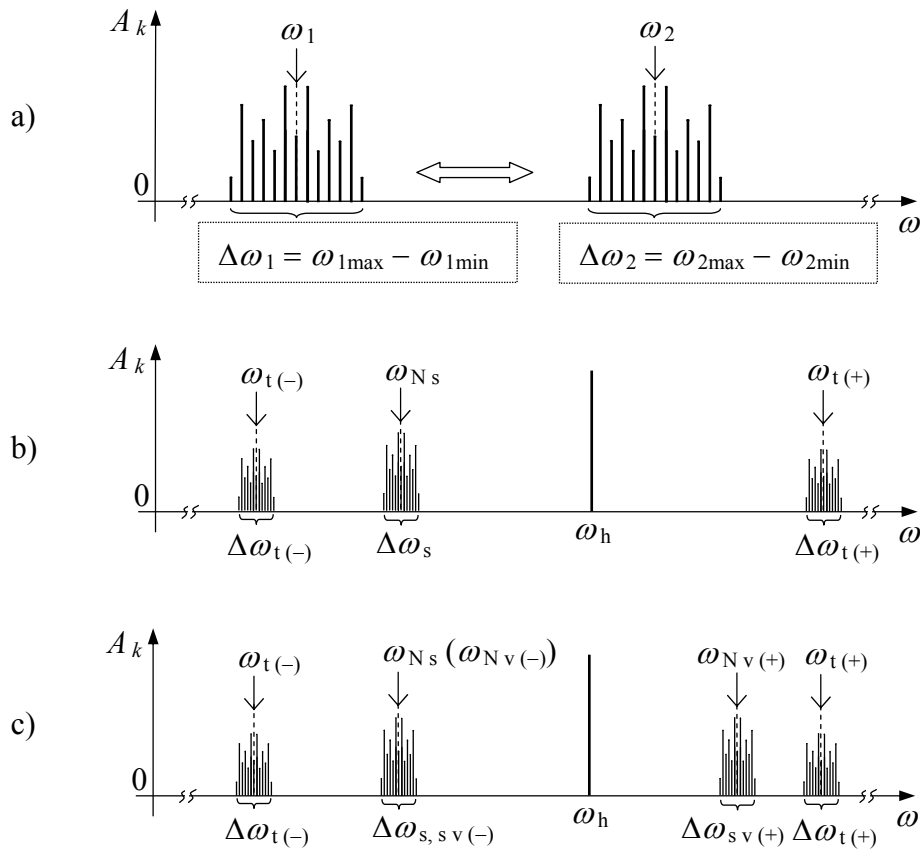
2.6. Moduluoto elektrinio signalo $p_s(t)$ dažnių spektro $A_k(\omega)$ pernešimo metodai

Moduluoto elektrinio signalo $p_s(t) = u_s(t) \cdot i_s(t)$ dažnių spektro $A_k(\omega)$ (2.149) pernešimu vadiname elektroninį poveikį, kurio metu signalo $p_s(t)$ dažnių spektras $A_k(\omega)$ iš vienos dažnių srities $\Delta\omega_1$ su vidutine verte ω_1 dažnių skalėje ω yra pernešamas į kitą dažnių sritį $\Delta\omega_2$ su vidutine verte ω_2 arba atvirkščiai, kas yra parodyta 2.293 pav. a.

Iš 2.293 pav. a matome, jog dažnių spektras $A_k(\omega)$ yra pernešamas tiesinės transformacijos būdu, t. y. išlieka dažnių spektro sandara- amplitudžių gaubiamoji bei jo užimamas dažnių juostos plotis- $\Delta\omega_1 = \Delta\omega_2$. Ši moduluoto elektrinio signalo spektro tiesinė transformacija gali būti realizuojama taikant vieną iš 3.1. ÷ 3.1.2. skirsnuose aprašytų harmoninio elektrinio signalo amplitudės keitimo metodų, kur moduluojamas signalas U_N atitinka informaciją nešanti elektrinį signalą $u_s(t)$, turintį dažnių spektrą $\Delta\omega_s$ su vidutiniu nešlio dažniu ω_{Ns} , o moduluojantysis signalas U_M atitinka heterodino harmoninį signalą $U_h = U_{oh} \cdot e^{j\omega_h t}$ (2.293 pav. b). Radijo ryšių technikoje elektroninis įtaisas atliekantis tiesinę signalo $u_s(t)$ spektro $\Delta\omega_s$ transformaciją poveikio signalu U_h yra vadinamas *maišikliu* ir šio įtaiso išėjime U_{is} turime signalą $u_t(t)$ su 2.293 pav. b parodytu dažnių spektru, kurio sandai yra susieti taip:

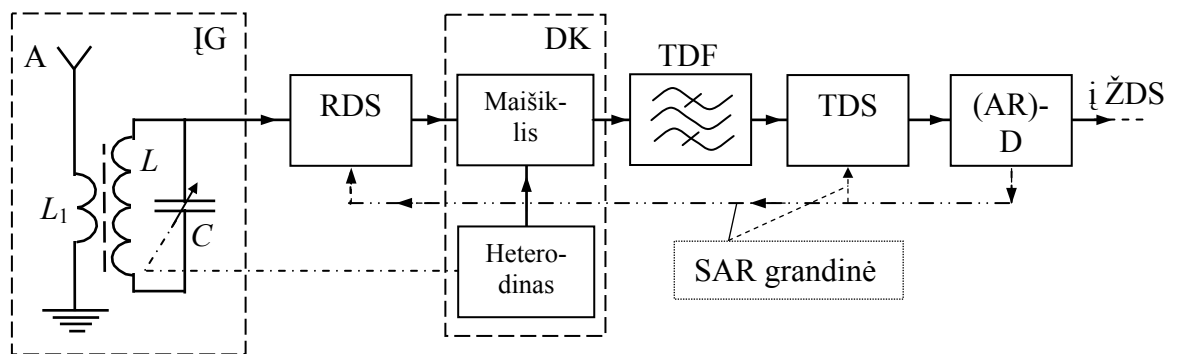
$$\omega_{t(-)} = |\omega_h - \omega_{Ns}|, \quad \omega_{t(+)} = \omega_h + \omega_{Ns}, \quad (2.818)$$

kur: $\omega_{t(-)}$ ir $\omega_{t(+)}$ - *tarpinio dažnio* signalų $u_{t(\pm)}(t)$ dažnių spektrų $\Delta\omega_{t(\pm)}$ vidutinės dažnio vertės, atitinkamai, ir čia pastebėsime, jog dažniausiai $\omega_h > \omega_{Ns}$.



2.293 pav. Moduluoto elektrinio signalo $p_s(t) = u_s(t) \cdot i_s(t)$ dažnių spektro $A_k(\omega)$ pernešimas (a) ir šio metodo taikymas radijo ryšio sistemose (b, c)

Maišiklio taikymą pailiustruosime superheterodininio radijo imtuvo atveju, kurio struktūrinė schema be išdetektuoto signalo stiprinio bloko, įjungiamo detektoriaus (D) išėjime, yra parodyta 2.294 pav.

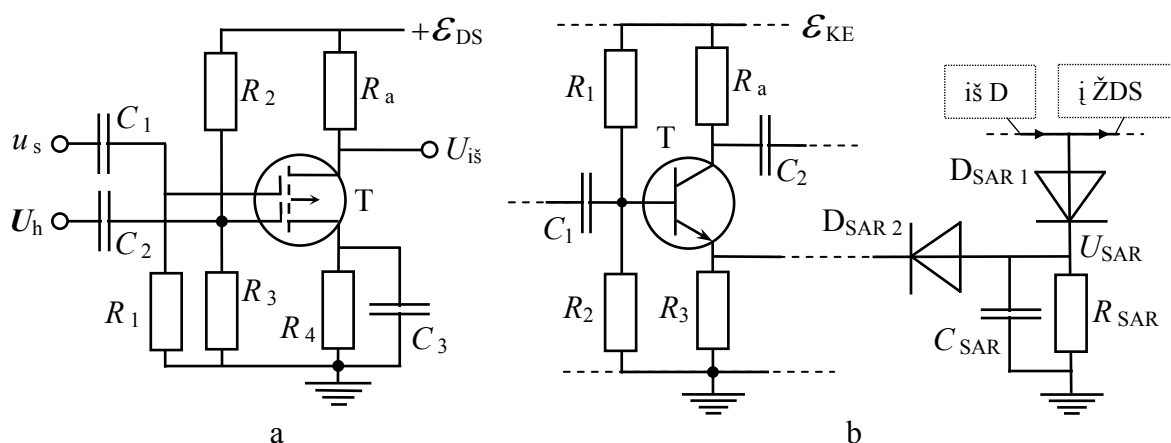


2.294 pav. Superheterodininio radijo imtuvo struktūrinė schema, kurioje nėra parodytas išdetektuoto signalo stiprinimo blokas- garsinio signalo stiprintuvas

Iš 2.294 pav. matome, jog superheterodininis radijo imtuvas yra sudarytas iš įėjimo grandinių (IG), kurias sudaro antena A su žadinimo induktyvine ritele L_1 bei su ja induktyviai surištu rezonansiniu LC- kontūru. LC- kontūre sužadintas radijo dažnio signalas $u_s(t)$ patenka į radijo dažnio stiprintuvą (RDS) ir sustiprintas patenka į dažnio keitiklį

(DK), kuris yra sudarytas iš maišiklio ir heterodino. DK išėjime yra formuojami tarpinio dažnio signalai $u_{t(\pm)}(t)$ su dažnių spektrų $\Delta\omega_{t(\pm)}$ vidutinėmis dažnio vertėmis $\omega_{t(+)}$ ir $\omega_{t(-)}$ (2.818), (2.293 pav. b), atitinkamai. DK išėjime yra įjungtas pralaidusis juostinis tarpinio dažnio filtras (TDF), su kuriuo yra išskiriamas tik vienas tarpinio dažnio signalas $u_{t(+)}(t)$ arba $u_{t(-)}(t)$. Kai yra išskiriamas signalas $u_{t(+)}(t)$, tai šiuo atveju turime *aukštinamąjį dažnio keitimą*, o kai yra išskiriamas signalas $u_{t(-)}(t)$ - turime *žeminamąjį dažnio keitimą*. Dažniausiai yra taikomas žeminamasis dažnio keitimas ir iš TDF išėjimo signalas $u_{t(-)}(t)$ yra paduodamas į tarpinio dažnio stiprintuvą (TDS) ir iš jo išėjimo sustiprintas patenka į detektoriaus įtaisą (D). Kai yra priimamas KM radijo dažnio signalas $u_s(t)$, tai šiuo atveju detektoriaus įtaisas papildomai turi amplitudės ribotuvą (AR). Akivaizdu, jog išdetektuotas signalas yra paduodamas į žemo dažnio stiprintuvą (ŽDS) - garsinio dažnio stiprintuvą ir sustiprintas patenka į akustinę sistemą- akustines ausines ar garsiakalbį (akustines kolonėles).

Jau minėjome, jog DK įtaiso maišiklis gali būti realizuojamas taikant vieną iš 3.1. ÷ 3.1.2. skirsniuose aprašytų harmoninio elektrinio signalo amplitudės keitimo metodų. Tačiau geriausi rezultatai yra gaunami taikant specialiai maišikliams sukurtus tranzistorius-dviejų užtūrų lauko tranzistorius taip, kaip yra parodyta 2.295 pav. a.



2.295 pav. Radijo dažnio signalo $u_s(t)$ ir heterodino signalo U_h maišiklis su dviejų užtūrų lauko tranzistoriumi T (a) ir stiprinimo automatinė reguliavimo grandinė (SAR) (b)

Iš 2.295 pav. a matome, jog maišiklio veikimas yra pagrįstas tranzistoriaus T statumo $S(u_h)$ keitimu- moduliacija, veikiant heterodino signalui $u_h(t) = U_{oh} \cdot \cos(\omega_h t)$, kurio amplitudė $U_{oh} > \bar{U}_{os}$ - signalo $u_s(t)$ amplitudės vidutinė vertė. Kita vertus akivaizdu, jog „eteryje“ radijo signalų $u_s(t)$ vidutinės amplitudės \bar{U}_{os} skiriasi daug kartų- iki 10^6 ir daugiau. Todėl iš „eterio“ išskiriant vis kitą radijo dažnio signalą $u_s(t)$ imtuvo išėjime- akustinėje sistemoje turėsime labai skirtingo stiprumo garsus ir tai akivaizdžiai nėra priimtina. Ši problema yra sprendžiama taikant *stiprinimo automatinę reguliavimą* (SAR) (2.294 pav.), kurio esmę sudaro tai, jog, atvirkščiai proporcingai signalo galiai detektoriaus D išėjime, yra

reguliuojamas RDS arba TDS stiprinimo diferencialinis koeficientas, pvz. įtampos K_u , kurio vertė yra mažinama, kai išdetektuoto signalo galia pasiekia užduotą vertę. SAR grandinė gali būti padaryta taip, kaip tai yra parodyta 2.295 pav. b ir iš kur matome, jog SAR yra gaunamas panaudojus neigiamą grįžtamąjį ryšį tarp detektoriaus D išėjimo ir tarp kurios nors vienos stiprinimo pakopos RDS arba TDS įrenginyje. Šis neigiamas grįžtamasis ryšis yra gaunamas išlyginus detektoriaus D išėjime išdetektuotą signalą su papildoma vienpuse diodine (D_{SAR1}) lyginančia grandine ir kurios apkrovoje R_{SAR} gauta pastovioji įtampa U_{SAR} yra paduodama per papildomai įjungtą diodą D_{SAR2} į RDS arba TDS kurios nors vienos stiprinimo pakopos, pvz. BE schemoje tranzistoriaus T emiterio grandinėje įjungtą rezistorių R_3 . Kol įtampa U_{SAR} tenkina sąlygą: $U_{SAR} \leq U_{R3} + U_{d_{SAR2}}$, kur: U_{SAR} - diodo D_{SAR2} slenkstinė įtampa tiesiogine kryptimi, o U_{R3} - pastovioji įtampa rezistoriuje R_3 (2.295 pav. b), tol neigiamas grįžtamasis ryšis neveikia, nes diodas D_{SAR2} yra uždarytas, ir nagrinėjamos BE stiprinimo pakopos diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas $K_{ue} = \text{const}$. Kai įtampa $U_{SAR} > U_{R3} + U_{d_{SAR2}}$, tai šiuo atveju atsidaro diodas D_{SAR2} ir pastovioji įtampa rezistoriuje R_3 padidėja, ko pasekoje tranzistorius T yra pridaromas- sumažėja jo kolektoriaus srovė I_K ir todėl sumažėja jo statusas $S = I_K / \varphi_T$, o tuo pačiu sumažėja BE schemos K_{ue} ir viso RDS arba TDS stiprinimas- veikia neigiamas grįžtamasis ryšis. Taigi, dėl SAR grandinės įtakos detektoriaus D išėjime išdetektuotos įtampos U_{isD} vertė neviršija užduoto lygio, pvz. $U_{isD} \leq 0,6 \text{ V}$ su Si diodais arba $U_{isD} \leq 0,8 \text{ V}$ su GaAs diodais.

Iš (2.818) matome, jog superheterodininio radijo imtuvo (2.294 pav.) suderinimą norimai radijo stočiai $u_s(t)$ galima pasiekti keičiant tik heterodino generuojamo signalo U_h dažnį ω_h . Tačiau šiuo atveju įėjimo grandinė (IG) turi būti plačiaujustė- perdengianti visą radijo dažnio diapazoną. Akivaizdu, kad tokiu atveju kartu su norimą girdėti radijo stotimi bus girdimos ir kitos- *veidrodinės* radijo stotis (2.293 pav. c), kurių signalų $u_{sv}(t)$ dažnių spektro $\Delta\omega_{sv}$ vidutinio- nešlio dažnis ω_{Nv} tenkins *veidrodinio dažnio* ω_{Nv} (*veidrodinio radijo kanalo*) sąlygą:

$$\omega_{Nv(\pm)} = |\omega_h \pm \omega_{t(-)}|. \quad (2.819)$$

Taigi, veidrodinio radijo kanalo ω_{Nv} neigiamas poveikis gali būti pašalintas tarp IG ir DK (2.294 pav.) įterpus papildomą užtvarinį juostinį dažnių filtrą, nepraleidžiantį radijo signalų $u_{sv}(t)$ su veidrodiniu dažniu $\omega_{Nv(+)}$, nes $\omega_{Nv(-)}$ atitinka priimamos radijo stoties dažnį ω_{Ns} . Tai galima pasiekti su siaurajuoste perderinama IG, pvz. keičiamo rezonansinio dažnio LC- kontūru su kintamosios talpos kondensatoriumi C (2.294 pav.), kuris yra perderinamas kartu su heterodino dažniu. Čia pastebėsime, jog heterodinas gali būti bet koks stabilus perderinamo dažnio harmoninių virpesių generatorius (2.2. poskyris).

LITERATŪRA

1. Манаев Е. И. Основы радиоэлектроники. Учеб. пособие для вузов / 2-е изд. перераб. и доп.- М.: Радио и связь, 1985, 488 с., ил.
2. Handbook of semiconductor electronics / Edit. By Lloyd P. Hunter / Third Edition.- McGraw Hill book company, New York, ISBN: 213188, 1956 (vertimas rusų kalba: Справочник по полупроводниковой электронике / под ред. С. Я. Шаца, И. И. Литвинова- М.: Машиностроение, 1975, 504 с., ил.).
3. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы / Учеб. для вузов / 2-е изд. перераб. и доп.- М.: Высш. шк., 1988, 448 с., ил.
4. Tietze U., Schenk Ch. Halbleiter- Schaltungstechnik / Fünfte, überarbeitete Auflage. - Springer - Verlag, Berlin / Heidelberg. - New York, 1980 (vertimas rusų kalba: Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. / Пер. с нем. под ред. д. т. н. А. Г. Алекскнко. - М.: Мир, 1982, 512 с., ил.).
5. Гальперин М. В. Практическая схемотехника в промышленной автоматике.- М.: Энергоатомиздат, 1987, 320 с., ил.
6. СВЧ- полупроводниковые приборы и их применение / Под ред. Г. Уотсона. - М.: Мир, 1972, 662 с., ил.
7. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. / 3-е изд., перераб. и доп. - М.: Энергия, 1973, 608 с., ил.
8. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники. / Учебн. пособ. для вузов. - М.: Сов. радио, 1980, 424 с., ил.
9. Агаханян Т. М. Основы транзисторной электроники. - М.: Энергия, 1974, 256 с., ил.
англ. под ред. Ю. В. Гуляева. - М.: Сов. радио, 1979, 232 с., ил.
10. Радиотехнические цепи и сигналы / Учебн. пособ. для вузов / Д. В. Васильев, М. Р. Витоль, Ю. Н. Горшенков и др. / Под ред. К. А. Самойло. - М.: Радио и связь, 1982, 528 с., ил.
11. Калихман С. Г., Левин Я. М. Радиоприемники на полупроводниковых приборах. Теория и расчет. - М.: Связь, 1979, 352 с., ил.
12. Red E. T. Arbeitsbuch für den HF- techniker / Daten, Fakten, HF- Grundsaltungen, 50 Ω- Technik. - Franzis - Verlag Gmbh, München, 1986 (vertimas rusų kalba: Ред Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике / Схемы, блоки, 50- омная техника / Перев. с немец. С. Н. Шибалова / Под ред. Ю. А. Лурье. - М.: Мир, 1990, 256 с., ил.).

13. Lašas A., Bartkevičius V., Jasinevičienė G. ir kt. Pramoninė elektronika. / 1 dalis: puslaidininkiniai prietaisai ir stiprintuvai. - Vilnius: Mokslas, 1988, 255 p., iliustr.
14. Lašas A., Bartkevičius V., Jasinevičienė G. ir kt. Pramoninė elektronika. / 2 dalis: impulsinės bei skaitmeninės schemos ir įrenginiai bei technologiniai įtaisai. - Vilnius: Mokslas, 1991, 256 p., iliustr.
15. Rimkus P. Radiotechnikos pagrindai. - Vilnius: Mintis, 1971, 220 p., iliustr.
16. Geršunskis B. S. Elektronikos pagrindai. / Vadovėlis elektron. priet. gamyb. spec. technik. - V.: Mokslas, 1981, 324 p., iliustr.
17. Krivickas R., Jočys A. Grandinių teorijos pagrindai. -Vilnius: Mokslas, 1980, 296 p., iliustr.
18. Stasiūnas V. Elektronikos pagrindai. - Šiauliai: ŠU, 2002, 156 p., iliustr.
19. Štaras S. Fizikinė ir funkcinė elektronika. / Mikrobangų puslaidininkiniai prietaisai. / Paskaitų tekstas. - V.: Technika, 2000, 80 p., iliustr.
20. Štaras S., Kirvaitis R. Mikroelektronikos pagrindai. - V.: Mokslo ir encikloped. leidykla, 1995, 292 p., iliustr.
21. Ibenskis E. Elektronika. / I d.: diskretieji elementai. - Kaunas: Technologija, 2005, 72 p., iliustr.
22. Kirvaitis R., Martavičius R. Analoginė elektronika. - V.: VGTU, 2003, 336 p., iliustr.

TURINYS - nuorodos

PRATARMĖ	2
1. PASYVIOS RADIOTECHNINĖS GRANDYNĖS	3
1.1 Tiesinės pasyvosios radiotechninės grandinės	3
1.1.1 Klasikinis tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizės metodas	4
<u>Kirchhofo taisyklės</u>	4
1) pirmoji Kirchhofo taisyklė	4
2) antroji Kirchhofo taisyklė	6
<u>RC- grandinė</u>	10
<i>Diferencijuojanti RC- grandinė</i>	13
<i>Integruojanti RC- grandinė</i>	13
<i>Aukštų dažnių filtras</i>	19
<i>Žemų dažnių filtras</i>	19
<i>Ribinis dažnis</i>	19
<u>RL- grandinė</u>	20
<i>Diferencijuojanti RL- grandinė</i>	23
<i>Integruojanti RL- grandinė</i>	23
<i>Žemų dažnių filtras</i>	29
<i>Aukštų dažnių filtras</i>	29
<i>Ribinis dažnis</i>	29
<i>Fronto trukmė</i>	30
1.1.2 Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė vektorinių diagramų metodu	30
<u>Nuoseklus jungimo RLC- grandinė</u>	32
<i>rezonansinis dažnis</i>	32
<i>RLC- kontūro kokybė</i>	33
<i>RLC- kontūro banginė varža</i>	33
<i>RLC-kontūro slopinimo koeficientas</i>	33
<i>Įtampų rezonansas</i>	34
<u>Lygiagretaus jungimo RLC- grandinė</u>	34
<i>Srovių rezonansas</i>	36
<u>Rezonansinės charakteristikos</u>	36
<u>Juostinis dažnių filtras</u>	36
<u>Lygiagreti RLC- grandinė su ritelės L varža r_L</u>	38

1.1.3 Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė kontūrinių srovių metodu	43
<u>Vitstono tiltelis</u>	43
1.1.4 Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė mazginių įtampų metodu	46
<u>Vyno tiltelis</u>	46
<u>Vyno-Robinsono tiltelis</u>	52
<u>Dvigubas T- pavidalo RC- užtvarinis filtras</u>	54
<u>Kompensuotas rezistorinis įtampos daliklis</u>	56
1.1.5 Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė ekvivalentinių pakeitimų metodu	56
1.1.6 Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė dažniniu (spektro) metodu	58
1.1.7 Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė laikiniu metodu (pereinamieji procesai)	84
<u>Delta-funkcija $\delta(t)$- filtravimo savybė</u>	86
<u>Impulsinė funkcija $g(t)$</u>	86
<u>Diuamelio integralas</u>	87
<u>Diuamelio integralo fizikinė esmė</u>	88
<u>Pereinamoji funkcija $h(t)$</u>	90
1.1.8. Surištieji RLC- kontūrai (rezonansiniai reiškiniai)	92
<u>Transformacijos koeficientas</u>	94
<u>Įneštinės varžos</u>	95
2. AKTYVIOS RADIOTECHNINĖS GRANDYNĖS	100
2.1. Tiesinės aktyviosios radiotechninės grandinės	100
2.1.1. Tiesiniai tranzistoriniai stiprintuvai (elementarioji stiprinimo pakopa)	101
<u>Stiprinimo pakopa su dvipoliu tranzistoriumi</u>	101
<u>Stiprinimo pakopos įėjimo varža</u>	109
<u>Stiprinimo pakopos išėjimo varža</u>	112
<u>Stiprinimo pakopos dažninės charakteristikos</u>	115
<u>Stiprinimo pakopa su vienpoliu (lauko) tranzistoriumi</u>	122
<u>Stiprinimo pakopos su lauko tranzistoriumi įėjimo varža</u>	126
<u>Stiprinimo pakopos su lauko tranzistoriumi išėjimo varža</u> ...	129
2.1.2. Tiesiniai pastovaus (nuolatinio) signalo tranzistoriniai stiprintuvai (elementarioji stiprinimo pakopa)	134
<u>Diferencinis (skirtuminis) stiprintuvas su dvipoliais tranzistoriais (srovės perjungimo schema)</u>	142

<i>Balanso sąlyga</i>	144
<i>Perdavimo charakteristikos</i>	152
<i>Diferencialinis statusas S_{df}</i>	153
<i>Diferencinis statusas $S_{df a}$</i>	155
<u>Diferencinis (skirtuminis) stiprintuvas</u>	
<u>su lauko tranzistoriais</u>	160
<i>Perdavimo charakteristikos</i>	160
<i>Diferencialinis statusas $S_{df D}$</i>	162
<i>Diferencinis statusas $S_{df a D}$</i>	164
<u>Diferencinio stiprintuvo balansavimo būdai</u>	174
2.1.3. Grįžtamieji ryšiai elementariose stiprinimo pakopose	177
<i>Teigiamas grįžtamasis ryšis</i>	179
<i>Neigiamas grįžtamasis ryšis</i>	179
<i>Amplitudžių ir fazių balanso sąlygos</i>	180
<u>Grįžtamieji ryšiai BB stiprinimo pakopoje</u>	184
<u>Grįžtamieji ryšiai BE stiprinimo pakopoje</u>	189
<i>Srovės grįžtamasis ryšis</i>	192
<i>Įtampos grįžtamasis ryšis</i>	194
<u>Grįžtamieji ryšiai BK ir EK stiprinimo pakopose</u>	198
<i>Šimtaprocentinis neigiamas srovės grįžtamasis ryšis</i>	198
<u>Grįžtamieji ryšiai BU stiprinimo pakopoje</u>	201
<u>Grįžtamieji ryšiai BI stiprinimo pakopoje</u>	205
<u>Grįžtamieji ryšiai BS ir IK stiprinimo pakopose</u>	211
<i>Šimtaprocentinis neigiamas srovės grįžtamasis ryšis</i>	211
2.1.4. Elementarios stiprinimo pakopos veikos analizė	
grafiniu metodu (grafinės analizės metodas)	219
2.1.5. Tiesiniai kelių pakopų tranzistoriniai stiprintuvai	
(dviejų ir daugiau stiprinimo pakopų stiprintuvai)	221
<u>Kaskadinis (nuoseklus) keturpolių jungimo būdas</u>	221
<i>Koeficiento K_p vertės išraiška belais (B)</i>	222
<i>Žemasis ribinis dažnis $\omega_{r \dot{z}}$</i>	224
<i>Aukštasis ribinis dažnis $\omega_{r a}$</i>	227
<u>Grafinis ribinių dažnių $\omega_{r \dot{z}, a}$ nustatymo metodas</u>	228
<i>Matavimo vienetas- Neperis (Np)</i>	230
<i>Matavimo vienetas- dBm</i>	230
<u>Kaskodinis keturpolių jungimo būdas</u>	231

2.1.6. Kaskadinio (pakopinio) stiprintuvo tarppakopiniai ryšiai (daugiapakopiai stiprintuvai)	238
<i>Įtampų verčių suderinimo problema</i>	239
<i>Varžų suderinimo problema</i>	241
<u>Kaskadiniai stiprintuvai su lauko tranzistoriais</u>	246
<u>Kaskadinio stiprintuvo fazinė charakteristika</u>	251
<u>Transformatoriaus fazinė charakteristika</u>	253
<i>Magnetinių nuostolių kampas</i>	256
<i>Magnetoelektrovaros jėga \mathcal{F}_m (mej)</i>	259
<i>Magnetinė varža</i>	259
<i>Magnetinių nuostolių kampas</i>	261
<i>Transformatoriaus n_{vk} (η)</i>	263
<i>Transformatoriaus transformacijos koeficiento n_{21}</i>	264
<i>Transformatoriaus įėjimo varža</i>	264
<u>Transformatoriaus dažinė charakteristika</u>	265
2.1.7. Darlingtono schema (stiprinimo pakopa)	266
<i>Jungtinis (komplementarinis) Darlingtono tranzistorius</i>	272
2.1.8. Galios stiprintuvai	275
<i>Didžiausios neiškraipytos vidutinės galios vertė $P_{a\ Max}$</i>	277
<i>Didžiausios neiškraipytos išėjimo įtampos $U_{i\ š}$</i>	
<i>efektinė vertė $U_{i\ š\ Max\ ef}$</i>	277
<i>Didžiausios neiškraipytos išėjimo įtampos $U_{i\ š}$</i>	
<i>amplitudinė vertė $U_{i\ š\ Max\ o}$</i>	277
<i>Naudingasis veikos koeficientas η (n_{vk})</i>	277
<i>Galios stiprinimo koeficientas K_p</i>	279
<u>A- klasės veika</u>	279
<u>Komplementarinis (jungtinis) emiterinis kartotuvai</u>	282
<u>B- klasės veika</u>	283
<u>Dvitaktė galios stiprinimo schema</u>	283
<u>AB- klasės veika</u>	284
2.1.9. Operacinis stiprintuvas	297
<u>Įtampos dauginimo schema- keičiamos pastovinio</u>	
<u>įtampos U_p „stabilitronas“</u>	299
<u>Dinaminė (aktyvioji) apkrova</u>	300
<u>Srovės atspindžio (atkartojimo) schema</u>	301
<i>Diferencinės pakopos ekvivalentinė grandinė</i>	304

<u>Srovės šaltinio bazinė (pamatinė) schema</u>	305
<u>Klasikinė operacinio stiprintuvo elektroninė schema</u>	306
<i>Operacinio stiprintuvo pagrindiniai parametrai</i>	308
<i>Operacinio stiprintuvo balansavimas</i>	310
<i>Operacinio stiprintuvo pereinamoji funkcija</i>	313
<u>Idealus operacinis stiprintuvas</u>	314
2.1.9.1. Operacinis stiprintuvas su grįžtamoju ryšiu	315
<i>Nuoseklusis bei lygiagretusis žadinimas</i>	317
<u>Neinvertuojantis įtampos stiprintuvas</u>	317
<i>Virtualaus nulio taškas</i>	319
<u>Invertuojantis įtampos stiprintuvas</u>	321
<u>Analoginių signalų elektroninis sumatorius (sudėtuvas)</u>	322
<u>Elektroninis integratorius</u>	323
<u>Elektroninis diferenciatorius</u>	325
<u>Elektroninis logaritimatorius (logaritmuoklis)</u>	326
<u>Elektroninis eksponentiklis</u>	328
<u>Analoginių signalų elektroninis atimtuvas</u>	329
<u>Simetrinis invertuojantis srovės-įtampos keitiklis</u>	331
<u>Elektroninis invertuojantis įtampos fazės keitiklis</u>	331
<u>Žemų dažnių aktyvusis filtras</u>	333
<u>Atskaitos (atraminės) įtampos šaltinis</u>	334
2.2. Elektrinių signalų generatoriai	335
2.2.1. Harmoninių signalų generatoriai su vienu tranzistoriumi	335
<u>Induktyvinio (transformatorinio, autotransformatorinio)</u>	
<u>ryšio generatoriai</u>	335
<i>Rezonansinė LC- stiprinimo pakopa</i>	336
<u>Autotransformatorinio ryšio LC- generatoriai</u>	338
<i>Induktyvinė tritaškė schema</i>	338
<i>Talpinė tritaškė schema</i>	338
<u>Talpinio ryšio su RC- grandinėmis generatoriai</u>	
<u>(RC- generatoriai)</u>	340
<i>Vienpakopiai RC- generatoriai</i>	344
<u>Galvaninio (rezistorinio) ryšio generatoriai</u>	
<u>(R- generatoriai)</u>	345

2.2.2. Harmoninių signalų generatoriai su dviem ir daugiau tranzistoriais	345
<u>Dveju pakopų RC- generatorius</u>	346
<u>LC- generatorius su diferenciniu stiprintuvu</u>	347
<u>Dvitaktės LC- generatorių schemos</u>	349
2.2.3. Elektrinių signalų generatoriai su operaciniu stiprintuvu	349
<u>Harmoninių virpesių LC- bei RC- generatoriai</u>	350
<u>Impulsinių virpesių RC- generatorius- multivibratoriaus su operaciniu stiprintuvu</u>	351
2.2.4. Generatoriais generuojamų elektrinių signalų amplitudė bei generacijos susižadavimo pobūdis	356
„Minkštas“ bei „kietas“ sužadavimas	357
Slenkstinė susižadavimo įtampa	357
Išorinio sužadavimo generatoriai	357
2.2.5. Elektrinių signalų generatoriai su neigiamos diferencialinės varžos netiesiniu elementu	359
Neigiamos diferencialinės varžos netiesinis elementas	359
<u>Harmoninių virpesių generatorius su neigiamos diferencialinės varžos netiesiniu elementu</u> □	360
<u>Dinistoriaus bei tiristoriaus puslaidininkinio darinio konstrukcija</u>	363
<u>Relaksacinių virpesių generatorius su dinistoriumi</u>	368
2.2.6. Parametriniai elektrinių signalų stiprintuvai ir generatoriai	370
<u>Dviejų rezonansinių LC- kontūrų parametrinis stiprintuvas su varikapu</u>	370
Parametrinio įrenginio veikos principai	373
Amplitudės mūšos reiškinys	374
Parametrinė regeneracija	375
Menli-Rou lygčių sistema	375
2.3. Harmoninio elektrinio signalo amplitudės, dažnio ir fazės keitimo metodai	376
2.3.1. Harmoninio elektrinio signalo amplitudės keitimo metodai	377
Amplitudės moduliaciją bei manipuliaciją	377
Moduliacijos koeficientas	377
Harmoniškai moduluoto AM- signalo dažnių spektras	378
2.3.1.1. Harmoninio elektrinio signalo amplitudės keitimas, taikant pasyviuos elektroninius įrenginius	379

2.3.1.2. Harmoninio elektrinio signalo amplitudės keitimas, taikant aktyvius elektroninius įrenginius	382
<u>Schemas su dvipoliais tranzistoriais</u>	383
<u>Schemas su lauko tranzistoriais</u>	384
<i>Netiesinio elemento (diodo) srovės spektras</i>	388
<i>Kombinacinių dažnių sandų ω_{nm} vertės</i>	390
<u>AM- moduliatorius su diferenciniu stiprintuvu</u>	391
<i>Balansinė amplitudinė moduliacija (BAM)</i>	393
<i>Vienpusiškai moduluotos amplitudės signalas (VAM)</i>	394
<u>BAM- (VAM-) moduliatorius su skirtumine stiprinimo pakopa</u>	397
<u>BAM- (VAM-) moduliatorius su puslaidininkiais diodais</u>	398
2.3.2. Harmoninio elektrinio signalo fazės bei dažnio keitimo metodai	399
<i>Fazės moduliaciją</i>	399
<i>Fazės manipuliaciją</i>	400
<i>Dažnio moduliacijos indeksas γ_{ω}</i>	401
<i>Dažnio deviacija</i>	401
<i>Siaurajuostė DM- moduliacija</i>	401
<i>Plačiajuostė DM- moduliacija</i>	402
<i>Dažnio moduliaciją bei manipuliaciją</i>	402
<i>Signalų kampinė moduliacija (KM- signalas)</i>	402
<i>KM- signalo dažnių spektras</i>	404
<i>KM- signalo gavimo metodai</i>	405
<i>Elektrinio signalo fazės ir dažnio manipuliacija</i>	411
2.4. Moduluotos amplitudės, dažnio ir fazės elektrinių signalų detekcijos metodai	411
2.4.1. Moduluotos amplitudės AM- signalų detekcijos metodai	411
<i>A- detektoriaus pagrindiniai parametrai</i>	414
2.4.2. Moduluoto dažnio DM- signalų detekcijos metodai	416
<i>D- detekciją</i>	417
<u>BD- detektorius</u>	418
<u>SD- detektorius</u>	425
<u>KD- detektorius</u>	426

2.4.3. Moduluotos fazės FM- signalų detekcijos metodai	427
<i>FM- signalų detekcija</i>	427
<u>BF- detektorius</u>	430
<u>Sinchroninis detektorius</u>	432
2.5. Elektrinio signalo amplitudės ribojimo (pastovinimo) metodai	433
<u>Diodiniai AR</u>	433
<i>AR su elektroniškai valdomos kokybės RLC-kontūru</i>	435
<i>AR su dinamiu ribojimu</i>	436
<u>Tranzistoriniai AR</u>	438
2.6. Moduluoto elektrinio signalo $p_s(t)$ dažnių spektro $A_k(\omega)$ pernešimo metodai	440
<u>Elektrinių signalų maišiklis</u>	440
<i>Tarpinio dažnio signalai</i>	440
<u>Superheterodininis radijo imtuvas</u>	441
<i>Aukštinamasis ir žeminamasis dažnio keitimas</i>	442
<i>Stiprinimo automatinis reguliavimas (SAR)</i>	442
<i>Veidrodinė radijo stotis (radijo kanalas)</i>	443
LITERATŪRA	444