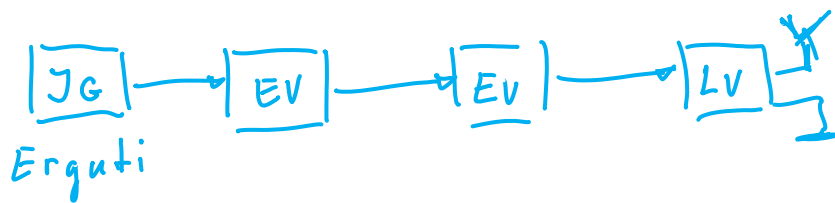


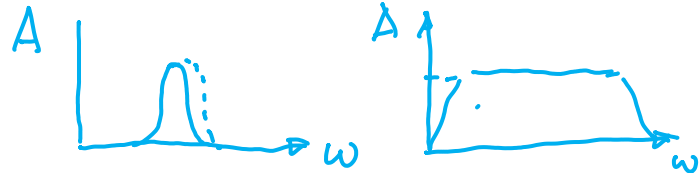
<b>3</b>	<b>RAADIOSAGEDUSLIKE SIGNAALIDE VÕIMENDAMINE .....</b>	<b>3</b>
3.1	VÕIMENDITE LIIGITUS .....	3
3.2	VÕIMSUSVÕIMENDITE ARVUTUSALUSED .....	3
3.2.1	<i>Lähteskeem ja -suurused</i> .....	3
3.2.2	<i>Võnkering (VR)</i> .....	4
3.2.3	<i>Üldine võimsussuhe AE väljundahelas (kollektor-, neelu- või anoodahelas)</i> .....	5
3.2.4	<i>Kasuteguri ja väljundvõimsuse sõltuvus töörežiimist</i> .....	6
3.2.5	<i>Töörežiimide esitus aktiivlemendi väljundkarakteristikutel</i> .....	7
3.2.5.1	A klassi töörežiim .....	7
3.2.5.2	B klassi töörežiim .....	10
3.2.5.3	AB klassi töörežiim .....	12
3.2.5.4	F klassi töörežiim .....	13
3.2.5.5	C klassi töörežiim .....	15
3.2.5.6	D klassi töörežiim .....	15
3.2.5.7	E klassi töörežiim .....	17
3.2.6	<i>Võimsuste vahetamine AE sisendahelas (baasi-, paisu- või võreahelas)</i> .....	20
3.2.7	<i>Võimendite töörežiimide liigitus</i> .....	20
3.2.8	<i>Aktiivlemendi dünaamiline režiim</i> .....	20
3.2.9	<i>Kriitilise töörežiimi määramine</i> .....	22
3.2.10	<i>Generaatortransistorid ja generaatorlambid</i> .....	24
3.2.11	<i>Transistorastmete modelleerimisalused</i> .....	25
3.3	KOORMUS - JA SOBITUSAHELAD .....	28
3.3.1	<i>Koormusahel ja pöhinõuded sellele</i> .....	28
3.3.2	<i>Koormuskarakteristik</i> .....	29
3.3.3	<i>Sobitavate takistuste suurusjärgud</i> .....	30
3.3.4	<i>Ühevõnkeringiline koormusahel</i> .....	32
3.3.5	<i>L, Pii ja T kujulised sobitusahelad</i> .....	34
3.3.6	<i>Lairiba sobitusahelad</i> .....	36
3.4	VÄLISERGUTUSEGA GENERAATORITE SKEEMITEHNIKA .....	40
3.4.1	<i>Võimenduselemendi väljundahelad</i> .....	40
3.4.2	<i>Võimenduselemendi sisendahelad</i> .....	42
3.4.3	<i>Neutraliseerimine (vt vastuvõtjate kursus)</i> .....	43
3.4.4	<i>Mõõte- ja kontrollahelad</i> .....	43
3.4.5	<i>Skeeminäiteid raadiosaatjate võimsusvõimenditest</i> .....	45
3.4.6	<i>Sageduskordistid</i> .....	49
3.5	VÕIMSUSVÕIMENDITE JA SAATJATE VÄLJUNDVÕIMSUSE TÕSTMINE .....	53
3.5.1	<i>Jahutusradiaatori kasutamine transistorisaatjais</i> .....	53
3.5.2	<i>Väljundvõimsuse tõstmine kõrgemate harmoonilistega</i> .....	55
3.5.3	<i>Paralleel- ja vastastaktskeemid</i> .....	56
3.5.4	<i>Vastastaktastmed</i> .....	57
3.5.5	<i>Võimendusastmete võimsuste liitmine ühisele võnkeringile</i> .....	59
3.5.6	<i>Võimsuste liitmine ruumis (eetris)</i> .....	59
3.6	VÕIMSUSTE LIITMINE SILDSKEEMIDES .....	60
3.6.1	<i>Põhimõisted</i> .....	61
3.6.2	<i>Silla põhiomadus. Sünfaasne sild</i> .....	62
3.6.3	<i>Kvadratuurne sild</i> .....	67
3.6.4	<i>Sildade põhiparameetrid</i> .....	69
3.6.5	<i>Binaarsete sildade variandid</i> .....	71

3.6.6	<i>Mitmepooluselised sillad</i> .....	74
3.7	ÜKS DIAPASOONI VÕIMENDID .....	75
3.7.1	<i>Aktiivelement ÜKS diapsoonis</i> .....	76
3.7.2	<i>Võtted AE efektiivsuse tõstmiseks</i> .....	77
3.7.3	<i>ÜKS resonaatorid</i> .....	77
3.7.4	<i>Sidestus</i> .....	79
3.7.5	<i>ÜKS võimendite näited</i> .....	80
3.8	VÕIMSUSVÕIMENDITE LINEARISEERIMINE .....	83
3.8.1	<i>Lineariseerimise vajadusest</i> .....	83
3.8.2	<i>Signaali edasisidestuse meetod (Feedforward)</i> .....	83
3.8.3	<i>Tagasisidestuse kasutamine</i> .....	84
3.8.4	<i>Mähiskõvera kaudu sidestus</i> .....	86
3.8.5	<i>Lineaarne võimendi mittelineaarsete komponentidega (LINC)</i> .....	87
3.8.6	<i>Eelmoonutuste kasutamine</i> .....	88



### **3 RAADIOSAGEDUSLIKE SIGNAALIDE VÕIMENDAMINE (VÄLISERGUTUSEGA GENERAATORID)**

#### **3.1 Võimendite liigitus**



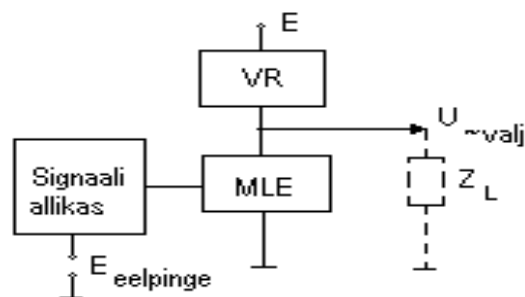
Liigitame kõrgsagedusvõimendid kõigepealt *selektiivseteks* ja *mitteselektiivseteks ehk aperioidilisteks*.

Varasemates raadiosaatjates kasutati pea eranditult selektiivseid ehk resonantsvõimendeid nende suurema võimendusteguri, kasuteguri ja selektiivsuse tõttu. Viimasel ajal, eriti mikroskeemsetes saatjates, on eelvõimendites kas osaliselt või siis täielikult loobutud võnkeringide kasutamisest. *Lõppvõimendis* siiski peab olema selektiivne ahel kas üksikvõnkeringi (lihtsad, mõnesaja meetrilise sideulatusega), või siis võnkeringide, filtrite süsteemi kasutusega. Vajadus selleks on tingitud ribavälise kiirguse (nii üla- kui ka subharmoonikute) mahasurumise nõudest. Lisaks sellele annab resonantsvõimendi maksimaalse astme maksimaalse kasuteguri. Kuna lõppaste tarbib tavaliselt üle poole kogu saatja tarbimisvõimsusest, siis lõppastme kasutegur on eriti oluline.

Võimendusastmeid, mis jäävad juhtgeneraatori (erguti) ja lõppastme vahele, nimetatakse vahevõimenditeks. Sinna hulka kuuluvad *puhveraste*, *eelvõimendid*, *sageduskordistid*. Puhveraste on sisuliselt kõrge sisendtakistusega võimendusaste, vähendamaks juhtgeneraatori koormuse mõju generaatori sagedusstabiilsusele. Edaspidi vaatleme lähemalt eel- ja lõppastmeid ning sageduskordisteid.

#### **3.2 Võimsusvõimendite arvutusallused**

##### **3.2.1 Lähteskeem ja -suurused**



Joon. 3.2.1.

Vaatleme tüüpilise võimendi struktuur- ja põhimõtteskeemi (joon 3.2.1). Tegemist on *mittelineaarse aktiivelemendiga* (võimendusastmehelendiga) AE, sobitusahelaga (võnkering) ja astme koormusega  $Z_L$ .

Võibolla tekib siin küsimus, et mille poolest siis saatjas kasutatav võimendi erineb näiteks vastuvõtjas kasutatavast võimendist. Erinevus on selles, et vastuvõtja võimendi töötab väikeste signaalide režiimis, kus signaalide võimsus on väga väike (mikro- ja millivattid) - tänu millele saame vaadelda aktiivelementi lineaarse elemendina ja kasutada seetõttu lineaarsetele ahelatele kehtivaid seoseid. Saatjates on aga tegemist suuremate võimsustega (vattid kuni sajad, isegi tuhanded kilovattid), mistõttu täpsemal käsitlusel me *ei saa jätta arvestamata aktiivelemendi mittelineaarsust*.

*Niisiis, saame järgmised, alalis- ja vahelduvpingetest koosnevad võimenduselemendi viikudevahelised pinged:*

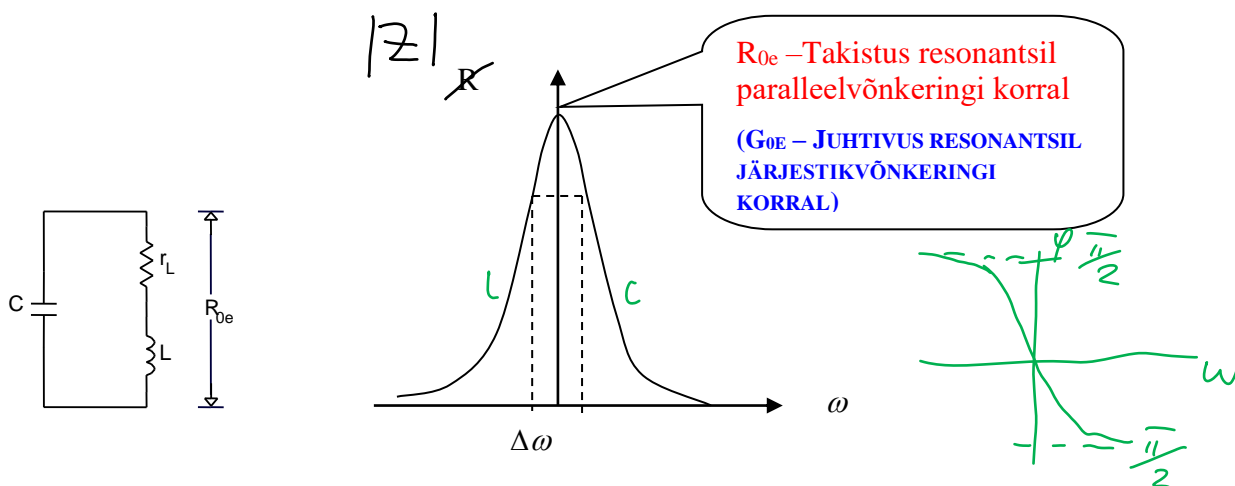
$$U_{be} = E_b + U_{bm}\cos\omega t \text{ ja } U_{ke} = E_k + U_{km}\cos(\omega t + \alpha).^1$$

Tänapäeva saatjates kasutatakse aktiivelemendina, kus on eraldi kujuteldavad sisendelektrood ja väljundelektrood, nii bipolaarseid transistore kui ka väljatransistore. Levinud on ka kõrgsagedusmikroskeemide kasutamine. Järjest vähem leiavad kasutamist elektronlambid.

Ülaltoodud seoseid kasutame võimendi võimsussuhete väljatoomisel.

### 3.2.2 Võnkering (VR)

Resonantsvõimendite koosseisu kuulub reeglina ka võnkering VR või siis VR süsteem. Võnkering on resonantsnähtusele tuginevate filtrite elementaarlüli. Alljärgnevalt püütakse kinnistada võnkeringide rakenduste põhimomente:



Joonis 3.2.2.

1. Võnkeringid jagunevad paralleelseteks, kus mahtuvus (kondensaator) ja induktiivsus (pool) on lülitatud omavahel paralleelselt (joon. 3.2.2) või järjestikkusteks, kus nad on siis ühendatud järjestikku. Vastavalt sellele räägitakse ka paralleel- või järjestikkusest resonantsist.
2. Võnkeringi resonantsagedus on sagedus  $\omega$  või  $f$ , mille korral pooli positiivne reaktiivtakistuse suurus  $X_L = \omega L$  võrdub kondensaatori negatiivse

<sup>1</sup> Seda eeldusel, et sisendpinge on harmooniline ja et kollektorahelas on kõrge hüvega võnkering.

reaktiivtakistuse absoluutväärtusega  $X_c = -\frac{1}{\omega C}$ . Teatavasti võnkumiste nurksagedus  $\omega = 2\pi f$ .

3. Võnkeringi ekvivalentne resonantstakistus  $R_{0e}$  on tema takistus resonantssagedusel.

**A. Paralleelresonantsil on võnkeringi takistus  $R_{0e}$  väga suur**

(võnkeringi klemmidel olev pinget tekitab vastassuunalised voolud  $L$  ja  $C$  harus, voolude summa väga väike, ideaaljuhul null).

**B. Järjetikresonantsil on võnkeringi juhtivus  $G_{0e}$  väga suur**

(võnkeringi läbiv vool tekitab vastasmärgilised pingelangud  $L$  ja  $C$  peal, pingete summa väga väike, ideaaljuhul null).

4. Võnkeringi lainetakistus avaldub induktiivsuse ja mahtuvuse väärtuste kaudu

alljärgnevalt:  $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$

5. Võnkeringi hüvetegur iseloomustab selle selektiivseid omadusi. See on määratud

A. Lainetekistuse  $\rho$  suhtega kaotakistusse  $r_L$ , avaldudes:  $Q = \frac{\rho}{r_L}$ ;

B. Induktiivtakistuse suhtega kaotakistusse:  $Q = \frac{\omega L}{r_L}$ ;

6. Võnkeringi sageduskarakteristiku (joon...) ribalaius (määratuna 0,7-1 nivool maksimumtakistusest resonantsil) on määratud siis võnkeringi hüvega

alljärgnevalt  $\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q}$ . Siit tulenevalt saame ka, et  $Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}$ .

Võnkeringi ekvivalentne takistus resonantsil on hüve kordne lainetakistus:  $R_{0e} = Q \cdot \rho$

### 3.2.3 Üldine võimsussuhe AE väljundahelas (kollektor-, neelu- või anoodahelas)

Tänu aktiivelemendi mittelineaarsusele saame kollektorahelas lisaks voolu alaliskomponentidele ja põhiharmoonilisele veel terve rea kõrgemaid harmoonilisi:

$$i_k = I_{k0} + I_{k1m} \cos(\omega t + \alpha_1) + I_{k2m} \cos(2\omega t + \alpha_2) + \dots$$

Leiame keskväärtusteoreemi vahendusel kollektorile langeva keskmise võimsuse (kollektori kaovõimsuse), eeldades väljundpinge kosinusoidaalsena (kollektorahelas kõrge hüvega võnkering)

$$\begin{aligned} P_k &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p_k d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_k i_k d\omega t = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [E_k + U_{km} \cos(\omega t + \alpha_{U1})] * \end{aligned}$$

$$* [I_k 0 + I_{k1} m \cos(\omega t + \alpha_{I1}) + I_{k2} m \cos(2\omega t + \alpha_1) + \dots] d\omega t$$

Saadud lähtevalemis avame kõigepealt sulud, mille tagajärjel saame rida integraale:

$$P_k = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_k I_{k0} d\omega t +$$

$$+ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_k I_{k1} m \cos(\omega t + \alpha_{I1}) +$$

$$+ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_{km} \cos(\omega t + \alpha_{U1}) I_{k1} m \cos(\omega t + \alpha_{I1}) d\omega t + \dots$$

Rida jätkata pole mõtet, kuna kõik ülejäänute integraalide väärtused võrduvad nulliga. Teatavasti koosinuse keskvärtus, keskmistatuna perioodi vältel, võrdub nulliga. Samadel kaalutlustel võrdub nulliga ka toodud reas teise integraali väärtus ja osa kolmandast integraalidest (korrutades koosinussignaali omavahel saame koosinuse summa- ja vahesagedusega, neist esimene võrdub jällegi nulliga). Pärast integreerimisi saame kolmeliikmelise avaldise:

$$P_k = E_k I_{k0} + 0.5 U_{km} I_{k1} m \cos \varphi_{zk}, \text{ kus } \varphi_{zk} = \alpha_{U1} - \alpha_{I1}.$$

Niisiis ülaltoodud lähtevalem võtab lõppkokkuvõttes järgneva kuju:

$$P_k = P_0 + P_{\sim}$$

Siin  $P_0$  on toiteallikast tarbitav võimsus ja  $P_{\sim}$  kasulik ehk võnkevõimsus.

Kuid kas saadud tulemus ei tundu imelikuna - kollektoril hajuv võimsus  $P_k$  on suurem tarbitavast. Tegelikult määrab seose kuju faasinihe pinge ja voolu vahel. Kui faasinihe võrdub 0-ga, siis tõepoolest tuleks ülaltoodud abstraktne seos. Kui faasinihe võrduks 90 kraadiga, muutuks kasulik võimsus nulliks. Reaalne olukord on aga siis, kui faasinihe on 180 kraadi. Tõepoolest, kui kujutada ette aktiivselelemendi tööd võimendis, siis näiteks transistori avanedes pingetemal väheneb ja läbivool kasvab, seega faasinihe pinget ja voolu vahel ongi 180 kraadi. Siis saame, et  $P_{\sim}$  muutub ülaltoodud avaldises negatiivseks ja kui nüüd valemit viia kujule

$$P_0 = P_k + P_{\sim},$$

oleme saanud lõpliku tulemuse –

*Tarbitav võimsus võrdub kaovõimsuse ja kasuliku võimsuse summaga.*

### 3.2.4 Kasuteguri ja väljundvõimsuse sõltuvus töörežiimist

Järgnevalt vaatleme elektroonse kasuteguri sõltuvust võimenduselemendi töörežiimidest. Võimenduselemendi töörežiim sõltub omakorda aga võimenduselemendi pingestusest, rahuolukorra (sisendsignaali olukord) tööpunkti valikust ja ka signaali amplituudist. Nii eristatakse näiteks A, B, C, D, F, E klassi töörežiime.

Elektroonne kasutegur avaldub

$$KT_{el} = \frac{P_{\sim}}{P_0} = \frac{0.5 U_{km} I_{k1m}}{E_k I_{k0}} = 0.5 \frac{U_{km} I_{k1m}}{E_k I_{k0}}$$

Toome juurde uue mõiste - pingestusteguri  $\xi = U_{km}/E_k$ , mis näitab vahelduvpinge amplituudi toitepinge suhtes. Niisiis

$$\eta_{el} \quad KT_{el} = 0.5 \xi I_{k1m} / I_{k0}$$

On kasutatav ka üldistatud valem kasuteguri sõltuvuses väljundvoolu löikenurgast  $\Theta$ :

$$\eta_{el} \quad KT_{el} = \frac{1}{4} \frac{\theta - \sin \theta}{\sin(\theta/2) - \theta/2 \cos(\theta/2)}$$

Nii saab arvutada alljärgnevatele töörežiimidele (A kuni C) vastavad kasutegurid (A-klass – transistori väljundvoolu löikenurk  $360^\circ$  (transistor on oma aktiivosas terve signaali peiodi vältel) annab 50%; B-klass – löikenurk  $180^\circ$  annab 78,5%, C-klass kuni löikenurgani  $0^\circ - 100\%$ ).

Niisiis oleme siin saanud kätte võimsusvõimendi kollektorahela energeetilise bilansi ja elektroonse kasuteguri avaldised. Analoogselt avalduvad siintoodud seosed ka teiste võimenduselementide korral, erinevus on ainult elektrodide tähistuses.

## 3.2.5 Töörežiimide esitlus aktiivelemendi väljundkarakteristikutel

### 3.2.5.1 A klassi töörežiim

Erinevaid töörežiime saab kujutada mitmeti, kasutame siin selleks eelkõige transistori väljundkarakteristikute parve. Seal saab paika panna koormussirge, mida mööda transistori tööpunkt liigub sõltuvalt **eelpingest** ja **tüürsignaali hetkamplituudist**. Tööpunkti liikumise järgi saame koostreuerida siis nii transistori väljundpinge – ja voolu hetkväärtuste trajektooriid (kujud). Koormussirge üks lõpppunktidest on paika pandud **toitepingega**, kalle aga **koormustakistuse suurusega** (siin kujutame koormustakistust  $R_L$  signaalisagedusel ja **peegelpildis**, seega sirge kaldega  $1/R_L$ ).

Erinevates režiimides on erinevad transistori (või ka raadiolambi) aktiivosas töötamise kestused<sup>2</sup>. Nii on transistor A klassis pidevalt voolujuhtiv, B klassis poole signaali perioodi vältel voolujuhtiv, C klassis aga vähem kui pool perioodi voolujuhtiv.

Klassikalises A-klassi režiimis valitakse transistori väljundkarakteristikute parvel alalispinge tööpunkt (ehk siis tööpunkt signaalita olukorras) koormuskarakteristiku keskele (vt joon. 3.2.3.a). Sellega on paika pandud transistori väljundeletroodil olev pinge

<sup>2</sup> Võimenduselemendi aktiivse töörežiimi all mõeldakse tema tööd piirkonnas, kus väljundtakistus on muutuv, sõltudes tüürpingest või tüürvoolust. Sellest erinev on töö võtme – ehk lülitirežiimis, kus siis võimenduselemendi takistus on kas suur (transistor sulgunud) või väike (transistor avatud) ning see ei sõltu enam oluliselt tüürsignaali väiksematest muutustest.

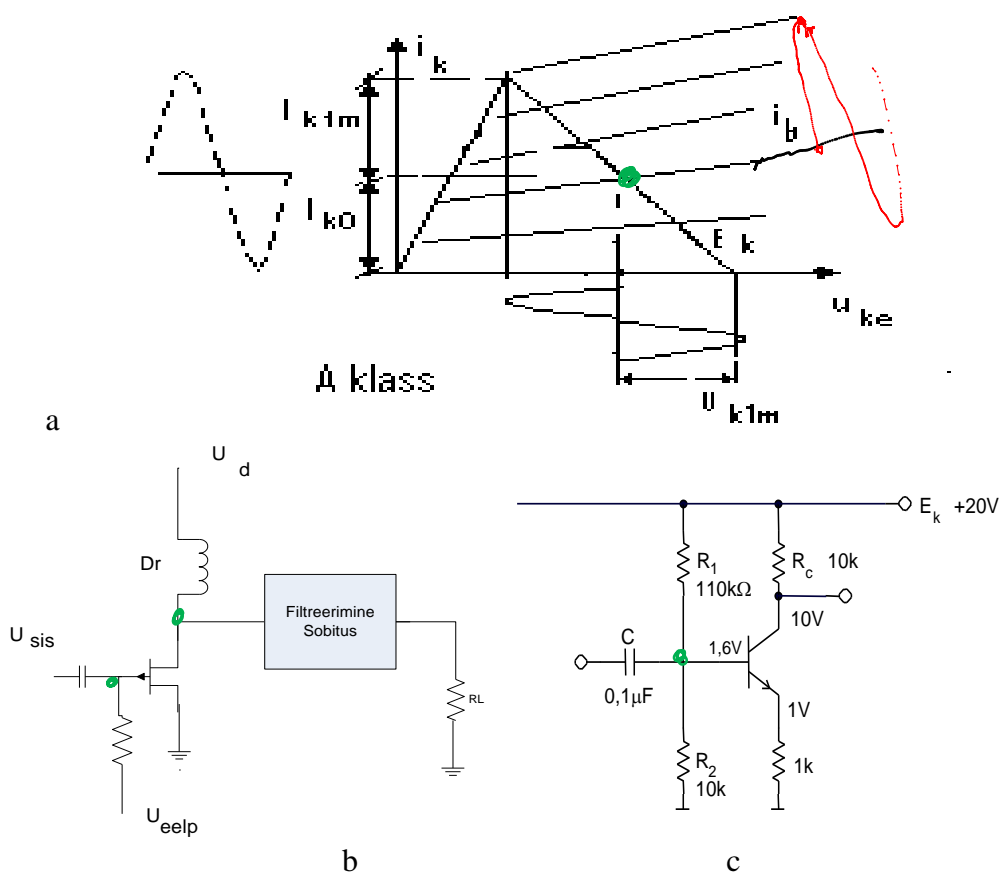




ja vool rahuolukorras (signaalita olukord). Kuna A- klassis tööpunkt, liikudes mööda koormussirget, jääb kogu aeg transistori n.ö. aktiivossa (ei küüni ei transistori küllastuseni ega ka sulgeolukorran), siis selline töörežiim tagab väikseimad signaali moonutused.

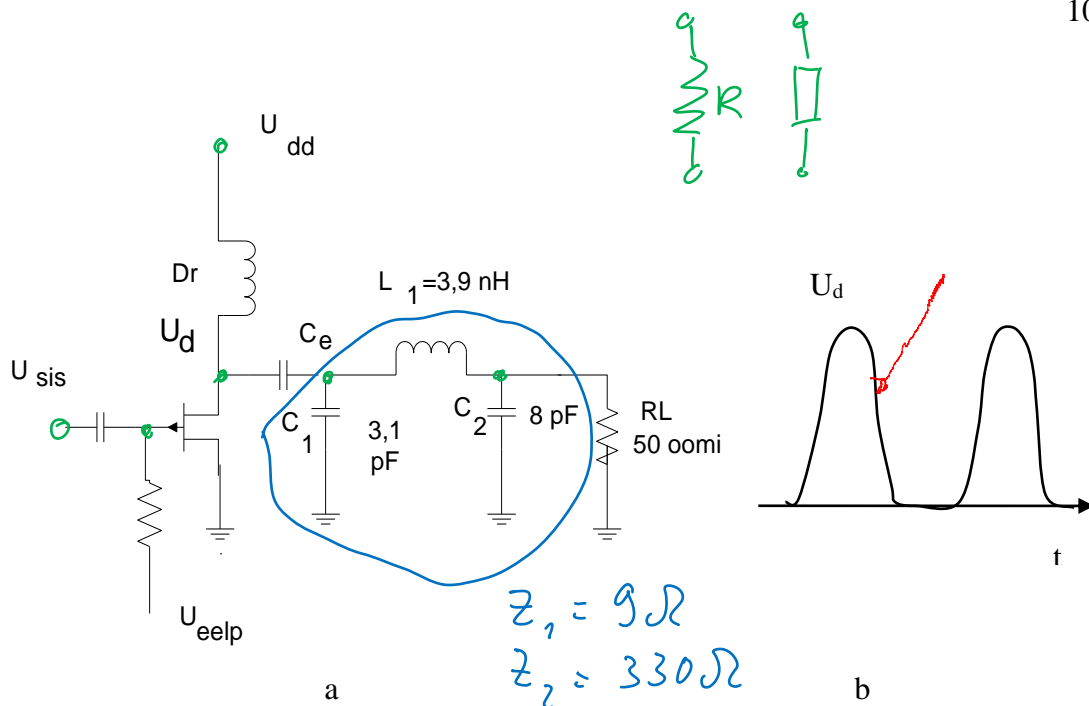
Vaatleme astme (joon. 3.2.3.b).. kasutegurit A klassi režiimis (vt joonist c kui üht võimalust bipolaarse transistori pingestuseks).

*Siit nähtub, et suhe  $U_{k1m}/E_k \sim 1$  ja suhe  $I_{k1m}/I_{k0} = 1$ . Seega, klassikalise A-klassi võimendi kasuteguri maksimaalne piir on 0,5.*



Joonis 3.2.3

Kirjanduses [11] on toodud võimalus A klassi kasuteguri suurendamiseks, muutes koormuse parameetreid, (joon. 3.2.4.a.). Tavaliselt on koormuseks olev võnkering häälestatud põhiharmoonilise sagedusega resonantsi, siin on aga koormuse koosseisus veel ahel, mis tagab kokkuvõttes koormusahela, mille **takistus põhiharmoonilisele on madal, kuid teisele harmoonilisele kõrge**. Tänu sellele lüheneb transistori aktiivosas töötamise aeg (tekkiv pinge on I ja II harmoonilise summana järsema frondiga) – seega vähenevad transistori üleminekukaod.



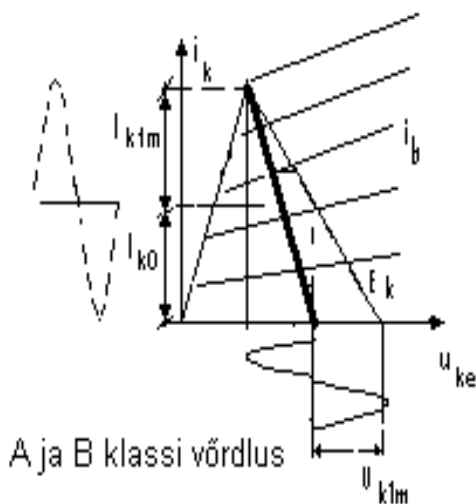
Joonis 3.2.4. (lisatud koormustakistus, arvestatud ka II harmoonilisele)

Joonisel on näidatud variant, kus  $L_1$ ,  $C_1$  ja  $C_2$  formeerivad sobitusahela, mis transformeerib 50 oomise astme koormuse takistuseks (transistori koormuseks)  $Z_1 = 9\Omega + j0$  põhisagedusel 850 MHz ja  $Z_2 = 330\Omega + j0$  teisel harmoonilisel 1,7 GHz. Tänu mõlema harmoonilise liitumisele (joon.3.2.4.b) toimub summaarse transistori neelupinge kiirem üleminek aktiivosast – mistõttu kaod vähenevad (teatavasti on transistori kaod aktiivosa keskel – kus nii vool kui pinge on suured - maksimaalsed). Tekkivad moonutatavad harmoonilised (nii II kui ka kõrgemad) filtreeritakse esimesele harmoonilisele häälestatud filtriga enne koormustakistust välja.

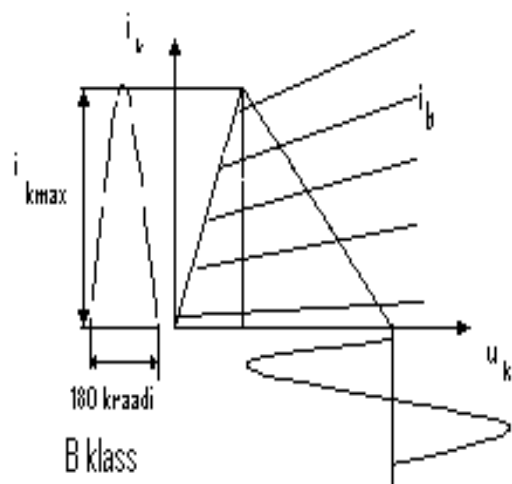
*Nii saavutatakse joonisel toodud näites 2,9 W väljundvõimsuse korral 73% kasuteguri ning suhteliselt väikesed 3 järku moonutused.*

### 3.2.5.2 B klassi töörežiim

B-klass on mittelineaarse töörežiimi näide (vrldl režiime joonisel 3.2.5.). B-klassi kasuteguri leidmiseks (joon. 3.2.6) tuleb pöörduda harmoonilise analüüsi poole.



Joon. 3.2.5.



Joon. 3.2.6.

Teatavasti lõikenurkadega töörežiimis leitakse spektrikomponendid Bergi koefitsientide abil järgmiselt:

$$I_{k1} = \alpha_1 * i_{kmax} \text{ ja } I_{ko} = \alpha_0 * i_{kmax},$$

kus  $i_{kmax}$  on kollektorvooluimpulsi tippväärtus.

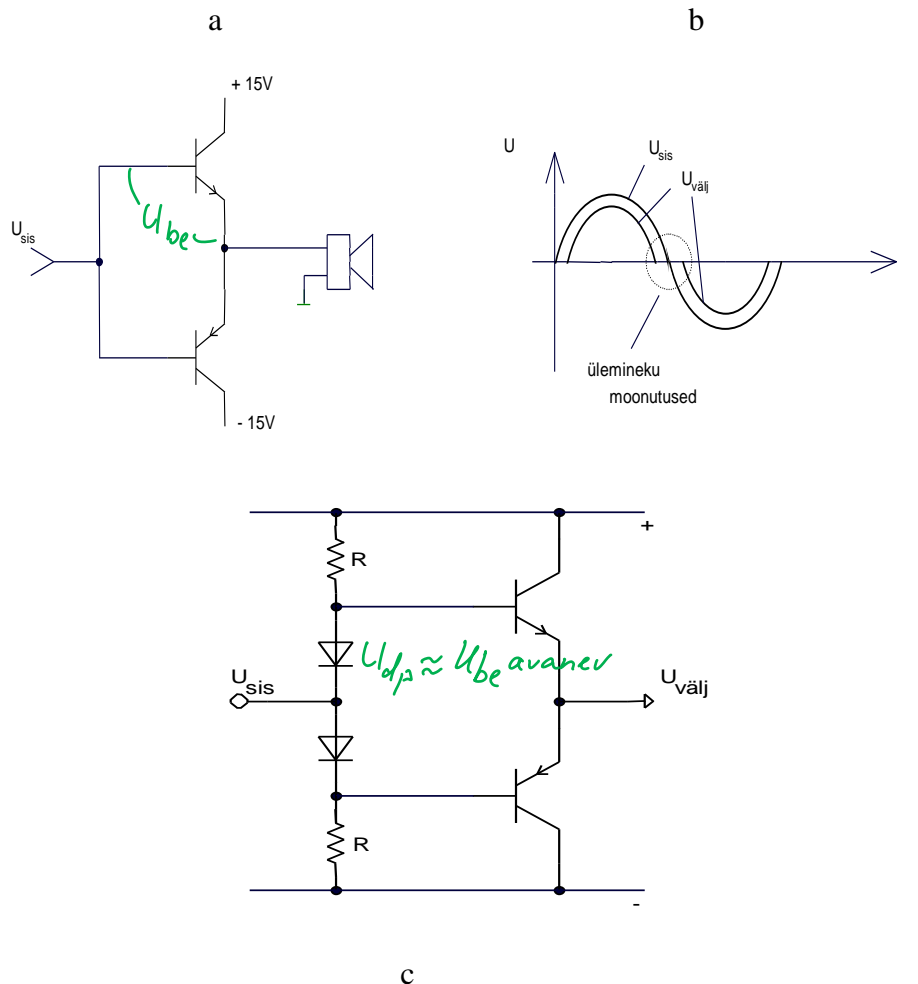
Bergi tegurid sõltuvad voolu lõikenurgast, olles B-klassi režiimis ( $2\theta=180^\circ$ ) vastavalt 0.5 ja  $1/\pi$ . Seega B-klassi töörežiimile vastab kasutegur võrdub:

$$KT_{el} = 0.5 i_{kmax} \alpha_1 / i_{kmax} \alpha_0, \text{ saades } KT_d = 0.785.$$

### 3.2.5.3 AB klassi töörežiim

Seda töörežiimi kasutatakse tavaliselt mitte võnkeringiga koormatud (heli, video linearsed võimendid) vastastakt-lülitustes, et:

- Võita kasuteguris võrrelduna A-klassi režiimiga;
- Vähendada vastastakt-õlgade töötaktide vahetumise korral puht B klassis töötavatest transistoridest tekkivaid signaali moonutusi (joon.3.2.7a,b.)



Joonis 3.2.7

Moontused B-klassis tekivad näiteks sinusoidaalse sisendsignaali korral seetõttu, et sisendsignaali ühel poolperioodil tüüritakse näiteks ülemist õlga, teine õlg on suletud. Poolperioodi vahetudes aga sulgub küll ülemine õlg – teine aga hakkab avanema alles 0,5...0,7 voldisest pingest. Seega kuni selle sisendpinge saavutamiseni on mõlemad õlad suletud olukorras ning väljundis signaali ei teki (joon. 3.2.7.b).

Selliste moonutuste vältimiseks antakse mõlemi transistori baasile neid nõrgalt avav eelpinge ca 0,5...0,7 volti (joon. 3.2.7 c). Nii välistatakse signaali polaarsuse vahetumise korral olukord, kus mõlemad transistorid on suletud asendis. Suurem eelpinge viiks aga töörežiimi lähedasemaks puht A klassile – mis aga tähendaks väiksemat kasutegurit.

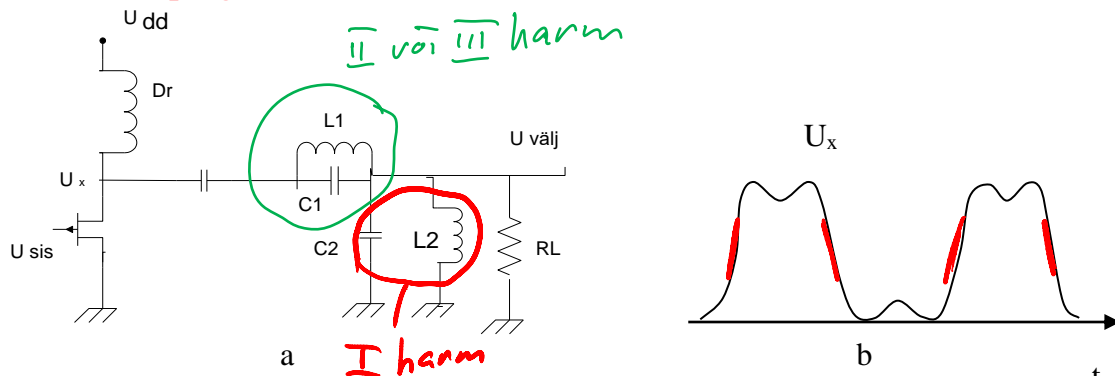
*Kasuteguri suurus on A ja B klassi kasutegurite vahepealne.*

### 3.2.5.4 F klassi töörežiim

Analoogselt n.ö. lineaarse A-klassi võimendi kasuteguri töstmisega II harmoonilise abil, on võimalik ka lõikenurkadega režiimis kasutada kas teist, kolmandat või kõrgemaidki harmoonilisi kasuteguri töstmiseks.

**Tegelikult on F-klass B klassi edasiarendus** – kus kasutatakse täiendavalt kõrgemaid harmoonilisi ja kus võimenduselement töötab:

**tänu pingele lähendamisele täisnurksele - võtmerežiimis.**



Joonis 3.2.8

Võnkering  $C_1$  ja  $L_1$  on häälestatud resonantsi kas põhisageduse 2. või 3. harmoonilise, soodustades sellel sagedusel märgatavat neelupinge kasvu. See, liitudes põhiharmonilisega annab neelu summarseks signaalipingeks osas b toodud täisnurksignaali läheneva kuju.

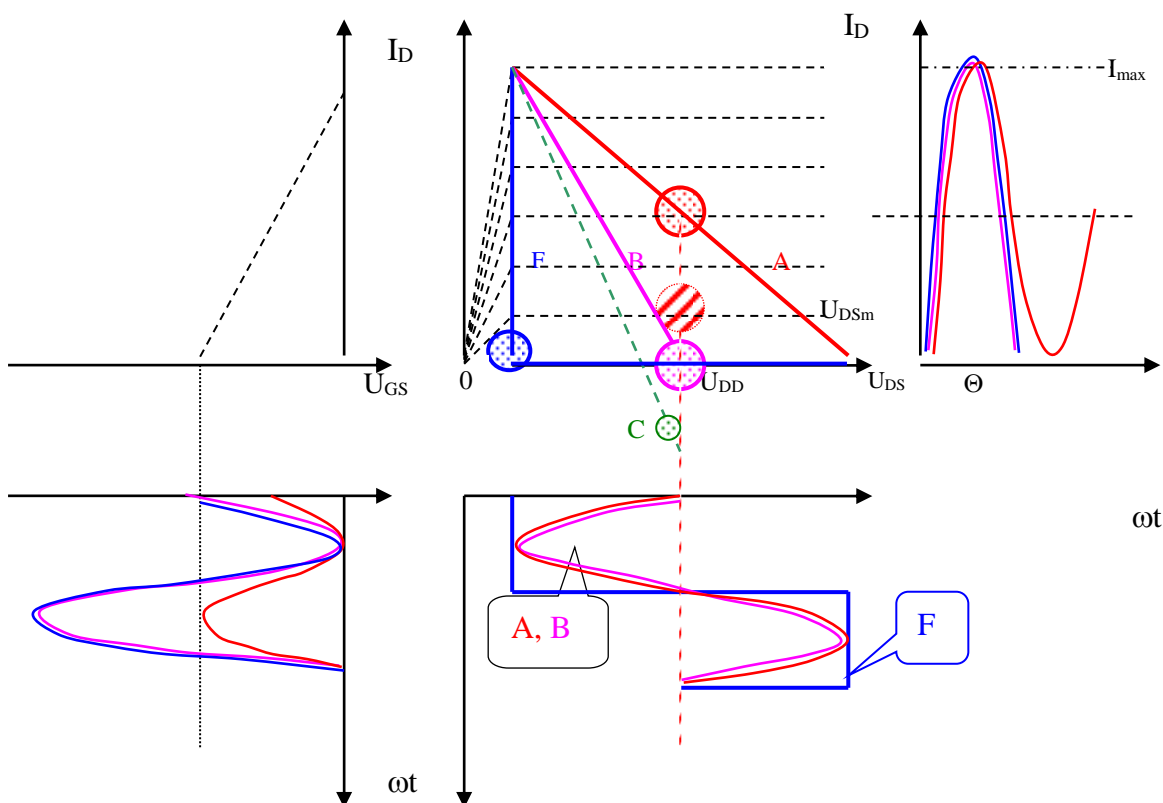
Näitena vaatame väljatransistoriga astet (joon. 3.2.8 a), mis töötab siis B klassi režiimi lähedal, kus pinge neelul  $U_x$  läheneb kasutatavate harmoonikute kasvades täisnurkpingele.

Koormusahel moodustab siin suure takistuse kõrgematele harmoonilistele (joonisel näiteks 2. või 3. harmoonilisele), tagades transistori:

- neelupinge  $U_x$  veel järsemad frondid. Nii on joonisel 3.2.8 b on näidatud olukord 3. harmoonilise, mis erineb puht siinuselise põhiharmonilise olukorrast. See aga omakorda tähendab transistoril hajuva võimsuse täiendavat vähenemist (mida rohkem harmoonikuid, seda täisnurksem on ping  $U_x$  ja seda väiksemad on transistori kaod.
- neeluvool puhtas B-klassi režiimis on pool siinuse perioodist (alaldatud siinuse poolperiood), mistõttu teoreetiliselt peaks sealt puuduma 3. harmooniline. Reaalselt siiski 3. harmooniline mõningal määral kajastub ka väljundpinges.

*Kasutegur aga, lugedes neeluvoolu siinuse poolperioodi kujulisena, saame 3. harmoonilise kasutamisel 88%, 2. harmoonilise kasutamisel 85%.*

Toome siinkohal ära ka erinevate töörežiimide võrdluse väljatransistori idealiseeritud väljundparvel (joon. 3.2.9).



Joonisel on kujutatud väljatransistoriga võimendusastme tööd, olukorras, kus kõikide režiimide toitepinge võrub pingega  $U_{DD}$ , mis antakse allikale peale üle drosseli. Klassid A, B, ja F vastavad oma võimalikule maksimaalsele väljundvõimsusele sama toitepinge juures.

Täiendavalt on toodud rohelise värviga on toodud ka C-klassi koormussirge näide, punasetriibuline tööpunkt aga vastab AB klassi näitele.

Joonis 3.2.9

Võib näha esimeses lähenduses, et B ja F klassis peab tüürsignaal sama väljundvõimsuse juures olema neli korda võimsam kui A klassi režiimis. Tüürpinge haardeulatus tipust tippu peab olema kahekordne, saavutamaks vajaliku ulatusega tüürpinge muutust tagamaks transistori sulgeasendi.

*Samas saadakse klass F 1 dB võrra suurem väljundvõimsus kui A või B klassis, kuna täisnurkse signaali põhiharmooniline on  $4/\pi$  võrra suurema amplituudiga kui põhisignaali tippväärtus A või B klassis.*

*Sellest tulenevalt võib välja tuua F klassi ja A-klassi võimsusvõimenduste vahekorra:*

$$K_F = \frac{4}{\pi} \frac{P_{\text{välj. A}}}{4 P_{\text{sis. A}}} = \frac{4}{\pi} K_A$$

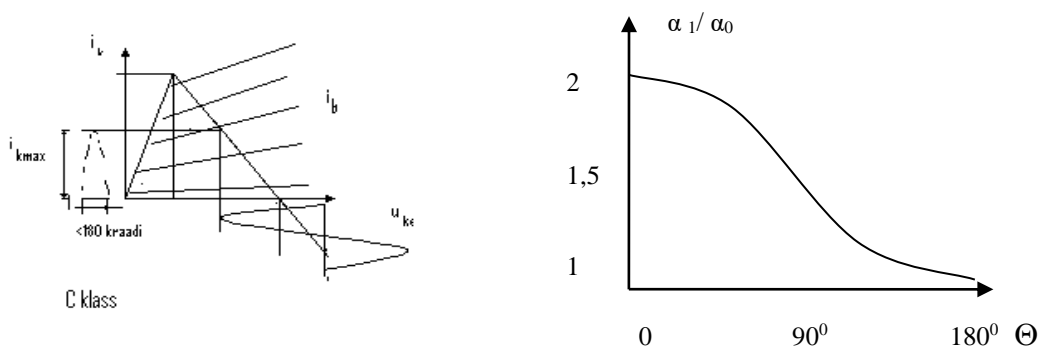
### 3.2.5.5 C klassi töörežiim

C-klassi režiimis, kus voolu lõikenurk on väiksem, saadakse kasuteguri suurenemine vastavalt suhte  $\alpha_1/\alpha_0$  kasvule lõikenurga vähenedes (joon. 3.2.10). Kuna

Kasutegur avaldub seosest  $KT_{el} = 0.5 \xi I_{km} / I_{k0}$

Olles võrdeline voolutegurite suhtega  $KT_{el} \sim 0.5 i_{kmax} \alpha_1 / i_{kmax} \alpha_0$

saamegi kasuteguri piirväärtuseks 100% lõikenurga lähenemisel nullile. Pöörakem aga sellise piirväärtuse juures tähelepanu sellele, et nullise voolu lõikenurga korral signaali väljundvõimsus on ka null.



Joon 3.2.10.

*C-klassi kasutamine on levinud bipolaarsete transistoride korral, väljatransistoride korral tingituna nende suuremast lekkevoolust C klass ei leia tavaliselt kasutamist. Kasuteguri teoreetiline piir 1.*

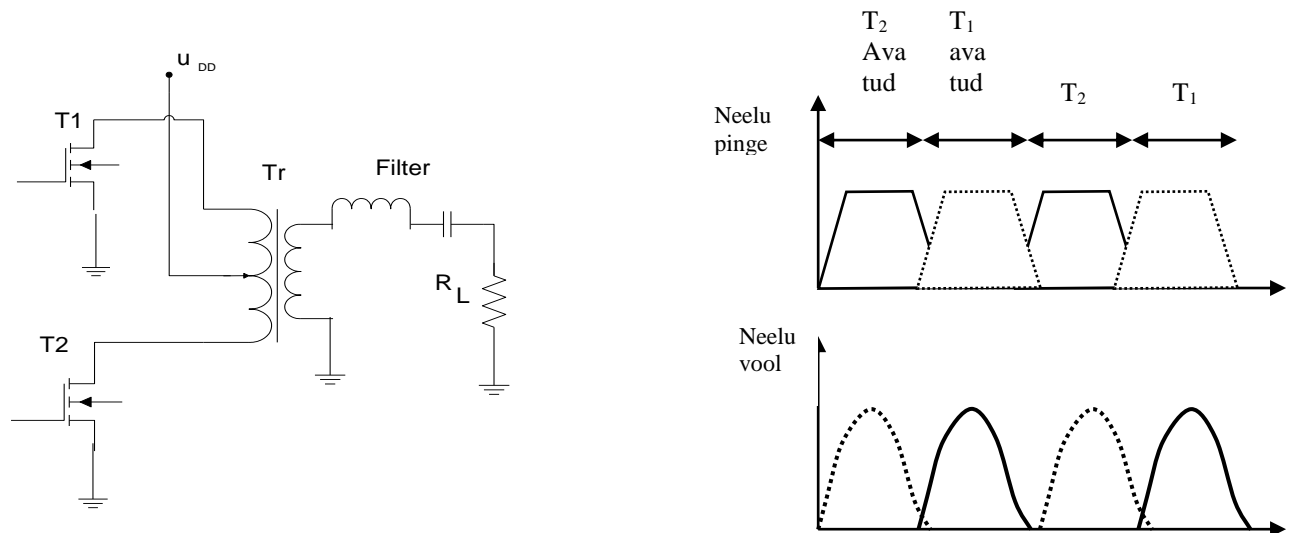
### 3.2.5.6 D klassi töörežiim

Siin töötab võimenduselement puht lüliti režiimis, tagades näiteks madalamatel sagedustel (näiteks digitaallahendusega helisagedusvõimendis, kus kujundatakse siinussignaale tihedate impulsside jadana, seega impulsrežiimis töötavas võimendis) ligi 100% - se kasuteguri. Kõrgematel sagedustel tekkivate siirdeprotsesside mõjude tõttu kasutegur aga väheneb.

Vahetult siinussignaali võimendamiseks on otstarbekas (nagu ka B klassis) kasutada põharmoonilisele häälestatud resonantsahelatega vastastakt-lülitusi. Allpool on toodud 2 iseloomulikku D-klassi režiimi näidet.

**D-klassi skeemid jagatakse pingellikast ja vooluallikast toidetavateks variantideks:**

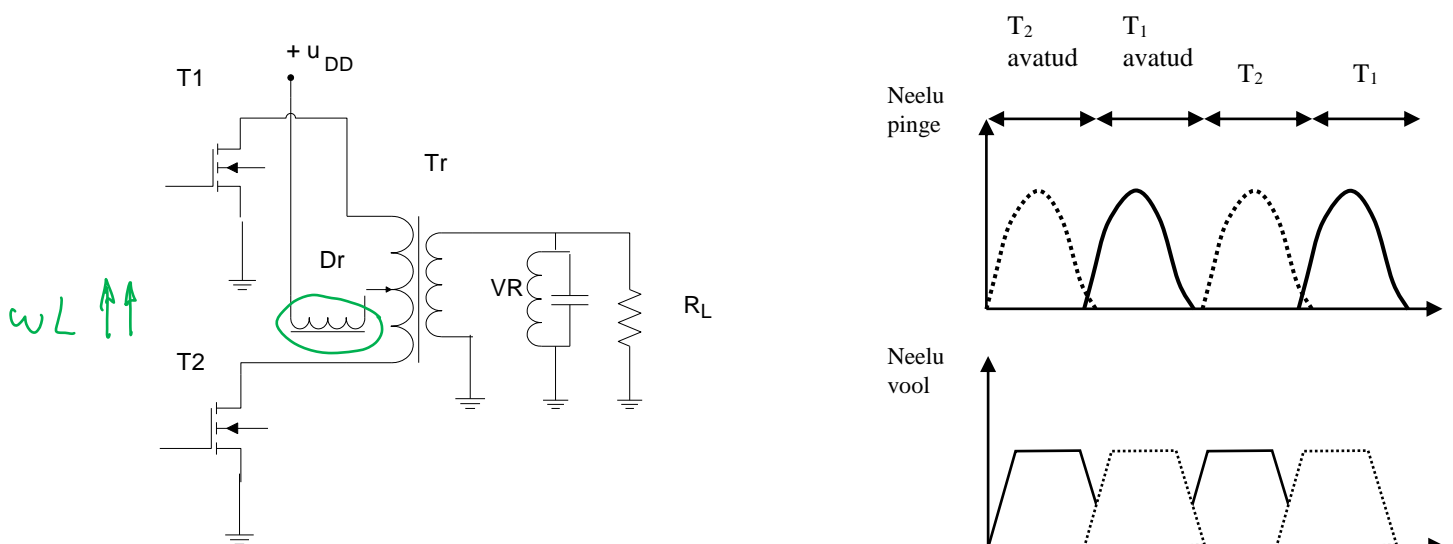
1. **Pingega toidetav variant** (joon. 3.2.11). Siin peaks **neelupinge olema võtmea tüüritav täisnurkpinge** - mis tänu **siirdeprotsessile võtab trapetsi** kuju. Kuna toidetakse pingellikast – siis toimub **pinge jagunemine** kahe õla vahel.



Joonis 3.2.11

## 2. Vooluga toidetav variant.

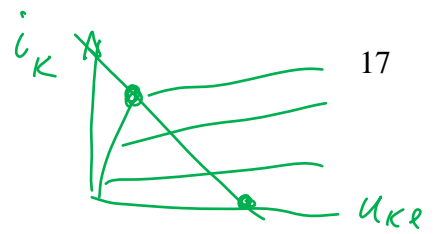
Kuna siin tänu drosselile, mille takistus signaalisagedusel on suur, hoitakse toitevool konstantsena – toimub toiteahela voolu jagunemine õlgade vahel (joon. 3.2.12).



Joonis 3.2.12

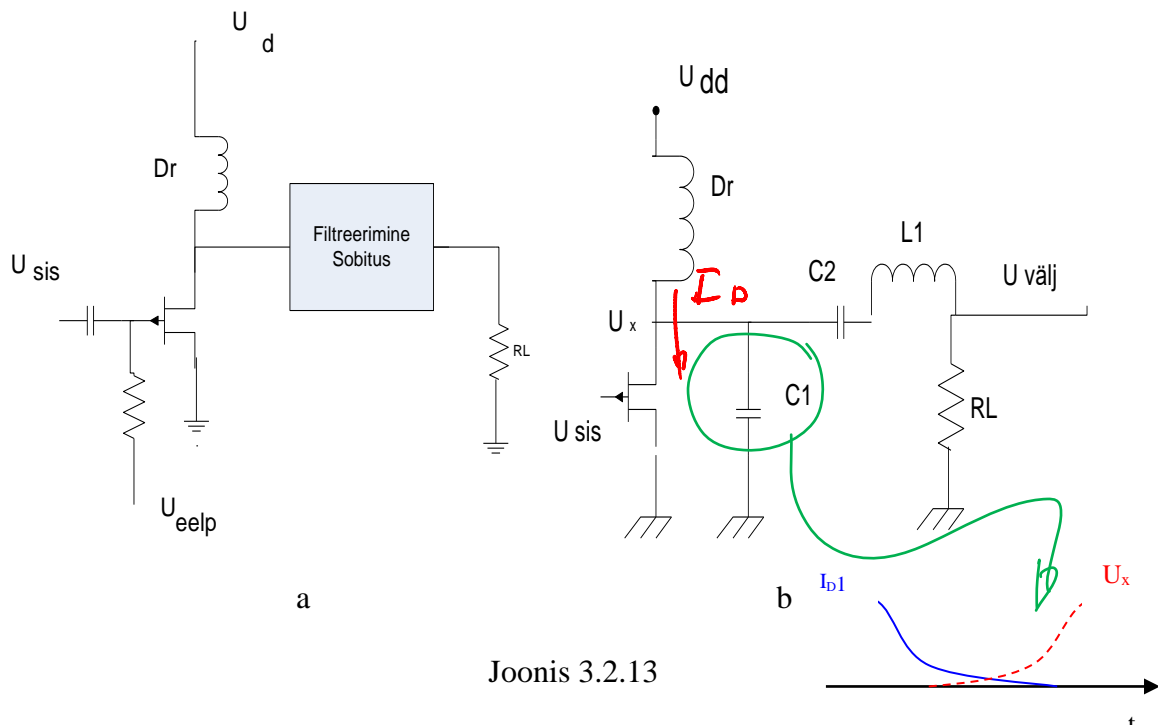
*D klassi režiimis kasutegur läheneb ühele.*





### 3.2.5.7 E klassi töörežiim

E-klassi võimendite kasutegur on samuti lähedane 100-le %-le, olles aga tavaliselt (kuid mitte alati) selles mõttes sarnane B ja F klassi võimenditele, kus võimenduselement **juhhib ka voolu vaid poole perioodi** vältel. Samas, kui A ja B klassi aktiivelemendid töötavad (vt transistoride VA väljundkarakteristikute parve) **kui vooluallikad – siis E-klassi võimendi töötab lülitite (võtme) režiimis**. Seega on E-klassi võimendi mittelineaarne võimendi.<sup>3</sup> **Erinevus klasside D ja E vahel seisneb aga selles, et E klassis kasutatakse kõrgehüvelisi võnkeringe, saavutamaks põhiharmoonilise suhtes soovitud reaktiivset koormust**, mis tagab soodsamad siirdeprotsessid puhtama väljundsignaali ning kõrgema kasuteguri saavutamiseks. Vaatame seda klassi lähemalt (joon. 3.2.13).



Joonis 3.2.13

Selleks, et säiluks A, B või C klassi töörežiim, kus väljatransistor ei satuks nn. trioodi töörežiimi või bipolaarne transistor küllastusrežiimi – oleks vaja tagada mitte väiksemat neelu (kollektori) pinget, kui pinget, kus transistor on vaadeldav veel voolugeneraatorina. See seab küllalt täpsed nõuded transistori töörežiimile, eelkõige toitepingele, koormusahela parameetritele ning tüürpingele.

Vaatleme neid tingimusi lähemalt.

<sup>3</sup> Võtmerežiimi kõrge kasutegur saavutatakse teatavasti tänu sellele, et kui:

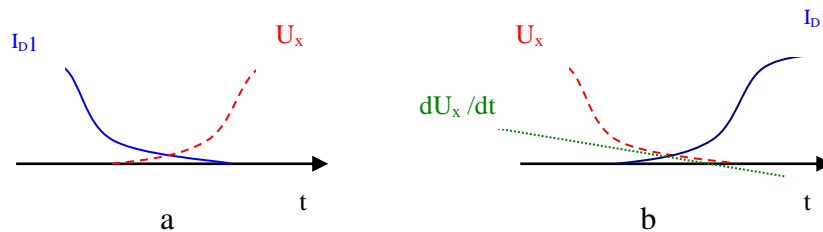
- transistor on küllastatud ehk avatud (lülitite kontaktid koos), on tegemist aktiivelementi läbiva suure vooluga, kuid väikese pingelanguga sellel;
- transistor on suletud (lülitite on katkestusseisus), on transistori läbiv vool väike, pingelang aga suur.

Mõlemil juhul transistorile langev võimsus kui pinget ja voolu korrutis on suhteliselt väike – mis annab siis kõrge kasuteguri juhul – kui üleminek ühest olukorrast teise (üle transistori aktiivosa) toimub suhteliselt kiirelt.

Niisiis, **E-kassi võimendi** võimaldab ülalmärgitud pinge amplituudil minna kuni nullini – kuid siin on vaja hea kasuteguri saavutamiseks täita 3 nõuet. Vaatame väljatransistori juhtu (joon. 3.2.14):

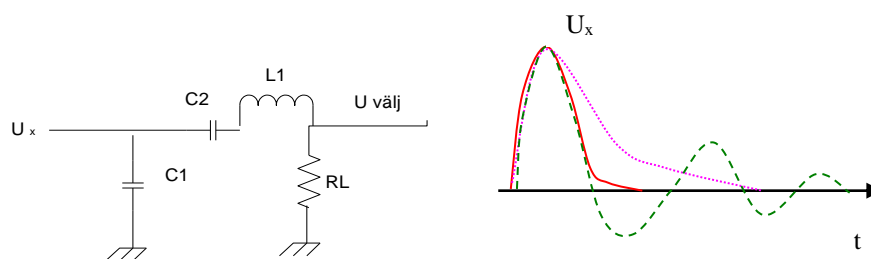
1. Kui transistor kui lüliti läheb katkestusasendisse (transistor sulgub) – pingeleelul  $U_x$  jääb madalaks niikaua, kuni neeluvool läheb nulliks (joonisel a).
2. Neelupinge  $U_x$  saavutab nulli just enne kui lüliti lühistub (transistor avaneb) – vt ka joonist a.

3. Tuletis  $\frac{dU_x}{dt}$  oleks **võimalikult lähedane nullile**, kui transistor lühistub (vool hakkab kasvama) – vt joonist b.



Joonis 3.2.14

- **Esimese tingimuse täitmine tagatakse kondensaatoriga  $C_1$** . Ilma selleta tõuseks neelupinge koheselt, kui tüürpinge seda tingiks, vool aga transistori inertsi tõttu koheselt ei katkeks. Üheaegse voolu ja pingeleomasolu suurendamiseks aga transistori kadusi (sarnaselt suurematele kadudele transistori tööl aktiivosas – on ju kaovõimsus nagu iga muu võimsus määratud voolu ja pingele korrutisega).
- Ülejäänud kahe tingimuse täitmine pole nii lihtsalt läbi nähtav. Kui transistor sulgub, siis koormusahel töötab kui teist järku süsteem (kui kadudega,  $C_1$ ,  $C_2$  ja  $L_1$  vahekordadega määratud võnkering). Selle ajaline siirdeprotsess on määratud **koormatud ahela hüvega  $Q$ , võides olla nii ala-, üle- või kriitiliselt summutatud** (joon. 3.2.15).



Joonis 3.2.15

- **Kriitilise sumbuvuse korral** (punane joon) oleks ka teine ja kolmas tingimus täidetud.

Kokkuvõtteks saab märkida:

- E-klassis on tegemist kasuteguri ja väljundpinge harmooniliste moonutuste vahelise kompromissi otsimisega:
  1. Ebasoovitavate harmooniliste mahasurumiseks peaks sobitusahela hüve olema kõrgem kui oleks nõutud tavaliselt teise ja kolmanda nõude täitmiseks.
  2. Harmoonilisi saab küll maha suruda täiendava, koormusele eelneva filtriga – mille kaod aga omakorda vähendavad kasutegurit.
- E-klassi võimendi tekitab kõrge pinge tippväärtuse ligikaudse suurusega  $3,56U_{DD} - 2,56U_s$ , kus  $U_{DD}$  - oleks toitepinge;  $U_s$  - transistorile jääv minimaalne pingeline. Nii näiteks  $U_{DD}=3V$  ja  $U_s=200mV$  korral pingeline tippväärtus ületab 10V, mis tingib transistori valiku toitepingest tunduvalt kõrgema läbilöögi pingega.

*E-klassi režiimis kasutegur on lähedane ühele.*

Toome siinkohal väikese ülevaatliku tabeli erinevatest töörežiimidest

Võimendi klass	Transistori režiim	Koormuse iseloom	Kasutegur
A	Aktiivne kogu perioodi vältel	Võnkering põhiharmoonilisele	0,5
A täiustatud	Aktiivne kogu perioodi vältel. Kadude vähendamiseks pingemuutus kiirem	Võnkeringid: põhiharmoonilisele väike takistus, teisele harmoonilisele kõrge	0,73
B	180 voolu lõikenurgaga	Võnkering põhiharmoonilisele	0,785
AB	Voolu lõikenurk üle 180 kraadi	Võnkering põhiharmoonilisele.	0,5-0,785
F kui B klassi edasiarendus	Transistor on tänu tekitatavale transistori väljundpinge kujule võtmerežiimis	Kasutatakse põhiharmoonilisele häälestatud VR veel lisaks kas 3. või 2. harm. häälestatud VR-i.	3h – 0,88; 2h-0,85
C	Voolu lõikenurk väiksem kui 180 kraadi	Võnkering põhiharmoonilisele	Lähene ühele
D	Transistor on võtmerežiimis, vastastaktskeem kas pingeline- või vooluallikast toidetav.	Häälestatud põhiharmoonilisele	Lähene ühele
E	Nagu B ja F klass – juhib voolu poole perioodi vältel. Kuid võtmerežiimis.	Sobiva siirdprotsessi tagamiseks täidetakse 3 spetsiifilist tingimust.	Lähene ühele

### 3.2.6 Võimsuste vahetamine AE sisendahelas (baasi-, paisu- või võreahelas)

Ka siin lähtume sellest, et aktiivelement on mittelineaarne. Seetõttu tekivad AE sisendahelas (vaatleme seoseid transistori baasahela kohta) lisaks voolu alaliskomponendile ja põhiharmoonilisele veel kõrgemad harmoonilised. Vaatleme ka siin seoseid, eeldades ergutuspinge kosinusoidaalsena. Analoogselt kollektorahela näitega arvutame siin signaali perioodi vältel keskmistatud kaovõimsuse transistori baasil:

$$\begin{aligned}
 P_b &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p_b d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{be} i_b d\omega t = \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (E_b + U_{bm} \cos \omega t) [I_b 0 + \\
 &+ I_b 1 m \cos(\omega t + \alpha_1) + I_b 2 \cos(2\omega t + \alpha_2) + \dots] d\omega t
 \end{aligned}$$

Ka siin võrduvad enamused integraale nulliga. Lõpptulemuseks saame, et

$$P_b = E_b I_{b0} + 0.5 U_{bm} I_{b1m} \quad \text{ehk} \quad P_b = P_{b0} + P_{b\sim},$$

kus  $P_{b0}$  - eelpingeallika võimsus;

$P_{b\sim}$  - kasulik ehk ergutusvõimsus.

*Kui eelpinge on sulgev (negatiivse märgiga), saame, et  $P_{b\sim} = P_{b0} + P_b$ .*

See tähendab, et eelpingeallikas saab energiat ergutussignaali arvelt. Teisiti öeldes, kui eelpinge allikaks oleks akumulaator, oleks aku kogu aeg laetud ergutussignaali energia arvelt. Negatiivne eelpinge on tavaliselt lampvõimendites. Transistorvõimendites tuleb viimast  $P_b$  avaldist kohendada vastavalt transistori Tjuhtivustüübile – kui pinge on sulgev – on ta tõlgendatav negatiivse pingena. Tihti aga töötavad transistorvõimendid ilma eelpingeta, kus baassiire avatakse sisseantava, selleks piisava amplituudiga, signaaliga.

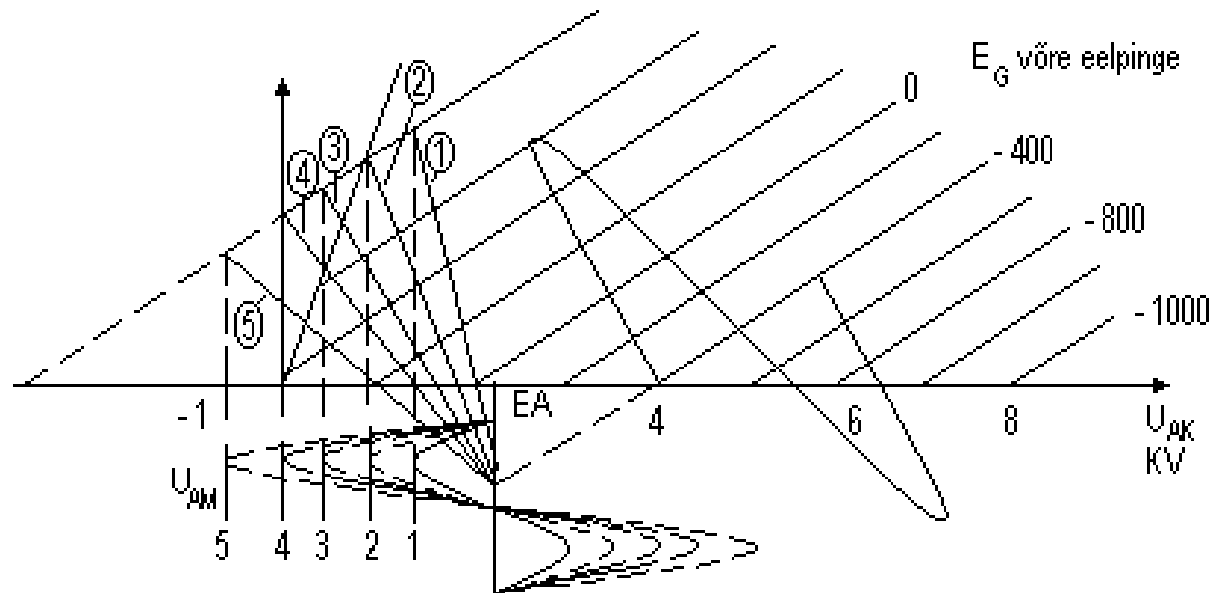
### 3.2.7 Võimendite töörežiimide liigitus.

### 3.2.8 Aktiivelemendi dünaamiline režiim

Suurte signaalide režiimis tuleb arvestada arvestada aktiivelemendi elektroodidel olevate alalispingetele lisaks ka vahelduvpingeid. Kuna järgnev käsitlust kasutatakse põhiliselt lampvõimendi korral - toome näite hüpoteetilise lambi karakteristikutega. Põhimõtteliselt saab niimoodi kujutada ka transistorvõimendite käitumist, eriti madalamatel töösagedustel. Kuid tingituna transistoride liikide paljususest (BT, FET, MOSFET ...) ning ka nende keerukamast käitumisest erinevatel töösagedustel, amplituudidel kasutatakse seal võimendi konstrueerimisel enamasti teisi kriteeriumeid kui töörežiimide kujutamist VA karakteristikute parvel.

Niisiis, olgu lambi võre - katoodi vaheline pinge  $U_{gk} = E_g + U_{gm}\cos\omega t$   
ning anodi - katoodi vaheline pinge  $U_{ak} = E_a + U_{gm}(\cos\omega t + \alpha_u)$ .  
Alapunktis 3.2.2 leidsime, et aktiivelemendi koormusel faas  $\varphi_{zk} = \alpha_u - \alpha_{i1} = \varphi$ .

Arvestades, et makrolainetel faasinihe  $\alpha_{i1} = 0$ , saame, et faas  $\alpha_u = \varphi$ . Seega saame anodi - katoodi vahelise pinge kirjutada lihtsalt nii  $U_{ak} = E_a - U_{am}\cos\omega t$ .

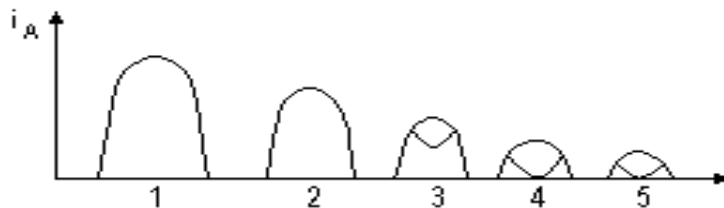


Võtame töörežiimide illustatsiooniks hüpoteetilise lambi väljundarakteristikute parve (joon 3.2.16), millel seame paika järgnevad püsitöörežiimid: võre eelpinge -300 V, võrepinge tippväärtus 600V, anodi toitepinge 3kV. Järgnevalt vaatleme erinevaid töörežiime erinevate anodi koormustakistuste (koormussirge kallete) korral. Nii saame erinevad anoodpingete amplituudid; pangem tähele, et harmoonilised võnkumised saavad tekkida tänu anoodahelas olevale võnkeringile. Tänu võnkeringile jätkuvad harmooniliste võnkumiste poollained ka selles vahemikus, kus lamp on suletud (puudub algset võnkumist tekitanud anoodvoolu impulss). Tähele pane ka seda, et kogupinge aktiivelemendi väljundelektroodil ületab toitepinge (näiteks 2 kV võrra esimeses töörežiimis).

Joon. 3.2.16.

Niisiis, koormussirge erinevate kallete korral saame erinevad töörežiimid (1-st kuni 5.-ni). Nendele režiimidele vastavad ka kindlad anoodvoolu impulsid (joon. 3.2.17).

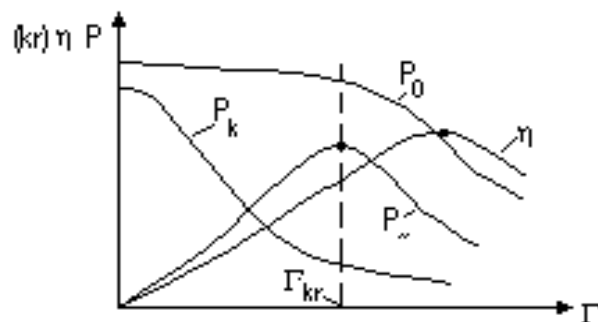
Resonants-võimsusvõimendite teoorias liigitatakse töörežiime pingestusteguri  $\xi$  järgi kriitilise ehk piirrežiimi pingestusteguri  $\xi_{kr}$  suhtes. Meie näidetes vastas kriitilisele töörežiimile 2. näide. Esimest töörežiimi, kus  $\xi < \xi_{kr}$  nimetatakse **alapingestatud** töörežiimiks. Kolmandat režiimi, kus  $\xi_{kr} < \xi < 1$  ja neljandat, kus  $\xi = 1$ , nimetatakse **ülepingsstatud** töörežiimideks. Viiendat töörežiimi, kus  $\xi > 1$ , nimetatakse tugevalt ülepingsstatud töörežiimiks.



Joon 3.2.17

Ülaltoodust tulenevad järgmised järeldused:

1. Kuna toodud režiimides on erinevad aktiivlemendi vooluimpulsside kujud ja voolude- pingete vahekorrad, siis ei saa arvutada võimendusastmeid ühesuguste meetodika ja arvutusvalemite järgi. Alati on vaja täpsustada, millisesse töörežiimi soovitakse panna aste tööle.
2. Suurte signaalide korral ületab resonantsvõimendites väljundelektroodi kogupinge toiteallika pinge. Kuna tänapäevased võimenduslambid taluvad mitmekordseid ülepingeid nimipinge suhtes, siis on seda **eriti oluline silmas pidada transistorvõimendites**, kus kogupinge on piiratud kollektorsirde mitte eriti kõrge läbilöögipingega. Nagu jooniselt 3.2.16 selgub, võib tugevalt ülekritilises režiimis kogupinge ületada toitepinge rohkem kui kahekordselt. Ka seetõttu on oluline võimendi töörežiimi arvestamine.
3. Põhiliseks kriteeriumiks töörežiimide valikul on töörežiimide energetika (joon. 3.2.18).



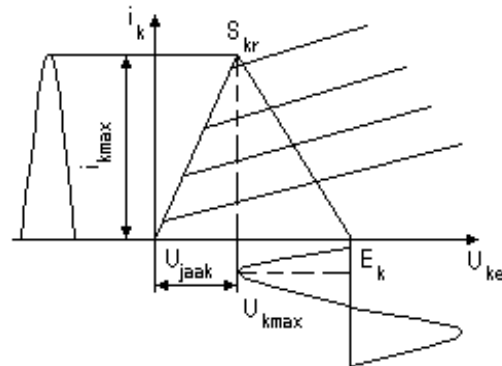
Siin joonisel on pingestustegur  $\xi$  tähistatud  $\Gamma$  -ga

Joon. 3.2.18

Nii võib näha, et maksimaalne väljundvõimsus on saavutatav kriitilises töörežiimis, maksimaalne kasutegur aga ülepingestatud töörežiimis. Seetõttu alapingestatud töörežiimi kasutatakse väga harva, tavaliselt siis, kui teisi režiime pole võimalik kasutada (näiteks mõnedes modulaatorites, mis saavad tööpõhimõttest lähtudes töötada vaid alapingestatud töörežiimis).

### 3.2.9 Kriitilise töörežiimi määramine

Järgnevalt püüame seostada kriitilise pingestusteguri aktiivelemendi ja võimendusastme parameetritega selleks, et oleks võimalik arvutada tingimusi kriitilise režiimi paikapanemiseks. teeme seda transistorivõimendi näite varal (joon. 3.2.19).



Joon. 3.2.19.

Siin on kujutatud kriitilise režiimi olukorda transistori väljundkarakteristikul.

Tekkivast kolmnurgast saame avaldada kollektorvoolu maksimumväärtuse kriitilise tõusu ja jääkpinge korrutisena:

$$I_{kmax} = S_{kr} * U_{jääk} .$$

Kasutades pingestusteguri definitsiooni, saame, et

$$\xi_{kr} = U_{km} / E_k = [E_k - U_{jääk}] / E_k = 1 - U_{jääk} / E_k .$$

Nüüd avaldame  $i_{kmax}$  avaldisest jääkpinge ja asendame pingestusteguri avaldisse, saades

$$\xi_{kr} = 1 - i_{kmax} / S_{kr} * E_k .$$

Oleme saanud tulemuse, kus pingestustegur seondub kollektorvoolu lubatud tippväärtusega. Saadus tulemus pole aga kahjuks praktilise tähtsusega, kuna transistoride kollektorvool (nagu ka kaasaegsete lampide anoodvool) ei ole terava küllastusnähtuse puudumise tõttu piiratud (piiratud on vool lubatud kollektori (anoodi, neelu) kaovõimsuste kaudu). Seetõttu püüame asendada kollektorvoolu tippväärtuse teiste, rakendusliikemate parameetritega.

Avaldame võnkevõimsuse pinge ja voolu tippväärtuste kaudu

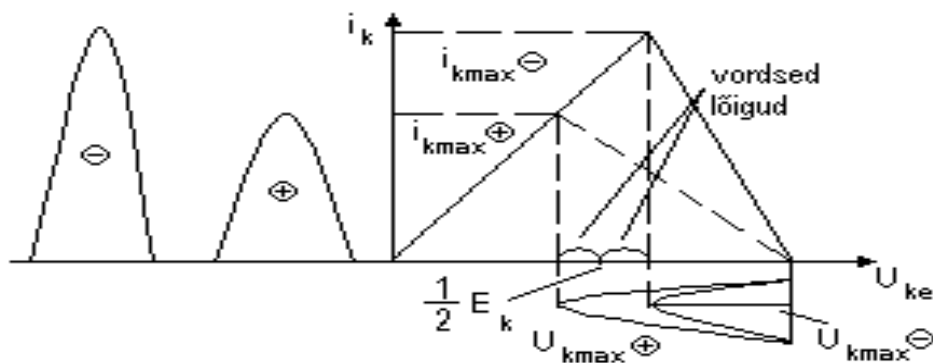
$$P_{\sim} = 0.5 U_{km} I_{k1m} , \text{ kus } U_{km} = \xi_{kr} E_k ; \quad I_{k1m} = \alpha_1 i_{kmax} .$$

Saame, et  $P_{\sim} = 0.5 \xi_{kr} E_k \alpha_1 i_{kmax}$ . Avaldades siit kollektorvoolu tippväärtuse ja pannes saadus avaldise kriitilise pingestusteguri valemisse, saame selle viia kujule:

$$\xi_{kr} = 1 - 2P_{\sim} / \xi_{kr} S_{kr} E_k \alpha_1 i_{kmax} . \text{ Siit on nähe, et saame ruutvõrrandi, mille lahendiks saame:}$$

$$\xi_{kr} = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2P_{\sim}}{\alpha_1 S_{kr} E_k^2}} .$$

Ruutvõrrand annab muidugi kaks lahendit, kuid kui võrrelda siin näidatud lahendit ( $1/2 + \dots$ ) lahendiga ( $1/2 - \dots$ ), võib näidata, et viimane annab sama väljundvõimsuse kohta väiksema kasuteguri.



Joon. 3.2.20.

Tõepoolest, kujutades kriitilisi režiime mõlema lahendiga (kollektorpinge amplituudiga  $U_{kr^+} = \xi_{kr^+} \cdot E_k$  ja analoogselt  $U_{kr^-} = \xi_{kr^-} \cdot E_k$ ), saame erinevad kollektorvoolude tippväärtused (joon 3.2.20).

Avaldades neile väärtustele vastavad kasutegurid, saame, et

$$KT_{el^+} = P_{\sim} / E_k \alpha_0 i_{kmax}^+ \quad \text{ja} \quad KT_{el^-} = P_{\sim} / E_k \alpha_0 i_{kmax}^-.$$

Kuna + märgiga lahend annab väiksema vooluimpulsi, saamegi siin kõrgema kasuteguri.

*Niisiis oleme sidunud kriitilise režiimi pingestusteguri ( $\xi_{kr}$ ) aktiivelemendi ja võimendusastme parameetritega. Toodud tulemus bipolaarse transistori kohta on laiendatav ka teistele aktiivelementidele (väljatransistorid, elektronlambid).*

$$\xi_{kr} = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2P}{\alpha_1 S_{kr} E_k^2}}.$$

### 3.2.10 Generaatortransistorid ja generaatorlambid

Kõrgsagedus-võimsusvõimendid töötavad pea reeglina lõikenurkadega režiimis. See on tingitud siin kasutatavate aktiivelementide iseärasused, võrrelduna A klassis töötamiseks ettenähtud aktiivelementidega. Esiteks, tänu tööle voolu lõikenurkadega on saavutatav kasutegur kõrgem ja seetõttu väljundvõimsus - samade väljundelektroodi mõõtmete, jahutustingimuste korral - kõrgem. Teiseks, kuna aktiivelemendi töörežiim on mittelineaarne, ei ole nende juures pööratud tähelepanu karakteristikute lineaarsusele, mistõttu lineaarsetes rakendustes võivad moonutused osutada suurteks.

Arvutustes, eriti lampastmete arvutustel kasutatakse lineariseeritud karakteristikute parvi. Lineariseerimine saavutatakse voolude laotamisel Tayloriga, jättes välja selle rea kõrgemat järku liikmed. Karakteristikute sirgestamist on vaadeldud paljudes lampraadiosaatjate ja elektronseadiste "klassikalistes" raamatutes. Kuna aga karakteristikutele tuginevad transistorvõimendite arvutusmeetodid on kasutatavad vaid suhteliselt madalatel sagedustel, siis siin me lähemalt karakteristikute sirgestamist ei vaatle. Transistorvõimendite arvutus põhineb signaalide, transistori ja teiste skeemielementide modelleerimisel ja nende analüüsil arvutil.



### 3.2.11 Transistorastmete modelleerimisalused

Transistorvõimendite arvutus põhineb tänapäeval transistoride aseskeemidel (mudelitel). Analüüsi raskendavaks asjaoluks on see, et võimsusvõimendi töötab enamasti mittelineaarses režiimis – ja seega piisava täpsuse saamiseks peavad mudeli koosseisus olema nii reaktiivseid kui resistiivseid mittelineaarelemente. Seetõttu pole mõeldav arvutita analüüs [ 8,9 ].

Reaalsete raadiosignaalide spekter on pidev. Astmete modelleerimisel arvutis kasutatakse tavaliselt signaalide esitust diskreetse, piiratud spektikomponentide arvuga spektri vahendusel. Nii saab piisava täpsusega hinnata nii astmete energeetilisi kui ka kvalitatiivseid omadusi.

#### A. Lihtsustatud meetodid:

Siin koosnevad astmete, raadiotraktide mudelid

- sõltumatutest lineaarsetest elementidest
- mitteinertsiaalsetest mittelineaarsetest elementidest [8].

Analüüsil kasutatakse siis lihtsustatud varianti: üksteisest sõltumatut portide käsitlust, vaadeldes järjestikku:

lineaarse sisendpordi, mittelineaarse aktiivelemendi ja lineaarse väljundpordi omadusi.

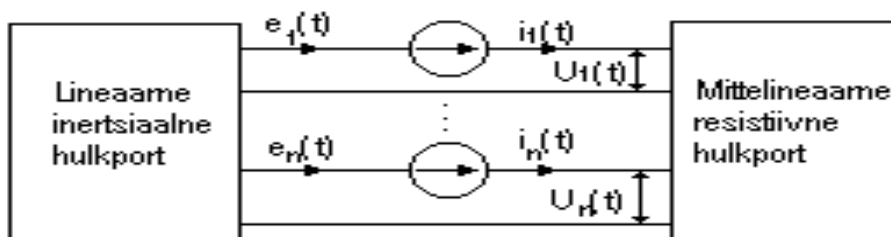
Seejuures jääb vahetult arvestamata lineaarse sisendahela ja võimenduselemendi mittelineaarse sisendtakistuse vastastikkusest mõjust tingitud signaali spektraalkoosseisu muutus. Oluline on ka võimenduselemendi väljundsignaali mõjutamine järgneva astme transistori mittelineaarse sisendtakistusega.

**B. Keerukamad meetodid arvestavad lineaarsete ja mittelineaarsete ahelate omavahelist mõju**, mis eeldab arvuti ja vastavate programmide olemasolu. Selleks on loodud keerukamad mudelid, mis võimaldavad kajastada erinevate kujude ja omadustega seadmete skeeme. Neid mudeleid võib liigitada lähtesuuruste järgi järgnevalt [8]:

- mudeleid, mille võrrandid on koostatud muutuvate olekute suhtes (pinged kondensaatoritel ja voolud induktiivsustel;
- mudeleid, lähtudes sõlmpingete meetodist;
- mudeleid, lähtudes mittelineaarsete elemente läbivatest vooludest ja neil olevatest pingetest.

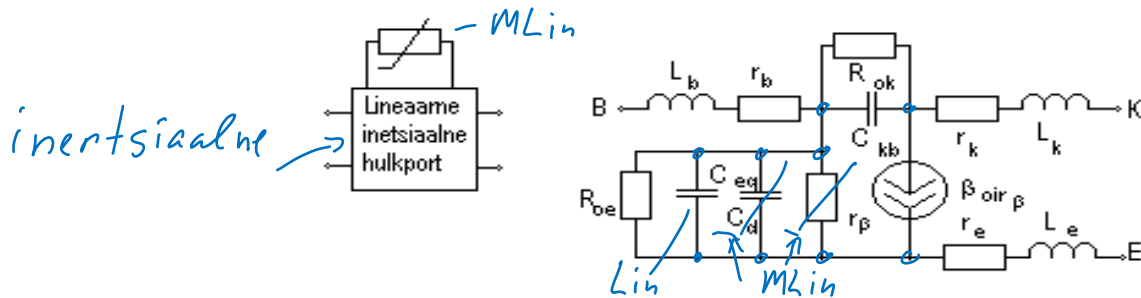
*Nende valik sõltub konkreetsetest rakendustest. Nii näiteks, kui skeemis on vähe reaktiivseid ja palju mittelineaarseid elemente, saadakse madalamat järku võrrandsüsteem esimese või teise mudelivariandi järgi. Kui aga skeemis on palju reaktiivelemente (näiteks keerukate sobitusahelatega astmed), tuleks kasutada kolmandat mudelivarianti. Võimendusastmetes ongi tavaliselt üks võimenduselement paljude reaktiivelementidega, mistõttu kolmanda mudeli kasutamine on rohkem levinud.*

Võimenduselementide mudelid koosnevad tavaliselt mittelineaarsetest reaktiivsetest ja resistiivsetest elementidest. Kirjanduses [8] soovitatakse kasutada mittelineaarsete astmete mudeli koostamisel eraldada üksteisest mudeli mittelineaarsed ja inertsiaalsed omadused. Sellisel lahenemisel koosneb üldistatud mittelineaarse mudel (ÜML) järjestikkustest lineaarsest ja inertsiaalsest (komplekssesest) ning mitteinertsiaalsest (resistiivsest) ja mittelineaarsetest hulkportidest, millede vahele on siis lülitatud ideaalseks (-teks) ümberarvutatud sisendsignaallikikas (-d) (joon 3.2.11). Portide arv võrdub otsitavate voolude või pingete hulgaga



Joon.3.2.11

hulkpordi portidel. Selle käsitlemise eeliseks on asjaolu, et arvutuste maht ei sõltu lineaarse osa struktuurist ning võimaluses esitada osa mudelit eraldi saadud - kas eksperimentaalsete või arvutustulemuste põhjal saadud tabelsõltuvustega - ilma viimaste aseskeemide esitamiseta. Samuti on nii kergem püstitada arvutuseesmärgiks spektraaltulemuste saavutamine.



Lihtsaima ÜML näide oleks kompleksne lineaarne kuusport, mille kahele pordile on ühendatud mittelineaarne takistus (joon 3.2.12). Koostame selle järgi transistori mudeli Ebbers-Moulle aseskeemi baasil (joon. 3.2.13). Siin on emitter- ja

Joon 3.2.12.

Joon. 3.2.13.

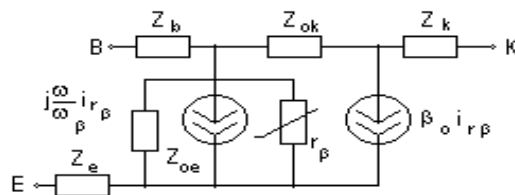
kollektorviikudega järjestikku kontakttakistusi ja pooljuhi takistust iseloomustavad takistused  $r_e$  ja  $r_k$ , baas-emittersirde inertsiaalseid omadusi modelleeritakse siin **lineaarse** laengmahtuvusega  $C_{eq}$  ja **mittelineaarse** difusioonmahtuvusega  $C_d$ . Baas-kollektorsirde modelleeritakse **lineaarse** laengmahtuvusega  $C_{kq}$ . **Mittelineaarne** takistus  $r_\beta$  modelleerib mittepõhiliste laengukandjate rekombinatsioonivoolu ja vool  $i_k = \beta_0 i_{r_\beta}$  - ekvivalentse generaatori voolu kollektorahelas. Takistused  $R_{oe}$  ja  $R_{ok}$  iseloomustavad suletud emitter- ja kollektorsirdeid.

Lihtsustame ülaltoodud aseskeemi: Kuna vool  $i_{r_\beta}$  sõltub kollektor-emitter pingest eksponentsiaalselt, avaldudes  $I_{r_\beta} = I_{k0} [\exp(u_{ke}/F_T) - 1]$  ja emittersirde difusioonmahtuvus  $C_d$  on võrdeline vooluga  $i_{r_\beta}$  ja pöördvõrdeline piirsagedusega  $\omega_\beta$  ja barjääripotentsiaaliga  $F_T$ , saame difusioonmahtuvust läbiva voolu suuruseks

$$i_{C_d} = C_d \cdot \frac{dU_{siirebe}}{dt} = \frac{i_{r_\beta}}{\omega_\beta \cdot F_T} \cdot \frac{dU_{siirebe}}{di_{r_\beta}} \cdot \frac{di_{r_\beta}}{dt} \approx \frac{i_{r_\beta}}{\omega_\beta \cdot F_T} \cdot \frac{F_T}{i_{r_\beta}} \cdot \frac{di_{r_\beta}}{dt} = \frac{1}{\omega_\beta} \cdot \frac{di_{r_\beta}}{dt}$$

kus  $I_{k0}$  - soojuslik lekkevool. Järelikult võib **asendada** mahtuvuse  $C_d$  voolust  $i_{r_\beta}$  **lineaarselt sõltuva voolugeneraatoriga**, mille ülekande sageduslikus piirkonnas on  $j\omega/\omega_\beta$ . See lihtsustab oluliselt transistori aseskeemi, kus lisaks lineaarsetele elementidele on **üksainus mittelineaarne element**  $r_\beta$  (joon. 3.2.14). Selle skeemi parameetrite kohta on kehtivad järgmised seosed:

$$Z_b = r_b + j \cdot \omega \cdot L_b; \quad Z_k = r_k + j \cdot \omega \cdot L_k; \quad Z_e = r_e + j \cdot \omega \cdot L_e$$



$$Z_{oe} = \frac{R_{oe}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{eq} \cdot R_{oe}}; \quad Z_{ok} = \frac{R_{ok}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{kq} \cdot R_{ok}}$$

Joon. 3.2.14.

Toodud aseskeemi seos lineaarse kuuspordi (joon. 3.2.12) Z-parameetritega annavad transistori ÜE, ÜB ja ÜK lülitustes järgmised võrrandisüsteemid (maatrikskuul):

## ÜE

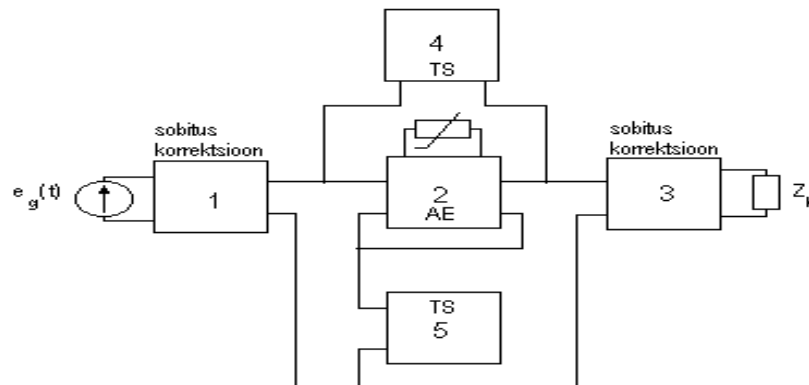
$$\begin{bmatrix} Z_b + Z_{oe} + Z_e & -Z_{oe} \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega \cdot \beta} + \beta_0\right) & Z_{oe} + Z_e \\ Z_{oe} & -Z_{oe} \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega \cdot \beta} + \beta_0\right) & Z_{oe} \\ Z_{oe} + Z_e & -Z_{oe} \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega \cdot \beta} + \beta_0\right) - \beta_0 \cdot Z_{ok} & Z_{oe} + Z_{ok} + Z_k + Z_e \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_b \\ i_{r\beta} \\ i_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{be} \\ U_{siirebe} \\ U_{ke} \end{bmatrix}$$

## ÜB

$$\begin{bmatrix} -(Z_b + Z_{oe} + Z_e) & Z_{oe} \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega \cdot \beta} + \beta_0\right) & Z_b \\ Z_{oe} & -Z_{oe} \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega \cdot \beta} + \beta_0\right) & 0 \\ -Z_b & -Z_{oe} \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega \cdot \beta} + \beta_0\right) - \beta_0 \cdot Z_{ok} & Z_{ok} + Z_k \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_e \\ i_{rb} \\ i_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{eb} \\ U_{siirebe} \\ U_{kb} \end{bmatrix}$$

## ÜK

$$\begin{bmatrix} Z_{ok} + Z_k + Z_b & \beta_0 \cdot Z_{ok} & -(Z_{ok} + Z_k) \\ 0 & -Z_{oe} \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega \cdot \beta} + \beta_0\right) & Z_{oe} \\ Z_{ok} + Z_k & Z_{oe} \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega \cdot \beta} + \beta_0\right) + \beta_0 \cdot Z_{ok} & -(Z_{oe} + Z_e + Z_k + Z_{ok}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_b \\ i_{r\beta} \\ i_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{bk} \\ U_{siirebe} \\ U_{ek} \end{bmatrix}$$



analoogselt saab modelleerida ka teisi aktiivelemente (väljatransistorid, lambid).

Saadud võimenduselemendi mudeliga võib koostada näiteks üheastmelise võimendi aseskeemi joonise 3.2.15 kohaselt. Siin  $e_g$

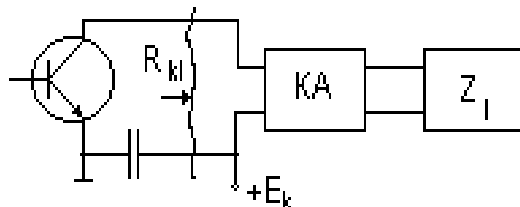
Joon. 3.2.15.

modelleerib sisendsignaali, nelipordid 1 ja 3 kujutavad endist sobitus- ja korrektsioonahelaid võimenduselemendi 2 sisendis ja väljundis, kaksportid 4 ja 5 arvestavad tagasiside mõju ja kaksport  $Z_1$  on võimendusastme koormustakistuseks.

Käesolevas konspektsis piirdume ülaltoodud transistorvõimendite arvutusosaluste käsitlemisega, edasine rajaneb juba kas olemasolevate arvutiprogrammide kasutamise, kohandamise või ka nende koostamisele. Lähemalt on käsitletud transistorisaatjate astmete arvutusprobleeme, programme arvutil ja nende programmide koostealuseid näiteks raamatutes [ 8,13 ] .

### 3.3 Koormus - ja sobitusahelad

#### 3.3.1 Koormusahel ja põhinõuded sellele



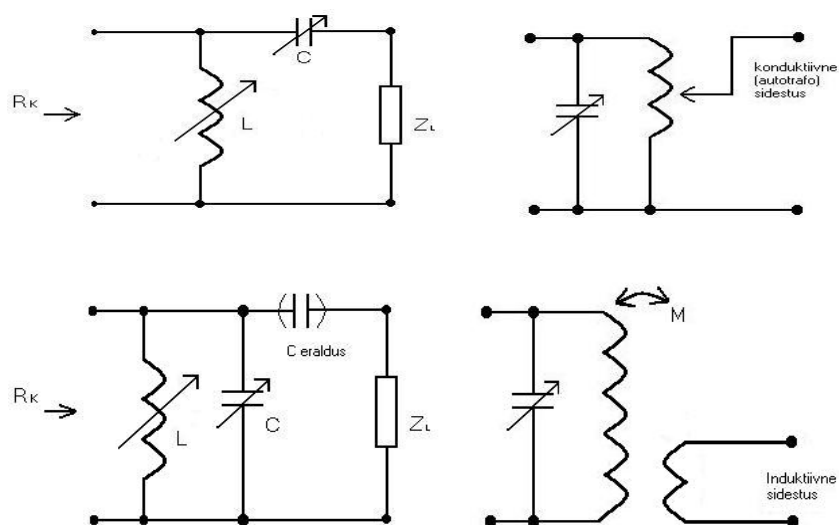
Joon. 3.3.1.

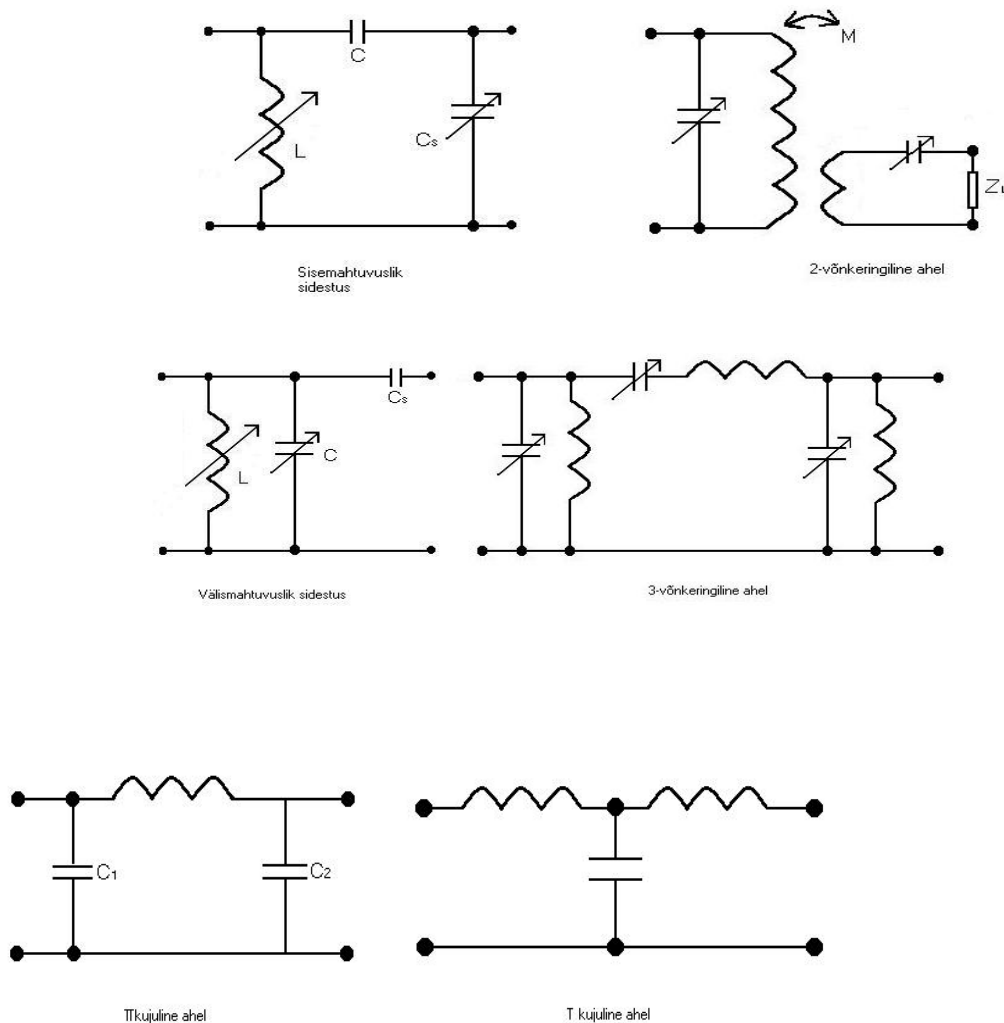
Vaatleme võimendusastme plokk skeemi (joonis 3.3.1). Koormusahela (KA) ülesanne seisneb koormustakistuse  $Z_L$ , mis üldjuhul võib olla kompleksne suurus, muundamises resistiivseks, vajaliku suurusega aktiivlemendi koormustakistuseks  $R_k$ . Transistori kollektori koormustakistus  $R_k$  peab olema kindla, astme elektrilisel arvutusel väljaarvutatud väärtusega - tagamaks astmele ja transistorile ettenähtud töörežiimi (näiteks kriitilise), kollektori kaovõimsuse, tarbitava võimsuse ja teised elektrilised parameetrid. Seega peab koormusahel täitma takistuste sobitusülesannet. Koormusahelale esitatakse kaks põhinõuet:

- KA resistiivne sisendtakistus peab võrduma vajaliku aktiivlemendi koormustakistusega;
- KA reaktiivne sisendtakistus peab võrduma nulliga.

Lisaks nendele nõuetele peab KA tagama **ala- ja üläharmoonikute piisava mahasurumise**, mis ideaalsel juhul tähendaks koormusahela nullist sisetakistust kõrgematel harmoonilistel, tagama **kõrge kasuteguri**, mis on eriti oluline suurevõimsuselistes saatjates.

Toome siin mõnede KA skeemilised näited (joon. 3.3.2).





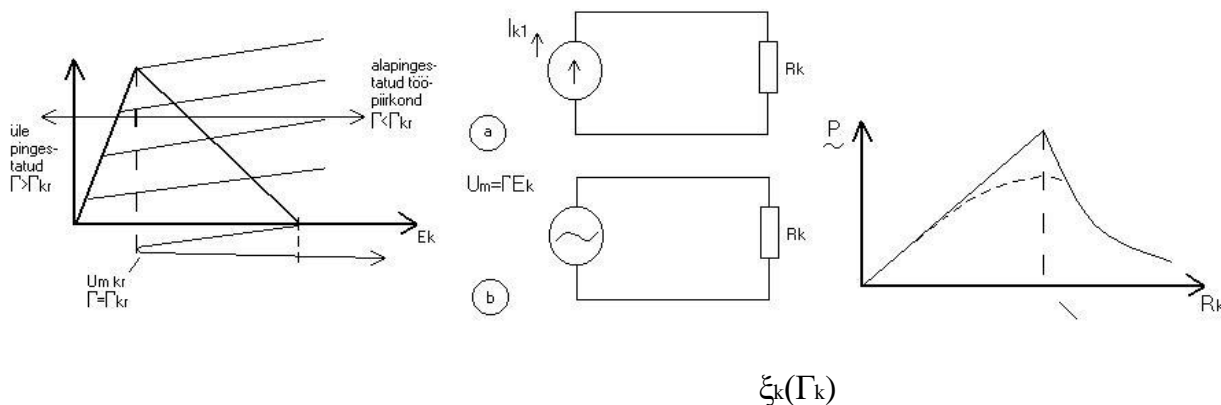
Joon. 3.3.2 .

### 3.3.2 Koormuskarakteristik

Vaatleme välisergutusega generaatori koormuskarakteristiku  $P_{\sim} = f(R_k)$  idealiseeritud tuletuskäiku. Teeme seda bipolaarse transistori väljundkarakteristikute parve baasil; vaadeldud käsitlus on kehtiv nii väljatransistori kui ka elektronlambi kohta eeldades nende karakteristikute samasust ja jättes arvestamata nende läbitavuse  $D$  (võttes  $D=0$ ).

- Kujutame siin kõigepealt **kriitilist töörežiimi** (joon. 3.3.3), kus vahelduvsignaali amplituud kollektoril ning seega ka pingestustegur vastavad kriitilisele režiimile.
- Nüüd võtame vaatluse **alla alapingestatud režiimi**, kus pingestustegur  $\xi < \xi_{kr}$ . VA-karakteristikust selgub, et transistori tööpunkt liigub karakteristikute laugel osal, mistõttu võime vaadelda viimast kui vooluallikat (joon. 3.3.4 a). Avaldame nüüd väljundvõimsuse voolu kaudu, saame, et

$P_{\sim} = 0.5I_{k1m}^2 R_k$ . See tähendab, et saime kollektori koormustakistuse ja väljundvõimsuse vahel **lineaarse sõltuvuse**.



siin jällegi pingestusteguri tähise  $\xi$  asemel on kasutatud tähist  $\Gamma$ .

Joon. 3.3.3

Joon. 3.3.4

Joon. 3.3.5

- Vaatleme nüüd **ülepingsetatud töörežiimi**, kus pingestustegur  $\xi > \xi_{kr}$ . Sellisel juhul töötab transistor enamik aega oma tööperioodist karakteristiku järsult tõusval osal, kus transistori võib vaadelda lähedasena pingesallikale. Seetõttu saame asesekeemi pingesallikaga (joon 3.3.4 b), mille järgi väljundvõimsus avaldub  $P_{-} = 0.5 \xi^2 E_k^2 / R_k$ .

Saime **pöördvõrdelise sõltuvuse** väljundvõimsuse ja koormustakistuse vahel. Nende sõltuvuste alusel saame kujundada koormuskarakteristiku (joon. 3.3.5). Tõsi, tingituna tuginemisest idealiseeritud toiteallikatele, on tulemus ka idealiseeritud, mistõttu reaalne karakteristik kujuneb sujuvamaks.

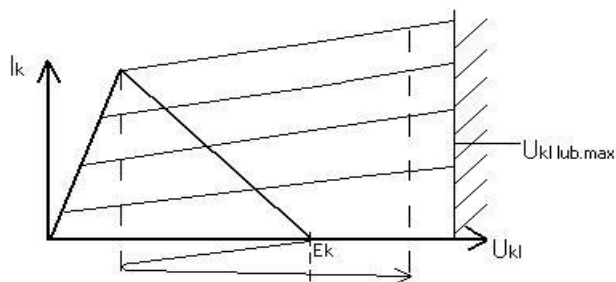
**Koormuskarakteristikult järeldub, et väljundvõimsus kriitilises režiimis, nagu varem eeldatud, on tõepoolest suurim.**

### 3.3.3 Sobitatavate takistuste suurusjärgud

Transistortehnika tänu oma suhteliselt madalale toitepingele ja väikestele väljund- ja sisendtakistustele on madalaoomiline. Võimsusväljastandid oma kõrgema lubatud tööpinge tõttu võimaldavad mõnevõrra kõrgemaoomilisi koormustakistusi ning lampskeemid veelgi suuremaid koormustakistusi. Vaatleme konkreetset näidet bipolaarsel transistoril. Olgu vajalik väljundvõimsus 50 W. Väljundvõimsuse avaldisest saame, et

$$P_{-} = 0.5 U_m I_{k1m} = 0.5 U_m^2 / R_k = 0.5 (\xi_{kr} E_k)^2 / R_k.$$

Siit leiame selle võimsuse tagamiseks vajaliku koormustakistuse kollektorahelas  $P_{-} = (\xi_k E_k)^2 / 2P_{-}$ . Valime siia transistori 60 - voldise maksimaalse lubatud tööpingega. Võtame joonisel 3.3.6 kujutatud kriitilise režiimi



Joon 3.3.6.

kohaselt nii, et tekkiv maksimaalne pinge kollektoril ei ületaks lubatud suurust  $U_{k_{\text{max, lub}}}$ :  $E_k < 0.5 U_{k_{\text{max, lub}}}$ . Selle kohaselt valime toitepingeks 30 V. Võttes pingestusteguri  $\xi_k = 0.9$ , saame, et vajalik kollektori koormustakistus  $R_k = 7$  oomi.

Analoogsel arvutusel 5 - vatise väljundvõimsuse korral saame vajalikuks koormuse takistuseks 40 oomi ja poolevatise võimsuse korral - 225 oomi.

**Niisiis - mida suurem väljundvõimsus, seda väiksem peab olema kollektorahela koormustakistus; koormustakistuste suurusjärgud on oomidest kuni sadade oomideni. See on ka lihtsalt põhjendatav – võimsuste kasv tuleb saavutada voolude , mitte niivõrd pinge kasvu arvelt.**

Väljatransistoril tulevad kõrgemate lubatud pingete tõttu koormustakistused mõnevõrra suuremad kui bipolaarsetel transistoridel, elektronlampidel on nad veelgi suuremad, ulatudes kiloomide suurusjärku.

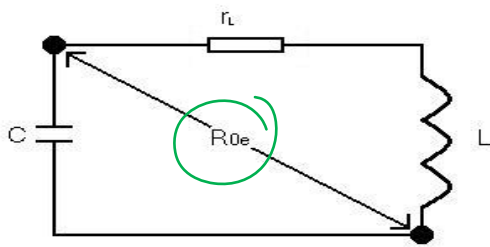
Niisiis, veelkord - transistoritehnikas realiseeritavate välisergutusega generaatorite koormusahelad on madalaoomised, tingituna aga transistoride madalaoomistest sisendtakistustest on madalaoomised ka transistoride sisendahelad.

Kui rääkida astmetevahelisest takistuste sobitusest üldises plaanis, siis siin on kaks tendentsi:

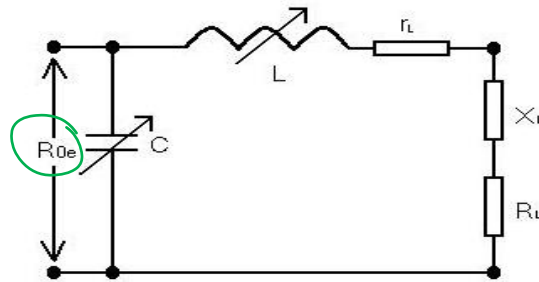
- Esimene neist püüab sobitada vahetult eelmise astme transistori väljundit järgneva astme transistori sisendiga - sisuliselt on tegemist ühe rohkem- või vähemkeerukama sobitusahelaga.
- Teine suund on aga astmetevahelise sobituse unifitseerimisele - püütakse tagada kõikidele astmetele 50-oomised väljund- ja sisendtakistused. Teisiti öeldes, astmetes olevate aktiivelementide omavaheline sobitus sooritatakse üle 50-oomise takistuse. See muudab küll sobituse - ja sellele vastavad ahelad - keerukamateks, kuid samas on tagatud paindlikkus skeemis. Nii võib koostada saatja erinevatest plokkidest, mis on kergelt väljavahetatavad või asendatavad, rikkumata seejuures astmetevahelist sobitust, võib kasutada üksteist eemal olevaid, koaksiaalkaabliga ühendatavaid astmeid.

### 3.3.4 Ühevõnkeringiline koormusahel

Vaatleme kõigepealt **koormuseta võnkeringi** (joon. 3.3.7). Siin



Joon 3.3.7.



Joon. 3.3.8.

eeldame, et võnkeringi kaod on määratud ainult induktiivsuse aktiivtakistusega  $r_L$ . Avaldame:

- võnkeringi lainetakistuse

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{L \cdot C}{C \cdot C}} = \frac{1}{C} \cdot \sqrt{L \cdot C} = \frac{1}{\omega_{res} \cdot C}$$

- koormamata võnkeringi hüve

$$Q_0 = \frac{\rho}{r_L} = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{r_L}$$

- ekvivalentse resonantstakistuse  $R_{0e} = Q_0 \cdot \rho$

**Järgnevalt vaatleme koormatud võnkeringi** (joon. 3.3.8). Koormus on siintoodud näites lülitatud võnkeringi järjestikku. Avaldame:

- Häälestustingimuse**, mis sisuliselt tähendab nõuet, et kõikide reaktiivtakistuste summa võrduks nulliga:

$$1/\omega C + \omega L + X_L = 0.$$

- Sobitustingimuse**. Selleks avaldame kõigepealt koormatud võnkeringi hüveteguri:

$$Q = \frac{\rho}{r_L + R_L}$$

- resonantstakistuse

$$R_{0e}' = Q \cdot \rho = \frac{\rho^2}{r_L + R_L}$$

- asendame viimases lainetakistuse ruudu sellele vastava avaldisega, saades



$$R_{0e}' = \frac{1}{(\omega \cdot C)^2} = \frac{1}{\omega^2 \cdot C^2} \cdot \frac{1}{r_L + R_L}$$

Saadud seos võimaldab meil leida sobitustingimuse, mille saame, nõudes, et

$$R_{0e}' = R_k (R_a).$$

Nii saame sobitustingimuseks

$$R_k = \frac{1}{\omega^2 \cdot C^2} \cdot \frac{1}{r_L + R_L}$$

Lähemal edasi KA kasuteguriga. Selleks avaldame koormusahelasse sisseantava võimsuse  $P_{\sim}$ , KA väljundist saadava võimsuse  $P_1$  ja KA -le langeva võimsuskao  $P_{KA}$ :

$$P_1 = \frac{1}{2} I_{\text{lm}}^2 R_L ; P_{KA} = \frac{1}{2} I_{\text{lm}}^2 r_L \text{ ja } P_{\sim} = P_1 + P_{KA}.$$

Sellest tulenevalt avaldub kasutegur

$$\eta_{KA} = \frac{P_L}{P_{\sim}} = \frac{P_L}{P_L + P_{KA}} = \frac{R_L}{R_L + r_L} = \frac{R_L + r_L}{R_L + r_L} - \frac{r_L}{R_L + r_L} = 1 - \frac{r_L}{R_L + r_L} \cdot \frac{\rho}{\rho} = 1 - \frac{Q}{Q_0}$$

Selgub, et:

- kasutegur on määratud koormatud ja koormamata võnkeringide kasutegurite suhtega.
- kasuteguri seisukohalt ei ole mõistlik kasutada võnkeringi vähest koormamist (koormuse nõrka sidestust võnkeringiga).
- Ka siin on kehtiv üldine seaduspärasus - võit kvaliteedis (selektiivsuses ja sellest tulenevast "puhtamast" signaalist) toimub kvantitatiivse parameetri (kasuteguri) arvelt.

Hüvede piirväärtused võiksid olla järgnevad:

- Koormatud võnkeringil:  $Q \geq 20 \dots 25$
- Koormamata võnkeringil  $Q_0 \leq 150 \dots 500$ .
- Nende suuruste järgi võib hinnata koormusahela kasuteguri suurust.
- Kui näiteks kasuteguriks on 0.95 ja astme väljundvõimsus **50 kW**, saame KA -le langevaks võimsuseks **1 kW**. On ilmne, et koormusahel peab olema arvestatud selle võimsuskao talumiseks.

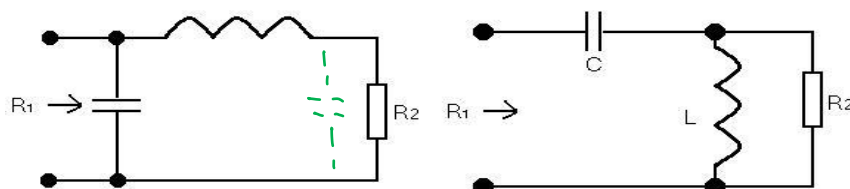
$$1 - \frac{25}{250} = 0,9$$

Lõpetuseks tuleb öelda koormusahelate projekteerimise kohta järgmist: KA projekteerimine koosneb kahest osast - **elektrilistest arvutustest** (sobitus- ja häälestustingimuste täitmine, selektiivsed omadused jms) ning **konstruktiivarvutustest** (pooli kuju, keerdude arv või ÜKS diapsoonis resonaatori tüübi ja geomeetriliste mõõdete arvutus ning vajaduse korral ka soojusliku ülekande, jahutuse arvutus).

### 3.3.5 L, Pii ja T kujulised sobitusahelad

Kirjanduses on toodud ülalnimetatud sobitusahelate kohta nii arvutusvalemeid, nomogramme kui ka nende filtrite kohta käivat teooriat. Meie kursuse maht ja suunitlus ei luba meil siin süveneda ahelate teooria valdkonda, vaatleme vaid mõningasi momente selle teooria rakenduslikest aspektidest [9,11,10, eestikeelsetest L. Abo Raadiolülitused].

L-tüüpi ahelad (ladder networks) on lihtsaimad kasutamiseks astmetevaheliseks sobituseks ja ühtlasi ka filtreerimiseks (joon. 3.3.9).



$R_1 > R_2$

$R_2 > R_1$

$$X_L = \sqrt{R_1 R_2 - R_2^2}$$

$$X_L = R_2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2 - R_1}}$$

$$X_C = \frac{R_1 R_2}{X_L}$$

$$X_C = \frac{R_1 R_2}{X_L}$$

Joon. 3.3.9.

$\pi$  ja T-tüüpi ahelad on mõnevõrra keerukamad.

Teatavasti on kahe takistuse omavaheliseks sobitamiseks vaja minimaalselt kahte reaktiivset elementi.

Kolmas toob sisse liigsuse. See tähendab, et praktilistes arvutustes tuleb

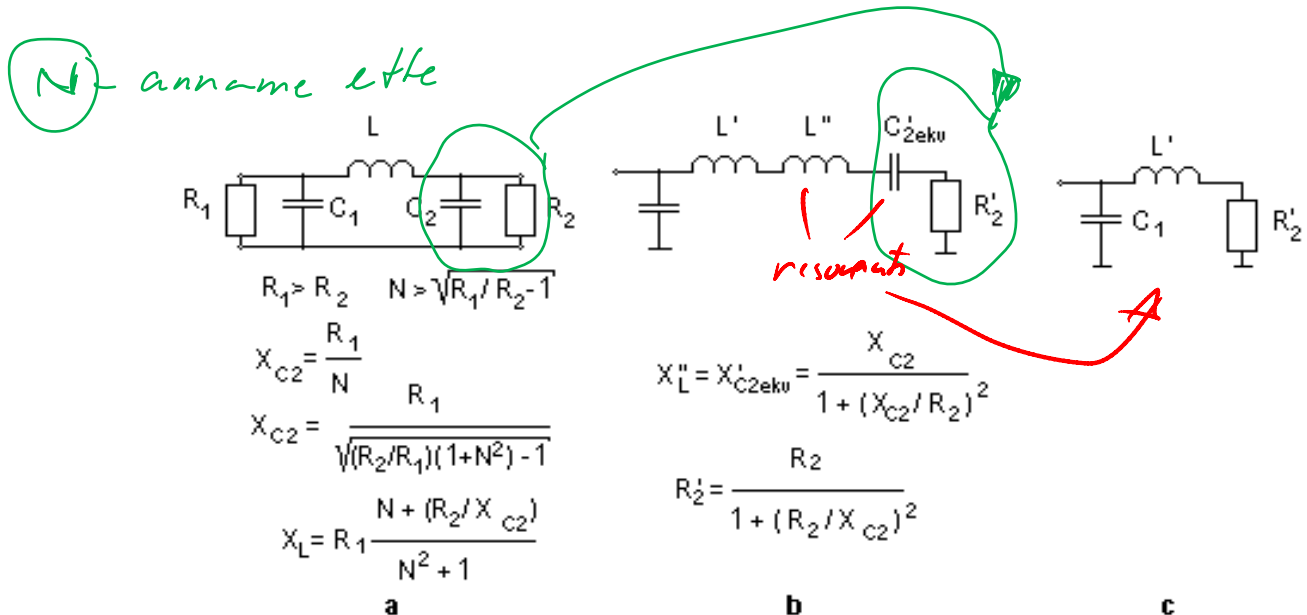
- ühe elemendi väärtus ette anda
- vastavalt etteantule leitakse vajalikud kaks ülejäänud suurust.

Kuigi sobitustingimus on täidetav erinevate etteantud suuruse väärtuste korral, on sobitusahela muud parameetrid:

- selektiivsus,
- faasinihe,
- pääsuriba ühtlus

jms sõltuvad sellest etteantud suurusest. Kirjanduses kasutatakse erinevaid tähiseid ja ka põhimõtteid etteantud suuruste sissetoomiseks. Vastavaid filtreid kutsutakse m-tüüpi või siis N-tüüpi filtriteks, sõltuvalt millist tähist kasutatakse etteantava suuruse määramiseks.

Vaatleme siin  $\pi$ -kujulise filtri näidet (joon. 3.3.10 a).



Joon. 3.3.10.

1. Anname siin näiteks ette kondensaatori  $C_2$ .
2. Edasi muudame  $C_2$  ja  $R_2$  paralleelühenduse ekvivalentseks järjestikскеemiks (vt joonisel **b**).
3. Jagame nüüd induktiivsuse  $L$ -i kahte ossa -  $L'$  ja  $L''$ .
4. **Nüüd häälestame  $L''$  resonantsi  $C_{ekv}$ -ga** ja sellega saame viia  $L$  skeemi kujule (vt joon.c).
5. Näeme, et esialgne skeem **a** on taandatud  $L$  ahela kujule (joon. 3.3.9), mille arvutusvalemite järgi saab leida  $L'$  koos  $C_1$  -ga.
6. Kahe induktiivsuse liitmine annab tegeliku induktiivsuse väärtuse takistuste sobitamiseks  $\pi$  -kujulises filtris.
7. **Näeme, et  $C_2$  suurusel sõltuvad filtri ülejäänud parameetrid.** Seega on võimalik saada **lõpmatu arv variante**.
8. Neid variante iseloomustatakse sissetoodava kolmanda muutuja - parameetriga  $N$ . (vene kirjanduses -  $m$ ).

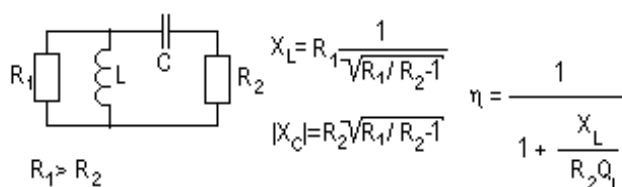
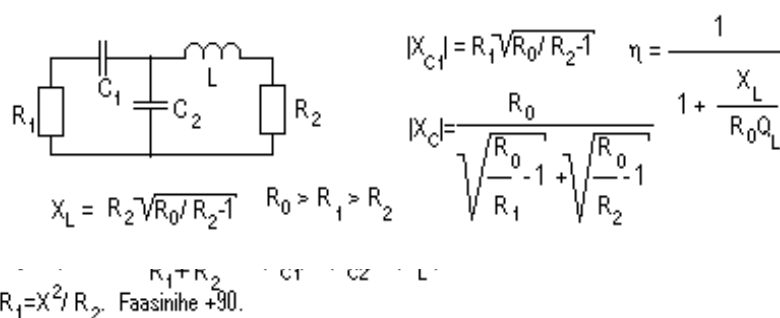
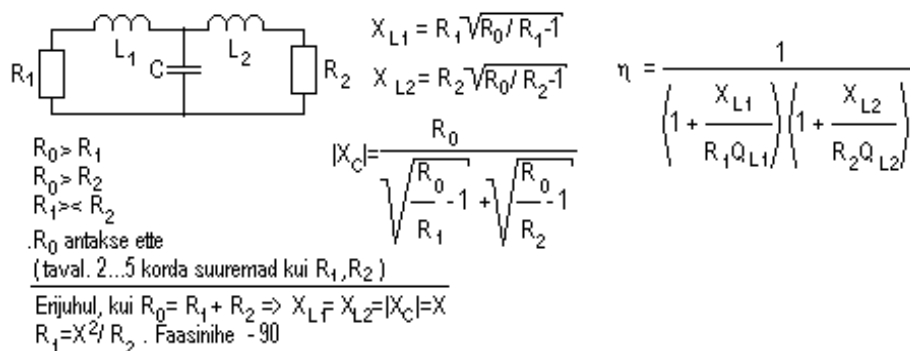
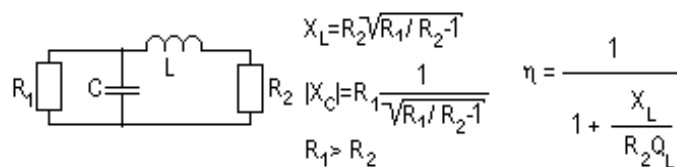
Vaadeldavaid filtreid võib ka vaadelda varemtoodud filtritüüpide (Besseli, Tshebšševi jt) elementaarlülidena, millede kohta on kirjanduses toodud vastavad tabelid või nomogrammide. Näiteks [8] toob nomogrammide Tshebšševi ja Butterworthi filtrite approksimatsioonide kohta<sup>4</sup>.

*põhjalikumalt!*

**Sobitusahelaid vaadeldakse veel täiendavalt vastuvõtjate kursuses.**

Kuna sobitus- ja filtreerimisprobleemid on paljudes raadioseadmetes (raadiosaatjad, vastuvõtjad, modemid) küllalt olulised, on järgneval leheküljel toodud varasemale lisaks mõnede kirjandusallikate baasil [9] andmeid põhilülidena (joon. 3.3.11).

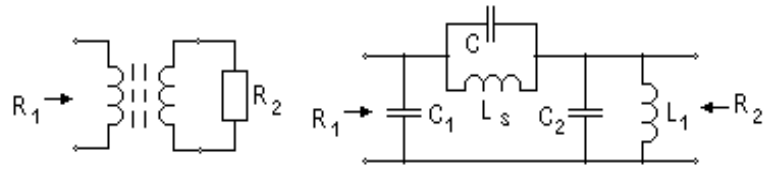
<sup>4</sup>Sobitusahelaid vaadeldakse veel täiendavalt vastuvõtjate kursuses



Joon. 3.3.11.

### 3.3.6 Lairiba sobitusahelad

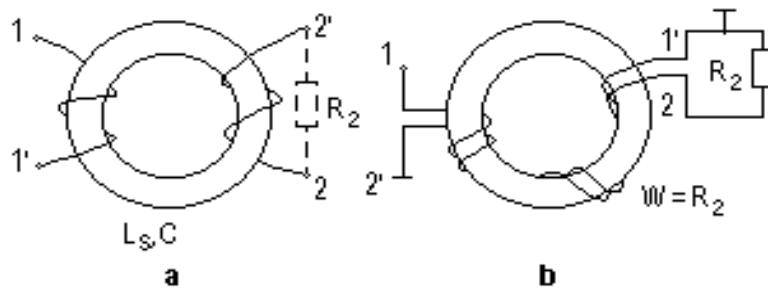
Kuigi varemvaadeldud filtrite tüübid (eriti kõrgemat järku) võimaldavad sobitust ja lisaks ka filtreerimist tagada küllalt laias sagedusribas, võtame siin täiendava vaatluse alla lairibatrafodega seotud skeemitehnilised probleemid. Kui ahela põhiülesandeks on astmetevaheline sobitus, filtreerimine pole oluline või on mõistlik filtreerida mõnes teises astmes (saatjate korral näiteks lõppastmes, vastuvõtjate korral näiteks laiaribalise antenniga sobituse korral), on õigustatud lairibatrafode kasutamine. Vaatleme tavalist trafot ja selle aseskeemi (joon. 3.3.12).



Joon. 3.3.12.

Võib näha, et:

- keskmistel sagedustel ülekanne ei ole mõjustatud puisteinduktiivsusest  $L_s$ , läbivmahtvusest  $C$  ega primaarmähise induktiivsusest  $L_1$ .
- Madalatel sagedustel sõltub trafo ülekanne primaarmähise induktiivsusest  $L_1$  (tavaliselt valitakse  $2\pi f_{\text{madalsag}} L_1 \geq 3R_1$ ).
- Kõrgete sageduste ülempiiri määrab aga puisteinduktiivsuse ja läbivmahtvuse omavaheline resonants. See takistab tavalise trafo kasutamist KS ülemises osas ja ÜKS sagedustel, eriti transistorskeemide madalaoomiste koormustakistuste korral.

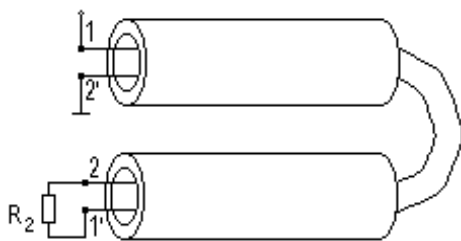


Joon. 3.3.13.

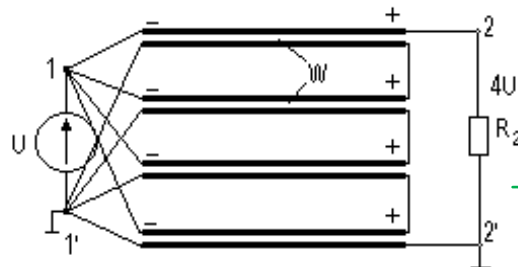
Kõrgetel ja ülikõrgetel sagedustel kasutatakse **jooksva laine režiimis** töötavaid nn liinilõik-trafosi.

Vaatleme üleminekut tavaliselt trafolt liinilõik-trafole (joon. 3.3.13):

- Tavalisel trafol (a) toimub energiaülekanne magnetilise induktsiooni tõttu magnetahelas. Kaasnevad  $L_s$  ja  $C$ , nagu öeldud, alandavad ülemist sageduspiiri.
- Nüüd aga kasutame ära mähistevahelise mahtvuse  $C$ , kerides mähised paralleelselt (b). Saame ülekandeliini lainetakistusega  $W$ , mis sisaldab nii induktiivsust  $L$  kui mahtvust  $C$ . Samal põhimõttel saame konstrueerida trafo ferriitoru või rõngaste rea abil, neist traadi läbitõmbamisega (joon. 3.3.14).



Joon. 3.3.14.



Joon. 3.3.15.

*Ua ja unndik  
ja nje huan*

*Sisendid //*

Liini parameetrid, voolujuhtide kuju, vahekaugus valitakse nii, et lainetakistus  $W = R_2$ . Nii saadakse liinis:

- **jooksva laine reziim**
- järelikul pinge amplituud koormusel ei sõltu enam töösagedusest.
- Väljundpinge faas sisendpinge suhtes hakkab siin sõltuma liini pikkusest
- 

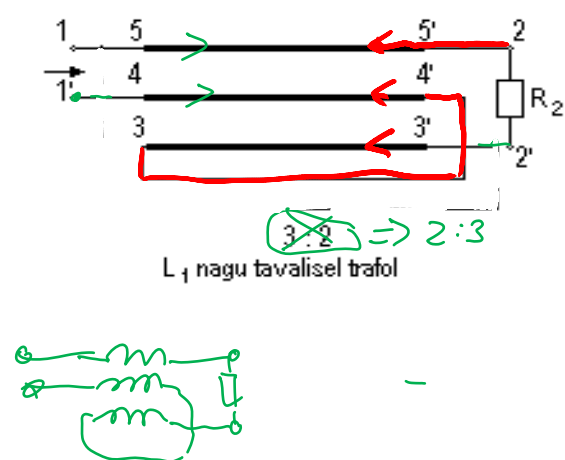
$$x = 2\pi l / \text{liini lainepikkus},$$

kus  $x$  - liini elektriline pikkus,  $l$  - liini geomeetriline pikkus.

Nii kaotatakse trafol ülemine sageduspiir (**kuni säilib jooksva laine reziim**), alumine sageduspiir jääb endiseks. Saime trafo – elektromagnetilise sidestusega.

Takistuste  $n$ -kordset transformeerimist võib saavutada mitmeti.

- Esimene võimalus seisneb mitme, omavahel sõltumatute, trafode sisendite paralleel- ja väljundite järjestikühendamises (joon. 3.3.15), magnetahelaid pole näidatud). Selle puuduseks on väike induktiivsus  $L_1$  ( $n$  korda väiksem kui tavalises trafos) ja see, et liinide omavahelise sõltumatuse tagamiseks peavad nad asetsema üksteise suhtes küllalt kaugel.
- Paremaid tulemusi annavad mitmejuhtmelised liinid. Ühendades neid põhimõttel -  $i$ -juhtme lõpp kokku  $i+1$  juhtme algusega - saame nn tsüklilise mitmejuhtmelise liini (joon. 3.3.16). Liinilõigud asetsevad ühisel magnetjuhtmel,



Joon. 3.3.16.

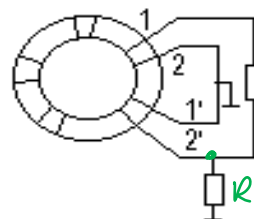
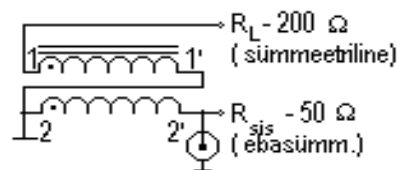
induktiivsuse  $L_1$  väärtus on siin sama, mis "klassikalises" trafo lülituses. Mitmejuhtmelised liinid moodustatakse tihti koaksiaaljuhtmetest või siis voolujuhtivatest ribadest. Ribade baasil, trükkskeemitehnikas saadud ÜKS isolatsioonimaterjalist alusel liine nimetatakse mikroribaliinideks.

Ferromagneetikutaga lairibatrafodes kasutatakse:

- madalamatel sagedustel tavaliselt ferriitsüdamikke,
- suurematel võimsustel ja kõrgematel sagedustel - pulbristatud rauast (powdered iron) südamikke, kuna ferriit on tundlikum küllastuse ja ülekuumenemise suhtes (jäävvalt muutub südamiku magnetiline läbitavus (permeability factor)).

Selgitame lairibatrafode rakendusvõimalusi toroidtrafode baasil.

Selliste trafode sumbuvus sagedustel kuni 50 MHz ja koormustel kuni 250 oomi on väiksem 0.8 dB, olles tavaliselt piires 0.3...0.6 dB. Jooksva laine tegur on kuni 1.25.



$$R_L = 200 \Omega$$

$$R_{sis} = 50 \Omega$$

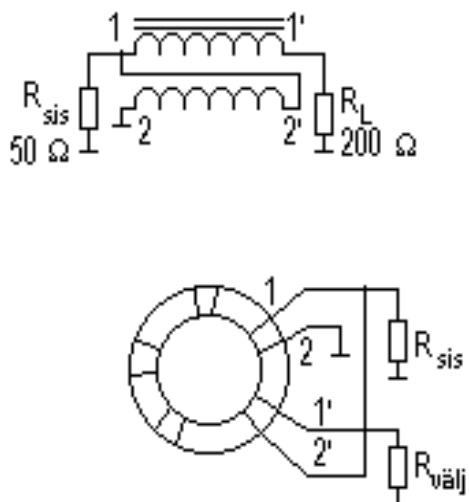
$$k_u = 2$$

$$k_R = 2^2 = 4$$

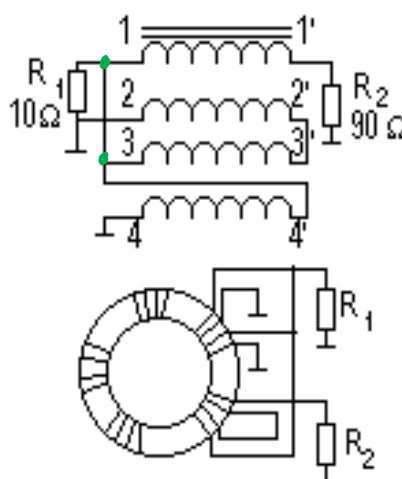
Joon. 3.3.17.

Niisiis:

- toroidtrafol keritakse tavaliselt mähised üheaegselt - näiteks 1:4 trafole bifilaarselt (joon 3.3.17). [NB! Takistuste transformeerimistegur  $n = K_U^2$ ]. Toodud trafo muudab - lisaks takistuste transformeerimisele - ebasümmeetrilise (unbalanced) sisendi sümmeetriliseks (balanced) väljundiks.
- Järgmine näide on ebasümmeetrilise sisendi- ja väljundiga (joon. 3.3.18).
- Edasi on toodud näited trafoülekande 9:1 kohta (joon. 3.3.19),

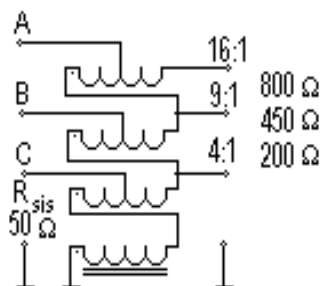


Joon. 3.3.18.

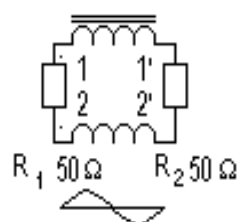


Joon 3.3.19.

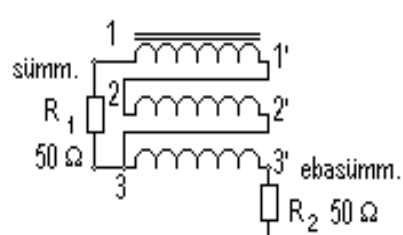
- muudetava ülekandega trafo kohta (joon. 3.3.20),
- faasipööraja ülekandega 1:1 (joon. 3.3.21)
- sümmeetrilise sisendi transformeerija ebasümmeetriliseks väljundiks (joon. 3.3.22).



Joon. 3.3.20.



Joon. 3.3.21.



Joon. 3.3.22.

### 3.4 Välisergutusega generaatorite skeemitehnika

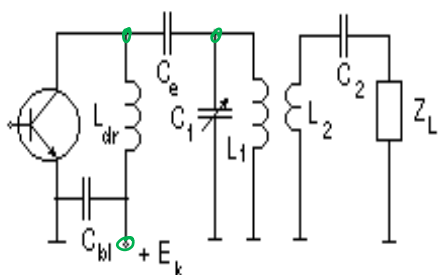
#### 3.4.1 Võimenduselemendi väljundahelad

Vaatleme väljundahelaid transistorivõimendi baasil - seega vaatleme kollektorahela skeemitehnikat.

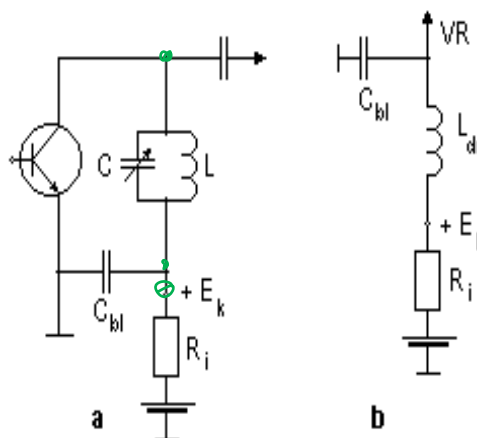
Skeemi koostamine tugineb nõudele, et oleks tagatud transistori alalispingerežiim, signaaliahel võimalikult väikeste kõrvalmõjudega ja alalis- ning signaaliahelate lahtisidestus.

Põhiküsimusena vaatleme toite- ja signaalitrakti ühendusviise. Kasutatakse:

- paralleeltoidet
- järjestiktoidet



Joon. 3.4.1.



Joon. 3.4.2.

**Paralleeltoite korral** (joon 3.4.1) toidetakse võimenduselementi üle drosseli (vahest harva ka üle takisti), vältimaks kõrgsagedustrakti lühistamist toiteallika poolt.

- Leiame kriteeriumid drosseli valikuks. Nõuame, et drosselit läbiv kõrgsagedusvool oleks palju väiksem koormusahelale ülekantavast voolust. Selleks on ilmne, et drosseli reaktiivtakistus  $\omega L_{dr}$  peab olema palju suurem koormusahela poolt moodustatavast kollektori koormustakistusest  $R_k$ . Viimane on avaldatav ligikaudselt

$$R_k \sim Q\omega L_1.$$

Saame, et drosseli valikul tuleb rahuldada võrratust

$$L_{dr} > QL_1.$$

- Võib püstitada ka teise kriteeriumi, nõudes, et drossel mõjutaks võimalikult vähe astme resonantsomadusi, eelkõige resonantssagedust. Kui kujutada joonise 3.4.1 aseskeemi signaalisagedusel, saame, et drossel on ühendatud võnkeringile paralleelselt.
- Mõlemil juhul näeme, et mida suurem on drosseli induktiivsus, seda parem.



- Siit ei tule nii aru saada, et neid võrratusi tuleks täita maksimaalse võimaliku varuga. Seda piiravad esiteks juba konstruktiivsed ja majanduslikud kaalutlused, drosselite elektrilised omadused. Nimelt, mida suurem on drosseli induktiivsus, seda suuremaks läheb drosseli keerdudevaheliste mahtuvuste mõju. Drosseli sisemahtuvus võib saavutada sellise väärtuse, millest alates drosseli kogutakistus hakkab keerdude arvu suurendamisel hoopis vähenema. Kõrgematel sagedustel võib drosselit vaadelda jaotatud parameetritega liinina, mis teatavasti võib anda oma sisendis vastavate tingimuste täitmisel nii lühise kui ka katkestuse.
- Seetõttu valitakse drosseli induktiivsus tavaliselt järgmise kriteeriumi järgi

$$L_{dr} > (20...30)L_1.$$

**Järjestiktoite** korral kasutatakse skeemi, kus kõrgsagedustrakt ühendatakse maaga läbi sildava kondensaatori  $C_{bl}$  (joon. 3.4.2a), blokeerides kõrgsagedussignaali sattumise toiteallikasse.

Siin võib tekkida raskusi vajaliku suurusega kondensaatori tagamisega, seda eriti madalatel sagedustel ja/või suurtel võimsustel:

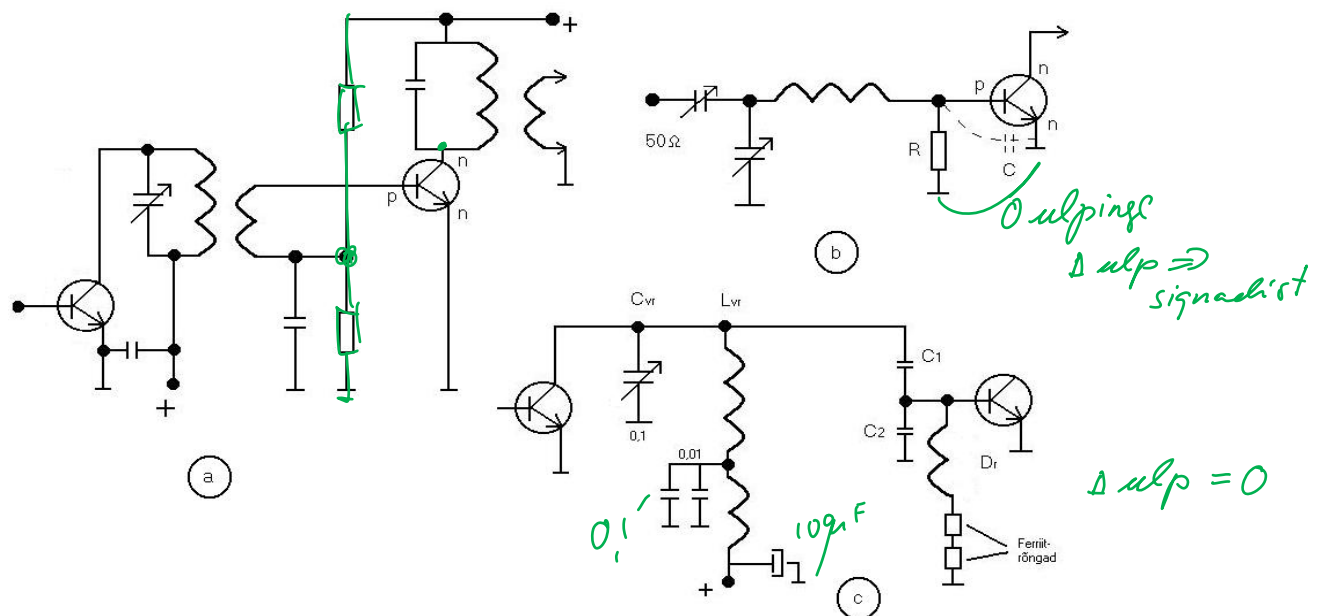
- Selleks, et sildav kondensaator töötaks efektiivselt, tuleb täita võrratust  $|X_{C_{bl}}| \ll R_i$ , kus  $R_i$  on toiteallika sisetakistus. Suurtel toitevõimsustel on toiteallika sisetakistus väga väike (0.001...0.0001 oomi), mistõttu võrratuse täitmine võib osutuda raskeks. Lisaks sellele peab siis kondensaator taluma ka suurt läbivoolu.
- Võrratuse kergemaks täitmiseks kasutatakse mõnikord ka järjestiktoite korral drosselit, mis ühendatakse toiteallikaga järjestikku (joon. 3.4.2b). Tihti piisab siin küllalt väikesest drosseli induktiivsusest ja kondensaatori mahtuvusest, et täita nüüd tekkivat võrratust

$$|X_{C_{bl}}| \ll R_i + |X_{dr}|.$$

Kui võrrelda paralleeltoidet ja järjestiktoidet omavahel, siis esimene leiab rohkem kasutust suhteliselt madalamas sageduspiirkonnas (kuni 30...100 MHz), teine kõrgsageduslikumas piirkonnas. Samas, kasutades drosseli asemel näiteks veerandlaine liinilõiku (tuletagem meelde veerandlaine liinilõigu omadust lühistatud väljundi korral vahelduvsignaale) - võime paralleeltoidet kasutada ka ÜKS diapsoonis.

### 3.4.2 Võimenduselemendi sisendahelad

Ka siin liigitame ahelaid võimenduselemendi toitmisviisi järgi paralleelse- ja järjestiktoitega variantideks. Lisaks on veel oluline eelpingestusviis - fikseeritud ja automaatse eelpingestusega skeemid. Vaatleme mõningaid konkreetseid näiteid (joon. 3.4.3).



Joon. 3.4.3.

**Variandis a** on tegemist fikseeritud, baassiiret avava eelpingestuse variandiga.

Seda juhul, kui baasiahela pingejagur on madalaoomiline. Kõrgemaoomilisel variandil lisandub fikseeritud eelpingele ka automaatse, siiret sulgeva eelpinge komponent, mis tekib tänu B-E siirde vahelduvpinget alaldavale toimele (signaali +poolperioodil on siire rohkem avatud kui -poolperioodil ning + poolperioode koormatakse B-E siirde poolt rohkem kui - poolperioode).

**Variand b** on fikseeritud 0-eelpinge variant

(C - klassi režiim, enamikel transistoridel on see saavutatav nullise eelpingega) - jällegi vaid madalaoomilise takisti (või seda asendava drosseli) korral. Madalaoomilisel, baassiiret sildaval takistil on veel teine roll - baasivoolu impulssidest haaratud induktiivsustel tekkivate emj mahasurumiseks. Vastasel korral võib see elektromotoorjõud põhjustada baassiire läbilöögi (siirde suletud olukorras). Teatavasti kõrgsageduslikudel transistoridel on baassiire väga õhuke ja talle lubatud vastupinge künib tihti vaid mõne voldini.

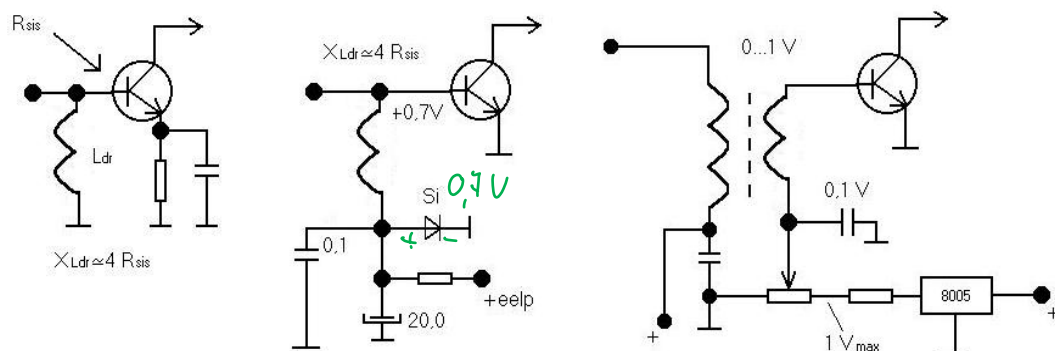
**Variand c** tagab tänu drosselile nullise fikseeritud eelpinge.

Drosseli valitakse vähemalt 4- korda suurem transistori sisendtakistusest. Drosselist tingitud resonantsnähtuste ning indutseeritava vastu-emj vähendamiseks pannakse drosseli ühendusjuhtmetele peale ferriit-rõngad. Viimaseid kasutatakse tihti ka mujal toiteahelates, suurendamaks juhtmete induktiivsust ja parandades seega signaaliahelate lahtisidestust toiteahelatest. Skeemil on näha ka võtte signaaliahelat sildava mahtuvuse efektiivsuse (laiaribalise) tõstmiseks. Selleks kasutatakse paralleelseid kondensaatoreid erinevate mahtuvustega, kuna suuremamahtuvuseliste efektiivsus kõrgemas sagedusdiapasoonis väheneb (suurema siseinduktiivsuse tõttu). Sarnased ahelad leiavad kasutust nii võimenduselemendi sisend- kui väljundahelates.

Joonisel 3.4.4:

**Variant a** toodud skeem on rakendatav C - klassi režiimis täiendava sulgeva pinge tekitamiseks.

Takisti emitterahelas kergendab ka transistori tööd transistori täieliku avanemise korral, piirates transistori läbivat alalisvoolu (resonants-võimsusvõimendil on kollektorahelas ainult võnkering, mille takistus alalisvoolule on teatavasti väga väike). D - klassi režiimis tuleks vältida eraldi toiteallikast baasile antavat sulgevat eelpinget, kuna see suurendab B-E siirde läbilöögiohtu siirde sulgeolekus.



Joon. 3.4.4.

**Variant b** näitab võimalust fikseeritud, 0.7-voldise avava eelpinge tekitamiseks (AB-klassi režiim).

Eelpinge saavutatakse tänu ränidiodi päripingele, mis on suhteliselt stabiilne suurus (eelpingestusahel töötab kui 0.7 voldine parameetriline stabilisaator).

**Variant c** annab võimaluse töörežiimi täpseks seadistuseks.

Teatavasti sõltub transistori eelpingest transistori töörežiim, eelkõige aga transistori kollektorvool rahuolukorras ja siit tulenevalt ka kollektori kaovõimsus. Stabilisaatori kasutamine - näiteks lõppastme täpse eelpinge kindlustamiseks ei ole sugugi ülepakutud, kui võrralda stabilisaatori maksumust (mõnedkümmend kroonid) korralike, ÜKS võimsustransistoride hindadega (mõned tuhanded kroonid)...

### 3.4.3 Neutraliseerimine (vt vastuvõtjate kursus)

### 3.4.4 Mõõte- ja kontrollahelad

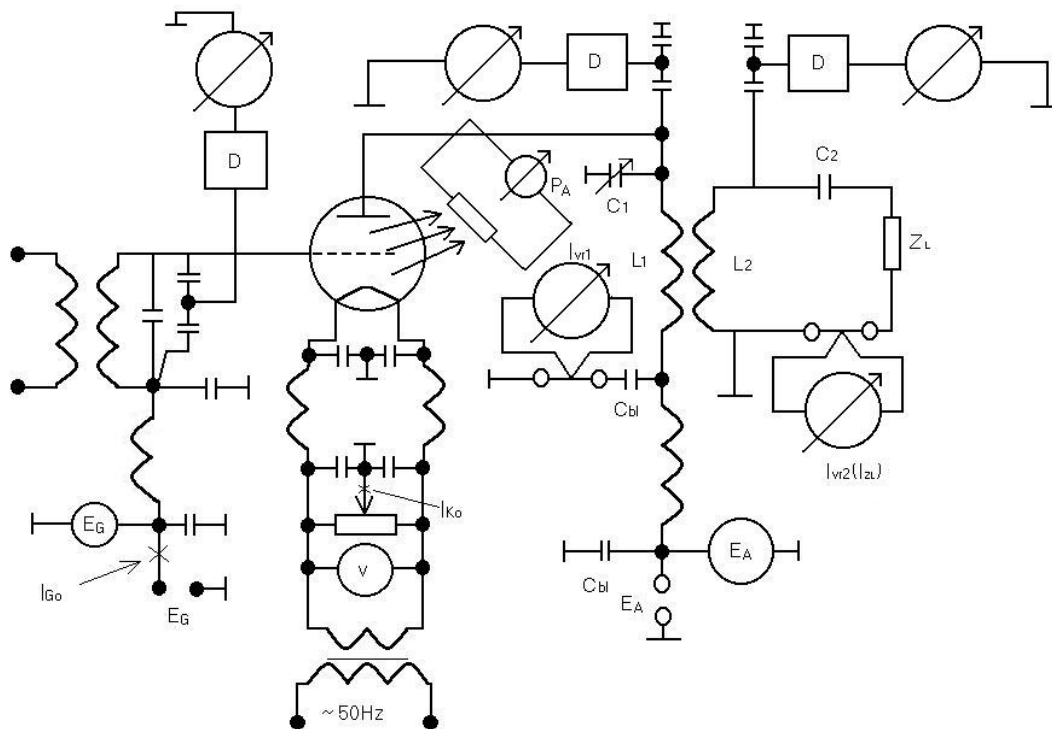
Mõõteahelate koostamisel on põhireeglilik, et **mõõteahel ei tohi oluliselt häirida mõõdetava ahela tööd**. Saatjates mõõdetakse järgnevaid suursusi:

- alalispingeid ja -voolusi,
- kõrgsageduspingeid ja -voolusi,
- võimsusi.

Vahelduvsuuruste korral pakuvad huvi just nende efektiivväärtused.

Toome siin lahendused võimalikest mõõteahelatest lampastme näite varal (joon 3.4.5).

Vaatleme kõigepealt **alalissuuruste** mõõteahelaid. Neid tuleb luua seal, kus puudub (on väljafiltreeritud) kõrgsagedussignaali. Nii näiteks võre eelpinget mõõdetakse mitte otse võrelt, vaid vahetult eelpingeallikalt. Samuti mõõdetakse seal ka võre alalisvoolukomponenti. Kütte- ja katoodiahela parameetreid mõõdetakse (küttepinge, katoodi alalisvool) samuti kõrgsageduslikest ahelatest emal.



Joon. 3.4.5.

**Kõrgsageduspinget** mõõdetakse üle mahtuvusliku pingejagaja, kusjuures signaali allika minimaalseks koormamiseks peaks jaguri sisendtakistus olema võimalikult kõrge. Seda on võimalik saavutada kas elektronmõõteriista kasutamisega või siis tundliku (10...100 mikroamprilise magnetelektirilise osutsüsteemiga). Enamik tundlike vahelduvpinge voltmeetreid sisaldavad detektorit, mis tähendab, et sisuliselt nad mõõdavad alaldatud pinge keskvaartust, skaala on gradueeritud aga pinge efektiivvaartuses. Selle skaala õigsus kehtib ainult harmoonilise signaali korral, kus alaldatud pinge keskvaartuse ja vahelduvpinge efektiivvaartuse vahel kehtib kindel vahekord. On ka voltmeetreid, millised mõõdavad pinget efektiivvaartust otseselt.

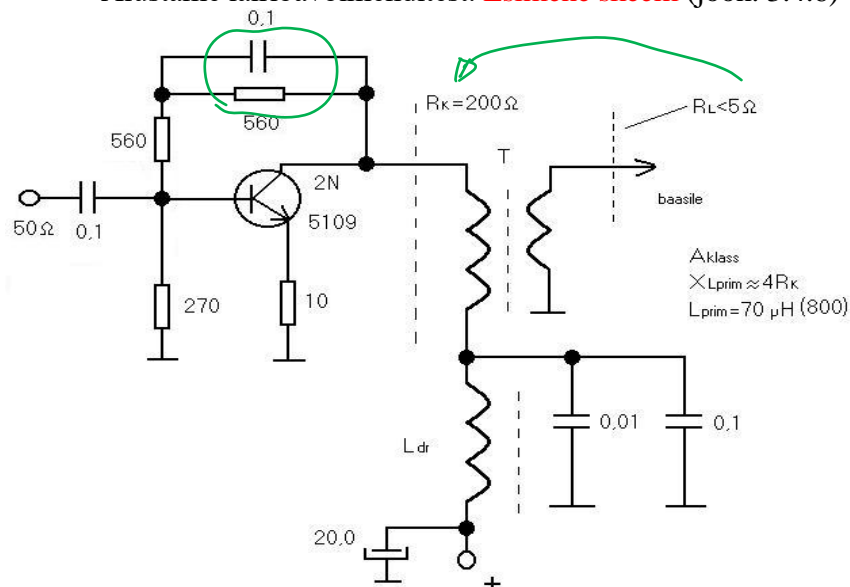
**Kõrgsagedusvoolu** mõõdetakse tavaliselt kaudsete võtetega. Üheks selliseks voolu efektiivvaartuse mõõtmisvõimaluseks on mõõtmine termoristi kaudu. Viimane kujutab endast madalaloomilist kõrgsageduslikku takistust, mille temperatuuri mõõdetakse termopaariga. Kuna takisti temperatuur on sõltuv just seda läbiva voolu efektiivvaartusest, sõltub termopaari pingesamuti voolu efektiivvaartusest. Voolu võib mõõta ka tundliku efektiivvaartuse voltmeetriga, kasutades siis samuti voolu andurina madalaloomilist kõrgsageduslikku täppistakistit. Oluline on, et vooluanduri (või termopaari) kõrgsagedusahelasse ühendamisel on üks ots (viik) kõrgsageduse suhtes maandatud. See tagab minimaalse mõõteahela parasitmahtuvuse mõju signaaliahelale.

**Kaovõimsust** anoodil (kollektoril) saab hinnata termotakisti ja selle külge ühendatava oommeetri abil.

Kontrollahelate ülesandeks on nii kontrollida kui juhtida (inglisekeelne termin control tähendab eesti keeles rohkem juhtimist kui kontrolli) saatjate tööd. Nii on oluline tagada võimsustransistoride kaitse ülekuumenemise vastu - näiteks varemvaadeldud termotakisti abil, tüürides sellega reled astme väljalülitamiseks või/ja reservkomplekti sisselülitamiseks. On mõeldav ka töörežiimi automaatne reguleerimine normaalse soojusrežiimi tagamiseks. Kaasaegsetel mikroskeemsetel saatjatel võib rakendada mikroskeemide termilist kaitset, selle puudumine skeemisiseselt ei välista vastava kaitse loomist mikroskeemiväliselt.

### 3.4.5 Skeeminäiteid raadiosaatjate võimsusvõimenditest

Alustame lairibavõimenditest. **Esimene skeem** (joon. 3.4.6)

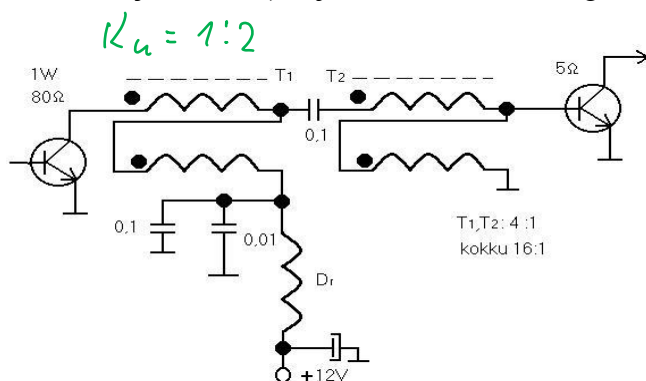


Joon. 3.4.6.

kujutab endast lõppvõimendi tüürastet (driver) sagedusvahemikus 1.8 - 30 MHz.

Sobitustrafot kasutatakse selles diapsoonis oma tavalises lülituses. Siin sobitatakse 1 vatise, A-klasseis töötava võimendi 200 oomine kollektoritakistus 5 - oomise lõppvõimendi sisendtakistusega. Võimendi iseärasuseks on takisti emitterahelas, mis vähendab endaergutuse ohtu võimendis ning veel täiendav, kollektor-baasi vaheline negatiivne sagedustundlik tagasisideahel laiendamaks võimendi sagedusdiapsooni ning omakorda vähendades endaergutusohu. Trafo primaarmähise induktiivsus valitakse nõudest, et tema induktiivtakistus oleks madalamaimal sagedusel vähemalt 4-kordne kollektorahela takistus (siin vastavalt 70 mikrohenrit või 800 oomi), trafo realiseeritakse toroidtrafona materialil Amidon FT 50-43. Kuna võimendi töötab A-klasseis režiimis, on transistor varustatud jahutusradiaatoriga. Pöörame selles skeemis ka tähelepanu signaaliahela lahtisidestusele toiteahelast. Sildava mahtuvuse efektiivsuse tõstmiseks kasutatavas laias sagedusribas kasutatakse kondensaatorite paralleelühendust. Igal kondensaatoril on oma sagedusriba, kus ta efektiivselt töötab. See sõltub muidugi ka kondensaatori konstruktsioonist, kuid suurel määral sõltub see ka kondensaatori mahtuvusest. Mida suurem on kondensaatori mahtuvus, seda suurem on ka selle siseinduktiivsus. Kui 10 MHz-l osutub signaali sildamisel (lühistamisel) 0.1 mikrofaradine kondensaator küllalt efektiivseks, siis 100 MHz-l võib lühistamine olla ebapiisav.

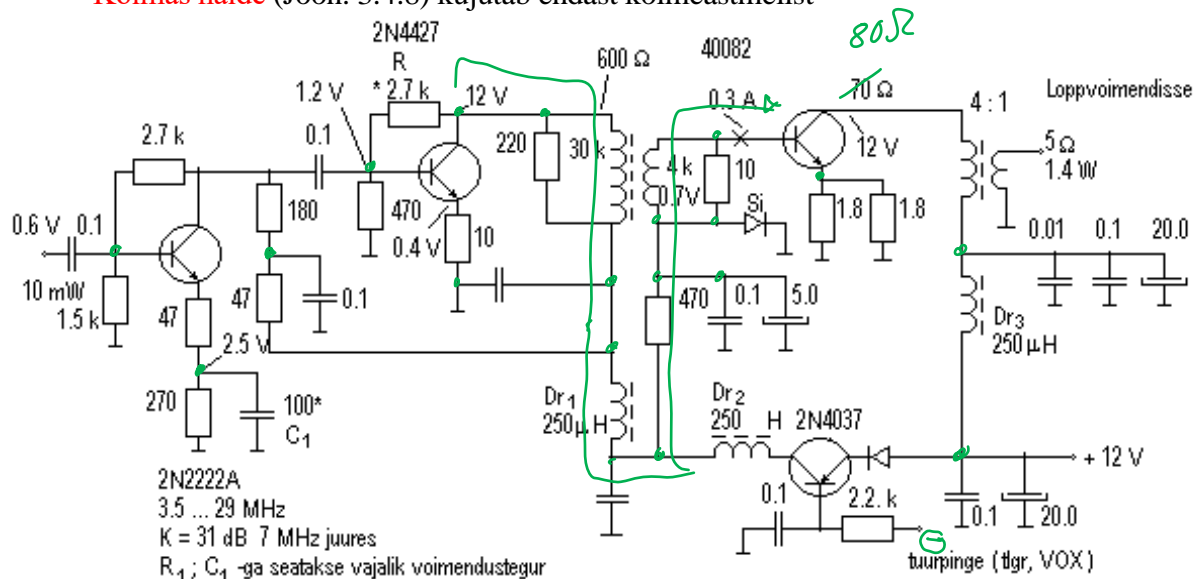
**Teine näide** (joon. 3.4.7) kujutab liinilõik-trafodega astmetevahelist sobitust,



Vajaliku takistuste suhte 16 saavutamiseks kasutatakse siin kahe trafo järjestikühendust. Ka siin kasutatakse paralleelseid lahtisidestuskondensaatoreid.

Joon. 3.4.7.

Kolmas näide (Joon. 3.4.8) kujutab endast kolmeastmelist



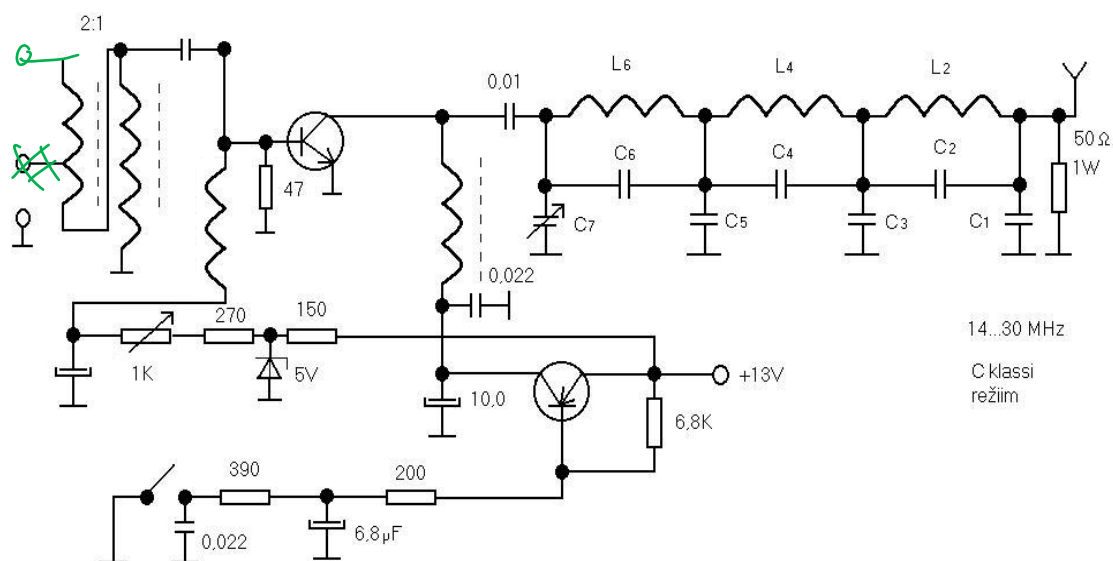
Joon. 3.4.8.

lairibavõimendit – driverit (NB! Koormustakistuse 70 oomi asemel peaks olema 80)

Skeemil on näidatud ka elektroonse skeemi sisse-väljalülimise võimalus (näiteks amplituudmanipulatsiooniga telegraafisignaali saamiseks). Trafo  $T_1$  on realiseeritud toroidsüdamikul margiga FT 50-43 ja  $T_2$  - balunsüdamikul margiga BLN-43--302. Drossel realiseeritakse toroidil FT 37-43, 20 keerdu. Diodid on tavalised 1A-sed 50V-sed alaldusdiodid. Võimendi on ettenähtud 15...30W võimsusastme tüürimiseks.

Neljas skeem (joon. 3.4.9) on RC-elementidest sünteesitud 10,12 ja 15 m diapasooni laiariba-lõppvõimendi.

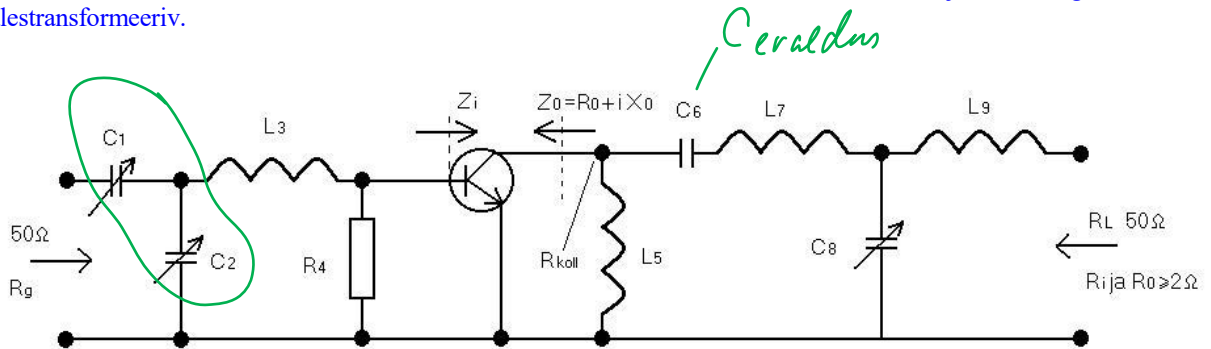
Laiaribalisus tagatakse vastavate madalpääsfiltritega, milleles järjestikkondensaatorid viitavad sellele, et on kasutatud elliptilisele filtrile vastavat aproksimatsiooni. Selline filter annab parima suhte kulutused/efektiivsus. Võimendi töötab C-klassi režiimis. raadiotelegraafi (CW) signaaliga. Võtme ahelas olevad RC elemendid tasandavad (oma ajakonstantidega) järsked signaalihüppeid. (skeemi sisendiks terve trafo mähis, mitte osa).



Joon. 3.4.9.

Järgnev askeem signaalisagedusel iseloomustab üht lühilainealas kasutatava selektiivse võimendi näidet (joon.3.4.10).

Samas on toodud ka arvutusvalemid põhisuuruste arvutuseks. Täpsemaks arvutuseks tuleb muidugi arvestada ka transistori sisend-ja väljundparameetritega. Nii näiteks on kasulik teada, et transistori sisendreaktiivsus on sagedusteni ca 30 MHz mahtuvusliku iseloomuga, kõrgematel hakkab domineerima sisendi induktiivne iseloom. Sisendahel on siin takistust alla transformeeriv, väljundahel aga ületransformeeriv.



$$R_{koll} = \frac{(U_{ke} - U_{koll})^2}{2 \cdot P_-}$$

$$R_i \text{ ja } R_j \geq 2\Omega$$

$$X_{c1} = A \cdot R_g$$

$$X_{L5} \geq 4R_0 \quad f_{\min} \text{ juures, } Q \approx 1$$

$$X_{c2} = \frac{B}{Q - A}$$

$$X_{C6} \leq 0,1R_0 \quad f_{\min} \text{ juures}$$

$$X_{L3} = Q \cdot R_i + X_{ci}$$

$$X_{L7} = Q \cdot R_0 + X_{C0} \quad \text{ehk}$$

$$X_{L7} = Q \cdot R_0 - X_{L0}$$

$$X_{C8} = \frac{A}{Q + B}; \quad X_{L9} = R_L \cdot B$$

või

$$X_{L3} = Q \cdot R_i - X_{Li}$$

$$A = R_0 \cdot (1 + Q^2) \quad B = \sqrt{\frac{A}{R_L} - 1}$$

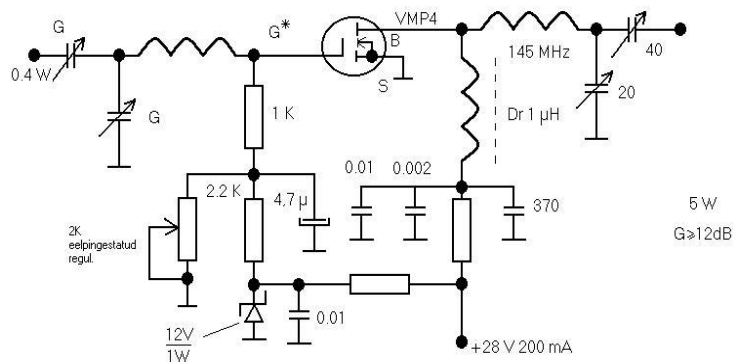
$$A = \sqrt{\frac{R_i \cdot (1 + Q^2)}{R_g} - 1}$$

$$B = R_i \cdot (1 + Q^2) \quad R_4 \approx 5R_i$$

Joon. 3.4.10.

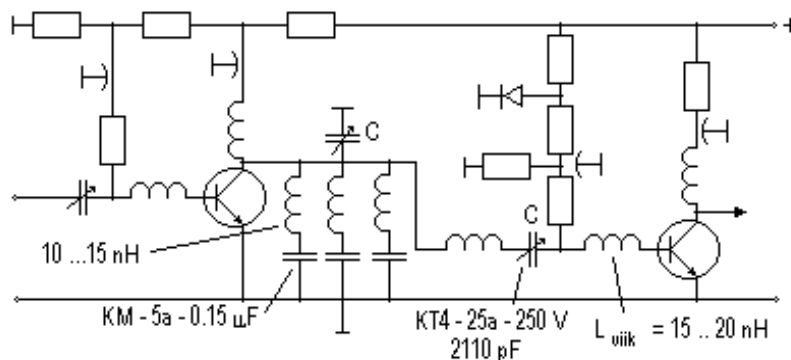
Järgmine skeem on väljatransistoril (MOS-FET), 145 MHz-l töötava saatja lõppastme näide (joon. 3.4.11). Siin on tegemist 5W- se saatjaga, mille võimendustegur on vähemalt 12 dB, ristmodulatsioonitegur (IMD) on alla -30 dB. Võimsus - väljatransistoride kasutamine saatjate lõppastmetes on perspektiivikas, järjest uute, võimsamate MOS-FET- de (nimetatakse ka vertical FET, MOSPOWER FET, VMOS

FET) - väljatöötlaste tõttu. Nad on võimelised lülitama 1-amprilist voolu vähem kui 4 nanosekundi jooksul. Sellisel transistoril ei ole karta siirde termilist läbilööki, nagu bipolaarsetel transistoridel, oma kiiretoimelisuse tõttu on nad rakendatavad ka D- klassi (võtme-) režiimis. Käesolev skeem töötab lineaarses režiimis, Tööpunkti stabiliseerimiseks kasutatakse skeemis parameetrilist stabilisaatorit.



Joon. 3.4.11

Viimane näide on 400...800 MHz diapsoonides kasutatav selektiivne võimendi. Teatavasti nendel sagadustel toimub üleminek klassikalistelt võnkeringidelt liinilõikudele, koaksiaalresonaatoritele. Selles diapsoonis tuleb arvestada juba mõnemillimeetriliste ühendusjuhtmetega kui induktiivsustega. Antud skeemis (joon. 3.4.12) kasutatakse võnkeringi



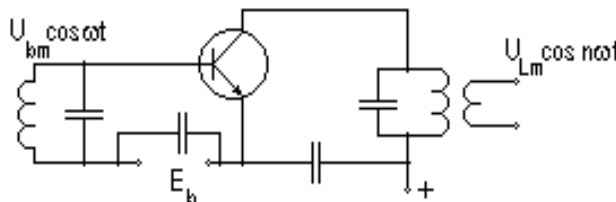
Joon. 3.4.12.

induktiivsustena 0.15 mikrofaraadiste tugikondensaatorite viike. Osutub, et ühe viigu induktiivsus (15...20 nanohenrit) on liiga suur, tuleb kasutada mitut paralleelset kondensaatorit. samal ajal tagatakse mõjus signaaliahela maaühendus (tugikondensaatori enda sisemine induktiivsus on suhteliselt väike, pealegi võnkeringis arvestatakse sellega). Võnkeringi mahtuvuse moodustavad kõrgsagedustrimmerid KT4-25a-250B 2/10pF. Sobitusahela koosseisu kuulub ka järjestikvõnkering, kus induktiivsused moodustuvad transistori ja trimmeri viikudest. Astmete eelpinge stabiliseerimiseks kasutatakse skeemis stabilitrone.



### 3.4.6 Sageduskordistid

Sageduskordisti transistoril koosneb sisendvõnkeringist, mis on häälestatud sisendsignaali sagedusele ja väljundvõnkeringist, häälestatuna sisendsignaali suhtes soovitud kordsusega sagedusele (joon. 3.4.13). Kordisti efektiivsuse tagamiseks tuleb



Joon. 3.4.13.

panna kordisti tööle suurte signaalidega, kollektorvoolu lõikenurkadega režiimis. Harmoonilisest analüüsist on teada, et lõikenurkadega signaali korral avaldub  $n$ -nda harmoonilise amplituud  $i$ -nda harmoonilise teguri ja vooluimpulsi tippväärtuse kaudu:

$$I_n = \alpha_n i_{k\max}$$

Kuna tegur  $\alpha_n$  sõltub voolu lõikenurgast, siis on oluline tagada soovitud sageduskordsusele vastav optimaalne lõikenurk. Viimase saab leida seosest  $\Theta_n = 120^\circ/n$ ,

millele vastab tegur  $\alpha_{n\max} \approx \alpha_{1\max} / n \approx 0.54 / n$ . ( $n \uparrow \Rightarrow \alpha_n \downarrow$ ).

Avaldame väljundvõimsuse

$$P_{\sim n} = \frac{1}{2} \cdot I_{kn} \cdot U_{kn} = \frac{1}{2} \cdot i_{k\max} \cdot \alpha_n \cdot \xi_k \cdot E_k$$

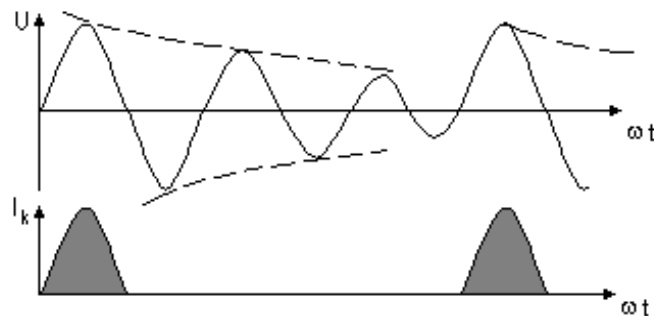
millest selgub, et mida kõrgem on signaali sageduskordistus, seda väiksem on voolukomponent võimsuse avaldises. Vaatleme, mis toimub pingese suurusega. Selleks, et tagada maksimaalset väljundsignaali võimsust, peab aste töötama kriitilises režiimis. See tagatakse vastava koormustakistusega, milleks on siin võnkeringi ekvivalentne resonantstakistus  $R_{0e}$ . Vaatleme, milline peab see olema erinevate sageduskordsuste korral:

$$R_{0e1} = \frac{U_{kk1}}{I_{k1}} = \frac{U_{kk1}}{\alpha_1 \cdot i_{k\max}} \qquad R_{0e3} = \frac{U_{kk3}}{I_{k3}} = \frac{U_{kk3}}{\alpha_3 \cdot i_{k\max}}$$

$$R_{0e2} = \frac{U_{kk2}}{I_{k2}} = \frac{U_{kk2}}{\alpha_2 \cdot i_{k\max}} \qquad R_{0e3} > R_{0e2} > R_{0e1}$$

Võib näha, et mida kõrgem on kordsus  $n$ , seda suurem peab olema  $R_{0e}$  selleks, et tagada pingestusteguri konstantsust (kriitilise režiimi säilumist).

Imselt suuritel sageduskordsustel hakkab vähenema ka pingestustegur, kuna pole võimalik tagada järjest suuremaid võnkeringi resonantstakistusi. Niisiis,  $n$ -i kasvades väljundvõimsus väheneb üsna kiiresti.



Joon. 3.4.14.

Kordistustegur on piiratud ka võnkeringi saavutatava hüvega (joon. 3.4.14). Sageduskordisti tööd võib vaadelda kui löökergutusega generaatori tööd. Võnkering ergutatakse teatud vahemaade tagant kollektorvoolu impulssidega, pärast ergutust hakkab võnkumine sumbuma. Mida suurem on tegur  $n$ , seda harvemini ergutatakse võnkeringi ja seda suurem rohkem jõuab pingesumbuda. Selle efekti vähendamiseks peab võnkeringi hüve suurendama. Siit tuleneb nõue, et  $Q/n \gg 1$ .

Ja veel üks kordistusteguri piirav nähtus - kordistajas töörežiimi väheselgi muutusel on oht kordistusteguri iseeneselikuks muutumiseks - ja seda eriti kõrgetel kordistuskordsustel. Kui kordistile osutub soodsamaks töötada kõrvaloleval sagedusel (näiteks löikenurga muutumise tõttu), siis võib kindel olla, et ta seda ka teeb.

Üldmõrgitud põhjustel ei kasutata tavaliselt kõrgeid (üle 3...5) kordistustegureid. Kui näiteks on vaja konstrueerida saatja sageduse üheksakordistamisega, siis realiseeritakse sageduskordistus kahe kolmekordisti abil. Erandiks võivad olla skeemid, kus sageduste ülehüppamiste vastu on võetud tarvitusele vastavad skeemilised meetmed.

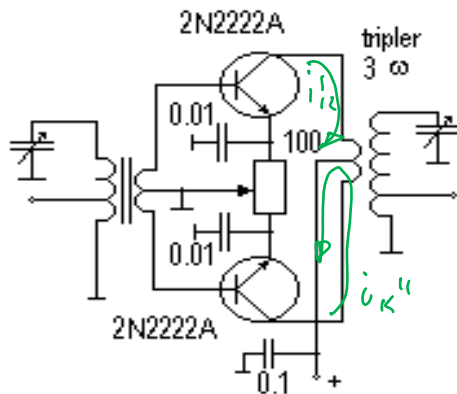
Vaatleme siin kahetaktiliste skeemide baasil moodustatavaid sageduskordistid. Esimene skeem (joon. 3.4.15) on koostatud väljatransistoride baasil.

Joonis puudu – vt vastastakt skeem võimsuste liitmise juures – v.a VR ühendus

Joon. 3.4.15.

Selle väljundvõnkering on häälestatud sisendsignaali paarisharmonilisele - teisele näiteks. Me vaatleme vastastaktastmete omadusi võimsuste liitmise juures lähemalt, siin vast niipalju, et selle asrme koormusvõnkeringis voolab kollektorvoolude summa. Tänu  $180^\circ$ -le pingete faasinihkele astme sisendis on faasis nihutatud ka transistoride kollektorvoolud. Seetõttu voolavad võnkeringis (sümmeetria korral) vaid alalisvool ja paaritud harmoonilised. Tähendab, väljundsignaali spekter on kaks korda harvem ja seetõttu vajaliku sageduse väljafiltreerimine ja sageduse kordistusteguri paigalpüsimine on kergemini tagatavad. Lisaks on muidugi soovitud sagedusega signaali amplituud, võrreldes ühetaktilise kordistiga, kahekordne.

Teine näide (joon. 3.4.16) on sobilik sageduse paarituurvulisteks kordistuteks, kuna siin voolab koormuses kollektorvoolude vahe.



Joon. 3.4.16

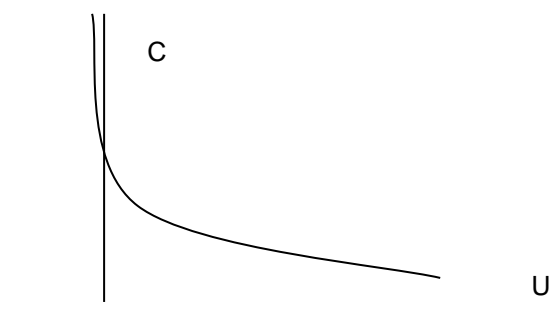
$$i_K' = I_{K0} + I_{K1m} \cos \omega t + I_{K2m} \cos 2\omega t + I_{K3m} \cos 3\omega t + \dots$$

$$i_K'' = I_{K0} + I_{K1m} \cos(\omega t + \pi) + I_{K2m} \cos(\omega t + \pi) + \dots$$

$$= I_{K0} - I_{K1m} \cos \omega t + I_{K2m} \cos 2\omega t - \dots$$

Varaktorkordistid on saatjates väga levinud tänu oma kõrgele kasutegurile. Varaktor kujutab endast p-n siirdel tekkivat mittelinearset mahtuvust. Siirdele teatavasti on omane nii suletud režiim (varikap, läänes samuti varaktoriks nimetatud diod, mida kasutatakse näiteks võnkeringide häälestamiseks) kui ka avatud režiim. Sageduse kordistamine tugineb aga siirde avamisele sisendsignaali poolt. Osutub, et tekib väga suur, mahtuvuse hüppeline muutus (mahtuvuse erinevus siirde avatud ja suletud olekus võib olla mitme suurusjärgu kordne), mille tõttu on tegemist väga suure mahtuvusliku mittelineaarsusega (joon. 3.4.17a).

Välj-s  
VANE



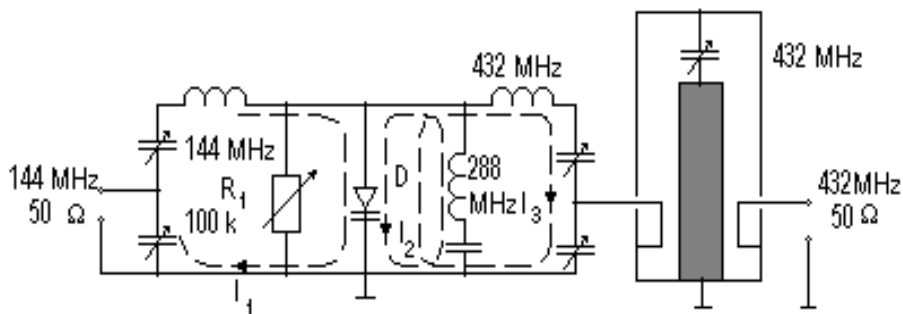
Joon. 3.4.17.

Seniseid transistorkordistid võib vaadelda kui mittelineaarsel takistusel tuginevaid kordistid. Skeemides, kus on aktiivtakistused, on ka aktiivkaod. Kui varaktor oleks ideaalne, kadudeta mahtuvus, oleks kordisti kasutegur 100 %- ne. Varaktori asendamine (joon. 3.4.17 b) võib aga näha kõigepealt seda, et varaktor sisaldab nii pingest sõltumatut pooljuhi mahutakistust R kui ka mittelinearset siirde aktiivtakistust. Samuti võib näha, et varaktor saab efektiivselt töötada vaid kindlas sagedusvahemikus. Madalatel sagedustel läbib enamus voolust mittelinearset aktiivtakistust, väga kõrgetel aga hakkab domineerima pingelang järjestiktakistil. Seega tuleb varaktorite valikul jälgida varaktorile

ettenähtud sagedusdiapasooni. Varaktorkordisteid kasutatakse alates sagedustest 300...500MHz -st ülespoole.

Varaktorkordisteid koostatakse kas signaalitrakti suhtes paralleelse varaktorilülitusega ning järjestikkuste resonaatoritega või siis järjestikkuse varaktorilülitusega ja paralleelsete resonaatoritega.

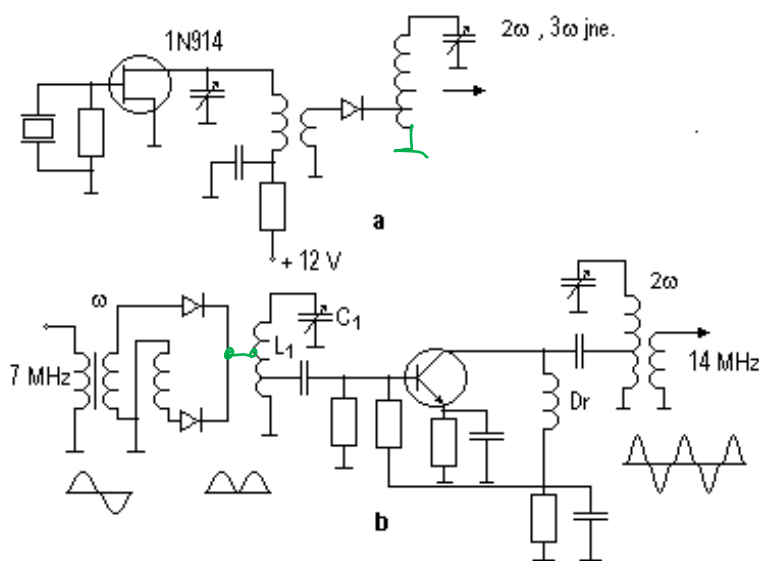
Vaatleme siin ühte sageduse kolmekordisti näidet paralleelse varaktoriga (joon. 3.4.18). Järjestikvõnkeringid on



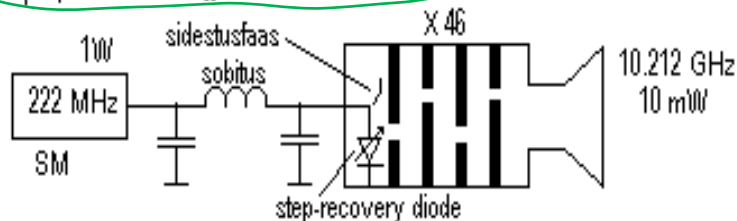
Joon. 3.4.18.

sobitatud 50-oomiste sisend- ja väljundtakistitega mahtuvuslike sidestuste kaudu. sisendvõnkering häälestatakse jällegi esimesele harmoonilisele, väljundvõnkering ning sellele järgnev resonator - kolmandale harmoonilisele. Lisaks neile kasutatakse tihti lisavõneringi, häälestatuna teisele harmoonilisele. See suurendab varaktorit läbivat teise harmoonilise voolukomponenti, mis kokkuvõttes suurendab varaktorit läbiva voolumaksimumi, suurendades sellega ühtlasi siirde mittelineaarsusest tekkivat kordistusefekti. takisti on skeemis varaktori töörežiimi reguleerimiseks. Varaktor töötab ikkagi ka kui diod ja sisendpinge alaldamise tõttu tekib varaktorile signaali amplituudist sõltuv eelpinge. Toodud kordisti kasutegur on vähemalt 0.5, kahekordistitel võib kasutegur küündida 0.8-ni.

Varaktorkordisteid kasutatakse, nagu teisi sageduskordisteid sellistes astmetes, kus amplituudmoonutused ei ole olulised (joon 3.4.9 a,b,c). Eriti levinud on aga varaktorkordistid väikesevõimsuseliste SM saatjate lõppastmetes, vältimaks kõrgsageduslikke transistorastmeid. Samuti on soodne asjaolu, et see kordisti ei vaja toidet. Nii on lihtne koostada saatja kõrgsagedustrakt selliselt, kus saatja asub antennist eemal ja on ühendatud vahetult antenni juures asetseva varaktorkordistiga. Sellisel moel on ka ühenduskaabli kaod tunduvalt väiksemad, kuna ülekantav sagedus on madalam saatja väljundsagedusest.



Töötab kui täisperioodalaldi  
Balanssi häälestatud skeem tagab enne võnkeringi L<sub>1</sub>C<sub>1</sub> juba  
põhisageduse mahasurumise 40 dB  
Balansiks - trafo keritakse trifilaarselt (õlgade sümmeetria!)  
L<sub>1</sub>C<sub>1</sub> - täiendavaks ω mahasurumiseks



Sobitusahel - mikronibaliintehnikas

Loppfilter - interdigitaalfilter (interdigital) või oosresonaator (cavity resonator)

Step-recovery-diode - väga väikese mahtuvusega ja rekonnatsiooniga diodid

c

Joon.3.4.19(a,b,c)

NB!  
46 kordne  
sageduse  
kordistus.

### 3.5 Võimsusvõimendite ja saatjate väljundvõimsuse tõstmine

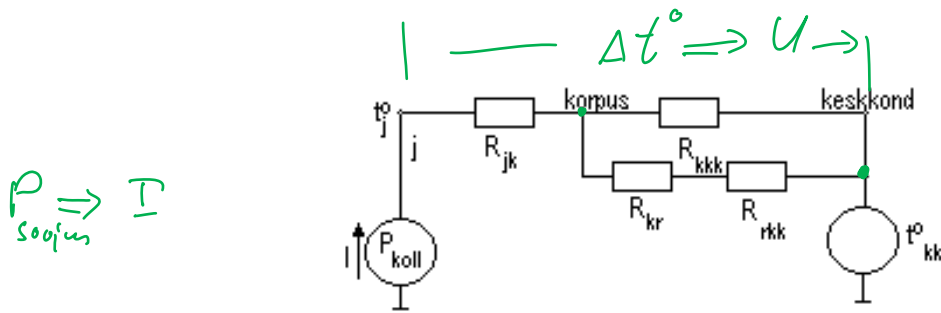
Üheks transistorvõimendite puuduseks on suhteliselt väikene väljundvõimsus. Saatjate võimsuse tõstmiseks on mitmeid, nii lamp- kui transistorsaatjates kasutatavaid võtteid. Kui lampsaatjatega on asi suhteliselt lihtne - valitakse võimsam lamp ja suurem eelastmete võimendus, siis transistorsaatjate korral see alati ei õnnestu. See on ka üheks põhjuseks, miks nii mõnedki professionaal- ja amatöör saatjad konstrueeritakse ja valmistatakse ikkagi veel elektronlampidel. Enamikel juhtudel aga püütakse leida lahendusi ikkagi pooljuhtidel – ja seda siis saatja väljundvõimsust suurendavate skeemiliste lahenduste kaudu. Neid meetmeid liigitada kaheks: otsesed, *astmetesised* võimsuse suurendamise või liitmise võtted ning *astmevälised võimsuse summeerimise* võtted.

#### 3.5.1 Jahutusradiaatori kasutamine transistorsaatjais

Jahutusradiaator võib transistorsaatja väljundvõimsust tunduvalt suurendada. *Põhikriteeriumiks jääb seejuures nõue, et transistori siirde temperatuur ei ületaks lubatavat (Ge - 85°C, Si - 125°C).*

Radiaatori ülesandeks on vähendada soojusülekanne takistust transistori korpuse ja ümbritseva keskkonna vahel. Olukorra analüüsiks koostame soojusliku asiskeemi elektrikutele sobivate suuruste kaudu. Teeme sellised asendused:

$$P \rightarrow I; \Delta t^0 \rightarrow U$$



Joon. 3.5.1.

ja koostame nendes suurustes soojuse ülekandemehanismi selgitava elektrilise aseskeemi (joon. 3.5.1).

Aseskeemis on kujutatud soojuslikke takistusi kollektorsirde (j), transistori korpuse ja keskkonna vahel. Radiaatori lisamisega saame vähendada korpuse - keskkonna vahelist takistust; sellega jäävad paralleelselt järjestikused takistused korpuse - radiaator ja radiaator - korpuse. Radiaatori konstrueerimiseks tuleb leida vajalik soojuse ülekandetakistus: takistus radiaator - keskkond. Käesolevas punktis vaatamegi selle takistuse leidmise põhimõtet.

Kasutame Ohmi seadust, mis antud asendustega annab  $\Delta t^0 = P \cdot R_t$ .

Vaatleme kõigepealt transistori soojuseülekannet radiaatorita olukorras. Saame

$$t_j^0 - t_{kk}^0 = P_{koll} \cdot (R_{jk} + R_{kkk}) = P_{koll} \cdot R_{ikk}$$

ja siit tulenevalt võime kontrollida, kas siirde temperatuur on väiksem lubatust

$$t_j^0 = t_{kk}^0 + P_{koll} \cdot R_{ikk} < t_{j \max}^0 \text{ lub}$$

ning milline võib olla keskkonna temperatuur, kus veel ei ületata siirde lubatud temperatuuri.

$$t_{kk}^0 = t_{j \max}^0 \text{ lub} - P_{koll} \cdot R_{jk}$$

Järgnevalt vaatleme olukorda radiaatoriga. Kajastame täiendavate takistuste mõju kogutakistusele, saades

$$t_j^0 - t_{kk}^0 = P_{koll} \cdot \left[ R_{jk} + \frac{R_{kkk} \cdot (R_{krad} + R_{radkk})}{R_{kkk} + R_{krad} + R_{radkk}} \right]$$

Eeldades, et  $R_{kkk} \gg R_{krad} + R_{radkk}$ , saame kaotada murrujoone valemist ja saada ligikaudselt, et

$$t_j^0 - t_{kk}^0 \cong P_{koll} \cdot (R_{jk} + R_{krad} + R_{radkk})$$

Siin võib seost veelgi lihtsustada, võttes  $R_{krad} \ll R_{radkk}$ , ning siis

$$R_{radkk} < \left[ (t_{j \max}^0 - t_{kk}^0) / P_{koll} - R_{jk} \right]$$

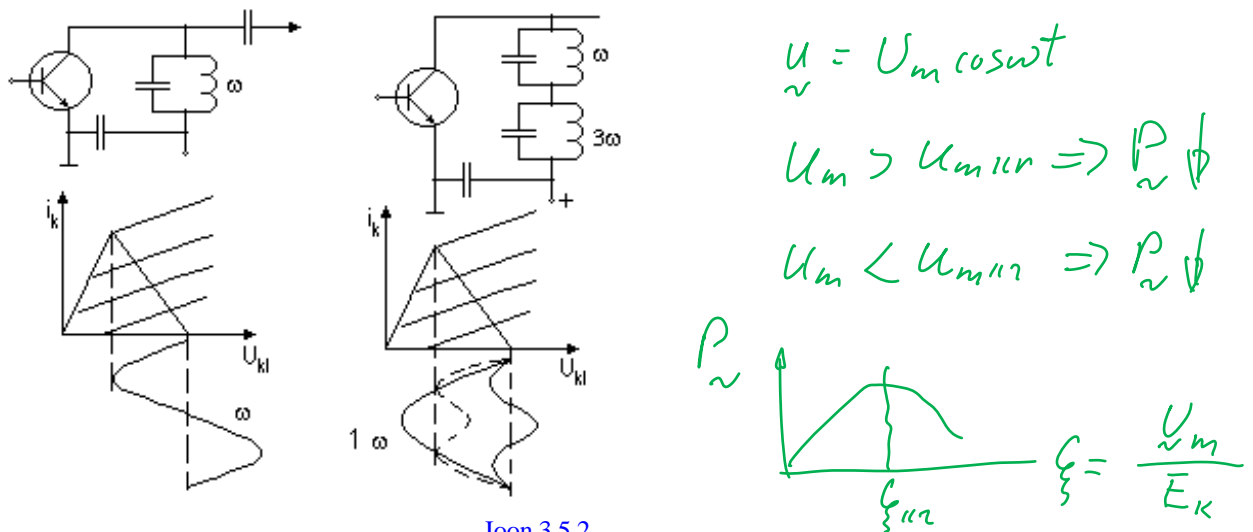
Oleme avaldanud radiaatori soojusliku takistuse, mis on aluseks radiaatori edasisel projekteerimisel.

Soojuslik takistus **radiaatori ja keskkonna** vahel sõltub kolmest parameetrist - **soojujuhtivustegurist, pinna kiirgustegurist ja radiaatori efektiivsest pindalast.**

Viimast ei tule segamini ajada radiaatori geomeetrilise pindalaga - võib konstrueerida radiaatoreid sama geomeetrilise, kuid erinevate efektiivsete jahutuspindadega. Oluline on seejuures õhu liikumine radiaatoriribide vahel, sedaeriti tavalisel, soojustliku konvektsiooniga jahutusel. Oluline on lisaks radiaatori soojustlikule juhtivusele ka radiaatori välispinna kiirgustegur - teatavasti tumedad kehad kiirgavad soojust rohkem kui heledad.

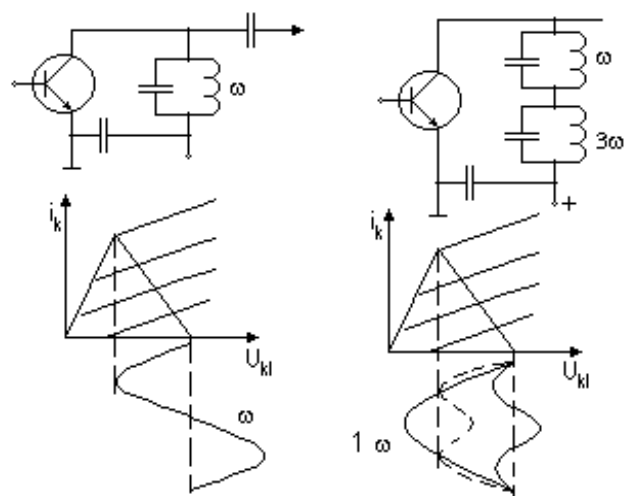
### 3.5.2 Väljundvõimsuse tõstmine kõrgemate harmoonilistega

Vaatleme paralleelselt kahte võimendusaset. Esimese koormusahelaks on üksikvõnkering, teise - kaks võnkeringi, millest esimene on häälestatud esimesele harmoonilisele, teine kolmandale (joon. 3.5.2).



Joon.3.5.2.

Tuletagem meelde, et astme **maksimaalne väljundvõimsus tagatakse kriitilises režiimis.** Kui me soovime esimeses skeemis väljundvõimsust tõsta sisendpinge amplituudi tõstmise teel, siis saavutame "karuefekti" - väljundvõimsus hoopis langeb, kuna läheme välja kriitilisest režiimist. Teine lugu on teise skeemivariandiga. Siin summaarne pinge (1. ja 3. harmoonilise summa) amplituud on väiksem kui ainult esimese harmoonilise korral. See tähendab, et saame kriitilise režiimi suurema 1. harmoonilise amplituudi

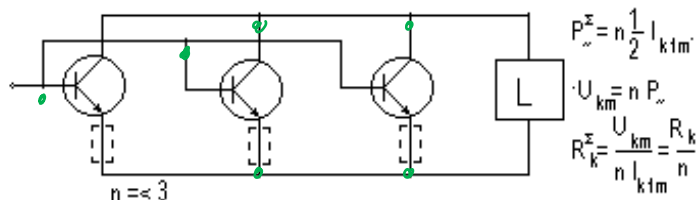


korral (suurendades vastavalt pingeamplituudi võimendi sisendis).

Nii on saavutatav väljundvõimsuse kasv kuni 30% ja kasuteguri kasv kuni 0.7...0.8-ni. Kahjuks on ülaltoodud põhimõtte rakendamine piiratud suhteliselt madala sagedusdiapasooniga, kuna vajaliku

harmoonikute sünfaassuse tagamine kõrgemas sageduspiirkonnas (juba mõnedkümnend MHz) on raskendatud. Skeemi võib veel edasi arendada, kasutades 5., 7. jne üläharmoonikut, kuid suhteline efekt iga harmooniku lisamisel järjest väheneb ning skeem muutub järjest keerukamaks. Piirjuhuseks antud põhimõttele võib vaadelda D klassi režiimi (transistori võtmerežiimi), kuid ka see variant jääb ikkagi madalsageduslikuks.

### 3.5.3 Paralleel- ja vastastaktskeemid



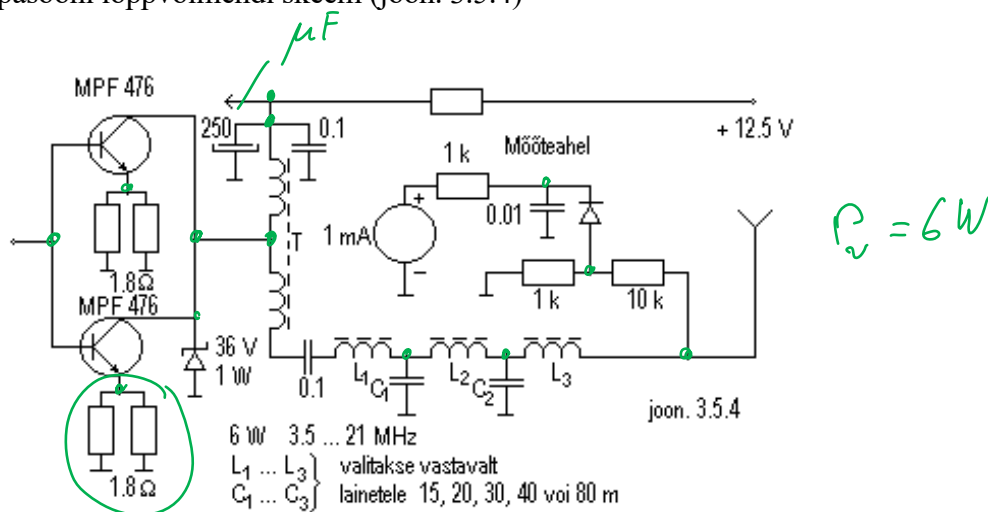
Joon. 3.5.3

Võtame näiteks bipolaarsete transistoride paralleelühenduse (joon.3.5.3).

Näeme, et koormuses volud liituvad, seega võimsus väljundis on n-kordne. Skeemi on lihtne analüüsida, vaadeldes n-transistorist koosnevat lülitust ühe ekvivalentse transistorina ning iseloomustades viimast kergelt leitavate ekvivalentsete parameetritega.

Paraku on siin reaalne olukord mõnevõrra halvem, kui võibolla esialgu paistab. Kõigepealt on transistoride parameetrid hajuvad. See tingib iga transistori töö erinevates režiimides, mis mõjub väljundvõimsust ja kasutegurit vähendavalt. Ka ei ole mõistlik kasutada paralleelühenduses liiga palju transistore, kuna astme töökindlus tuleb väiksem. Siin on transistoride koormamine ja ka töörežiimid üksteisest sõltuvad. Nii näiteks ühe transistori katkestuse korral raskenevad samale üldkoormustakistusele töötavate ülejäänud transistoride töörežiimid. Nii näiteks, kui transistorid töötasid varemalt kriitilises režiimis, siis ühe transistori väljajäämisel lähevad ülejäänud alapingestatud töörežiimi. See on aga režiim väiksema kasuteguriga - ja tõenäoliselt lähevad suurenenud kollektorkadude tõttu ka ülejäänud transistorid rivist välja. Seetõttu piirduakse siin tavaliselt 2..3 transistoriga.

Transistoride parameetrite ühtlustamiseks kasutatakse tavaliselt emitterahelasse ühendatud madalaomilisi takistusi. ülaltoodu illustreerimiseks on siin toodud ühe 6-vatise LL diapasooni lõppvõimendi skeem (joon. 3.5.4)



Joon.3.5.4.



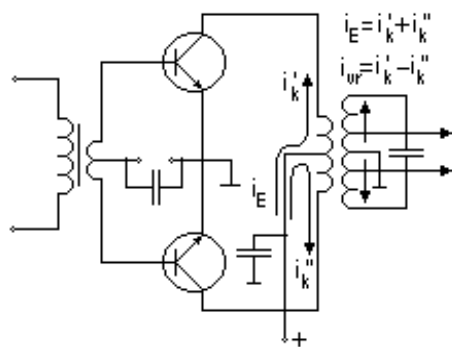
Vt carr 426..8

### 3.5.4 Vastastaktastmed

Vaatleme lihtsustatud vastastaktastme skeemi (joon. 3.5.5). Vaatleme koormusahelat läbivaid voole.

Osutub, et:

- Koormusahelat läbib kollektorvoolude **vahe**.
- Toiteallikat läbib aga kollektorvoolude **summa**.
- Avaldame kollektorvoolud.
- Tingituna vastandfaasilistest transistoride tüürpingetest, on tekkivate kollektorvoolude komponendid nihutatud üksteise suhtes  $\pi$  võrra:



$$i_E = i_k' + i_k''$$

$$i_{vr} = i_k' - i_k''$$

Joon. 3.5.5.

$$i_k' = I_{k0} + I_{k1m} \cdot \cos \omega t + I_{k2m} \cdot \cos 2\omega t + \dots$$

$$\begin{aligned} i_k'' &= I_{k0} + I_{k1m} \cdot \cos(\omega t + \pi) + I_{k2m} \cdot \cos(2\omega t + \pi) + \dots = \\ &= I_{k0} - I_{k1m} \cdot \cos \omega t + I_{k2m} \cdot \cos 2\omega t - I_{k3m} \cdot \cos 3\omega t + \dots \end{aligned}$$

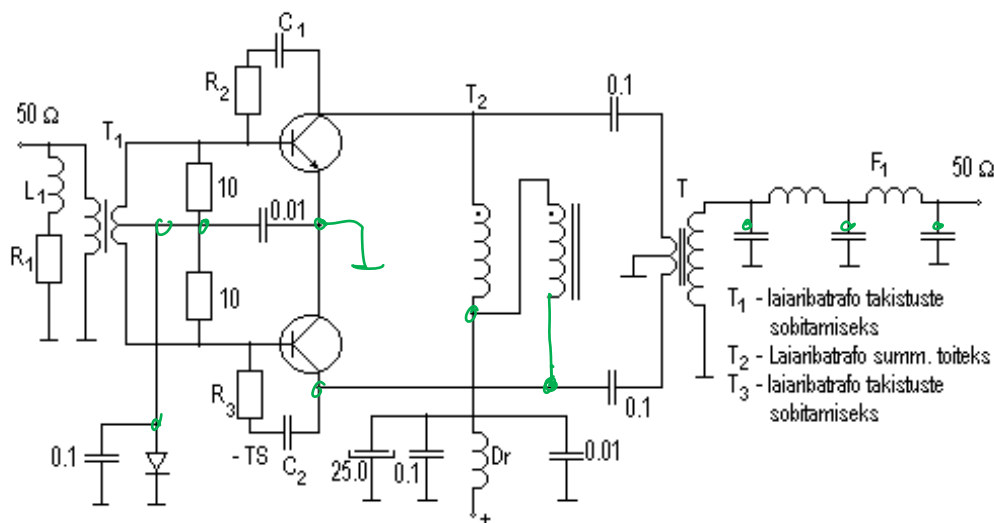
Oleme saanud teise kollektorvoolu avaldiseks vahelduvmärkidega rea.

Siit on näha, et võnkeringi kanduvad 1., 3., 5. jne harmoonilised, puuduvad kõik paarisharmoonilised (kollektorvoolude vahe). See lihtsustab kõrgemate harmooniliste filtreerimist:

- Puudub (õlgade sümmeetria korral) esimene kõrgem harmooniline - teine harmooniline.
- Vaadeldes aga voolukomponente, millised voolavad läbi toiteahela, näeme, et siit puuduvad paaritud harmoonilised. Tähendab, toiteallika lahtisidestus on vastastaktskeemis kergemini saavutatav (puudub tugevaim - 1. harmooniline).
- Üldmääritud omadused on vastastaktastme eelised ühetaktiliste ees.

Vastastaktastme eelis ilmneb ka siis, kui on vaja toita sümmeetrilist koormust - siin on sümmeetria koormuses nõ iseenesest tulev. Samas aga avariisituatsioonides on analoogne olukord paralleelühendustega - transistorid on üksteisest sõltuvad. Olukord komplitseerub kõrgemas sageduspiirkonnas, kus vastastaktastmete sümmeetrilise töö tagamine muutub väga komplitseerituks. Kui aga pole sümmeetriat, pole ka vastastaktastmel eeliseid ebasümmeetriliste astmete ees. Pealegi ebasümmeetriast tingituna koormatakse üks transistoridest üle ning seetõttu võimsuste liitmine pole täiuslik ega anna soovitud efekti.

Toome siin ühe vastastaktskeemi näite (joon.3.5.6). Selles on näidatud paralleeltoitega (üle sümmeetrilise laiariba-trafo) skeem. Baasiahelas asetsevad madalaoomilised takistid on ette nähtud sisentrafos tekkida võivate (baasivoolu impulssidest indutseeritavate) ülepingete mahasurumiseks baasivoolu

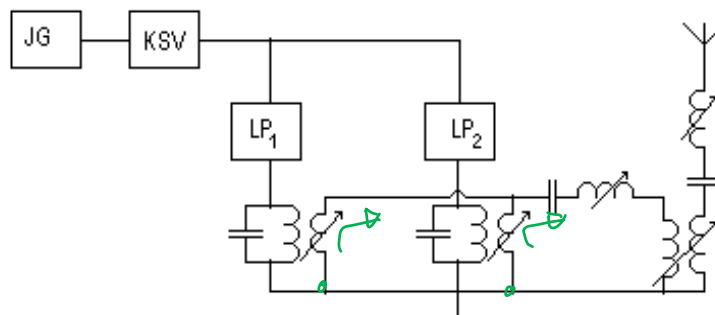


Joon. 3.5.6. (trafo prim. mähise ots ühendada teise transistori kollektorsiiniga)

suletud oleku ajal. Sisendis olev  $R_1$   $C_1$  ahel võimaldab täiendavat, lisaks kollektor-baasivahelisele korrektsioonahelale, sageduskorrektsiooni, ühtlustamaks võimendi sageduskäiku töösagedusribas.

Pöörakem tähelepanu ka kollektorahela ja toiteahela omavahelisele lahtisidestusele. Siin on tarvilusel täiendav drossel ja on suurendatud sildava mahtuvuse sagedusriba ning töötamise efektiivsust erineva mahtuvustega kondensaatorite paralleelühendusele. Väheolulisem pole ka skeemis kajastuvate kondensaatorite skeemiühenduse järjekord - väiksem (kõrgsageduslikum) ühendatakse skeemi "tulisele" kohale kõige lähemale (lühimate viikudega)

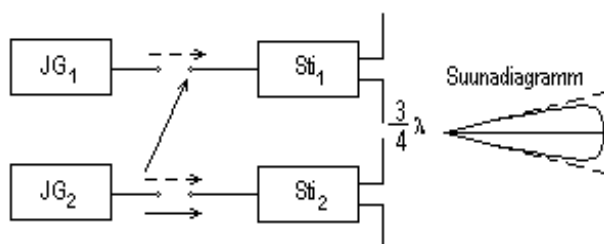
### 3.5.5 Võimendusastmete võimsuste liitmine ühisele võnkeringile



Joon. 3.5.7.

Lihtsaim viis on võimsusi liita vahetult ühisele võnkeringile (joon. 3.5.7). Siin on näidatud ühisest juhtgeneraatorist tüüritavad lõppastmed, millede koormusahelatel eralduv väljundvõimsus liidetakse kokku ühisesse koormusahelasse. Skeem on pайдlikum võrreldes eelmiste, aktiivelementide võimsuste liitmisskeemidega. Nii on võimalik tagada, reguleerides sidestust ühise koormusega, liitmisskeemi üksikastmete normaalne töö erinevate liidetavate arvu korral. Samas on aga skeem küllalt kohmakas igakordsete ümberhäälestuste tõttu avariiolekordades, pole tagatud üksikastmete sõltumatus (lahtisidestus) üksteisest. Skeem on ka suhteliselt madalsageduslik, kuna siin nõutav range pingetevaheline sünfaassus pole kõrgematel sagedustel tagatav. Seetõttu on toodud lahendus harva kasutusel ja lõppastmete võimsuste liitmine sooritatakse valdavas enamuses sildskeemide abil, millised muude eeliste kõrval tagavad ka astmetevahelise lahtisidestuse.

### 3.5.6 Võimsuste liitmine ruumis (eetris).



Vaatleme süsteemi (joon. 3.5.8). Kujutame kahte

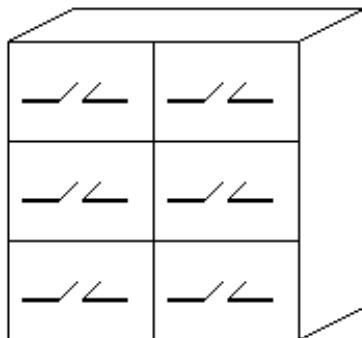
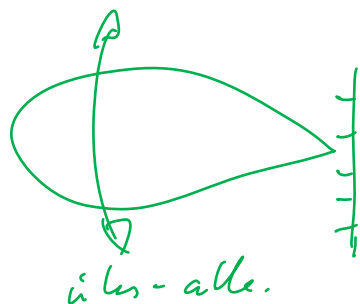
Joon. 3.5.8.

saatjat, millised on koormatud diipol-antennidega. Siin võib olla mitu töörežiimi - sõltumatu, kus mõlemad saatjad töötavad erinevatel sagedustel ja sõltuv, kus mõlemaid saatjaid tüüritakse ühest ja samast juhtgeneraatorist. Viimasel juhul, kui antennid on asetatud üksteisest  $3/4$  lainepikkuse kaugusele, on tagatud kiiratavate signaalide selline vahekord, mis annab antennide suunadiagrammide liitumise. Sellest tulenevalt saadakse saatjate võimsuste liitumine eetris.

Avalduvad ka täiendavad võimalused - näiteks suunadiagrammi suuna muutmise elektroonsel teel - muutes väljundsignaalide vahekorda. Spetsiaalsete antennidega on võimalik seda teha  $360^0$  ulatuses, tavaliste diipolitega võib diagrammi muuta mõnekümne kraadi ulatuses.

Toodud lahendus on eriti otstarbekas ÜKS diapasoonis, kus antennid ja saatjad ise on väikesemõõtmelised. Siis võib lahendada saatja konstruktsiooni väga paindlikult, koosnevana üksikutest identsetest plokkidest, millised sisaldavad võimsusvõimendeid koos antennidega (joon. 3.5.9).

Ülalmärgitud põhimõttele tuginevad ka nn aktiivsete faseeritud antennide kasutus. *Erik r-koordinaonis*



Joon. 3.5.9.

### 3.6 Võimsuste liitmine sildskeemides.

Võimsuste liitmine sildskeemide abil on tänapäeval enamlevinum viis. Teatavasti on

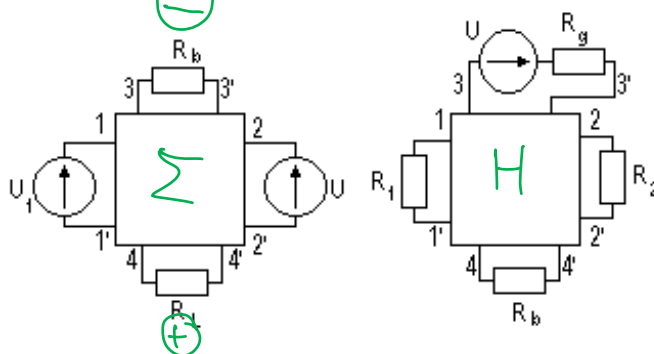
**sildskeemile tasakaalu olukorras omane diagonaalidevaheline lahtisidestus.**

Sildskeemid:

- Võimaldavad signaali allikate sõltumatu töö nii avariisituatsioonides kui ka normaalses olukorras, olles samal ajal suhteliselt vähenõudlik liidetavate signaalide amplituudi- ja faasitingimuste suhtes.
- Sillas on kehtiv pööratavuse printsiip - silda saab kasutada nii võimsuste liitmisel (sild kui summaator) kui ka võimsuste jagamisel (sild kui jagaja ehk hargmik)
- Omaette sillatehnika, mis tugineb hajuparameetritega liinidele, elektromagnetilise sidestusega trafodele, on kasutusel ÜKS diapasoonis.
- Ülaltoodust lähtudes pühendame võimsuste liitmisele (ja jagunemisele) sildades tähelepanu rohkem kui senistele liitmismeetoditele.

### 3.6.1 Põhimõisted

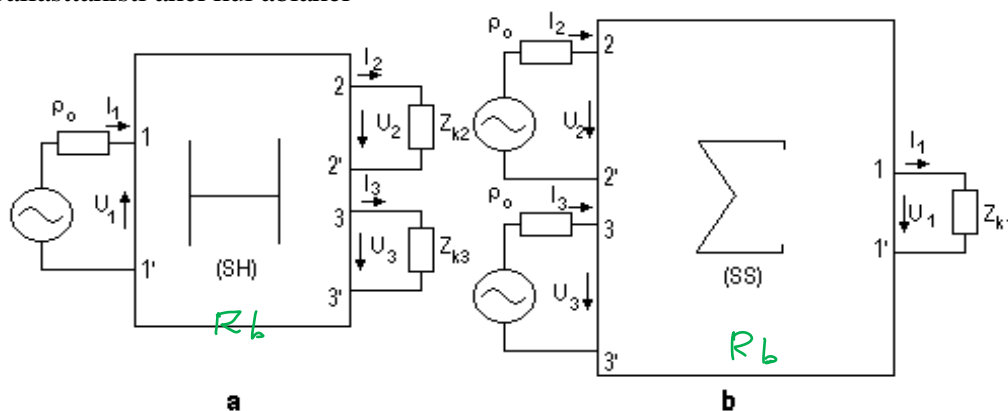
Üldjuhul on sildskeem kujutletav  $2n$  - pordina, kus  $n$  - silla klemmpaaride arv. Vaatleme binaarset silda ja kõigepealt selle 8- pordilist kujutamist (joon. 3.6.1a) portidega 11' 22' 33' 44'. Võimsuste summeerimise režiimis



Joon. 3.6.1.

on kahele portide paarile ühendatud signaaliallikad, kahele teisele paarile koormus - ja ballastakistus. Võimsuste jaotamise (hargnemise) režiimis on siis üks signaaliallikas ja kaks koormustakistuse (joon. 3.6.1.b). Silla kujutamine 8-klemmina on sobilik silla siseste protsesside jälgimiseks ja konkreetsete sillaskemide analüüsiks.

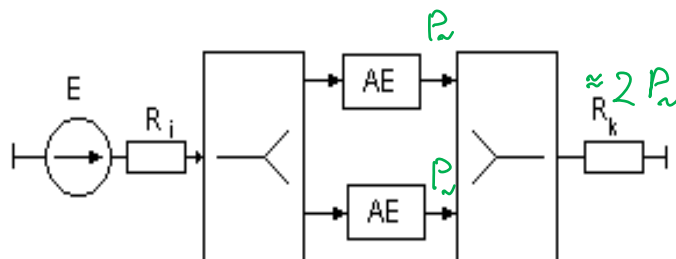
Struktuursema pildi signaalide ülekandumisest sildades, silla välistest omadustest annab nende kujutamine sildade korral  $3n$ - pordina (ühe sisendi ja kahe väljundi korral - joon. 3.6.2.a, kahe sisendi ja ühe väljundi korral - joon 3.6.2.b). Sellises aseskeemis on ballasttakisti ahel kui abiahel



Joon. 3.6.2.

võetud silla sisse, silla klemmid moodustuvad ainult signaali edasikandvatest sisenditest-väljunditest. Nii on koheselt näha signaalitrakti kuju, signaalide hargnemised ja summeerimised. Eriti ülevaatlikuks osutub selline kujutusviis ÜKS sagedustel.

Nii saame ülalmainitud sildade vahendusel võimendi struktuurskeemi joonisel 3.6.3 toodud kujul. Selles on



Joon. 3.6.3.

signaali allika signaal jagatud hargmikuga kaheks (üldjuhul  $n$ ) haruks, sisaldab kahte ( $n$ ) võimsusvõimendit või aktiivelementi, millede väljundvõimsused liidetakse kahe ( $n$ ) sisendiga summaatoris. Vaatleme põhjuseid, millised tingivad sildlülituste kasutamise eelistust võrrelduna AE paralleel- või vastastaktlülitustega:

*Meis;*

1. Ühe AE tõrge tingib mitte ainult väljundvõimsuse vähenemise, vaid ka ülejäänud AE ülekoormuse. AE lühis aga põhjustab kogu seadme töökatkestuse;
2. AE parameetrite ebaühtlusest tingitud voolude ebaühtlane jagunemine süveneb töö ühisele koormusele. Võib esineda ka olukord, kus mõni AE väljundvõimsuse suurendamise asemel hoopis tarbib seda;
3. Parasiitvõnkumiste tõenäosus on skeemi keerukusest tingituna suur.

Toodud puudustest võib lahti saada AE omavahelise sõltuvuse (sidesuse) vähendamisega. Seega:

peaksid siis sildskeemid tagama eelkõige liidetavate (lahutatavate) ahelate omavahelise lahtisidesuse

### 3.6.2 Silla põhiomadus. Sünfaasne sild

Sildskeemi nimirežiimis on AE-d ühesuguste parameetritega ja töötavad ühesugustes režiimides. Siis:

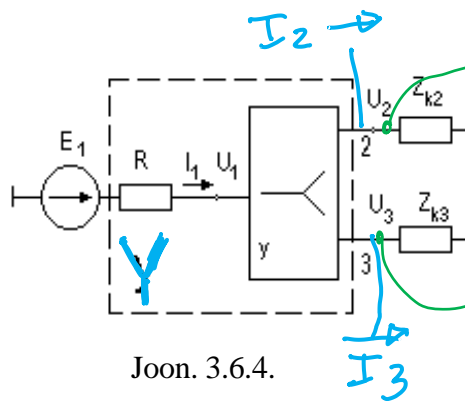
- sild-hargmik (SH) jagab võimsused võrdselt
- sild-summaator (SS) liidab ühisele koormusele ühesugused võimsused.
- Seejuures, eeldades ideaalseid reaktiivsusi sildades, toimub ülekande kadudeta.
- Nimirežiimis vastastikkune lahtisidesus ei ilmne. Lahtisidesus on märgatav nimirežiimist kõrvalekaldumiste korral:

Seega:

- SH korral hoitakse ergutuspinge püsivana,
- SS aga hoitakse püsivana  $AE_1$  töörežiimi suvalistel  $AE_2$  töörežiimi muutuste korral ja vastupidi.

**A. Vaatleme, millistes parameetrite vahetades säiluvad hargmiku silla omadused.**

$U_1 = E_1 - I_1 R$   
 sütt  $I_1 \rightarrow$



Joon. 3.6.4.

Sõltumatus:  
 $(= Y_{23})$   
 $32 \Rightarrow 0$   
 $Y'_{32} + Y''_{32} = Y_{32} \Rightarrow 0$

1. Kasutame selleks hulkpordi kohta käivat teooriat. Nii on joonisel 3.6.4 toodud

skeemis (joonisel suure Y järgi) voolud ja pinged omavahel seotud järgmiselt:

$I_1 = Y_{11}E_1 + Y_{12}U_2 + Y_{13}U_3;$

$I_2 = Y_{21}E_1 + Y_{22}U_2 + Y_{23}U_3;$

$I_3 = Y_{31}E_1 + Y_{32}U_2 + Y_{33}U_3$

Parameetrid  $Y_{ij}$  iseloomustavad **kuuspordi** parameetreid, kuhu on ka sisse arvatud signaali allika takistus R.

2. Arvestades ahela /Y/ passiivsust ( $Y_{ij} = Y_{ji}$  kui i ei võrdu j-ga), saame ülaltoodud süsteemi kirjutada ringi:

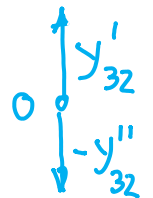
Kuna passüvne  $\Rightarrow I_1 = Y_{11}E_1 + Y_{21}U_2 + Y_{31}U_3;$

$Y_{23} = Y_{32} \Rightarrow I_2 = Y_{21}E_1 + Y_{22}U_2 + Y_{32}U_3;$

$I_3 = Y_{31}E_1 + Y_{32}U_2 + Y_{33}U_3.$

vajab:  
 $I_2 \neq f(U_3)$   
 $I_3 \neq f(U_2)$   
 $Y_{32} \rightarrow 0$

3. Teisest ja kolmandast võrrandist nähtub, et  **$I_2$  ei sõltu  $U_3$ -st ja  $I_3$  ei sõltu  $U_2$ -st**, kui silla väljunditevaheline juhtivus  $Y_{32} = 0$ . Selgitame mida tähendab selle juhtivuse võrdumine nulliga. Sidestuse (mittelahtisidestuse) korral väljunditevaheline juhtivus  $Y'_{32}$  ei võrdu nulliga. **Lahtisidestuse tagamiseks tuleb viia sisse jaguri väljundite 2 ja 3 vahele täiendav sidestusahel juhtivusega  $Y''_{32} = -Y'_{32}$ .**

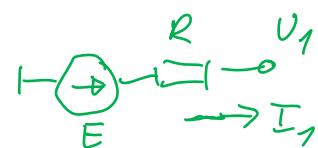


4. Vaatleme, millistele nõuetele peab vastama hulkport /y/ (vt joon. 3.6.4, väikese y suhtes). Selleks koostame teise, y - kohta käiva võrrandsüsteemi, eeldades ka siin, et  $y_{ji} = y_{ij}$  kui i ei võrdu j-ga:

$I_1 = y_{11}U_1 + y_{21}U_2 + y_{31}U_3;$

$I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2 + y_{32}U_3;$

$I_3 = y_{31}U_1 + y_{32}U_2 + y_{33}U_3,$



Vastavalt joonisele saame avaldada  $U_1 = E_1 - I_1 R$ , siit omakorda  $I_1 = (E - U_1) / R$ .

5. Võtame süsteemi (4) esimese võrrandi, võttes sinna vasakule poole voolu avaldiseks  $I_1 = (E - U_1) / R$ .

Saame:  $I_1 = (E - U_1) / R = y_{11}U_1 + y_{21}U_2 + y_{31}U_3$

Korrutades mõlemaid pooli läbi takistusega R, saame:

$$E - U_1 = y_{11}U_1R + (y_{21}U_2 + y_{31}U_3)R \quad \text{ehk } U_1 + y_{11}U_1R = E - (y_{21}U_2 + y_{31}U_3)R.$$

Siit avaldame pinget  $U_1$ :

$$U_1 = \frac{E - (y_{21} \cdot U_2 + y_{31} \cdot U_3) \cdot R}{1 + y_{11} \cdot R}$$

Selle teisendame kujule  $\rightarrow U_1 = \frac{E}{1 + y_{11}R} - \frac{(y_{21}U_2 + y_{31}U_3)R}{1 + y_{11}R}$

6. Asendame  $U_1$  süsteemi (4) teise ja kolmandasse võrrandisse, saame

$$I_2 = \frac{y_{21} \cdot E}{1 + y_{11} \cdot R} + \left( y_{22} - \frac{y_{21}^2 \cdot R}{1 + y_{11} \cdot R} \right) \cdot U_2 + \left( y_{32} - \frac{y_{21} \cdot y_{31} \cdot R}{1 + y_{11} \cdot R} \right) \cdot U_3$$

$$I_3 = \frac{y_{31} \cdot E}{1 + y_{11} \cdot R} + \left( y_{33} - \frac{y_{31}^2 \cdot R}{1 + y_{11} \cdot R} \right) \cdot U_3 + \left( y_{32} - \frac{y_{21} \cdot y_{31} \cdot R}{1 + y_{11} \cdot R} \right) \cdot U_2$$

*järe vahetatud*

7. Võrreldes nüüd saadud süsteemi /y/

lähtesüsteemiga Y, näeme, et

$$Y_{32} = y_{32} - \frac{y_{21} \cdot y_{31} \cdot R}{1 + y_{11} \cdot R}$$

8. Arvestades nüüd **lahtisidestuse tingimust**  $Y_{32} = 0$ , saame silla /y/ parameetrite kohta tingimuse lahtisidestuseks

$$y_{32} - \frac{y_{21} \cdot y_{31} \cdot R}{1 + y_{11} \cdot R} = 0$$

9. Siit tulenevalt, avaldades signaali allika sisetakistuse R, saame, et

$$R = \frac{y_{32}}{y_{21} \cdot y_{31} - y_{11} \cdot y_{32}}$$

10. Lähtudes vastupidisest, näitame, et tasakaalutingimust pole võimalik täita, **kui /y/ koosneb ainult reaktiivelementidest**. Olgu

$$y_{11} = j b_{11}, \quad y_{21} = j b_{21}, \quad y_{31} = j b_{31}, \quad y_{32} = j b_{32}.$$

Juhul, kui paremal pool R avaldises on kõik reaktiivsused, saame imaginaarse tulemuse:

$$\frac{j \cdot b_{32}}{b_{11} \cdot b_{32} - b_{21} \cdot b_{31}}$$

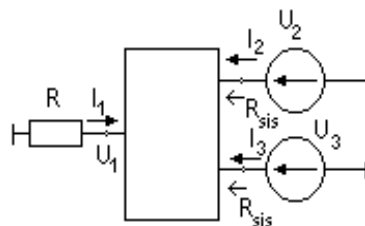
ja seetõttu see ei saa võrduda aktiivtakistusega R.



**Järelikult mittenullise  $R$  korral saab lahtisidestus olla vaid siis, kui seade /y/ sisaldab aktiivtakistust.**

Seda takistust nimetatakse tavaliselt **ballasttakistuseks**:

- See takistus tekitabki varemnimetatud **lahtisidestava juhtivuse  $Y''_{32}$** .
- Silla nimireziimis (tasakaalu tingimustes) ballasttakistusel võimsust ei eraldu, kuna takistus on ühendatud ekvipotentsiaalsete punktide vahele.



**B. Sild võimsuste liitmise reziimis** (joon. 3.6.5).

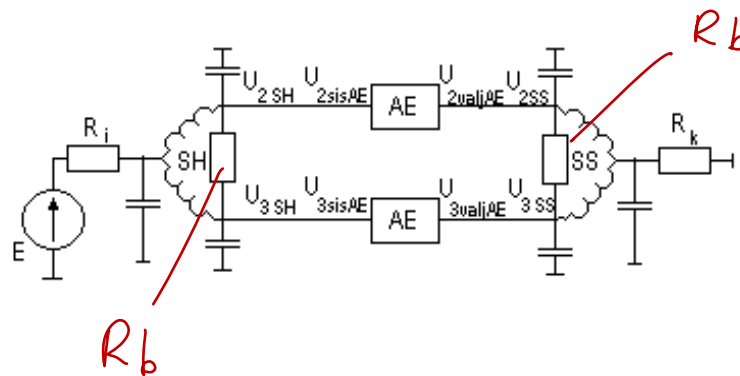
Joon. 3.6.5.

Nüüd on siis  $U_2$  ja  $U_3$  generaatorite pinged,  $R$  - ühise koormuse takistus, millel eraldub summaarne võimsus. Suurus  $E$  tuleks võrrotada nulliga. Sellisel juhul on kehtivad samad seosed mis hargmiku korralgi, kaasa arvatud silla lahtisidestuse tingimus

$$R = \frac{y_{23}}{y_{21} \cdot y_{31} - y_{11} \cdot y_{32}}$$

Illustreerime ülaltoodut sünfaasse silla näitega (joon. 3.6.6).

Siin on näidatud signaali jagamine kaheks sünfaasseks signaaliks ja nende liitmine sildadega hargmiku ja summaatori reziimis.



Joon. 3.6.6.

Vaatleme kõigepealt summeerimisrežiimi. Aktiivelementide väljunditevaheline lahtisidustus seletub järgmiselt: seos AE vahel üle üldise koormustakistuse kompenseeritakse lisaseosega üle summaatori ballasttakistuse  $2R_{b_s}$ .

1. **Kompenseerimise faasinõue** täidetakse tänu sellele:

- **pinge, mis suubub  $AE_2$  ( $AE_1$ ) väljundile  $AE_1$  ( $AE_2$ ) -lt üle koormuse kanali, hilineb  $180^\circ$  pinge suhtes, mis saabub üle ballasttakistuse.**
- **Selline faasivahekord tagatakse kahe  $\pi$ -kujulise,  $90^\circ$  faasinihkega ahelaga.**
- **Seega reaktiivosa ülesandeks sünfases sillas on tagada vajalik  $180^\circ$  -ne faasinihe signaalide vahel.**
- Faasinihkeahelatena leiavad kasutust nii koondatud parameetritega LC ahelad, liinilõigud, trafod ferriitidel jms.

2. **Kompenseerimise amplituudnõue** eeldab vastavat seost  $2R_{b_s}$ ,  $R_k$  ja silla reaktiivelementide vahel. Suvaline nende parameetrite muutus kutsub esile AE omavahelise sõltuvuse tekkimise.

Jaguriga võimendi sisendis on analoogne olukord. Ka siin on vajalik tagada kindel vahekord  $R_i$ ,  $2R_{b_j}$  ja jaguri reaktiivsuste vahel. Neist, näiteks  $R_i$ -st, kõrvalekaldumine rikub sisenditevahelise lahtisidestuse. Ballasttakistil võimsuskao puudumine seletub võimendi sümmeetriast tingitud pingete võrdsusega:

$$U_{2väljAE} = U_{3väljAE} \quad \text{ja} \quad U_{2sisAE} = U_{3sisAE}.$$

Ühtedeks olulisteks võimendi parameetriteks on:

- **sisend- ja väljundtakistus.** Need on sõltuvad AE parameetritest kui ka töörežiimidest.
  - AE vananemine ja vahetus, keskkonna temperatuuri muutus jne viivad AE sisend- ja väljundparameetrite muutustele - seega võimendi sisend- ja väljundparameetrite muutustele.
  - Paljuastmelistes võimendites mõjutavad need muutused eelnevate ja järgnevate astmete töörežiime, võivad viia võimendite endaergutusele ja teistele ebasoovitav nähtusele.

Selles mõttes sünfassete sildadega võimendi (vt joon. 3.6.6) ei anna mingeid eeliseid, kuna sümmeetrilises režiimis puudub vool läbi ballasttakisti ja sild kujutab endast tavalist reaktiivset transformatorit.

See omakorda tingib teiste lahenduste, teiste sildade kasutuselevõttu.

### 3.6.3 Kvadratuurne sild.

Kvadratuursel sillal on lisaks lahtisidestamisele veel üks oluline omadus. Nimelt - **nende sisend- ja väljundtakistused ei sõltu aktiivelementide parameetritest juhul, kui on tagatud aktiivelementide parameetrite võrdsus.**

Vaatleme, millistel tingimustel see on võimalik. Eelmises alapunktis toodud esimese võrrandsüsteemi esimesest võrrandist

$$I_1 = Y_{11}E_1 + Y_{21}U_2 + Y_{31}U_3;$$

järeldub, et sisendvool  $I_1$  ja seega ka hargmiku sisendtakistus ei sõltu pingest  $U_2$  ja  $U_3$ , seega ka koormustakistustest  $Z_{k2}$  ja  $Z_{k3}$ , kui  $Y_{21}U_2 + Y_{31}U_3 = 0$ .

Vaatleme siin varianti, kus võimsus peab jagunema võrdselt võrdsete koormuste vahel

( $Z_{k2} = Z_{k3} = Z_k$ ). Siis saame, et  $U_2 = -I_2 Z_k$  ja  $U_3 = -I_3 Z_k$ .

1. Arvestades lahtisidestuse varemalt, tavalise silla kohta näidatud tingimust  $Y_{32} = 0$ , saame ülalmainitud võrrandsüsteemist, et

$$I_2 = Y_{21}E_1 + Y_{22}U_2 + Y_{32}U_3 \quad \text{ja} \quad I_3 = Y_{31}E_1 + Y_{32}U_2 + Y_{33}U_3.$$

Saame siis juhul, kui

$$Y_{32} = 0: \rightarrow I_2 = Y_{21}E + Y_{22}U_2 \quad \text{ja} \quad I_3 = Y_{31}E + Y_{33}U_3.$$

Tuues siia sisse pingete avaldised  $U_2$  ja  $U_3$  avaldised  $U_2 = -I_2 Z_k$  ja  $U_3 = -I_3 Z_k$ , saame omakorda

$$I_2 = Y_{21}E / (1 + Y_{22}Z_k) \quad \text{ja} \quad I_3 = Y_{31}E / (1 + Y_{33}Z_k)$$

ning saadud tulemust rakendades ülaltoodud pingete  $U_2 = -I_2 Z_k$  ja  $U_3 = -I_3 Z_k$  avaldistes, saame

$$U_2 = -Y_{21}EZ_k / (1 + Y_{22}Z_k) \quad \text{ja} \quad U_3 = -Y_{31}EZ_k / (1 + Y_{33}Z_k).$$

Pannes saadud tulemuse ülaltoodud sisendvoolu sõltumatust koormustakistustest tagavasse avaldisse

eeldusel, et sisendvool  $I_1$  ja seega ka hargmiku sisendtakistus ei sõltu pingest  $U_2$  ja  $U_3$ , seega ka koormustakistustest  $Z_{k2}$  ja  $Z_{k3}$ , kui  $Y_{21}U_2 + Y_{31}U_3 = 0$

saame nõude  $Y_{21}U_2 + Y_{31}U_3 = 0$  ümber kirjutada kujule

$$-Y_{21}^2 EZ_k / (1 + Y_{22}Z_k) - Y_{31}^2 EZ_k / (1 + Y_{33}Z_k) = 0$$

ehk

$$Y_{21}^2 / (1 + Y_{22}Z_k) + Y_{31}^2 / (1 + Y_{33}Z_k) = 0.$$

Saadud nõue täidetakse juhul, kui

$$Y_{22} = Y_{33} \quad \text{ja} \quad Y_{21} = \pm j Y_{31}.$$

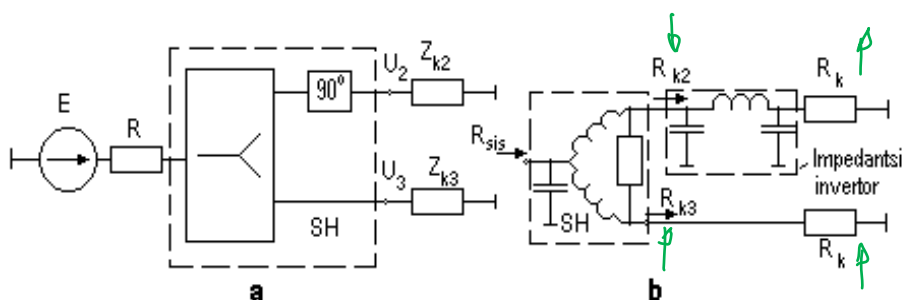
Teisiti väljendades, tuleb tagada **hargmiku väljundpingete võrdsus ja 90°-ne faasinihe** (pingete kvadratuursus). Sellisel juhul võimendi (silla):

sisendtakistus ei muutu koormustakistuste **ühesuguste** muutuste korral.

Handwritten notes on the left side of the page:

- A green arrow pointing downwards from the top left towards the equations.
- A bracket grouping the equations  $I_2 = \dots$  and  $I_3 = \dots$ .
- Handwritten labels  $I_2 =$  and  $I_3 =$  next to the bracket.

Handwritten note:  $Z_k$  kaudu:

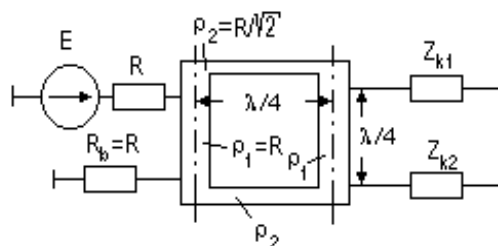


Joon. 3.6.7.

Kvadratuurse silla võib moodustada sünfasse silla baasil, varustades selle täiendava faasinihkeahelaga (joon. 3.6.7a), näiteks  $\pi$  või T kujuliste impedantsi-invertoriga (b), milline ei tohi transformeerida silla väljundjuhtivust  $Y_{22}$  ( $Y_{22}$  peab võrduma  $Y_{33}$ ).

Vaatleme kvadratuurse silla sisendtakistuste püsivusomadust koormuste ühesuguste muutuste korral joonise 3.6.7.b abil.

**Takistuste, näiteks  $R_k$  -de ühesuunaline muutus viib  $R_{k3}$  suurenemisele ja tänu 90-kraadilisele faasinihkele  $R_{k2}$  vähenemisele, mis ongi vajalik  $R_{sis}$  püsivana hoidmiseks.**



Muudame siin väljundite indekseid – väljundite asukoha järgi.

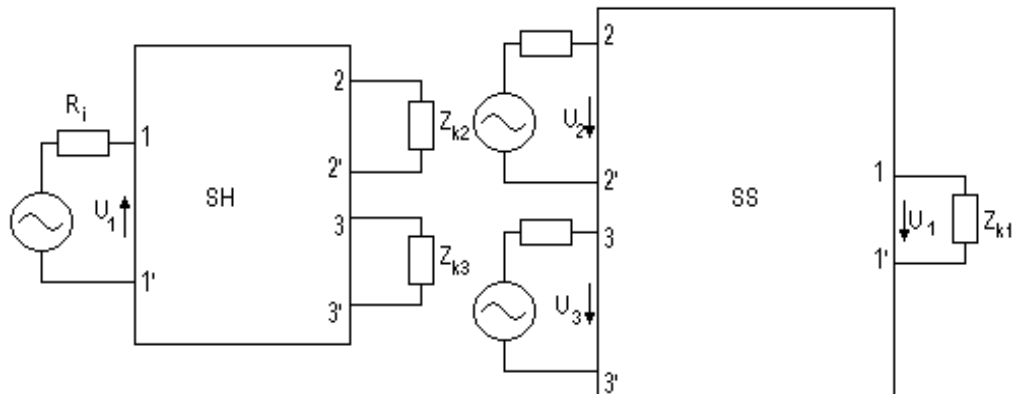
Joon. 3.6.8.

Teiseks kvadratuursilla variandiks on kvadratuursild mikroribaliinidel (joon. 3.6.8), kus:

- **väljundpingete 90° faasinihe** koormustel
- tagatakse sisendist kuni väljundini
  - **laineleviku 90°-se faasierinevusega (veerandlaine lõigu omadus).**

Kvadratuursete sildadega võimendi sisendtakistus on aktiivne ja ei sõltu AE parameetritest (nende identsuse korral), isegi kui nende sisendtakistuste aktiivosad on negatiivsed (potentsiaalsed ebapüsivad AE-d). Negatiivne sisendtakistus tekib tavaliselt ÜKS diapsoonis transistoride ÜB lülitustes. Sellistel juhtudel on kvadratuurse silla kasutamine eriti efektiivne, tagamaks võimendi stabiilsuse. Hargmiku parameetrid tuleks valida siis selliselt, et silla väljundtakistuste ja AE sisendtakistuse aktiivosa summa oleks positiivne. Kvadratuursete sildade kasutamine on otstarbekas ka seal, kus signaale ei summeerita (väikesevõimsuselistes võimendites). See vähendab astmetevahelist sidestust ja suurendab seega paljuastmelise võimendi stabiilsust.

### 3.6.4 Sildade põhiparameetrid. Kokkuvõte



Võtame veel silmade ette sildade joonised (3.6.2) järgi (joon.3.6.9).

Joon. 3.6.9.

**A. Sobitusnõue.** Kogutakistus lõikes 1 -1' ( $U_1 / I_1$ ) 2 -2' ja 3 -3'-le lülitatud sobitatud koormuste ( $Z_{k2} = Z_{k3} = R_i$ ) korral peab võrduma  $R_i$ - ga.

**B. Võimsuste vahekord** binaarhargmikus -  $P_g$  korral sisendis võimsused jagunevad koormustel  $P_g/2$  (kadude võrra vähem).

**C. Lahtisidestus** tähendab siis, et väljundid 2 -2' ja 3 -3' peavad olema sõltumatud nende koormustakistuste muutuste suhtes.

- Näiteks  $Z_{k2}$  muutuse korral  $P_{k3} Z_{k3} = R_i$  korral ei tohi muutuda, võrdues  $P_g/2$ .
- Lahtisidestuse määramiseks ühendatakse ühele sisendile (i-le) signaali allikas nimisenditakistusega  $R$  ja ülejäänud  $(N-1)$  sisenditele - takistused  $R$ .
- Lahtisidestuse suurus  $i$  ja  $j$  sisendite vahel avaldub

$$LS_{ij} = -10 \lg(P_j / P_i), \text{ kus}$$

$P_j$  -  $j$ -l sisendil (portidel) eralduv võimsus;

$P_i$  - võimsus, antav signaali allika poolt nimikoormusele.

- Ideaalne  $LS_{ij}$  on lõpmatu suur,
- realselt saavutatav lahtisidestus on üle 20...30 dB.

**D. Summeerimine.** Kui tingimused A...C on täidetud, siis silla summeerivas režiimis saame kahe koherentse generaatori korral võimsuste summa. Kogutakistused

$$Z_{\text{sis}2} = U_2 / I_2 = R_i \quad \text{ja} \quad Z_{\text{sis}3} = U_3 / I_3 = R_i,$$

sõltumata sellest, milline ahel on lõigetest 2 -2' ja 3 -3' vasemal. Teiste sõnadega - sisendid 2 ja 3 on summeerimisrežiimis lahtisidestatud.

**E. Peggeldustegur** iga silla sisendi kohta nendel sisenditel olevate sünfaassete, võrdsete amplituududega signaalide korral (balansi olukorras, kus puuduvad kaod ballastakistusel):

$$\Gamma = (Z_{\text{sis}} - R) / (Z_{\text{sis}} + R);$$

kus  $Z_{\text{sis}}$  sisendi takistus;

$R$  - nimitakistus e. optimaalne generaatori takistus, tavaliselt võrdub ahela lainetakistusega  $r_0$ .

Ideaalsel juhul  $\Gamma = 0$ , tavaliselt  $\Gamma = 0.05...0.1$ . määratakse  $|\Gamma|$  ja  $LS$  lubatud suurusetega sageduse muutudes.

### G. Kasutegur.

Vaatleme näitena summeerivat binaarset silda.

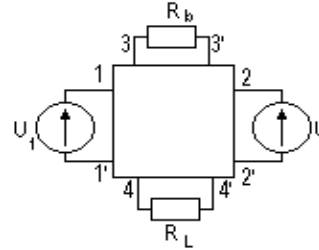
Kumbki generaator on koormatud  $Z_{\text{sis1}} = R$  ja  $Z_{\text{sis2}} = R$  -ga,

- nende poolt antavad võimsused  $P_{1(2)} = |U_{1(2)}|^2 / 2R$  (generaatori pingelangeb  $2R$  -le).
- Võimsus, mis eraldub koormusel ja ballastakistil, avaldub järgmiselt

$$P_{Rk(Rb)} = 0.5 \cdot (P_1 + P_2) \pm \sqrt{P_1 \cdot P_2} \cdot \cos \varphi$$

kus

$\varphi$  -generaatorite pingete faaside vahe



Siit tulenevalt saame silla kasuteguriks avaldise

$$KT = \eta = \frac{P_k}{P_k + P_b} = 0.5 + \frac{\sqrt{P_1 \cdot P_2} \cdot \cos \varphi}{P_1 + P_2}$$

Tulemusest võib näha, et sild ei ole eriti amplituudi- ega faasitundlik; nii näiteks faasitasakaalu, kuid pingete kahekordse erinevuse korral või pingete tasakaalu ja 40° faasierinevuse korral moodustavad kaod ballasttakistil 10% koguvõimsusest. Suurimad kaod tekivad ühe generaatori katkestamisel, kus siis  $KT=0.5$ .

**ÜKS diapsoonis** kirjeldatakse hulkporte hajumaatriksiga. Kuuspordi kohta saame

$$|S| = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{vmatrix}$$

Hajumaatriks seob pinget või voolu langeva ja peegelduva laine tegurid. Maatriksi koefitsientide füüsikalised omadused on järgmised:

- $S_{ii} = b_i / a_i$  - **peegeldustegur** sisendis  $i$  sobitatud koormuste korral teistes õlgades;
- $S_{ij} = b_i / a_j$  - **ülekanDETegur** sisendist  $j$  väljundisse  $i$  sobitatud koormuste korral teistes sisendites, kus

$$a_i = \frac{U_{il}}{\sqrt{r_{0i}}} \quad \text{ja} \quad b_i = \frac{U_{ip}}{\sqrt{r_{0i}}} \quad \text{kus omakorda}$$

- $r_0$  – lainetakistus (tihti tähistatakse kui  $\rho$ , W) on normeeritud langev- ja peegelduvlaine tegurid  $i$  - s õlas;
- $U_{il}$  ja  $U_{ip}$  - pinged langeval ja peegelduval lainel  $i$  - s õlas (lainetakistusega  $r_0$ ).

Hajumaatriksi tegurid antakse tavaliselt detsibellides:  $S_{ij} \text{ dB} = -20 \lg |S_{ij}|$ .

Kui jagaja on 3dB-ne (st võimsused jagatakse kaheks ning on koormustel võrdsed), siis

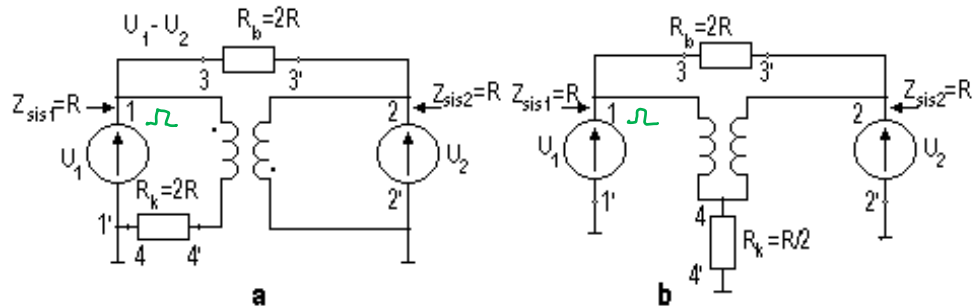
$$S_{21} = S_{31} = 1/1.41 \quad (1/\sqrt{2}).$$

Hulkpordis, kus on täidetud **sobitus- ja viikude lahtisidestustingimused**, on kehtiv

$$S_{11}=S_{22}=S_{33}=S_{23}=S_{32}=0; \quad S_{12}=S_{21} \quad \text{ja} \quad S_{13}=S_{31}.$$

### 3.6.5 Binaarsete sildade variandidid

Vaatleme siin lisaks ülaltooduile veel mõningaid sildade variante. Laiaribalistes sildades kasutatakse tavaliselt trafosi (ÜKS sagedustel liinilõik-trafosi). Vaatleme esialgu idealiseritult. Niisiis, peab sillas täituma nõue, et ühe generaatori voolud, voolates üle koormus- ja lahtisidestusahelate, peavad teise generaatori klemmidel vastastikku kompenseeruma, mitte tekitama seal pinget. Siis on generaatorid üksteisest lahtisidestatud. Laias ribas saab seda tagada faasi invertteeriva trafoga, mille ülekanne

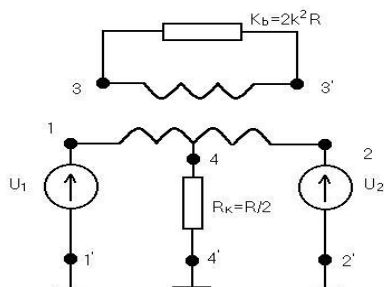


Joon. 3.6.10.

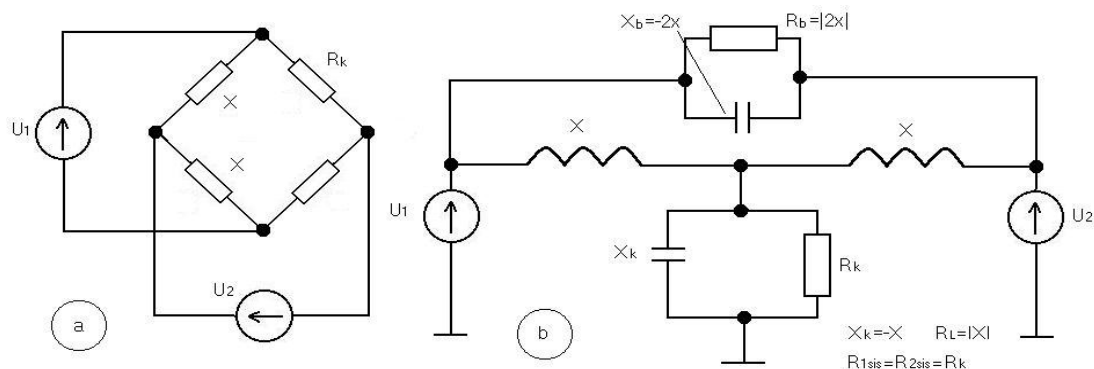
$K = 1 / -1$  (joon.3.6.10.a; siin on kasutatud 8-pordilist silla esitust). Selles skeemis saavutatakse silla

tasakaal, kui  $R_b = R_k = 2R$ . Nii suubub siin vool generaatorilt 1 pingega  $U_1$  teise sisendisse kaks ühesuguse amplituudiga voolu  $-R_b$  ja  $R_k$ , trafo kaudu. trafo tõttu on voolud vastasfaasis ja seepärast kompenseeruvad. Järelikult generaatorid  $U_1$  ja  $U_2$  töötavad sõltumatult üksteisest.

Toome teise näite faasiinvertteerival trafol (b). Selle skeemi kohta saab koostada erinevaid modifikatsioone, erinedes ballastakisti ühendamise - ja seega ka erinevate ballastakisti ülekandeteguritega (joon 3.6.11).



Joon. 3.6.11.



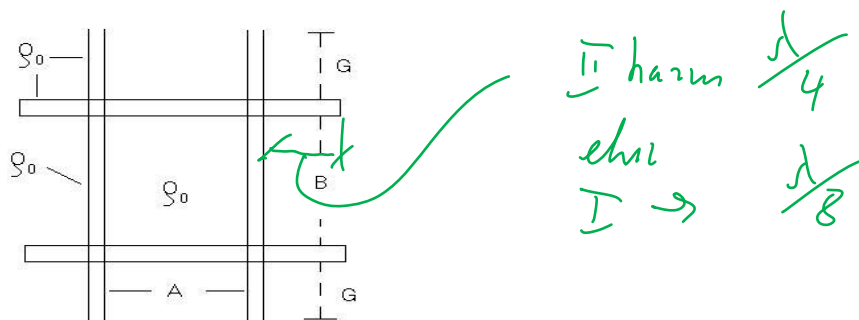
Joon. 3.6.12.(a,b)

Liitsa, trafota laiaribalise silla näide on toodud joonisel 3.6.12 a, paraku aga silla kompleksete sisendtakistuste tõttu on tõsiseid raskusi kogu süsteemi väljahäälestamisel.

Selektiivse silla näide aga joonisel 3.6.12.b. On tõepoolest ilmne, et joonisel toodud silla tasakaalutingimused on täidetavad vaid ühel signaalisagedusel - silla resonantssagedusel.

**ÜKS diapasoonis on kasutusel tavaliselt 3-dB hargmikud ja summaatorid.** Vaatleme siin mõningaid tüüpnäiteid (pidades ühtlasi silmas pööramisprintsipi hargmike ja summaatorite vahel):

**A. Kahesilmuselised suundhargmikud.** Need on kvadratuursed sillad (hargmikureziimis väljundpinged on kvadratuuris), ühe näite nendest tõime juba varem (vt. joon. 3.6.8). Siin vaatame järgmist, konkreetset näidet (joon. 3.6.13), realiseerituna mikroribaliinide baasil.



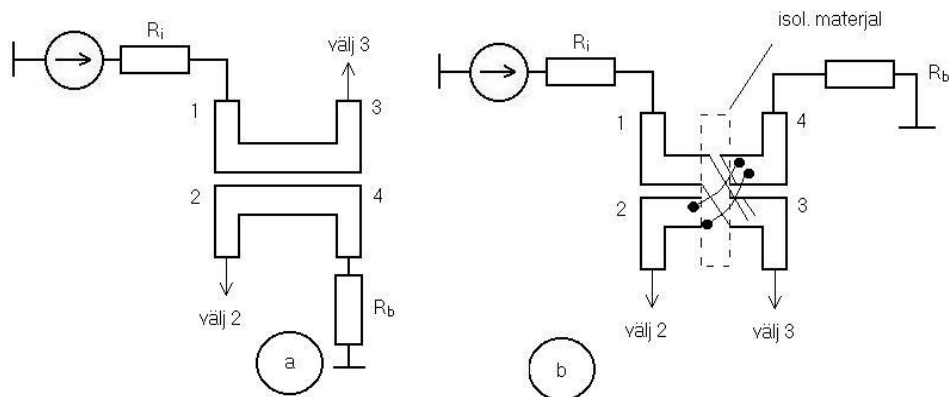
Joon. 3.6.13.

Selle lahtiste otste elektrilised pikkused valitud nii, et:

- need oleksid **teisele harmoonilisele veerandlaine pikkused**, saades seetõttu **teise harmoonilise mahasurumise**.
- Pikkused A ja G valitakse kaheksandik, B - neljandik põhilaine elektrilisest pikkusest.
- Hargmiku ribalaius ( $3 \pm 0.25$  dB) saadakse  $\leq 7\%$ , lahtisidustus  $\geq 20$  dB.

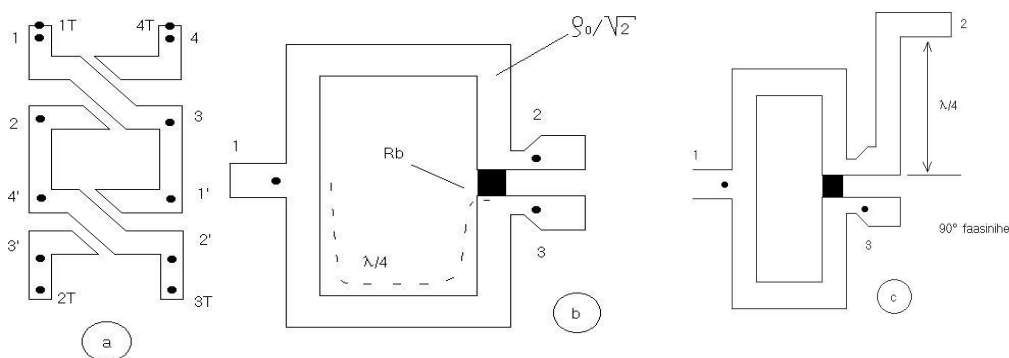


**B. Suundhargmikud jaotatud (elektromagnetilise) sidestusega.** Ka need sillad on kvadratuursed (joon. 3.6.14). Esimese variandi



Joonis 3.6.14

puuduseks on ebasobiv väljundklemmide asetus (diagonaalis, pilu suhtes erinevatel pooltel), mistõttu teine variant on rohkem levinud. Hargmikud on laiaribalised, kuid konstruktiivselt raskelt valmistatavad. Nii näiteks alusel, mille elektriline läbitavus on 9.6, tuleb õige sidestuse tagamiseks realiseerida mikroliniribad 10 mikroni kaugusel üksteisest. Seepärast kasutatakse tihti erivõtteid, suurendamaks ribadevahelist kaugust. Nii kasutatakse hargmike tandemlülitusi (joon. 3.6.15 a) või konstrueeritakse liinilõigud paralleelsete, üksteise vahele käivate ribadena.



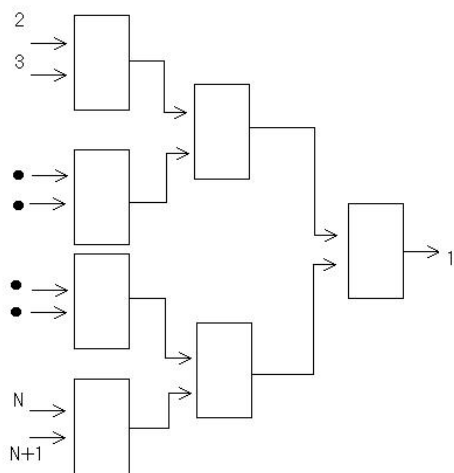
Joon. 3.6.15.

**C. Võimsuse rõngasjagurid.** Need on sünfaassed sillad (joon. 3.6.15.b), moodustatuna veerandlainepikkustest liinilõikudest. Teoreetiliselt peaks ballasttakisti olema siin punktikujuuline, mida püütakse tagada hargmiku omapärase kujuga. Ballasttakisti on siin kahekordse sisendi - väljundi takistusega. Rõngasjagurit saab muuta kvadratuurseks täiendava veerandlainepikkuse liinilõiguga (c).

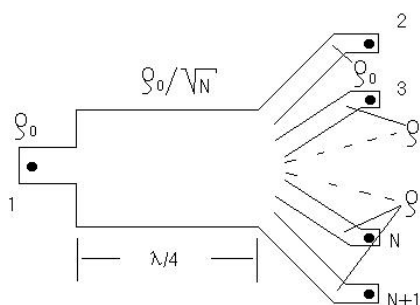
### 3.6.6 Mitmepooluselised sillad .

Kui on vaja ühendada (jagada) rohkem kui kahte signaali (kaheks signaaliks), siis võib koostada paljusisendiliseid sildu, samuti kasutada mitmeastmelisi summaatoreid (hargmike) (joon. 3.6.12). Vastuse sellele, millist varianti valida, annab variantide võrdlus kasuteguri järgi. Tavaliselt saadakse kõrgem kasutegur paljusisendiliste vähemaastmeliste sildade süsteemi korral võrrelduna paljuastmeliste binaarsete sildadega süsteemiga.

Joonisel 3.6.16 on toodud N-sisendiline struktuur binaarsete sildadega. Vaadeldes viimast summaatorireziimis, saame väljundvõimsuseks N kordse väljundvõimsuse. Kui juhtub avarii m generaatoriga, saame väljundvõimsuseks



Joon. 3.6.16.



Joon. 3.6.17.

$$P_{\text{välj}} = P_1(N - m)^2/N.$$

Avaldades sisseantava võimsuse  
saame leida silla kasuteguri avariilukorras

$$P_{\text{sis}} = P_1(N - m),$$

$$KT = P_{\text{välj}} / P_{\text{sis}} = 1 - m / N.$$

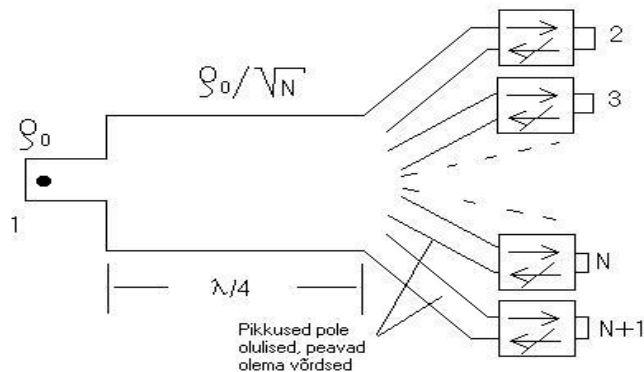
Saame leida ka ballasttakistitel eralduva koguvõimsuse  $P_{\text{bal}} = P_{\text{sis}} - P_{\text{välj}}$ .

Ühe generaatori avarii korral  $P_{\text{bal}} = (1 - 1/N)P_{\text{sis}}$ ,

sellest hajub lähimal ballasttakistil võimsus  $P_1/2$ , järgmisel  $P_1/4$  jne kuni väljundplokini, kus hajub võimsus  $P_{\text{Rb}} = P_1 / N$ .

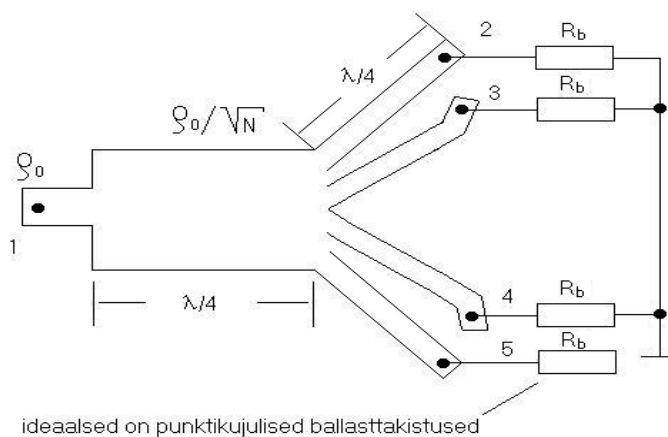
Joonisel 3.6.17 on toodud sild paljukiirelise tähe lülituses. Skeem ei taga väljundite (sisendite) täielikku lahtisidestust. Osutub et lahtisidestus sõltub kiirte arvust, suurenedes kiirte arvu kasvades. Lahtisidestus

$$S_{ij} \text{ dB} = -10 \lg [1 - 1/N^2] / [2N - 1]$$



Paremaks lahtisidestuseks rakendatakse paljukiirelist tähte ühesuunaliste ferriitventiilidega (joon. 3.6.18) või Wilkinsoni silda (joon. 3.6.19).

Joon. 3.6.18.



Joon. 3.6.19.

### 3.7 ÜKS diapasooni võimendid

Jätub tendents üha kõrgemate sagedusdiapsoonide (valgusdiapsoon kaasa arvatud) rakendamiseks infoedastuses. Peapõhjuseks on selles järjest kasvav vajadus infovahetuseks. Mida suurem on infovoog kanalis ja mida suurem on selle edastuse kiirus, seda laiem on kanali poolt hõivatav sagedusriba. Mida laiem on aga ülekantav sagedusriba, seda kõrgem peab olema töösagedus, mahutamaks vajaliku infokanali eetrisse, teistele olemasolevatele lisaks.

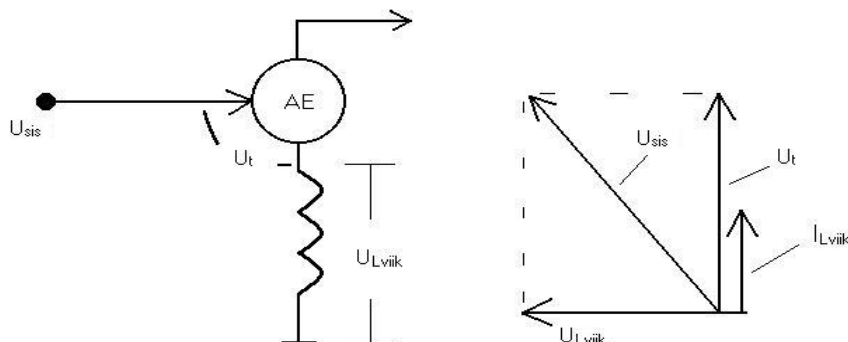
Eriti on levima hakanud ÜKS diapsoonis väikesevõimsuselised infoedastuskanalid, millest tingituna on kasvanud ka vajadus saatjate, vastuvõtjate (VASA) ja transiiverite järele. Klassikalistele aktiivelementidele ÜKS enda- ja välisergutusega generaatorites (elektronlambid, magnetronid, kulglaine lambid, klüstronid) lisaks on kasvanud pooljuhtidel realiseeritavate generaatorite osatähtsus selles diapsoonis.

Käesolevas peatükis käsitleme *aktiivelementide, sobitusahelate ja resonatorite iseärasusi ÜKS diapsoonis*, sellele diapsoonile vastavat skeemitehnikat ja parameetreid.

### 3.7.1 Aktiivelement ÜKS diapsoonis

Vaatleme siin tegureid, millised vähendavad aktiivelementide võimendust töösageduse kasvades:

**A. Viikude induktiivsus.** Vaatleme suvalise AE sisend-väljund ühisviigu induktiivsuse mõju tüürsignaali amplituudile (joon. 3.7.1). Eeldame, et vool läbi ühise elektroodi (emitteri, neelu,



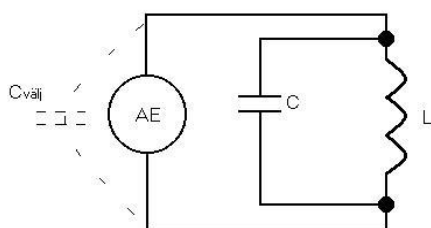
Joon. 3.7.1.

katoodi) on faasis AE tüürpingega  $U_t$ . Teatavasti induktiivsuses pinget ennetab voolu  $90^\circ$  võrra, seega saame pingete vektordiagrammi joonisel toodud kujul. Näeme, et AE tüürpinge tekitamiseks vajalik sisendpinge  $U_{sis}$  tuleb seda suurem, mida suurem on pingelang ühisviigul. Teiste sõnadega, mida kõrgem on töösagedus, seda suuremat sisendpinget vajab aste sama tüürpinge tekitamiseks AE juhtelektroodil.

**B. AE inertsaalsus** - ilmselt ei vaja täiendavaid kommentaare selgitamiseks, et AE inertsaalsus on määravamaid tegureid võimendusastmes. Inertsaalsus määratakse põhiliselt laengukandjate liikumisajaga tüüritavate elektroodide vahel. Kui see aeg saab võrreldavaks signaali perioodiga, toimub järsk võimendusteguri langus. Tõepoolest, kui näiteks elektronlambil katoodist emiteeruvatest elektronidest kõik ei jõua läbida võre sisendsignaali positiivse poolperioodi vältel, sunnitakse osa neist sisendsignaali polaarsuse vahetumise korral suubuma tagasi katoodile.

**C. Viikudevaheline mahtuvus.** Vaatleme üleminekut 10 m diapsoonist 10 cm diapsoonile. AE sisendmahtuvusest tingitud sisendvoolu mahtvuslik komponent suureneb seejuures 100 korda. Sellest voolust tingitud viigu (ja ühendussiini) kaovõimsus suureneb aga 100 ruudus (10000) korda.

**D. Koormuse probleem.** Klassikalise võnkeringi korral (joon. 3.7.2) näeme, et sageduse kasvades tuleb võnkeringi mahtuvust vähendada. Seda tuleb teha nii resonantssageduse tõstmiseks kui ka vajaliku resonantstakistuse säilitamiseks (vt valemit joonisel)



$$R_{oe} = Q_\rho = Q \frac{1}{\omega C}$$

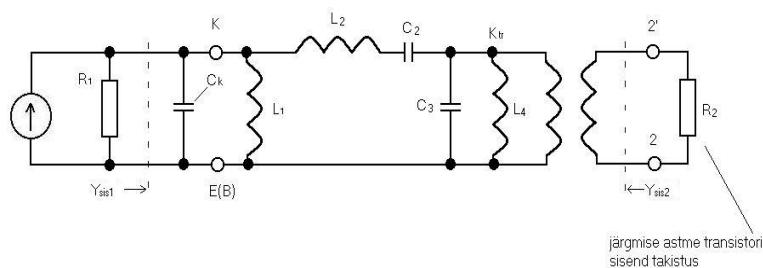
$$\omega \uparrow \text{ peab } C \downarrow, \quad \text{et } R_{oe} = \text{const}$$

Joon. 3.7.2.

### 3.7.2 Võtted AE efektiivsuse tõstmiseks

Viikude induktiivsuse vähendamiseks valmistatakse need plaatidena, rõngastena või varrastena. Nii näiteks on ÜKS diapasooni lampide viigud rõngakujulised, vastavad lambid kannavad sellest tulenevalt majaklampide nime.

Võitlemaks transistori elektrodidevaheliste mahtuvustega, induktiivsustega kasutatakse transistorisisesid korrektsioonahelaid, kasutades korpuseeta transistore on võimalik sarnaseid ahelaid monteerida vahetult elektrodidele. Nii näiteks saab kolmeosalise filtri-sobitusahela, mis koosneb kahest paralleelvõnkeringist ja ühest järjestikvõnkeringist, koostada joon. 3.7.3 järgi. Siin on toodud aseskeem transistori



Joon. 3.7.3.

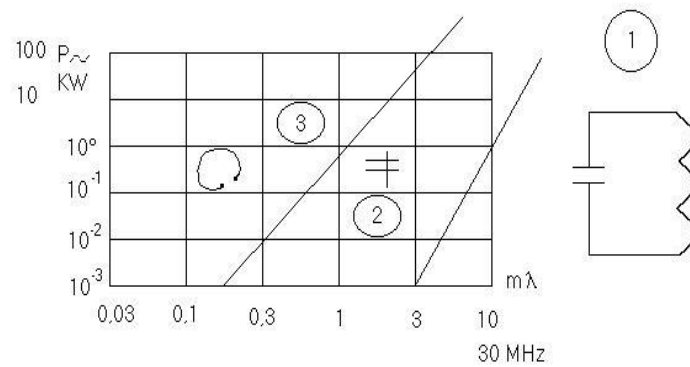
kollektormahtuvuse kompenseerimiseks siirdele pealepandava (või võimalikult lähedale ühendatava) induktiivsuse abil.

Elektronlambid varustatakse lambiga kokkuehitatud õösresonaatoriga, vaid väga väikese sageduse järgihäälestusvõimalusega – seega nad on ette nähtud tööks sisuliselt fikseeritud sagedusdiapasoonis.

Resonaatoriteks kasutatakse eranditult kas liinilõike või õösresonaatoreid.

### 3.7.3 ÜKS resonaatorid

Erinevatel sagedustel ja erinevatel võimsustel kasutatakse erinevaid resonaatoritüüpe. Joonisel 3.7.4 tuuakse ära

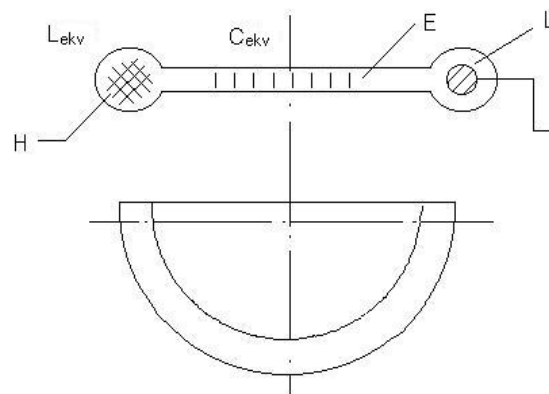


Joon. 3.7.4.

resonaatorite tüüpilised rakendusalaad. Sektsioonis 1 leiavad rakendust nn klassikalised, eraldi induktiivsusest ja kondensaatorist koosnevad võnkeringid. Sektsioonis 2 on levinud sümmeetrilised või ebasümmeetrilised liinilõigud. Viimased on erilise kasutuse leidnud mikroribaliinidena, millised konstrueeritakse vahetult montaažplaadil trükiskeemitehnika abil. Sektsioon 3 kuulub õõsresonaatoritele.

**Õõsresonaatorid** jagunevad **koaksiaalseteks, toroidaalseteks ja silindrilisteks**. **Koaksiaalsed** võivad töötada kas lühisrežiimis, tühijooksurežiimis või poollühisrežiimis, kus siis üks resonaatori ots on lühistatud, teine mitte.

**Toroidresonaatorites** (joon. 3.7.5) toimub tänu vastava



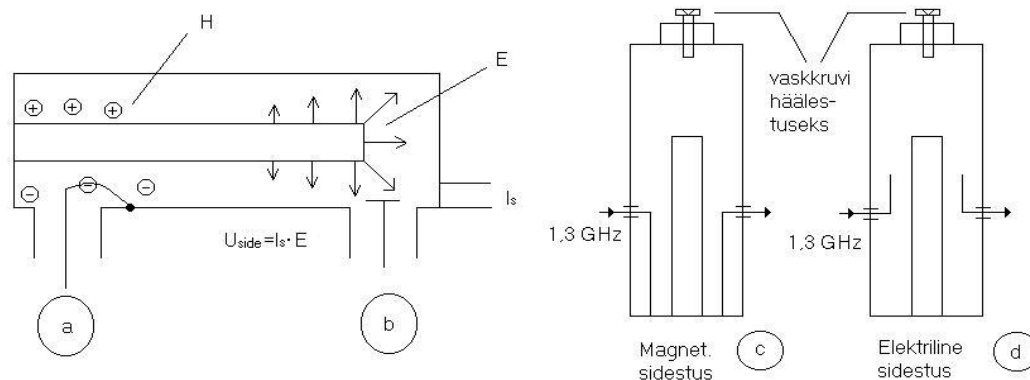
Joon. 3.7.5.

resonaatori kujule magnetvälja kontsentreerumine äärtes ja elektrivälja kontsentreerumine kondensaatori plaate meenutava suurepinnaliste keskosade vahel. Vastavaid resonaatori osi võib siis vaadelda ekvivalentsete induktiivsustena ja mahtuvustena. Samas võib sooritada ka resonaatori resonantssageduse järelhäälestust voolujuhtiva plaadikesega, mille asendi muutmise saab reguleerida plaadikesega sisseviidavat negatiivset induktiivsust (teatavasti plaadis indutseeritud voolud mõjuvad magnetvälja - seega ka induktiivsust - vähendavalt).

**Silindriline resonaator** - nagu nimigi juba ütleb - on silindrikujuline.

### 3.7.4 Sidestus

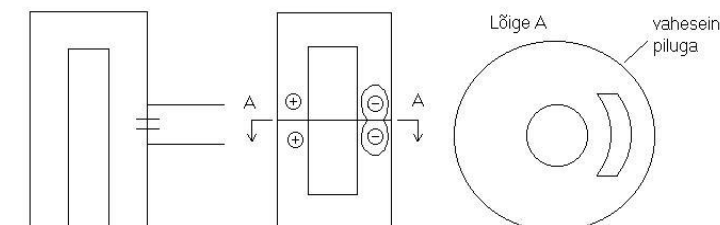
Vaatleme kõigepealt **magnetilise ja elektrilise** sidestuste näiteid (joon. 3.7.6). **Magnetiline** sidestus saadakse korpusega



Joon. 3.7.6.

(0 potentsiaaliga) ühendatud sidestusaasa abil, **elektriline** aga sondi abil kohtades, kus on kontsentreerunud vastavalt kas magnet- või elektriväli.

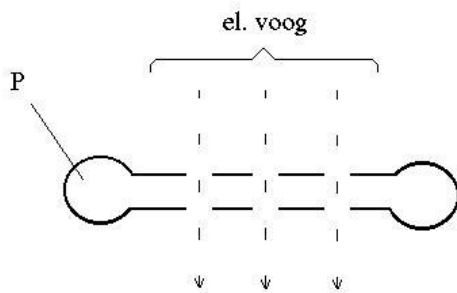
Järgmine näide (joonis 3.7.7) illustreerib sidestust



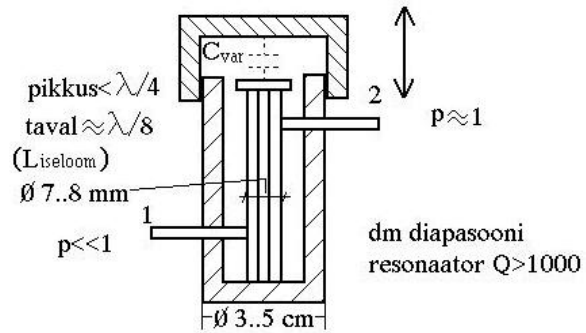
Joon. 3.7.7.

**elektrilise ja magnetilise difraktsiooni** kaudu. Toodud näidetes difundeerub elektriväli resonaatorist lainejuhti läbi vastava avause, magnetväli aga difundeerub ülemisest resonaatorist alumisse vastavakujulise pilu kaudu.

**Elektroonse sidestuse** võimalus on toodud joonisel 3.7.8. Siin juhitakse elektronide voog läbi toroidaalresonaatori, kusjuures võivad esineda järgmised piirjuhud: elektronid saavad täiendava kiirenduse - mis vastab olukorrale, kus elektronid saavad energiat juurde resonaatoris olevate võnkumiste arvelt. teine juhused oleks



Joon. 3.7.8.



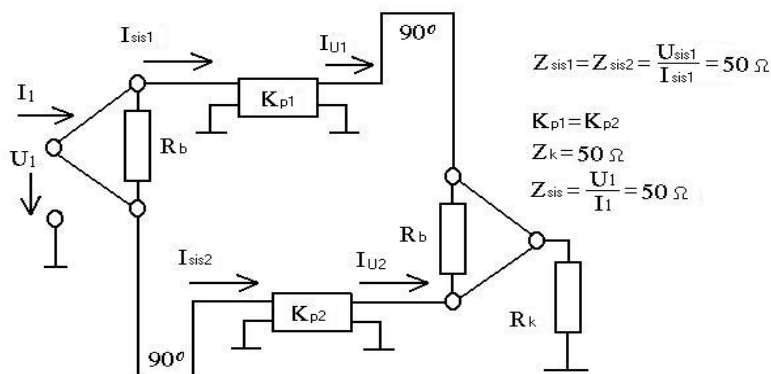
Joon. 3.7.9.

selline, kus elektronide kiirus aeglustub - seega annavad elektronid osa oma energiast ära võnkumiste tekitamiseks resonatoris. Sellist sidestusviisi kasutatakse teatud tüüpi elektronseadistes, näiteks kulglainelampides, klüstronides.

Viimane sidestusnäide puudutab **konduktiivset sidestust** (joon. 3.7.9). Seda võib ÜKS diapsoonis vaadelda kui autotransformatorse sidestuse erijuhtu, võttes resonatori sisemist osa kui induktiivsust (eeldusel, et selle pikkus on väiksem veerandlainelõigust). sidestus resonatoriga on seda nõrgem, mida lähedamal on sidestuspunkt maaihendusele.

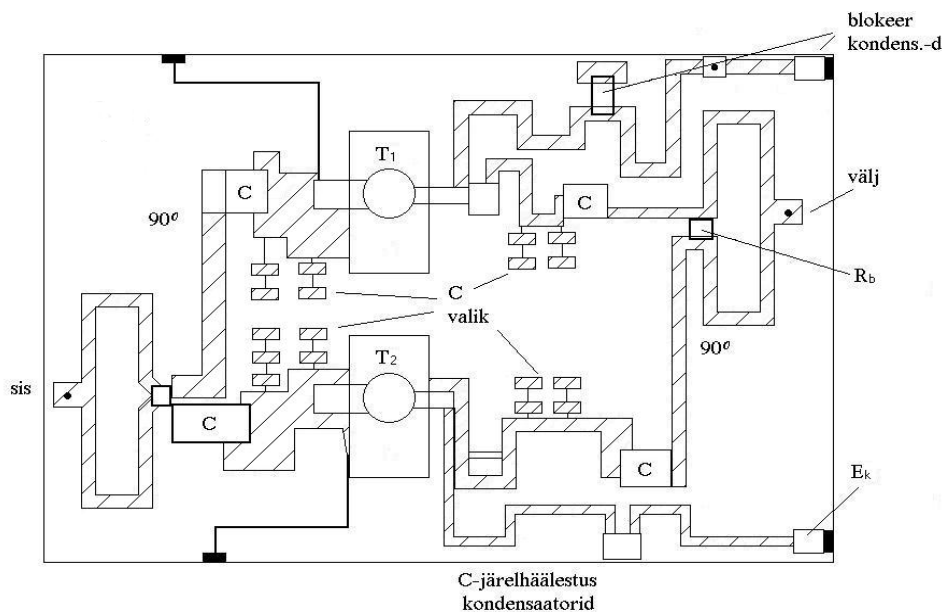
### 3.7.5 ÜKS võimendite näited

Toome siin mõnede konkreetsete võimendite näited, illustreerimaks ÜKS - diapasooni praktilise rakenduse eripärase. Vaatleme kõigepealt võimendit, kus kasutatakse väljundsignaali summeerimiseks kvadratuursildu (joon. 3.7.10). Esimeses sillas



Joon. 3.7.10.

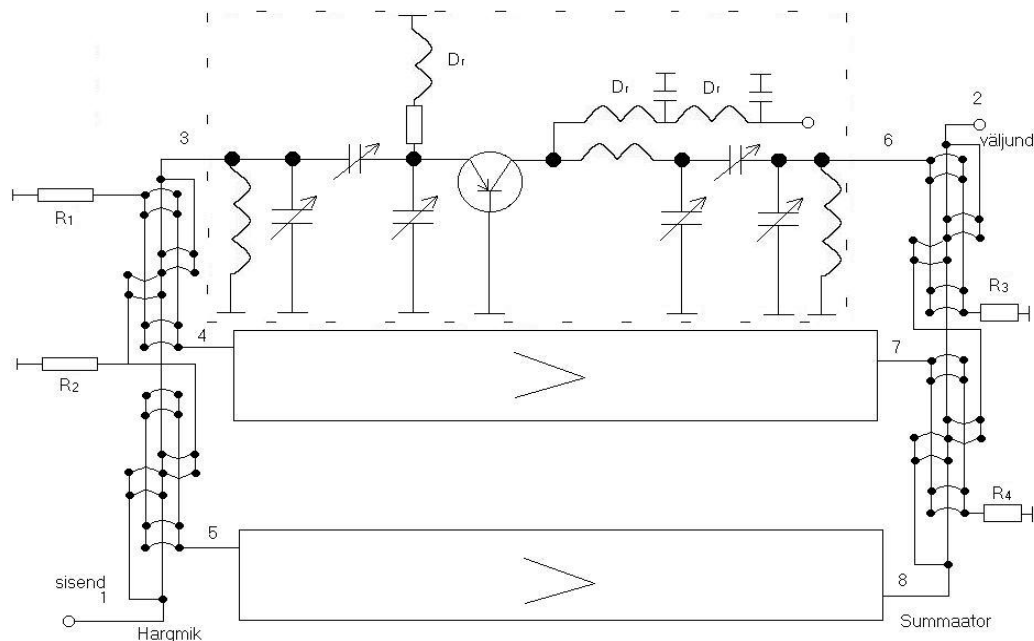




Joon. 3.7.11.

rõngashargmikus - toimub signaalide hargnemine, teises - summeerimine. Tänu kvadratuursele hargmikule muundatakse võimendite sisendtakistused (mille aktiivosad võivad näiteks transistoride ÜB lülituse korral olla negatiivsed) kogu võimendile sobivateks (tavaliselt 50- oomisteks) suurusteks. Võimendi montaažjoonis ÜKS dielektrikul on toodud joonisel 3.5.11. Joonisel on näha ka ÜKS tehnikale omane viis mahtuvuste, induktiivsuste järelhäälestuseks vastavate plaadikeste või ribade külge- ja lahtiühendamiseks. Võimendi on ettenähtud tööks 1.5...2 GHz sageduspiirkonnas, kaod sildades on väiksemad kui 0.2...0.3 dB. Sisend- ja väljundtakistused võrduvad 50 oomiga.

Teine näide illustreerib samuti võimendit võimsuste liitmisega, kus põhimõtteliselt võib liita suvalise arvu võimendite võimsusi (joon. 3.7.12). Sisendsignaal antakse siin viigule 1, väljundsignaal võetakse viigult 2.

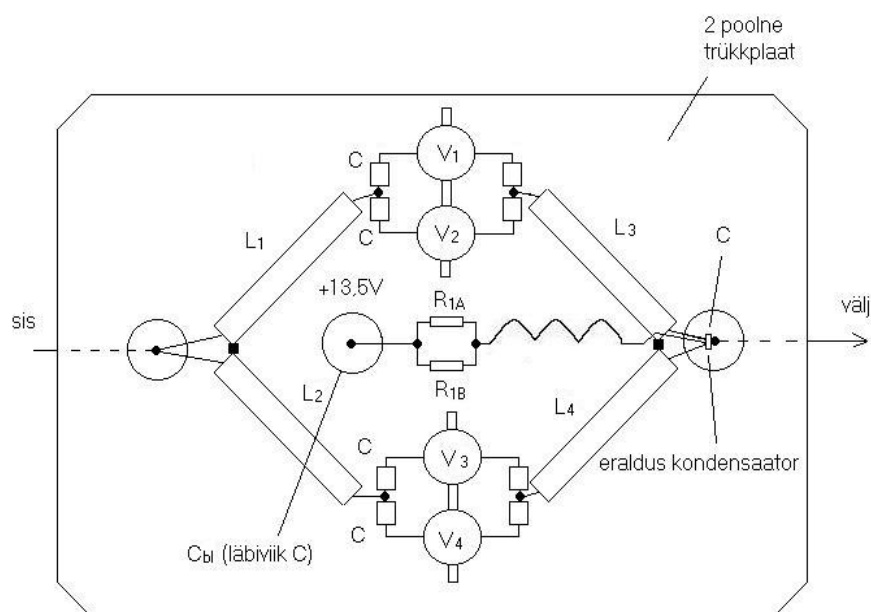


Joon. 3.7.12.

Siin on kasutusel paljupooluseline jaotatud sidestusega järjestiktüüpi hargmik/summaator. Selle eeliseks on suur laiaribalisus, puuduseks aga asjaolu, et silla kaod kasvavad liidetavate arvu  $N$  kasvades, mistõttu tavaliselt piirduakse 3...5 võimendiga. Sidestussügavus sõltub summaatori järjekorranumbri  $n$  (asukohast), olles arvutatav valemiga  $K = 1 / (N-n+1)$ .

Viimaseks skeeminäiteks on toodud ÜKS võimendi mikroskeemidel ja sellele vastav montaažjoonis (joon. 3.7.13).

Siin kasutatakse 3-GHz -d Avanteki mikroskeemseid võimendeid  $V_i$  (monolithic microwave IC - MMIC) MSA-0404, mikroskeemeid kondensaatoreid mahtuvustega 100...200 pF ning Wilkinsoni hargmikke koaksiaal - veerandlainelõikudel. Mikroskeemide paralleelühendusel saadakse iga sisendi ja väljundi takistusteks 25 oomi, mis transformeeritakse 50 oomiste koaksiaalõikudega üles 100 oomisteks takistusteks. Omakorda võimendi sisendis ja väljundis olev paralleelühendus annab siseni ja väljundi takistuseks 50 oomi. Töösagedus on 1.3 GHz, võimendustegur on 5.5...6 dB, väljundvõimsus on 80 mW (+19 dBm).



Joon. 3.7.13

## 3.8 Võimsusvõimendite lineariseerimine

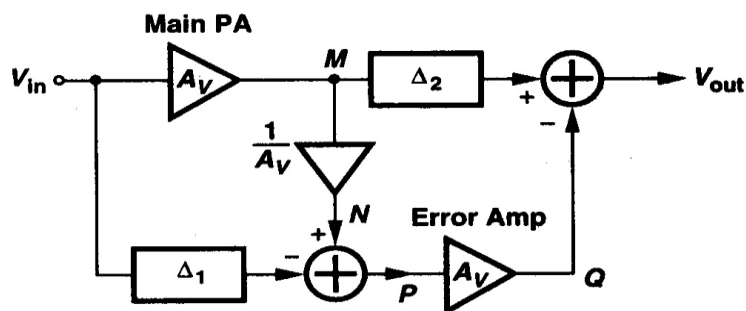
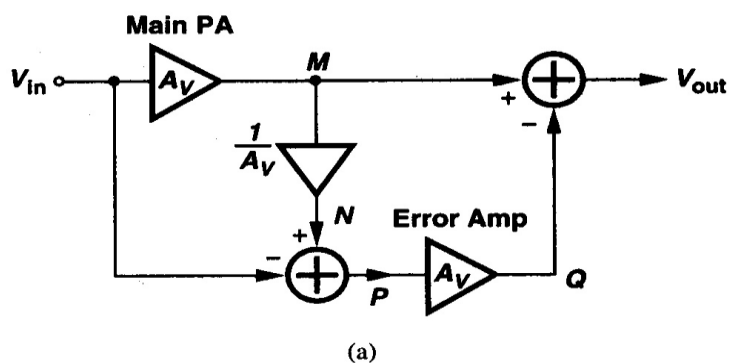
### 3.8.1 Lineariseerimise vajadusest

Tänapäevased lairibamodulatsioonid (näiteks QPSK), on eriti tundlikud võimendite mittelinearMoonutuste suhtes – kuna paljude saatja väljundsignaalide sageduste või paljude väljundis olevate kandesignaalide olemasolu mittelineaarses võimendis põhjustab arvukate kombinatsioonisageduste teket, moonutades niiviisi ülekantavat signaali.

Varasemast selgus, et suurima linearsusega A klassi töörežiim andis lõppastme kasuteguriks 30...40%, suuremate kasutegurite saavutamiseks tuli valida mittelineaarne töörežiim. Viimasel juhul tuleb aga linearsuse tagamiseks kasutada erilisi lineariseerimisvõtteid. Järgnevalt vaatleme neist mõningaid.

### 3.8.2 Signaali edasisidestuse meetod (Feedforward).

See oleks vastupidine mõiste signaali tagasisidestusele. Tööpõhimõte selgub järgneval joonisel 3.8.1.a.



Joonis 3.8.1.

Põhivõimendi pingevõimendusteguriga  $A_V$  väljundsignaal antakse mahajagatuna  $A_V$ -ga summaatorisse. Sellega tekitatakse summaatori sisendis sisendsignaali  $V_{in}$  amplituudiga, kuid moonutustega signaal – mis on aga sisendsignaaliga vastasfaasis. Summaatoris võetakse nende kahe signaali algebraline summa (siin siis aritmeetiline vahe) - ja nii saadakse summaatori väljundis veasignaal (ehk siis signaali moonutused) – mida võimendatakse omakorda  $A_V$  kordselt. Liites omavahel moonutatud signaali ja vastasmärgiga moonutuse teises summaatoris – saamegi moonutamata signaali.

Reaalsetes võimendites, kõrgematel sagedustel tekkivad aga võimendites faasinihked, mida kompenseeritakse viiteliinidega. Nii (vt joonis b)  $\Delta_1$  kompenseerib põhivõimendi faasinihke ja  $\Delta_2$  teeb seda veavõimendi kohta.

Edasisidestatud lahenduste eeliseks tagasisidestatutest on asjaolu, et ei teki täiendavaid ohtusi võimendite stabiilsuse kaotamiseks (endaergutuseks). Teatavasti tagasisidestusel on oht, et tagasisidestusel kaob stabiilsuseks vajalik faasivaru, tagasiside muutub seetõttu positiivseks – mis on üheks võnkumahakkamise eeltingimuseks. Samas aga on siin omad probleemid – tuleb arvestada võimsuskadusi viiteliinides, ikkagi erinevusi faasikarakteristikutes.

Võib hinnata moonutuste vähenemise efektiivsust  $E$  alljärgneva seosega:

$$E = \sqrt{1 - 2\left(1 + \frac{\Delta A}{A}\right) \cos \Delta\phi + \left(1 + \frac{\Delta A}{A}\right)^2},$$

mis annab faaside lahkühälestusel  $\Delta\phi = 5^\circ$  ja pingeamplituudide erinevuste  $\frac{\Delta A}{A} = 5\%$  parameetriks  $E = 0,102$  - mis tähendab siis intermodulatsiooni tulemi (produkti) vähenemist ca 20 dB.

### 3.8.3 Tagasisidestuse kasutamine

Põhiprobleemiks RF võimsusvõimendite tagasisidestusel on see, et suurte **sügavalt mittelineaarsed võimendid** vajavad piisavaks lineariseerimiseks ka **sügavat tagasisidet**. Võimendid sisaldavad aga reegline mitmeid resonatoreid, muid reaktiivsusi, ka võimenduselement omab inertsiaalsust, millised kõik tingivad täiendavaid, sagedusest sõltuvaid **faasinihkeid**. Sellises olukorras on kõrgsageduslikes võimendites raske **tagada stabiilsust**.

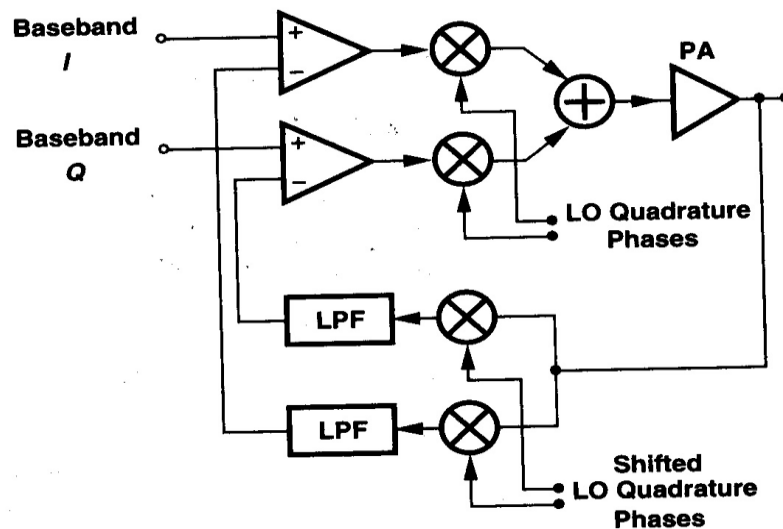
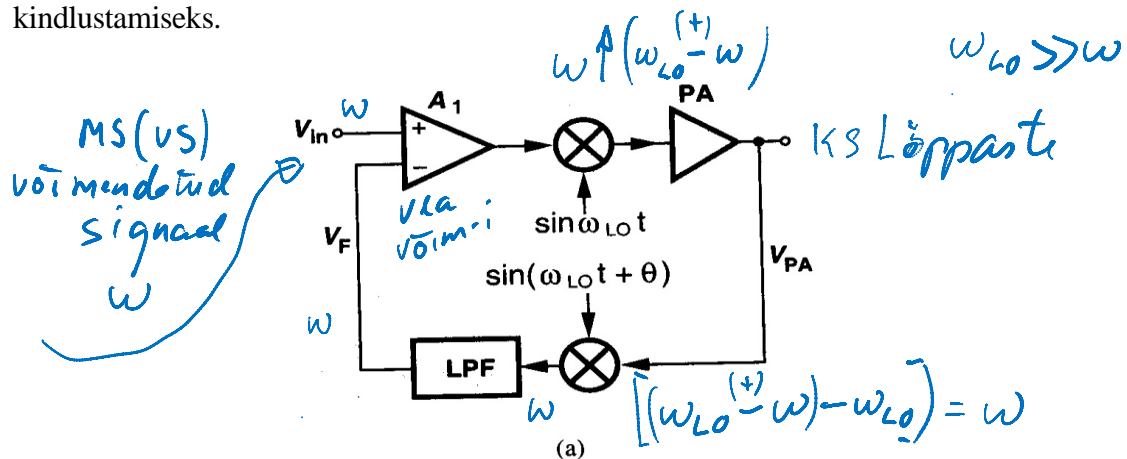
Küll aga kui:

- viia **põhivõimendus madalamale sagedusele**,
- seal viia sisse tagasiside, kus siis enamuse ringahela võimendusest saadakse madalal sagedusel
- on stabiilsus kergemini saavutatav.

Raadiosaatjates on see küllaltki reaalne, sest kõrgematel sagedustel formeeritakse tavaliselt signaali lõppkuju, mis saadakse vahesageduse või siis ülekantava signaali ülestrahmeerimisel. Niisiis, kui saatja väljundsignaal on konverteeritud alla, saaks negatiivse tagasiside ahelas seda võrrelda lähtemadalsagedusliku signaaliga (joonis 3.8.2a):

Sageduse transleerimine veavõimendi  $A_1$  ja lõppvõimendi PA vahel on siin tehtud kahe mikseri abil. See tähendab, et tekkinud ringahel püüab teha:

- pinge  $V_{pa}$  -st kui sisendpinge  $V_{in}$  kaja (kordust) -
- kuid teeb seda erinevatel kandevsagedustel, transformeerides ülemises segustis sageduse üles, alumises alla. LPF tähistab madalpääsfiltrit.
- Kuna kogu faasinihe mikserites ja kõrgsagedus-lõppvõimendis PA tavaliselt ületab  $180^\circ$ , siis see faasi ülejääk,  $\Theta$ , lisatakse ühte LO tugisignaali stabiilsuse kindlustamiseks.

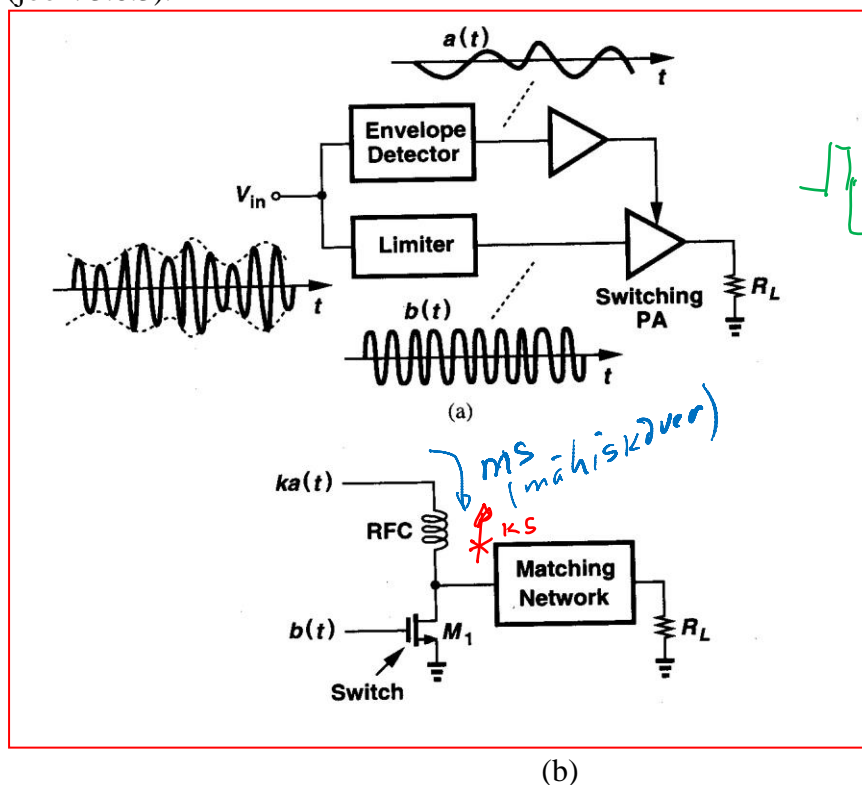


Joonis 3.8.2

Kui kasutakse lähtesignaalidena kvadratuurseid signaale, siis ka tugisignaalid peavad olema kvadratuuris (joonis b, nn. Cartesia tagasiside).

### 3.8.4 Mähiskõvera kaudu sidestus

Teatavasti iga kitsaribaline signaal on kujuteldav oma mooduli (mähiskõvera) ja faasi kaudu:  $v(t) = a(t) \cos[\omega t + \phi(t)]$  s.o. mähiskõvera (hetkamplituudi)  $a(t)$  ja faasi  $\phi(t)$  kaudu. Idee seisneb signaali lahtimõtestamises (eraldamises) nendeks kaheks komponendiks ja hilisemas uuesti kokkupanekus. Allpool on toodud üks selline lahendus, mida kutsutakse mähiskõvera elimineerimiseks ja taastamiseks (joon. 3.8.3).



(b)

Joonis 3.8.3

Sisendsignaali antakse üheaegselt mähiskõvera detektorisse ning signaali piirajasse, saades niiviisi eraldi mähiskõvera  $a(t)$  ja muutumatu amplituudiga  $b_0$  faasmoduleeritud komponendi  $b(t) = b_0 \cos[\omega t + \phi(t)]$ . Need signaalid võimendatakse ja töödeldakse vastavalt ülaltoodud väljundastme skeemile (b). Lõppastmena võtmerežiimis töötav võimendi:

- annaks tavarežiimis tänu võtmerežiimile püsiamplituudiga väljundsignaali (0 pinget või siis toitepinge suurusega võrdset 1-le vastavat signaali);
- siin aga toitepinge muutub mähiskõvera rütmis – tänu voolule läbi drosseli, mis muutub amplituudi  $a(t)$  rütmis, taastatakse võimendi väljundis esialgne, muutuva amplituudiga sisendsignaali.
- väljundsignaaliks on siis nüüd võimendatud sisendsignaali, mis järgib sisendsignaali kuju, hoolimata mittelineaarsest (võtmerežiimis töötavast võimendist).
- Tänu võtmerežiimile on tagatud astme kõrge kasutegur, tänu mähiskõvera esialgsele eraldamisele on moonutused väikesed.

### 3.8.5 Lineaarne võimendi mittelineaarsete komponentidega (LINC)

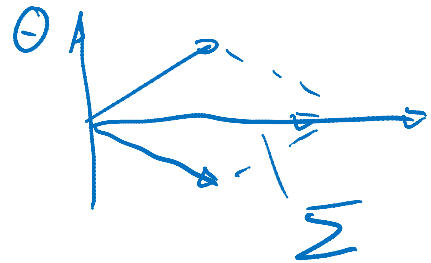
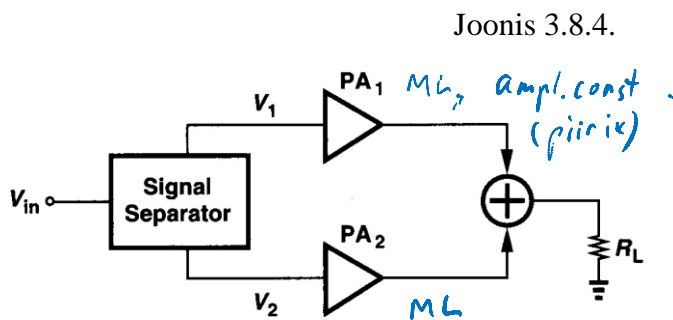
Kujutame siin signaali  $v_{in}(t) = a(t) \cos[\omega t + \phi(t)]$  kahe konstantse amplituudiga faasmoduleeritud signaali summana:

$$v_1(t) = 0,5V_0 \sin[\omega t + \phi(t) + \theta(t)] \text{ ja } v_2(t) = 0,5V_0 \sin[\omega t + \phi(t) - \theta(t)],$$

kus siis  $\theta(t) = \sin^{-1}[a(t)/V_0]$ .

Seega (joon.3.8.4), kui:

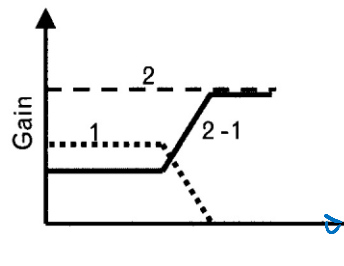
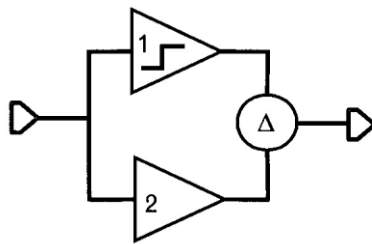
- signaalid  $v_1$  ja  $v_2$  lähtuvad sisendsignaalist;
- Tulemid liidetakse pärast nende võimendamist mittelineaarsetes astmetes;
- siis nende liitmisel saadud signaal sisaldab sama (moonutamata) mähiskõverat ja faasi nagu algne sisendsignaal.



Põhiliseks probleemiks aga siintoodud lahenduse juures on lineaarse faasmodulatsiooni tagamine.

### 3.8.6 Eelmoonutuste kasutamine.

Eelmoonutuste kasutamise põhimõte on lihtne – teades võimendi moonutusi, tuleb signaali moonutada vastupidise seaduspärasustega (see kehtib nii amplituudi kui ka faasimoonutuste kohta). Allpool (joon. 3.8.5) on toodud näide eelmoonutuste sisseviimiseks:



Graafiku X teljel on sisendsignaali amplituud.

Joonis 3.8.5.

→ sdesi vastupidi  
2-1-ks  
⇒ kompenseerub.

Sest tavaliselt:  $U_m \uparrow \Rightarrow M \downarrow$

Signaal jagatakse kaheks haruks:

- lineaarseks 2
- mittelineaarseks 1.
- Võttes nende kahe signaali vahe – saame resulteeruva amplituudkarakteristiku  $U_{in} \rightarrow U_m \uparrow$  2-1.
- Kui nüüd järgnev võimsusvõimendi mittelineaarsus ilmneb signaali suuremate amplituudide korral (võimendus väheneb signaali kasvades) – saame mõlemite karakteristikute ülekandeid arvestades tagada kokkuvõttes suuremat linearsust suuremas dünaamilises diapsoonis.
- Kuigi ülaltoodud näidet vaadeldi amplituudkarakteristiku lineariseerimise vaatevinklist, kaasneb sellega ka tavaliselt ka faasikarakteristikute lineariseerimine.  $U_{sis}$