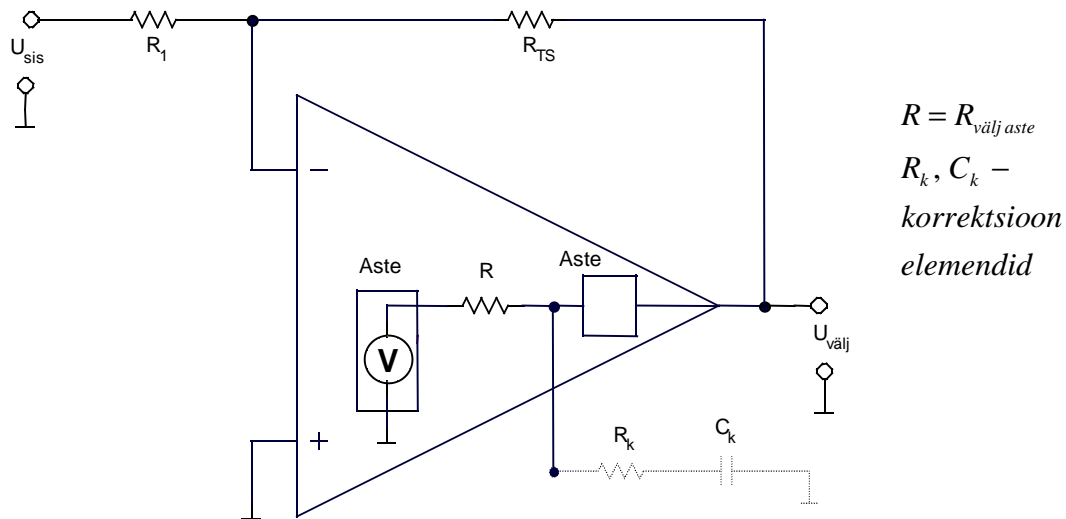


Joon. 4.3.39

saadakse viimaste liitmisel. ülekande faasikarakteristikul vastab igale murdesagedusele 45 kraadine faasinihe  $[\beta = -\arctg(f/f_{murde})]$ . Tagasisidestuse korral, nagu varemalt vaadeldud, saame joonisel punktiiris toodud sageduskarakteristiku.

Võnkumiste tekkimiseks on niisiis vaja täita kahte tingimust - amplituudi ja faasitingimust. Kaheastmelises võimendis saavutatav faasinihe määratakse seosega  $\beta = -\arctg(f/f_{1murde}) - \arctg(f/f_{2murde})$ , küündides kolmandal murdesagedusel 180 kraadini. Seega inverteeritud sisendisse tagasiside korral on kogu faasinihe 360 kraadi ja võimendusel üle ühe kaotab võimendi stabiilsuse. Seega on kaheastmelise võimendi 12 dB sageduskarakteristiku langusega oktaavi kohta (selle sageduse ülemisel piiril) nn nõrgalt stabiilne; piisab juhuslikust väikesest faasinihkest - näiteks faasinihkest tagasisideahelas selleks, et võimendi hakkaks võnkuma. Varemalt oli juttu faasivarust stabiilsuse tagamiseks. Faasivaru  $\alpha_{varu} = 180 - \beta$ , olles üheastmelisel võimendi murdesagedusel 45 kraadi.

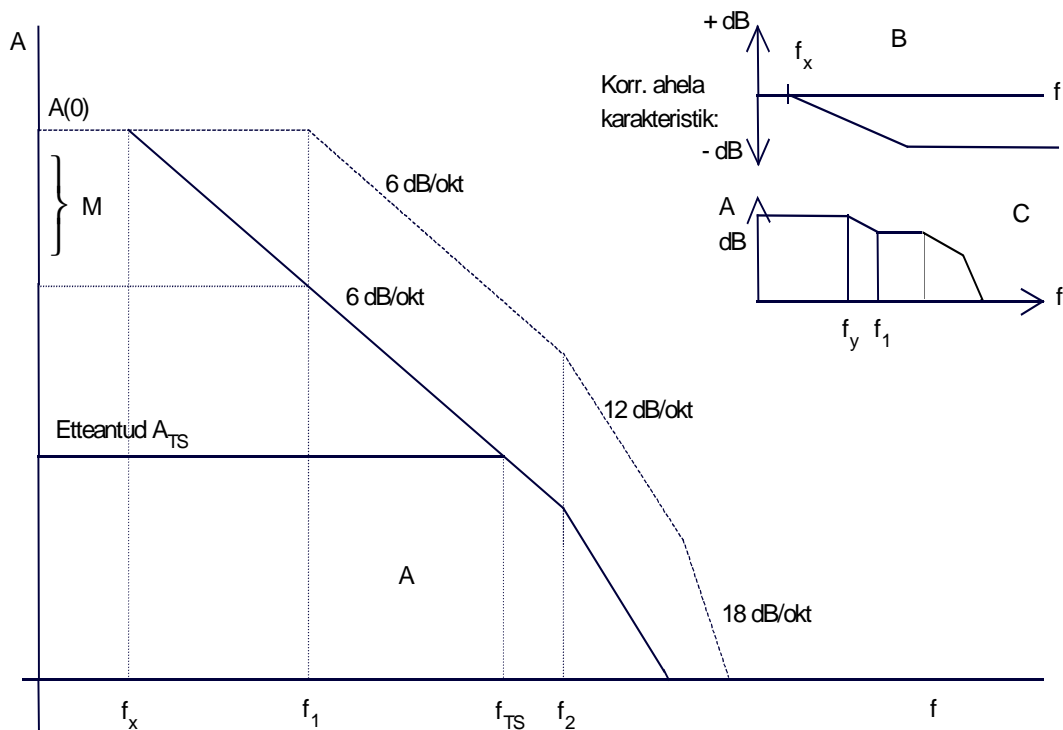
Sageduskorreksiooni vajadus puudub osadel OV-1, kuna neil on olemas sisemine korrektsioon, mis tagab, nagu varemalt vaadeldud, lõikeageduseni mitte rohkema kui 6dB sageduskarakteristiku languse. Mittekorregeeritud mitmeastmelistes võimendites lülitatakse lihtsamates korrektsioonivariantidel RC korrektsioonahel väljundisse ühele võimendusastmetest (joon. 4.3.40). Tavaliselt on



Joon. 4.3.40

vastavad viigud passides tähistatud kui 'kalle', 'faas' või 'sageduskorrektsioon'. Tavaliselt antakse passides ka RC elementide väärtused. Sisuliselt tähendab korrigeerimine ikkagi seda, et püütakse pealelülitatava RC ahelaga tagada tagasisidestatud võimendi 6 dB sagedusarakteristiku langus sinnamaani, kus ta lõikub tagasisidestamata võimendi sagedusarakteristikuga. See garanteerib 180 kraadist väiksema faasinihke ja stabiilsuse (joon. 4.3.41).

Vaatleme lähemalt korrektsioonahela tööd. Olgu korrektsioonahela lõikesagedus (antud juhul siis sagedus, millest alates võimendi võimendus hakkab langema)  $f_x$ . Sellest madalamatel sagedustel on korrigeeritud ja korrigeerimata võimendi võimendus ühesagune, kuna  $C_k$  reaktiivtakistus on nendel sagedustel väga suur. Alates sagedusest  $f_x$  hakkab mõjuma  $C_k$  reaktiivtakistus, sellega kaasneb korrigeeritud võimendi sagedusarakteristiku 6 dB langus.



Joon.4.3.41

Kuna sagedusel  $f_1$  hakkab langema (6dB/okt) ka mittekorregeeritud võimendi ülekanne, tuleb korrektsiooniahelast tingitud võimenduse langus peatada. Kui seda mitte teha, langeb sagedustel üle  $f_1$  korregeeritud võimendi ülekanne juba 12 dB/okt, olles kahe languse -korregeerimata võimendi ja korrektsioonahela languste summa. Selle vältimiseks anname ette sageduse, mille juures  $C_k$  reaktiivtakistus muutub palju väiksemaks kui  $R_k$  takistus. Teiste sõnadega, anname ette sageduse  $f_y$ , alates millest korrektsioonahelast tingitud võimendi ülekanne langus lakkab, sagedusvahemikus  $f_1...f_2$  jääb vaid langus tingituna võimendist enesest. Sagedusel  $f_1$  on korregeeritud võimendi ülekanne palju väiksem, kui korregeerimata olukorras; seega sagedusel  $f_2$  on tagasisidestamata võimendi võimendus väiksem kui tagasisidega valitud võimendustegur enne  $f_{TS}$ .

Seega siis on sageduskorrektsiooniks vaja vähendada võimendi pääsuriba. Korregeeritud võimendi ribalaius määratakse valemiga

$$f_{korrTS} = f_x (1 + AK_{TS})^{16}$$

<sup>16</sup>Kirjanduses on levinud ka tagasiside sügavuse tähis  $\beta$ .

Seosed  $R_k$  ja  $C_k$  leidmiseks tuletame murdesageduste valemist:

$$f_x = 1/2\pi C_k (R + R_k) \text{ ja } f_y = 1/2\pi R_k C_k .$$

Kui takistus  $R = R_{\text{välj}}$  (väljundtakistus astmel, mille väljundisse lülitatakse korrigeeriv lüli) pole teada, tuleb see arvutada.

Niisiis, selleks, et leida sageduskarakteristikul sagedust  $f_x$ , tuleb esiteks sellel konstrueerida vertikaaljoon sagedusel  $f_2$ . Teiseks tuleb joonistada sageduskarakteristikule soovitud võimendusele vastav horisontaaljoon. Kolmanda sammuna konstrueerime kahe ülalmärgitud sirge lõikepunktist 6dB/okt langusega joone, mille lõikepunkt tagasisidestamata võimendi võimendusteguri nivooga  $A$  annab murdesageduse  $f_x$  (joon. 4.2.16). Sageduseks  $f_y$  võetakse sagedus  $f_1$ . Võttes selle väiksemaks kui  $f_1$ , saame ülekandekarakteristikul osa, kus võimendus ei lange sageduse kasvades (vt joon. 4.3.41). See võib põhjustada signaali väljaviskeid võimendi siirdeprotsessis, seda püütakse vältida. Kuid kui ei ole täpselt sagedus  $f_1$  teada, on parem valida enne  $f_y$  veidi väiksem sellest kui kõrgem. Viimasel juhul ilmneb oht võimendi endaergutuseks.

Sujuvaks 6 dB languse saamiseks sagedusest  $f_1$  üleminekul tuleb õieti ette anda suhe  $R_k/R$ . See suhe peab tagama korrigeerimisvahela mõju nõrgenemise vastavalt seal ilmnevale võimendi võimendusteguri langusele sageduse  $f_1$  piirkonnas. Tähistame vastava nõrgenemise  $M$ -ga (vt joon. 4.3.41). Selle arvutamiseks kasutatakse valemist

$$M(dB) = -20\lg\left[\frac{R + R_k}{R_k}\right], \text{ kust } R_k = R/\left[\text{antilg}(M/20)\right] - 1 .^{17}$$

Pärast  $R_k$  leidmist arvutame sageduse  $f_y$ , mis peab võrduma  $f_1$ -ga:

$$f_y = 1/2\pi R_k C_k . \text{ Kondensaator } C_k = 1/2\pi R_k f_y .$$

Arvutusnäide. Olgu OV sageduskarakteristik vastav joonisel 4.2.16 tooduga.  $A = 60 \text{ dB}$ ,  $f_1 = 12 \text{ kHz}$ ,  $f_2 = 100 \text{ kHz}$ ,  $R_{\text{välj.korr.aste}} = 4 \text{ kiloomi}$ , nõutav võimendus  $A_{TS} = 23 \text{ dB}$ . Leida korrigeerimisvahela väärtused.

Lahendus: leiame kõigepealt  $f_x$ -i. Selleks toimime ülaltoodud juhenduste järgi (vt veelkord joon. 4.2.16). Saame sageduse  $f_x = 1,2 \text{ kHz}$ . Järgmiseks avaldame nõutava nõrgendusteguri  $M$ :

A. Leiame võimendusteguri, mille puhul joon langusega 6dB/okt läbib sagedust  $f_1$ ; see joon saab ühtlasi olema ka korrigeeritud võimendi sageduskarakteristikuks. Vastav võimendustegur on 40dB.

B. Leiame nõrgenemisteguri  $M = A(dB) - 40 \text{ dB} = 20 \text{ dB}$ .

Nüüd siis leiame  $R_k$ :

$$R_k = R/\text{antilog}(M/20) - 1 = 4 \text{ k} - \text{oomi}/9 = 445 \text{ oomi} .$$

$$C_k = 1/2\pi R_k f_y = 1/6,28(445 \text{ oomi}) * (1,2 * 10^4 \text{ Hz}) = 0,03 \text{ mikrofaradit} .$$

---

<sup>17</sup>Vastav tuletus on toodud L.M. Faulkenberry raamatu lisa G

Kontrollime  $f_x$  -i;

$$f_x = 1/2\pi C_k (R + R_k) = 1/6,28(0,03\text{mikrofaradit}) * (4,45k - oomi) = 1,195kHz.$$

Märgime, et tagasisidestatud korrigeeritud võimendi murdesagedus

$$f_{TS\text{korr}} = f_x (1 + AK_{TS}) = 1,2kHz(1 + \text{antilg } 38dB) = 1,2kHz(1 + 79,5) = 96,7kHz, \text{ mis}$$

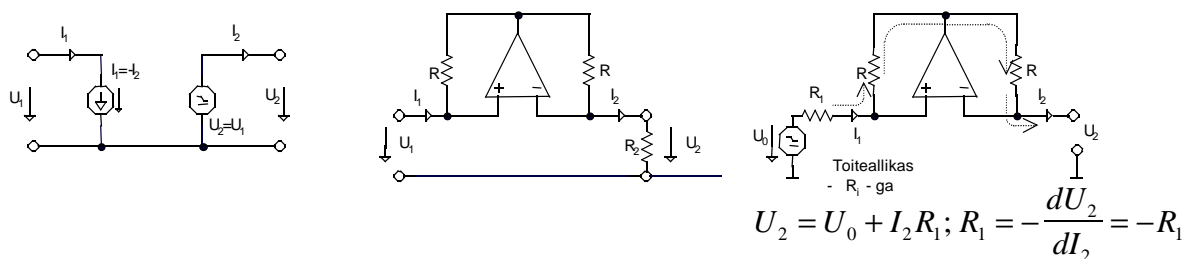
sobitub hästi saadud tulemustega Bode diagrammil.

## 5. AKTIIVFILTRID

Alustame sissejuhatust aktiivfiltritesse takistuste muunduritest. Nii näiteks güerator muundab kondensaatori induktiivsuseks - ja pole raske ette kujutada, et sellisel juhul saamegi LC filtri ühe näite RC elementide baasil.

### 5.1 Negatiivse takistuse muundur (NIC) ja güerator

Negatiivse takistuse või toiteallikas negatiivse sisetakistuse tekitamiseks saab kasutada vastavaid skeemilisi lahendusi, milliseid nimetatakse negatiivse takistuse muunduriteks. Vastav aseseem ja muundurit realiseeriv skeem on toodud joonisel 5.1.1.



Joon. 5.1.1

Kirjutame välja idealiseeritud võrrandid

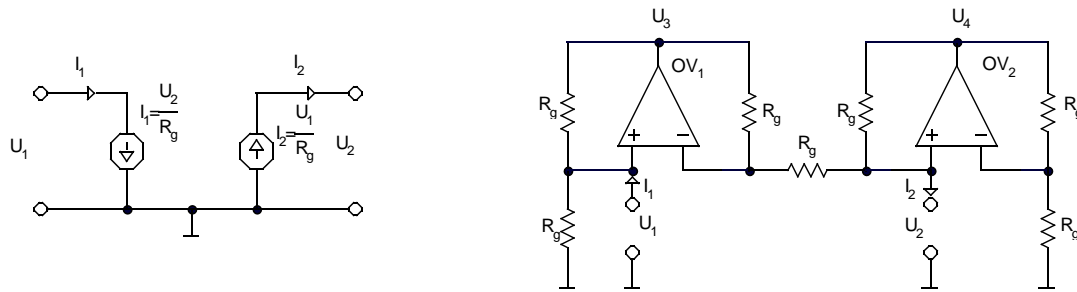
$$U_1 = U_2 + 0 * I_2 \text{ ja } I_1 = 0 * U_2 - I_2. \text{ Need võrrandid vastavad pingega}$$

tüüritavale pingesallikale ja vooluga tüüritavale vooluallikale (vt aseseem). Need allikad on realiseeritavad, nagu põhimõtteskeemist nähtub, ühe OV baasil. Idealiseeritud olukorras on sisendpotentsiaalid võrdsed, seega ka  $U_1 = U_2$ . OV väljundpinge on määratud siis  $U_{\text{välj}} = U_2 + I_2 R$ .

Seejuures võimendi sisendvool on, nagu nõutud

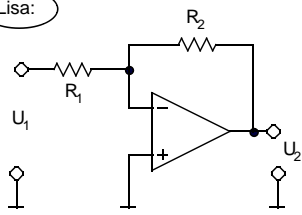
$I_1 = (U_{\text{välj}} - U_2) / R = -I_2$ . Nii saamegi, et skeemi sisendtakistus  $U_1 / I_1 = -R_2$ . Kuna on tegemist nii + kui - tagasisidega, tuleb järgida püsivuse tagamist skeemis; siin on see tagatud, kui  $R_1 < R_2$ . (need takistused on külgeühendatud skeemide sisetakistused).

Güeratori aseseem ja põhimõtteskeem on toodud joonisel 5.1.2.

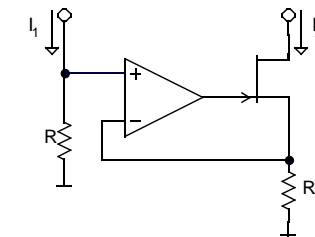
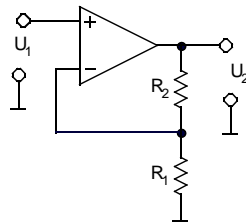


Joon. 5.1.2

Lisa:



U-ga tüüritav V allikad



Vooluga tüüritav vooluallikas  
(voolupeegel - vt varasemalt)

Töö siin tugineb kahele pingega tüüritavale vooluallikale. Kirjutame välja sõlmpingete meetodil OV sisendites kehtivad seosed:

$$\begin{aligned}
 (+) \quad P_1: & \quad (U_3 - U_1)/R_g - U_1/R_g + I_1 = 0 \\
 (-) \quad N_1: & \quad (U_3 - U_1)/R_g + (U_2 - U_1)/R_g = 0 \\
 (+) \quad P_2: & \quad (U_4 - U_2)/R_g + (U_1 - U_2)/R_g - I_2 = 0 \\
 (-) \quad N_2: & \quad (U_4 - U_2)/R_g - U_2/R_g = 0.
 \end{aligned}$$

Elimineerides võrranditest  $U_3$  ja  $U_4$ , saamegi pingega tüüritavad v-allikad:

$$I_1 = U_2/R_g \quad \text{ja} \quad I_2 = U_1/R_g.$$

Vaatleme güratiori rakendusi. Lülitame paremal olevatele klemmidele takistuse  $R_2$ . Kuna pinge  $U_2$  ja voolu  $I_2$  märgid langevad kokku, saame aktiivtakistuse korral

$$I_2 = U_2/R_2. \text{ Paneme saadud tulemuse eelnenud võrrandisse, saades} \\ U_1 = I_2 R_g = U_2 R_g / R_2 \text{ ja } I_1 = U_2 / R_g. \text{ Siit tuleneb, et}$$

vasakpoolne güratiori sisendtakistus  $R_1 = U_1 / I_1 = R_g^2 / R_2$ . Seega saame

pöördvõrdelise sõltuvuse sisendtakistuse ja koormustakistuse vahel.

Sama kehtib ka kogutakistuse  $Z$  kohta. Kui aga panna koormuseks kondensaator, saame

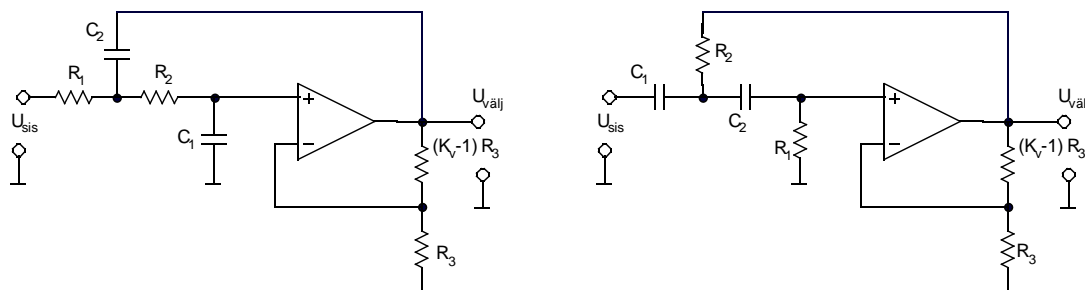
$$Z_1 = R_g^2 * j\omega C_2, \text{ mis teisiti kirjutades annab } L_1 = R_g^2 C_2.$$

Nii saame näiteks 1 mikrofaradise kondensaatori ja 10 k-oomilise takistuse  $R_g$  korral 100 henrise induktiivsuse! Induktiivsuse hüve on määratud güratori sisenditele ühendatud takistitega  $R_v$  :

$Q = R_v/R_g$ . Reaalsetes skeemides tuleb arvestada ka võimaliku faasinihkega, mis piirab güratori kõrgsageduslikku rakendust.

## 5.2 Sallen ja Key filter

1955. aastal konstrueeritud positiivse tagasisidega Salleni ja Key filter<sup>18</sup> (joon. 5.2.1) on levinud ka tänapäeval. Selle põhjuseks on suhteliselt lihtne filtrite struktuur ning arvutus tänu paljudes raamatutes [näiteks S.M. Mitra Analysis and Synthesis of Linear Active Network, John Wiley & Sons] olevatele andmetele. Filtrite töö on puht intuitiivselt tajutav - positiivse tagasiside signaali suurenedes (amplituudkarakteristiku murdekohale lähenedes) hakkab vaadeldav aktiivfilter erinema oma passiivvariandist, tänu võimendist tagasiantavale signaalile muutub sageduskarakteristik murdekoha juures tunduvalt järsemaks. Filtrite sünteesi võib lihtsustada, valides võimendusteguriks ühe või valides võrdsed elemendid ( $R_1 = R_2 = R$  ja  $C_1 = C_2 = C$ ). Viimasel juhul saab siis



Joon. 5.2.1

võimendusteguri valikuga määrata pooluste hüved - seega määrata, millise filtritüübiga (vt passiivfiltrid) on tegemist. U. Tietche, Ch Shenki raamatu järgi saame sõltuvalt pingevõimendustegurist järgmised filtritüübid:

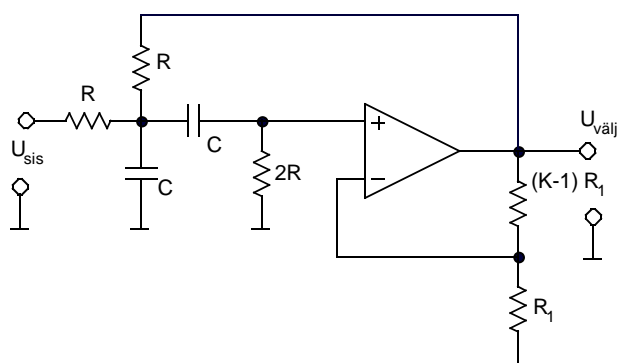
Tüüp	Kriitilise sumbuusega	Besseli	Butterworthi	Tšebõševi
$K_u$	1,000	1,268	1,586	2,234

<sup>18</sup> Neid filtreid kutsutakse ka VCVS - voltage controlled voltage source filtriteks

Võimendusteguri  $K_u = 3$  korral saame filtri asemel generaatori töösagedusega  $f = 1/2\pi RC$ . Toodud filtrid olid teist järku filtrid.

Ülalvaadeldud filtritüüpide eeliseks on nende lihtsus, puuduseks aga suur tundlikkus skeemiparameetrite muutuste suhtes. Seetõttu stabiilsust vajavates lahendustes eelistatakse keerukamaid, güratronidele või negatiivsele tagasisidele tuginevaid filtreid. Neid me siinkohal lähemalt ei käsitle.

Teatavasti võib konstrueerida madal- ja kõrgpääsfiltrite baasil ka rbfiltreid. Laskumata teoreetilistesse selgitustesse toome siin ühe näite ülaltoodud positiivse tagasisidega filtri baasil rbfiltri skeemilise lahenduse (joon. 5.2.2). Siin antakse



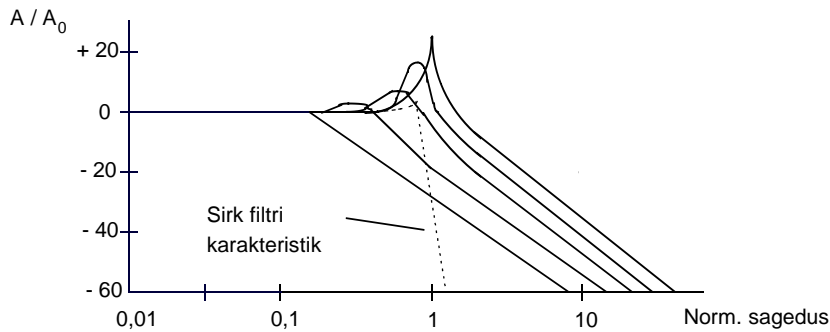
Joon. 5.2.2

jällegi võimendustegur  $k$  pingejaguriga negatiivse tagaside ahelas; filtri resonantssagedus on  $1/6,28RC$ , ülekanne resonantssagedusel on  $A = k/(3-k)$ , hüve  $Q = 1/(3-k)$ .

### 5.3 Kõrgemat järku filtrite konstrueerimine

Kui filtrite amplituudkarakteristiku langus ei rahulda, tuleb järsemate languste tagamiseks kasutada kõrgemat järku filtreid. Neid saab konstrueerida kas mitme esimest- ja teist järku filtri järjestikühendusega või otseselt kõrgemat järku filtriga. sünteesiga. Filtrite järjestikühendamisel nende ülekandekarakteristikud korrutuvad. Siinjuures tuleb aga silmas pidada, et näiteks kahe teist järku Butterworthi filtri järjestikühendus ei anna neljandat järku Butterworthi filtri. Saame küll neljandat järku, kuid hoopis teise karakteristikuga ja teise lõikesagedusega filtri. Selleks, et saada soovitud kõrgemajärgulist filtrit, tuleb selle sünteesil kasutada vastava järgu (ja vastava filtritüübi) koefitsiente [vt näiteks P. Horowitz, W Hill lk 264]. Põhimõtteliselt on ükskõik, millises järjekorras on filtrid, üldine sageduskarakteristik sellest ei sõltu. Praktilisest küljest on aga soovitatav vältimaks filtrite ülekoormust, asetada filtrid lõikesageduste kasvamise järjekorras; seega madalaima sageduspiiriga filter esimesena. Põhjus on selles, et kõrgema piirsagedusega filtrite pooluste hüved on samuti kõrgemad, sellest tingituna ilmneb sageduskarakteristiku tõus murdesageduse piirkonnas (joon. 5.3.1); skeem võib minna seal küllastusse.





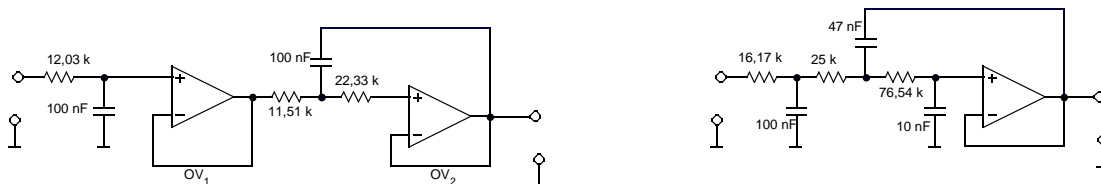
Joon. 5.3.1

Teine kaalutus filtrite järjekorra kohta on tingitud minimaalsete mürade tagamise seisukohalt. Sellest lähtudes peaks olema vastupidine järjekord, kuna kitsaima sageduskarakteristikuga filter väljundis vähendab ka eelmiste filterastmete, filtrite müra.

Kui koostada kõrgemat järku filtreid, millised ei ole üksteisest lahtisidestatud, kujuneb arvutuskäik keerukamaks, kuigi filter ise mõnevõrra lihtsustub (joon. 5.3.2). Siin on toodud 2 võimalust võrdväärsete Besseli 3. järku filtri realiseerimiseks; tingituna tekkivast filtrite vastastikkust mõjust teises variandis, tuleb elementide väärtused, võrreldes  $OV_1$  -ga lahtisidestatud skeemiga, uuesti arvutada.

#### 5.4 Faasifiltrid

Faasifiltri ülekande üldistatud kuju tuletame madalpääsfiltri ülekandest, asendades selle lugejas olev üks nimetajaga kaaskompleksse avaldisega:



Joon. 5.3.2

$$A(P) = \frac{\prod_i (1 - a_i P + b_i P^2)}{\prod_i (1 + a_i P + b_i P^2)} =$$

$$= \frac{\prod_i \sqrt{(1 - b_i \Omega^2)^2 + a_i^2 \Omega^2} e^{-j\alpha}}{\prod_i \sqrt{(1 - b_i \Omega^2)^2 + a_i^2 \Omega^2} e^{+j\alpha}} =$$

$$= 1 \cdot e^{-2j\alpha} = e^{j\varphi}, \text{ kus } \varphi = -2\alpha = -2 \sum \arctg \frac{a_i \Omega}{1 - b_i \Omega^2}$$

Meeleletuletuseks

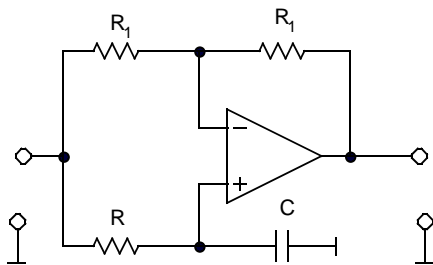
$$P = p/\omega_{murde}$$

$$\sigma = 0 \Rightarrow$$

$$P = j\omega/\omega_m = j\Omega$$

Sellest tingituna osutub faasfiltri amplituudiülekanne sagedusest sõltumatuks, faasinihe  $\varphi$  aga võrreldes MPF-ga (??) kahekordistub. Faasfiltreid kasutatakse põhiliselt signaalide ajaliseks viiteks. Seejuures on tavaliselt nõutud, et signaal ei moonutuks. Selleks peab olema täidetud ka viite grupiaja võrdsus vaadeldate signaalide spektri ulatuses.

Vaatleme lihtsaima, esimest järku faasfiltri näidet. Joonisel 5.4.1. on toodud selle skeem koos vastavate parameetritega ja ülekandefunktsiooniga.



$$A(P) = \frac{1 - pRC}{1 + pRC} = \frac{1 - RC\omega_m P}{1 + RC\omega_m P}$$

$$RC = \frac{a_1}{2\pi f_m}$$

$$\tau_{grupi MS} = 2RC$$

Faasipöörajana:  $R_{var}$ :

$$\varphi = -2 \arctg(\omega RC)$$

Joon. 5.4.1

Pole raske näha, et selle filtri ülekanne madalatel sagedustel on +1, kõrgetel sagedustel on -1, faasinihe on seega 180 kraadi. Kui asja lähemalt uurida, siis selgub, et ülekanne moodul võrdub ühega ka kõikidel keskmistel sagedustel.

## 5.5 Universaalsed filtrid

Filtrite teooriast tuleneb, et suvalise teist järku filtri ülekandefunktsiooni saab esitada kujul

$$A(P) = \frac{d_0 + d_1 P + d_2 P^2}{c_0 + c_1 P + c_2 P^2}.$$

Sellest saab tuletada kõik ülalvaadeldud filtrite tüübid:

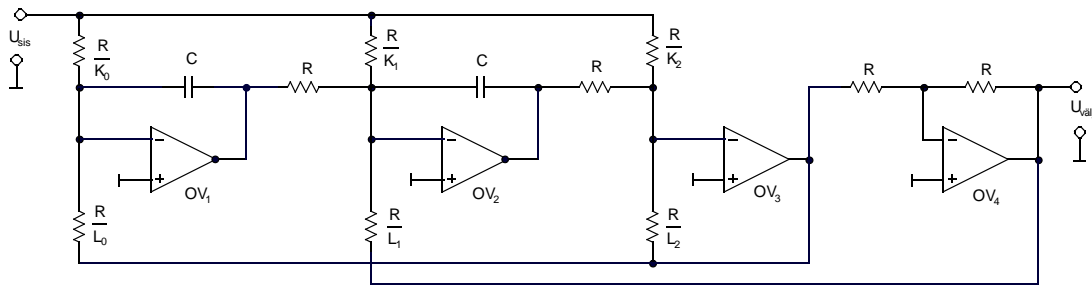
MPF:  $d_1 = d_2 = 0$ ; KPF:  $d_0 = d_1 = 0$ ; RF:  $d_0 = d_2 = 0$  FF:  $d_0 = c_0$ ,  $d_1 = -c_1$ ,  $d_2 = c_2$ ; Saab

tuletada ka rezektorfiltri, kui  $d_1 = 0$ ,  $d_0 = d_2$ .

Lugeja koefitsiendid võivad olla suvaliste märkidega; stabiilsusnõude järgi lugeja koefitsiendid peavad olema positiivsed. Hüve määratakse lugeja koefitsientidega

$$Q = \sqrt{C_0 C_2} / C_1$$

On võimalik koostada universaalne skeem, realiseerimaks ülaltoodud seoste põhimõttel suvalist filtritüüpi (joon. 5.5.1). Selles on iga



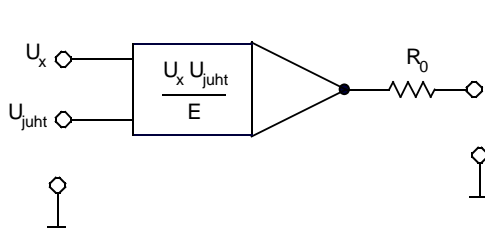
Joon. 5.5.1

koefitsient seadistatav sõltumatu teistest; vastava teguri seadistuseks kasutatakse ainult üht skeemielementi (takistit). Vastav ülekandefunktsioon on kujul

$$A(P) = \frac{K_0 - K_1 \omega_0 \tau P + K_2 \omega_0^2 \tau^2 P^2}{L_0 + L_1 \omega_0 \tau P + L_2 \omega_0^2 \tau^2 P^2}.$$

Siin  $\omega_0$  – normeeritud sagedus,  $\tau = RC$  – mõlemi integraatori ajakonstant. Tegurid  $k$  ja  $l$  määratakse takistuste suhtega ja on seega alati positiivsed; märgi muutmiseks tuleb lisada invertteeriv võimendi.

On võimalik koostada universaalfiltreid, kus resonantsagedust, hüvet ja ülekannet resonantsagedusel saab häälestada omavahel sõltumatu. Meie kursuse maht ei võimalda neil lähemalt peatuda [vt näiteks U.Tietze, Ch.Schenk'i raamatut], küll aga ühe huvipakkuva momendi filtri häälestuseks annab korruti kasutamine. Nii on võimalik korruti abil häälestada filtrit ümber mitte takistuste muutmise, vaid pinge muutmise (joon. 5.5.2).



$$R_x = R_0 \left( E / U_{juht} \right)$$

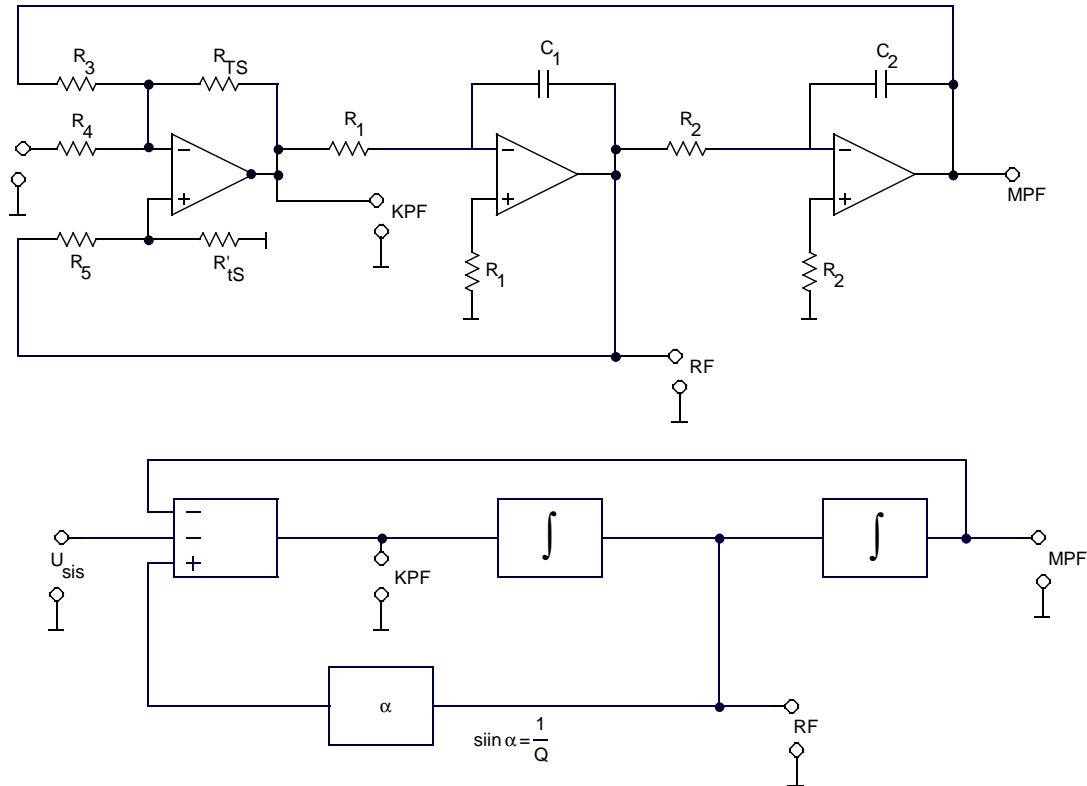
$$f_{res} = \left( \frac{1}{2\pi R_0 C} \right) \left( \frac{U_{juht}}{E} \right)$$

$$f_{res} \cong U_{juht}$$

Joon. 5.5.2

Tööstuses toodetakse samuti universaalse kasutusega mikroskeemseid filtreid. Vaatleme näiteks firma National AF100 või ka Buurr-Brouni seeria UAF filtrit koos selgitava struktuurskeemiga

(joon. 5.5.3).



Joon. 5.5.3

Filter on ühikvõimendusega, võib olla nii teist järku MP, KP kui ka ribafiltri. Seejuures ribafiltri sageduskäik sõltub MPF ja KPF sageduskäikudest. Filtril on hea sagedusstabiilsus, sageduse häälestus ja hüve häälestus mõjutavad üksteist vähe. Saavutatav on näiteks stabiilne hüve kuni 100.

Universaalfiltrit võib vaadelda mitmeti - nii näiteks kui integraatoritel ehitatud teist järku difvõrrandi lahendajat. Vaatleme siiski filtrit lähemalt sageduslikus ruumis. Integraatorid formeerivad sageduskarakteristiku, nende väljundpinged antakse summaatorisse tagasi; tagasisideahela ülekande määrab sumbuvusteguri  $\alpha$ .

Niisiis, kaks järjestikkust integraatorit formeerivad teist järku MPF. Andes esimese integraatori väljundpinge häälestatava ülekandega tagasisideahela kaudu summaatori sisendisse ja liites seda sisendsignaali on võimalik sageduskarakteristiku reguleerimine murdesageduse piirkonnas. teise integraatori väljund on MPF väljundiks.

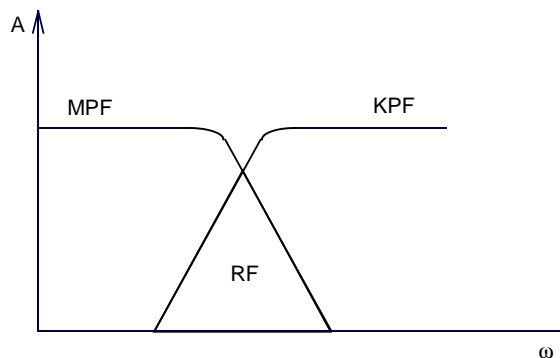
KPF karakteristik formeeritakse vastasfaasis võetute sisendsignaali ja MPF väljundsignaali summeerimisega. Sagedustel nullist kuni lõikesageduseni need kaks signaali kompenseeruvad vastastikku, üle lõikesageduse MPF väljundsignaal kaob, andes sisendsignaali takistamatu tee summaatorist edasiminekuks KPF väljundisse.

Ribafiltri väljundsignaali võib vaadelda kui integraali KPF ja MPF väljundsignaalide summast. KPF väljundsignaali nõrgenemine väheneb, kui signaalisagedus läheneb lõikesagedusele, integreerimine aga vähendab signaalide nõrgenemise lõikesagedusest kõrgemal. Kuna lõikesagedus

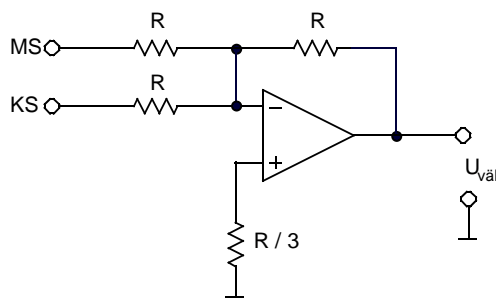
on ühesugune mõlemil integraatoril, saab väljundpinge väljundis erineda nullist vaid siis, kui MPF ja KPF sagedusarakteristikud kattuvad (joon. 5.5.4). Kui sumbuvus  $\alpha = 1/Q$  on väike, on  $Q$  kõrge ja sellega kindlustatakse sagedusarakteristiku terav tipp.

Toodud ühikvõimendusega filtril lõikesagedus määratakse integraatorite lõikeasagedusega, Takistused  $R_5$  ja  $R'_{ts}$  annavad ribafiltri sumbuvuse  $a$  (või  $Q$ ). Sellel skeemil  $R_1 = R_2$  ja  $C_1 = C_2$ .

Toodud filtrit saab kasutada ka rezektorina, selleks tuleb summeerida vastasfaasis olevad KPF ja MPF signaalid joonisel 5.5.5. toodud skeemi abil.



Joon. 5.5.4



Joon. 5.5.5

toimub signaalide vastastikkune kompenseerimine ainult neil sagedustel, kus kattuvad MPF ja KPF sagedusarakteristikud.

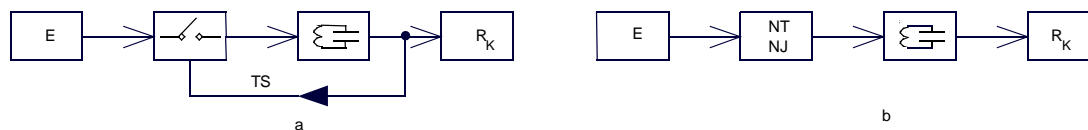
## 6. OSTSILLAATORID (GENERAATORID)

### 6.1 Põhimõisted, sagedusstabiilsus, skeemilised lahendused

Enamus selles punktis toodud teoreetiline materjal peaks varasemast olema tuttav, siin on seatud eesmärgiks varasemast lühikokkuvõtte tegemise ja lähtekohtade formeerimine, niipalju, kui seda on vaja edasiminekaks (ka neile, kes vastavaid kursusi eelnevalt pole läbinud).

#### 6.1.1 Võnkumiste tekitamine, analüüsi meetodid

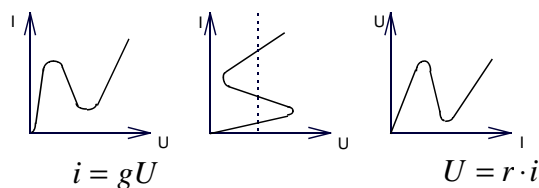
Meie piirdume esialgu enamlevinud siinuslaine ostsillaatoritega. Vaatleme kahte võnkumiste tekitamise põhimõtet (joon. 6.1.1).



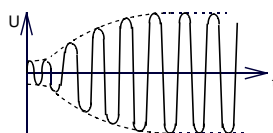
Joon. 6.1.1

Esiteks (a) on tagasisidestatud süsteem, kus tagasiside ahela kaudu tüüritakse aktiivelementi. Viimast võib vaadelda tüüritava võtmena, üle mille antakse võnkeringile - võnkeringi kadude kompenseerimiseks ja seega sumbumatute võnkumiste tekitamiseks - kindlatel ajahetkedel võnkumisi ergutavaid, toiteallikast võetavaid energiaimpulsse.

Teiseks saadakse võnkumised võnkeringi kadude kompenseerimisega võnkeringiga ühendatava negatiivse takistuse või -juhtivusega elemendiga. Selgitame siin vahet negatiivse juhtivuse ja negatiivse tekistuse vahel. Võttes näiteks tunneldiodi VA karakteristikku (joon.6.1.2 a), saame avaldada voolu juhtivuse  $g$  ja



Joon. 6.1.2



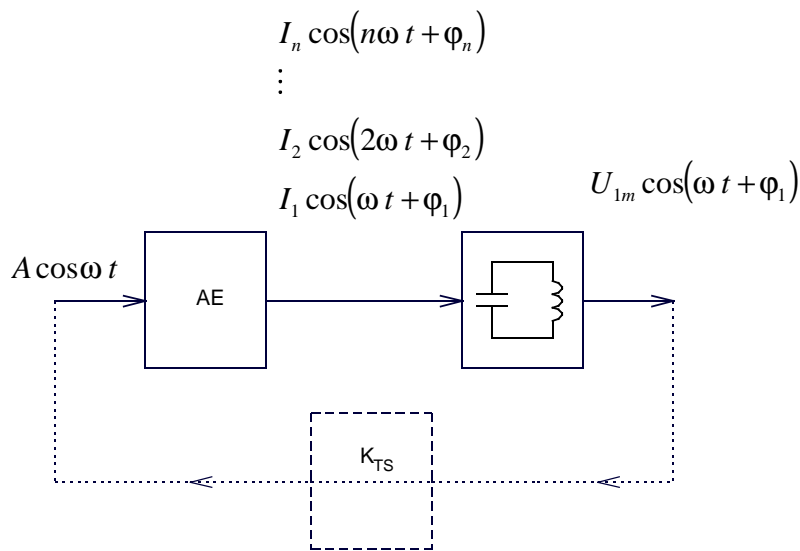
Joon. 6.1.3

pinge kaudu. Karakteristiku langevas osas oleme saanud negatiivse juhtivuse ja seetõttu nimetame sellise karakteristikuga elemente negatiivse juhtivusega elementideks. Diinistoril näiteks aga (b) saame niiviisi ühe pinge väärtuse korral kolm voolu väärtust - st karakteristik pole üheselt määratud. Seetõttu pöörame siin teljestikku nii, et avaldame pinge takistuse ja voolu kaudu (c). Nii saame langevas karakteristikku osas negatiivse takistuse; vastavaid elemente nimetame aga negatiivse takistusega elementideks.

Analüüsi meetodite täpsustamiseks vaatleme võnkumiste tekkimisprotsessi ajalises mastaabis (ostsillogrammi). Ostsillaatori sisselülilisel (joon. 6.1.3) on kõigepealt otsustamisel, kas ostsillaator hakkab võnkuma või mitte. Tekkivate väikeste signaalide (või ka signaalide puudumise korral - kui võnkumised ei teki) saab aktiivelementi vaadelda lineaarsena ja seetõttu on sobilikud suvalised lineaarsete ahelate kohta käivad stabiilsuse (genereerimise) tingimused (Nyquisti kriteerium, Bode amplituudi -ja faasikarakteristikud, pooluste ja nullide asetused kompleksstasandil jms).

Kui võnketingimused on täidetud, hakkab signaali amplituud kasvama. Tegemist on siirdeprotsessiga. Siin saab kasutada aeglaselt muutuvate amplituudide meetodit (Van der Poole'i meetod). Siirdeprotsessi lõppedes saabub statsionaarne režiim. Kuna nüüd on tegemist suurte signaalide režiimiga, ei saa me välistada võimenduselemendi mittelineaarsust ja sellega kaasnevat nähtusi.

Tavaliselt pakub põhilist huvi just viimane töörežiim (eeldusel muidugi, et algsed võnketingimused on täidetud). Vaatleme ostsillaatori struktuurskeemi osa (joon. 6.1.4), mis koosneb aktiivelemendist ja võnkeringist. AE mittelineaarsuse tõttu tekivad



Joon. 6.1.4

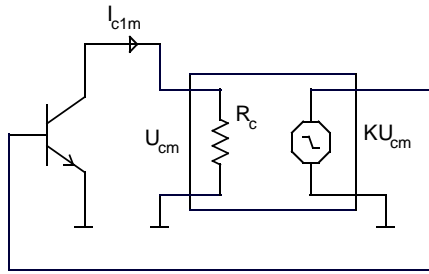
tema väljundis lisaks põhiharmoonilisele veel kõrgemad harmoonilised. Tänu võnkeringile filtreeritakse viimased valdavalt enamuses välja. See võimaldab kasutada statsionaarse režiimi analüüsil harmoonilise lineariseerimise e. kvasiharmoonilist meetodit. Selle olemuseks on põhiharmoonilisete suhtes keskmistatud parameetrite kasutamine. Nii näiteks transistoride, nii bipolaarsete kui ka väljatransistoride korral kasutatakse nn keskmistatud (edaspidi lihtsustatult väljendades keskmist) tõusu; negatiivse juhtivusega ja -takistusega elementides vastavalt keskmist negatiivset juhtivust ja -takistust.

$$\dot{\bar{S}} = \bar{S} e^{j\varphi_{\bar{S}}}; \quad \dot{\bar{Y}}_n = \bar{Y}_n e^{j\varphi_{\bar{Y}_n}}; \quad \dot{\bar{Z}}_n = \bar{Z}_n e^{j\varphi_{\bar{Z}_n}}.$$

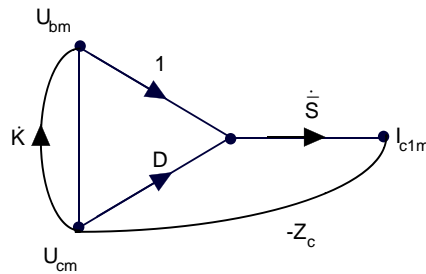
Veelkord - see osutub võimalikuks tänu võnkeringi olemasolule ahelas, tänu selle filtreerivale omadusele.

### 6.1.2 Statsionaarne olukord

Vaatleme kõigepealt tagasisidestatud ostsillaatori struktuuri (joon. 6.1.5). siin on tegemist aktiivelemendiga, AE koormusega  $R_k$



Joon. 6.1.5



Joon. 6.1.6

ja tagasisideahelaga ülekandega  $K$ . Toodud joonise baasil saame kirjutada välja kolm võrrandit:

$$I_{c1m} = \dot{S}(U_{bm} + DU_{cm});^{19}$$

$$U_{cm} = -I_{c1m} \dot{Z}_c.$$

$$U_{bm} = \dot{K}U_{cm};$$

$$\left. \begin{array}{l} K = K_{TS} \\ \text{üldjuhul} \\ \text{on kollektori} \\ \text{koormus} \\ \text{kompleksne} \\ \dot{Z}_c \end{array} \right\}$$

$D$  – läbitavus. Transistoril võetakse teadiselt  $D = 0$ .

FET, lamp  $D \neq 0$ .

Viimaste alusel koostame näiteks signaaligraafi (joon. 6.1.6), mille järgi saame leida Masoni valemi abil süsteemi determinandi:

$$\Delta = 1 - L_1 - L_2; \quad \Delta = 1 + \dot{S}\dot{Z}_c(K + D).$$

Ostsillaatori statsionaarses olukorras võrdub seda kirjeldav determinant nulliga, seega saame järgmise statsionaarsuse tingimuse:

$$\dot{S}\dot{Z}_c(K + D) = -1; \quad \bar{S}\bar{Z}_c \dot{K} e^{j(\varphi_{\bar{S}} + \varphi_{Z_c} + \varphi_{\dot{K}})} = -1,$$

mille kirjutame ringi moodulite ja faaside kaudu järgmiselt:

$$\bar{S}\bar{Z}_c K = 1; \quad \varphi_{\bar{S}} + \varphi_{Z_c} + \varphi_k = \pi.$$

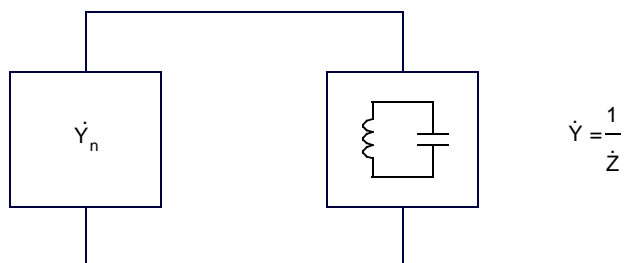
Oleme saanud tagasisidestatud ostsillaatori statsionaarsele töörežiimile vastavad amplituudi ja faasi

<sup>19</sup> Siin ja edaspidi  $D=0$ .



tasakaalutingimused.

Vaikimisi on siin eeldatud, et aktiivelement pöörab faasi 180°. Tõepoolest, kui näiteks npn transistori (ÜE) sisendpinge positiivne polaarsus avab transistori, sellele vastab kollektorvoolu kasv, kollektorpinge aga omab negatiivset polaarsust (langeb). Negatiivse juhtivusega ostsillaatori aseseemi (joon. 6.1.7 a)



Joon. 6.1.7

abil koostatud süsteemi determinant on kujul:

$$\Delta = \dot{Y}_n + \dot{Y} = 0.$$

Võrrutades selle nulliga, saame järgmised amplituudi - ja faasi tasakaalutingimused:

$$\dot{Y}_n Z = 1 \quad \varphi_{\dot{Y}_n} + \varphi_z = \pi \quad (\varphi_{Y_n} = \pi).$$

Negatiivse takistusega ostsillaatori korral (b) kujunevad amplituudi - ja faasitingimusteks järgmised seosed:

$$Z_n Y = 1 \quad \varphi_{Z_n} + \varphi_Y = \pi \quad (\varphi_{Z_n} = \pi).$$

### 6.1.3 Amplituudi püsivuse tingimus (tööpunkti stabiilsus amplituudtasandil)

Eelmises punktis saime amplituudi tasakaalutingimuse. Kuna alati on tegemist parameetrite muutustega, näiteks välismõjutuste muutuste korral, siis võib juhtuda, et amplituuditingimuse täitmine katkeb. Vaatlemegi siin olukorda, kus ostsillaatorile mõjub mingi välismõjutuste kogum V. Niisiis, mingil ajamomendil  $t_1$  olgu välismõjutuste kogum  $V_1$  ning amplituudide tasakaaluvõrrand näeb välja järgmine:

$$\bar{S}(A_1 V_1) Z_c(V_1) K(V_1) = 1 \quad t = t_1.$$

Ajamomendil  $t_2$  on välismõju  $V_1$  muutunud  $V_2$ -ks. Kui sellega ei kaasne ostsillaatori amplituudimuutust, siis saame üldjuhul, et

$$t_1 \rightarrow t_2 \Rightarrow \bar{S}(A_1 V_2) Z_c(V_2) K(V_2) \neq 1$$

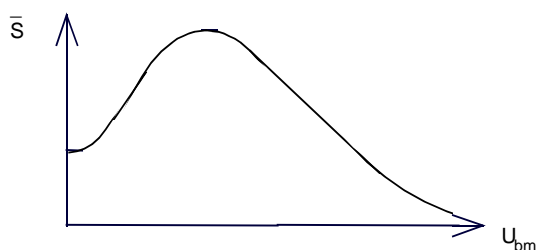
-st amplituuditingimus pole täidetud. Selleks, et täituks amplituudi (statsionaarsuse) tingimus - peab ostsillaator andma väliste mõjutuste muutuste korral oma sisemise vastureaktsiooni - amplituudi muutuse:

$$V_1 \rightarrow V_2 \Rightarrow A_1 \rightarrow A_2: \quad \bar{S}(A_2 V_2) Z_c(V_2) K(V_2) = 1.$$

Toome siin välja (ilma tõestuseta), milline peaks see vastureaktsioon - amplituudimuutus - olema, et säiluks amplituudide tasakaal (et tööpunkt amplituudtasandil oleks püsiv).

$$\frac{\partial \bar{S}}{\partial A} = \frac{\partial \bar{S}}{\partial U_{bm}} < 0.$$

Olemegi saanud amplituudi püsivuse tingimuse ehk teisiti öelduna - tööpunkti stabiilsuse nõude amplituudtasandil. Tulemit võib illustreerida keskmise tõusu mooduli ja baasipinge vahelise sõltuvuse karakteristikul (joon.6.1.8). Stabiilse tööpunkti saame karakteristikul langevas osas.



Joon. 6.1.8

Negatiivse juhtivusega ja -takistusega ostsillaatorites saame amplituudi püsivuse tingimusteks vastavalt

$$\frac{\partial \bar{Y}_n}{\partial A} = \frac{\partial \bar{Y}_n}{\partial U_{VR}} < 0; \quad \frac{\partial Z_n}{\partial A} = \frac{\partial Z_n}{\partial I_{VR}} < 0,$$

kus  $U_{VR}$  - võnkeringi pinge;  $I_{VR}$  - võnkeringi vool.

#### 6.1.4 Sageduse püsivuse tingimus (tööpunkti stabiilsus faasitasandil)

Lähtume jällegi tagasisidestatud ostsillaatorist. Faasitingimuse täitmise juures tuleb ka siin arvestada võimalike faasimuutustega. Võtame siis vaatluse alla faaside tasakaalutingimuse koos faase mõjutava sageduse  $\omega$  ja välismõjutuste kogumiga  $V$ . Ajamomendil  $t_1$  saame:

$$\varphi_{\bar{S}}(\omega_1 V_1) + \varphi_{Z_c}(\omega_1 V_1) + \varphi_k(\omega_1 V_1) = \pi.$$

Kui nüüd ajamomendiks  $t_2$  välismõjutused on muutunud -  $V_1$  läheb  $V_2$ -ks ja ostsillaator mingit vastureaktsiooni ei anna, saame:

$$t_1 \rightarrow t_2 \Rightarrow V_1 \rightarrow V_2: \quad \varphi_{\bar{S}}(\omega_1 V_2) + \varphi_{Z_c}(\omega_1 V_2) + \varphi_k(\omega_1 V_2) \neq \pi.$$

Selleks, et täita faaside tasakaalutingimust (statsionaarsust) välistingimuste muutuste korral, peab ostsillaator andma oma vastureaktsiooni - vastava sageduse muutuse. Siis saame: