

$$V_1 \rightarrow V_2 \Rightarrow \omega_1 \rightarrow \omega_2: \quad \varphi_{\bar{s}}(\omega_2 V_2) + \varphi_{z_c}(\omega_2 V_2) + \varphi_k(\omega_2 V_2) = \pi.$$

Avaldame ka siin, tõestuseta, et faaside tasakaalu tingimus on täidetud võnkeringi takistuse faasikarakteristiku langeva iseloomu korral:

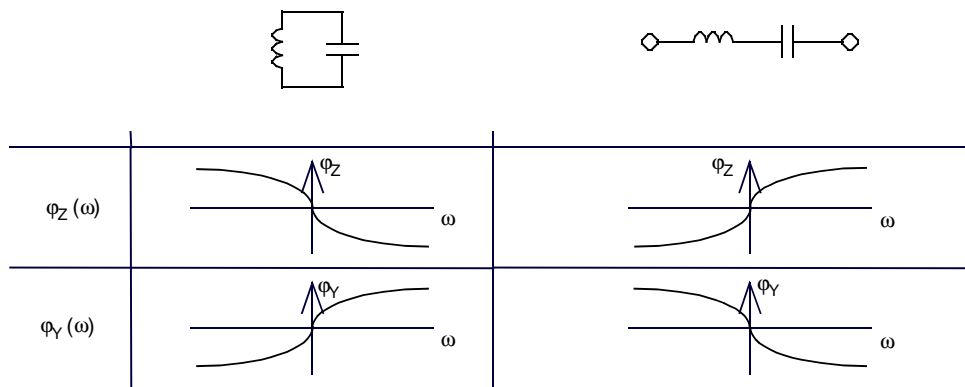
$$\frac{\partial \varphi_{z_c}}{\partial \omega} < 0.$$

Avaldades analoogselt negatiivse juhtivusega ja negatiivse takistusega ostsillaatorite sageduse püsivuse nõuded, saame:

$$NJ: \quad \frac{\partial \varphi_{ZVR}}{\partial \omega} < 0 \quad \quad NT: \quad \frac{\partial \varphi_{YVR}}{\partial \omega} < 0.$$

φ_{ZVR} – võnkeringi takistuse ja φ_{YVR} – võnkeringi juhtivuse faasid.

Siit saame praktilise tähtsusega järeldused. Joonisel 6.1.9 on



Joon. 6.1.9

toodud paralleel- ja järjestikvõnkeringide takistuste ja juhtivuste faasikarakteristikud. Neist nähtub, et tagasisidestatud ostsillaatoris ja negatiivsele juhtivusele tuginevas ostsillaatoris tuleb kasutada sageduse püsivusnõude tagamiseks paralleelset võnkeringi, negatiivsele takistusele tuginevas ostsillaatoris aga järjestikvõnkeringi.

6.1.5 Aktiivelemendi keskmistatud tõus, keskmine negatiivne juhtivus ja -takistus

Keskmistatud (edaspidi ja varemalt lihtsustatult nimetatud keskmine) tõus, mis on üldjuhul kompleksne suurus, avaldub seosega

$$\dot{S} = \frac{I_{c_1 k}}{U_{bm} + D \frac{U_{bm}}{\dot{K}}} = \frac{I_{c_1 m}}{U_{bm}} + \frac{1}{1 + D/\dot{K}}.$$

Selle moodul $\bar{S} = \frac{I_{c1m}}{U_{bm}} \frac{1}{1 - D/K}$, arvestades, et bipiolarsetes transistorides labitavus on väga väike

($D < 0,001$), saame lihtsustatud keskmise tõusu mooduli avaldiseks

$$\bar{S} \approx \frac{I_{c1m}}{U_{bm}}.$$

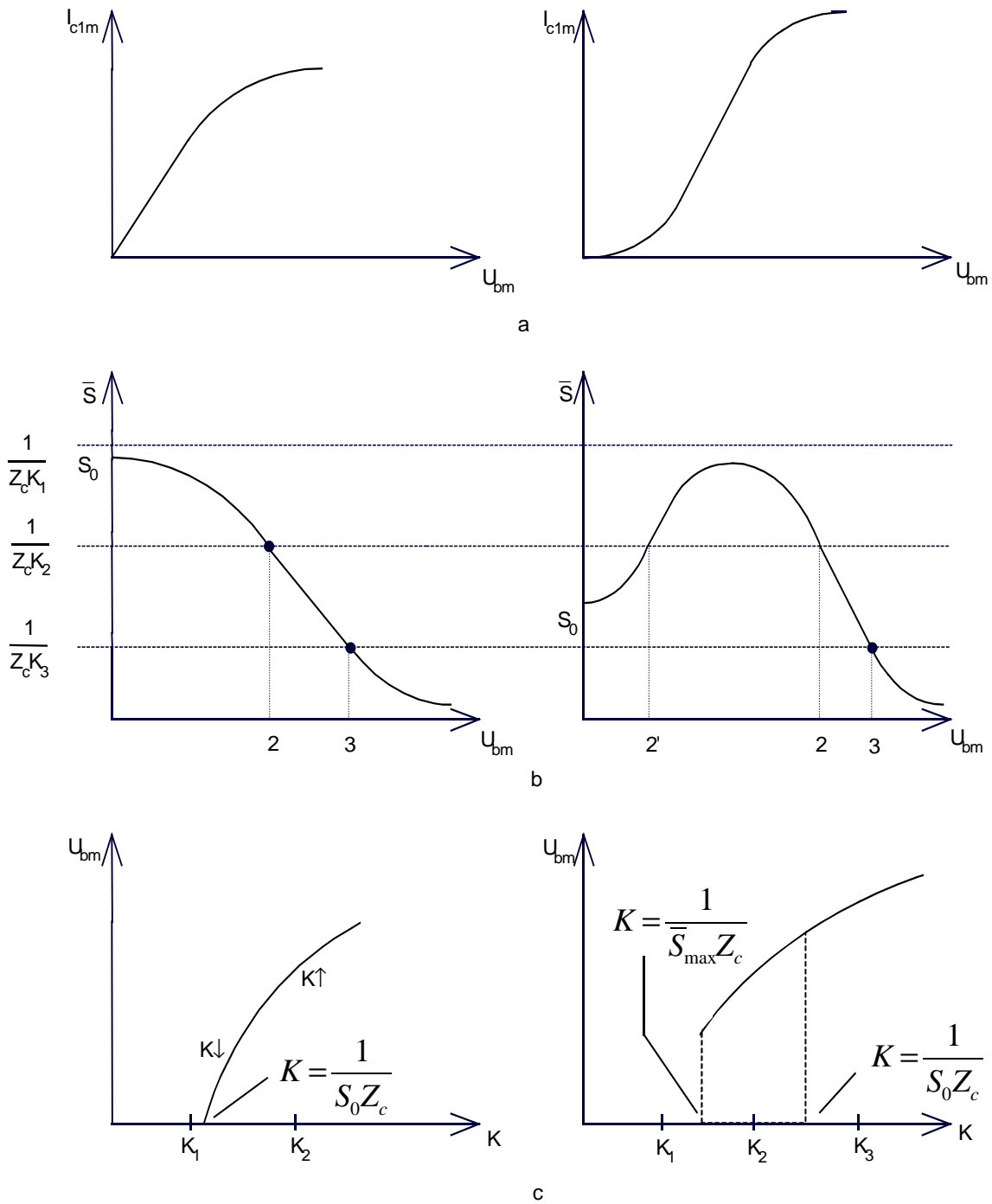
Keskmise negatiivse juhtivuse ja -takistuse avaldisteks saame

$$\dot{Y}_n = \frac{I_{1m}}{U_m}; \quad \dot{Z}_n = \frac{I_m}{U_{1m}}.$$

6.1.6 Vônkereziimid

Vaatleme siin ostsillaatorite omadusi amplituudtasandil. Alustame kollektorvoolu esimese harmoonilise tüüpilistest sõltuvustest baasipingest (joon. 6.1.10a). Neis tulenevalt saame koostada keskmise tõusu moodulite amplituudisõltuvused (b). Veel on siin kasutatud amplituud-tasakaalu tingimust, mis on kirjutatud ringi kujule

$$\bar{S}Z_cK = 1 \Rightarrow \bar{S} = \frac{1}{Z_cK}.$$



Joon. 6.1.10

Järgnevalt vaatleme tööpunkte sõltuvana tagasiside K suurusest. Punktiirjoon iseloomustab tagasiside erinevaid sügavusi. Nii näiteks tagasiside K_1 korral ei ole tõusukarakteristikuga ühiseid

puutepunkte. Teisiti öeldes, tagasiside on liiga väike võnkumiste tekitamiseks. Suurendades tagasisidet väärtuseni K_2 , saame tööpunktid 2 ja vastavalt 2', 2. Veelgi tagasisidet suurendades saame tööpunktid 3 ja 3.

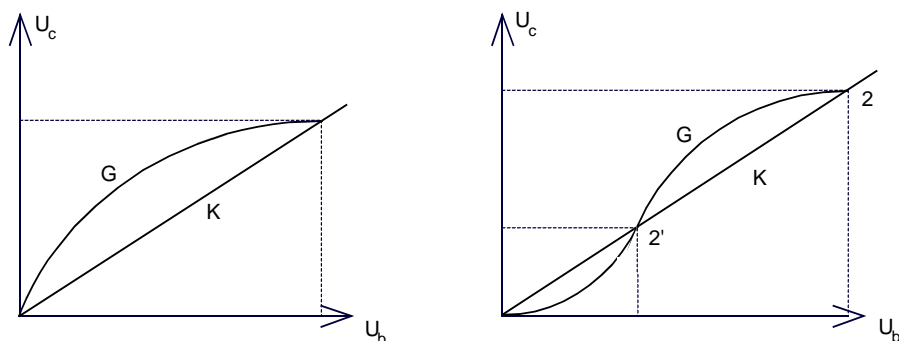
Nüüd pöördume amplituudi püsivuse tingimuse juurde, $\frac{\partial \bar{S}}{\partial U_{bm}} < 0$, millest on näha, et stabiilne tööpunkt saab olla tõusukarakteristiku langeval osal - st punkt 2' ei ole stabiilne. Parempoolsel karakteristikul on oht ebastabiilsete võnkumiste tekkeks; garanteeritud stabiilsed võnkumised saadakse siis, kui tagasiside sügavusjoon asetseb alla S_0 väärtust - st küllalt sügava tagasiside korral. Olukorda illustreerivad karakteristikute (b) järgi konstrueeritud võnkearakteristikud - võnkeamplituudi sõltuvus tagasiside sügavusest (c). Parempoolne karakteristik on ühene mõlemis suunas - tagasiside suurendamisel ja vähendamisel võnkeamplituud vastavalt suureneb või väheneb ühese seaduspärasuse järgi. Sellist võnkearakteristikut ja sellele vastavat võnkerežiimi nimetatakse pehmeks.

Parempoolsel karakteristikul ei toimu võnkumisi enne, kui tagasiside sügavust iseloomustav punktiirjoon on võrdne või allpool S_0 väärtust või kui tekib karakteristikute ja punktiirjoone ristumiskohale (tööpunktile) vastav, seda tööpunkti tagava amplituudiga pingepulss (näiteks indutseeritud pinget edasiandva kruvikeeraja otsa puudutus, taktisignaali, ostsillaatori sisselülitamine võrku). Viimasel juhul, kui tagasiside sügavus pole piisavalt suur, on oht ebapüsivateks võnkumisteks (näiteks (b) - tööpunkt 2' annab ebapüsivad võnkumised, millised katkevad väiksematelgi ostsillaatori parameetrite muutustel). Joonisel (c) on ebapüsivate võnkumiste piirkond viirutatud.

Ebapüsivate võnkumiste vältimiseks tuleb täita võrratus $S_0 Z_c K > 1$.

Jäika ja pehmet võnkumiste iseloomu vaadeldakse kirjanduses tihti ostsillaatori võimendusteguri

$G = SZ_c$ ja tagasisideahela ülekande K kaudu ning kujutatakse amplituudimuutusi nende korrutise $G \cdot K$ abil. Nii näiteks, kui $GK > 1$, siis võnkeamplituud kasvab, $GK < 1$ - langeb ja statsionaarsus on tagatud $G\beta = 1$ korral. Pehmele ja jäigale töörežiimile vastavad karakteristikud transistori baasil e. ostsillaatori "sisendis" (antuna ostsillaatori väljundist üle tagasisideahela sisendisse) oleva pinge U_b ja transistori kollektoril ehk ostsillaatori väljundis oleva pinge U_c kaudu on toodud joonisel 6.1.11. Tööpunktid 2 osutuvad stabiilseteks, kuna



Joon. 6.1.11

amplituudi kasvu korral võimendustegur väheneb, languse korral aga - suureneb. Tööpunkt 2' aga töötab vastupidiselt - amplituudi vähenemine näiteks viib võimendusteguri vähenemisele, mistõttu võnkumised katkevad. Seetõttu pole siin täidetud amplituudi püüvuse tingimus ja pole seega tagatud ostsillaatori stabiilne töö.

Mida suurema kaldega toimub tööpunktis G ja K karakteristikute lõikumine, seda vähem sõltub võnkumiste amplituud nii sisemistest kui ka välistest põhjustest tingitud parameetrite muutustest.

Kokkuvõttes peavad ostsillaatorite võnkumahakkamiseks ning võnkumiste säilumiseks olema täidetud viis tingimust:

1. Võnkumahakkamise amplituudtingimus $S_0 Z_c K > 1$;
2. Statsionaarses olukorras amplituud-tasakaalutingimus $S Z_c K = 1$;
3. Amplituudi püsivuse tingimus $\frac{\partial S}{\partial A} < 0$;
4. Faasi tasakaalutingimus $\varphi_{\bar{s}} + \varphi_{Z_c} + \varphi_k = \pi$;
5. Sageduse püsivuse tingimus $\frac{\partial \varphi_{Z_c}}{\partial \omega} < 0$.

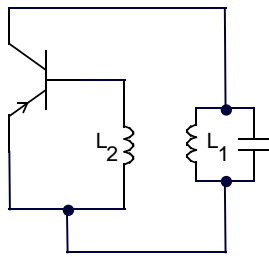
Analoogsed nõuded tuleb täita generaatorites, reliseerituna negatiivse juhtivuse või -takistusega elementide abil.

6.2 Ostsillaatorite skeemitehnika

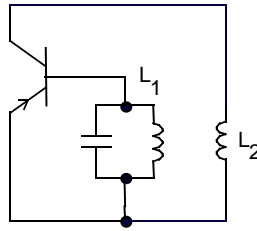
6.2.1 Tagasidestatud ostsillaatorid

õieti valitud ostsillaatori skeem tagab automaatselt faasingimuste (nii tasakaalu kui sageduspüsivuse nõude) täitmise, amplituudtingimused sõltuvad põhiliselt aktiivelemendi võimendusomadustest ja skeemielementide väärtustest.

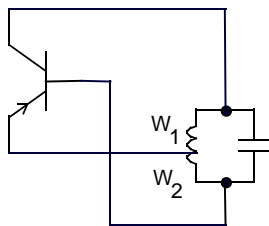
Vaatleme siin viit enamlevinut ostsillaatori struktuuri nende vahelduv-aseskeemide kaudu (joon. 6.2.1 a).



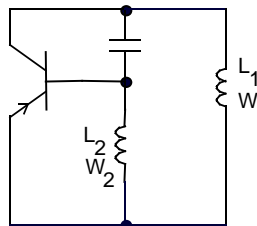
1 Meißner



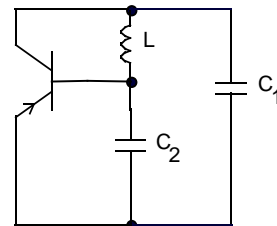
2



3



4 Hartley



5 Colpitts

Skeemides võivad olla bipolaartransistoride asemel nii väljatransistorid kui ka el. lambid. Maenduspunkt võib olla põhimõtteliselt suvalises skeemikohas; valiku kriteeriumiks on siin tavaliselt sagedus – stabiilsus.

Joon. 6.2.1

Amplituudtingimuste arvutamiseks tuleb leida AE ekvivalentne koormustakistus Z_k ning tagasisidestusahela ülekanne K . Igal konkreetsel ostsillaatoritüübil on nad erinevalt arvutatavad. Kuna AE koormuseks on vônkering, siis koormustakistus avaldub vônkeringi ekvivalentse resonantstakistuse R_{0e} kaudu kas vahetult või lülitusteguri p kaudu. Tuletagem siinjuures meelde paar sellekohast valemit:

$$R_{0e} = Q\rho; \quad Z_k = p^2 Q\rho; \quad p = \frac{U_p}{U}.$$

Siin pinge U_p on pinge vônkeringi väljavõtte suhtes, U - vônkeringil. Vaatleme mahtuvusliku kolmpunkti näite varal, kuidas leida koormustakistust Z_k :

$$p = \frac{U_{cm}}{U_{bm}} = \frac{U_{C_1m}}{U_{C_1m} + U_{C_2m}} = \frac{I_{VR} \frac{1}{\omega C_1}}{I_{VR} \frac{1}{\omega C_1} + I_{VR} \frac{1}{\omega C_2}} =$$

$$= \frac{1}{C_1} \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} = \frac{C_2}{C_2 + C_1}.$$

Siin U_c – kollektorpinge; U_c – pinge kondensaatoril .

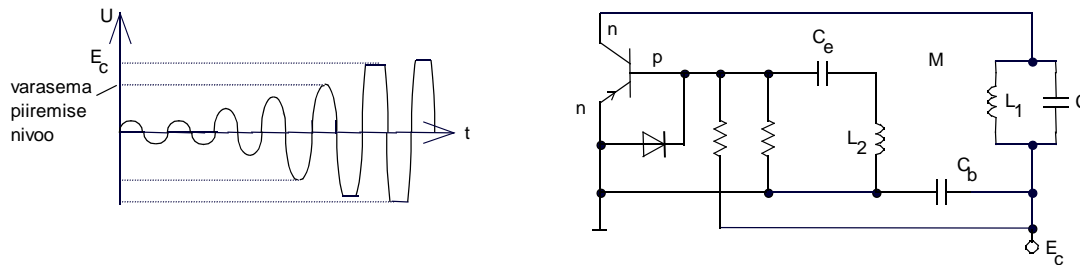
Järgnevalt toome ülevaatliku tabeli vaadeldud viie ostsillaatoritüübi kohta.

Parameeter	1	2	3	4	5
ω_0	$1/\sqrt{LC}$	$1/\sqrt{LC}$	$1/\sqrt{LC}$	$1/\sqrt{C(L_1 + L_2)}$	$1/\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}$
$Z_c = p^2 R_{0e} R_{0e}$	$Q\sqrt{\frac{L}{C}}$	$Q\sqrt{\frac{L}{C}}$	$Q\sqrt{\frac{L}{C}}$	$Q \frac{1}{\omega C}$	$Q\omega L$
$ p$	1	$\frac{M}{L} = k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$	$\frac{W_1}{W_1 + W_2} = \frac{W_1}{W}$	$\frac{L_1}{L_1 + L_2} \approx \frac{W_1^2}{W_1^2 + W_2^2}$	$\frac{C_2}{C_2 + C_1}$
K	$\frac{M}{L} = k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$	$\frac{L}{M} = \frac{1}{k}\sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$	$\frac{W_2}{W_1 + W_2}$	$\frac{L_2}{L_1} \approx \frac{W_2^2}{W_1^2}$	$\frac{C_1}{C_2}$

Siin k – induktiivpoolide sidestustegur .

Oluliseks momendiks ostsillaatorite juures on amplituudi piiramise mehhanism. Selgitame seda Meißneri ostsillaatori baasil (joon. 6.1.1 b). Vaatleme kõigepealt võnkumiste siirdeprotsessi. Teatavasti võnkumahakkamisel signaali amplituud kasvab, kuni lõpuks tekib amplituudi piiramine. Oluline on siinjuures see, kuidas piiramine toimub. Kui piiramine toimub mitte ennem, kui toitepinge suurusega määratud signaali amplituudi piiramisega (inertsivaba signaalitippude äralõikamisega) - siis kaasnevad sellega signaali kuju moonutused (a). Tõsi, kui on tegemist kõrgehüvelise võnkeringiga, filtreeritakse enamuse moonutavaid spektrikomponente välja, puhta signaali saavutamine on aga ikkagi raskendatud.

Et piirata signaali amplituudi, tuleb luua inertsiaalne ahel, mis vähendaks kas AE võimendustegurit (keskmist tõusu) või tagasisideahela ülekannet signaali keskmistatud parameetrite (efektiivväärtus, võimsus paljude signaaliperioodide kohta) järgi ning ei reageeriks signaali hetkväärtustele. Ostsillaatoris (b) on selleks baasi automaatne eelpepinge. Kuna tegemist on npn transistoriga, siis baasi-emitteri vahemik on vaadeldav diodina joonisel toodud polaarsusega. See tähendab, et baasipinge positiivse polaarsusega poollained surutakse maha, negatiivsed aga mitte. Teiste sõnadega - toimub baasipinge alaldamine ning baasile kogunevate negatiivsete poollainete alaliskomponent hakkab transistori sulgema. Kuna baasiahelas on ka RC ahel (R moodustub pingejaguri takistite paralleelühendusest, C - eralduskondensaatorist, mis alaliskomponendi suhtes on ühe viiguga üle pooli maandatud, teise viiguga aga ühendatud baasiga), siis on tegemist RC-koormusega alaldiga. Tekkiv alaliskomponent on sõltuv võnkesignaali amplituudist, sõltuvuse inertsiaalsus on määratud RC-ahela ajakonstandiga. Järelikult transistori võimendus väheneb



Joon. 6.2.1 b

signaali amplituudi kasvades ning eeldatavasti saadakse statsionaarne tööpunkt enne, kui tekivad toitepingest tingitud signaalimoonutused.

Antud skeemis sõltub automaatse -ja fikseeritud eelpinge vahetamine pingejaguri takistite väärtustest. Nii on madalaloomilise pingejaguri korral ülekaalus fikseeritud eelpingekomponent, kõrgemaaloomilise korral - automaatne. Oluliseks on ka automaatse eelpingehela inertsiaalsus. Liiga väikese inertsiaalsuse korral hakkab transistori võimendustegur sõltuma pingehetkväärtustest - põhjustades kujumoonutusi, suure korral aga ei jõua transistori võimendusteguri muutus järgida amplituudi kasvu - ja kui siis lõpuks jõuab sellele järele, siis suurele amplituudile vastava suure eelpingega, mis võib põhjustada võnkumiste katkemise (võnkumiste katkendliku iseloomu).

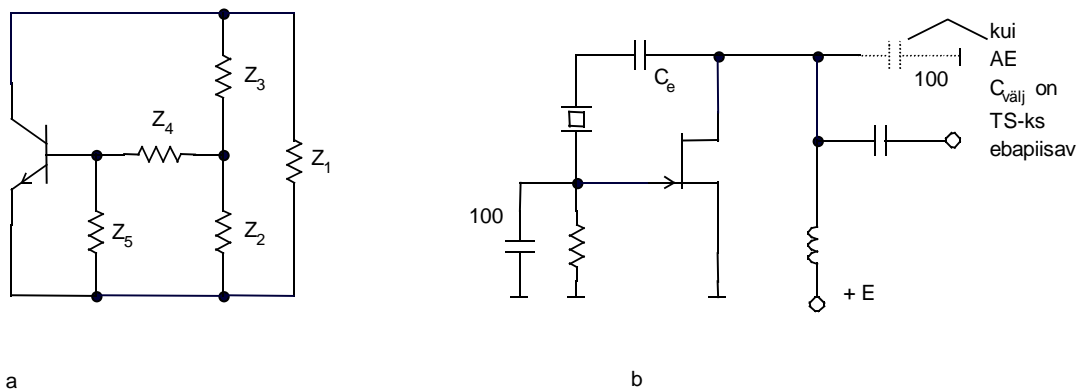
Levinud on ka teised, tavaliselt signaali efektiivväärtuse järgi kontrollitavad (töötemperatuuri kaudu) mittelineaarsed inertsiaalsed piirajad, milleid kasutatakse tavaliselt tagasisideahelates. Nii näiteks leiavad kasutust termistorid (+ temperatuuritegur) kui ka mikrominiatuursed pirnid (- temperatuuriteguriga).

Skeemide valik sõltub ka sagedusdiapasoonist. Kuni mõnekümne megahertsini on levinumad ühevõnkeringilised bipolaar- ja väljatransistoridel mahtvuslikud kolmpunktlülitused, kaasa arvatud Clappi ostsillaator. Sageduse kasvades hakkab mõjuma transistori inertsiaalsus - transistori tõus muutub kompleksseks.²⁰ Kui nüüd mitte kasutada meetmeid täiendavaks faasikorreksiooniks, töötab transistor komplekssele koormusele (väljaspool võnkeringi resonantsi), mis vähendab sagedusstabiilsust. Väidetavalt [Shumilin] tõusu faasinihke kuni 20...30° mõjutab veel suhteliselt vähe sagedusstabiilsust, faasinihke 40...60 kraadi korral aga langeb sagedusstabiilsus tunduvalt. Sageduse kasvades faasinihke suureneb veelgi ning tekib juba probleem võnkumiste säilitamisega.

Transistori inertsiaalsust saab hinnata piirsageduste f_s ja f_T suhtes. Kui töösagedus $f_0 < 0,5f_s$, siis võib lugeda transistori mitteinertsiaalseks, inertsiaalseks $0,5f_s < f_0 < f_T$ ja väga tugevalt inertsiaalseks kui töösagedus on piirsageduse f_T lähedal.

Kõrgetel sagedustel, kus transistori tuleb vaadelda inertsiaalse elemendina, tuleb kasutada täiendavat faseerimiskeemi. See peab tagama kompleksse tagasiside ahela ülekande, mille faas on võrdne, kuid vastasmärgiline AE tõusu faasiga. Joonisel 6.2.2 on

²⁰ Tõusu kompleksse tingivad ka kõrgemad harmoonilised; selle mõjust sagedusstabiilsusele vt edaspidi ptk kõrgemate harmooniliste mõjust.



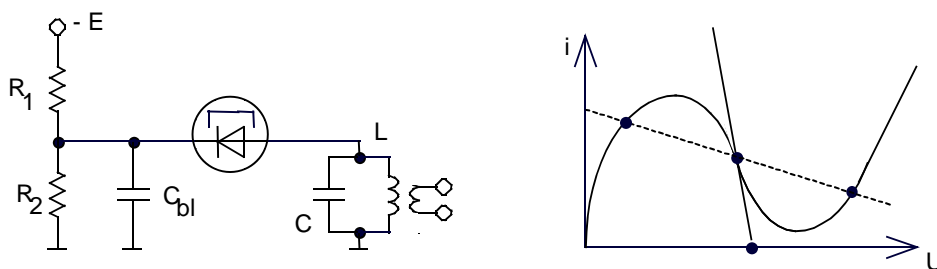
Joon. 6.2.2

toodud täiendava faseerimisega ostsillaatori näide (a). Reaktiivtakistus Z_4 koos takistusega Z_5 , mis kujutab endast transistori sisendtakistust moodustab faasipöördeahela vajaliku faasinihke tagamiseks.

Sellised, mõnevõrra keerukamad kui tavalised kolmpunktskeemid leiavad kasutamist kuni 100...150 MHz-ni. Kõrgematel sagedustel on levinud skeemid, kus võnkering asetseb transistori baasi ja kollektori (paisu-neelu) vahel. Siia alla kuuluvad Pierce'i (b) ja ka Clapp'i ostsillaatorid, kus kasutatakse induktiivsuse asemel võnkeringi ning võnkumised tekkivad võnkeringi induktiivsele iseloomule vastavas sageduspiirkonnas (kolmpunktgeneraatori faasitingimus täidetakse kasutatava võnkeringi (näiteks kvartsresonaatori) induktiivse iseloomu korral).

6.2.2 Negatiivse juhtivuse ja negatiivse takistusega ostsillaatorite skeemid

Negatiivset juhtivust omavad näiteks tunneldiodid, Gunni jt ÜKS diodid. Vaatleme siin vastavat skeemi tunneldiod-näitel (joon. 6.2.3). Võib näha, et tunneldiod on ühendatud (a)



Joon. 6.2.3

paralleelselt paralleelvõnkeringiga, toitepinge, mis on piires 0,15..0,25V, antakse peale madalaoomilise jaguriga. Negatiivse juhtivusega ostsillaatorite pingestamisel on olulised järgmised

momendid (b):

1. Vajalik pinge väärtus tagamaks tööpunkti VA karakteristikute langevas osas; (0,2...0,3V TD korral).
2. Toiteallika sisetakistus peab olema piisavalt väike selleks, et kindlustada alalis-koormussirge lõikumine VA karakteristikuga ainult ühes punktis - negatiivse juhtivusega osas. Selleks peab täituma tingimus:

$$\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} > \left| \bar{Y}_{n \max} \right|.$$

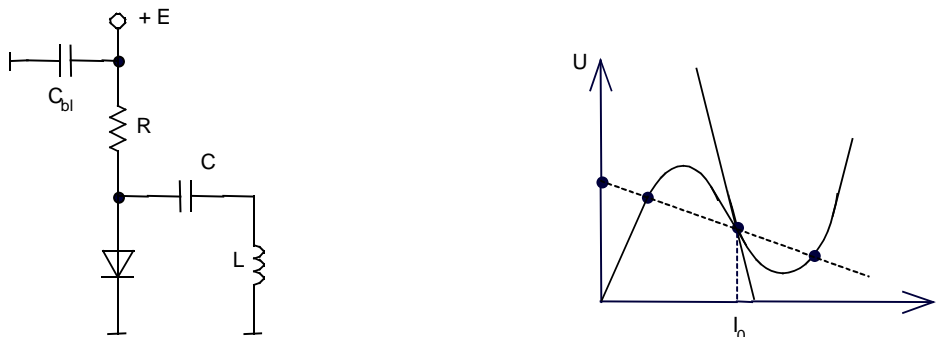
Eriti oluline on siin, nagu ka kõigil ÜKS ostsillaatoritel, montaažskeem.

Negatiivset takistusega ostsillaatorite pingestamiseks on samuti kaks reeglit:

1. Vajalik voolu väärtus määratakse selline, mis tagab töö karakteristikute negatiivse takistusega osas; $I = I_0$.
2. Toiteallika sisetakistus peab olema piisavalt suur, tagamaks alalispinge-koormussirge lõikumise ainult ühes, vajalikus tööpunkti. Teisiti öeldes, peab täituma võrratus:

$$R > \left| \bar{Z}_{n \max} \right|.$$

Negatiivse takistusega ostsillaatoris sageduspüsivuse tagamiseks peab olema järjestikkune võnkering. Joonisel 6.2.4,a on toodud näide diinistorostsillaatorist, joonis (b) illustreerib tööpunkti valikut.



Joon. 6.2.4

6.3 Sagedusstabiilsed ostsillaatorid

6.3.1 Ostsillaatori sagedust mõjutavad tegurid

Vaatleme siin tagasisidestatud ostsillaatori näitel faktoreid, millised mõjutavad kas otseselt või kaudselt ostsillaatori sagedusstabiilsust. Varemalt oli meil tuletatud faaside tasakaalu tingimus. On selge, et võnkumised saavad tekkida ja on sellel sagedusel, mille korral faaside tasakaalu tingimus on täidetud.

Niisiis, arvestades välismõjutusi, saame sagedust määravaks seoseks

$$\Phi(\omega, V) = \varphi_s(\omega, V) + \varphi_{Z_{AE}}(\omega, V) + \varphi_k(\omega, V) = \pi \pm 2k\pi.$$

Avaldades jällegi täisdiferentsiaali ning võrrutades selle nulliga, saame

$$d\Phi = \frac{\partial \Phi}{\partial \omega} d\omega + \frac{\partial \Phi}{\partial V} dV = 0.$$

Siit avaldame sageduse muutuse $d\omega$:

$$d\omega = \frac{\frac{\partial \Phi}{\partial V} dV}{-\frac{\partial \Phi}{\partial \omega}}.$$

Kuna tavaliselt huvitab suhteline sagedusstabiilsus, saame

$$\frac{d\omega}{\omega} = \frac{df}{f} = \frac{\frac{\partial \Phi}{\partial V} dV}{-\omega \frac{\partial \Phi}{\partial \omega}}.$$

Murru nimetajas olevat avaldist nimetame sageduse fikseerimisvõimeks, mille tähistame järgmiselt:

$$\sigma = -\omega \frac{\partial \Phi}{\partial \omega}.$$

Niisiis oleme saanud suhtelise sagedusstabiilsuse avaldiseks

$$\frac{d\omega}{\omega} = \frac{\frac{\partial \Phi}{\partial V} dV}{\sigma} = \frac{\frac{\partial \varphi_s}{\partial V} dV + \frac{\partial \varphi_{ZAE}}{\partial V} dV + \frac{\partial \varphi_k}{\partial V} dV}{\sigma}.$$

Järgnevalt koostame ülevaatliku tabeli erinevate välismõjutuste mõjude ning ühtlasi ka vastumeetmete kohta.

Tabel:

Välismõju V	$\frac{\partial \varphi_s}{\partial V} dV$	$\frac{\partial \varphi_{ZAE}}{\partial V} dV$	$\frac{\partial \varphi_k}{\partial V} dV$	Meetmed
Meh. Mõjutus	L: mikrof effekt Tr: 0	ô-süd. pool, pööririk	ô-süd. pool, pööririk	Amortisatsioon L ja C jäik konstruktsioon
Temperatuur	L: 0 Tr: param muutus	L ja C muutus	Tr param, L ja C muutus	Termokompensatsioon Termostateerimine
ôhurôhk	0	El.läbit. muutus: C var (ôhkdiel.)	0	Hermetiseerimine
Toitepinge	L, Tr pa- ram.muu- tused	Sign.ampl var - VR temp.muu-	0	Pingete stabil.-ne

Ostsill. koormus	0	tumine C_{ekv} L_{ekv} muutus	0	Nõrk sidestus koormusega, puhverastme kasutus
Skeemielem-de parameetrite muut ajas, vahetusega	Mõjub otse ja temper. kaudu	Mõjub otse ja temper. kaudu	Mõjub	Elem.kunstlik vanandamine, valik param. Stabiilsuse järgi
Sageduse seadistuse täpsus		Mõjub		Sagedusmõõtja või sagedussüntesaatori kasutus

Siin L : elektronlamp
 Tr : transistor .

6.3.2 Tagasisidestatud ostsillaatori sagedusstabiilsus

Selles punktis arendame edasi suhtelise sagedusstabiilsuse avaldist ning määrame ostsillaatori sagedusstabiilsuse sõltuvuse konkreetsetest skeemisestest ja -välistest teguritest.

Toome lõpptulemuse tuletuse.

$$\frac{d\omega}{\omega} = \frac{d\omega_0}{\omega_0} - \frac{1}{Q} \cdot \frac{\omega - \omega_0}{\omega} dQ + \frac{\frac{\partial \Phi'}{\partial V} dV}{2Q \frac{\omega}{\omega_0} \cos^2 \varphi_{ZAE}} \quad 21$$

Siit tuleneb kolm väga olulist järeldust ostsillaatori sagedusstabiilsuse kohta. Niisiis, kõrgeks sagedusstabiilsuseks tuleb tagada:

1. Vônkeringi etaloonsus (vt avaldise esimene liige);
2. Vônkeringi kõrge hüve (teine liige, ka kolmas);
3. Maksimaalne sageduse fikseerimisvõime (kolmas liige).

Peatume lähemalt kolmandal nõudel. Selgub, et sageduse fikseerimisvõime on tagatud, kui faas $\varphi_{ZAE} = 0$.

²¹ $\Phi = \varphi_s + \varphi_{ZAE} + \varphi_k$; $\Phi' = \varphi_s + \varphi_k$

Siis

$$\sigma = \sigma_{\max} = 2Q.$$

Teisiti öeldes, selleks et $\varphi_{ZAE} = 0$ peavad võnkumised toimuma resonantssagedusel. Nõue, mis tundub loomulikuna, pole alati täidetud. Seda seepärast, et võnkesageduse määrab tegelikult faaside tasakaalu tingimus $\varphi_{\bar{s}} + \varphi_{ZAE} + \varphi_k = \pi$

ja võnkumised toimuvad sellel sagedusel, millel see tingimus täidetakse. Selleks, et seetingimus täituks võnkeringi resonantssagedusel, peab $\varphi_{ZAE} = \pi - \varphi_{\bar{s}} - \varphi_k$,

mis täidetakse tagasiside faasi $\varphi_k = \pi$ korral siis, kui

keskmise tõusu faas $\varphi_{\bar{s}} = 0$.

Teisiti öeldes, keskmine tõus peab olema puht aktiivne suurus.

Niipea, kui keskmine tõus muutub kompleksseks, toimuvad võnkumised väljaspool võnkeringi resonantssagedust ja sageduse fikseermisvõime langeb. On võimalik tõestada, et kõrgemate harmooniliste sattumine AE juhtelektroodile muudab keskmise tõusu kompleksseks; seda sõltumata AE sageduslikest omadustest. Ülaltoodust võib teha järgmised järeldused.

-
1. AE keskmine tõus muutub kõrgemate harmooniliste olemasolu korral kompleksseks sõltumata AE sageduslikest omadustest;
 2. Tuleb maksimaalselt maha suruda kõrgemate harmooniliste koosseis AE sisendis;
 3. Tuleb tagada töörežiim, mis minimeerib kõrgemate harmooniliste olemasolu AE väljundahelas;
 4. Tuleb stabiliseerida AE töörežiim, tagamaks muutumatu baasipinge koosseisu; iga koostise muutus taandub tõusu faasimuutuseks - seega ka sageduse muutuseks.
-

6.3.3 Sageduse parameetiline stabilisatsioon

Siin vaatleme sagedusmuutusi, tingituna ostsillaatori parameetrite muutustest ja nende parameetrite muutuste ja muutuste mõju vähendamist. Märkimist väärivad siinjuures neli võtet sagedusstabiilsuse tõstmiseks:

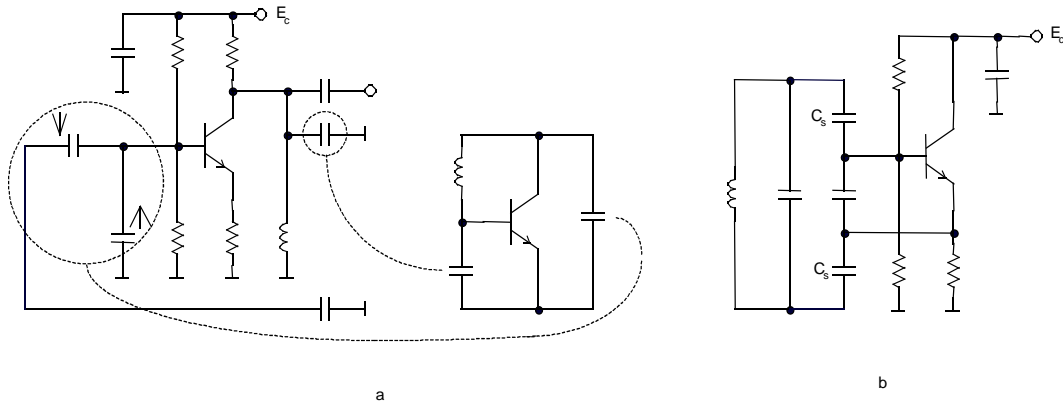
1. Ostsillaatori skeemi valik;
2. Toidete stabiliseerimine;
3. Võnkeringi termokompensatsioon;
4. Ostsillaatori termostateerimine.

6.3.4 Sagedusstabiilsete ostsillaatorite skeemid

Põhikriteeriumiks on skeemi valikul nõrk side võnkesagedust määrava resonantssüsteemi ja aktiivlemendi ning resonantssüsteemi ja ostsillaatori koormuse vahel. Samuti tuleks silmas pidada skeemilisi võtteid kõrge võnkeringi hüve tagamiseks ning kõrgemate harmooniliste mahasurumiseks. Viimasel juhul osutuvad otstarbeteks jällegi ostsillaatorid mahtuvusliku kolmpunkti baasil; need skeemid sisaldavad PI tüüpi madalpääsfiltrit, tagades seega kõrgemate

harmooniliste parema mahasurumise. Ostsillaatori toitepinge peab olema stabiliseeritud. Skeemielementidena tuleb kasutada kõrgstabiilsusega kondensaatoreid, induktiivsusi. Bipolaarsetest transistoridest tuleks eelistada npn transistore, millede temperatuuristabiilsus on positiivse temperatuuri korral kõrgem kui pnp transistoridel.

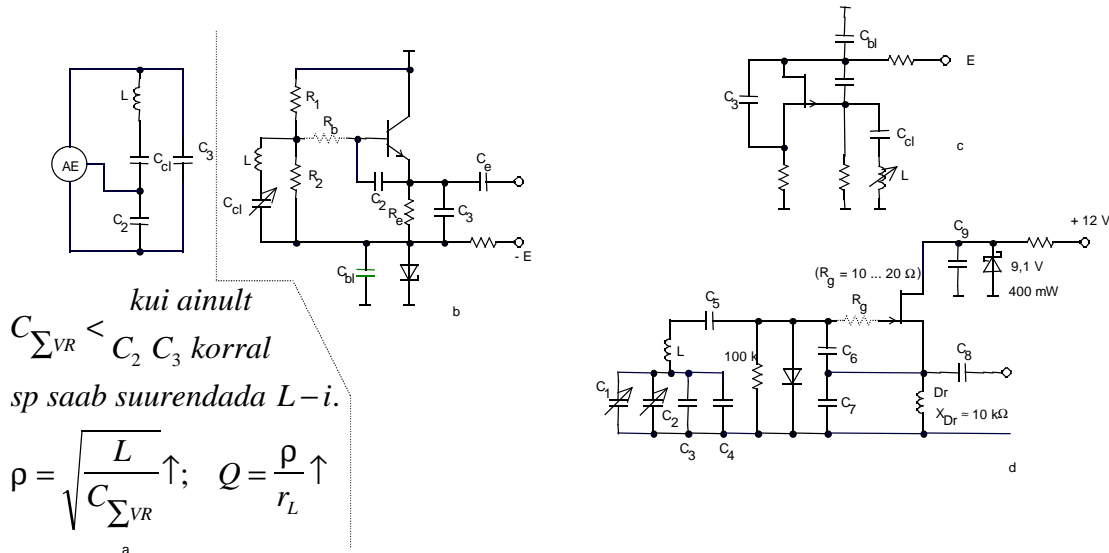
Vaatleme kasutatavaid skeemitehnilisi võtteid konkreetsete skeemide baasil. Joon. 6.3.1 toob näited võnkeringi nõrgast



Joon. 6.3.1

sidestamisest transistoriga. Variant (a) annab nõrga sidestuse AE suuremahtuvuslike paralleelsete kondensaatoritega, (b) aga väikesemahtuvuseliste järjestikondensaatoritega. Seejuures esimene variant moodustab mahtuvusliku kolmpunktskeemi (Colpitts'i ostsillaatori), mis tänu kahele, transistori viikudevaheliste mahtuvustega paralleelsetele kondensaatoritele, on suhteliselt stabiilne skeem.

Joon. 6.3.2 toob näite Clapp'i ehk järjestik-Colpitts'i



Joon. 6.3.2

ostsillaatorite üldstruktuuri (a) ja konkreetsed skeemid (b,c,d). See on sisuliselt Colpits'i ostsillaatori edasiarendus kõrgema sagedusstabiilsuse suunas. Nagu öeldud, mahtuvuslikus kolmpunktis on kaks võnkeringi kondensaatorit, mis sildavad transistori parasiitmahtuvusi. Mida suuremad on nende mahtuvused, seda vähem transistori parasiitmahtuvused (ja nende muutused) mõjutavad sagedust määrava võnkeringi resonantsagedust.

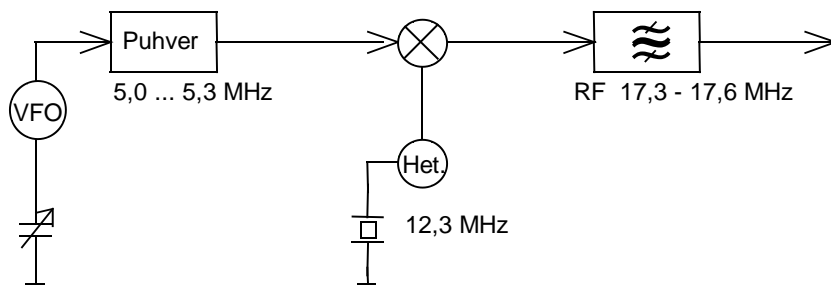
Asjal on aga ka teine külg. Nimelt, võnkeringi mahtuvuste suurendamisel võnkeringi hüve väheneb. Varasemast selgus, et võnkeringi hüve vähendamine vähendab sagedusstabiilsust - järelikult siin on oma sagedusstabiilsuse piir, mida mahtuvuste suurendamise teel enam ei paranda. Clapp'i ostsillaatoris pannakse kondensaator järjestikku induktiivsusega (tuntud on ka nn paralleel-Colpitts'i variant, kus mahtuvus pannakse induktiivsusega paralleelselt; suhteliselt madala töösageduse tõttu pole see skeem nii levinud kui järjestikvariant). See vähendab induktiivsuse mõju resonantssagedusele ning on võimalik valida nii suuremad mahtuvused kui ka induktiivsuse.

Variandis (b) on transistori kollektor maandatud. See tagab transistori parema jahutuse ning Clapp'i kondensaatori maahenduse. Järjestikkune takistus R_b vähendab transistori väikese sisendtakistuse sildavat mõju võnkeringile. Ostsillaator väljatransistoril (c) võimaldab võnkeringiga väga nõrka sidestust. Seda seetõttu, et tema sisendtakistus on väga kõrge ja sisendmahtuvus 2..4 korda väiksem bipolaarse transistori sisendmahtuvusest.

Variant (d) tagab sagedusstabiilsuse $\pm 1 \text{ Hz}$ sisselülamise hetkest 2 tunni jooksul (sagedusvahemikus 1,8..2 MHz). Lisaks varemärgitud võtetele on siin kasutusel polüstürool? (polystyrene) kondensaatorid, samuti võnkeringi kondensaatorite paralleelühendus. Viimane võte vähendab nende temperatuurisõltuvust neid läbivast vahelduvsignaali voolust (vool jaguneb mitme kondensaatori vahel). Toitepinge on stabiliseeritud ning valitud madalam, tagamaks veelgi väiksemaid ostsillaatorielemente läbivaid voole ja AE elektrodidevahelisi mahtuvusi mõjutavaid pingeid. Viimase mõju vähendamiseks on skeemi veel lülitatud diodid, sildamaks väljatransistori sisendit. sellega saavutatakse paisupinge positiivsete poolainete tippude mahasurumine ning paisu pingemuutuse - seega ka pingest sõltuva sisendmahtuvuse muutuse ulatuse vähenemine. Sidestuskondensaator C_5 valida nii väike kui veel on võimalik võnkumiste säilitamiseks, kondensaator C_8 tuleb ka valida nii väike kui võimalik. Kõrgemate harmooniliste mahasurumiseks ning parasiitsagedustel võnkumiste vältimiseks võib kasutada paisuga järjestikku ühendatavat madalaloomilist takistit. Kondensaatorid C_6 ja C_7 valitakse võrdsed, takistusega (signaalisagedusel) ca 60 oomi.

Tavaliselt saavutatakse hea sagedusstabilisatsioon sagedustel kuni 7..10 MHz. Saavutamaks head sagedusstabiilsust kõrgematel sagedustel tuleb kautada juba süsteeme ostsillaatoritega - heterodüünipõhimõtet, sageduse kordistamist, sagedussüntesaatoreid.

Vaatleme ühte heterodüüniga näidet (joon. 6.3.3).



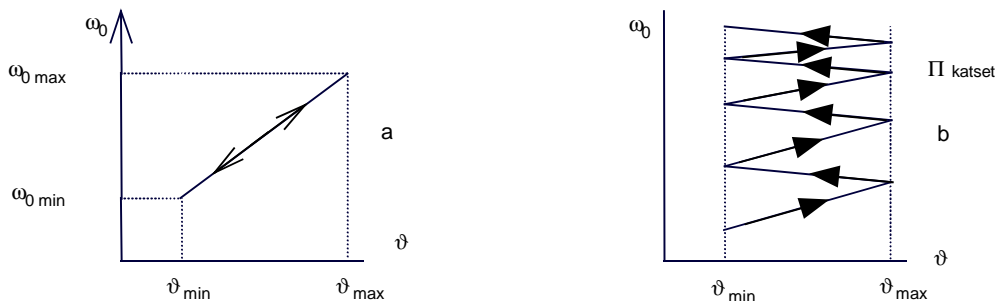
Joon. 6.3.3

Põhihäälestus sooritatakse pingega tüüritava ostsillaatoriga, mille sagedus muundatakse üles kvartsheterodüüni abil. Sarnast süsteemi kasutatakse ka sagedusmodulaatorite kesksageduse stabiliseerimiseks.

6.3.5 Võnkeringide termokompensatsioon

Ostsillaatori sagedusstabiilsuse esimeseks tagatiseks on kasutava võnkeringi etaloonsus; võnkeringi temperatuuri- kompensatsioon on põhiliseks võtteks tavaliste, poolist ja kondensaatorist koosneva võnkeringi etaloonsuse tõstmiseks.

Vaatleme võnkeringi resonantsageduse temperatuurisõltuvuse näidet (joon. 6.3.4 a). Siit nähtub ühene graafik temperatuuri



Joon. 6.3.4

mõlemasuunaliste muutuste korral (karakteristikud langevad kokku temperatuuri tõustes ja langedes). Resonantsageduse temperatuuritegur α avaldub:

$$\alpha_{f,\vartheta} = \frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} / \Delta\vartheta.$$

Võib esineda aga olukord, kus karakteristikud kokku ei lange -saame "hüplevad" karakteristikud (joon. 6.3.4 b). Seda hüplemist iseloomustatakse ebastabiilsus- või hüplemisteguriga, mis n-da katse korral avaldub järgmiselt