

$$\beta_f^{(n)} = \frac{\omega_{0\min}^{(n)} - \omega_{0\min}^{(n+1)}}{\omega_{0\min}^{(n)}}.$$

Pöörame tähelepanu nende karakteristikute juures tavaliselt ilmnevale tendentsile - hüplemise vähenemisele katsete arvu n suurenedes. Vônkeringides, kus selline tendents ilmneb - saab olukorda parandada vônkeringi paljude temperatuurikatsetega - kunstliku vanandamisega.

Termokompensatsioonist saab rääkida vaid juhul, kui vônkeringi hüplemistegur võrdub nulliga.

Järgnevas tabelis on toodud mõnede õhksüdamikuga poolide temperatuuriparameetrid ja hüve.

L	α	β	Q
Keraamilisele alusele pihustatud mähis, temperatuuritöötusega	10...20	0	80...150
Keraamilisel alusel kuumtraat-mähis	10...30	0	100...400
Mehaaniliselt eelpingestatud mähis keraamilisel alusel	40...100	10...1000	100...400
Karkassita mähis	50...150	≈ 20000	100...600

Tabelis toodud α ja β suurused tuleb korrutada 10^{-6} -ga.

Järgnevalt avaldame tõestuseta resonantssageduse sageduse suhtelise muutuse vônkeringi induktiivsuse ja mahtuvuse muutuste kaudu.

$$\frac{d\omega_0}{\omega_0} = -\frac{1}{2}(\alpha_{L\vartheta} + \alpha_{C\vartheta})d\vartheta.$$

Niis, oleme saanud seose vônkeringi resonantssageduse temperatuurisõltuvuse leidmiseks. Sulguses oleva avaldise minimeerimine ongi vônkeringi termokompensatsioon. Ideaalsel kompenseerimisel see liige võrdub nulliga:

$$\alpha_{L\vartheta} = -\alpha_{C\vartheta}.$$

Tegelikult muidugi ideaalset kompensatsiooni ei saavutata, kui aga saavutatav kompensatsioon ei rahulda, tuleb edasiseks sagedusstabiilsuse tõstmiseks kasutada kas termostateerimist (st temperatuurimuutuste - avaldise liikme $d\vartheta$ vähendamist) või siis kvartsstabilisatsiooni.

Õhksüdamikuga poolide temperatuuritegur on tavaliselt positiivne. See tähendab, et kondensaatorite temperatuuritegur peab olema negatiivne. Keraamiliste kondensaatorite temperatuuritegurid on valmistajatehase poolt ette antud ja on märgistatud kas erivärvidega või vastavate koodidega.

Kui ei ole vajaliku temperatuuriteguriga kondensaatorit käepärast, siis on võimalik kondensaatorite paralleel- või järjestikühendusega tagada sobiv temperatuuritegur. Paralleel- ja

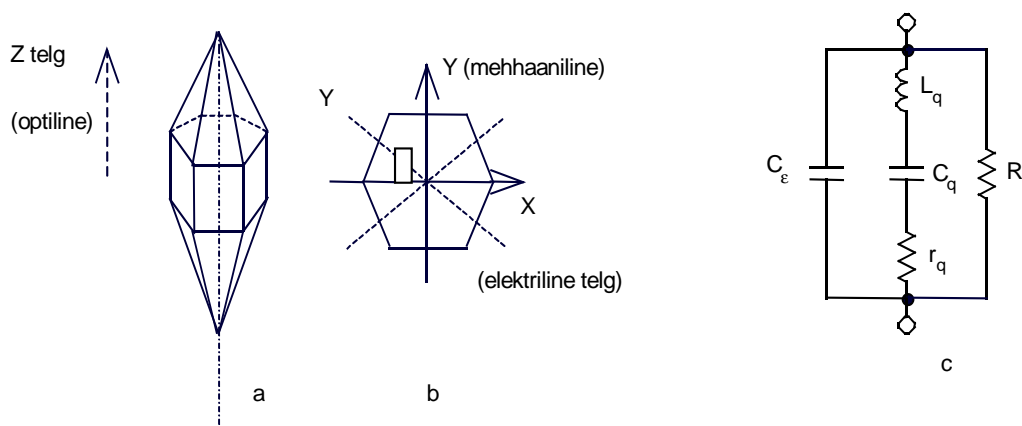
järjestikühendusel ühendusel avalduvad üldised temperatuuritegurid

$$\alpha_{C_p} = \frac{\alpha_{C_1} C_1 + \alpha_{C_2} C_2}{C_1 + C_2}; \quad \alpha_{C_{järj}} = \frac{\alpha_{C_1} C_2 + \alpha_{C_2} C_1}{C_1 + C_2}.$$

6.4 Kvartsstabilisatsioon

6.4.1 Kvartskristall, kvartsresonaator

Looduses või kunstlikult kasvatatuna on kvartskristall ottest kuustahkse püramiidi- keskelt -prismakujuline (joon. 6.4.1 a,b)



Joon. 6.4.1

Eristatakse optilist Z-telge, elektrilisi X-telgi ning mehaanilisi Y-telgi. Teljed määravad kristallist väljalõigatava kvartsplaadi elektrilised, mehaanilised ja temperatuuriomadused.

Niisiis, miks kasutatakse ning tänu millele on üldse võimalik kvartsplaadi kasutamine elektrilise resonaatorina. Teatavasti on mehaanilistel resonaatoritel väga kõrge hüve; kvartsplaat on ka väga püsivate mehaaniliste omadustega, mistõttu lisaks kõrgele hüvele on ta ka kõrge stabiilsusega. Kuidas on aga võimalik mehaanilist resonaatorit siduda elektriliselega? See osutub võimalikuks tänu kvartsi päri- ja pöördpiesoeletrilisele efektile.

See tähendab, et kui kvartsplaati mõjutada mehaaniliselt, tekib tema otses elektromotoorjõud; kui aga rakendada emj tema otstele, kaasneb sellega plaadi deformeerimine. Seetõttu saame mehaanilised võnkumised üle kanda elektrilisteks ja vastupidi.

Kvartsresonaatorit iseloomustatakse järgmise aseskeemiga (joon. 6.4.1 c). Kvartsplaadi võnkumised, mis toimuvad siis tänu piesoeletrilistele efektidele, iseloomustatakse dünaamiliste parameetritega L_q , C_q ja kadudega r_q . Kvartsplaadi hoidjate vahelist mahtuvust iseloomustatakse C -ga. On olemas ka hoidjatevaheline aktiivtakistus, kuid kuna kvarts on praktiliselt isolaator, on selle takistuse suurusjärg teraomidest ülalpool, mistõttu selle takistusega tavaliselt ei arvestata.

Nagu aseskeemilt nähtub, moodustub siin kaks resonantssagedust. Järjestikresonants moodustub dünaamiliste elementide C_q ja L_q vahel; paralleelresonants induktiivsusega L_q

paralleelselt olevate, omavahel järjestikkustega C_q ja C vahel.

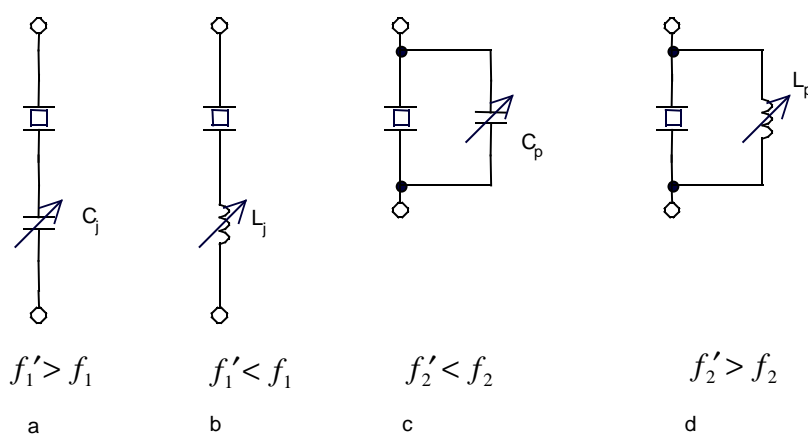
Resonantsnähtused võivad toimuda plaadi erilisel deformatsioonil, põhi- ja kõrgematel (paaritud) harmoonilistel. Kõrgsageduslikeim deformatsioon on nihe, mille juures saadakse resonantsagedused mõnekümnel MHz-l. Kõrgematel sagedustel tuleb kasutada kõrgemaid harmoonilisi.

Kvartsresonaatori temperatuuritegur sõltub plaadi löikest. Kaldlõigete korral on võimalik saada nullile lähedasi temperatuuritegureid teatud algtemperatuuri (näiteks 20°C) juures. Seetõttu on igal kvartsresonaatoril oma töötemperatuur. Vaatleme, millistes suurusjärgudes on kvartsresonaatori parameetrid.

Lõige	C pF	C_q pF	L_q mH	r_q oomi	r_0 megaohmi	Q	f_{q1} kHz
AT	12,6	0,00273	3000	141	10,5	75000	556
BT	46,2	0,0212	37	3.6	1,3	365000	5580

AT resonaatori mõõtmed on $3 \times 13 \times 33 \text{ mm}$, BT - $0,44 \times 25 \times 25,5 \text{ mm}$.

Näeme kvartsresonaatoreile küllaltki iseloomulikke parameetrite väärtusi. Nimelt - väga väikest dünaamilist mahtuvust ja suurt dünaamilist induktiivsust. Siit tuleneb kaks iseärasust - kõrge lainetakistus ja väga väikesed võimalused kvartsresonaatori järgihäälestuseks ja sagedusdeviatsiooniks. Tegelikult on viimane omadus soovitud tulemus - sagedusstabiilsus on tagatud resonaatori sisemiste parameetritega ja vähene alluvus väliste parameetritele muutustele tagabki kvartsosillaatorite kõrge stabiilsuse. Selgitame seda joon. 6.4.2 abil. Tõepoolest, soovides kvartsosillaatori võnkesagedust mõnevõrra muuta, tuleks kasutada resonaatoriväliseid reaktiivelemente, saades kas resonaatori järjestikresonantsageduse f_1 muutuse f_1' -ks (joonisel a,b) või paralleelresonantsageduse f_2 muutuse f_2' -ks (c,d).



Joon. 6.4.2

6.4.2 Kvartsosillaatorite skeemid

Kvartsostsillaatorite skeemilised lahendused võib jagada nelja rühma. Niisiis, saame kvartsostsillaatorid, kus kvartsresonaator töötab

- 1) induktiivsusega;
- 2) aktiivtakistusena (kas järjestik- või paralleelresonantsil);
- 3) sildskeemis;
- 4) kõrgematel harmoonilistel.

Rakendusotstarbe järgi võib kvartsostsillaatoreid kasutada nii püsisageduslike võnkumiste tekitamiseks kui ka kitsaribalise sagedusliku modulatsiooni tekitamiseks. Omaette valdkonnaks on kvartsostsillaatorite kasutus koht-sagedusvõrgu loomisel - sagedussüntesaatorites. Järgnevalt vaatlemegi mõningate üldmääratud põhimõtete skeemitehnilisi rakendusi.

Ostsillaator - kvartsresonaator kui induktiivsus

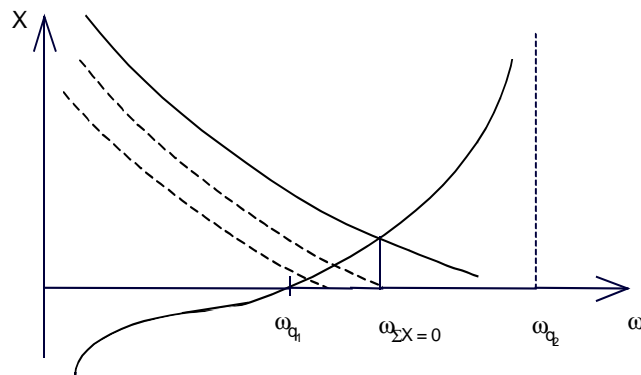
Teatavasti iga võnkering on resonantssagedusel aktiiv-iseloomuga, väljapoolsest aga kas induktiivse või mahtvusliku iseloomuga. Selles alapunktis vaatleme ostsillaatoreid, kus võnkumiste faasingimuse täidetakse siis, kui kvartsresonaator omab induktiivset iseloomu. Võib tekkida küsimus, miks on valitud just induktiivne, aga mitte mahtvuslik iseloom. Põhjus on selles, et kvartsresonaator saab olla induktiivse iseloomuga vaid siis, kui toimuvad võnkumised (rekkiab dünaamiline induktiivsus); mahtvuslik iseloom. Põhjus on selles, et kvartsresonaator saab olla induktiivse iseloomuga vaid siis, kui toimuvad võnkumised (rekkiab dünaamiline induktiivsus); mahtvuslik iseloom on tal tänu oma staatilisele läbimahtvusele ka ilma võnkumisteta olemas.

Sellised ostsillaatorid tugunevad kolmpunktostsillaatoritele (joon. 6.4.2). Võttes üldistatud kolmpunktostsillaatori skeemi (a), võime valida siin suvalise, faasingimuse täitumist tagava lahendi (b, c, d), kus kvartsresonaatoril on induktiivsuse roll. Soovitav on seejuures kvartsresonaatori minimaalne shunteerimine aktiivlemendi poolt - seetõttu on siin variant d eelistatum. Väljatransistoriga skeemides on üldjuhul tagatud parem kvartsresonaatori ja AE sobitus ja see ei ole niivõrd kriitiline kui bipolaarsete transistoride korral.

Vaatleme faasingimuse täitumist variandis (b). faaside tasakaalu tingimusest tulenevalt saame $\sum X = 0$:

$$X_{cb} = -X_{be} - X_{ce}; \quad X_q = -X_{be} - X_{ce}.$$

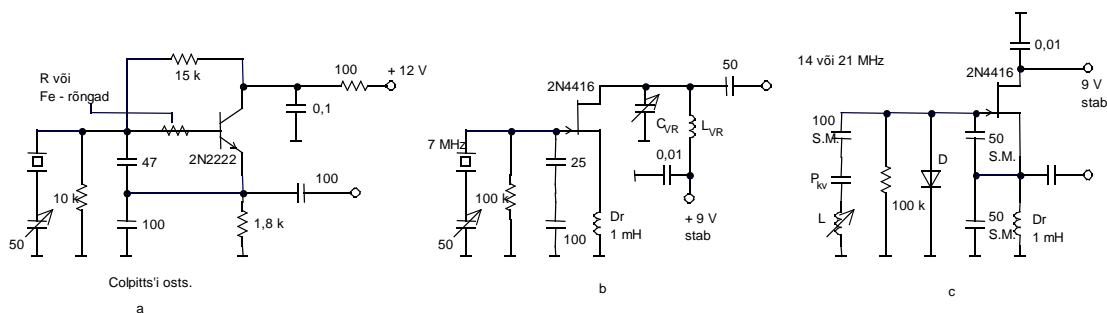
Vaatleme faaside sagedussõltuvusi (joon. 6.4.3). Summeerime



Joon. 6.4.3

kondensaatorite reaktiivsuste sagedusarakteristikud (negatiivse märgiga) - ning seal, kus see summa võrdub kvartsresonaatori reaktiivtakistusega - saamegi faasitingimuse täitumise ja võnkumised.

Toome mõned konkreetsed näited (joon. 6.4.4). Bipolaarse transistoriga variant (a) kujutab endast Colpitts'i ostsillaatorit. Skeemil on näidatud võimalus sageduse järgihäälestamiseks trimmeriga või siis - asendades trimmeri varikapiga - kitsaribaliseks sagedusmodulatsiooniks. Skeemides, kus on suur kvartsi sildav mahtuvus, pannakse sagedust reguleeriv kondensaator



Joon. 6.4.4²²

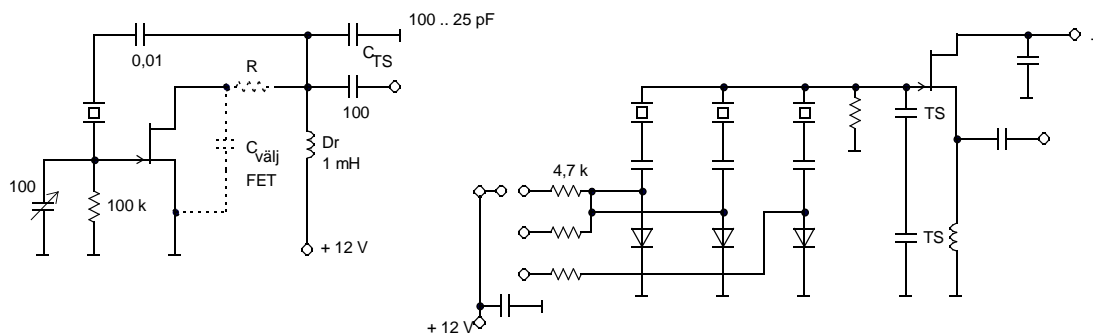
järjestikku, väike - paralleelselt. Kõrgemate harmooniliste mahasurumiseks, parasitvõnkumiste vältimiseks kasutatakse ka siin baasiahelas madaloomilist takistit või ferriitrõngaid. Variant (b) näitab võimalust ostsillaatorisageduse kõrgemate harmooniliste kasutamiseks. Võnkumine toimub siin kvartsresonaatori põhiharmoonilise juures, väljundis eraldatakse võnkumise kas teine või kolmas harmooniline. Viimane näide (c) illustreerib sageduse järgihäälestust induktiivsusega.

²² Väga kangeks sagedusstabiilsuseks kasutatakse hõbetatud plaatidega vilgukivikondensaatoreid (S.M. - Silver Micca);
 $P_k \leq 10\mu W$

Kvartsi AT lõige on järelhäälestuse seisukohalt parim, andes suurima sagedushälbe. nii näiteks sagedusel 3.5 MHz on saavutatav sagedusmuutus 3 kHz, 7 MHz - 10 kHz. On võimalik ka suurem muutus, kuid sellega kaasneb tunduv sagedusstabiilsuse langus. Oluline on tagada sellistes järelreguleeritavates (moduleeritavates) ostsillaatorites selektiivsete ahelate minimaalsed mahtuvused. Viimases näites aitab sellele kaasa ka väljatransistori sisendit sildav diod, lõigates ära signaali positiivsed poolperioodid ning vähendades seega sisendmahtuvuse pingest sõltuvat muutust.

Kõrgematel sagedustel on levinud ka Pierce'i ostsillaatorid (joon.6.4.5 a), kus kasutatakse transistorisest mahtuvuslikku tagasisidet; selle mittepiisavuse korral täiendatakse skeemi välise tagasisidekondensatoriga C_{TS} .

Variants (joon. 6.4.5 b) illustreerib sageduse ümberlülumise võimalust diodidega.



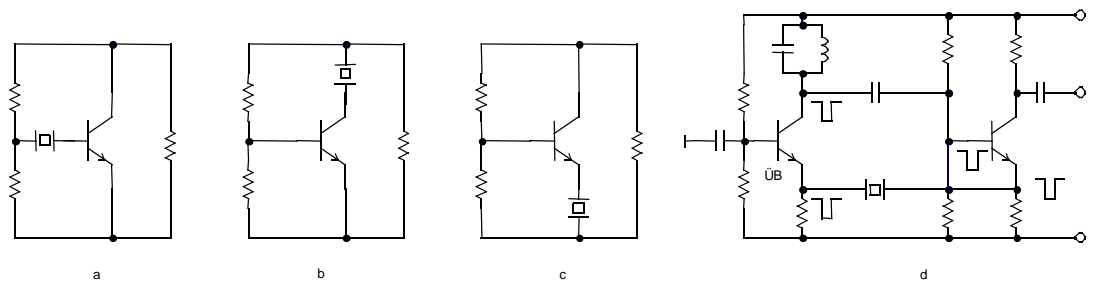
Joon. 6.4.5

Kui sageduse järgihäälestus pole oluline, jäetakse ülaltoodud skeemidest trimmerelement välja; sagedusstabiilsus tuleb seejuures kõrgem.

Ostsillaator - kvartsresonaator kui aktiivtakistus

Siia alla kuuluvad ostsillaatorid, kus kvartsresonaator töötab kas järjestik - või paralleelresonantsil. Lihtsaimad näited saab tuua jällegi kolmpunktostsillaatorite baasil (joon. 6.4.6). Võib

valida suvalise neist skeemidest - skeemi täidetakse faasitingimus vaid siis, kui kvartsresonaator omab puht aktiivset takistust - st resonantsolukorras. Amplituuditingimust saab täita toodud skeemides vaid kvartsresonaatori järjestikresonantsil. Seega võnkumised saavad tekkida ainult kvartsi järjestikresonantssagedusel.

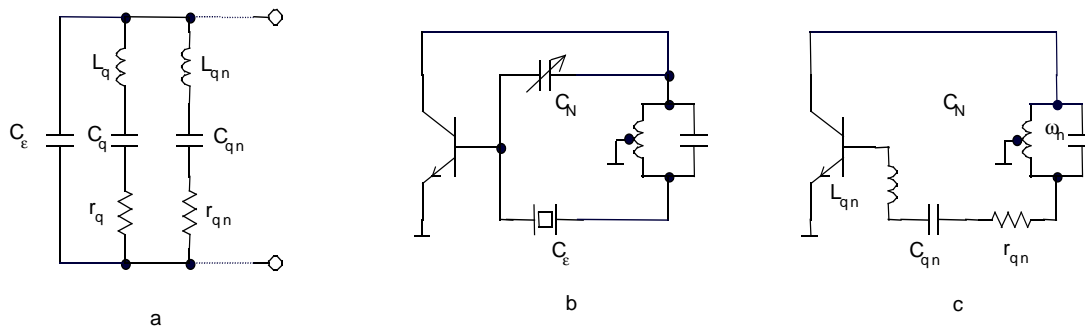


Joon. 6.4.6

Ostsillaatori skeemides vajalikku faasinihet võib tekitada ka kahe transistori abil (joon. 6.4.6 d). Kvartsresonaatori järjestikühenduse korral tagasisideahelas saadakse võnkumised järjestikresonantsil, paralleelühenduse korral - paralleelresonantsil.

Ostsillaator - kvarts kõrgematel harmoonilistel

Osutub, et kvartsresonaatori aseskeem siseldab liseks senivaadeldud harudele veel harusi kõrgematel harmoonilistel (joon. 6.4.7 a). Selleks, et sundida kvartsresonaatorit võnkuma mingil



Joon. 6.4.7

n -ndal harmoonilisel, tuleb ülejäänud harud elimineerida. Vaatleme seda ühel ostsillaatori näitel (b). Kõigepealt tuleb lahti saada läbivmahtuvusest C_ϵ . Selleks koostame skeemi, kus pooli väljavõtte on maandatud, pooli otstel tekivad seega vastasfaasilised pinged. Reguleerides nüüd neutraliseerimiskondensaatori mahtuvuse selliseks, mille juures antakse b-e vahemikule kaks võrdset, kuid vastasfaasilist pinget (üle C_ϵ ja C_n), saame lahti kvartsresonaatori läbivmahtuvuse C kaudu antavast tagasiside signaalist. Järgnevalt katsume lahti saada kvartsresonaatori põhiharmoonilise ja ülejäänud harmooniliste harudest. Selleks häälestame võnkeringi vajalikule, n -ndale harmoonilisele ning saame järgmise ostsillaatori aseskeemi (c). Kui nüüd täidetakse amplituuditingimus, (AE on suuteline kompenseerima kaotakistuse r_{qn} kaod), hakkab ostsillaator

võnkuma n -nda, harmoonilisel.

Sellisel põhimõttel võib sundida kvartsresonaatorit võnkuma 3,5,...(15...21) harmoonilisel. Mida kõrgem on aga harmoonilise kordsus, seda suurem on sellele vastav kaotakistus ja seda raskem on tagada võnkumisi just soovitud sagedusega; suurte võimendustegurite korral võnketingimus võib osutada täidetuks juba madalamal sageduskordsusel.

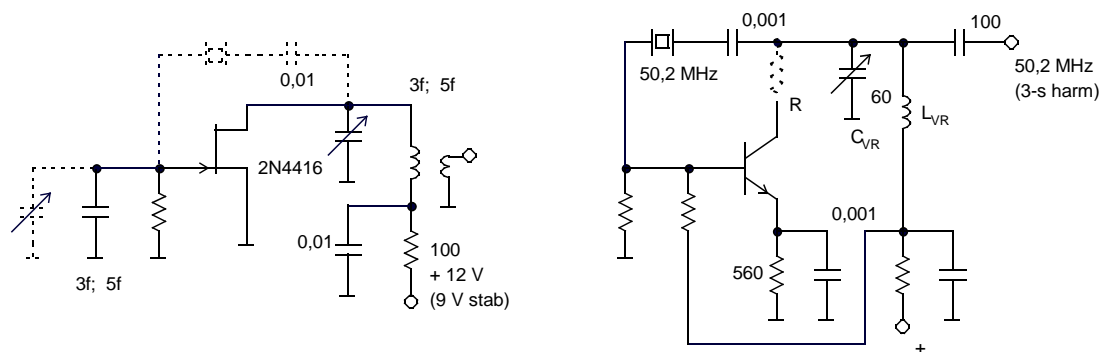
Peame siin veel silmas, et kvartsresonaator võib võnkuda vaid paaritutel üläharmoonikutel. Joon. 6.4.8 on toodud seisva laine



Joon. 6.4.8

pildid eri sageduskordsuste korral. Võib näha, et põhi- ja kolmandal harmoonilisel tekib plaatide otstel energiavahetuseks vajalik potentsiaalide vahe. Kui seda pole, ei saa energiat ei plaati sisse anda ega ka plaadist välja võtta.

Järgnevalt vaatleme mõningaid näiteid ostsillaatoritest, kus sunnitakse kvartsresonaatorit võnkuma üläharmoonilistel (joon. 6.4.9). Esimene näide on väljatransistoril (a) pakkudes välja kaks



Joon. 6.4.9

kvartsresonaatori ühendusvõimalust, teine näide (b) on Pierce'i ostsillator bipolaarsel transistoril. Võnkumised tekkivad, kui kollektorvõnkeringi resonantssagedus on mõnevõrra kõrgemal vastavast kvartsresonaatori üläharmooniku sagedusest.

6.5 Sagedussüntesaatorid

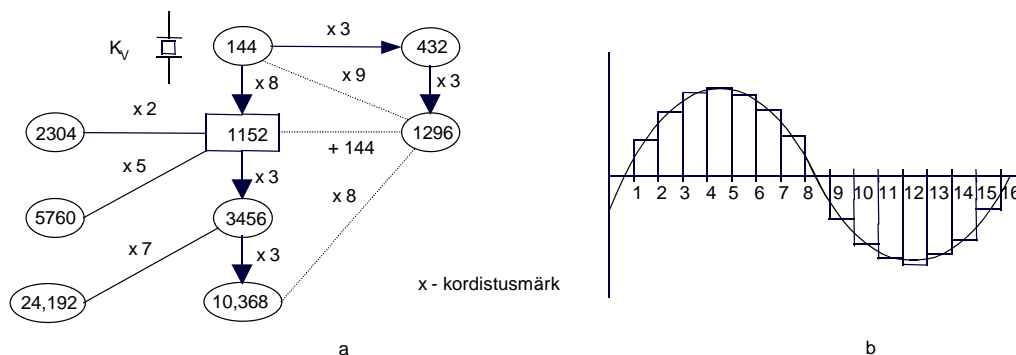
Sagedussüntesaatorid on ette nähtud sagedusstabiilse kohaliku signaalide sagedusvõrgu (või ühe signaali sageduse) loomiseks. Süntesaatorid jagunevad oma tööpõhimõtte järgi analoog- ja digitaalsüntesaatoriteks. Kasutusotstarbe järgi võiks neid liigitada kandevlaine ja moduleeritud (SM, FM või ÜKM) signaalide süntesaatoriteks.

Sagedussüntesaatoreid iseloomustatakse järgmiste parameetritega:

1. Sageduse piirkond. Võib olla mõne protsendi või dekaadide ulatuses ümberhäälestatav. Väiksem muutus - eraldusvõime (resolution) - võib olla mõned hertsid... megahertsid. Taaliselt valitakse 1, 10, 100, ... Hz;
2. Siirdeaeg - aeg, mis kulub üleminekuks ühelt sageduselt teisele (lock up time). Näiteks saatja-vastuvõtturežiimidele vastavate tugisageduste ümberlülitamisel on oluline ümberlülitamise kiirus;
3. Signaali puhtus. Oluliseks mürakomponendiks on faasimoonutustest tingitud faasimüra. Nii näiteks on kvartsostsillaatoril väikene, tavalisel ostsillaatoril - suur faasimüra;
4. Sageduse täpsus;
5. Sageduse stabiilsus;
6. Võimalike erinevate sageduste hulk.

6.5.1 Analoog-sagedussüntesaatorid

Juhtostsillaatoriks on siin kvartsostsillaator, mille väljundsignaali kordistamise ja/või segustamise abil saadakse vajalik sagedusvõrk. Analoogsüntesaatorid on rohkem levinud ÜKS diapsoonis, kus digitaalskeemide kasutamine on raskendatud või võimatu. Toome ühe näite illustreerimaks analoogsüntesaatorite võimalusi (joon. 6.5.1 a).



Joon. 6.5.1

6.5.2 Digitaalsed otsesed sagedussüntesaatorid

Nendes süntesaatorites sünteesitakse siinussignaali digitaalselt, diskreetsete väljavõtete reana. Vastavalt Nyquisti (venekeelses kirjanduses Kotelnikovi) teoreemile peab signaali formeerimiseks või taastamiseks diskreetide taktsagedus olema vähemalt kahekordse signaali maksimaalne sagedusega f_{\max} . Efektivsemaks signaali taktsageduse väljafiltreerimiseks ning signaali formeerimiseks (taastamiseks) võetakse tavaliselt taktsageduseks neljakordne f_{\max} . Vaatleme konkreetset näidet (joon. 6.5.1b). Siin on diskreetide arvuks $N = 16$, taktsagedus $f_t = 400 \text{ kHz}$.

Maksimaalseks sageduseks $f_{\max} = f_t / 4 = 100 \text{ kHz}$ (iga neljas diskreet);

Minimaalseks sageduseks $f_{\min} = f_t / N = 25 \text{ kHz}$.

Digitaalselt genereeritud signaali sagedus $f = (f_t / N) * n$, kus arvestatakse iga n -ndat diskreeti. Kasutatud diskreetide arv $N_n = N / n$.

Nii saame $f_1 = f_{\min} = f_t / N = 25 \text{ kHz}$; $f_2 = 2f_t / N = 50 \text{ kHz}$;

$$f_3 = 3f_t / N = 75 \text{ kHz}; f_4 = 4f_t / N = 100 \text{ kHz}.$$

Vastav diskreetide rida i :

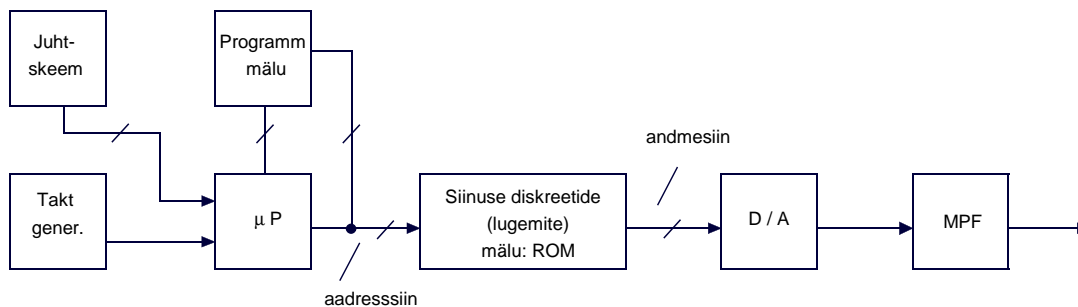
$f_1: i = 0 \ 1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 7 \ 8 \ 9 \ 10 \ 11 \ 12 \ 13 \ 14 \ 15 \ 0 \ \dots;$

$f_2: i = 0 \ 2 \ 4 \ 6 \ 8 \ 10 \ 12 \ 14 \ 0 \ 2 \ \dots;$

$f_3: i = 0 \ 3 \ 6 \ 9 \ 12 \ 15 \ 2 \ 5 \ 8 \ 11 \ 14 \ 1 \ 4 \ 7 \ 10 \ 13 \ 0 \ \dots;$

$f_4: i = 0 \ 4 \ 8 \ 12 \ 0 \ \dots$

Vaatleme üht otsese süntesaatori struktuuri (joon. 6.5.2).



Joon. 6.5.2

Sünteesitava signaali (siinuse) lugemid hoitakse ROM-is ja antakse, kui mikroprotsessor annab vastava aadressi, edasi andmesiinide kaudu D/A muundurisse. Mikroprotsessor hoiab aadressi senikaua kuni soovitakse järgmist lugemit. Mikroprotsessor (MP) on kui aja loendur (faasikoguja). Perioodiliselt, $T = 1/f_t$ tagant annab MP aadressiini ROM-i pesa aadressi, kust loetakse infot D/A muundurisse.

Sageduse muutmisel muutub genereeritava signaali ühe perioodi kohta tulev lugemite arv N_n . See annab hea filtreerimise, kuna väljafiltreeritav taktsagedus jääb samaks ja filter tuleb püsiribaline, mittereguleeritav.

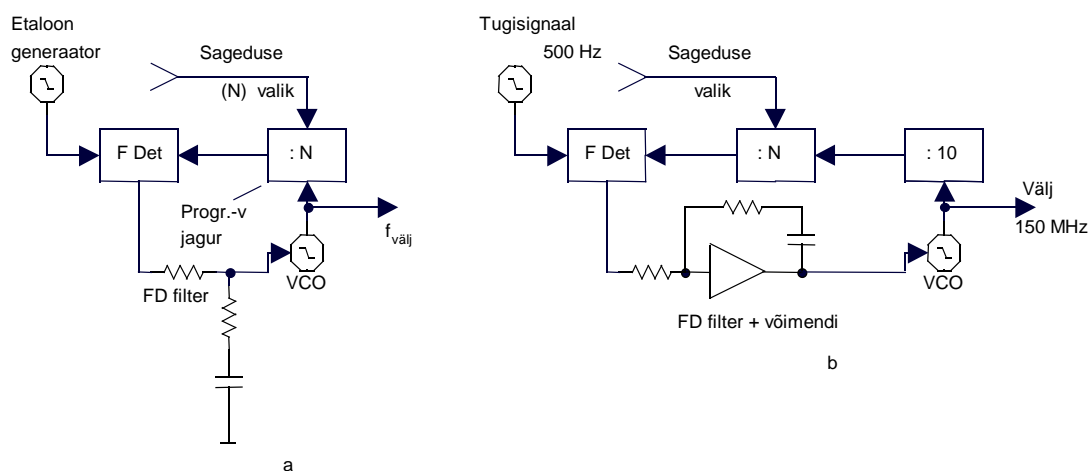
Lugemite (numbritevahelised) intervallid antakse ette juhtskeemiga. See skeem käivitab süntesaatori, seadistab väljundsageduse, moduleerimisvajaduse korral muudab lugemite intervalli FM ja SM sooritamiseks. Võib olla ka vastav programm sageduse ümberhäälestamiseks.

Otsena süntees leiab kasutust madalsageduslikus diapsoonis ning raadiosagedusliku

diapasooni alumises osas.

6.5.3 Kaudne sagedussüntesaator

Otsesel sagedussüntesaatoril on väljundsagedus määratud vahetult ostsillaatoriga. Levinum on nn kaudne süntees - faasluuk-e. faashaardesüsteemide abil moodustatud sagedussüntesaatorid. Nad on kõrgsageduslikumad kui otsese sünteesi abil saadavad süntesaatorid. Väljundsignaal saadakse neis pingega tüüritavast ostsillaatorist (VCO), mille sagedust stabiliseeritakse faashaarde süsteemiga. Kasutusel on nii ühekordse kui ka kahekordse faashaardesüsteemidega süntesaatorid. Vaatleme siin ühekordse silmusega (one-loop) süntesaatorit (joon. 6.5.3 a).



Joon. 6.5.3

Niisiis, püütakse hoida VCO sagedust püsivana. Selleks jagatakse ostsillaatori väljundsagedus $f_{välj}$ maha täisarv M korda ja võrreldakse faasdetektoris saadud sagedust etaloonsagedusega. Faasdetektori väljundsignaal näitab + või- faasierinevust, andes oma väljundis vastavamärgilise veasisignaali; kogu faashaardesüsteem on häälestatud sageduste erinevuse (veasisignaali) vähendamise suunas. Lõppkokkuvõttes saamegi, et väljundsignaali sagedus on M kordne etaloonsagedus.

Sagedussüntesaatori korral on sageduse ülemine piir ja sageduslik eraldusvõime vastandlikud parameetrid. Ühe VCO kasutamine võimaldab saada eriliste probleemideta sagedusmuutusi kuni kaks korda (oktaav). Rohkemaks sagedusmuutuseks kasutatakse tavaliselt mitut või ühte ümberlülitatavate diodidega (PIN-diodid) selektiivsete ahelatega VCO -d. Et saada kõrget ülemist sageduspiiri suure eraldusvõime juures, kasutatakse tavaliselt kahekordse silmusega (loop) faashaardesüsteemi (FLL).

6.5.4 ÜKS süntesaatorid

Digitaalsüntesaatorite sagedust piiravaks teguriks on loogikaskeemide töökiirus. tavalise loogika piirsagedus ei küüni veel 150 MHz-ni. sellistel sagedustel tuleks kasutada emittersidestuses

loogikat (ECL), millega realiseeritud fikseeritud jagamisteguriga jagur on võimeline töötama 150 MHz-sel sagedusel. Vastava süntesaatori struktuurskeem on toodud joonisel 6.5.3 b.

7. ÜKS DIAPASOONI VÕIMENDID

Jätkub tendents üha kõrgemate sagedusdiapasoonide (valgusdiapasoon 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 jaresonaatorite iseärasusi ÜKS diapsoonis, sellele diapsoonile vastavat skeemitehnikat ja parameetreid.

7.1 Aktiivelement ÜKS diapsoonis

Vaatleme siin tegureid, millised vähendavad aktiivelementide võimendust töösageduse kasvades:

A. Viikuge induktiivsus. Vaatleme suvalise AE sisend-väljund ühisviigu induktiivsuse mõju tüürsignaali amplituudile (joon. 7.1). Eeldame, et vool läbi ühise elektroodi (emitteri, neelu,



Joon. 7.1

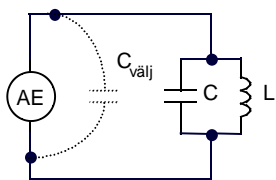
katoodi) on faasis AE tüürpingega U_t . Teatavasti induktiivsuses pinget ennetab voolu 90° võrra, seega saame pingete vektordiagrammi joonisel toodud kujul. Näeme, et AE tüürpinge tekitamiseks vajalik sisendpinge U_{sis} tuleb seda suurem, mida suurem on pingelang ühisviigul. Teiste sõnadega, mida kõrgem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

B. AE inertsaalsus - ilmselt ei vaja täiendavaid kommentaare selgitamiseks, et AE

inertsiaalsus on määravamaid tegureid võimendusastmes. Inertsiaalsus 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 diapasoosist 10 cm diapasoosile. 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. 7.2) näeme, et sageduse kasvades tuleb võnkeringi mahtuvust vähendada. Seda tuleb teha nii resonantssageduse tõstmiseks kui ka vajaliku resonantstakistuse säilitamiseks (vt valemit joonisel)



$$R_{0e} = Q\rho = Q \frac{1}{\omega C}$$

$$\omega \uparrow p_{ecb} C \downarrow \text{ selleks,}$$

$$\text{et } R_{0e} = \text{const.}$$

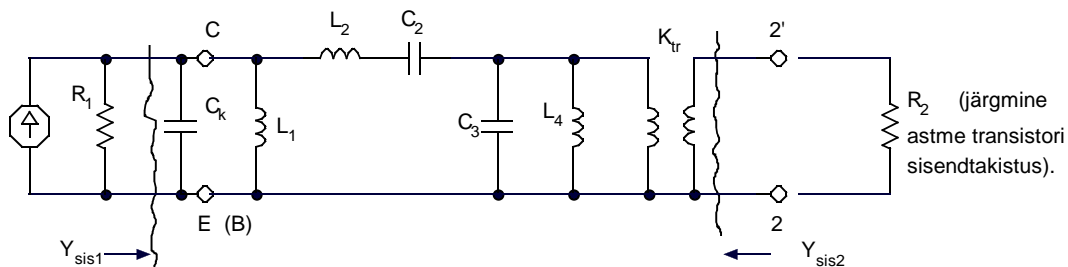
$$C \rightarrow C_{\text{välj.}}$$

Joon. 7.2

7.2 Võtted AE efektiivsuse tõstmiseks

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

Võitlemaks transistori elektroodivaheliste mahtuvustega, induktiivsustega kasutatakse transistorisiseseid korrigeerimisahelaid, kasutades korpuseeta transistore on võimalik sarnaseid ahelaid monteerida vahetult elektroodile. Nii näiteks saab kolmeosalise filtri-sobitusahela, mis koosneb kahest paralleelvõnkeringist ja ühest järjestikvõnkeringist, koostada joon. 7.3 järgi. Siin on toodud askeem transistori



Joon. 7.3

kollektormahtuvuse kompenseerimiseks siirdele pealepandava (või võimalikult lähedale

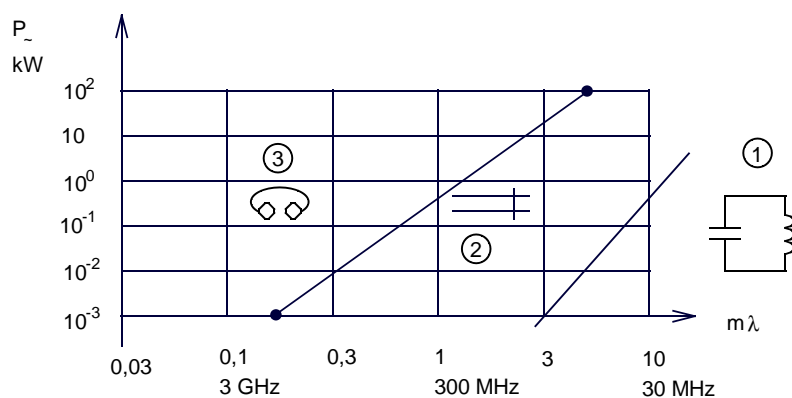
ühendatava) induktiivsuse abil.

Elektronlambid varustatakse lambiga kokkuehitatud õsresonaatoriga, vaid väga väikese sageduse järgihäälestusvõimalusega - seega tööks sisuliselt fikseeritud sagedusdiapasoonis.

Resonaatoriteks kasutatakse eranditult kas liinilõike või õsresonaatoreid.

7.3 ÜKS resonaatorid.

Erinevatel sagedustel ja erinevatel võimsustel kasutatakse erinevaid resonaatoritüüpe. Joonisel 7.4 tuuakse ära

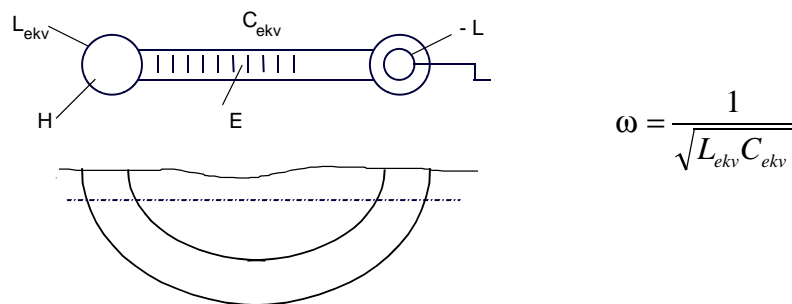


Joon. 7.4

resonaatorite tüüpilised rakendusala. 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 õsresonaatoritele.

Õsresonaatorid jagunevad koaksiaalseteks, toroidaalseteks ja silindrilisteks. Koaksiaalsed võivad töötada kas lühisrežiimis, tühijooksurežiimis või pool-lühisrežiimis, kus siis üks resonaatori ots on lühistatud, teine mitte.

Toroidresonaatorites (joon. 7.5) toimub tänu vastavate



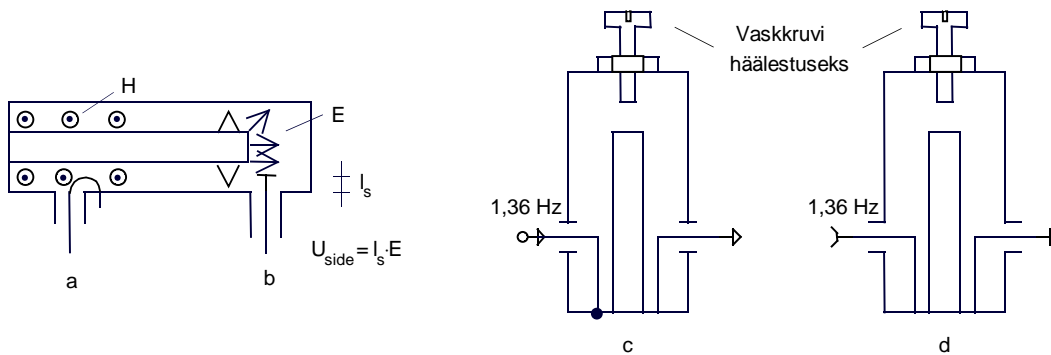
Joon. 7.5

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 muutmisega saab reguleerida plaadikesega sisseviidavat negatiivset induktiivsust (teatavasti plaadis indutseeritud voolud mõjuvad magnetvälja - seega ka induktiivsust - vähendavalt).

Silindriline resonaator - nagu nimigi juba ütleb - on silindrikujuline.

7.4 Sidestus

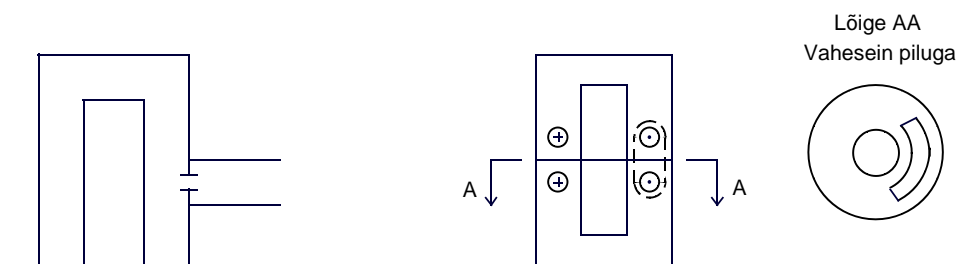
Vaatleme kõigepealt magnetilise ja elektrilise sidestuste näiteid (joon. 7.6). Magnetiline sidestus saadakse korpusega (0



Joon. 7.6

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

Järgmine näide (joonis 7.7) illustreerib sidestust



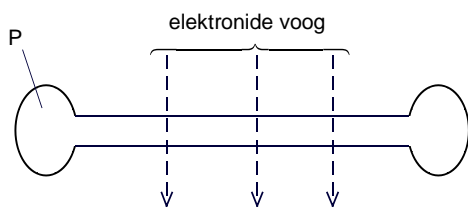
Joon. 7.7

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

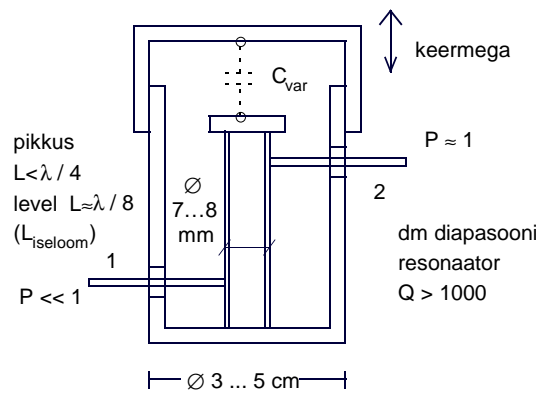
Elektroonse sidestuse võimalus on toodud joonisel 7.8. Siin juhitakse elektronide voog läbi toridaalresonaatori, kusjuures võivad esineda järgmised piirjuhud: elektronid saavad täiendava kiirenduse - mis vastab olukorrale, kus elektronid saavad energiat juurde resonatoris olevate võnkumiste arvelt. teine juhus oleks

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. 7.9). Seda võib ÜKS diapasoonis vaadelda kui autotransformatoorse



Joon. 7.8

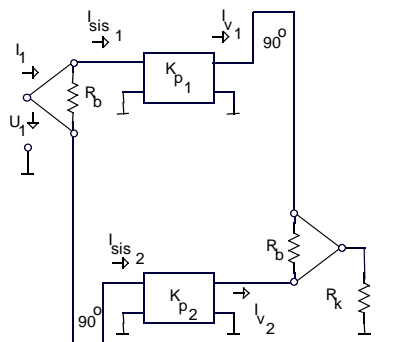


Joon. 7.9

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.

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. 7.10). Esimeses sillas



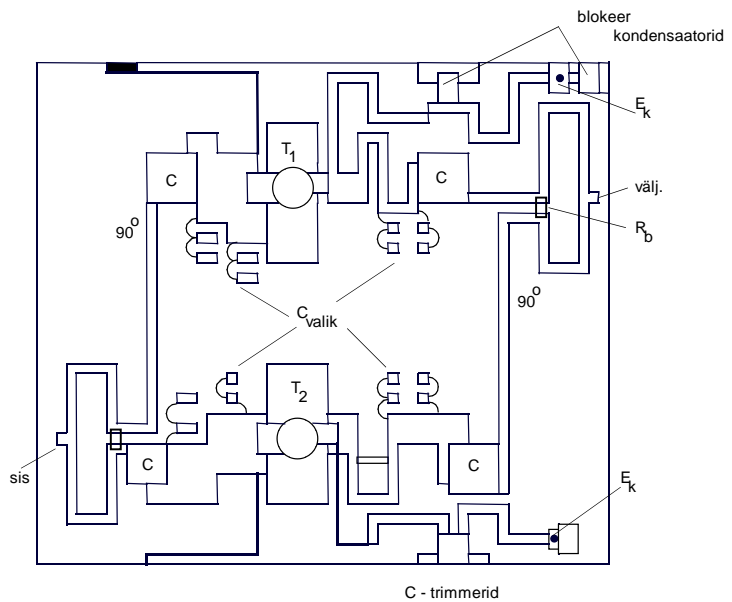
$$Z_{sis_1} = Z_{sis_2} = \frac{U_{sis_1}}{U_{sis_2}} = 50\Omega$$

$$K_{p_1} = K_{p_2}$$

$$Z_k = 50\Omega$$

$$Z_{sis} = \frac{U_1}{I_1} = 50\Omega$$

Joon. 7.10



Joon. 7.11

rõngashargmikrus - toimub signaalide hargnemine, teises - summeerimine. Tänu kvadratuursele hargmikrile 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 7.11. 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.

Järgmiseks skeeminäiteks on toodud ÜKS võimendi mikroskeemidel ja sellele vastav montaažjoonis (joon. 7.12). Kasutatakse 3-GHz -d Avanteki mikroskeemseid võimendeid (monolithies microwave IC - MMIC) MSA-0404, mikroskeemeid kondensatoreid 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 sisendi ja väljundi