

LAPPEENRANNAN TEKNILLINEN YLIOPISTO

Sähkötekniikan osasto

KANDIDAATINTYÖ

VÄRÄHTELYILMIÖT ELEKTRONIIKASSA

Ohjaaja / tarkastaja: professori Pertti Silventoinen

Lappeenranta, 15.5.2006

Antero Hyppönen
Sähköposti: hypponen@lut.fi

Alkulause

Tämä työ operaatiovahvistimien ja analogipiirien oskilloivista kytkennöistä on laadittu Lappeenrannan teknilliselle yliopistolle, sovelletun elektroniikan laitokselle kandidaatin työksi. Oikeastaan, tämä esitys koskee pientaajuisia elektroniikan kytkentöjä ja systeemejä sekä IC-sovelluksia, joissa värähtelyjä syntyy tai synnytetään. Tutkielma koskee myös analogikytkentäisiä värähtelijöitä.

Matemaattinen kuvaus liitetään kompleksilukuanalyysiin. Kompleksilukujen käyttöön tullaan kahta tietä: laskennallisesti, tai valikoiden fysiikan vaatimuksen pohjalta. Värähtelytilannetta analysoidaan eksaktisti. Pyrittäessä esityksen kompaktiin muotoon, sovelletaan kuvauksiin lineaarisia differentiaaliyhtälöitä. Tästä tarkastelusta on hyötyä, koska tällöin analyysin pohjaksi löydetään analysoitavien systeemien karakteristiikka, joka on pätevä sähköpiireille ja mekaanisille piireille koko tämän työn osalta. Lukijaa ajatellen, yhtälöistä useimmat ovat osa pitkää esitystä. Kuvatut kytkennät ovat yksinkertaisia: niiden toiminta on pääteltävissä jopa jonotusperiaatteella. Näin ollen ei matriisiesitystä eikä verkostomalleja tarvitse käyttää.

Tämä työ liittyy oleellisiin ongelmiin ja ongelmien määrittäisiin. Kaikki esimerkkikytkennät ja funktiot ovat niin suppeassa ja yksinkertaisessa muodossa kuin on mahdollista esittää. Tästä syystä matemaattinen kuvaus tapahtuu differentiaaliyhtälöillä aina, kun mahdollista. Epälineaarisia differentiaaliyhtälöitä ei pyritä käsittelemään, koska funktiot olisivat tällöin hyvin laajamittaisia ja tämän työn mittasuhteisiin epäsoivia. Lähdeaineistona olen käyttänyt fysiikan kirjallisuutta, säätötekniikan kirjallisuutta, osoitinlaskennan oppikirjaa, elektroniikan opintomateriaalia ja opintomonistetta. Esitän työssä muutaman esimerkin, jotka liittyvät lähdemateriaalin ongelmiin, mutta ovat alun perin omia ajatelmiani. Nämä esimerkit liittyvät kaasupatsaan värähtelyyn kappaleessa 2.3. ja operaatiovahvistimen kompensointikapasitanssin mitoitukseen kappaleessa 7.

Lausun kiitokseni työn ohjaajalle ja tarkastajalle, professori Pertti Silventoiselle ja kielenhuollon lehtori Raija Hietarannalle, joilta olen saanut tärkeitä neuvoja liittyen työn toteutukseen ja kielelliseen asiaan. Haluan myös kiittää äitiäni Annelia ja mikrotukihenkilöä, Milja Kärmeniemeä, jotka ovat tukeneet ja auttaneet minua kandidaatin työn aikana ja muutenkin opintojen aikana sekä opiskelutovereitani Tuomoa ja Joelia jotka ovat auttaneet minua opiskeluaikana.

Sisällysluettelo

Alkulause

Sisällysluettelo

Symboliluettelo

1. Johdanto	5
2. Mekaaninen värähtelysystemi	5
2.1. Systemin vaimennus.....	6
2.2. Systemin taajuusvaste	8
2.3. Systemin värähtely tasapainotilassa	9
3. Lyhyesti johteen värähtelyistä	10
4. Analogi-IC:n liittäminen Ohmiseen piiriin	13
5. LC-resonanssiin liittäminen operaatiovahvistimeen.....	15
6.Operaatiovahvistin ja sarjaresonanssiin. Reflektio.....	17
7. Miller-kapasitanssi. Neutralointi. Vahvistimen slew-rate	20
7.1. Neutralointikondensaattori.....	22
8. Luotettavuudesta	23
9. Johtopäätökset ja yhteenveto	24
Lähteet	26
Liitteet.....	27

Symboliluettelo

A	pinta-ala
a	reaaliarvoinen vakio, ratkaistava muuttuja.
C	sähköinen kapasitanssi
d	differentiointioperaattori (Leibnizin merkintä)
e	Neperin luku. Likiarvo 2.718282
F	mekaaninen voima; Newtonia
F	vaimennuskerroin
f	taajuus
I	sähkövirta, näennäisvirta
IC	Integrated circuit - integroitu piiri, esim. operaatiovahvistin.
i, i	sähkövirta, ulkoinen vaikutus
J	hitaus; inertia
\bar{j}	imaginäärikerroin
k	jousi- ja kokoonpuristuvuusvakio, yleinen lukuvakio
K	dynaaminen vahvistus
L	sähköinen induktanssi
m	massa
Q	Q-arvo; hyvyysluku
R	sähköinen resistanssi. Vastus
s	Laplace-muuttuja
sr	slew-rate
t, t	aika, perodin aika
U	jännite, näennäisjännite
u, u	jännite
V	tilavuus
x	kuljettu matka, mielivaltainen signaali
y	sijainti, kuljettu matka
Z	impedanssi. Vaihtovirran kokonaisvastus

Kreikkalaiset kirjaimet

β	Beta. Beta-säteily
ε	sähköinen permittiivisyys
θ	mekaaninen kulma, poikkeama asemasta, aaltotihentymän pääosan sijainnin osoittaja.
κ	kaasun kompressibiliteetti
ξ	vaimennuskerroin mekaniikassa

π	Pii. likiarvo 3.141593
ρ	materiaalin tiheys
σ	sähkön johtavuus
τ	Aikavakio. Aikaperiodin mitta. Myös ominaiskulmataajuisen systeemin tuottama aikavakio; jaksonaika. Relaksaatioaika
Λ	pituus
v	äänien nopeus
ω	kulmataajuus
ω_0	ominaiskulmataajuus

Alaindeksejä

0	viittaa ominaiskulmataajuuteen tai muuten tiettyyn ominaisuuteen, esimerkiksi resonanssitaajuuden aiheuttama voima systeemissä, jonka pääominaisuus on resonanssi.
I	häiriöseostukseen liittyvä
<i>nm</i>	impedanssien välialueella
<i>res</i>	resonanssi
1	sisäinen

1. Johdanto

Tarkastellaan aluksi niitä olosuhteita, joista yleiselle, sähköiselle tai mekaaniselle värähtelysysteemille voidaan koota systeemin kokoomuksen kuvaukseen vaadittava alkuarvotieto. Alkutieto muodostetaan lisäämällä systeemin ominaisuuksia yhteen, matematiikassa + -merkillä. Ominaisuudet ovat fysiikkaa, niin kuin ilmenee. Alkuarvot voivat olla pelkkiä lukuja, siis enemmän matematiikkaa kuin fysiikkaa.

Ennen minkään systeemin tarkastelua mainittakoon, että värähtelysysteemin analyysit tehdään valinnaisessa järjestyksessä: ensin mekaniikassa, sitten sähködynamiikassa. Analyysit on lyhyiden vuoksi muokattu lineaarisiksi differentiaaliyhtälöiksi koskien systeemin vakaata tilaa. Joissakin tapauksissa voidaan oikeampana nimityksenä pitää termiä jatkuvuustila. Yhtälöiden tarkastelemisen jälkeen siirrytään piirien sovelluksiin, joitten analyysin pohjana ensimmäinen tarkastelu seuraavien yhtälöiden (1) -(20) osalta tapahtuu.

2. Mekaaninen värähtelysysteemi

Tiedetään, että värähtelysysteemillä on mekaanisina ominaisuuksinaan hitaus J , asema θ ja liikettä vastustava tekijä F / [1]. Asema θ voi merkitä kiertymää, poikkeamaa lepotilasta, aaltotihentymän pääosan sijaintia tai pelkästään paikkaa. Oletetaan lisäksi, että systeemi ei ole suljettu ja että sen asema muuttuu kerrottuna vahvistuksella K . Oletetaan että värähtelysysteemi on avoin ja lineaarinen, kootaan ominaisuudet yhteen, saadaan

$$J \frac{d^2\theta_0}{dt^2} + F \frac{d\theta_0}{dt} + K \cdot \theta_0 = K \cdot \theta_i \quad (1)$$

Tämä on peruskokoomus fysikaalisista ominaisuuksista. Samalla tavalla kootaan yhteen systeemin sähköisiä ominaisuuksia, laskemalla niitä yhteen. Jäljempänä tätä johdosta tutkitaan muillakin fysikaalisilla suureilla, esimerkiksi massan m ollessa mukana systeemissä. Johdokset on esitetty siitä syystä, että ne ovat samankaltaisia mekaanisissa, akustisissa ja sähköisissä systeemeissä pienillä taajuuksilla ja johdosten esittäminen palvelee lukijaa muistisääntöinä.

Koska tutkitaan värähtelyjä, saatetaan yhtälö muotoon, josta ilmenee, millä taajuuksilla systeemi toimii ja kuinka paljon. Joudutaan suureyhtälötarkasteluun, joka näyttää (1):n operoinnit oikeiksi yhtälöön (20) asti. Yhtälö (20) esittää kaksiulotteisen käyrän yhtälöä, jonka kuvaajasta voidaan lukea värähtelyn määrä ja laatu.

Yhtälölle (1) määritetty tilanne, jossa ohjauksen asema ja systeemin asema ovat erisuuret. Jos näin ei olisi, olisi $J = 0$ ja $F = 0$. Erolauseke voidaan asettaa olemaan

$$\theta = \theta_i - \theta_o \quad (2)$$

Tämä erotus ei yksin riipu taajuudesta. Lisäksi erotuksen suuruus yhtälössä (2) saa olla makroskooppinen tai differentiaalinen. Kehitelmää jatkettaessa tulee koko ajan ottaa huomioon, että tässä käsiteltävä systeemi on avoin systeemi. Lausekkeessa (2) erotus tulee käytännössä olemaan taajuusriippuva johtuen hitaudesta ja vaimennuksesta samassa systeemissä. Kun lisäksi otetaan huomioon vaimennus, voidaan ohjauksen ja vasteen vaihe-ero määrittää. Jaetaan (1) tekijällä J , saadaan

$$\frac{d^2}{dt^2} \theta_0 + \frac{F}{J} \frac{d}{dt} \theta_0 + \frac{K}{J} \theta_0 = \frac{K}{J} \theta_i \quad (3)$$

Kun aseman derivaatta ajan suhteen merkitään kulmataajuudeksi ω_0 , saadaan seuraava kulmataajuusesitys.

$$\frac{d\theta_0}{dt} = \omega_0 \quad (4)$$

Otetaan yhteinen tekijä (2) mukaan, jolloin saadaan

$$\omega_0^2 + \frac{F}{J} \omega_0 + \omega_0^2 \theta = \omega_0^2 \theta_i \quad (5)$$

Tämä yhtälö on tasapainoinen. Ominaiskulmataajuudeksi määräytyy

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{K}{J}} \quad (6)$$

Tähän voidaan päätyä jo yhtälön (3) pohjalta, vaadittavien operointien seurauksena.

2.1. Systeemin vaimennus

Käytännön fysiikassa voidaan osoittaa olevan olemassa sen taajuuden, jolla on voimassa edellä esitetty yhtälö (2). Tämä yhtälö esittää erotusta ja on vakio resonanssitaajuudella, huolimatta vaimennuksesta. Yhtälöitten (5), (6) ja (2) perusteella voidaan päätyä esitykseen (7):

$$\omega_0^2 + \frac{F}{J} \omega_0 = \omega_0^2 \theta \quad (7)$$

Tällöin, (3), (5) ja (6) perusteella

$$\omega_0^2 + \frac{F}{J} \omega_0 = \frac{K}{J} \theta \quad (8)$$

Tämä on ratkaistavissa toisen asteen yhtälönä, mutta syytä on olla erittäin varovainen. Riittävän varovainen ratkaisu saadaan, kun pidetään edelleen tausta-ajatuksena, että ratkaisu koskee resonanssitaajuutta ja että on voimassa (2). Näistä johtuu, kun muuttujavalinnaksi asetetaan $\omega_0 = a$, yhtälö (9):

$$a^2 + \frac{F}{J} a + \frac{K}{J} (\theta_0 - \theta_i) = 0 \quad (9)$$

Tämän yhtälön ratkaisuna ei saada vaimennusvakiota, vaan vaimennussuhde. Toiseksi, tämä on ratkaisu avoimelle systeemille. Kolmanneksi, kerroin K ja vaimennus riippuvat toisistaan. Tässä alkaa eroavaisuus sähkösystemille ja mekaaniselle systeemille, sillä mekaaniselle systeemille määräytyy resonanssitaajuinen vaihesiirto -90 astetta, mutta

yksinkertaiselle sähködynaamiselle piirille, joka koostuu induktanssista, kapasitanssista ja vastuksesta, määräytyy vaihesiirto, joka on lähellä arvoa 0 astetta tai ± 180 astetta.

On edullisinta otaksua, että θ indekseineen merkitsee kiertymää. Näin ollen (1) - (9) liittyvät mekaaniseen tarkasteluun, jolloin θ on kiertymä. Jos kiertymät ovat samat, saadaan

$$a_1 = \frac{-F}{2J} \quad (10)$$

Luonnossa esiintyvä taajuus ei voi olla nolla ja on aina suurempi, kuin nolla. Bikvadraattisen yhtälön ratkaisussa, lausekkeen neliöjuuren sisällä on tästä syystä oltava voimassa (11):

$$\frac{F^2}{J^2} = -4 \frac{K}{J} \theta \quad (11)$$

Tässä tapauksessa joudutaan ottamaan neliöjuuri negatiivisesta arvosta. Lauseke (11) on saatu normaalista 2. asteen yhtälön ratkaisusta, joka on

$$a_1 = \frac{-\frac{F}{J} \pm \sqrt{\left(\frac{F}{J}\right)^2 - 4 \cdot 1 \cdot \frac{K}{J}(\theta_0 - \theta_1)}}{2} \quad (12)$$

neliöjuuren sisältä. Kun (11) ratkaistaan, saadaan

$$\frac{F}{J} = \sqrt{-4 \frac{K}{J} \theta} \quad (13)$$

Tästä joudutaan vaimennusvakion tai -kertoimen kompleksilukuesitykseen. Kun neliöjuurilauseke lasketaan auki, saadaan

$$\frac{F}{J} = \bar{j} \cdot 2 \cdot \sqrt{\frac{K}{J}} \sqrt{\theta} \quad (14)$$

Kun tämä liitetään kokonaisvaimennukseen F , saadaan esitys

$$\bar{j} \cdot 2 \cdot \xi = \frac{F}{\sqrt{KJ}} \quad (15)$$

Resonanssitaajuiselle systeemille

$$\sin^2 \theta + \cos^2 \theta = 1 \quad (16)$$

Nyt voidaan siirtyä suorakulmaiseen koordinaatistoon ja taajuusvastetasoon. Lausekkeesta (15) havaitaan, että K vaikuttaa vaimennukseen. K ja J vaikuttavat yhdessä vaimennukseen, mutta vain, kun käsittelyssä on avoin systeemi. Kun lausekkeesta (14) siirrytään lausekkeeseen (15), on edullisinta otaksua, että vahvistus K on juuri

samanaikaisesti lakannut vaikuttamasta, taikka vähenee samalla, kun systeemin värähtely vaimenee ja lopulta loppuu. Tällöin tekijä $\sqrt{\theta}$ ei muuta ratkaisua (20).

Sähködynaamisissa systeemissä vaimennusvakio määräytyy huomattavasti yksinkertaisemmin, elleivät taajuudet ole suuria, jolloin systeemi säteilee enemmän tai vähemmän sähkömagneettisia aaltoja. Tällöin vaimennus ei ole yksinkertainen ja tarkasteluun on liitettävä aaltovastuksen tarkastelu.

2.2. Systeemin taajuusvaste

Koska haluttiin tietää, millä taajuuksilla systeemi toimii ja kuinka voimakkaasti systeemi toimii, verrataan systeemin sisäistä tilaa ja ohjaavaa tilaa toisiinsa. Tähän tarkasteluun voidaan kelpuuttaa vakiotaajuisuusehto. Ei siis tutkita systeemin käynnistysilmiöitä vaan tutkitaan vakaan tilan vakiotaajuisia värähtelyjä. Kun huomioidaan lausekkeet (1), (2) ja (5), saadaan esitys (17):

$$\frac{d^2}{dt^2} \theta_0 + \bar{j} \cdot 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot \frac{d}{dt} \theta_0 + \omega_0^2 \theta_0 = \omega_0^2 \theta_i \quad (17)$$

Nyt siirrytään lopullisesti tutkimaan, millä taajuuksilla tämä systeemi toimii ja kuinka paljon toimintaa esiintyy milläkin taajuudella. Huomioidaan erotus (2), saadaan

$$\left(\bar{j} \cdot 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot \omega + \omega_0^2 \right) \theta_0 = -\omega_0^2 \cdot \theta_i + \omega^2 \cdot \theta_0 \quad (18)$$

Jotta voitaisiin verrata systeemin tilan muutosta ohjauksen muutokseen eri taajuuksilla - taajuudet yksitellen - kirjoitetaan lauseke (19):

$$\frac{\theta_0}{\theta_i} = \frac{\omega_0^2}{\left(\omega_0^2 - \omega^2 \right) + \bar{j} \cdot 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot \omega} \quad (19)$$

Tämä realisoituna eli reaaliarvoisena on

$$\frac{\theta_0}{\theta_i} = \frac{\omega_0^2}{\sqrt{\left(\omega_0^2 - \omega^2 \right)^2 + \left(\bar{j} \cdot 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot \omega \right)^2}} \quad (20)$$

Tämä on avoimen systeemin ”hyvyys” resonanssitaajuudella jatkuvuustilassa. Tämän johdoksen suhteen tulee ottaa huomioon, että tarkastelu tehdään erittäin varovaisesti, fysiikan suureet yksi kerrallaan huomioiden. Systeemin hyvyysluku saadaan helposti yhtälöä (19) realisoien. Tällöin hyvyyttä Q voidaan esittää yhtälöllä (21) seuraavalla tavalla:

$$Q = \frac{\omega_0^2}{\sqrt{\left(\omega_0^2 - \omega^2 \right)^2 + 4 \cdot \xi^2 \cdot \omega^2 \cdot \omega_0^2}} \quad (21)$$

Edelliseen esitykseen on myös päädytty lähteessä [1]. Lähteen [1] johdos on lähes samanlainen johdos.

Elektroniikassa voidaan edellistä esitystä soveltaa vaikkapa sähkömekaanisten suodattimien suunnittelussa. Tällöin systeemin taajuudet eivät ole kuitenkaan hyvin

isoja. Korkeita taajuuksia koskee mikroaaltotekniikka ja mikroaaltotekniikan yhtälöt, jotka ovat käytännölläisempiä. Puolihohteen ja atomin sisäisiä värähtelyjä koskee kvanttimekaaninen tarkastelu. Tällöin taajuudet ovat vielä monta kertaluokkaa suurempia kuin mikroaaltotaajuudet. Peräjälkeen kytketyt Q -arvoiset systeemit muodostavat yhdessä Q -arvon

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_1} + \frac{1}{Q_2} \quad (22)$$

Yhtälöiden (1) - (20) muodostama esitys on tärkeä, koska esityksen muoto on yhteensopiva paitsi mekaniikassa, myös säätötekniikassa ja ajatellen operaatiovahvistimen sovitusta, kun vahvistin liittyy ympäröiviin elementteihinsä. Yhtälöt (1) - (20) puoltavat mekaanisen systeemin ja sähköisen rinnakkaisresonanssiin vasteen suunnalla. Sähköopissa tavattavat plasmataajuusilmiöt ja sarjakytkenän resonanssiin käyttäytyvät myös resonanssiin tavoin, mutta niiden sovitus on erilainen: kokonaisvastus on pienimmillään resonanssitaajuudella. Edellä käsitellyt yhtälöt voidaan liittää suunnitelmaan koskien sähkömekaanisen kiteen ja IC:n yhteen sovittavaa kytkentää.

2.3. Systeemin värähtely tasapainotilassa

Systeemi asettuu tasapainotilaan, kun K :n vaikutus lakkaa. Systeemi asettuu myös tasapainoon silloin, kun sen asemaan vaikuttaa vaimennus ja hitaus. Jälkimmäisessä tapauksessa voidaan tutkia asetettua yhtälöä (23):

$$\frac{d^2}{dt^2} \theta_0 + \bar{j} \cdot 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot \frac{d}{dt} \theta_0 \approx 0 \quad (23)$$

(23):n liittyvän integroinnin ja muuttujien käsittelyn tuloksena saadaan esitys (24):

$$\frac{d\theta}{2 \cdot \xi \cdot \theta_0} \approx -\bar{j} \cdot \omega_0 dt + k \quad (24)$$

Eräs ratkaisu yhtälölle (23) on

$$\theta_0 \approx \frac{1}{2 \cdot \xi} (e^{k - \bar{j} \cdot \omega_0 t}) \quad (25)$$

Tämä ratkaisu koskee loppuvaa värähtelytilaa. Toinen käytännöllinen ratkaisu on muotoa

$$|\theta_0| \approx \frac{1}{k'} e^{-\bar{j} \cdot 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot t} \quad (26)$$

Ratkaisu (25) koskee vaimenevaa värähtelyä. Lisää sopivia vahvistuksen K huomioivia ratkaisuja on liitteessä 1. Ratkaisussa pieni k on vakio ideaalisessa tapauksessa ja sen suuruus on tietyissä tapauksissa tasan 1.

Suljetun tilan kaasuerälle on laadittavissa ideaalinen, lineaarinen differentiaaliyhtälö, missä esiintyy tilavuus, pinta-ala ja pullon sisältämän kaasuerän massa. Muita tekijöitä ovat kaasun tiheys ja kompressibiliteetti. Yhtälö ei ole täydellinen, niin kuin yhtälöt (1) - (20), koska yhtälöön liittyvä ohjaava voima F yhtäläisyysmerkin oikealla puolella ei ole yksiselitteisesti määritettävissä, mutta yhtälö on ideaalinen pientaajuusalueella,

taajuuksilla alle satoja Hertzejä. Kun y merkitsee kaasuerän tihentymän tai harventuman pääosan paikan, voidaan yhtälö kirjoittaa näin:

$$y'' + \frac{\sum A}{m} \cdot \sqrt{\frac{\rho}{\kappa}} \cdot y' + \frac{1}{A_{teh} \cdot m} \cdot \kappa \cdot y \approx \frac{\langle F \rangle}{m} \approx 0 \quad (27)$$

Tosiasiassa yhtälö ei ole yhtä suuri kuin nolla, mutta yhtälöön liittyvä voima F on hyvin pieni ja hyvin epälineaarinen. Yhtälössä A on pullon tai muun pinnan pinta-ala, joka liittyy värähtelyihin, m on kaasuerän massa, κ on kaasuerän kokoonpuristuvuus eli kompressibiliteetti, ρ on tiheys ja A_{teh} on pinta-ala, joka emittoi värähtelevän aaltotihentymän. Tämän yhtälön avulla voidaan määrittää akustinen vastus, spektri ja muita ominaisuuksia. Yhtälö kehiteltynä valmiiksi asti on hyödyllinen esimerkiksi käytännön akustiikan tutkimiseksi. $\sum A$ merkitsee kaikkien värähtelyyn liittyvien pinta-alojen summaa värähtelijässä. Pinta-aloja on kaksi ja ne ovat akustisen tilan seinien pinta-ala ja tilan ulos johtavan paikan pinta-ala. Jos akustinen tila suljetaan kalvolla, laskee resonanssitaajuus yli oktaavin. Tähän vaikuttaa myös Q . Pienillä taajuuksilla

$$\omega_p = \frac{A_s}{v \cdot V \cdot \rho \cdot \kappa} \quad (28)$$

Yhtälössä A_s on akustisen tilavuuden sulkevan kalvon pinta-ala. V on tilavuus ja v on äänen nopeus. Alarajataajuuteen ω_p vaikuttaa myös Q -arvo, vaikka sitä ei olekaan lausekkeeseen (28) merkitty. Lausekkeen (28) muoto riippuu siitä, onko Q yksi, alle yksi, vai yli yksi. Differentiaaliyhtälö (27) on tasapainotilan yhtälö.

3. Lyhyesti johteen värähtelyistä

Elektroniikan puolijohteissa voi ilmetä värähtelyjä koskien puolijohteen valmistuksen materiaaleja. Värähtelyilmiöitä koskevia laskutoimituksia kannattaa suorittaa, kun suunnitteilla on IC, jonka rakenteessa on luokkaa atomin paksuus esiintyviä alueita tai osia. Osien tai rakenteiden koko on tällöin luokassa satoja pikometrejä ja mittaluokka on suuruusluokassa atomihilan värähtelyn aallonpituus. Mikäli värähtelyjä pääsee liikkeelle atomoissa, koskien johdetta, on näille laskettavissa taajuus, mikä johtuu johteen fysikaalisista ominaisuuksista. Myös värähtelyhiukkasilla eli fononeilla on jokin taajuus ja tähän liittyvä aallonpituus yleisessä johteessa.

Nykyaikaisen (v. 2006) operaatiovahvistimen koko voi olla hyvin pieni. Puolijohdetuotannossa tavalliselle, halkaisijaltaan n. 10 cm:n piikiekolle mahtuu CMOS-tekniikkaa käyttäen jo satoja miljoonia komponentteja, pääasiassa transistoreja, vastuksia ja kondensaattoreita. Näihin osiin liittyvä johdemateriaali on hyvä esimerkki struktuurista, jota koskee värähtelyasiat. Fysiikassa on selvästi osoitettavissa, että johde värähtelee aallonpituuksilla luokassa lämpöaallot - valoallot, kun tietyt ehdot täyttyvät. Tässä tarkastelussa johdetta koskee niin kutsuttu plasmataajuus, joka on tietyin ehdoin ominaista johteelle, etenkin, kun johteen mitat ovat mikrometrien taikka satojen nanometrien luokassa. Tällaisia rakenteita ovat esim. kulta- ja kuparijohdotukset operaatiovahvistimissa ja varauksen kuljetustiet usean puolijohdekerroksen struktuurissa, samoin sen välimaaston mitat, jotka ympäröivät johteita ja puolijohteita IC-piirin rakenteissa.

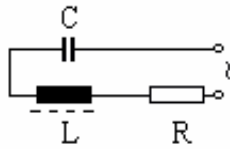
Edellistä koskien on johteelle laskettavissa plasmataajuus. Tätä koskee RLC-sarjaresonanssipiirin malli läheisesti. Voidaan päätellä, että jonkin virran voimakkuus on

suurimmillaan plasmataajuudella johteessa. Varsinaiselle resonanssitilalle pätee, että johteen resistiivisen komponentin suuruus on osan $\frac{1}{2 \cdot \pi}$ tai vähemmän induktiivisesta vastuksesta resonanssitaajuudella. Resonanssi ilmenee varsinkin, jos vastus on vielä pienempi. Välihuomautuksena mainittakoon, että myös pientaajuinen värähtely suljetun tilan kaasuerälle vaatii saman suuruisen vaimennussuhteen. Joskus on edullisinta, että plasmataajuutta koskeva vastus johteessa on suuruudeltaan 1, koska värähtelyt ovat tässä tilanteessa alkeellisia sinisignaaleja. Vastuksen suuruutta voidaan helpoimmin määrittellä sarjakytken RLC-piiriin differentiaaliyhtälöllä. Vastuksen ja Q-arvon suuruutta määritetään lähdelehdessä [5, s.142], minkä perusteella johtopäätös resistiivisen komponentin suuruudesta on tehty.

Seuraavat yhtälöt plasmataajuuksia koskien esitetään lähteessä [3]. Yhtälöihin voidaan päätyä suureyhtälötarkastelulla, fysiikan kokein ja mittauksin ja ottaen huomioon, että resonanssi-ilmiö on samanlaatuinen mitä se on sarjaresonanssi-RLC-piirille sähköopissa. Tämän osalta voidaan pitää mielessä, että onko vastus noin yksi, vaiko muuten vain osa $\frac{1}{2 \cdot \pi}$ induktiivisesta vastuksesta. Näillä vaimennukseen liittyvillä arvoilla värähtelyt ovat yksiselitteisimmillään. Sarjaresonanssi-piirille, jonka osat ovat induktanssi, kapasitanssi ja resistanssi, on johdettavissa piiriin kokonaisimpedanssin yhtälö. Tämä on

$$\bar{Z} = R + j \cdot \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \right) \quad (29)$$

Yhtälöön liittyvä sähköinen kytkentä on kuvan 1 mukainen.



Kuva 1. Plasmataajuuteen ja sarjaresonanssi-RLC-piiriin liittyvä kytkentäkaava.

Kuvan 1 kytkentätyyppi on käytännöllinen radioputkikytkennöissä ja kytkentä tavataan myös IC-sovelluksissa VHF-taajuisissa virittimissä, johtuen siitä, että kytkennän impedanssi on suuri, kun kytkennän taajuus on muu, kuin LC- resonanssitaajuus. On tosin niinkin, että resonanssikohtia on kaksi, mikäli R on riittävän iso [5, s.209, tehtävä 5.4]. Mikäli vaaditaan, että pientaajuinen analogi-IC-piiri toimisi myös suuremmilla taajuuksilla johonkin ylärajataajuuteen saakka, voidaan piiriin takaisinkytkentä laatia kuvan 6 B) kytkentää mukailleen. Tässä kytkennässä tavataan kuvan 1. mukainen RLC-piiri. Sarjaresonanssi-piiriin liittyvää tietoa on lisäksi liitteessä.

Johteen atomien fysikaalisiin ilmiöihin liittyvä plasmataajuus on olemassa, kun johteen vastus on riittävän pieni. Plasmataajuuden systeemin eli johteen yhtälön johdos on seuraavanlainen kooste. [3]

Johteessa esiintyy resistanssia R.

$$R = \frac{\Lambda}{\sigma_{dc} \cdot A} \quad (30)$$

Johteessa esiintyy induktanssia L .

$$L = \frac{\tau \cdot \Lambda}{\sigma_{dc} \cdot A} \quad (31)$$

Johteessa esiintyy kapasitanssia C .

$$C = \frac{\varepsilon \cdot A}{\Lambda} \quad (32)$$

Kaikkiin yhtälöihin [(30), (31) ja (32)] liittyy johteen pituus Λ . Parametri τ on nk. relaksaatioaika, σ_{dc} on johtavuus tasaviralle, ε on permittiivisyys ja A on johteen poikkipinta-ala. Nämä ominaisuudet kootaan yhteen, niin kuin sarjakytkennän RLC-piirille ja erikseen yhtälöitä (1) -(20) koskevalle systeemille. Saadaan

$$|Z_P| = \sqrt{\left(\frac{\Lambda}{\sigma_{dc} \cdot A}\right)^2 + \left[\omega \frac{\Lambda \cdot \tau}{\sigma_{dc} \cdot A} - \frac{1}{\omega \cdot \frac{\varepsilon \cdot A}{\Lambda}}\right]^2} \quad (33)$$

Plasmataajuudella lausekkeessa (31) jää jäljelle resistiivinen osa. Tällöin

$$|Z_{p0}| = \frac{\Lambda}{\sigma_{dc} \cdot A} \quad (34)$$

Resonanssitilassa on voimassa

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{\sigma_{dc}}{\tau \cdot \varepsilon}} \quad (35)$$

Johteen muut ominaisuudet huomioituna voidaan myös päätyä yhtälöön, jossa esiintyy massa, varaus, permittiivisyys ja elektronitiheys. Relaksaatioaika τ on laskettavissa erikseen. Esimerkiksi, johteelle jonka elektronitiheys

$$n = 2 \cdot 10^{28} \frac{1}{m^3} \text{ ja johtavuus } \sigma = 0,5 \cdot 10^8 \frac{1}{\Omega m}$$

elektronien liikkeeseen liittyvä törmäysten välinen aika, niin kuin lähteessä [3] on esitetty. Tämän mukaan kyseinen aika on

$$\tau = \frac{\sigma \cdot m}{n \cdot q_E^2} \quad (36)$$

Elektronille varaus $q_E = 1,602 \cdot 10^{-19} C$ ja massa $m = 9,109 \cdot 10^{-31} kg$, joten törmäysten väliselle ajalle voidaan laskea arvo

$$\tau = 8,9 \cdot 10^{-14} s$$

Vaikka tätä tulosta koskeva värähtelyn spektri ei olisi kohereni, kapean spektrin tuotos, on törmäyksistä johtuva taajuus kuitenkin periaatteessa laskettavissa. Jaksoluvuksi saadaan, kun

$$2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau = 1 \quad (37)$$

eli $f = 1,788 \cdot 10^{12}$ Hz.

Mikäli elektronien törmäykset tapahtuisivat kahden vierekkäisen johtimen systeemissä elektronien törmäysten indusoidessa energiaa johtimien välillä, esimerkiksi IC:n sisäosien välisellä alueella, tulisi ottaa huomioon, että värähtelyn aallonpituusluokka on suuruudeltaan samalla alueella kuin IC:n sisäisten rakenteiden koko. Tässä tapauksessa mittasuhteet ovat suuruusluokassa, joka koskee CMOS-piirien sisäosia, paremmin, kuin muita IC-asioita. On erittäin tärkeää ottaa huomioon, että värähtelyjen aallonpituuteen vaikuttaa Q-arvo. Q-arvo vaikuttaa oleellisesti värähtelyjen aallonpituuteen ja koherenteiteettiin. Aaltojen ryhmänopeus ja vaihenopeus ovat sidotut Q-arvoon. Lisäksi puolijohteelle pätevä relaksaatioaika riippuu lämpötilasta ja fononien käyttäytymisestä. Puhutaan epäpuhtaus- ja fononisironnasta. Epäpuhtaus- ja fononisironnasta johtuen

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_I} + \frac{1}{\tau_{FON}} \quad (38)$$

τ_{FON} on fononien osuus, τ_I edustaa puolijohteen epäpuhtauksien osuutta. Fononi on värähtelypartikkeli.

4. Analogi-IC:n liittäminen Ohmiseen piiriin

Kun operaatiovahvistin liitetään signaalilähteeseen ja takaisinkytkentäsilmukkaan, vaaditaan kytkennältä sovituksen oikeellisuus. Viisaalla tavalla laadittu sovitus ottaa huomioon signaalin riittävän kaistaleveyden, joka vaaditaan, kun signaali ei ole täysin symmetrinen tai harmoninen. Esimerkkikytkentänä tarkastellaan analogista suodatinta liittyen impedanssisovitukseen. Alkuarvoina olkoon signaalilähteen impedanssi $Z_i = 50 \Omega$. Halutaan alipäästösuodatin taajuudelle 1 kHz. Käytetään operaatiovahvistinta, jonka sisäänmenoimpedanssi $Z_{in} = 2 \text{ M}\Omega$. Lisäksi vaaditaan, että suodatus koskee mahdollisimman yksinkertaisesti yleisiä signaaleja x , jotka eivät välttämättä ole sinisignaaleja eivätkä kuulu harmonisen värähtelyn signaaleihin.

Ajatellen, että signaalilähteen ja takaisinkytkentähaaran signaalit superponoituvat pisteessä, jossa takaisinkytkentä ja sisääntulo kohtaavat, sovelletaan signaalien kaskadista mallia. Vaaditaan, että kaskadi koskee mielivaltaista signaalia x . Tällöin signaali x pitää saada kulkeutumaan yksin ja mahdollisimman vapaasti. Tällöin

$$(x + 1)(x - 1) = x \quad (39)$$

Kaskadipisteessä on siis voimassa kultaisen leikkauksen sääntö. Koska sääntö antaa x :n negatiivisena, johdetaan takaisinkytkettävä signaali myös operaatiovahvistimen miinuksella merkittyyn ottoon, eli invertoivaan ottoon. Takaisinkytkentävästukset suhtautuvat toisiinsa yhtälön (39) ratkaisun perusteella, kuten (40) esittää:

$$\left| 1 + \frac{R_b}{R_a} \right| = 1,618033989 \text{ tai } 0,618033989. \quad (40)$$

Yhtälön (39) ratkaisu voidaan laskea:

$$x^2 - x + x - 1 = x \quad (41)$$

Tästä seuraa, että

$$x^2 - x - 1 = 0 \quad (42)$$

Yhtälön (42) ratkaisuna saadaan yleisen toisen asteen yhtälön ratkaisukaavasta

$$x = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 4(1)(-1)}}{2} \quad (43)$$

joten signaali x saa arvot

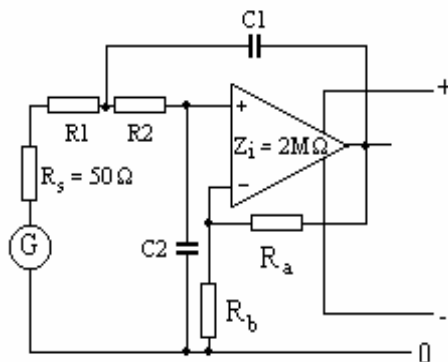
$$x = \frac{1 \pm \sqrt{5}}{2} \quad (44)$$

Jälkimmäinen arvo $x = -0.618330989$ on mahdoton, ellei käytetä digitaalitekniikkaa taikka sopivassa vaihesiirrossa toimivaa transistoria. Näissä tapauksissa järjestely olisi yksitaajuinen. Negatiivinen resistanssi on toteutettavissa erikoisdiodin avulla. Seuraavassa kytkentäesimerkissä sovelletaan kultaisen leikkauksen sääntöä.

Kytkenän impedanssien suhteen on olemassa periaate, jota nimitän tässä impedanssien normitusperiaateksi. Nimitys johtuu siitä, että kahdelle yhteen kytketylle impedanssille löydetään impedanssivektoreitten vektorinormi. Vektorinormitetusti laskettava arvo on edullinen, koska se antaa anteeksi impedanssin muutoksessa. Kun signaalilähteen impedanssi on 50Ω ja operaatiovahvistimen sisäänmenoimpedanssi on $2 \text{ M}\Omega$, saadaan normitusperiaatin mukaan lähteen ja sisäänmenon välille impedanssi

$$Z_p = \sqrt{50 \cdot 2000000 \Omega^2} = 10 \text{ k}\Omega \quad (45)$$

Seuraavassa kytkentä alipäästösuoittimesta, jonka suodatustaajuus on 1 kHz , suodatinrakenteen noudattaessa impedanssin normitusta.



Kuva 2. Vastukset R_a ja R_b kultaisen leikkauksen säännöllä. Elementit R_1 , R_2 ja C_2 impedanssin normituksesta. Sallen-Key -toteutus.

Suodattimen arvot lasketaan seuraavalla tavalla: haarat $(R_1 - R_s)$ ja $(R_2 - X_{C_2})$ muodostavat molemmat $20 \text{ k}\Omega$:n impedanssin, koska nämä ovat rinnankytketyt ja muodostavat näin ollen impedanssin $Z_p = 10 \text{ k}\Omega$. Tässä tapauksessa kapasitanssi

$$C_2 = \frac{1}{|j \cdot 2 \cdot \pi \cdot 1000 \cdot 10000|} \quad (46)$$

, koska taajuus on 1 kHz. $C_2 = 15,9$ nF. Jos vastus $R_b = 10$ k Ω , $R_2 = 10$ k Ω ja $R_1 = 19950$ Ω , voidaan kapasitanssi C_1 laskea vaikkapa lähteen [4] mukaan. Tällöin

$$C_1 = \frac{1}{R_1 \cdot R_2 \cdot \omega_0^2 \cdot C_2} \quad (47)$$

Kapasitanssi $C_1 = 7,99$ nF. Vastus $R_b = 10$ k Ω , koska $|\overline{X}_{C2}| = 10$ k Ω suodattimen ominaiskulmataajuudella 1 kHz. Tällöin $R_a = 6183$ Ω johtuen kultaisen leikkauksen säännöstä. Tätä suodatinta nimitetään Sallen-Key-tyypin suodattimeksi. Jos suodatuksesta vaaditaan kunnollinen, tulee IC liittää myös offset-vastusverkkoon, johon liittyy lämpötilakompensointi. Kompensointiin liittyy diodi tai transistori ja muutama vastus.

Mikäli vaaditaan, että suodatus tapahtuu oikein myös taajuusmoduloituneelle signaalille, on suodattimen oltava paitsi vaihelineaarinen, myös erittäin laajakaistainen. Hyvä lineaarisen vaihesiirron suodatus voidaan aikaansaada digitaalisen suodattimen tapauksessa.

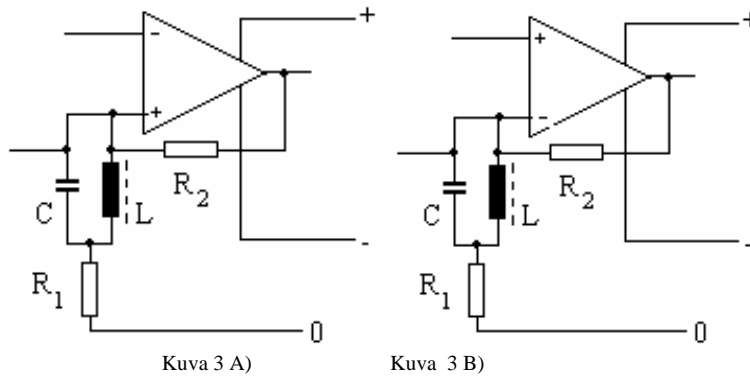
5. LC-resonanssipiirin liittäminen operaatiovahvistimeen

Kun operaatiovahvistin liitetään LC-resonanssipiiriin, saadaan vahvistinasteelle erilaisia vasteominaisuuksia. Ominaisuudet riippuvat LC-kytkennän tyypistä, takaisinkytkennästä, LC-piirin sijainnista, eli liitetäänkö kytkentä vahvistimen ottoon vai antoon sekä operaatiovahvistimen omasta siirtofunktiosta. Kytkennät voivat toimia signaalien superponoijana, Q -kertojana, Q -jakajana, superregeneratiivisena kytkentänä, vaihesiirtäjänä, taajuusalueen laajentajana, estokaistapiirinä ja oskillaattorina sekä sekoittimena ja kaistanpäästöpiirinä, f-u-muuntimena, reaktanssi-ilmaisimena tai muuna referenssipiirinä.

Jos suunnitellaan modulaattori, lähdetään ajatuksesta, jonka mukaan sekoitettavat taajuudet tuodaan erillisinä vahvistimen ulkopuolelta, jolloin operaatiovahvistimen tulee toimia balansoituna modulaattoripiirinä. Tässä tapauksessa vaaditaan riittävä varovaisuus, kun operaatiovahvistin liitetään resonanssipiiriin. Signaalien voimakkuudet ovat tässä tapauksessa riittävän pienet, jotta suurtaajuudet eivät leviä kapasitiivisesti kytkettyneenä vahvistinasteen sisällä.

Jotta huolellisesti laadittu resonanssipiiriin ja operaatiovahvistimen yhteiskytkentä toimisi aina odotetulla tavalla, lisätään piiriin offset-vastukset: muutama kiinteä vastus ja oikean offsetin aikaansaava potentiometri. Tämän yhteiskytkennän vastukset ovat hyvin suuria ja stabiilisuusasiat kuuluu ottaa huomioon. Näistä syistä sarjakytkentäinen LC-piiri ei läheskään aina ole sopiva yksinkertaisesti takaisinkytkettävässä operaatiovahvistinkytkennässä. Lämpötilakompensointi pitää ottaa huomioon.

Resonanssipiirin ja operaatiovahvistimen yhteiskytkentä aloitetaan seuraavien kytkentöjen analysoinnilla.



Kuvan 3 järjestelyssä vahvistimen antojännite nousee hyvin suureksi LC-piirin resonanssitaajuudella. Operaatiovahvistimen sisäisestä vaihesiirrosta johtuen saattaa resonanssitaajuuden lisäksi esiintyä jokin muun taajuinen signaali, joka on samenvaiheinen resonanssisignaalin kanssa, mutta taajuus jotakin muuta kuin LC-resonanssitaajuus. Kuvan 3 B) kytkentä esittää oskillaattoria sopivilla vastuksien arvoilla.

Vahvistimen vaihekuvaajasta kerrotaan usein valmistajan esittämässä datalehdessä. Mikäli kuvan 3 A) kytkennän vahvistin on sisäisesti kompensoitu ja vaihesiirto on -90 astetta laajalla taajuusalueella näin ollen, aiheuttaa kondensaattori edelleen vaihesiirron niillä taajuuksilla, jotka ylittävät huomattavasti LC-piirin resonanssitaajuuden. Näillä ylemmillä taajuuksilla voi ilmetä signaaleja, jotka siirtyvät pienellä vaihesiirrolla vahvistimen oston antoon. LC-resonanssitaajuuden ylä- ja alapuolella, molemmilla taajuusalueilla voi ilmetä systeemin vastekäyrän kuolokohta ja vaihesiirrosta johtuen saattaa kytkentä läpäistä laajalla taajuusalueella signaaleja niin kuin kaksi taajuuskaistaa päästävä kaistanpäästösuodatin. Tällöin kytkentä 3 A) toimii niin kuin huono analoginen kampsuodatin.

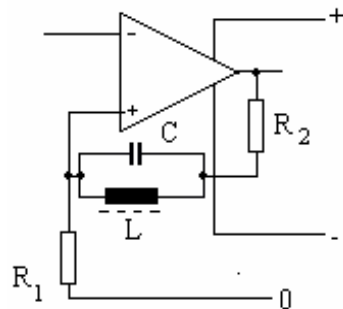
Kuvan 3 B) piiri voi toimia kapean kaistaleveyden kaistanpäästöpiirinä, koska tähän liittyvän LC-piirin impedanssi on maksimaalinen LC-resonanssitaajuudella. Tällä taajuudella on myös piirin virta maksimissaan ja virran suuruus on Q kertaa induktorin L resonanssitaajuinen virta ja virran luonne hyvin kohereeni ja harmonistasapainoinen. Kaikista pienimmät ja kaikista suurimmat taajuudet johtuvat vastukseen RI ja vahvistinasteen ohitse. Jos kondensaattori CI on huono, syntyy siinä kohinaa. Induktori L imee osan kohinasignaalista.

LC-piirien ominaisuuksista on olemassa tiiviit esitykset lähteessä [5]. Rinnakkais-LC-piirin ominaisuuksiin kuuluu, että molemmat, sekä impedanssi Z että virta I_{LC} ovat suuria resonanssitaajuusalueella. Tästä syystä kuvan 3 A esittämän piirin otto- ja antojännitteet nousevat suuriksi saavuttaessa resonanssitaajuudelle. Resonanssitaajuudella on vaihesiirto nollassa ja tässä kohdassa vaihe-erokäyrä laskee. Tässä on syytä muistuttaa, että avoimelle mekaaniselle resonanssi- ja vaihesiirto on -90 astetta resonanssitaajuudella (lauseke (22) ja lähde [1]).

Kuvan 3 A) kytkentä pitää suunnitella pienen käyttöjännitteen kytkennäksi. Tässä tapauksessa voidaan välttää operaatiovahvistimen vioittuminen, huolimatta resonanssi- ja vaihesiirto toiminnasta. Tästä huolimatta resonanssivirta ja tästä johtuva jännite saattavat olla niin suuret, että vahvistimen antojännite on ”leikkautunut”.

Koska kytkennän resonanssivirta on huomattavasti tasavirtabiasia suurempi, ei offset-jänniteasetusta tarvita välttämättä. Tilanne on kuitenkin toinen, jos kytkennän käyttöjännite on pieni - muutama Voltti - jolloin resonanssivirta on pienempi, helpompi hallita ja jolloin värähtelyjen amplitudi on symmetrisempi nollassa-jännitteen suhteen.

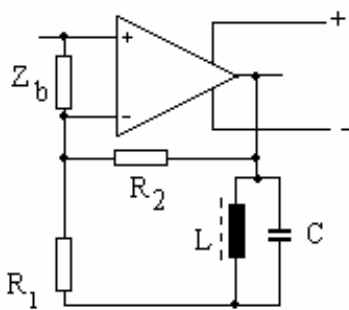
Myös seuraavassa kytkennässä esiintyy LC-rinnakaisvirityspiiri. Kytkennällä saadaan aikaan ”harteikas” suodatus. Kytkentäjärjestely noudattelee seuraavaa kuvan 4 kytkentäkaavaa.



Kuva 4. Korkean impedanssin virtatakisinkytkentä.

Myös kuvan 4. kytkennällä voi esiintyä kaksi tai useampia signaalien päästökaistoja.

Seuraavan kytkennän toiminta on helppoa ennakoida. Kytkentä toimii myös moitteettomasti, vaikka itse vahvistinkytkentä on epäideaalinen. Lisäksi kytkennän käyttöjännite voidaan pitää alueella, jota koskee valmistajan ilmoittama spesifikointi, eikä kytkentäilmiöilläkään ole merkitystä.



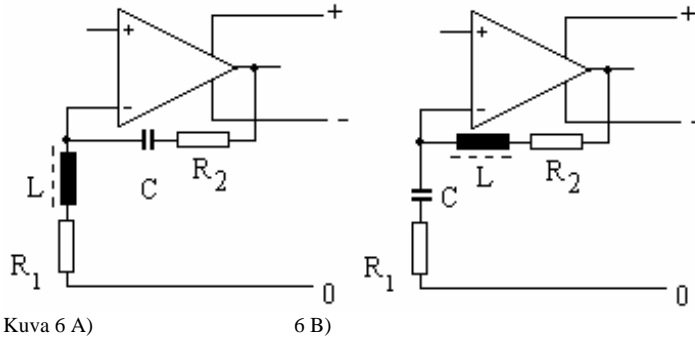
Kuva 5.

Kytkentä kuvassa 5 on melkoisella varmuudella stabiili ja nimellisesti yksitaajuinen. Kytkennän resonanssikäyrän muoto on lähellä klassista muotoa. LC-piirin rinnakkaisvastusten vaikutus resonanssiin Q-arvoon pitää paikkansa, mutta tämä ei ole erikoisen iso ongelma. Jos kuvan 5 kytkentä läpäisee taajuusmoduloitunutta signaalia, varustetaan LC-piiri rinnakkaisvastuksella sopivan signaalikaistaleveyden näin vaatiessa. Tässä tapauksessa vahvistinasteen täytyy olla hyvin laajakajaistainen.

Mikäli Q:n pitää olla hyvin iso, käytetään aina systeemiä, johon liittyy sähkömekaaninen kide tavalla tai toisella. Esimerkiksi digitaalinen suodatin, jonka näennäinen Q-arvo on jollakin taajuudella vaikkapa 10^7 , toteutetaan näytteenottotekniikalla, jonka näytteenottotaajuus myös tuotetaan kiteessä. Toinen esimerkki koskee itse kidesuodatinta: kiteen oma Q-arvo on helpolla luokassa 1 000 000.

6.Operaatiovahvistin ja sarjaresonanssiipiiri. Reflektio

Tässä kerrotaan sarjaresonanssiipiirin ja operaatiovahvistimen yhteiskytkennästä ja ongelmista edellisiin liittyen. Luodaan katsaus signaalien reflektioon tai sirontaan, kun signaali liikkuu korkean ja matalan impedanssin yhteispiirissä.



Laajakaistaista signaalijoukkoa koskee energian heijastuminen, lyh. reflektio. Kun signaali-kaistaleveys on laaja, suhteellisesti taikka kokonaisuudessaan, koskee sarjaresonanssi- ja joittenkin signaalien heijastuminen. Energiaa heijastuu impedanssien Z_{nm} rajapinnasta. Mikroaalloilla heijastuminen on aina merkittävää. Mikroaaltopiirit ovat rakenteita, joitten signaalien absoluuttinen kaistaleveys on iso, usein ainakin kymmeniä- satoja kHz, enemmänkin. Tätä kannattaa pitää merkillä, kun tarkastellaan signaalien heijastumista.

Yleisessä tapauksessa eri suuruisten impedanssien aikaansaama heijastuminen virtapiirissä noudattelee esitystä, joka tavataan lähteessä [2]. Tämän mukainen heijastuskerroin $\bar{\rho}$ määritellään johtimeen lähtevän ja saapuvan signaalien osamääränä. Tässä tapauksessa reflektiokoeffisientti määritellään jännitesuhteena (48).

$$\bar{\rho} = \frac{U^-}{U^+} \quad (48)$$

Impedanssit huomioiva muoto on seurausta Ohmin laista. Impedanssit huomioiva muoto voi olla lyhimillään (45) mukainen.

$$\bar{\rho} = \frac{\bar{Z}_b - \bar{Z}_0}{\bar{Z}_b + \bar{Z}_0} \quad (49)$$

Parametreinä \bar{Z}_b on kuormittava impedanssi, eli impedanssi, joka heijastaa energiaa. \bar{Z}_0 on impedanssi, jota myöten energia siirtyy kuormituspaikalle \bar{Z}_b . Sarjaresonanssi- ja joitten impedanssi \bar{Z} - kytkennälle 6 A) \bar{Z}_b - on taajuuden funktio. On siis ilmeistä, että impedanssien erisuuruudet aiheuttavat heijastusta.

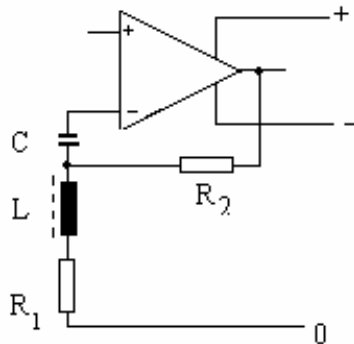
Myös toisella tavalla ilmenee heijastusta. Sarjakytken LC-piiri on epägalvaaninen ja näin ollen fyysiolisesti epäjatkuva. Kondensaattorin elektrodeista heijastuu β -säteilyä, tosin suhteellisesti hyvin vähän.

Kun analoginen suodatin laaditaan tällä tavalla, voidaan laajan taajuuskaistan keskiosan alueelle aikaansaada kapeakaistainen imupiiri, joka vaimentaa epäharmonisten aaltojen aiheuttamaa häiriötä. Esim. kapean kaistaleveyden imupiiri taajuusalueella 20 Hz - 20 kHz, imutaajuus esim.

$$\omega_i = \sqrt{20 \cdot 20000 \text{ Hz}^2} = 632,4 \text{ Hz} \quad (50)$$

Hyvin kapeakaistainen imupiiri taajuudella 632,4 Hz voi imeä itseensä häiriötä, mikäli imupiirin tekninen ratkaisu on oikealla tavalla hallittu. Jos imupiiri ei ole käytännöllinen

tai hyvä, voidaan signaalit vaiheistaa siten, että taajuudella 632,4 Hz vaihe-erot ovat samat taikka vastakkaiset taikka nollassa ja tällöin käytetään all-pass -tyyppistä suodatinta. Perustelu: eri taajuisia signaaleja voidaan kerrostaa pois kyseisestä signaalilinjasta taajuudella 632,4 Hz. Hyvä imupiiri on toteutettavissa digitaaliteknisesti, mutta tarkka digitaalinen järjestelmä on hidas.



Kuva 7.

Kuvan 7 piirille on ominaista seuraavat ilmiöt: alimmilla, muutamien Hertzien taajuuksilla kapasitanssi C johtaa virtaa hyvin vähän. Samoilla taajuuksilla induktanssi L johtaa lähes koko takaisinkytkentävirran vastukseen $R1$. Kondensaattori C johtaa virtaa korkeilla taajuuksilla ja saattaa aiheuttaa kohinaa, varsinkin, kun tämä on kytketty induktanssin L kanssa sarjakytkentään.

Mikäli sarjakytkennän LC-piirin taajuus on kilo-Hertzejä ja vahvistimena on tavanomainen operaatiovahvistin, voidaan soveltaa klassista mitoitusta, koskien värähtelypiiriä. LC-piirin resonanssitaajuuden molemmilla puolilla aiheutuu merkittäviä ilmiöitä, koska operaatiovahvistimen ulostulo- ja sisäänmenosignaali ovat eri vaiheiset. Näin on, vaikka vahvistin olisi laajakäistainenkin. Vaihesiirrosta johtuu, että resonanssitaajuuden kummallakin puolella kuvan 7 piiri toimii tehokkaana vaimennuspiirinä, mutta näitten taajuuksien välillä vahvistin toimii kuitenkin resonanssi-piirinä. Kuvan kytkennällä on myös saatavissa aikaan suodatin, joka päästää kapealla taajuuskaistalla signaaleja lävitseen taajuudella f_1 , estää signaaleja hieman ylempillä taajuuksilla $f_2 - f_3$, mutta läpäisee jälleen laajakäistaisen signaalijoukon, jolle taajuuskaistaleveys on kymmeniä kilo-Hertzejä taajuuksilla $f_4 > f_3$. Kaksi kaistaa suodattava kytkentä on toteutettavissa sopivin vastuksien $R1$ ja $R2$ valinnoin, mutta kytkennästä ei saada ollenkaan hyvää, jos vastus R on iso, koska tällöin kytkentää huonontaa kohina. Kuvan 7 kytkennän yksinkertaisimpia mitoitusmerkintöjä ollee vahvistukselle likimäärin pätevä lauseke, joka on tuttu resistiivisen verkon mitoituksesta. LC-resonanssitaajuudella, mikäli taajuus on pieni, kilo-Hertzejä, on LC-piirin jännitteen ja virran kokonaisvaihesiirto likimäärin nollassa ja vahvistuksen laskutoimitus yksinkertainen. Korkeilla taajuuksilla kuvan 7 piiri on takaisinkytkennältään lievempi vaimennuksen suuntaan ja tiukempi takaisinkytkennän suuntaan. Näin ollen on olemassa taajuusalue, jolle kytkentä toimii laajemman kaistanpäästön piirinä. Seuraava kuva on hahmotelma suodatusominaisuudesta. Tosiasiassa kuvaajia on laaja joukko, koska vastusten R valinta on ratkaisevassa asemassa.

Sarjakytkennän LC-piiriä koskee ilmiö nimeltä heijastuminen. Jonkin signaalin heijastuminen LC-piirin liitännästä on todennäköinen niillä taajuuksilla, joilla piirin impedanssi on korkea. Lisäksi heijastumista tapahtuu piirissä, koska piiri on epägalvaaninen, ellei kapasitanssi ole häviöllinen. Kapasitanssin epägalvaniteetti voi aiheuttaa säteilyä. Sarjakytkennän LC-piirin reaktiivinen vastus voi olla paljon isompi kuin piirin vastus R . Kun tämä piiri liitetään toiseen piiriin, jonka impedanssi on Z , voidaan aikaansaada se, että jokin signaali kuljeskelee LC-piirissä edestakaisin

resistanssin R ja impedanssin Z välisessä kytkennässä. Kapasitanssin aiheuttama säteily ei ollenkaan ole voimakasta, mutta säteily lisää kohinaa. Säteilyn osalta tilanne on toinen, kun sarjakytken piiri liittyy radiolähettimeen.

Lisää tietoa LC-resonanssipiireistä liitteessä 2.

7. Miller-kapasitanssi. Neutralointi. Vahvistimen slew-rate

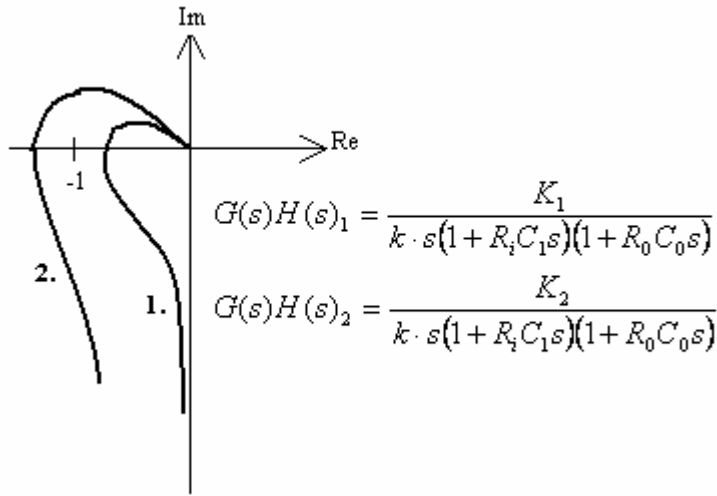
Radiotaajuisissa ja laajan taajuuskaistan vahvistimissa joudutaan käyttämään neutralisointia usein. On olemassa IC-piirejä, joille neutralisointi on sisäinen rakenne. Operaatiovahvistin voidaan neutraloida myös ulkoisesti. IC:n valmistaja ilmoittaa laitteen tiedoissa, onko neutralisointi sisäinen vai ulkoinen. Tarkkuuskytkennöissä voidaan tavata molemmat. Neutralisointikytkentä on yleinen radioputkikytkennöissä ja tehokkaissa transistorivahvistimissa.

Neutralointikytkennällä aikaansaadaan joutavan värähtelyn tai loisvärähtelyn hävittäminen, ilman, että hyötysignaali oleellisesti muuttuu. Neutralointi aikaansaadaan yksinkertaisimmillaan vahvistinasteen otton ja annon välille kytkettävän kapasitanssin avulla. Operaatiovahvistimelle neutralointi on riittävä, kun kapasitanssi on ensimmäisen taikka keskimmäisen vahvistintransistorin kannan ja kollektorin välillä, IC:n sisällä. Varovainen ulkoinen neutralointi voidaan suorittaa kytkemällä pieni kondensaattori ja sarjavastus operaatiovahvistimen otto- ja antonavan välille. Neutraloinnilla pyritään parempaan stabiliteettiin.

Neutralointi-kapasitanssi on hyvä paitsi loisvärähtelyn neutraloinnissa, mutta myös silloin, kun operaatiovahvistimen vaihesiirto pitää saada laajalla signaalitaajuusalueella olemaan tietyn suuruinen. Edullinen valinta vaihesiirron vakioarvolle on -90 astetta, vaihesiirtona otto- ja antosignaaleja verraten, taajuusalueella muutama kymmenen Hz -maksimitaajuus, jolle vahvistus on vielä suurempi tai yhtä suuri kuin 1. Miller-kapasitanssi ei ehdottomasti saa olla liian suuri. Vaihe- ja vasteasioita koskevaa tietoa suunnittelijalle löytyy kirjallisuudessa, esimerkiksi lähteessä [4]. Kun neutralointikapasitanssia käytetään, pysyy vahvistinasteen vaihesiirto laajalla taajuusalueella suurempana, kuin -90 astetta ja ainakin suurempana kuin -180 astetta. Vaihesiirto ilmoitetaan vahvistimen ottosignaalin ja antosignaalin välisenä vaihesiirtona.

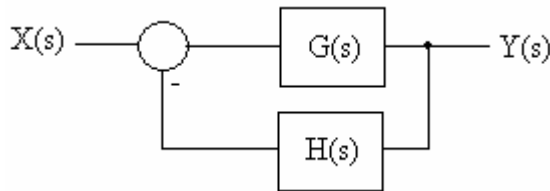
Neutralointikapasitanssi määritetään ottaen huomioon vahvistimen sisäinen vastus ja kapasitanssi. Kompensointimenetelmät ovat tyypitettyinä simple lag-, lag- ja lead-kompensoinneiksi. Simple lag merkitsee tässä sitä, että kondensaattori kytketään alipäästösuodattimeksi, jolloin pientaajuusvahvistin on stabiili ja samalla asteen kohina vaimenee. Lag-kompensointi perustuu vastuksen R ja kondensaattorin C sarjakytken muodostamaan silmukkaan joka liitetään operaatiovahvistimeen. Lead-kompensointi siirtää vaihetta eteenpäin ja lead-kompensoinnilla pyritään vahvistinasteen maksimaaliseen signaalikaistaleveyteen. Seuraavassa esityksessä stabiliteettiin liittyviä juuriurakäyriä.

Laplace-muunnokselle $s = j\omega$.



Kuva 8. Reaalisen vahvistinasteen ja lag-kompensoinnin tuottamia juuriuria. Aikavakiot huomioivat vahvistimen sisäisen vastuksen ja kapasitanssin sekä ulkoisen kompensointielimen ja vahvistuksen. $K_2 \geq K_1$.

Käyrien funktiot ovat seurausta stabilointielimen ja vahvistinasteen muodostamasta koostumuksesta. Siirtofunktio $G(s)H(s)$ huomioi vahvistuksen, lag-piirin suodatuksen ja vahvistinpiirin sisällä aiheutuneen aikavakion. Lohkokaavio alla.



Kuva 9. Operaatiovahvistimen siirtofunktio on $G(s)$. $H(s)$ on lag-kompensoinnin siirtofunktio.

Kuvaan 9 liittyen, kompensoijan funktio on yksinkertaisesti

$$H(s) = \frac{1}{1 + R_0 C_0 s} \quad (51)$$

Tekijä $ks(1 + R_i C_1 s)$ johtuu käytännön operaatiovahvistimen ominaisuuksista, jotka ovat sisäinen resistanssi, sisäinen kapasitanssi ja vahvistuskäyrän muoto.

Kuvan 8. esitys tavataan myös lähteessä [1, s. 50]. K merkitsee vahvistusta.

Neutralointikondensaattorilla ja Miller-kapasitanssilla on vaikutusta vahvistimen kykyyn saavuttaa jokin maksimaalinen antojännitteen arvo. Tätä koskee nimitys slew-rate. Slew-rate vaikuttaa myös signaaliin siten, että vain taajuudet alle rajataajuuden siirtyvät vääristymättä vahvistinasteen lävitse. Rajataajuus voidaan laskea, kun maksimaalinen antojännitteen arvo ja valmistajan ilmoittama slew-rate tunnetaan. Rajataajuus lasketaan siis osamääränä

$$\omega_s \leq \frac{\text{slew-rate}}{U_m} \quad (52)$$

Olettaen, että IC:llä on maksimaalinen antojännite $U_m = 15 \text{ V}$ ja slew-rate $sr = 0,63 \frac{\text{V}}{\mu \cdot \text{s}}$, saadaan ylärajataajuudeksi $f_s \leq 6684,5 \text{ Hz}$.

Jos vaaditaan, että IC vahvistaa taajuusmoduloitua signaalia, on piirin vaihevasteen oltava erittäin vakio laajalla taajuusalueella, myös kaukana keskitaajuudesta.

Mikäli taajuusriippuvista vaiheominaisuuksista halutaan olevan jotain hyötyä, voidaan jälleen soveltaa IC:n ja RLC-piirin yhteiskytkentää. Kun IC liitetään rinnakkaisresonanssiin ja piiri viritetään oikein, voidaan aikaansaada kytkentä, jota nimitetään reaktanssi-ilmaisimeksi. Reaktanssi-ilmaisimella on jopa hyvin lineaarinen ja se ilmaisee taajuusmoduloitua signaalia. Signaalin taajuuden tulee vaihdella alueella, jolle virityspiirin reaktanssi vaihtelee maksimaalisesta noltaan.

7.1. Neutralointikondensaattori

Neutralointi- taikka kompensointikondensaattorin suurusluokan hahmottelemiseksi voidaan laatia differentiaaliyhtälö, kun operaatiovahvistimen siirtofunktion muoto, impedanssi ja jännitevahvistus tunnetaan. Johtoajatuksen taustalle päätellään vaihtoehtoisesti joko

D) että malli perustuu suurtaajuudet pois johtavaan rinnakkaiskapasitanssiin taikka
 II) että malli perustuu suurtaajuuksia vaimentavaan sarjainduktanssiin.

Laaditaan yhtälö vahvistimen sille taajuusalueelle, jolle vaimennus on -20 dB / dekadit. Oletetaan yleisesti, että operaatiovahvistimen antojännitteen maksimiarvo on 15 V taajuudella 10 Hz ja 1,5 mV taajuudella 1 MHz. Oletetaan kuormituksen vastukseksi $Z_0 = 5 \text{ k}\Omega$. Oletetaan, että vahvistinasteen antovirta pysyy kaikilla taajuuksilla vakiona ja lasketaan virran näennäiseksi suuruudeksi Ohmin lain mukaan

$$I_0 = \frac{15 \text{ V}}{5000 \Omega} \quad (53)$$

Virraksi saadaan $I_0 = 3 \text{ mA}$. Otetaan käyttöön makroskooppinen yhtälö joka asetetaan kapasitanssimitoituksen perustaksi. Laaditaan lauseke (54) alkutietojen mukaan. Saadaan (54):

$$L' = \frac{\Delta U}{I \Delta \omega} \quad (54)$$

Yhtälössä (54) ΔU on vahvistimen antojännitteen muutos, $\Delta \omega$ taajuuden muutos siirryttäessä matalilta taajuuksilta korkeille taajuuksille ja I se virta, jonka operaatiovahvistin antaa kaikissa olosuhteissa. Kun (54) lasketaan auki,

saadaan tekijälle L' arvo

$$L' = \frac{0,0015 - 15}{0,003 \cdot 2 \cdot \pi \cdot (10^6 - 10)} \frac{\text{V}}{\text{A}} \text{ s} \quad (55)$$

L' suuruudeksi saadaan $L' = -7,957 \cdot 10^{-4}$ [Vs / A].

Lausekkeen (55) suure tarkastelusta havaitaan, että tekijälle L' saadaan yksiköiksi Henryjä, ikään kuin L' olisi induktanssi. Jos haluttaisiin, että L' tuottaisi ominaiskulmataajuuden vahvistimessa vielä taajuudella 1 MHz, voidaan L' kytkeä kapasitanssin kanssa yhteen ja näin operaatiovahvistimen kompensointikondensaattori saa arvon, joka lasketaan LC-piirin resonanssiyhtälöstä (56). Laskutoimitus on seuraava:

$$f_{RES} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC}} \quad (56)$$

Yhtälöstä (56) seuraa, että kompensointikondensaattorin näennäisarvo on

$$C_{KOMP} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot L'} \quad (57)$$

Kompensointikondensaattorin arvoksi määräytyy näin ollen $C_{KOMP} = 31,83$ pF.

Edellinen tulos on suuntaa antava ja on otettava huomioon, että operaatiovahvistimen sisäinen kapasitanssi tulee lukea mukaan. Edeltävä mitoitus joutuu huomioimaan, onko kysymyksessä lag- vai lead-kompensointi. Mikäli L' merkittäisiin näennäisenä, varustettaisiin (55) imaginäärikertoimella \bar{j} .

Hyvä kondensaattorimitoitus tavataan myös lähteessä [4]. Yhtälöillä (53) – (57) tehty mitoitus on todellakin vain suuntaa antava. Parempi mitoitus ottaa huomioon vaimennuksen kokonaisuudessaan sekä sen seikan, että vahvistinasteessa on myös vastusta R . Yksinkertaisen differentiaaliyhtälön perusmuoto, joka huomioi vahvistimen taajuuskäyttäytymisen, on lopulta muotoa

$$L' = \frac{dU}{Id\omega} \quad (58)$$

Käytännössä tapahtuvien mittausten perusteella voidaan yhtälöä (58) kehittää edelleen. Yhtälöt (54) ja (58) yksin ovat riittävän tarkat kapealla taajuuskaistalla. Yhtälöön (58) tulisi lisätä useampi derivaattatermi, jotta taajuusvastekuvaajan muoto voitaisiin ottaa huomioon tarkasti. Neutralointikondensaattorin tarkoitus on vähentää loisivärähtelyjä tai vaihtoehtoisesti laajentaa taajuuskaistaa.

8. Luotettavuudesta

Useimmat sähkö- ja tietoliikennetekniikan sovellukset toimivat värähtelypiirien varassa. Kaikki radiotekniikka toimii värähtelypiirien varassa. Luotettava tiedonsiirtotekniikka koostuu osittain analogisista värähtelypiireistä, jotka seuraavat tarkasti mikroprosessorissa ohjelmallisesti tuotettua signalointia. LC-piirien varaan on laskettu usein jopa koko väestöä koskeva tiedotus, koska yleisradioliikenne johdetaan paikasta toiseen LC-piirien välityksellä.

Värähtelypiiriin ei aina tarvitse olla LC-piiri. Luotettava värähtelypiiri on usein kide. Puhelinliikenne, matkapuhelin ja signaalin dupleksointi näissä tapauksissa, ei ainakaan luottamuspuhlasta kärsi: yhä useammilla tahoilla on matkapuhelin, myös viranomaisliikennettä ajatellen.

On niin, että puhelimen tekniikka on paitsi luotettavaa, myös patenttien suojaamaa tekniikkaa. Puhelinten piirit ovat hyvin kytkentäisiä: tietty piiri suorittaa huomattavasti enemmän tehtäviä, kuin jokin tavallinen radiopiiri tai värähtelypiiri. Tämä puolestaan on erittäin edullista, koska monikytkentäistä piiriä voidaan helpolla paimentaa ohjelmallisesti. Kytkentäisin piiri, jonka voi juuri ja juuri saada toimimaan ilman ohjelmallista lähestymistä, on radiosekoittimen, -ilmaisimen ja duplekserin ”sekoitus” eli yhdistelmä. Tämä ei ole kuitenkaan yksin luotettava järjestelmä, mutta kytkentä on suppea hyperbelinen järjestelmä, johon liittyy 7 - 8 yksittäistä transistoria ja oheiskomponentit.

Jos miljoonalla henkilöllä on mukanaan keskinkertainen radiovastaanotin, on heillä mukanaan myös lähes 10 miljoonaa värähtelypiiriä. Viranomaisilla ja asiantuntijoilla on runsaasti työtä, kun he määrittävät, mihin aikaan ja missä sijainneissa on turvallista aikaansaada piireihin vaikuttavaa toimintaa.

9. Johtopäätökset ja yhteenveto

Liittyen värähtelypiireihin, voidaan lopuksi todeta seuraavaa: plasmataajuudet johteessa säilyttävät taajuutensa ja niiden aallonpituudet ovat suuruudeltaan lasketun suuruisia. Tavalliset LC-virityspiirit kuitenkin ikääntyvät ja niiden taajuus muuttuu ikääntymisen myötä. Mitä isokokoisemmista värähtelypiireistä on kysymys, sitä enemmän niiden taajuusominaisuudet muuttuvat piirien ikääntyessä. Radiolaitteita kuuluu tästä syystä käyttää siten, että jatkuvasti värähtelevän lähetyslaitteen värähtelyn vaihetta muutetaan silloin tällöin. Tässä suhteessa taajuusmoduloidut lähettimet ovat edullisia, koska kanta-aallon vaihe muuttuu usein, verrattuna kokonaiskanta-aaltoisten jaksojen määrään.

Kun tutkitaan värähtelyjä kaasupatsaassa, joka on suljettu kuoren sisälle - kuten esimerkiksi limsapullossa - voidaan tässäkin laatia differentiaaliyhtälö, jonka muoto on samanlainen kuin alussa esitetyille yhtälöille (1) - (20).

Operaatiovahvistinkytkentöjä koskeva tarkastelu koskien värähtelyjä voidaan jaotella osiin. Nämä ovat

- I) Pientaajuiset kytkennät, joitten suhteellinen signaali-kaistaleveys on laaja
- II) Yksitaajuiset kytkennät, joitten vaihesiirto-ominaisuudet pitää ottaa huomioon
- III) Suurtaajuuskytkennät, joille signaaloinnin voimakkuus on merkityksellinen
- IV) Erikoiskytkennät, jolloin lineariteetti on yli- tai alikriittinen
- V) Operaatiovahvistimen tarkkuus

Operaatiovahvistimien eräs ongelma aiheutuu tämän sisäkapasitansseista. Kapasitanssia nimitetään Miller-kapasitanssiksi. Sisäiset kapasitanssit aiheuttavat sisäresistanssien kanssa värähtelyyn liittyviä aikavakioita ja vahvistin on epästabiili. Näitä käsiteltiin kappaleessa 7, missä tavataan juuriurataarkastelu stabiliteettia varten.

Suodattimen suunnittelussa käytettiin kultaisen leikkauksen sääntöä, jotta mahdollisimman monimutkainen signaali siirtyisi suodattimessa ilman virheitä. Saadut vahvistusarvot ovat niin pieniä, että suodattimeen kannattaa sijoittaa useampi peräkkäinen lohko. Jos tutkittaisiin käytännön värähtelijöiden energiatasapainoa, havaittaisiin, että harmonisen värähtelijän kuormittaminen tulisi olla riittävän pientä. LC-resonanssipiirien tyypit ovat rinnastettavissa mekaanisiin värähtelijöihin Q-arvon osalta. Impedanssi Z, Q-arvo ja resonanssi ovat mitä tärkeimpiä huomioitavia asioita elektroniikan pientaajuisissa ja laajakaistaisissa, värähtelevissä järjestelmissä. Stabiilisuus on ratkaisevan tärkeä pientaajuuskytkennän ominaisuus. Stabiilisuutta voidaan tutkia juuriuramenetelmällä, niin kuin kappaleessa 7 on tehty. Luotettavan, laajakaistaisen pientaajuuskytkennän hyvyysluku on yhden kieppeillä. Tämä on

merkittävää, kun tutkitaan pientajuista kaasupatsasta, joka toimii mekaanisen värähtelijän, esimerkiksi kaiuttimen sovittimenä.

Elektroniikan värähtelykytkentöjen mallintaminen ja sovittaminen onnistuu differentiaaliyhtälöillä. Epälineaarille ja tarkoille systeemeille voitaisiin laatia epälineaariset yhtälöt. Komponenttivalmistaja antaa spesifikoinnin eli nk. datalehdien komponenteille ja näin ollen yhtälön laadinta helpottuu oleellisesti. Kappaleen 7 yhtälö (58) voidaan laatia yksinkertaiseksi differentiaaliyhtälöksi ja tämän tapaiset yhtälöt voidaan asettaa huomioimaan useita ominaisuuksia samanaikaisesti, jolloin saadaan samankaltainen yhtälö niin kuin kappaleen 1. yhtälö (1).

Operaatiovahvistin on elementti, jonka takaisinkytkentä toimii matalan antoimpedanssin ja korkean ottoimpedanssin välillä. Kun takaisinkytkennän impedanssi ja muut impedanssit merkitään vektorimuotoon, voidaan impedanssilaskussa käyttää normitusta. Normitus antaa anteeksi impedanssin muutoksessa. Normitus ei ole keskittynyt hyvyyslukuun, mutta on käyttökelpoinen laajakajaisissa järjestelmissä.

Operaatiovahvistin voidaan kytkeä induktorin ja kondensaattorin kautta takaisinkytketyksi järjestelmäksi. Näitten elementtien käyttäytyminen voi poiketa huomattavasti odotetusta. Kappaleissa 4. ja 5. käsitellään näitä kytkentöjä. Piirin virrankulku on aivan erilainen kuin yleisessä vastuksista kootussa verkossa. Hyvyysluku on erittäin tärkeä: resonanssitaajuudella induktori ja kapasitanssi rinnankytkennässä johtavat paljon virtaa, mutta samalla impedanssi Z on suuri. Sarjakytkennän piirissä virta on resonanssitasalla suuri, mutta impedanssi Z on minimaalinen. Tarkassa värähtelypiirissä on syytä käyttää kidettä.

Yhtälöitten (1) – (20) esityksellä pyritään esittämään värähtelypiirin mitoituksen karakteristiikkaa ja samalla tukemaan tämän työn lukijoita. Atomifysiikan värähtelyistä olen esittänyt muodollisesti, tarkoituksena valaista lukijaa ajattelemaan tasapainoisten yhtälöitten mukaisesti.

Kaiken kaikkiaan, elektroniikan värähtelyilmiöt ovat hallittavissa, kun mitoitukset tehdään kompleksiluvuin ja differentiaaliyhtälöitten avulla. Värähtelyjen muuttaminen hyödylliseksi säteilyksi vaatisi sähkömagneettisen kentäteorian soveltamista mitoitukseen. Laskenta differentiaaliyhtälöillä on tarkka.

Lähteet

- [1] Laurila, Erkki. Servotekniikan perusteet. Valtion teknillinen tutkimuslaitos, tiedoitus 128. Helsinki 1954, VTT Rotaprintpaino. 100 s.
- [2] Juha Pyrhönen, Pekka Eskelinen, Mikko Kuisma, Pertti Silventoinen, Jussi Huppunen. Sähkömagneettinen yhteensopivuus. Opintomoniste, LTY, Lappeenranta 1998.
- [3] Sinkkonen, Juha. Puolijohdetekniikan perusteet. Teknillinen korkeakoulu Sähkö- ja tietoliikennetekniikan osasto. Elektronifysiikan laboratorio. Espoo 1996. 306 s. ISBN 951-22-3242-1.
- [4] Jacob Millman, Arvin Grabel. Microelectronics. Second edition. New York, 1987, McGraw-Hill. 1001 s. ISBN0-07-100596-X
- [5] Tage Hedberg, Aimo Roth. Osoitinlaskenta. Symbolinen menetelmä eli kompleksilukujen käyttö vaihtovirtalaskuissa. Toinen, korjattu painos. WSOY laakapaino Porvoo 1971. 223s.

Liitteet

1. Lineaarinen differentiaaliyhtälö

Lineaarisen differentiaaliyhtälön ratkaisu tasapainotilassa liittyy kappaleen 1 yhtälöön (20) ja yhtälöön (23). Tässä K on vahvistus, ω on ominaiskulmataajuus, θ on asema, ξ on vaimennuskerroin. Käyttäen yhtälöiden (3) ja (4) merkintöjä saadaan

$$\frac{1}{\omega_0} \frac{d}{dt} \theta_0 + \bar{j} \cdot 2 \cdot \xi \cdot \theta_0 = K(\theta_i - \theta_0) = K \cdot \theta \quad (\text{I})$$

Järjestellään (I) uudelleen, saadaan

$$\frac{1}{\omega_0} \frac{d}{dt} \theta_0 = K \cdot \theta - \bar{j} \cdot 2 \cdot \xi \cdot \theta_0 \quad (\text{II})$$

Separoidaan. Saadaan

$$\frac{d\theta_0}{\bar{j} \cdot K \cdot \theta - 2 \cdot \xi \cdot \theta_0} = -\bar{j} \cdot \omega_0 \cdot dt \quad (\text{III})$$

Integroidaan, saadaan

$$\ln|\bar{j} \cdot K \cdot \theta - 2 \cdot \xi \cdot \theta_0| = -\bar{j} \cdot \omega_0 \cdot t + k_1 \quad (\text{IV})$$

Sijoitetaan Neperin luvun potenssiin, saadaan

$$\bar{j} \cdot K \cdot \theta - 2 \cdot \xi \cdot \theta_0 = e^{-\bar{j} \cdot \omega_0 \cdot t + k_1} \quad (\text{V})$$

Ratkaisuna saadaan

$$\theta_0 = \frac{\bar{j} \cdot K \cdot \theta - k_0 \cdot e^{k_1 - \bar{j} \cdot \omega_0 \cdot t}}{2 \cdot \xi} \quad (\text{VI})$$

2. LC-resonanssipiirit

Sarjaresonanssi-LC-piirissä induktori L ja kapasitanssi C kytketään sarjaankytkentään. Sarjaresonanssipiirin impedanssi on pienimmillään resonanssitaajuudella, ilman resistanssia nollassa. Muilla taajuuksilla impedanssi on korkea. Sarjaresonanssipiirin virta nousee isoksi resonanssitaajuudella. Tähän liittyy hyvyysluku Q siten, että virta on Q-kertainen resonanssitaajuudella. Käyttö kaistanimupiireissä ja korkean impedanssin kytkennöissä, kuten radioputkien ohjauspiireissä ja nykyaikaisissa VHF-sekoittimissa ja Pierce- ja Clapp-oskillaattorissa.

Rinnakkaisresonanssi. Rinnakkaisresonanssi-LC-piirissä induktori L ja kapasitanssi C kytketään rinnakkain. Tässä tapauksessa piirin impedanssi on korkeimmillaan resonanssitaajuudella ja ilman resistoria äärettömän korkea. Tämä piiri vaikuttaa toimivan kummallisella tavalla, koska sekä impedanssi että virta, molemmat, ovat samanaikaisesti korkeat resonanssitaajuudella. Tässä

piirissä resonanssivirta on Q kertaa induktorin L resonanssitaajuinen virta, vaikka samalla impedanssi on korkeimmillaan. Sovelluksia: antennipiirit yleensä. Piirit, joilta vaaditaan, että kaistaleveys on hallitusti säädettävä ja tasavirtavastus nollassa. RLC-sarjakytkennän vaihesiirto kasvaa -90 asteesta 90 asteeseen. Resonanssitaajuudella vaihesiirto on nollassa, mikäli piirin resistanssi on riittävän pieni. RLC-rinnankytkennän vaihesiirto laskee 90 asteesta -90 asteeseen ja resonanssitaajuudella vaihesiirto on nollassa. Nämä ilmiöt tapahtuvat, kun piirien taajuudet alkavat kasvamaan taajuudelta $f \geq 0$ Hz.

