

Olli Lauronen

Keskiarvovirtaohjatun vakiovirtalähteen dynaaminen mallinnus

Sähkötekniikan korkeakoulu

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi diplomi-insinöörin tutkintoa varten Espoossa 18.11.2011.

Työn valvoja:

Prof. Jorma Kyyrä

Työn ohjaaja:

DI Miika Keskinen

Aalto-yliopisto Sähkötekniikan korkeakoulu		DIPLOMITYÖN TIIVISTELMÄ
Tekijä: Olli Lauronen		
Työn nimi: Keskiarvovirtaohjatun vakiovirtalähteen dynaaminen mallinnus		
Title in English: Dynamic modeling of average current mode controlled current source		
Tutkinto-ohjelma: Elektroniikka ja sähkötekniikka		
Pääaine: Elektroniikka ja sovellukset		Sivuaine:
Opetusyksikön (ent. professuuri) koodi: S-81		
Työn valvoja: Jorma Kyyrä		Työn ohjaaja: Miika Keskinen
<p>Tiivistelmä:</p> <p>Työssä johdetaan piensignaali malli keskiarvovirtaohjatulle laskevalle vakiovirtakatkojalle. Yhtälöt johdetaan jatkuvan kelavirran alueella keskiarvoistamalla tilayhtälöt ja linearisoimalla ne tiettyyn toimintapisteeseen. Johtamalla piensignaali malli myös erovahvistimelle sekä pulssinleveysmodulaattorille ratkaistaan tehonlähteen suljetun silmukan malli, jonka toimintaa taajuustasossa tarkastellaan Boden diagrammien ja napojen ja nollien sijaintien avulla.</p> <p>Matemaattisen piensignaali mallin tarkkuutta verrataan prototyyppitehonlähteen mittaustuloksiin. Osoittautuu, että käytetyllä kuormalla on suuri vaikutus tehonlähteen dynamiikkaan. Piensignaali malli kuitenkin ennustaa tehonlähteen taajuusvasteen oikein erityyppisillä kuormalla.</p>		
Päivämäärä: 18.11.2011	Kieli: Suomi	Sivumäärä: 7+55
Avainsanat: Vakiovirta, Laskeva katkoja, Takaisinkytketty säätö, Tehonlähteen dynamiikka		

Aalto University School of Electrical Engineering	ABSTRACT OF THE MASTER'S THESIS	
Author: Olli Lauronen		
Title: Dynamic modeling of average current mode controlled current source		
Title in Finnish: Keskiarvovirtaohjatun vakiovirtalähteen dynaaminen mallinnus		
Degree Programme: Electrical engineering		
Major subject: Electronics and applications	Minor subject:	
Chair (code): S-81		
Supervisor: Jorma Kyyrä	Instructor: Miika Keskinen	
<p>Abstract:</p> <p>In the thesis a small signal model for average current mode controlled constant current step-down switching power supply is derived. The small signal model is derived in continuous inductor current region with state space averaging method. Finally, closed-loop model of the power supply is formed with error amplifier and pulse width modulator models. System is analyzed by studying locations of poles and zeroes and in the frequency plane with Bode diagrams.</p> <p>Accuracy of mathematical small signal model is compared to experimental measurements of prototype converter. Load affects significantly to converter dynamics. Derived small signal model predicts accurately load interactions.</p>		
Date: 18.11.2011	Language: Finnish	Number of pages: 7+55
Keywords: Constant current, Step down converter, Feedback control, Power supply dynamics		

Sisältö

Tiivistelmä.....	ii
Tiivistelmä (englanniksi).....	iii
Sisällysluettelo.....	iv
Symbolit ja lyhenteet.....	v
1 Johdanto	1
2 Teholähteen säätö	3
2.1 Virtalähde	4
2.2 Suora pulssisuhdeohjaus.....	5
2.3 Huippuvirtasäätö	6
2.4 Induktanssin virran keskiarvosäätö	9
3 Piensignaalin malli.....	12
3.1 Tehoasteen mallinnus	12
3.2 Virranmittaus.....	23
3.3 Eroahvistimen mallinnus.....	24
3.4 Säättäjän komponenttien valinta	28
3.5 Pulssinleveysmodulaattorin mallinnus	30
3.6 Suljetun silmukan malli.....	31
3.7 Silmukkavahvistus.....	32
4 Induktanssin virran sykkeisyyden vaikutus	34
5.1 Vastus kuormana	43
5.2 Vastus ja kondensaattori kuormana.....	45
5.3 Vastus ja suuri kondensaattori kuormana.....	46
5.4 Tulosten vertailu.....	47
6 Havainnot ja johtopäätökset	48
Lähdeluettelo	50
LIITE 1.....	53
LIITE 2.....	54

Symbolit ja lyhenteet

Symbolit

A	systemimatriisi
A_u	taajuusriippumaton vahvistus
B	ohjausmatriisi
C	kondensaattorin kapasitanssi [F]
C	lähtömatriisi
d	pulssisuhde
d'	pulssisuhde 1-d
\hat{d}	pulssisuhteen piensignaaliuuttuja
D	pulssisuhde jatkuvuustilassa
D	suoravaikutusmatriisi
e_o	lähtöjännite [V]
\hat{e}_o	lähtöjännite piensignaaliuuttuja [V]
E_g	injektoitava häiriöjännite
f_s	kytkentätaajuus [Hz]
f_z	nollan taajuus [Hz]
f_p	navan taajuus [Hz]
f_n	resonanssitaajuus [Hz]
F_m	piirielementtien välinen dynaaminen riippuvuus
G_{ca}	erovahvistimen siirtofunktio
G_m	pulssinleveysmodulaattorin siirtofunktio
G_{cL}	siirtofunktio pulssisuhteesta induktanssin virtaan
G_{co}	siirtofunktio pulssisuhteesta lähtövirtaan
$\mathbf{G}(s)$	siirtofunktio matriisi herätteestä vasteeseen
$\mathbf{H}(s)$	siirtofunktio matriisi herätteestä tilamuuttujan derivaattaan
i_c	kondensaattorin virta [A]

\hat{i}_C	kondensaattorin virran piensignaaliuuttuja [A]
i_{in}	tulovirta [A]
\hat{i}_{in}	tulovirran piensignaaliuuttuja [A]
i_L	induktanssin virta [A]
\hat{i}_L	induktanssin virran piensignaaliuuttuja [A]
i_o	lähtövirta [A]
\hat{i}_o	lähtövirran piensignaaliuuttuja [A]
$\langle i_L \rangle$	induktanssin virran keskiarvo [A]
Δi_L	induktanssin virran hetkellisarvon ja keskiarvon erotus [A]
I	yksikkömatriisi
K_1, K_2, K_3, K_4	apumuuttujat
K_f	kerroin
L_{ci}	induktanssin virran silmukkavahvistus ACM säädössä
m_1	induktanssin virran derivaatan itseisarvo tehopuolijohde- johtaessa [A/s]
m_2	induktanssin virran derivaatan itseisarvo tehopuolijohde- estotilassa [A/s]
M_c	pulssinleveysmodulaattorin signaalin nousunopeus [V/s]
r_C	kondensaattorin sarjaresistanssi [Ω]
r_{ds}	tehopuolijohde- sarjaresistanssi [Ω]
r_L	induktanssin sarjaresistanssi [Ω]
R_s	virranmittausvastus [Ω]
s	Laplace operaattori
t	aika [s]
t_{off}	osuus kytkentäjaksosta, jona tehopuolijohde ei johda [s]
t_{on}	osuus kytkentäjaksosta, jona tehopuolijohde johtaa [s]
T_s	kytkentäjaksoson aika [s]
u_{in}	tulojännite [V]

u_o	lähtöjännite [V]
u_{ca}	erovahvistimen lähtöjännite ACM säädössä [V]
u_{co}	erovahvistimen lähtöjännite PCM säädössä [V]
u_i	erovahvistimen tulojännite [V]
u_r	erovahvistimen vertailujännite [V]
u_{comp}	kompensointijännite PCM säädössä [V]
u_L	induktanssin jännite [V]
u_D	diodin jännite [V]
u_C	kondensaattorin jännite [V]
$\langle u_{ca} \rangle$	erovahvistimen lähtöjännitteen keskiarvo [V]
Δu_{ca}	u_{ca} ja $\langle u_{ca} \rangle$ erotus hetkellä dT_s [V]
\mathbf{X}	tilamuuttujamatriisi
$\dot{\mathbf{X}}$	tilamuuttujamatriisin derivaatta
\mathbf{Y}	lähtömatriisi
ζ	vaimennuskerroin

Lyhenteet

ACM	induktanssin virran keskiarvo-ohjaus (average current mode)
CCM	jatkuvan kelavirran toiminta (continuous conduction mode)
DCM	epäjatkuvan kelavirran toiminta (discontinuous conduction mode)
PCM	huippuvirtaohjaus (peak current mode)
PWM	pulssinleveys modulointi (pulse width modulation)
PI	vahvistus-integraali (proportional-integral)
PID	vahvistus-integraali-derivaatta (proportional-integral-derivative)
VMC	suora jänniteohjaus (voltage mode control)

1 Johdanto

Teholähde on olennainen osa elektroniikkaa sisältävää tuotetta. Lähes jokaisessa elektroniikkaa sisältävässä laitteessa sisään tulevaa jännitettä joudutaan muuttamaan kytkennälle paremmin soveltuvaksi. Yksinkertainenkin laite saattaa sisältää useita jänniteregulaattoreita. Laitteiden jatkuva pieneneminen, hyötysuhteen ja kustannustehokkuuden parantaminen asettavat kovia vaatimuksia tehoelektronikkasuunnittelulle. Kilpailun kiristyessä myös tuotekehitykseen käytettävä aika lyhenee.

Teholähteet ovat lähes poikkeuksetta takaisinkytkettyjä systeemeitä. Takaisinkytkennän tarkoituksena on pitää lähtö tarkasti asetusarvossaan, riippumatta kuormituksen tai sisääntulon muutoksista. Teholähteiden testaus ja laadunvarmistus rajoittuu usein vain aikatasossa tehtäviin mittauksiin, joissa lähdön kuormitusta muutetaan askelmaisesti ja samalla seurataan kuinka nopeasti ja tarkasti teholähde ohjaa lähdön takaisin asetusarvoon. Aikatason mittauksilla ei voida määrittää laitteen stabiiliutta. Teholähteen käyttölämpötila, komponenttien reaaliset toleranssit ja erilaiset vanhenemisilmiöt muuttavat tilannetta, jolloin laboratoriotesteissä hyvin toiminut laite voi muuttua epästabiiliksi. Silti tuotekehityksessä käytetään harvoin dynaamista mallinnusta. Aihe saatetaan kokea hankalaksi, eikä siihen ole monestikaan aikaa paneutua. Myös taajuustason mittalaitteet voivat puuttua tai niitä ei osata käyttää.

Piensignaalmalleihin perustuvan säätösuunnittelun avulla tehonlähteen suorituskykyä voidaan tarkastella taajuustasossa. Piensignaalmalli, eli siirtofunktio, johdetaan tehonlähteen rakenteen perusteella. Niiden avulla laitteen stabiilius pystytään varmistamaan eri toimintapisteissä. Suljetun silmukan järjestelmän stabiilius voidaan varmistaa silmukkavahvistuksen vaihevarasta, jonka rajana usein pidetään 45 astetta.

Vakiovirtalähteen mallinnusta ja kuorman vaikutusta virtalähteen dynamiikkaan on aiemmin tarkasteltu julkaisuissa [18-20]. Tutkimuksissa [18-19] vakiovirtasäätö on toteutettu suoran pulssisuhdeohjauksen avulla ja tutkimuksessa [20] on käytetty suoraa pulssisuhdeohjausta ja huippuvirtaohjausta. Tässä työssä johdetaan piensignaalin malli jännitettä laskevalle keskiarvovirtaohjatulle vakiovirtakatkojalle. Saatujen piensignaalin mallien avulla muodostetaan koko tehölähdettä kuvaava suljetun silmukan malli. Systemin tarkastelu sekä säädön suunnittelu tehdään taajuustasossa Boden diagrammien ja napojen ja nollien sijainnin perusteella. Piensignaalin mallien tarkkuutta verrataan tehölähteestä rakennettuun prototyyppiin erilaisilla kuormilla, ja silmukkavahvistuksen mittaus käydään läpi. Työn painopiste on säätösuunnittelussa. Alueen laajuuden vuoksi prototyypin suunnittelua ei käydä läpi, mutta täydellinen kytkentäkaavio on esitetty liitteenä.

Työn aluksi esitellään suoran pulssisuhdeohjauksen ja huippuvirtasäädön periaatteet, koska niillä on paljon yhteistä virran keskiarvosäädön kanssa. Myös mallinnuksessa käytettävä tilayhtälöiden keskiarvoistusmenetelmä on katkojille yhteinen. Tämän jälkeen johdetaan keskiarvovirtasäädetyin katkojan piensignaalin malli, jolloin säätäjä voidaan suunnitella saatujen siirtofunktioiden ja Boden kuvaajien avulla. Työssä käydään myös läpi induktanssin virran sykkeisyyden vaikutus katkojan ominaisuuksiin. Lopuksi tehölähteestä rakennetaan prototyyppi, jota verrataan mallinnuksessa saatuihin tuloksiin.

2 Teholähteen säätö

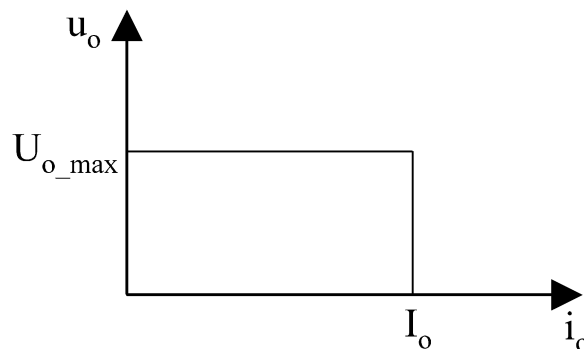
Teholähteet voidaan karkeasti jakaa kahteen päätyyppiin, jännitelähteisiin tai virtalähteisiin, joissa joko ulostulojännite tai –virta pidetään vakiona. Suurin osa käytettävistä teholähteistä on jännitelähteitä, jolloin kuorman impedanssi määrää virran. Näin ollen on luonnollista, että suurin osa teholähteiden tutkimuksesta keskittyy tarkastelemaan jännitelähteitä. On kuitenkin sovelluksia, joissa tarvitaan vakiovirtalähdettä, kuten esimerkiksi suurteholedien ohjaus tai akkujen lataus.

Hakkuriteholähteiden etuja verrattuna perinteisiin lineaarisiin teholähteisiin ovat parempi hyötysuhde ja suurempi tehotiheys. Haittoja ovat sähkömagneettiset häiriöt, monimutkaisempi rakenne ja hinta. Hakkuriteholähteet ovat luonnostaan epälineaarisia prosesseja ja tästä johtuen niiden mallinnus on lineaariregulaattoreita monimutkaisempaa. Hakkuriteholähteiden dynamiikan osaamisen tason on todettu olevan melko heikkoa. Säätösuunnittelun laiminlyönti teholähteen suunnitteluvaiheessa saattaa myöhemmin kostautua, kun kuormituksen kasvaessa, komponenttien vanhetessa tai ympäristöolosuhteiden muuttuessa systeemi paljastuu epästabiiliksi johtuen riittämättömästä vaihevarasta. [1]

2.1 Virtalähde

Lähes poikkeuksetta teholähteissä on suojaus, joiden tarkoitus on estää itse teholähdettä tai kuormaa hajoamasta ylikuormituksen takia. Jännitelähteissä lähtöjännite pidetään vakiona kuorman muutoksista riippumatta. Usein jännitelähteissä tarvitaan myös jonkinlainen virranrajoitus, jonka tarkoitus on suojata itse teholähdettä ylikuormituksen varalta. Suojaus voi olla toteutettu esimerkiksi ohjaamalla lähtöjännite nolleen hetkeksi ja tarkastamalla sen jälkeen onko ylikuormitus poistettu lähdöstä.

Tyypillinen virtalähteen virta-jännitekuvaaja on esitetty kuvassa 1. Virtalähteissä lähtövirta I_o pidetään vakiona ja lähtöjännite voi vaihdella nollean ja maksimijännitteen U_{o_max} välillä. Virtalähteitä käytetään sovelluksissa, joissa tarvitaan suojaus ylikuormituksen varalta ja tarkka virtasäätö. Virtasäätö voidaan toteuttaa käyttämällä pelkkää virtatietoa takaisinkytkennässä, jolloin saadaan vakiovirtalähde. Virtasäätöön voidaan lisätä myös jännitesäätäjä kaskadikytkentään. Kaskadikytkennässä sisempi virtasäätö määrää teholähteen dynamiikan lähtöjännitteen ollessa arvoa U_{o_max} pienempi. Lähtöjännitteen ollessa U_{o_max} arvossa vaikuttaa myös ulompi jännitesäätö silmukka teholähteen dynamiikkaan. Tässä työssä tutkitaan ACM(average current mode)-säädettyä teholähdettä toimintapisteessä, jossa virtasäätö määrää dynamiikan.

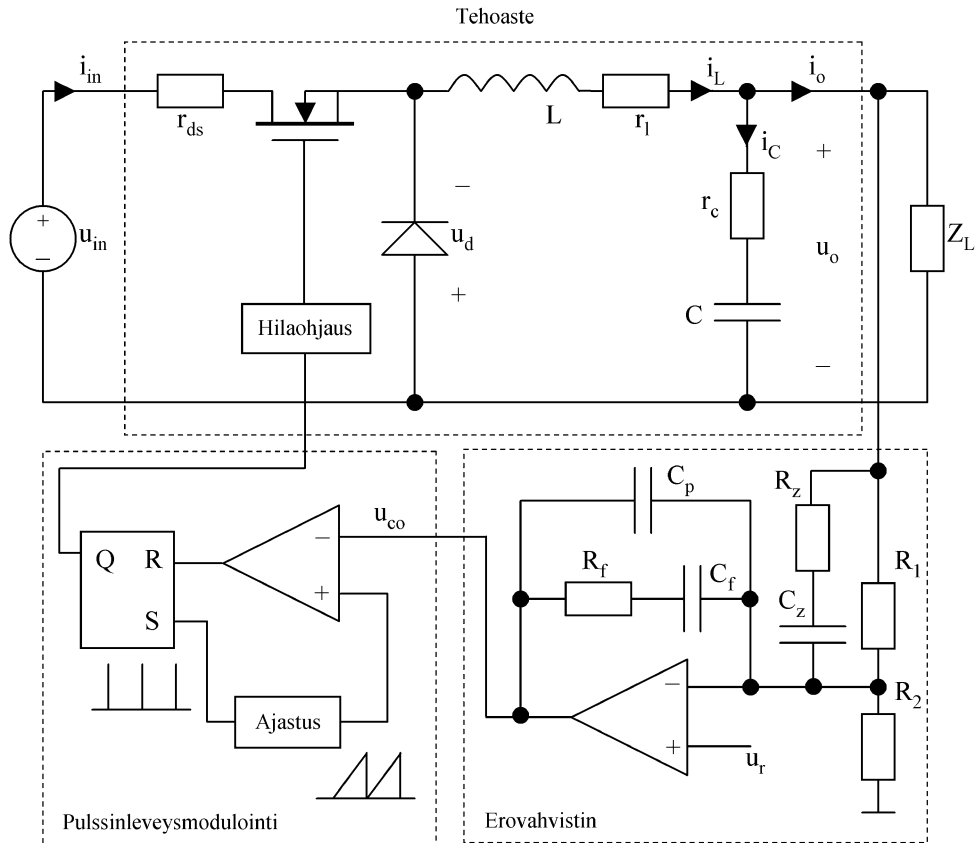


Kuva 1. Tyypillinen virtalähteen virta-jännitekuvaaja.

2.2 Suora pulssisuhdeohjaus

Teholähteissä ohjaustapa eli säätö on olennainen osa systeemiä, sillä säädön suunnittelulla on suuri vaikutus teholähteen dynamiikkaan. Säädön suunnittelu perustuu pääasiassa piensignaalin mallinnukseen, jonka edellyttävä tehoasteen tilayhtälöiden keskiarvoistamismenetelmä (state space averaging, SSA) kehitettiin 70-luvun puolivälissä [2]. Tämä menetelmä mahdollistaa suoraan pulssisuhdeohjaukseen, eli jännitemuotoiseen säätöön (voltage mode control, VMC) perustuvan katkojan siirtofunktioiden johtamisen, kun toimitaan jatkuvan kelavirran alueella (continuous conduction mode, CCM). Vasta 90-luvulla kehitettiin mallit, jotka toimivat hyvin epäjatkuvalla kelavirralla (discontinuous conduction mode, DCM) [3][4]. Keskiarvoistamisesta johtuen tulokset pätevät riittävällä tarkkuudella kytkentätaajuuden puoleenväliin $f_s / 2$ sekä jatkuvalla että epäjatkuvalla kelavirralla.

Suoran jännitesäädön yksinkertaistettu kytkentäkaavio on esitetty kuvassa 2. Takaisinkytkennässä on käytetty jännitetietoa u_o , joten kyseessä on jännitelähde. Jännitemuotoisessa säädössä katkojan pulssisuhdetta ohjataan vertaamalla ulostulojännitteen oloarvoa jännitteen asetusarvoon. Asetusarvon ja oloarvon erosignaali vietään komparaattorille, jonka toiseen tuloon tuodaan kiinteätaajuinen sahalaitajännite. Sahalaitasignaalin kasvaessa yhtä suureksi kuin erovahvistimen lähtösignaali u_{co} nollaa komparaattori kiikkupiirin, joka ohjaa tehpuolihoiteen estotilaan. Tarkasteltaessa suoraa pulssisuhdeohjausta voidaan huomata, että ohjaus perustuu lähtö- u_o ja vertailujännitteen u_r väliseen eroon. Suoraan jännitesäätöön perustuvan katkojan dynamiikka on resonanssityyppinen. Toisin sanoen tehoasteen siirtofunktion karakteristinen polynomi on toista astetta. Tehoasteen resonanssitaajuudella vaihe kääntyy 180° , mikä on kompensoitava erovahvistimella. Erovahvistimena käytetään usein PID (proportional-integral-derivative)-säätäjää, joka sisältää kaksi napaa eli mahdollistaa 180° vaiheenjohdon. Kuvan 2 erovahvistinkytkentä on PID-säätäjä.



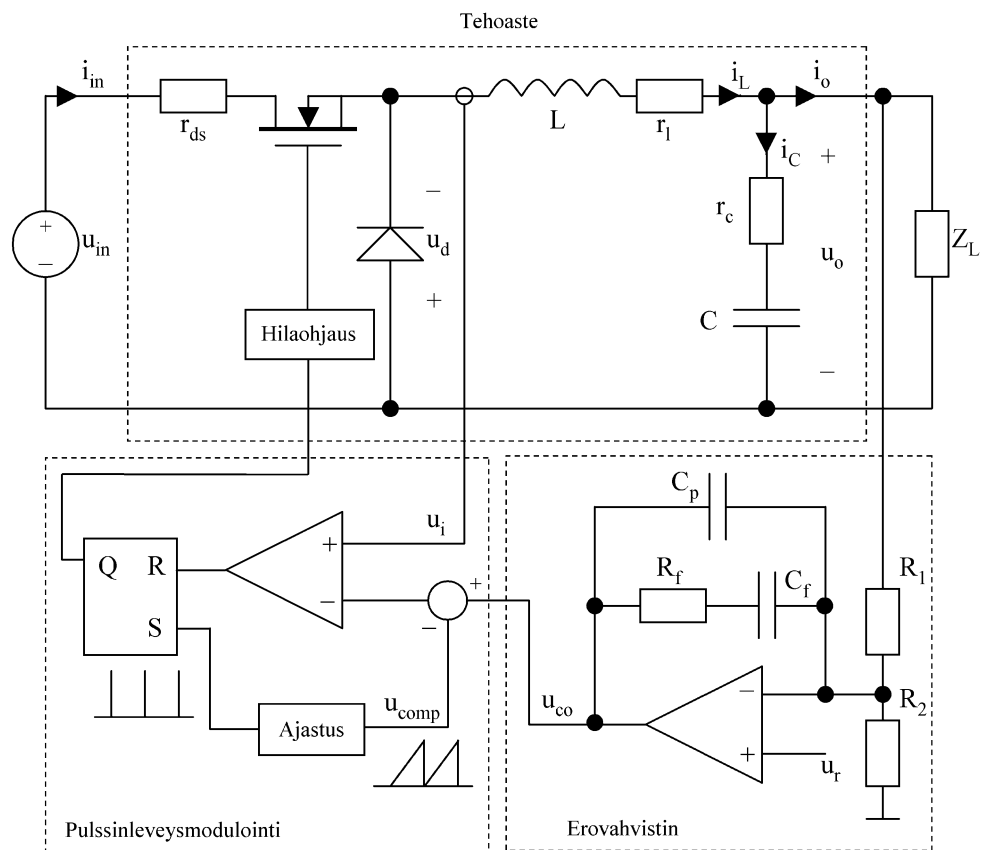
Kuva 2. Suoran jännitesäädön periaatekaavio.

2.3 Huippuvirtasäätö

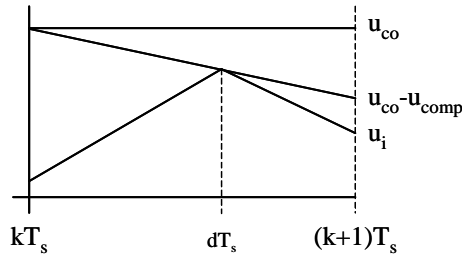
Huippuvirtasäädön (peak current mode, PCM) etuja verrattuna jännitesäätöön ovat aktiivinen virranrajoitus, suurempi tulon kohinavaimennus, dynamiikan yksinkertaistuminen ja mahdollisuus kytkeä useampi teholähde rinnakkain. Haittoja puolestaan ovat kompensointijännitteen tarve sekä takaisinkytkentäsilman herkkyys häiriölle. Huippuvirtasäädössä virtasilman takaisinkytkentäsignaali sisältää kytkentätaajuuden komponentin. Tämän lisäksi signaaliin summautuu suuritaajuisia häiriöitä kytkentähetkellä, mitkä johtuvat komponenttien sekä piirilevyjohtimien epäideaalisuuksista. Suuritaajuisia häiriöitä voidaan suodattaa esimerkiksi RC-alipäästösuodattimella. Suodattimen napa on kuitenkin asetettava kytkentätaajuutta ylemmäksi ettei kytkentätaajuinen virtatieto vaimene.

Huippuvirtasäädetyin laskevan katkojan periaatekaavio on esitetty kuvassa 3. Säätojärjestelmä muodostuu kahdesta silmukasta, joista ulompi vertaa jännitteen oloarvoa u_o ohjearvoon u_r . Kyseessä on siis jännitelähde. Induktanssin virta muutetaan jännitetason signaaliksi u_i sarjavastuksen tai virtamuuntajan avulla. Sisemmässä virtasäätoisilmukassa verrataan induktanssin virtatietoa u_i eroasuureeseen u_{co} , josta on vähennetty kompensointijännite u_{comp} .

Uusi kytkentäjakso alkaa kun ajastuspiiri asettaa kiikkupiiriin, jolloin virta kommutoi diodilta tehpuolijohteella ja induktanssin virta suurenee. Kun induktanssin virtasignaali u_i kasvaa yhtä suureksi kuin kompensoitu erojännite $u_{co} - u_{comp}$ nollataan kiikkupiiri ja ohjataan tehpuolijohde estotilaan.



Kuva 3. Huippuvirtasäädön periaatekaavio.



Kuva 4. Pulssisuhteen muodostus huippuvirtasäädössä.

Kuvassa 4 on esitetty pulssisuhteen muodostus huippuvirtasäädössä. Erojännitteen on lisättävä tai induktanssin virtasignaalia vähennettävä kompensointijännite. Ilman kompensointia teholaähde ajautuu aliharmoniseen värähtelyyn (subharmonic oscillation). Ilmiötä on pidetty epästabiilina tilana, jonka on selitetty aiheutuvan virheestä induktanssin virrassa i_{Ln} , joka kertaantuu useiden kytkentäjaksojen aikana, eli kun yhtälössä (1) $n \rightarrow \infty$ ja pulssisuhte d on suurempi kuin 0,5. Myöhemmin päätelmä on osoitettu virheelliseksi, koska kelavirran kulmakerroin riippuu tulo- ja lähtöjännitteestä, eikä pulssisuhteesta kuten johdettaessa yhtälöä (1) oletettiin [13]. Myös aliharmonisten tilojen on osoitettu olevan stabiileja, vaikka pulssisuhteen muodostus ei toimi normaalisti [14].

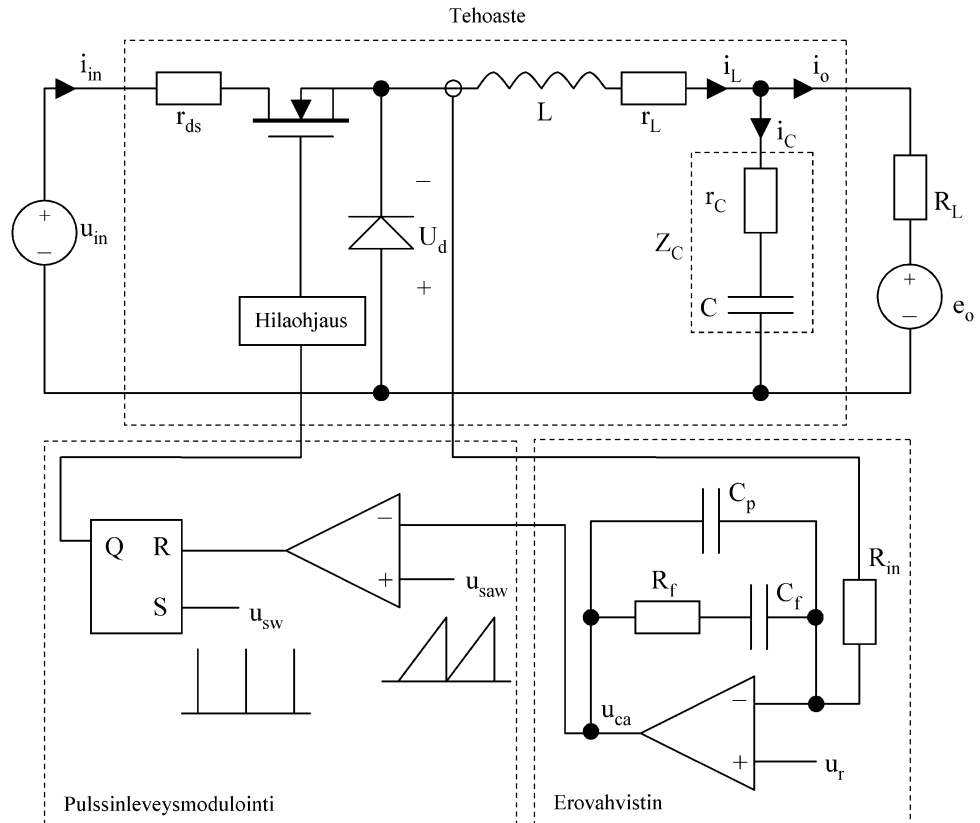
$$\frac{\Delta i_{Ln}}{\Delta i_{Ln-1}} = \left(\frac{d}{d'} \right)^n \quad (1)$$

Huippuvirtasäädön teoria ja ensimmäinen dynaaminen malli kehitettiin 70-luvun lopulla [5][6]. Tämän mallin ongelmana oli epätarkkuus, eikä se kyennyt ennustamaan aliharmonista värähtelyä. 90-luvun alussa ratkaisuksi esitettiin näytteistysilmiötä (sampling effect), jossa teholähteen siirtofunktion takaisinkytkentään lisättiin toisen asteen termi siten, että vahvistus 0,5 pulssisuhteella kasvoi äärettömäksi [7][8]. Menetelmää pidettiin pitkään tarkimpana, vaikka sen tulokset olivat hieman ristiriidassa mittausten kanssa. Vasta 2000-luvulla teoria kyettiin osoittamaan virheelliseksi [9], ja johdettiin malli, joka ennustaa havaitut ilmiöt ja vastaa hyvin mitattuja tuloksia.

Dynamiikan hyvin kuvaava teoria perustuu pulssisuhteen muodostamiseen. Huippuvirtasäädössä pulssisuhde ei ole riippumaton muuttuja, kuten suorassa pulssisuhdeohjauksessa, vaan pulssisuhde tuotetaan vertaamalla kelavirran nousevaa jaksoa ohjearvoon. Kelavirran nousunopeus riippuu tulo- ja lähtöjännitteestä sekä tehoasteen piirielementeistä. Tämän takia huippuvirtasäädön mallinnuksessa on johdettava ohjausmuuttujan ja muiden piirielementtien välinen dynaaminen riippuvuus (duty-ratio constraints). Tämä voidaan tehdä esimerkiksi käyttämällä hyväksi kelavirran geometriaa [10].

2.4 Induktanssin virran keskiarvosäätö

Induktanssin virran keskiarvosäätö kehitettiin 1990-luvun alussa. ACM-säädössä pulssisuhteen tuottaminen lainaa ideoita sekä VMC- että PCM-säädöstä. Kuvasta 5 nähdään, että virran takaisinkytkennässä käytetään erovahvistinta. PI(propotional-integral)-tyypin erovahvistimella on hyvin suuri vahvistus matalilla taajuuksilla, joka nopeuttaa virran säätöä asetusarvoon. Erovahvistimen ulostulosignaalia u_{ca} verrataan vakiotaajuiseen sahalaitasignaalin. Pulssinleveysmodulaattori kytkee tehopuolijoh- teen johtamattomaan tilaan kun sahalaitasignaali leikkaa signaalin u_{ca} . ACM katkojan pulssisuhteen muodostus ei ole yhtä herkkä suuritaajuisille häiriölle kuin PCM-säätö, eikä se vaadi kompensointia 0,5 suuremmilla pulssisuhteilla [11]. Keskiarvosäädössä kelavirran keskiarvo seuraa ohjearvoa u_r . ACM-säätöä käytetäänkin usein tehokertoimen korjauksessa. Laskevan katkojan tapauksessa induktanssin virran keskiarvo on yhtä suuri kuin lähtövirta, joten ACM-säätö toimii yhden silmukan vakiovirtalähteenä.



Kuva 5. Keskiarvovirtasäädön periaatekaavio

Kuvassa 5 on esitetty tässä työssä tarkasteltavan teholähteen yksinkertaistettu kytkentä. Teholähteessä ei ole ulompaa jänniteensäätösilmukkaa, eli se toimii vakiovirtalähteenä, toisin kuin aiemmin läpikäytyt VMC ja PCM ovat jännitelähteitä. Myös keskiarvovirtasäätöön voidaan lisätä ulompi jänniteensäätösilmukka, joka ohjaa virtasäädön vertailujännitettä u_r ulostulojännitteen mukaan, jolloin teholähde toimii virtarajoitettuna jännitelähteenä. Teholähteen dynamiikka muuttuu oleellisesti riippuen siitä toimiiko teholähde virta- vai jännitelähteenä. Suunniteltaessa ACM-säädettyä teholähdettä esimerkiksi litium-ioni-akkujen latauspiiriksi, on tärkeää tarkastella kumpikin toimintatila erikseen. Taulukossa 1 on esitetty teholähteen keskeiset arvot, joita on käytetty seuraavien kappaleiden mallinnoissa, ellei muuta ole mainittu.

Taulukko 1. Työssä käsiteltävän tehonlähteen oleelliset arvot.

Komponentti	Arvo
U_{in}	12 V
E_o	0 V
I_o	1 A
I_L	1 A
r_{ds}	200 m Ω
U_d	300 mV
L	100 μ H
r_L	300 m Ω
r_C	25 m Ω
C	330 μ F
R_L	4 Ω
R_{in}	10 k Ω
R_f	10 k Ω
C_p	150 pF
C_f	22 nF
f_s	100 kHz

3 Piensignaalmalli

3.1 Tehoasteen mallinnus

Teholähteen tarkastelussa hyödyllinen työkalu on piensignaalmalli. Piensignaalmalli voidaan johtaa epälineaarille tehoasteille keskiarvoistamalla ja linearisoimalla tilayhtälöt. Piensignaalmallin avulla voidaan tarkastella tehoasteen toimintaa valitun toimintapisteen läheisyydessä käyttämällä jatkuvan tilan yhtälöitä.

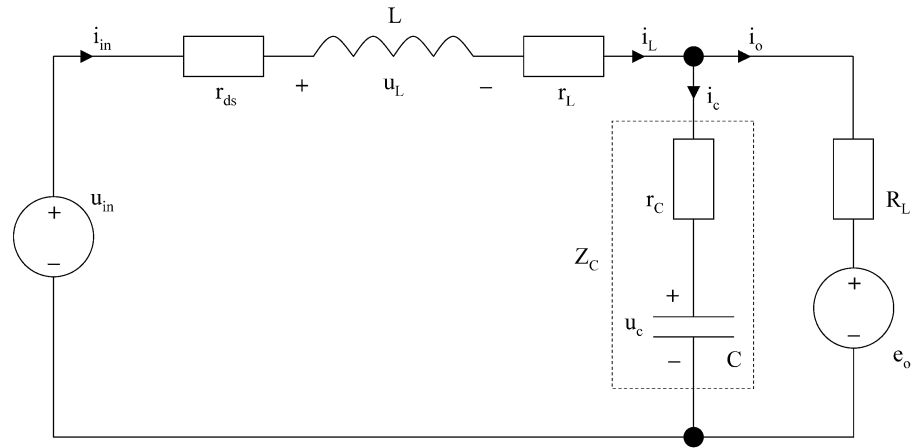
Tässä kappaleessa johdetaan piensignaalmalli laskevan vakiovirtakatkojan tehoasteelle sen toimiessa jatkuvan kelavirran alueella. Tässä tapauksessa kelan virta ei ehdi saavuttaa arvoa nolla kytkentäjakson aikana. Näin ollen tehoasteella voidaan ajatella olevan kaksi eri tilaa kytkentäjakson aikana. Epäjatkuvan kelavirran tapauksessa näitä tiloja olisi kolme. Teholähteen silmukkahvistuksen mallinnuksessa tarvitaan siirtofunktio ulostulovirran i_L ja pulssisuhteen d välille. Yhtälöiden johtaminen voidaan tehdä kahdella tavalla, jotka eroavat hieman toisistaan lopputuloksen ollessa luonnollisesti sama. Toisessa tavassa tilayhtälöiden keskiarvostus tehdään perusmuodossa oleville tilayhtälöille ja piirianalyysissä käytetyt suureet sijoitetaan vasta loppuvaiheessa siirtofunktioihin. Toisessa tavassa ongelmaa lähestytään enemmän piirianalyysin näkökulmasta ja siinä käytetään alusta lähtien piiriteknikan merkintöjä. Jälkimmäinen tapa antaa paremman kuvan tilayhtälöiden johtamisesta, joten se on valittu käytettäväksi tässä työssä.

Yhtälöissä (2) nähdään tilaesitys perusmuodossa ja (3) valitut tilamuuttujat $\mathbf{x}(t)$, ohjaussuureet eli herätteet $\mathbf{u}(t)$ ja lähtösuureet eli vasteet $\mathbf{y}(t)$ matriisimuodossa. Muuttujien valinnassa käytetään hyväksi induktanssin $u_L = L(di/dt)$ ja kapasitanssin $i_C = C(du/dt)$ yhtälöitä. Otetaan käyttöön myös neljä apumuuttujaa $K_1 - K_4$ (4), tilayhtälöiden yksinkertaistamiseksi.

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t)\end{aligned}\tag{2}$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_{in} \\ e_o \\ d \end{bmatrix} \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_{in} \\ i_o \end{bmatrix} \quad (3)$$

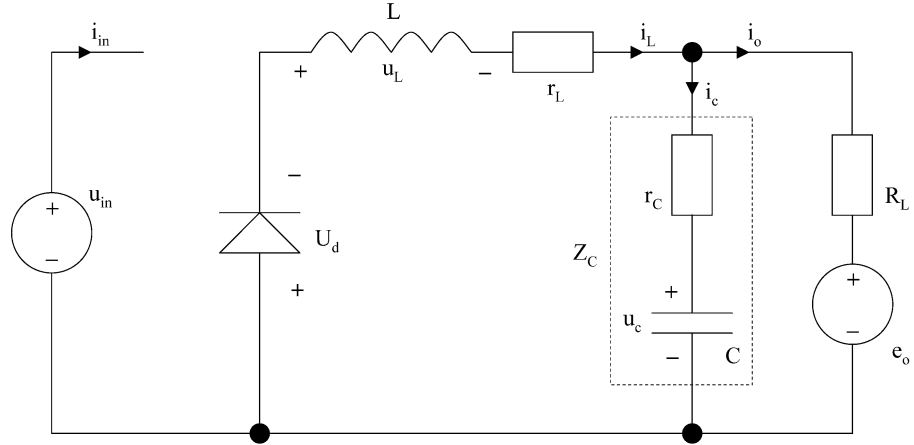
$$K_1 = \frac{R_L Z_C}{R_L + Z_C} \quad K_2 = \frac{Z_C}{R_L + Z_C} \quad K_3 = \frac{R_L}{R_L + Z_C} \quad K_4 = \frac{1}{R_L + Z_C} \quad (4)$$



Kuva 6. Tehoasteen sijaiskytkentä tehopuolijohteen johtaessa.

Tehoasteen kytkentä on esitetty kuvassa 5. Kytkennässä on kaksi eri tilaa riippuen onko tehopuolijohde johto- vai estotilassa. Kuvasta 6 nähdään tehoasteen sijaiskytkentä tehopuolijohteen johtaessa, jolle saadaan piiriteorian avulla

$$\begin{aligned} u_L &= u_{in} - i_L (r_{ds} + r_L + K_1) - e_o K_2 \\ i_C &= i_L K_3 + e_o K_4 \\ i_{in} &= i_L \\ i_o &= i_L K_2 - e_o K_4 \end{aligned} \quad (5)$$



Kuva 7. Tehoasteen sijaiskytkentä diodin johtaessa.

Tehopuolijohteen sulkeutuessa virta kommutoi diodille. Tässä tapauksessa kuvan 7 mukaisesti pätee

$$\begin{aligned}
 u_L &= -i_L (K_1 + r_L) - e_o K_2 - U_d \\
 i_C &= i_L K_3 + e_o K_4 \\
 i_{in} &= 0 \\
 i_o &= i_L K_2 - e_o K_4
 \end{aligned} \tag{6}$$

Seuraavaksi muokataan yhtälöitä (5) ja (6), siten että ne sopivat paremmin tilaesityksen perusmuotoon käyttämällä induktanssin ja kapasitanssin ominaisuuksia.

$$\begin{aligned}
 \frac{di_L}{dt} &= \frac{u_{in}}{L} - \frac{i_L}{L} (r_{ds} + r_L + K_1) - e_o \frac{K_2}{L} \\
 \frac{du_C}{dt} &= i_L \frac{K_3}{C} + e_o \frac{K_4}{C} \\
 i_{in} &= i_L \\
 i_o &= i_L K_2 - e_o K_4
 \end{aligned} \tag{7}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{di_L}{dt} &= -\frac{i_L}{L} (r_L + K_1) - e_o \frac{K_2}{L} - \frac{U_d}{L} \\
 \frac{du_C}{dt} &= i_L \frac{K_3}{C} + e_o \frac{K_4}{C} \\
 i_{in} &= 0 \\
 i_o &= i_L K_2 - e_o K_4
 \end{aligned} \tag{8}$$

Yhtälöt (7) ja (8) voidaan yhdistää ottamalla niistä keskiarvo (9) yhden kytkentäjaks-
son yli ja käyttämällä pulssisuhteen ominaisuutta $d' = 1 - d$, koska

$$\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{dT_s} f_{on} dt + \int_{dT_s}^{T_s} f_{off} dt \right) = d f_{on} + d' f_{off} \quad (9)$$

Tästä saadaan yhden kytkentäjaksoson yli keskiarvostetut tilayhtälöt

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= -i_L \left(\frac{dr_{ds} + r_L + K_1}{L} \right) + \frac{du_{in}}{L} - e_o \frac{K_2}{L} + d \frac{U_d}{L} - \frac{U_d}{L} \\ \frac{du_C}{dt} &= i_L \frac{K_3}{C} + e_o \frac{K_4}{C} \\ i_{in} &= di_L \\ i_o &= i_L K_2 - e_o K_4 \end{aligned} \quad (10)$$

Saadut yhtälöt (10) ovat epälineaarisia, koska niissä on kahden muuttujan tuloja. Ne voidaan kuitenkin linearisoida ottamalla osittaisderivaatat jokaisen muuttujan suhteen, kuten yhtälössä (11) on esitetty. Linearisoidut yhtälöt (12) ovat piensignaaliyhtälöitä, eli niiden käyttämiseen tarvitaan pysyvän tilan yhtälöt (13), jotka saadaan helposti keskiarvostetuista tilayhtälöistä asettamalla derivaattatermit nolliksi ja sijoittamalla pysyvän tilan suureet. Myös apumuuttujien $K_1 - K_4$ sisältämät kondensaattorien impedanssit on ratkaistava tasajännitteellä sijoittamalla $Z_C = r_C + 1/sC$ ja $s \rightarrow 0$.

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial f(x_i, X_2, \dots, X_n)}{\partial x_i} \hat{x}_i \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_L}{dt} &= -\hat{i}_L \frac{Dr_{ds} + r_L + R_L}{L} + \hat{u}_{in} \frac{D}{L} - \hat{e}_o \frac{K_2}{L} + \hat{d} \frac{U_{in} + U_d - I_o r_{ds}}{L} \\ \frac{d\hat{u}_C}{dt} &= \hat{i}_L \frac{K_3}{C} + \hat{e}_o \frac{K_4}{C} \\ \hat{i}_{in} &= \hat{i}_L D + \hat{d} I_o \\ \hat{i}_o &= \hat{i}_L K_2 - \hat{e}_o K_4 \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned}
I_L &= I_o \\
I_{in} &= D I_o \\
D &= \frac{I_o (R_L + r_L) + E_o + U_d}{U_{in} + U_d - I_o r_{ds}}
\end{aligned} \tag{13}$$

Linearisoiduista tilayhtälöistä voidaan siirtyä siirtofunktioesitykseen Laplace-muuntamalla tilayhtälöt ja soveltamalla matriisialgebraa. Tuloksena saadaan siirtofunktiot ohjaussuureista tilamuuttujiin (14-17) ja ohjaussuureista lähtösuureisiin (18-21). Teholähteen säätösuunnittelun kannalta mielenkiintoisin siirtofunktio on ohjaussuhteesta kelavirtaan. Myös muut siirtofunktiot ovat käyttökelpoisia tutkittaessa teholähteen suorituskykyä.

$$\begin{aligned}
s \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{u}_C \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{Dr_{ds} + r_L + K_1}{L} & 0 \\ \frac{K_3}{C} & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{u}_C \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{D}{L} & -\frac{K_2}{L} & \frac{U_{in} + U_d - I_o r_{ds}}{L} \\ 0 & \frac{K_4}{C} & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{u}_{in} \\ \hat{e}_o \\ \hat{d} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}}
\end{aligned} \tag{14}$$

$$\dot{\mathbf{x}}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}\mathbf{u}(s) \tag{15}$$

$$\mathbf{H}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{\hat{i}_L}{\hat{u}_{in}} & \frac{\hat{i}_L}{\hat{e}_o} & \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \\ \frac{\hat{u}_C}{\hat{u}_{in}} & \frac{\hat{u}_C}{\hat{e}_o} & \frac{\hat{u}_C}{\hat{d}} \end{bmatrix} \tag{16}$$

$$\mathbf{H}(s) = \frac{\begin{bmatrix} D & -K_2 & U_d + U_{in} - I_o r_{ds} \\ DK_3 & -K_2 K_3 & K_3 (U_d + U_{in} - I_o r_{ds}) \\ sC & sC & sC \end{bmatrix}}{K_1 + sL + Dr_{ds} + r_L} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_4}{sC} & 0 \end{bmatrix} \tag{17}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{in} \\ \hat{i}_o \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}} = \underbrace{\begin{bmatrix} D & 0 \\ K_2 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{u}_C \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & I_o \\ 0 & -K_4 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{u}_{in} \\ \hat{e}_o \\ \hat{d} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}} \quad (18)$$

$$\mathbf{y}(s) = \left[\mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{D} \right] \mathbf{u}(s) \quad (19)$$

$$\mathbf{G}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \frac{\hat{i}_{in}}{\hat{u}_{in}} & \frac{\hat{i}_{in}}{\hat{e}_o} & \frac{\hat{i}_{in}}{\hat{d}} \\ \frac{\hat{i}_o}{\hat{u}_{in}} & \frac{\hat{i}_o}{\hat{e}_o} & \frac{\hat{i}_o}{\hat{d}} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\mathbf{G}(s) = \frac{\begin{bmatrix} D^2 & -DK_2 & D(U_d + U_{in} - I_o r_{ds}) \\ DK_2 & -K_2^2 & K_2(U_d + U_{in} - I_o r_{ds}) \end{bmatrix}}{K_1 + sL + Dr_{ds} + r_L} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & I_o \\ 0 & -K_4 & 0 \end{bmatrix} \quad (21)$$

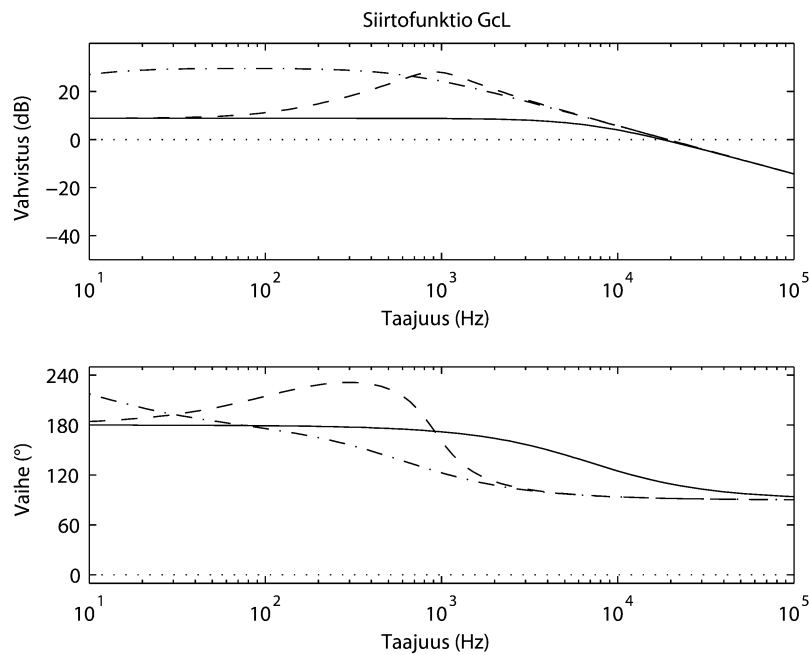
Yhtälöissä (17) ja (21) on esitetty tehoasteen lopulliset siirtofunktiot matriisimuodossa. Nimittäjässä esiintyvä polynomi $\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A})$ on kaikille siirtofunktiolle yhteinen karakteristinen polynomi, jonka nollakohdat ovat järjestelmän napoja.

Sijoitetaan siirtofunktioihin (22-23) apumuuttujat $K_1 - K_4$ ja sievennetään ne muotoon, josta napojen ja nollien määrä on helpommin nähtävissä. Siirtofunktioiden karakteristinen polynomi on sama, joten niiden navat sijaitsevat Laplace-tason samoissa pisteissä. Kompleksiset napaparit sijaitsevat vasemmassa puolitasossa. Kummallakin siirtofunktiolla on yksi nolla vasemmassa puolitasossa.

$$\begin{aligned} G_{cL} &= \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{U_{in} + U_d - I_o r_{ds}}{\frac{R_L Z_C}{R_L + Z_C} + sL + Dr_{ds} + r_L} \\ &= \frac{(sC(r_C + R_L) + 1)(U_{in} + U_d - I_o r_{ds})}{s^2 LC(R_L + r_C) + s(L + C(R_L(r_C + r_L) + r_C r_L + Dr_{ds}(r_C + R_L))) + r_L + R_L + Dr_{ds}} \end{aligned} \quad (22)$$

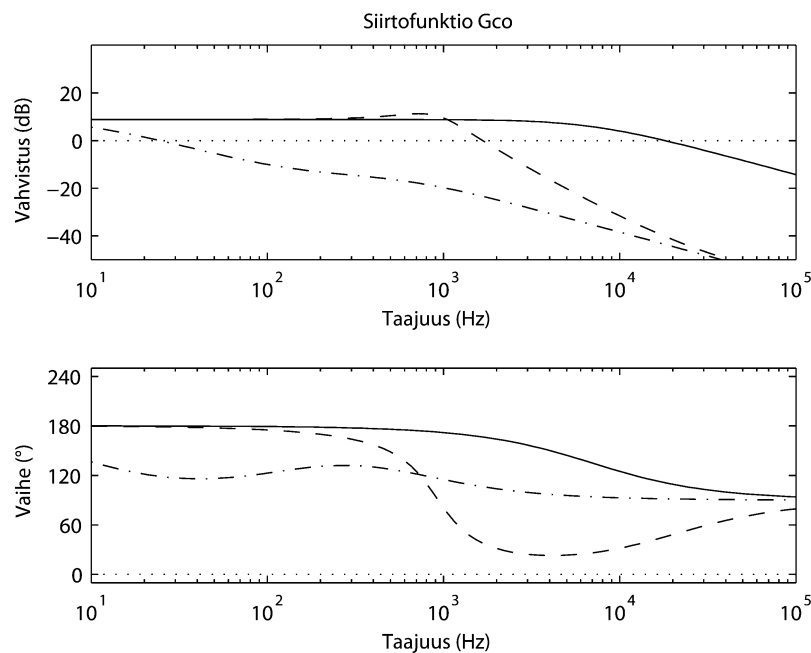
$$\begin{aligned}
G_{co} &= \frac{\hat{i}_o}{\hat{d}} = \frac{\frac{Z_C}{R_L + Z_C}(U_d + U_{in} - I_o r_{ds})}{\frac{R_L Z_C}{R_L + Z_C} + sL + Dr_{ds} + r_L} \\
&= \frac{(sCr_C + 1)(U_{in} + U_d - I_o r_{ds})}{s^2 LC(R_L + r_C) + s(L + C(R_L(r_C + r_L) + r_C r_L + Dr_{ds}(r_C + R_L))) + r_L + R_L + Dr_{ds}}
\end{aligned}
\tag{23}$$

Kuvassa 8 on esitetty tehoasteen siirtofunktio pulssisuhteesta induktanssin virtaan G_{cL} (22) kolmella eri kondensaattorin arvolla. Boden diagrammin tulostamiseen käytetty Matlab komentojono on esitetty liitteessä 2. Kondensaattorin impedansilla on suuri vaikutus siirtofunktioon matalilla taajuuksilla, mutta erot pienenevät lähestyttäessä rajataajuutta. Rajataajuus on jokaisessa tapauksessa likimain sama. Vaihevara on kaikissa tapauksissa vähintään 90 astetta, joten erovahvistimen ei tarvitse tuottaa vaiheenjohtoa stabiilisuuden saavuttamiseksi.



Kuva 8. Siirtofunktio G_{cL} kondensaattorin eri arvoilla. $C = 0 F$ (jatkuva viiva),
 $C = 330 \mu F$ (katkoviiva) ja $C = 47 mF$ (katkopisteviiva)

Tehoasteen siirtofunktio pulssisuhteesta kuormavirtaan G_{co} (23) on esitetty kuvassa 9. Huomataan, että rajataajuus riippuu voimakkaasti kondensaattorin impedanssin ja kuormaresistanssin suhteesta. Tämä voidaan päätellä myös siirtofunktiosta (23), jossa suurempi kapasitanssi aiheuttaa vahvistuksen pienenemisen matalammalla taajuudella. Tulos on looginen, koska kondensaattorin impedanssin ollessa kuormaimpedanssia pienempi suurempi osa virrasta kulkee kondensaattorin kautta. On selvää, että kuormavirran käyttäminen takaisinkytkentätietona on haastavampaa verrattuna induktanssin virran takaisinkytkentään.



Kuva 9. Siirtofunktio G_{co} kondensaattorin eri arvoilla. $C = 0 F$ (jatkuva viiva),
 $C = 330 \mu F$ (katkoviiva) ja $C = 47 mF$ (katkopisteviiva)

Lähtökondensaattorin sarjaresistanssin nollaa voidaan käyttää säädön kompensoimiseen tehollähteissä, joissa silmukkavahvistukseen tarvitaan 180° vaiheenjohtoa. Kondensaattorin sarjaresistanssin aiheuttama nolla voi käytännön sovelluksissa siirtyä helposti suuremmalle tai pienemmälle taajuudelle komponenttien vaihdelta. Sääto suunnittelua tehtäessä tämä riski on hyvä tiedostaa, jos kondensaattorin sarjaresistanssin nollaa käytetään hyväksi stabiiliuden takaamisessa.

Tehoasteen käyttäytymistä voidaan tarkastella myös hyvyyskriteereillä, jotka kuvaavat järjestelmän suorituskykyä. Toisen kertaluvun kompleksinen napapari aiheuttaa taajuustasoon resonanssitaajuuden ja Boden diagrammiin resonanssiipiikin. Toisen kertaluvun karakteristinen polynomi voidaan esittää muodossa $s^2 + s \cdot 2\zeta\omega_n + \omega_n^2$, jossa ω_n on ominaiskulmataajuus eli resonanssikulmataajuus ja ζ vaimennussuhde. Vaimennussuhteen arvon perusteella systeemi voidaan luokitella seuraavasti:

$0 < \zeta < 1$, systeemi on alivaimennettu.

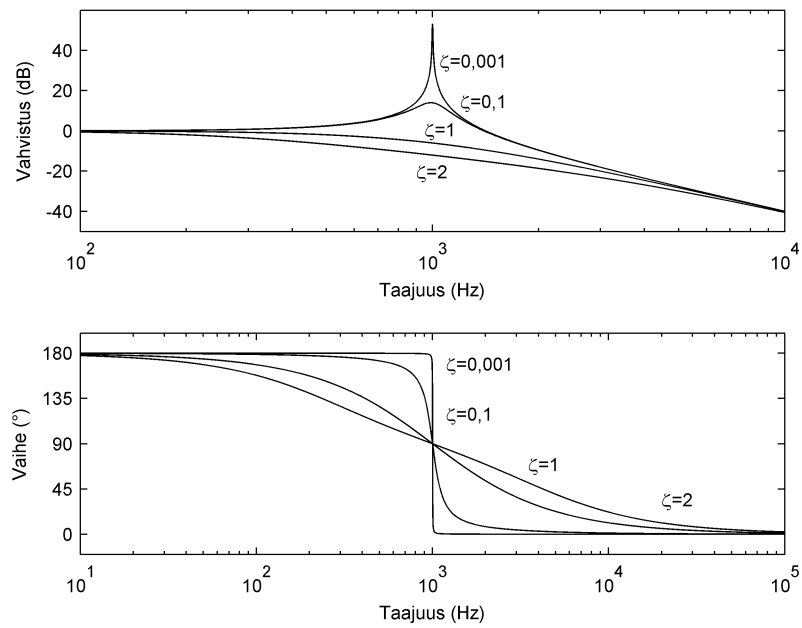
$\zeta = 1$, systeemi on kriittisesti vaimennettu.

$\zeta > 1$, systeemi on ylivaimennettu.

Alivaimennettu systeemi värähtelee sitä voimakkaammin, mitä pienempi vaimennussuhteen arvo on. Kriittisesti vaimennettu ja ylivaimennettu systeemi ei värähtele. Tämän työn tehoasteen vaimennussuhteeksi saadaan yhtälöstä (25) $\zeta = 0,42$, eli systeemi on alivaimennettu. Kuvasta 10 nähdään kuinka vaimennussuhteen muuttuminen vaikuttaa Boden diagrammiin.

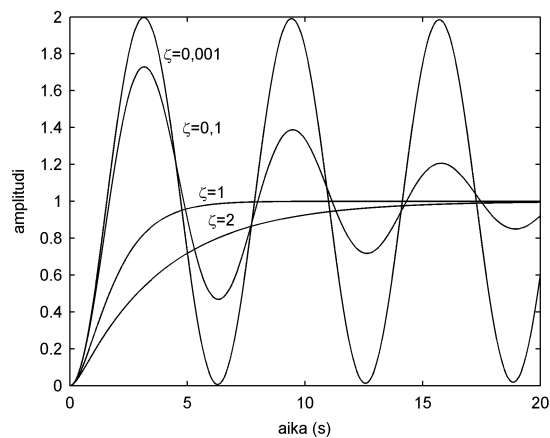
$$f_n = \sqrt{\frac{r_L + R_L + Dr_{ds}}{(2\pi)^2 LC(r_L + R_L)}} \quad (24)$$

$$\zeta = \frac{L + C(R_L(r_C + r_L) + r_C r_L + Dr_{ds}(r_C + R_L))}{2LC(r_C + R_L) \sqrt{\frac{r_L + R_L + Dr_{ds}}{LC(r_C + R_L)}}} \quad (25)$$



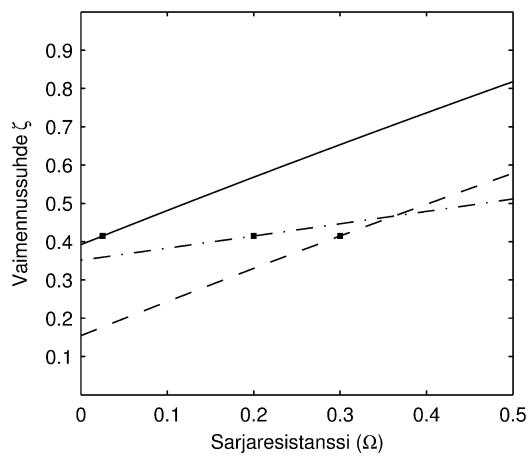
Kuva 10. Vaimennussuhde taajuustasossa.

Aikatasossa pieni vaimennussuhde näkyy suuriamplitudisena värähtelynä ja hitaana asettumisaikana. Kuvassa 10 on havainnollistettu kuinka vaimennussuhde vaikuttaa systeemin käyttäytymiseen aikatasossa. On huomioitava että kuvissa 10 ja 11 esitettyjen systeemien resonanssitaajuudet eivät ole samoja.



Kuva 11. Vaimennussuhde aikatasossa.

Tehoasteen G_{cL} vaimennussuhteen yhtälöstä (25) voidaan päätellä komponenttien sarjaresistanssien kasvattavan vaimennussuhdetta. Kuvassa 12 on havainnollistettu sarjaresistanssien r_C , r_L ja r_{ds} vaikutusta vaimennussuhteeseen muuttamalla yhden arvoa kerrallaan ja pitämällä muut vakiona. Vaimennussuhde kasvaa sarjaresistanssin funktiona, mikä on looginen tulos koska resistanssit tyypillisesti vaimentavat resonanssikäyttäytymistä. Teholähteissä sarjaresistanssit huonontavat hyötysuhdetta, joten ne pyritään pitämään mahdollisimman pieninä piirilevysuunnittelulla ja komponenttivalinnoilla.

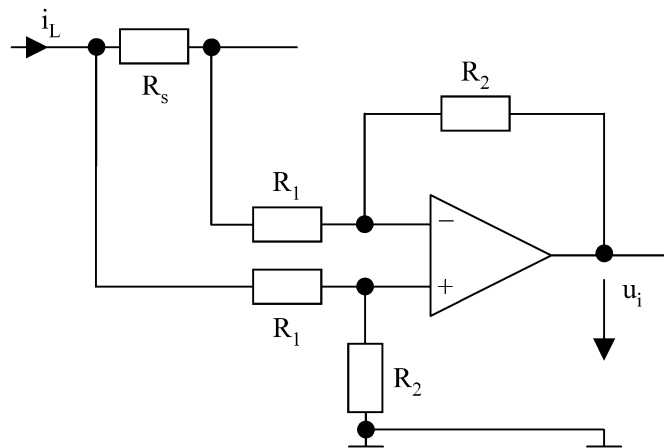


Kuva 12. Komponenttien sarjaresistanssien vaikutus vaimennussuhteeseen.

Kondensaattori $r_C = 25 \text{ m}\Omega$ (jatkuva viiva), induktanssi $r_L = 300 \text{ m}\Omega$ (katkoviiva) ja tehopuolijohde $r_{ds} = 200 \text{ m}\Omega$ (pistekatkoviiva). Merkityt pisteet osoittavat tässä työssä käytettyjä arvoja.

3.2 Virranmittaus

Työn teholähteessä induktanssin virtaa käytetään takaisinkytkentätietona. Induktanssin virta aiheuttaa jännitteen $i_L R_s$ virranmittausvastuksen yli, joka vahvistetaan operaatiovahvistimella. Operaatiovahvistinkytkentänä käytetään kuvan 13 mukaista erotusvahvistinta, jonka lähtöjännitteen u_i vertailupiste on maa.



Kuva 13. Virranmittauskytkentä.

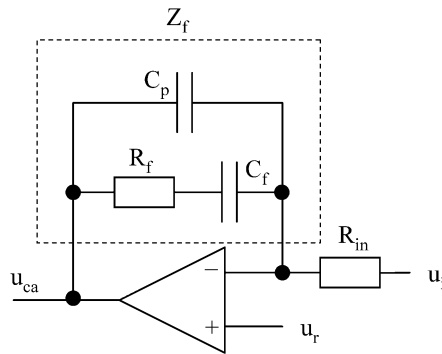
Kuvan 12 merkintöjä käyttäen virranmittauskytkennälle saadaan yhtälö

$$u_i = \frac{R_2}{R_1} R_s i_L = A_u R_s i_L \quad (26)$$

Yhtälöstä (26) huomataan, että kytkennän vahvistus saadaan vastusten R_2/R_1 suhteena. Tässä työssä vahvistukseksi on valittu $A_u = 10$ ja virranmittausvastukseksi on valittu $R_s = 0,1 \Omega$. Virranmittauksessa käytettävän operaatiovahvistimen avoimen piirin vahvistuksen tulisi olla vähintään 20 dB 100 kHz taajuudella, jotta induktanssin virran muoto ei vääristyisi. Tässä työssä käytetty operaatiovahvistin on integroitu UC3886 teholähdeohjainpiiriin [15]. Piirin datalehdessä operaatiovahvistimen rajataajuudeksi annetaan minimissään 2 MHz. Näin ollen operaatiovahvistimen suorituskyky on riittävä, jos oletetaan että avoimen silmukan vahvistus pienenee 20 dB dekadia kohti.

3.3 Erovahvistimen mallinnus

Tässä kappaleessa käydään läpi erovahvistimen rakenne ja sen parametrien valinta eli kompensointi. Kompensoinnin tarkoituksena on tuottaa riittävä vaihevara ja kasvattaa vahvistusta matalilla taajuuksilla. Keskiarvovirtasäädetyin tehoasteen kanssa käytetään tyypillisesti PI-säätäjää eli tyypin 2 kompensointikytkentää. Kompensointikytkentä valitaan tehoasteen siirtofunktion perusteella. Aiemmin todettiin tehoasteen siirtofunktion G_{cl} vaihevaran olevan vähintään 90 astetta, eikä vaiheenjohtoa tarvita stabiiliuden takaamiseksi. Tällainen säätäjä voidaan toteuttaa operaatiovahvistimella käyttämällä kuvan 14 mukaista negatiivista takaisinkytkentää.



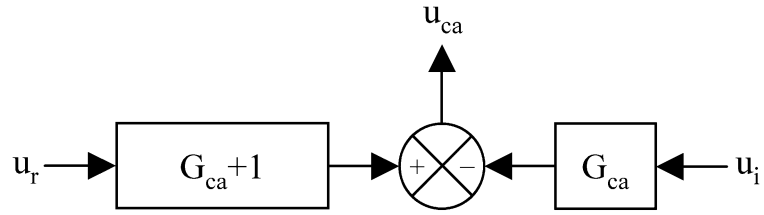
Kuva 14. Erovahvistin.

Käyttämällä kuvan 14 merkintöjä erovahvistinkytkennän lähtöjännitteeksi saadaan

$$u_{ca} = u_r (G_{ca} + 1) - u_i G_{ca} \quad (27)$$

$$G_{ca} = \frac{Z_f}{R_{in}} \quad (28)$$

Yhtälössä (27) erovahvistimen siirtofunktio (28) on yksinkertaisesti takaisinkytkentäimpedanssin ja tuloresistanssin suhde. Yhtälön (27) perusteella erovahvistinkytkennälle voidaan muodostaa kuvan 15 mukainen lohkokaavio.



Kuva 15. Eroahvistimen lohkokaaavioesitys.

Ratkaisemalla impedanssi Z_f ja käyttämällä sijoitusta $s = j\omega$ saadaan yhtälö (28) muotoon (29), josta nähdään siirtofunktion muodostuvan kahdesta navasta ja yhdestä nollasta.

$$G_{ca} = \frac{1}{sR_m C_p} \frac{s + \frac{1}{R_f C_f}}{s + \frac{C_f + C_p}{R_f C_f C_p}} = \frac{A}{s} \frac{s + \omega_z}{s + \omega_p} \quad (29)$$

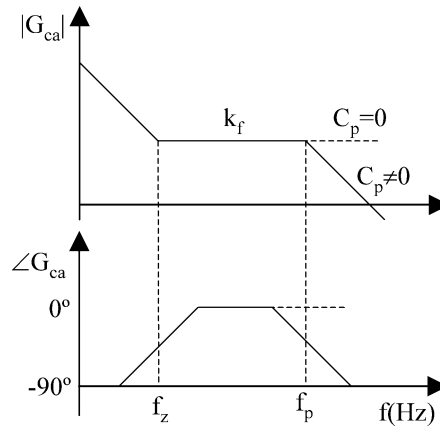
$$f_z = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \quad (30)$$

$$f_p = \frac{C_f + C_p}{2\pi R_f C_f C_p} \quad (31)$$

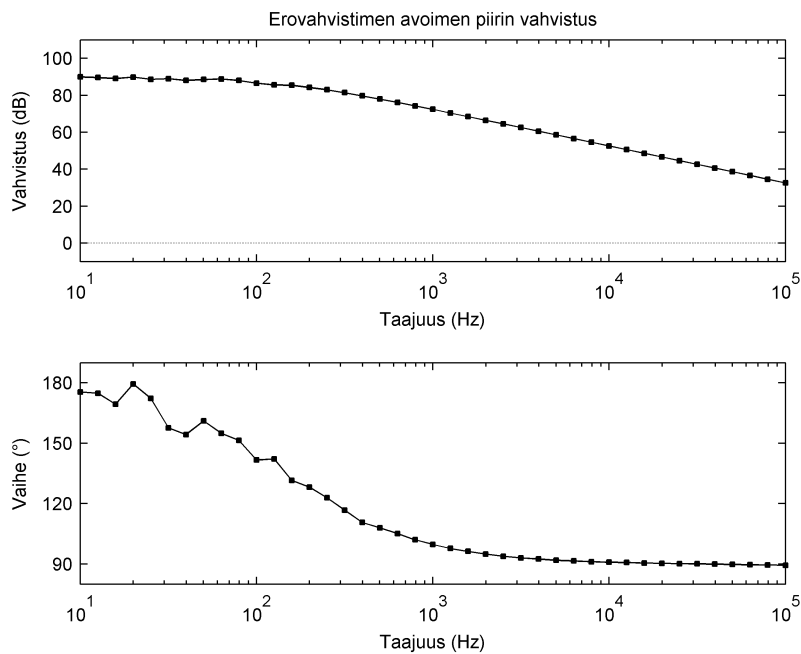
$$K_f = \frac{R_f}{R_m} \quad (32)$$

Eroahvistimen tyypillinen taajuusvaste on esitetty kuvassa 16. PI-säätäjässä ei ole negatiivista takaisinkytkentää tasajännitteelle. Tasajännitteellä vahvistus on yhtä suuri kuin operaatiovahvistimen avoimen piirin vahvistus. Tyypillisesti operaatiovahvistimien avoimen piirin vahvistus on noin 80 - 120 dB. Työssä käytetyn tehölähdeohjainpiiriin integroidun operaatiovahvistimen avoimen piirin vahvistus on esitetty kuvassa 17, josta voidaan päätellä, että tasajännitevahvistus on noin 90 dB.

Erovahvistimen suuri vahvistus alhaisilla taajuuksilla voidaan päätellä myös siirtofunktiosta (29) antamalla taajuuden lähestyä nollaa, jolloin siirtofunktion arvo lähestyy ääretöntä. Suuri vahvistus matalilla taajuuksilla parantaa teholähteen dynamiikka ohjaamalla kelavirran asetusarvoonsa nopeasti.



Kuva 16. PI-säätäjän tyypillinen taajuusvaste.



Kuva 17. UC3886 [15] teholähteohjainpiiriin integroidun operaatiovahvistimen avoimen piirin vahvistus.

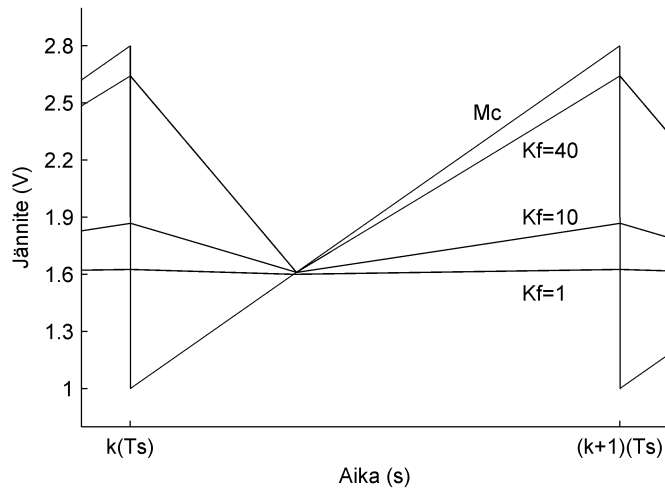
Erovahvistimen ensimmäinen napa sijaitsee origossa, eikä sen sijaintiin voida vaikuttaa. Napa aiheuttaa vahvistuksen laskua -20 dB dekadia kohti nollaa suuremilla taajuuksilla. Siirtofunktion nolla f_z asetetaan tyypillisesti tehoasteen resonansitaajuuden läheisyyteen f_n . Nolla aikaansaa vaihejohdon, joka alkaa taajuudesta $f_z/10$ ja päättyy taajuudelle $10f_z$. Näin sijoitettuna nolla kasvattaa silmukkavahvistuksen vaihevaraa. Nolla myös kumoaa origossa sijaitsevan navan aiheuttaman vahvistuksen pienenemisen. Nollan jälkeen vahvistus pysyy arvossa K_f suuritaajuiseen napaan asti. Vahvistuksen K_f kasvattaminen suurentaa silmukkavahvistuksen kaistanleveyttä ja nopeuttaa teholähteen dynamiikkaa. Sen kasvattaminen myös lisää kytkentätaajuuden komponentin määrää signaalissa u_{ca} . Vahvistuksen arvo on rajoitettava siten, ettei signaali u_{ca} leikkaa pulssinleveysmodulaattorin sahalaitasignaalia hetken dT jälkeen. Kelavirran kytkentätaajuuden komponentin vaikutusta ohjaussuhteen tuottamiseen käsitellään kappaleessa 4.

Suuritaajuinen napa f_p voidaan sijoittaa kytkentätaajuuden puolivälistä aina yli kytkentätaajuuden. Napa vaimentaa tehoasteen hajakomponenteista kytkentähetkellä aiheutuvia suuritaajuisia häiriötä. Jos napa sijoitetaan selvästi kytkentätaajuutta alemmas, se vaimentaa myös kytkentätaajuista sykkeisyyttä signaalissa u_{ca} . Navan sijoittaminen kytkentätaajuutta ylemmäs vaikuttaa tehoasteen mallinnukseen, koska kelavirran sykkeisyys on tällöin otettava huomioon.

Takaisinkytkentää suunniteltaessa on huomioitava, että käytettävän operaatiovahvistimen avoimen silmukan vahvistus on suurempi kuin takaisinkytketyn erovahvistimen vahvistus $|G_{ca}|$ rajataajuuteen asti. Muussa tapauksessa operaatiovahvistin rajoittaa lähtöjännitettä u_{ca} , eikä todellinen silmukkavahvistus vastaa mallinnettua. Käytännössä operaatiovahvistimen äärellinen avoimen silmukan vahvistus rajoittaa aina vahvistuksen tasajännitteellä

3.4 Säättäjän komponenttiarvojen valinta

Säättäjän komponenttiarvot valitaan napojen ja nollien sijoittelun avulla. Ensimmäiseksi ratkaistaan vahvistuksen K_f suurin mahdollinen arvo. Eroahvistimen lähtösignaalin u_{ca} derivaatta on oltava komparaattorin sahalaitasignaalin derivaattaa $M_c = V_m f_s$ pienempi jaksolla t_{off} [11]. Jos signaalin u_{ca} nousunopeus on suurempi kuin signaalin M_c nousunopeus, kytkeytyy tehopuolijohde johtotilaan ennenaikaisesti. Kuvassa 18 on havainnollistettu vahvistuksen K_f vaikutusta signaaliin u_{ca} , kun suuritaajuinen napa on huomattavasti kytkentätaajuutta ylempänä.



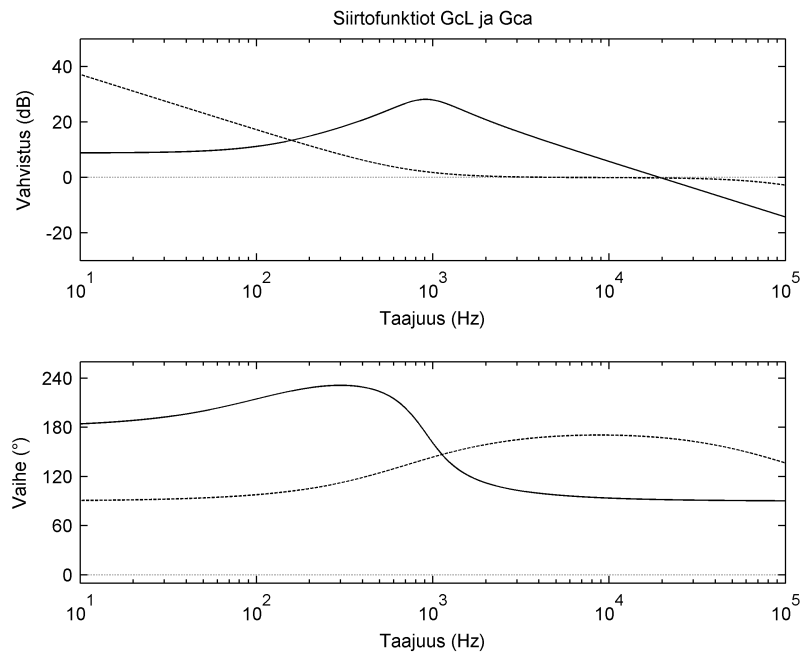
Kuva 18. Vahvistuksen K_f vaikutus signaaliin u_{ca} .

Vaadittu ehto on esitetty yleisessä muodossa yhtälössä (33). Sijoittamalla yhtälöön (33) laskevan katkojan induktanssin virran derivaatta jaksolla t_{off} saadaan yhtälö muotoon (34). Tämän työn arvoilla vahvistuksen K_f on oltava pienempi kuin 41,86.

$$K_f \leq \frac{M_c}{m_2 R_s} \quad (33)$$

$$K_f \leq \frac{V_m f_s L}{(u_o + U_d) R_s} \quad (34)$$

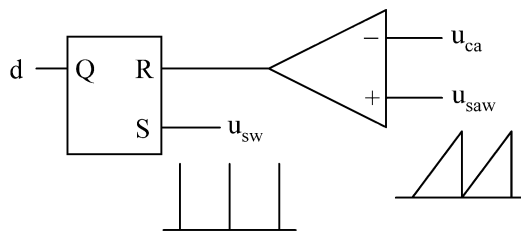
Valitaan vahvistukseksi $K_f = 1$. Tämä toteutuu yhtälön $K_f = R_f / R_{in}$ mukaisesti asettamalla vastusarvoiksi $R_{in} = 10 \text{ k}\Omega$ ja $R_f = 10 \text{ k}\Omega$. Seuraavaksi ratkaistaan komponentin C_f arvo yhtälöstä (30). Nolla asetetaan tehoasteen resonanssitaajuuden $f_n = 914 \text{ Hz}$ läheisyyteen, joka saadaan ratkaistua yhtälöstä (24). Kondensaattorin C_f arvoksi saadaan $17,4 \text{ nF}$, joka pyöristetään ylöspäin lähimpään käytännön kondensaattorin arvoon 22 nF . Tämän jälkeen voidaan ratkaista kondensaattorin C_p arvo yhtälöstä (31), jossa navan arvoksi asetetaan $f_p = 100 \text{ kHz}$. Näin napa saadaan kytkentätaajuuden läheisyyteen. Kondensaattorille C_p saadaan arvo $160,3 \text{ pF}$, joka pyöristetään alaspäin lähimpään käytännön kondensaattorin arvoon 150 pF . Valituilla komponenttiarvoilla nollan taajuudeksi saadaan $f_z = 723 \text{ Hz}$ ja navan taajuudeksi $f_p = 107 \text{ kHz}$. Navan ja nollan sijoittelua on havainnollistettu kuvassa 19 esitettyssä Boden diagrammissa, josta nähdään sekä tehoasteen että säätäjän siirtofunktiot.



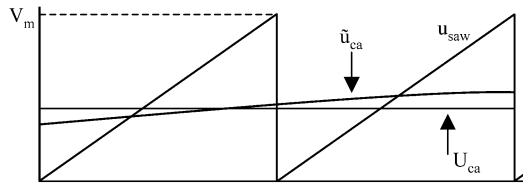
Kuva 19. Tehoasteen G_{cL} (jatkuva viiva) ja PI-säätäjän G_{ca} (katkoviiva) siirtofunktiot.

3.5 Pulssinleveysmodulaattorin mallinnus

Virran keskiarvosäädössä pulssinleveysmodulaattori vertailee erovahvistimelta saatavaa virtatietoa u_{ca} sahalaitasignaaliin. Pulssinleveysmodulaattorin kytkentä nähdään kuvasta 20. Pulssinleveysmodulaattorille saadaan johdettua piensignaalin malli kuvan 21 esittämien aaltomuotojen avulla. Oletetaan, että modulaattorin tulojännite sisältää tasakomponentin U_{ca} ja pienen häiriöjännitteen \tilde{u}_{ca} . Myös pulssisuhteen voidaan olettaa koostuvan tasa- ja häiriökomponentista.



Kuva 20. Pulssinleveysmodulaattori.



Kuva 21. Pulssinleveysmodulaattorin signaalit.

$$u_{ca} = U_{ca} + \tilde{u}_{ca} \quad (35)$$

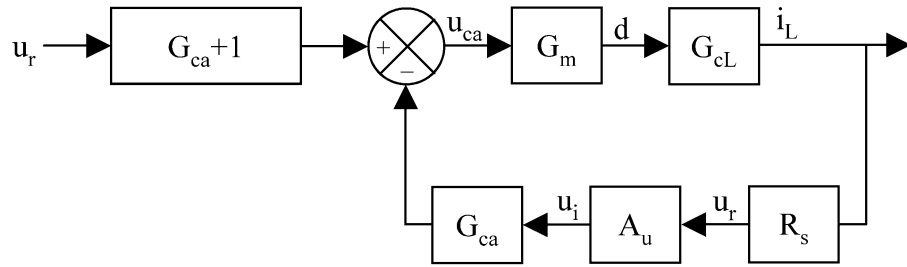
$$d = \frac{U_{ca}}{V_m} + \frac{\tilde{u}_{ca}}{V_m} \quad (36)$$

$$G_m = \frac{\tilde{d}}{\tilde{u}_{ca}} = \frac{1}{V_m} \quad (37)$$

Erottelemalla yhtälöiden (36) (37) tasa- ja häiriökomponentit saadaan pulssinleveysmodulaattorille piensignaalin malli (37). Tässä mallissa modulaattoria kuvataan yksinkertaisesti vahvistuksella, joka on kääntäen verrannollinen modulaattorin sahalaita-aallon huipusta-huippuun arvoon.

3.6 Suljetun silmukan malli

Edellisissä kappaleissa johdettiin siirtofunktiot kuvassa 22 esitetyille lohkokaaavion osille. Lohkokaavioiden avulla tehollähteelle voidaan muodostaa suljetun silmukan malleja, jotka kuvaavat systeemin toimintaa tyypillisessä käyttötilanteessa, kun takaisinkytkentä on käytössä.



Kuva 22. Keskiarvovirtasäädetyin tehollähteen lohkokaavio.

Lohkokaavioesityksessä kelavirta muutetaan jännitesignaalksi käyttämällä sarjavastusta R_s . Sarjavastuksessa syntyvät häviöt pyritään minimoimaan käyttämällä mahdollisimman pientä resistanssia, jonka takia jännitesignaalia u_R usein vahvistetaan operaatiovahvistinkytkennällä. Operaatiovahvistinkytkentä on suunniteltava siten, että sen vahvistus on vakio koko tarkasteltavalla taajuuskaistalla siten, että aaltomuoto u_i sisältää myös kelavirran kytkentätaajuuden komponentin.

$$\frac{i_L}{u_r} = \frac{G_m G_{cL} (G_{ca} + 1)}{1 + G_m G_{cL} R_s A_u G_{ca}} \quad (38)$$

Suljetun silmukan lohkokaaviosta saadaan siirtofunktio referenssijännitteen ja kelavirran välille. Kertomalla siirtofunktio puolittain impedanssilla $Z_o = Z_C \parallel R_L$ saadaan tulokseksi siirtofunktio referenssijännitteestä lähtöjännitteeseen. Tämän avulla voidaan johtaa malli ACM-säädetylle jännitelähteelle lisäämällä ulompi jänniteensäätösilmukka. On tärkeää huomata, että siirtofunktio u_o/u_r sisältää tehoasteen, pulssinleveysmodulaattorin ja erovahvistimen mallit. Jännitesäädön lisääminen siis vaatii ainoastaan erovahvistimen sekä jännitteensaajan siirtofunktiot.

$$\frac{u_o}{u_r} = Z_o \frac{G_m G_{cL} (G_{ca} + 1)}{1 + G_m G_{cL} R_s A_u G_{ca}} \quad (39)$$

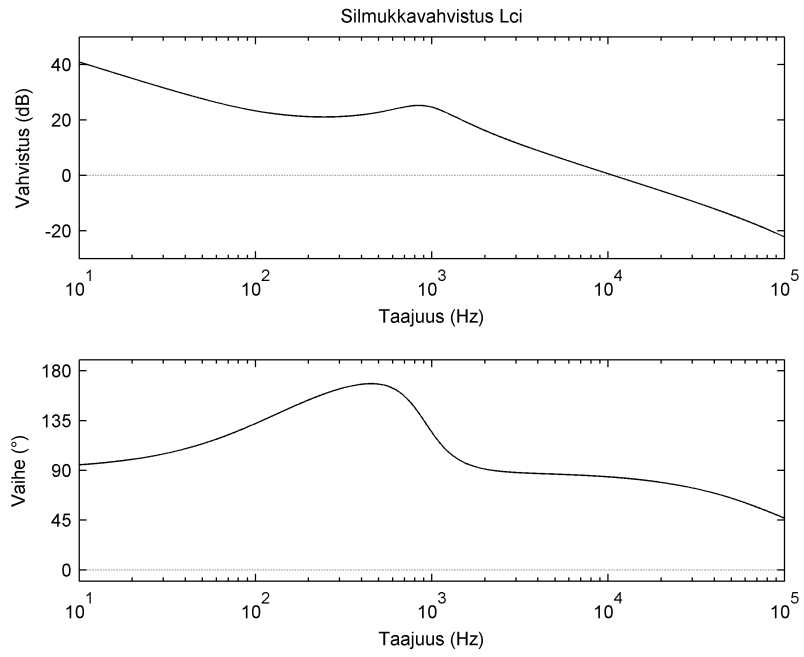
3.7 Silmukkavahvistus

Silmukkavahvistus L_{ci} saadaan kuvan 22 lohkokaaviosta myötä- ja takaisinkytkentähaarojen tulona.

$$L_{ci} = G_m G_{cL} R_s A_u G_{ca} \quad (40)$$

Silmukkavahvistuksen avulla suunnitellaan teholähteen säätö, eli määritellään erovahvistimen komponentit. Silmukkavahvistuksen siirtofunktion avulla voidaan tarkastella teholähteen stabiiliutta piirtämällä sen Boden diagrammi, josta nähdään vaihe- ja vahvistusvara. Boden diagrammista voidaan päätellä teholähteen suorituskykyä myös aikatasossa. Suuri vahvistus ja korkea yksikkövahvistustaajuus kertovat nopeasta asettumisajasta. Teholähteen silmukkavahvistus voidaan mitata taajuusvas-teanalysointilaitteella (frequency response analyzer, network analyzer).

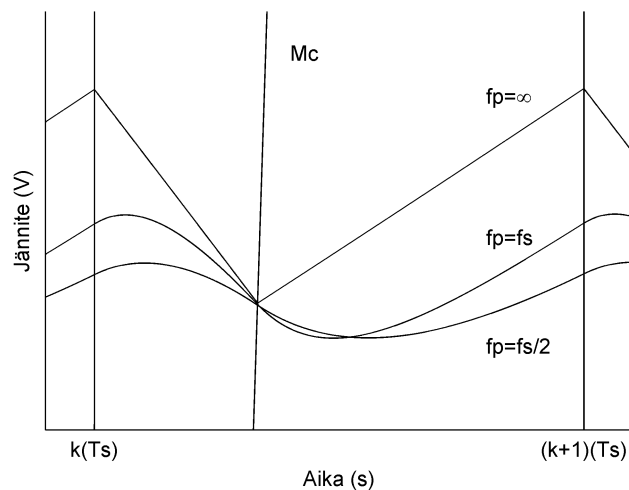
Vaihevaralla tarkoitetaan vaiheen etäisyyttä kriittisestä arvosta samalla taajuudella, jolla vahvistus on 0 dB eli yksikkövahvistustaajuudella. Teholähteiden Boden diagrammeissa vaihe merkitään yleensä 180 ° - 360 °, koska negatiivinen takaisinkytkentä aiheuttaa 180 ° vaiheensiirron. Kuvassa 23 on esitetty teholähteen silmukkavahvistuksen L_{ci} taajuusvaste.



Kuva 23. Silmukkavahvistuksen L_{ci} Boden diagrammi.

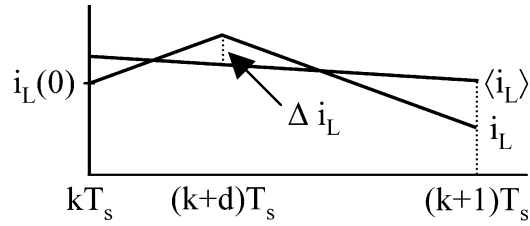
4 Induktanssin virran sykkeisyyden vaikutus

Edellisessä kappaleessa johdettaessa pulssinleveysmodulaattorin piensignaalin mallia G_m oletettiin ettei signaali u_{ca} sisällä kytkentätaajuisia komponentteja. Ero vahvistimen kyky suodattaa kytkentätaajuisia komponentteja riippuu navan f_p sijainnista. Napaa ei kuitenkaan voida sijoittaa tehoasteen rajataajuutta alemmaksi, jos tavoitellaan nopeaa dynamiikkaa. Kuvassa 24 on esitetty komparaattorin signaalit kolmella eri navan arvolla. Äärettömyyteen sijoitettu napa ei vaimenna kytkentätaajuisia komponentteja ollenkaan. Kytkentätaajuudelle asetettu napa vaimentaa signaalia noin -3 dB ja aiheuttaa vaihesiirtoa signaaliin. Kytkentätaajuuden puolivälissä oleva napa aiheuttaa noin -7 dB vaimennuksen. Navan sijoittelulla voidaan vaikuttaa kytkentätaajuiseen komponenttiin, mutta ensimmäisen kertaluvun suodattimella ei sitä kyetä poistamaan kokoaan.



Kuva 24. Navan sijainnin vaikutus signaaliin u_{ca} .

Komparaattorikytkennästä voidaan johtaa malli, jossa huomioidaan induktanssin virran sykkeisyyden vaikutus pulssisuhteen muodostumiseen. Tämä komparaattorimalli kehitettiin selittämään PCM-säädössä esiintyvä aliharmoninen värähtely (subharmonic oscillation) 0,5 suuremmilla pulssisuhteilla. ACM-säädössä pulssisuhteen muodostus on hyvin samankaltainen kuin PCM-säädössä, joten teoriaa voidaan soveltaa myös ACM-säätöön.



Kuva 25. Induktanssinvirran hetkellisarvon ja keskiarvon erotus hetkellä dT_s .

Pulssisuhteen johtaminen aloitetaan tarkastelemalla kuvaa 25, jossa on esitetty induktanssin virran hetkellisarvon i_L ja keskiarvon $\langle i_L \rangle$ välinen erotus Δi_L hetkellä dT_s . Nämä virrat voidaan esittää yhtälöiden (41-43) mukaisesti [12], joissa m_1 on induktanssin virran derivaatan itseisarvo aikana t_{on} , ja m_2 aikana t_{off} .

$$\langle i_L \rangle = (dm_1 - d'm_2)t + c \quad (41)$$

$$i_L = m_1 t + i_L(0), \quad 0 \leq t \leq dT_s \quad (42)$$

$$i_L = -m_2 t + (m_1 + m_2)dT_s + i_L(0), \quad dT_s \leq t \leq T_s \quad (43)$$

Asettamalla virrat yhtä suuriksi ja integroimalla kytkentäjakson yli saadaan ratkaistua yhtälössä esiintyvä muuttuja c . Sijoittamalla c takaisin yhtälöön (41) saadaan ratkaistua induktanssin virran keskiarvo (45).

$$\int_0^{T_s} [(dm_1 - d'm_2)t + c] dt = \int_0^{dT_s} [m_1 t + i_L(0)] dt + \int_{dT_s}^{T_s} [-m_2 t + (m_1 + m_2)dT_s + i_L(0)] dt \quad (44)$$

$$\langle i_L \rangle = (dm_1 - d'm_2)t + \frac{dT_s(m_1 + m_2)}{2} + i_L(0) \quad (45)$$

Tämän jälkeen induktanssin virran hetkellisarvon ja keskiarvon välinen erotus Δi_L hetkellä dT_s voidaan ratkaista yhtälöstä (46).

$$\Delta i_L = i_L(dT_s) - \langle i_L(dT_s) \rangle = \frac{ddT_s(m_1 + m_2)}{2} \quad (46)$$

Laskevan katkojan tapauksessa induktanssin virran derivaatat ovat

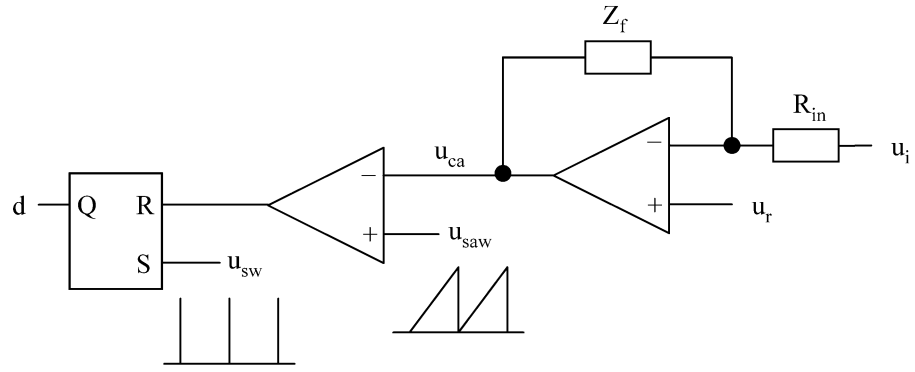
$$m_1 = \frac{u_{in} - u_o}{L} \quad (47)$$

$$m_2 = \frac{u_o + U_d}{L} \quad (48)$$

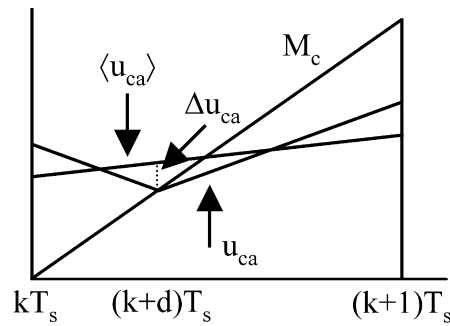
Sijoitetaan virran derivaatat (47-48) yhtälöön (46), jolloin saadaan induktanssin virran keskiarvoa kuvaava yhtälö

$$\langle i_L \rangle = (dm_1 - d'm_2)t + \underbrace{\frac{ddT_s(u_{in} + U_d)}{2L}}_{\Delta i_L} + i_L(0) \quad (49)$$

Kuvassa 26 on esitetty pulssisuhteen muodostamiseen käytetty kytkentä. Komparaattorin tulossignaali on esitetty yksityiskohtaisesti kuvassa 26. Nähdään että erovahvistimen lähtösignaali u_{ca} leikkaa saha-aaltosignaalin hetkellä dT_s . Asettamalla erovahvistimen suuritaajuinen napa f_p äärettömyyteen, saadaan erovahvistimen kytkentätaajuiseksi vahvistukseksi K_f (32), kuten kappaleessa 3.3 osoitettiin. Näitä ehtoja käyttämällä voidaan kuvien 26-27 avulla johtaa yhtälö (50), joka pätee hetkellä dT_s . Yhtälössä termi $M_c = V_m/T_s$ on saha-aalto signaalin derivaatta.



Kuva 26. Eroahvistin ja pulssinleveyskomparaattori.



Kuva 27. Komparaattorin signaalit.

$$M_c dT_s = u_r (G_{ca} + 1) - G_{ca} A_u R_s \langle i_L \rangle - K_f A_u R_s \Delta i_L \quad (50)$$

$$\langle u_{ca} \rangle = G_{ca} A_u R_s \langle i_L \rangle \quad (51)$$

$$\Delta u_{ca} = K_f A_u R_s \Delta i_L \quad (52)$$

Sijoitetaan komparaattoriyhtälöön (49) aiemmin ratkaistu Δi_L , jolloin yhtälö saadaan muotoon

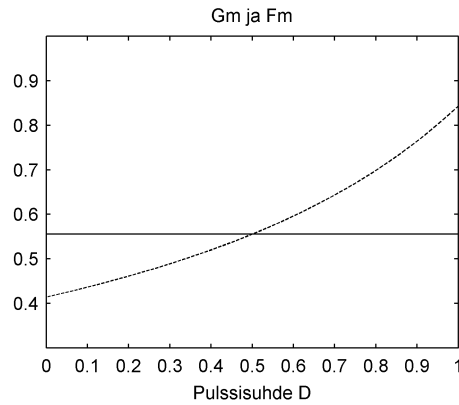
$$M_c dT_s = u_r (G_{ca} + 1) - G_{ca} A_u R_s \langle i_L \rangle - \frac{K_f A_u R_s d d T_s (u_{in} + U_d)}{2L} \quad (53)$$

Saatu yhtälö on epälineaarinen, joten se on linearisoitava ennen pulssisuhteen piensignaalin mallin ratkaisemista. Linearisoinnin ja termien järjestelyn jälkeen pulssisuhteen piensignaalin malliksi saadaan

$$\hat{d} = F_m \left(\hat{u}_r (G_{ca} + 1) - \hat{i}_L G_{ca} R_s - \hat{u}_{in} K_f A_u R_s \frac{T_s D D'}{2L} \right) \quad (54)$$

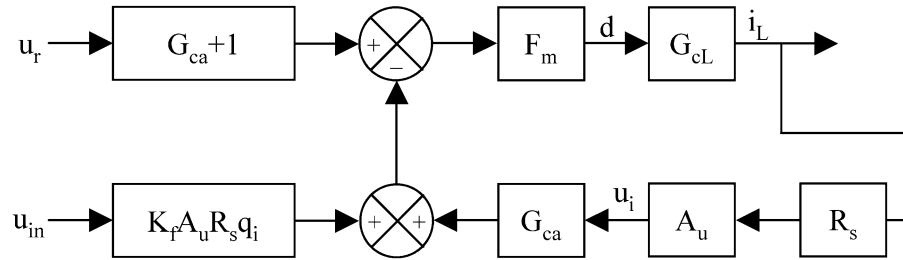
$$F_m = \frac{1}{T_s \left(M_c + \frac{K_f A_u R_s (D' - D)(U_{in} + U_d)}{2L} \right)} \quad (55)$$

Yhtälössä (54) esiintyvä muuttuja F_m (55) on modulaattorivahvistus. On syytä huomata, että pulssisuhteen ollessa 0,5 F_m supistuu muotoon $1/V_m$, joka on aiemmin johdetun modulaattorin G_m yhtälö (37). Tämä nähdään myös kuvasta 28, jossa on vertailtu modulaattoriyhtälöitä eri pulssisuhteiden arvoilla. Kuvasta huomataan helposti, että modulaattori mallien F_m ja G_m väliset erot suurenevat kun siirrytään kauemmaksi pulssisuhteen arvosta 0,5. Myös vahvistuksen K_f arvo vaikuttaa modulaattorivahvistuksen arvoon F_m , kuten yhtälöstä (55) on helposti nähtävissä. Tämä on mielekäs tulos, koska suuri kytkentätaajuinen vahvistus kasvattaa keskiarvon ja hetkellisarvon välistä eroa Δu_{ca} .



Kuva 28. Modulaattoriyhtälöiden (52) ja F_m arvot pulssisuhteen funktiona.

Tarkastelemalla saatua pulssisuhteen piensignaalmallia (54) ja käyttämällä aiemmin johdettua tehoasteen mallia G_{cL} voidaan muodostaa teholähteestä kuvan 29 mukainen lohkokaavioesitys. Lohkokaaviossa on selkeyden takia tehty sijoitus $q_i = T_s DD' / 2L$.

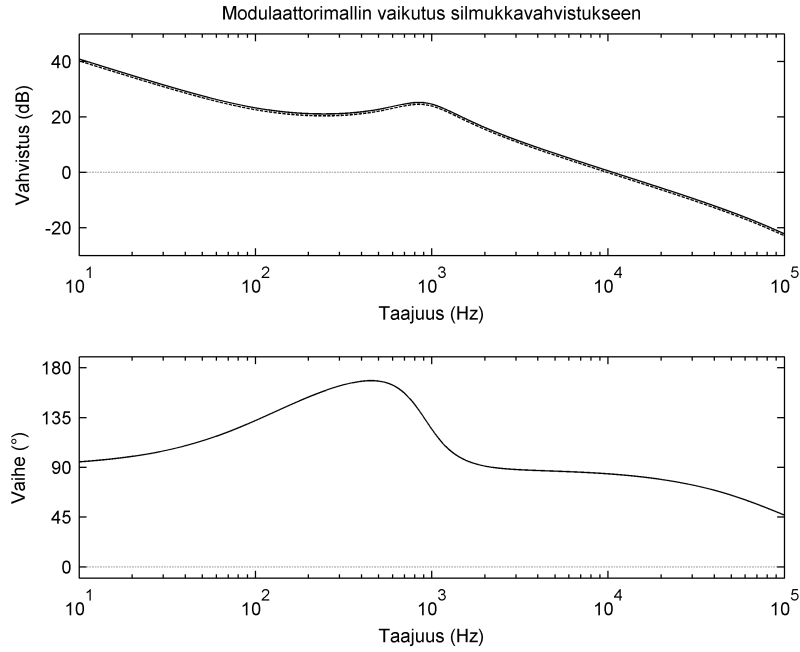


Kuva 29 Teholähteen lohkokaavio.

Lohkokaaviosta huomataan, että silmukkvahvistus (56) eroaa ainoastaan komparaattorin piensignaalmallin osalta verrattuna aiemmin johdettuun silmukkvahvistukseen (40).

$$L_{ci} = F_m G_{cL} R_s A_u G_{ca} \quad (56)$$

Tässä työssä tarkasteltavan teholähteen pulssisuhte on 0,38. Tätä arvoa käyttämällä saadaan yhtälöstä (55) ratkaistua $F_m = 0,51$. Modulaattorivahvistus G_m riippuu ainoastaan saha-aalto signaalin amplitudista $V_m = 1,8V$, jonka arvo saadaan UC3886 teholähdeohjainpiirin datalehdessä. Tällä arvolla modulaattorivahvistukseksi saadaan $G_m \approx 0,56$. Kuvassa 30 on vertailtu modulaattorimallien vaikutusta silmukkvahvistukseen. Myös kuvasta huomataan, että vahvistuseron vaikutus näin lähellä pulssisuhdetta 0,5 on lähes olematon.

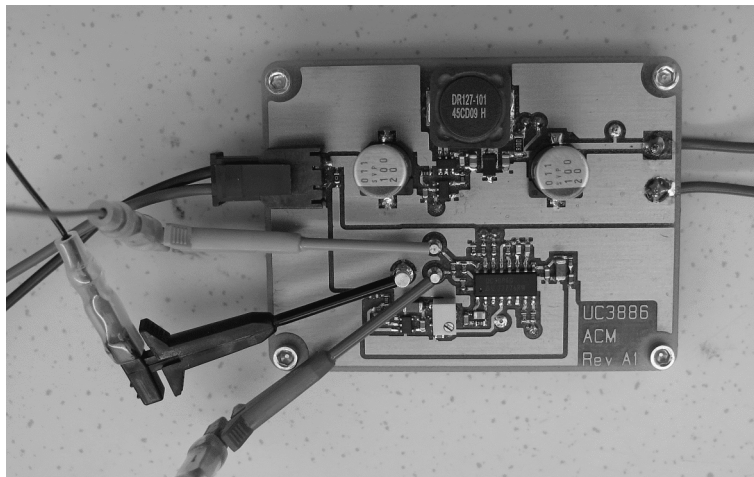


Kuva 30 Modulaattorimallin vaikutus silmukkavahvistukseen, G_m (jatkuva viiva),
 F_m (katkoviiva) kun $d = 0,38$

Johdettaessa modulaattorivahvistusta F_m oletettiin, että erovahvistimen vahvistus kytkentätaajuudella on $K_f = R_f / R_{in}$. Jos erovahvistimen suuritaajuinen napa asetetaan kytkentätaajuuden lähelle ei oletettu vahvistus enää päde. Tämä on otettava huomioon, jos käytetään modulaattorivahvistusta F_m ja erovahvistimen suuritaajuista napaa f_p .

5 Mittaukset ja mallin validointi

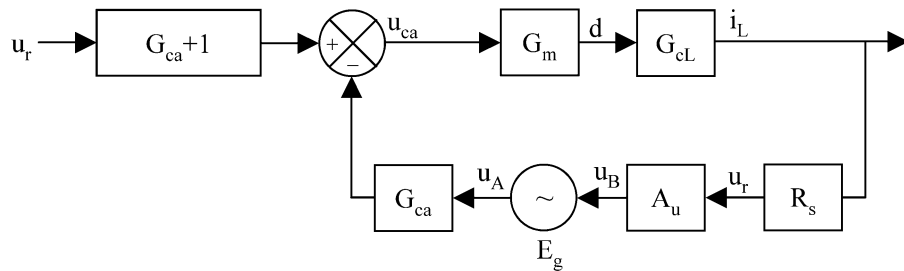
Teholähteestä rakennettiin prototyyppi, jotta edellä johdettujen mallien tarkkuutta voitaisiin verrata käytännön katkojaan. Prototyypissä käytettiin Texas Instrumentsin UC3886 piiriä [15], joka on ACM-säädetty teholähdeohjainpiiri. Piiri asetettiin toimimaan vakiovirtalähteenä kytkemällä erovahvistimen tulojännitteeseen ulkoinen jänniteregulaattori. Prototyypin kytkentäkaavio on esitetty liitteessä 1.



Kuva 31 Prototyypin silmukkavahvistuksen mittaus.

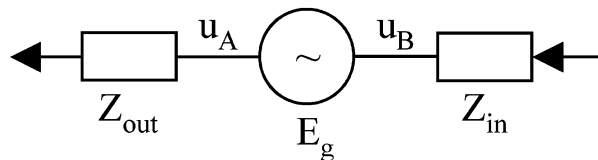
Silmukkavahvistuksen mittalaitteena käytettiin NF Corporationin FRA5097 taajuusvasteanalyysointilaitetta ja signaalinjektointimittapäätä 5055. Mittauksen suorittamista varten teholähteen takaisinkytkentäsilmukkaan syötetään pieni sinimuotoinen häiriöjännite E_g usealla eri taajuudella. Häiriöjännite ei sisällä tasakomponenttia. Injektoitavan signaalin amplitudi voidaan määrittellä syöttämällä 10 mV häiriöjännite pienimmällä tutkittavalla taajuudella. Häiriöjännitteen amplitudia kasvatetaan, ja samalla mitataan kuormavirtaa oskilloskoopilla. Silmukkavahvistus kasvaa taajuuden pienentyessä, joten on tutkittava ettei tehoaste saturoidu liian suuren häiriöjännitteen takia. Toisaalta suurempi häiriöjännitteen amplitudi tuottaa paremman signaalikohinasuhteen, joten häiriöjännitteen amplitudiksi kannattaa valita mahdollisimman suuri siten, että tehoaste toimii lineaarisella alueella. Häiriöjännitteen injektointikohta nähdään kuvan 32 lohkokaaaviosta, ja silmukkavahvistukseksi saadaan

$$G_m G_{cL} R_s A_u G_{ca} = \frac{u_B}{u_A} \quad (57)$$

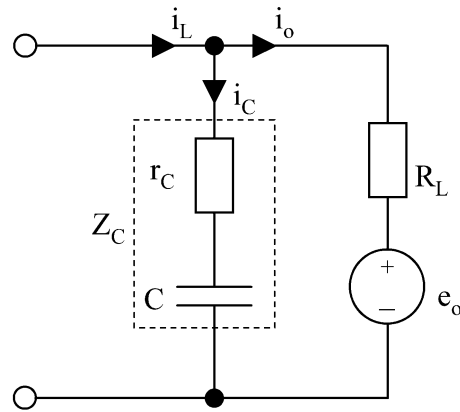


Kuva 32 Silmukkavahvistuksen mittaus.

Häiriöjännite E_g injektoidaan silmukan sellaiseen kohtaan, jossa tuloimpedanssi on huomattavasti pienempi verrattuna lähtöimpedanssiin. Kuvan 33 merkintöjä käyttäen ehdon $Z_{out} \gg Z_{in}$ on siis toteuduttava. Edellä esitetystä lohkokaaaviosta häiriöjännite on sijoitettu operaatiovahvistimen A_u ja erovahvistimen G_{ca} väliin. Tyypillisesti operaatiovahvistimen lähtöimpedanssi on joitain kymmeniä ohmeja ja vastaavasti erovahvistinkytkennässä tuloimpedanssi on R_{in} , joka tässä työssä on 10 k Ω .



Kuva 33 Häiriöjännitteen injektointi.



Kuva 34 Kuorman komponentit.

Tehoasteen piensignaalinmallia G_{cL} johdettaessa huomattiin, että siirtofunktio muuttuu oleellisesti riippuen kondensaattorin ja kuormaresistanssin arvosta. Kuorman voidaan ajatella muodostuvan kondensaattorin ja kuormavastuksen rinnankytkennästä, kuvan 34 mukaisesti. Tästä johtuen mallin tarkkuutta verrataan prototyypin mittaustuloksiin kolmella hyvin erilaisella kuormalla. Mittauksissa käytetyt kuormat on lueteltu taulukossa 2.

Taulukko 2. Mittauksessa käytetyt kuormat.

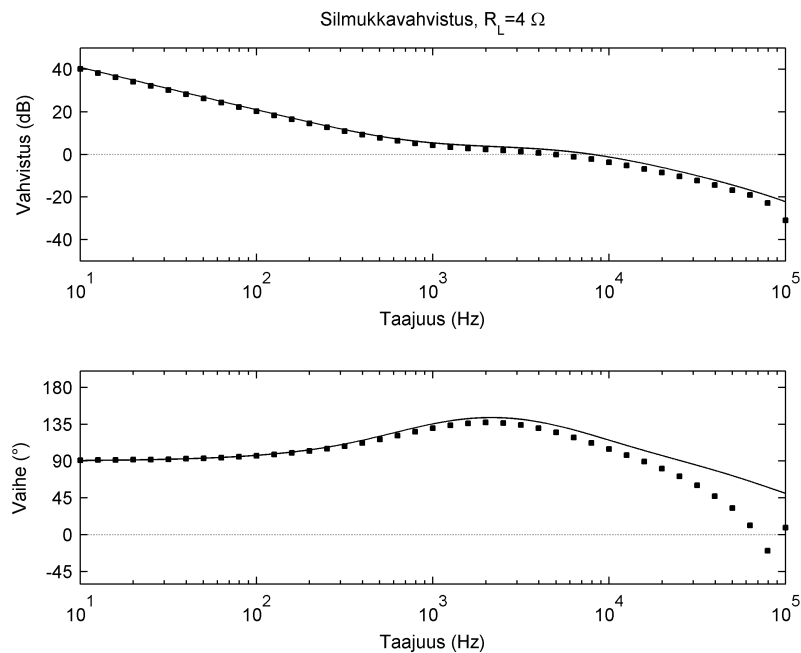
Kondensaattori C	Kuormavastus R_L	Kuormajännite E_o
0 F	4 Ω	0 V
330 μ F	4 Ω	0 V
47 mF	4 Ω	0 V

5.1 Vastus kuormana

Tarkastellaan ensimmäiseksi tapausta, jossa tehoasteen kytkennästä poistetaan lähtökondensaattori C . Tässä tapauksessa tehoasteen siirtofunktio (22) sievenee muotoon

$$G_{cL} = \frac{U_{in} + U_d - I_o r_{ds}}{sL + Dr_{ds} + R_L + r_L} \quad (58)$$

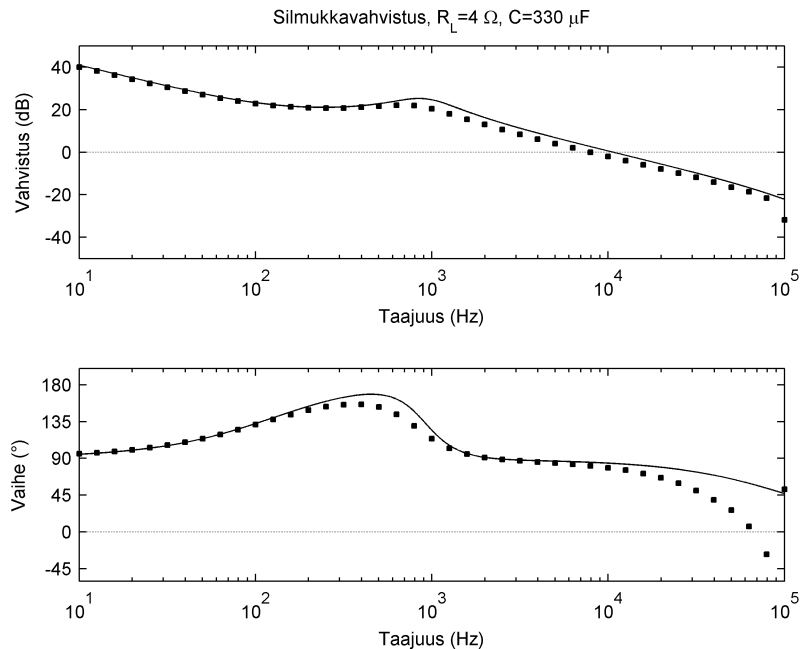
Yhtälöstä (58) huomataan, että tehoasteen dynamiikka muuttuu ensimmäisen kertaluvun dynamiikaksi, kun siirtofunktiosta häviää nolla ja toinen navoista. Tässä tapauksessa myös siirtofunktio G_{co} sievenee samaan muotoon, eli $G_{co} = G_{cL}$. Tämä on täysin luonnollinen tulos, koska ilman kondensaattoria kelavirta i_L ja kuormavirta i_o ovat yhtä suuria. Kuorman läpi kulkee tasavirta komponentin lisäksi kytkentätaajuinen komponentti. Analyttinen malli vastaa hyvin kokeellisia mittauksia kytkentätaajuuden puoliväliin asti. Tämän jälkeen vaihe kääntyy enemmän kuin analyttinen malli ennustaa. Kahteen viimeiseen mittausnäytteeseen tulee suhtautua varauksella, koska ne ovat lähellä 100 kHz kytkentätaajuutta.



Kuva 35 Analyttinen (jatkuva viiva) ja mitattu (neliöt) silmukkavahvistus resistiivisellä kuormalla.

5.2 Vastus ja kondensaattori kuormana

Tämä mittausta on tehty ulostulokondensaattorin arvolla, joka vastaa tyypillistä tehölähdettä. Lähtövirrassa i_o on vain pieni kytkentätaajuinen komponentti tasakomponentin lisäksi. Toisen kertaluvun dynamiikka on nähtävissä silmukkavahvistuksessa noin 1 kHz taajuudella lievänä resonanssihiipkinä. Mittaustuloksissa resonanssi on paremmin vaimennettu, joka johtuneee komponenttien ja piirilevyn epäideaalisuuksista. Piirilevyn kuparifoliosta kertyy resistanssia, joka vaimentaa resonanssin voimakkuutta. Tässäkin tapauksessa analyttisen mallin ja mittausten välille alkaa syntyä eroa noin kytkentätaajuuden puolivälissä.



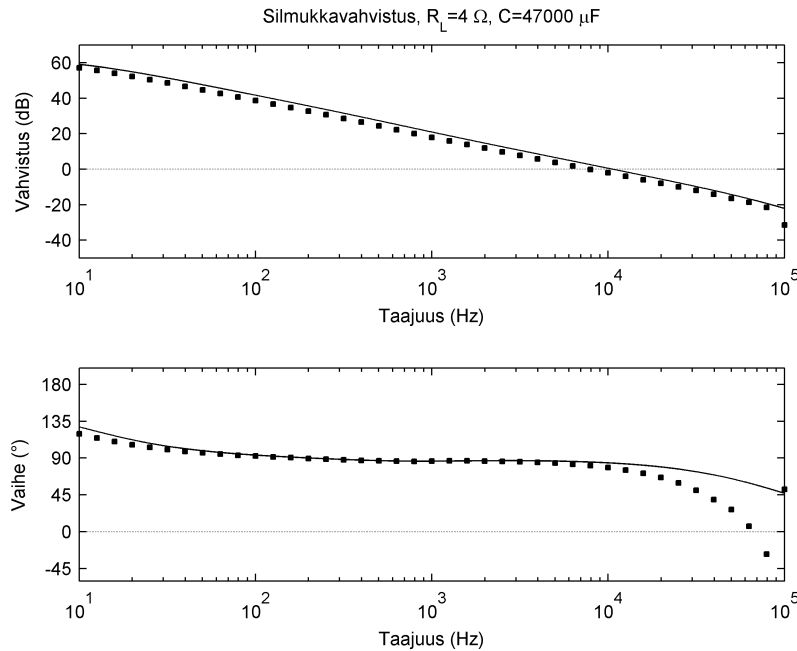
Kuva 36 Analyttinen (jatkuva viiva) ja mitattu (neliöt) silmukkavahvistus resistiivisellä ja kapasitiivisellä kuormalla.

5.3 Vastus ja suuri kondensaattori kuormana

Tässä mittauksessa käytettiin epäkäytännöllisen suurta 47 mF kondensaattoria, jonka impedanssi on hyvin pieni koko tarkasteltavalla taajuusvälillä. Sijoitetaan tehoasteen siirtofunktioon (22) kondensaattorin impedanssiksi nolla, jolloin yhtälö yksinkertaistuu muotoon

$$G_{cL} \approx \frac{U_{in} + U_d - I_o r_{ds}}{sL + Dr_{ds} + r_L} \quad (59)$$

Huomataan, että tehoasteen dynamiikka on ensimmäistä kertalukua. Karakteristisessa polynomissa ei esiinny kuormaresistanssia R_L , toisin kuin kahdessa edellisessä tapauksessa. Tästä voidaan päätellä, että tehoasteen vahvistus on suuri matalilla taajuuksilla, jossa termi sL ei vielä dominoi, koska summa $Dr_{ds} + r_L$ on hyvin pieni. Analyttinen malli ennustaa hyvin teholähteen silmukkavahvistuksen noin puoleen kytkentätaajuudesta. Kuvan 37 Boden diagrammista nähdään, että vahvistus matalilla taajuuksilla on noin 20 dB suurempi kuin aiemmissa malleissa.



Kuva 37. Analyttinen (jatkuva viiva) ja mitattu (neliöt) silmukkavahvistus

5.4 Tulosten vertailu

Teholähteen stabiiliuden ja suorituskyvyn kannalta tärkeimmät tulokset ovat silmukavahvistuksen rajataajuus ja vaihevara. Taulukossa 3 on listattu analyttisesti saadut arvot eri kuormilla. Rajataajuus ja vaihevara muuttuvat selvästi erilaisilla kuormilla, mikä oli pääteltävissä jo siirtofunktiosta. Usein riittävänä vaihevara pidetään yli 45 °, joten ehto täyttyy jokaisessa tutkitussa tapauksessa.

Taulukko 3. Rajataajuus ja vaihevara eri kuormilla.

Kondesaattori C	Rajataajuus	Vaihevara
0 F	8042 Hz	121 °
330 μ F	10650 Hz	84 °
47 mF	10581 Hz	84 °

6 Havainnot ja johtopäätökset

Työssä johdettiin piensignaali malli laskevalle katkojalle, jonka avulla voidaan tarkastella teholähteen suorituskykyä ja stabiiliutta. Piensignaali mallien johtaminen saattaa vaikuttaa työläältä menetelmältä, etenkin koska saatavilla on myös taajuustason tutkimiseen soveltuvia simulaattoreita, kuten Plexim PLECS. Analyyttisen käsittelyn avulla on kuitenkin helppo havaita komponenttien vaikutukset taajuustason käyttäytymiseen. Myös erovahvistimen komponenttien valinta, eli kompensoinnin suunnittelu, on luontevaa tehdä piensignaali mallin avulla.

Keskiarvovirtaohjausta käyttävän vakiovirtalähteen dynamiikka riippuu olennaisesti käytetystä kuormasta. Piensignaali mallinnusta käsittelevässä teholähdekirjallisuudessa tehoasteen mallit johdetaan usein käyttäen ideaalisia kuormia. Jännitelähteen kuormana on siis virtalähde ja vastaavasti virtalähteen kuormana jännitelähde. Käytännön sovelluksissa kuormana on harvoin ideaalista virta- tai jännitelähdettä. Kuorman muuttuessa rajataajuus ja vaihevara voivat muuttua oleellisesti, jonka seurauksena systeemistä voi tulla jopa epästabiili. Monesti teholähteiden kuormana on katkojia. Dynaamisessa mielessä niiden tuloimpedanssi näyttää negatiiviselta vastukselta. Piensignaali mallinnus soveltuu hyvin myös tämän tyyppisten tilanteiden tarkasteluun.

Pelkkiin piensignaali malleihin perustuvaa tuotesuunnittelua on vaikea perustella. Mallien luotettavuutta tulisi verrata joko mitattuihin tuloksiin tai tietokonepohjaisiin simulointituloksiin. Työn alkuvaiheessa tehoasteen piensignaali malli johdettiin ideaalista jännitelähdettä käyttäen. Heti ensimmäisessä prototyypimittauksessa huomattiin, ettei malli ole tarkka. Mallin mukaan tehoasteen kertaluku oli ensimmäistä astetta, mutta mittauksissa oli havaittavissa selvä resonanssi piikki. Teholähteiden kuormailmiötä käsittelevistä tutkimuksista selvisi, että kuormalla on huomattava vaikutus teholähteen toimintaan. Johtamalla piensignaali malli kuormaimpedanssin kanssa päädyttiin toimivaan tulokseen.

Olettamalla kuormaksi ideaalinen jännitelähde ohjaussuhteen ja kelavirran väliseksi siirtofunktioksi saatiin ensimmäisen kertaluvun systeemi (56), eli malli joka saatiin tekemällä yksinkertaistus ja sijoittamalla kuormaimpedanssiksi nolla suuren kondensaattorin tapauksessa. Tulos on ilmeinen, koska suuren kondensaattorin ja vastuksen rinnankytkentä näyttää dynaamisessa mielessä jännitelähteeltä. Käytännön tilanteessa vastaava dynamiikka saadaan aikaiseksi kytkemällä akku kuormaksi.

Keskiarvovirtaohjattujen teholähteiden tutkimus on aiemmin keskittynyt jännitelähteisiin. Näissä tutkimuksissa on pyritty kehittämään keskiarvovirtaohjauksesta malli, joka sisältää induktanssin virran suuritaajuisesta komponentista aiheutuvat dynaamiset vaikutukset [13,16,17]. Tässä työssä tehdyt havainnot vastaavat hyvin julkaisussa [17] esitettyjä tuloksia. Vakiovirtalähteiden dynamiikan tutkimus on ollut hyvin vähäistä. Kuorman vaikutusta virtalähteen dynamiikkaan on tarkasteltu julkaisuissa [18-20], joissa virtalähteen säätö on toteutettu VMC ja PCM/VMC –säätäjillä. Näissä vakiovirtalähteissä virran takaisinkytkentätietona on käytetty kuormavirtaa. Tutkimuksissa on havaittu, että silmukavahvistuksen rajataajuus voi siirtyä jopa dekadin verran kuorman vaikutuksesta. Tässä työssä osoittautui, ettei ACM –säädetyin vakiovirtalähteen rajataajuus riipu merkittävästi kuormasta, koska takaisinkytkentätietona käytetään induktanssin virtaa. Näin ollen on selvää että ACM –säädetty vakiovirtalähde ei ole yhtä herkkä kuorman vaikutukselle kuin PCM/VMC –säädetty vakiovirtalähde.

Työssä johdetun piensignaalin tulokset vastaavat hyvin prototyyppiinmittaustuloksia. Kappaleen 5.2 mittauksessa resonanssiin kohdalla oli pieni ero sekä vahvistuksessa että vaiheessa piensignaalin ja mittaustulosten välillä. Tehoasteen vaimennussuhteen yhtälöstä huomattiin piirissä olevin sarjaresistanssien kasvattavan vaimennussuhdetta, eli vaimentavan resonanssia. Mallin tarkkuutta voitaisiin vielä hieman parantaa ottamalla tehoasteen piensignaalin mukaan diodin D sarjaresistanssi. Diodin piensignaali-resistanssi voidaan määrittää graafisella linearisoinnilla datalehden virta-jännitekuvaajasta. Kuvaajasta etsitään toimintapiste ja resistanssi määrätään pisteen läheisyydessä ratkaisemalla $\Delta I/\Delta U$.

Lähdeluettelo

- [1] T. Suntio, 'Teholähteitä massoille,' Proessori, 2001. Nro. marraskuu, s. 56-59.
- [2] R. D. Middlebrook, S. Cuk, 'A General Unified Approach to Modelling Switching Converter Power Stages,' Int. J. Electron., Vol. 42, no. 6, 1997, s 521-550
- [3] J. Sun, D. M. Mitchell, M. F. Greuel, P. T. Krein, and R. M. Bass, 'Modeling of PWM converters in discontinuous mode – A reexamination,' in Proc. IEEE PESC'98, 1998, s. 615-622.
- [4] J. Sun, D. M. Mitchell, M. F. Greuel, and P. T. Krein, R. M. Bass, 'Average modeling of PWM converters in discontinuous modes,' IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 16, no. 4, July 2001, s. 482-492.
- [5] C. W. Deisch, 'Simple switching control method changes power converter into a current source,' in Proc. IEEE PESC'78, 1978, s. 300-304.
- [6] S-H. Hsu, A. Brown, L. Rensink, and R. D. Middlebrook, 'Modeling and analysis of switching DC-to-DC converters in constant-frequency current programmed mode,' in Proc. IEEE PESC'79, 1979, s. 248-301.
- [7] R. B. Ridley, 'A new continuous-time model for current-mode control,' IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 6, no. 2, April 1991, s. 271-280.
- [8] R. B. Ridley, 'A new, continuous-time model for current-mode control with constant frequency, constant on-time, and constant off-time, in DCM and CCM,' in Proc. IEEE PESC'90, 1990, s. 382-389.
- [9] J. Sun and B. Choi, 'Average modeling and switching instability prediction for peak-current control,' in Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf., 2005, s. 2764-2770.

- [10] T. Suntio, 'Unified derivation and analysis of duty-ratio constraints for peak-current-mode control in continuous and discontinuous modes,' in Proc. IEEE IECON'02, 2002, pp. 1398-1403.
- [11] L. H. Dixon, 'Average current mode control of switching power supplies,' in SEM 700, Unitrode Corporation, 1990, s. 5.1-5.14.
- [12] T. Suntio, M. Hankaniemi, 'Unified small-signal model for PCM control in CCM: unterminated modeling approach,' HAIT Journal of Science and Engineering B, Volume 2, Issues 3-4, pp. 452-475
- [13] T. Suntio, J. Lempinen, I. Gadoura, and K. Zenger, 'Dynamic effects of inductor current ripple in average current mode control,' in Proc. IEEE PESC'01, 2001, s. 1259-1264.
- [14] J. Sun, and R. M. Bass, 'Modeling and practical issues for average current control,' in Proc. IEEE APEC'99, 1999, s. 980-986.
- [15] Datalehti UC3886, Texas Instruments Incorporated. Saatavissa: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc3886.pdf>
- [16] P. Cook. 'Modeling average current mode control,' in Proc. IEEE APEC'00, 2000, s. 256-262.
- [17] C. Sun, B. Lehman, and J. Sun, 'Ripple effects on small signal models in average current mode control,' in Proc. IEEE APE'00, 2000, s. 818-823.
- [18] M. Hankaniemi and T. Suntio, 'Small-signal models for constant-current regulated converters,' in Proc. IEEE Industrial Electronics Annual Conf., 2006 s. 2037-2042.
- [19] M. Hankaniemi and T. Suntio, 'Analysis of the load interactions in constant-current-controlled buck converter,' in Proc. IEEE International Telecommunications Energy Conf., 2006, s.343-348

[20] Teuvo Suntio, 'Dynamic profile of switched-mode converter: modeling, analysis and control,' Wiley-VCH, Weinheim, Germany, 2009, s. 211-224, ISBN: 978-3-527-40708-8

LIITE 2

```
clear all;
s = tf('s');

Rl = 4;
Ud = 0.3;
Uin = 12;
Il = 1;
rds = 200e-3;
rl = 300e-3;
Uo = Il*Rl;
L = 100e-6;
D = (Il*(Rl+rl)+Ud)/(Uin+Ud-Il*rds);

Gcil = (Ud + Uin - Il*rds)/(s*L+D*rds+Rl+rl);

rc = 25e-3;
C = 330e-6;
Zx = (s*Rl*rc*C+Rl)/(s*C*(Rl+rc)+1);
Zc = rc+1/(s*C);
Z1 = (Rl*Zc)/(Rl+Zc);
Z2 = Zc/(Rl+Zc);
Z3 = Rl/(Rl+Zc);
Z4 = 1/(Rl+Zc);
Gcill1 = ((Ud + Uin - Il*rds)*(C*Rl*s + C*rc*s + 1))/((C*L*Rl +
C*L*rc)*s^2 + (L + C*Rl*rc + C*Rl*rl + C*rc*rl + C*D*Rl*rds +
C*D*rc*rds)*s + Rl + rl + D*rds);

rc = 25e-3;
C = 47e-3;
Zx = (s*Rl*rc*C+Rl)/(s*C*(Rl+rc)+1);
Zc = rc+1/(s*C);
Z1 = (Rl*Zc)/(Rl+Zc);
Z2 = Zc/(Rl+Zc);
Z3 = Rl/(Rl+Zc);
Z4 = 1/(Rl+Zc);
Gcil2 = ((Ud + Uin - Il*rds)*(C*Rl*s + C*rc*s + 1))/((C*L*Rl +
C*L*rc)*s^2 + (L + C*Rl*rc + C*Rl*rl + C*rc*rl + C*D*Rl*rds +
C*D*rc*rds)*s + Rl + rl + D*rds);

w = logspace((log10(2*pi*10)),(log10(2*pi*1e5)), 100);
f = w/(2*pi);
zeroline = f*0;

[num,den] = tfdata(Gcil,'v');
h = freqs(num,den,w);
mag = 20*log10(abs(h));
phase = (angle(h))*180/pi+180;

[num,den] = tfdata(Gcill1,'v');
h = freqs(num,den,w);
mag1 = 20*log10(abs(h));
phase1 = (angle(h))*180/pi+180;
```

```

[num,den] = tfdata(Gcil2,'v');
h = freqs(num,den,w);
mag2 = 20*log10(abs(h));
phase2 = (angle(h))*180/pi+180;

figure;
subplot(2,1,1);
semilogx(f,mag,'-k');
hold on;
semilogx(f,mag1,'--k');
semilogx(f,mag2,'-.k');
title('Siirtofunktio GcL','FontWeight','normal');
plot(f,zeroline,':k');
axis([10 1e5 -50 40]);
set(gca,'yTick',-40:20:20)
xlabel('Taajuus (Hz)')
ylabel('Vahvistus (dB)')

subplot(2,1,2);
semilogx(f,phase,'-k');
hold on;
semilogx(f,phase1,'--k');
semilogx(f,phase2,'-.k');
plot(f,zeroline,':k');
axis([10 1e5 -10 250]);
set(gca,'yTick',0:60:240)
xlabel('Taajuus (Hz)')
ylabel('Vaihe (°)')
hold off;

```