

Jussi Koppinen

Vaihtosuuntaajan tasajännitepuolen tuloadmittanssin mallintaminen

Sähkötekniikan korkeakoulu

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi
diplomi-insinöörin tutkintoa varten Espoossa 6.5.2013.

Työn valvoja:

Prof. Marko Hinkkanen

Työn ohjaaja:

Prof. Marko Hinkkanen

Tekijä: Jussi Koppinen		
Työn nimi: Vaihtosuuntaajan tasajännitepuolen tuloadmittanssin mallintaminen		
Päivämäärä: 6.5.2013	Kieli: Suomi	Sivumäärä:10+59
Sähkötekniikan laitos		
Professori: Tehoelektroniikka ja sähkökäytöt		Koodi: S-81
Valvoja: Prof. Marko Hinkkanen		
Ohjaaja: Prof. Marko Hinkkanen		
<p>Tässä työssä tutkitaan vaihtosuuntaajalla varustetun järjestelmän tasajännitepuolen ja vaihtojännitepuolen dynaamisia vuorovaikutuksia, jotta mahdolliset riskit epästabiilisuudesta tunnistettaisiin. Järjestelmä koostuu kolmesta pääosasta: vaihtosuuntaajalla varustetusta sähköpiiristä, pulssinleveysmodulaattorista ja säätäjistä. Sähköpiirin tasajännitepuolella on tasajännitelähde ja vaihtojännitepuolella symmetrinen kolmivaihekuorma. Vaihtosuuntaaja on kolmivaiheinen ja kaksitasoinen, ja se on varustettu tasajännitepuolen LC-suodattimella. Järjestelmää ohjataan teho-ohjeiden perusteella. Ohjaus perustuu jänniteorientoituun vektorisäätöön, jossa on virtasäätäjä. Säätimeen lisätään myös aktiivinen vaimennus ja ristikytkentätermin poisto. Järjestelmä mallinnetaan piensignaalin menetelmällä tasajännitepuolelta tarkasteltuna. Mallinnuksessa otetaan huomioon sekä näytteenotosta että diskretoinnista johtuvat viiveet. Malli muodostetaan avoimesti ohjattulle, jänniteohjattulle ja virtäsäädetylle järjestelmälle. Piensignaalin mallille muodostetaan stabiilisuustarkastelu, jonka tuloksia verrataan aikatazon simulaatioihin. Muutaman esimerkin avulla näytetään, kuinka hyvin piensignaalin malli ennustaa järjestelmän stabiilisuuden. Työssä myös kehitetään stabilointiohjain välipiirin resonanssin vaimentamiseksi. Stabilointiohjaimen suorituskykyä testataan simuloimalla. Simulointitulosten perusteella piensignaalin malli ennustaa hyvin järjestelmän stabiilisuuden. Stabilointiohjain voi stabiloida luonnostaan epästabiilit systeemit, ja sen suorituskyky on hyvä askelkokeen perusteella.</p>		
Avainsanat: vaihtosuuntaaja, LC-suodatin, piensignaalin malli, tuloadmittanssi, viive, stabilointiohjain		

Author: Jussi Koppinen		
Title: Modelling the DC-side input admittance for three phase inverter systems		
Date: 6.5.2013	Language: Finnish	Number of pages:10+59
Department of electrical engineering		
Professorship: Power electronics and electrical drives		Code: S-81
Supervisor: Prof. Marko Hinkkanen		
Advisor: Prof. Marko Hinkkanen		
<p>This thesis studies dynamic interactions between DC- and AC-sides of an inverter system in order to reveal possible risks of instability. The system consists of three main parts: an electric circuit with an inverter, a pulsewidth modulator, and a controller. The DC-side of the inverter is connected to a DC-voltage source and the AC-side is connected to a three-phase load. This thesis examines a two-level three-phase inverter with an LC-filter on the DC-side. The system is controlled via a power-reference signal. A current control of the system is accomplished using voltage-oriented vector control. Furthermore, the current controller is augmented with active damping and cross-coupling cancellation. The system is modelled using a small-signal method from a viewpoint of the DC-side. Time delays due to pre-calculation and discretization are taken into account in modelling the system. A small-signal model is created for an open-loop controlled, a voltage-controlled, and a current-controlled system. Stability analysis are performed for the small-signal model. Results of the stability analysis are compared with time-domain simulations. Few examples show how well the small-signal model predicts the stability of the system. A stabilization controller is also developed in this thesis. A performance of the stabilization controller is tested with simulations as well. According to the simulation results, the small-signal model predicts well the stability of the system. Moreover, the stabilization controller can stabilize a naturally unstable system, and performs well in a step-response test.</p>		
Keywords: inverter, LC-filter, small-signal model, input admittance, delay, stabilization controller		

Esipuhe

Tämä diplomityö on tehty Aalto-yliopiston sähkötekniikan korkeakoulussa sähkökäyttöjen tutkimusryhmässä. Diplomityö on osa ABB Oy:n rahoittamaa tutkimusprojektia.

Työn valvojana ja ohjaajana toimi professori Marko Hinkkanen, jota haluan kiittää asiantuntevasta ohjauksesta, hyödyllisistä korjausehdotuksista ja tieteellistä kirjoittamista koskevista neuvoista. Kiitokset kuuluvat myös Seppo Saarakkalalle, Jarno Kukkolalle, Matti Liukkoselle ja Qu Zengcaille, jotka antoivat hyviä neuvoja ja ehdotuksia. Lisäksi haluan kiittää koko sähkökäyttöjen tutkimusryhmää mukavasta työilmapiiristä.

Haluan myös kiittää ystäviäni ja perhettäni. Erityiskiitos kuuluu vaimolleni Minna Granölle, joka tarjosi henkistä tukea ja kannustusta diplomityön aikana.

Otaniemi, 6.5.2013

Jussi Koppinen

Sisältö

Tiivistelmä	ii
Tiivistelmä (englanniksi)	iii
Esipuhe	iv
Sisällysluettelo	v
Termit ja symbolit	vii
1 Johdanto	1
2 Vaihtosuuntaajan mallinnus	4
2.1 Avaruusvektori	4
2.1.1 Staattorikoordinaatisto	4
2.1.2 Tahtikoordinaatisto	5
2.2 Vaihtosuuntaaja	6
2.3 Rakenne	6
2.4 Toimintaperiaate	6
2.5 Modulointi	8
2.5.1 Sinikolmiovertailu	8
2.5.2 Symmetrinen sinikolmiovertailu	9
2.5.3 Avaruusvektorimodulointi	10
2.6 Yhteenveto	10
3 Järjestelmän epälineaarinen malli	12
3.1 Järjestelmän valinta	12
3.2 Sähköpiirin mallinnus	12
3.2.1 Tilayhtälöt	13
3.2.2 Siirtofunktiot	14
3.3 Ohjaus	14
3.3.1 Avoin ohjaus	14
3.3.2 Jänniteohjaus	15
3.3.3 Virtasäätö	15
3.3.4 Jänniteorientoitu vektorisäätö	16
3.3.5 Suora tehonsäätö	18
3.4 Viive	18
3.4.1 Viiveen approksimointi	19
3.4.2 Kulmakompensointi	19
3.5 Yhteenveto	20
4 Järjestelmän linearisoitu malli	21
4.1 Piensignaalin menetelmä	21
4.1.1 Linearisointi	21
4.1.2 Stabiilisuusehto	22

4.2	Stabiilisuusanalyysi	23
4.2.1	Vakiotehokuorma	23
4.2.2	Avoin ohjaus	24
4.2.3	Jänniteohjattu	25
4.2.4	Virtasäädetty	26
4.3	Yhteenveto	27
5	Stabilointimenetelmiä	28
5.1	Tasajänniteväylän vaimennuskertoimen muokkaaminen	28
5.2	Perinteinen stabilointiohjain	28
5.3	Vaihtoehtoinen stabilointiohjain	29
5.3.1	Tuloadmittanssi	29
5.3.2	Stabilointiohjain	31
5.4	Yhteenveto	32
6	Tulokset: jänniteohjattu järjestelmä	34
6.1	Mallit	34
6.1.1	Aikataso	34
6.1.2	Piensignaali	35
6.2	Aikatason ja piensignaalin mallin vertailu	35
6.2.1	KytKentätaajuus 12 kHz	35
6.2.2	KytKentätaajuus 6 kHz	36
6.2.3	KytKentätaajuus 2 kHz	38
6.3	Parametrien vaikutus stabiilisuuteen	38
6.3.1	Resistanssi R_s	38
6.3.2	Kela L_s	41
6.3.3	Välipiirikondensaattori C_s	41
6.3.4	KytKentätaajuus f_{sw}	41
6.4	Yhteenveto	42
7	Tulokset: virtasäädetty järjestelmä	44
7.1	Mallit	44
7.1.1	Aikataso	44
7.1.2	Piensignaali	44
7.2	Aikatason ja piensignaalin mallin vertailu	45
7.2.1	KytKentätaajuus 12 kHz	45
7.2.2	KytKentätaajuus 6 kHz	46
7.2.3	KytKentätaajuus 2 kHz	47
7.3	Stabilointimenetelmien vertailu	49
7.3.1	Stabilointi	49
7.3.2	Askelkoe	51
7.4	Yhteenveto	51
8	Johtopäätökset	55
	Viitteet	57

Termit ja symbolit

Latinalaiset aakkoset

C_s	Välipiirikondensaattorin kapasitanssi
D	Viiveen siirtofunktio
d_a, d_b, d_c	Vaihekohtaiset pulssisuhteet perinteisellä sinikolmiovertailulla
d'_a, d'_b, d'_c	Vaihekohtaiset pulssisuhteet symmetrisellä sinikolmiovertailulla
d_{zero}	Pulssisuhteen nollakomponentti
e_a, e_b, e_c	Vastasähkömotorisen voiman vaihekohtaiset jännitteet
\hat{E}	Vastasähkömotorisen voiman huippuarvo
F_{LEAD}	Vaiheenjohtopiiri
G_{cl}	Siirtofunktio virtakomponentista $i_{ref,d}$ virtakomponenttiin i_d
H	Negatiivisen takaisinkytkennän siirtofunktio
i_a, i_b, i_c	Vaihekohtaiset vaihtojännitepuolen virrat suuntaajasta
i_s	Virta tasajännitelähteestä
i_{dc}	Tasajännitepuolen virta vaihtosuuntaajaan
j	Imaginääriyksikkö
K	Skaalauskerroin
k_p	Suhdesäätötermi
k_i	Integraalitermi
L	Vaihtojännitepuolen kelan induktanssi
L_s	Tasajännitepuolen kelan induktanssi
n	NSSC-ohjaimen suunnitteluparametri
M	Uusi stabilointiohjain
P	Vastasähkömotorisen voiman pätöteho
P_{ref}	Pätöteho-ohje
Q_{ref}	Loisteho-ohje
q_a, q_b, q_c	Vaihekohtaiset ohjaussignaalit
R	Vaihtojännitepuolen resistanssi
R_a	Aktiivinen vaimennus
R_s	Tasajännitepuolen resistanssi
s	Laplace-muuttuja
T_d	Näytteistyksestä ja sinikolmiovertailusta johtuva viive
T_s	Näytejakson pituus
T_{sw}	KytKentäjakson pituus
u_{dc}	Välipiirikondensaattorin jännite
u_s	Tasajännitelähde
u_a, u_b, u_c	Suuntaajan muodostamat vaihekohtaiset jännitteet
$u_{a,ref}, u_{b,ref}, u_{c,ref}$	Vaihekohtaiset jänniteohjesignaalit
u_T	Theveninin jännitelähde
u_{tri}	Kolmioaalto
\tilde{x}	Piensignaalin häiriö toimintapisteen ympärillä
x_α	Avaruusvektorimuodossa olevan muuttujan α -komponentti
x_β	Avaruusvektorimuodossa olevan muuttujan β -komponentti
x_d	Avaruusvektorimuodossa olevan muuttujan d-komponentti
x_q	Avaruusvektorimuodossa olevan muuttujan q-komponentti
x_0	Muuttujan arvo toimintapisteessä
Z_s	Theveninin jännitelähteen impedanssi

Latinalaiset aakkoset

Y	Suuntaajan tuloadmittanssi tasajännitepuolelta tarkasteltaessa
Y_a	Tuloadmittanssi avoimen ohjauksen tapauksessa
Y_d	Haluttu tuloadmittanssi
Y_{PWM}	Tuloadmittanssi jänniteohjatussa tapauksessa
Y_{cl}	Tuloadmittanssi virtasäädetyssä tapauksessa
Y_{NSSC}	Tuloadmittanssi käytettäessä NSSC-stabilointiohjainta
$Y_{u,\text{cl}}$	Siirtofunktio jännitteestä u_{dc} virtakomponenttiin i_d

Kreikkalaiset aakkoset

α	Staattorikoordinaatiston reaaliakseli
α_c	Virtasäädön kaistanleveys
β	Staattorikoordinaatiston imaginääriakseli
θ_1	Vastasähkömotorisen voiman avaruusvektorin kulma staattorikoordinaatistossa
θ_d	Kulma, jonka vasta-smv:n avaruusvektori pyörii ajassa T_d staattorikoordinaatistossa
π	Pii
ω_1	Vastasähkömotorisen voiman kulmataajuus
ω_{res}	LC-suodattimen ominaiskulmataajuus
ζ	Sähköpiirin vaimennuskerroin vakiotehokuorman tapauksessa
ζ_s	Tasajänniteväylän vaimennuskerroin

Operaattorit

$\frac{d}{dt}$	Derivaatta muuttujan t suhteen
----------------	----------------------------------

Avaruusvektorit ja matriisit

Staattorikoordinaatiston avaruusvektoreita merkitään yläindeksillä s ja tahtikoordinaatiston avaruusvektoreita ilman yläindeksiä.

\mathbf{d}	Pulssisuhde
\mathbf{d}_{ref}	Pulssisuhdeohje
\mathbf{D}	Viiveen siirtofunktio
\mathbf{e}	Vastasähkömotorinen voima
\mathbf{F}	PI-säätäjän siirtofunktio
\mathbf{G}_{cl}	Siirtofunktio virrasta \mathbf{i}_{ref} virtaan \mathbf{i}
\mathbf{i}	Vaihtojännitepuolen virta suuntaajasta
\mathbf{I}	Yksikkömatriisi
\mathbf{I}_{d}	Siirtofunktio pulssisuhteesta \mathbf{d} virtaan i_{dc}
\mathbf{J}	Reaaliarvoinen matriisi, joka vastaa kompleksitason lukua j
\mathbf{u}	Suuntaajan vaihtojännitepuolen jännite
\mathbf{u}_{ref}	Jänniteohje
\mathbf{u}'_{ref}	Jänniteohje, kun kulmakompensointi otettu huomioon
$\mathbf{u}_{\text{zero-}}^{\text{s}}$	Nollakomponentti, kun kaikki kytkentäsignaalit nolliä
$\mathbf{u}_{\text{zero+}}^{\text{s}}$	Nollakomponentti, kun kaikki kytkentäsignaalit ykkösiä
\mathbf{T}_{dq}	Parkin muunnos
$\mathbf{T}_{\alpha\beta}$	Parkin käänteismuunnos
\mathbf{T}_{32}	Clarcken muunnos
\mathbf{T}_{23}	Clarcken käänteismuunnos
$\tilde{\mathbf{x}}$	Piensignaalin häiriö toimintapisteen ympärillä
\mathbf{x}_0	Muuttujan arvo toimintapistessä
\mathbf{x}^{T}	Muuttujan transpoosi
\mathbf{Y}	Vaihtojännitepuolta kuvaava siirtofunktio
$\mathbf{Y}_{\text{u,cl}}$	Siirtofunktio jännitteestä u_{dc} virtaan \mathbf{i} virtasäädetyssä tapauksessa
$\mathbf{Y}_{\text{e,cl}}$	Siirtofunktio jännitteestä \mathbf{e} virtaan \mathbf{i} virtasäädetyssä tapauksessa

Lyhenteet

AC	Alternating current (vaihtovirta)
DC	Direct current (tasavirta)
DTC	Direct torque control (suora käämivuon ja vääntömomentin säätö)
LC	induktanssi-kapasitanssi
LCL	induktanssi-kapasitanssi-induktanssi
NSSC	Nonlinear system stabilizing controller (epälineaarisen järjestelmän stabilointiohjain)
IMC	Internal model control
PLL	Phase-locked loop (vaihelukittu silmukka)
PWM	Pulse-width modulation (pulssinleveysmodulaatio)
SVM	Space vector modulation (avaruusvektorimodulointi)
SVPWM	Space vector pulse-width modulation (symmetrinen sinikolmiovertailu)
UPS	Uninterruptible power supply (keskeytymätön tehonsyöttö)
Vasta-smv	Vastasähkömotorinen voima

1 Johdanto

Maailman energiakulutuksen ennustetaan lisääntyvän voimakkaasti vuoteen 2035 mennessä, välillä 0,7–1,4 % vuodessa [1]. Jotta pienin energiakulutuksen kasvu saavutettaisiin, energiaa tulisi käyttää säästävaisesti ja tehokkaasti. Samanaikaisesti ilmastonmuutoksen takia on syntynyt yhteinen maailmanlaajuinen tavoite päästä eroon fossiilisista energialähteistä. Tämä on luonut suuren tarpeen uusiutuville energian tuotantomuodoille, kuten aurinko-, tuuli-, bio- ja aaltoenergialle. Maailmalla investoidaankin valtavasti näiden energiamuotojen käyttöönnottoon. [2]

Yksi hyödyllisimmistä keinoista siirtää energiaa tehokkaasti ja säästävaisesti on sähköenergia. Tehoelektronisten muuttajien eli suuntaajien avulla sähkötehoa voi muuttaa yhdestä muodosta toiseen lähes häviöttömästi [3], minkä takia niillä on merkittävä rooli esimerkiksi uusiutuvien energialähteiden hyödyntämisessä [4], teollisuudessa käytettävissä sovelluksissa ja sähköajoneuvoissa. Tämä on johtanut siihen, että suuntaajien määrä on kasvamaan päin monissa sähkövoimajärjestelmissä.

Suuntaajia on pääasiassa neljä eri tyyppiä: tasasuuntaaja (AC–DC), tasasähkökatkoja (DC–DC), vaihtosuuntaaja (DC–AC) ja taajuusmuuttaja (AC–AC). Tasasuuntaaja muuttaa vaihtojännitteen tasajännitteeksi, tasasähkökatkoja tasajännitteen toiseksi tasajännitteeksi, vaihtosuuntaaja tasajännitteen vaihtojännitteeksi ja taajuusmuuttaja vaihtojännitteen toiseksi vaihtojännitteeksi.

Tässä työssä tutkitaan vaihtosuuntaajalla varustettua järjestelmää. Vaihtosuuntaajan tasajännitepuolella on tasajänniteväylä, joka koostuu tasajännitelähteestä, kelasta ja välipiirikondensaattorista. Kela ja välipiirikondensaattori muodostavat yhdessä LC-suodattimen, joka on luonteeltaan resonoiva piiri. Yleensä tasajännitelähteen jännite saadaan tasasuuntauksella, jolloin lopputuloksena on hieman sykkivä tasajännite [3]. Tässä työssä jännitelähde oletetaan kuitenkin ideaaliseksi eli sykkimistä ei oteta huomioon. Vaihtosuuntaajan vaihtojännitepuolella on symmetrinen kolmivaihekuorma, joka koostuu sarjaankytketystä vastuksesta, kelasta ja vastasähkömotorisesta voimasta (esimerkiksi vakionopeudella pyörivä induktio- tai tahtikone).

Mikäli käytettäisiin yhteistä tasajänniteväylää eri suuntaajille, järjestelmän toimintavarmuus paranisi ja joissakin tapauksissa haluttu tehotaso saavutettaisiin käytämällä rinnakkaisia suuntaajia. Muita etuja olisivat alhaisemmat kustannukset ja pienemmät tilavaatimukset. Työssä keskitytään kuitenkin vain yksittäisillä suuntaajilla varustettuihin järjestelmiin, joiden mallinnus voi auttaa merkittävästi analysoitaessa useiden suuntaajien järjestelmiä.

Järjestelmien tulisi toimia luotettavasti, ennustettavasti ja tarkasti. Varsinkin teollisuudelle se saattaa olla elinehto, mutta toki myös tavallisille kuluttajille järjestelmien toimivuuden merkitys on kasvanut. Paradoksaalisesti lähes häviöttömän luonteensa takia vaihtosuuntaajalla varustetulla järjestelmällä on haittapuolensa: se saattaa muuttua epästabiiliksi LC-suodattimessa tapahtuvan resonanssin ja heikosti vaimennetun tasajänniteväylän vuoksi [5–9]. Epästabiili resonanssi johtuu yleensä siitä, että tietyssä toimintapisteessä tietyllä taajuudella suuntaajan tuloadmittanssi on negatiivinen tasajännitepuolelta tarkasteltaessa. Negatiivinen tuloadmittanssi ilmenee esimerkiksi, kun järjestelmä pitää suuntaajan lähtöjännitteen ohjearvossa

tasajänniteväylän jännitteen vaihtelusta huolimatta. Toisin sanoen järjestelmä kompensoi ohjauksellansa täydellisesti tasajänniteväylän vaihtelut.

Välipiirikondensaattorin kapasitanssin tulisi olla suuri, jotta tasajänniteväylä olisi hyvin vaimentava. Lisäksi sen tulisi kestää korkeita virtapiikkejä. Yleensä välipiirikondensaattorina on käytetty elektrolyyttikondensaattoria, jonka kapasitanssi on suurempi vaihtoehtoiseen muovieristeiseen kondensaattoriin verrattuna. Valittavasti elektrolyyttikondensaattorit vanhenevat nopeasti ja ovat räjähdysalttiita vastakkaisten jännitepiikkien sattuessa. Lisäksi niiden kapasitanssi on voimakkaasti lämpötilariippuvainen. Edellä mainittujen syiden, parantuneiden ohjausjärjestelmien ja suurentuneen kapasitanssin ansiosta muovieristeisistä kondensaattoreista on tullut varteenotettava vaihtoehto. Muovieristeisten kondensaattorien käyttöä puoltaa myös niiden pitkä ikä, halpa hinta ja turvallisuus. [10]

Monissa sovelluksissa vaihto elektrolyyttikondensaattoreista muovieristeisiin kondensaattoreihin aiheuttaa pienemmän välipiirin kapasitanssin, koska kondensaattoripaketin tilavuutta ei voida kasvattaa tilavuus- ja painorajoitusten takia. Toisaalta induktanssia ei voida pienentää yliaaltojen suodatuksen takia ja resistanssia kasvattaa tehohäviöiden vuoksi. Tämä johtaa tasajänniteväylän vaimennuksen pienenemiseen, jolloin järjestelmällä on suurempi riski muuttua epästabiiliksi. Järjestelmä täytyykin mallintaa, jotta mahdolliset riskit huomattaisiin etukäteen. Toisaalta mallinnusta voidaan hyödyntää stabilointiohjainten kehittämisessä.

Tässä työssä malli johdetaan avoimesti ohjatulle, jänniteohjatulle ja virtasäädetylle järjestelmälle. Pää tavoitteena on tarkastella tasajännitepuolen ja vaihtojännitepuolen dynaamisia vuorovaikutuksia. Tarkastelu toteutetaan tasajännitepuolelta katsottuna. Tavoitteena on myös kehittää samankaltainen stabilointiohjain järjestelmälle kuin on esitetty lähteessä [7] induktiomoottorikäytölle.

Tutkittava järjestelmä on epälineaarinen, jolloin dynaamisen vuorovaikutuksen tarkastelu on usein vaikea prosessi ja vaatii numeerisia menetelmiä. Tämän takia mallinnus toteutetaan linearisoimalla tutkittava järjestelmä niin sanotulla piensignaalin menetelmällä, jolloin voidaan hyödyntää lineaarisille aikainvarianteille (linear time-invariant, LTI) järjestelmille kehitettyjä menetelmiä, kuten siirtofunktioiden napojen tarkastelua kompleksitasossa tai Nyquistin stabiilisuuskriteeriä.

Piensignaalin malleja on käytetty laajasti suuntaajien tarkastelussa. Monet näistä eivät ota huomioon tuloadmittanssin dynamiikkaa vaan olettavat suuntaajan vakio-
tehokuormaksi. Esimerkiksi aikaviive, joka muuttaa vaihetta, on usein jätetty huomiotta kirjallisuudessa. Malleissa, joissa viive on otettu huomioon, oletetaan vaihtojännitepuoli tehohäviöttömäksi [9, 11]. On myös piensignaalin malleja, joissa tuloadmittanssin dynamiikkaa tarkastellaan, mutta ei ole huomioitu tasajänniteväylän LC-suodattimen resonanssia [12].

Tässä työssä on tarkoitus ottaa huomioon sekä näytteenotosta ja diskretoinnista johtuvat viiveet että LC-suodattimen resonanssi, ja näiden perusteella muodostaa järjestelmän piensignaalin malli ja stabiilisuustarkastelu. Tuloadmittanssin muodostamisessa ei tehdä oletusta häviöttömästä vaihtojännitepuolesta vaan ainoastaan suuntaaja oletetaan häviöttömäksi. Järjestelmän stabiilisuustarkastelussa käytetään Nyquistin stabiilisuuskriteeriä. Tuloksia verrataan tietokoneella tehtyihin aikatazon simulaatioihin. Muutaman esimerkin avulla näytetään, kuinka hyvin piensignaali-

malli ennustaa järjestelmän stabiilisuuden. Tällaista tarkempaa tarkastelua ei ole aikaisemmin tehty viiveellisille vaihtosuuntaajalla varustetuille järjestelmille.

Tässä työssä muodostetaan vaihtosuuntaajalla varustetun järjestelmän piensignaalinmalli. Luvussa 2 esitetään avaruusvektori, joka on hyödyllinen analysoitaessa vaihtosuuntaajan vaihtojännitepuolta. Tutustutaan LC-suodattimella varustetun kolmivaiheisen kaksitasoisen vaihtosuuntaajan rakenteeseen ja toimintaperiaatteen. Lisäksi käydään läpi erilaisia modulointitapoja. Luvussa 3 mallinnetaan työssä tutkittava järjestelmä, ja perehdytään järjestelmän ohjaukseen. Luvussa 4 linearisoidaan tutkittava järjestelmä, ratkaistaan järjestelmän stabiilisuusehto, ja keskitytään järjestelmän stabiilisuuteen eri tapauksissa. Luvussa 5 käydään läpi erilaisia stabilointimenetelmiä, ja kehitetään stabilointiohjain, joka ottaa huomioon vaihtojännitepuolen dynamiikan. Luvussa 6 käydään läpi jänniteohjatun järjestelmän simulointimallit. Muutaman esimerkin avulla näytetään, kuinka hyvin piensignaalinmalli ennustaa järjestelmän stabiilisuuden. Lisäksi tutkitaan järjestelmän herkkyyttä parametrivaiheluille. Luvussa 7 puolestaan käydään läpi virtasäädetyin järjestelmän simulointimallit, ja muutaman esimerkin avulla näytetään, kuinka hyvin piensignaalinmalli ennustaa järjestelmän stabiilisuuden. Myös vertaillaan työssä esiintyviä stabilointiohjaimia. Luvussa 8 esitetään yhteenveto, jossa pohditaan ja analysoidaan työn tuloksia, ja niiden pohjalta muodostetaan johtopäätökset ja jatkotutkimuskysymykset.

2 Vaihtosuuntaajan mallinnus

Tässä luvussa esitellään aluksi avaruusvektori, joka on hyödyllinen analysoitaessa vaihtosuuntaajan vaihtojännitepuolta. Tämän jälkeen kerrotaan lyhyesti, mikä vaihtosuuntaaja on. Sitten perehdytään työssä käytettävän vaihtosuuntaajan rakenteeseen. Luvun lopuksi selostetaan vaihtosuuntaajan toimintaperiaate, ja käydään läpi erilaisia modulointitapoja.

2.1 Avaruusvektori

Kovács ja Rácz kehittivät avaruusvektorin lopulliseen muotoonsa jo 1950-luvun lopulla [13]. He näyttivät, kuinka kolmivaiheinen järjestelmä voidaan mallintaa kaksiakselisena komponenttiesityksenä. Muita myötävaikuttajia avaruusvektorin aikaansaamisessa olivat Kron ja Park. Seuraavaksi määritellään kompleksiarvoinen avaruusvektori staattorikoordinaatistossa, minkä jälkeen se esitetään myös reaaliarvoisena pystyvektorina. Lopuksi avaruusvektori muunnetaan tahtikoordinaatistoon.

2.1.1 Staattorikoordinaatisto

Kolmivaiheisen systeemin voi mallintaa avaruusvektoreilla. Rajoituksena on, että mahdollinen nollakomponentti ei vaikuta avaruusvektoriin vaan on otettava huomioon erikseen. Esimerkiksi mielivaltaisesti ajan mukana muuttuvien jännitteiden $u_a(t)$, $u_b(t)$ ja $u_c(t)$ avaruusvektori staattorikoordinaatistossa määritellään seuraavasti

$$\underline{u}^s(t) = u_\alpha(t) + ju_\beta(t) = \frac{2}{3}K[u_\alpha(t) + e^{j2\pi/3}u_b(t) + e^{j4\pi/3}u_c(t)], \quad (1)$$

missä $\underline{u}^s(t)$ on avaruusvektori, K skaalauskerroin, ja $u_\alpha(t)$ ja $u_\beta(t)$ ovat avaruusvektorin reaali- ja imaginaari- osat kompleksitasossa [13]. Kuva 1 havainnollistaa jännitteen avaruusvektorin muodostamista.

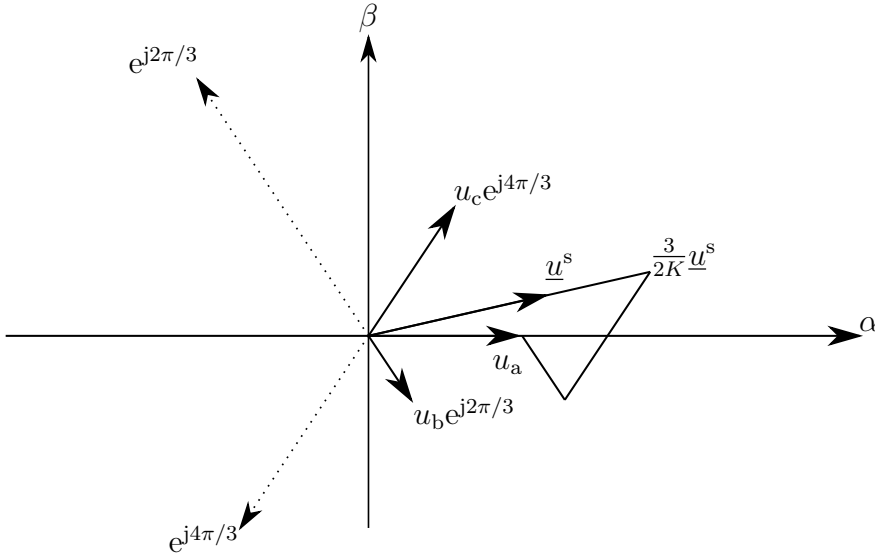
Jännitteen avaruusvektorin voi ilmaista myös reaaliarvoisena pystyvektorina

$$\mathbf{u}^s = \begin{bmatrix} u_\alpha(t) \\ u_\beta(t) \end{bmatrix} = K \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_{32}} \begin{bmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

missä \mathbf{T}_{32} on niin sanottu Clarcken muunnos. Nollakomponentin ollessa nolla muunnos takaisin vaihejännitteiksi tapahtuu yhtälöllä

$$\begin{bmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{K} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_{23}} \begin{bmatrix} u_\alpha(t) \\ u_\beta(t) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

missä \mathbf{T}_{23} on Clarcken käänteismuunnos.



Kuva 1: Avaruusvektorin konstruoiminen.

Riippuen K :n arvosta avaruusvektorin voi skaalata joko huippuarvolla ($K = 1$), tehollisarvolla ($K = 1/\sqrt{2}$) tai tehoinvarianttisesti ($K = \sqrt{3}/2$). Tässä työssä käytetään arvoa $K = \sqrt{3}/2$, jolloin pätötehon lauseke on

$$P = (\mathbf{u}^s)^T \mathbf{i}^s, \quad (4)$$

missä \mathbf{i}^s on virran avaruusvektori [13].

2.1.2 Tahtikoordinaatisto

Järjestelmien analysointi on hankalaa, mikäli muuttujien arvo vaihtelee jatkuvassa tilassa. Siirtymällä paikallaan pysyvistä koordinaatistosta pyörivään eli tahtikoordinaatistoon muuttujista tulee tasasuureita pysyvässä tilassa. Reaaliarvoisille vektoreille kyseisen muunnoksen voi tehdä seuraavasti [13]:

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos\theta_1 & \sin\theta_1 \\ -\sin\theta_1 & \cos\theta_1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_{dq}} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}, \quad (5)$$

missä \mathbf{u} on jänniteavaruusvektori tahtikoordinaatistossa, ja u_d ja u_q ovat sen komponentit. Matriisia \mathbf{T}_{dq} kutsutaan Parkin muunnokseksi. Kulma θ_1 saadaan integroimalla kulmataajuutta ω_1 ajan suhteen:

$$\theta_1 = \int \omega_1 dt. \quad (6)$$

Muunnos takaisin staattorikoordinaatistoon saadaan lausekkeella [13]

$$\mathbf{u}^s = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos\theta_1 & -\sin\theta_1 \\ \sin\theta_1 & \cos\theta_1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_{\alpha\beta}} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}. \quad (7)$$

2.2 Vaihtosuuntaaja

Vaihtosuuntaaja on tehoelektronikkalaite, joka muuttaa tasajännitteen halutun taajuiseksi ja suuruiseksi vaihtojännitteeksi tai vaihtojännitteen tasajännitteeksi riippuen tarkastelusuunnasta. Sitä käytetään hyvän tehohyötysuhteensa takia, ja sen takia että niillä pystyy siirtämään tehoa molempiin suuntiin [3].

Kolmivaiheisia vaihtosuuntaajia käytetään muun muassa nopeussäätöisissä käytöissä, kuten sähköisissä ajoneuvoissa ja teollisuudessa käytettävissä koneissa. Muita sovelluksia ovat esimerkiksi aurinkopaneelit ja tuulivoimalat. On visioitu, että tulevaisuudessa pienjänniteverkot muuttuisivat tasajännitteisiksi, mikä lisää vaihtosuuntaajien kysyntää. Vaihtosuuntaajilla varustettujen järjestelmien markkinat ovat valtavat tällä hetkellä ja todennäköisesti kasvavat tulevaisuudessa. Tämän takia niiden tutkimiseen panostetaan runsaasti.

2.3 Rakenne

Tässä työssä käytetään LC-välipiirillä varustettua kolmivaiheista kaksitasoista vaihtosuuntaajaa, jonka sijaiskytkentä on esitetty kuvassa 2. Se koostuu tasajänniteväylän suodattimesta ja vaihtosuuntaussillasta. Suodatin on muodostettu välipiirikondensaattorista C_s ja kelasta L_s . Välipiirikondensaattori toimii suuntaajan energia-varastona ja täten tasoittaa mahdollisia tasajänniteväylän jännitevaihteluita. Kelaa tarvitaan yliaaltojen vaimentamiseksi. LC-suodatin on luonteeltaan resonoiva piiri, jonka ominaiskulmataajuus on

$$\omega_{\text{res}} = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}, \quad (8)$$

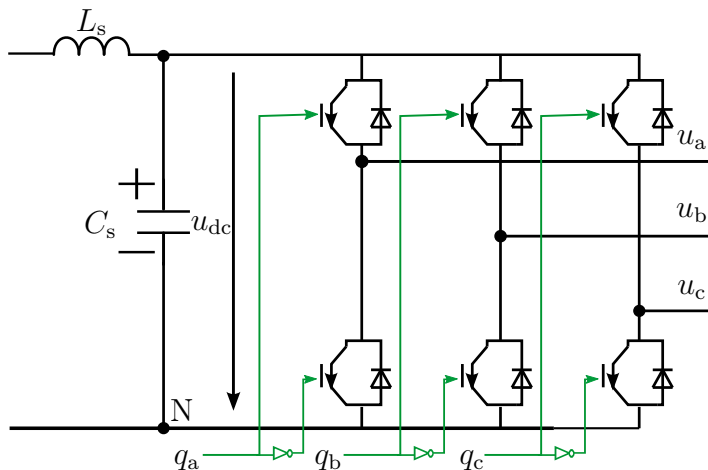
missä ω_{res} on ominaiskulmataajuus.

Vaihtosuuntaussillassa on kolme haaraa, joista kukin tuottaa yhden jännitteen. Jokaisessa haarassa on kaksi aktiivikytkintä, jotka on muodostettu vastarinnan kytketystä transistorista (yleensä IGBT) ja diodista, mikä mahdollistaa tehon siirron molempiin suuntiin. Toinen kytkimistä on liitetty välipiirikondensaattorin positiiviseen kiskoon ja toinen negatiiviseen kiskoon. Ainoastaan toinen haaran kytkimistä voi olla päällä, koska muutoin syntyisi oikosulku. Vaihtosuuntaajan hyvä tehohyötysuhde selittyy sillä, että kytkimen ollessa johtamattomassa tilassa tehohäviöt ovat nolla ja kytkimen johtaessa häviöt ovat melko pienet. Hieman ylimääräisiä häviöitä syntyy tilojen muutoksen eli kommutoinnin aikana. [3]

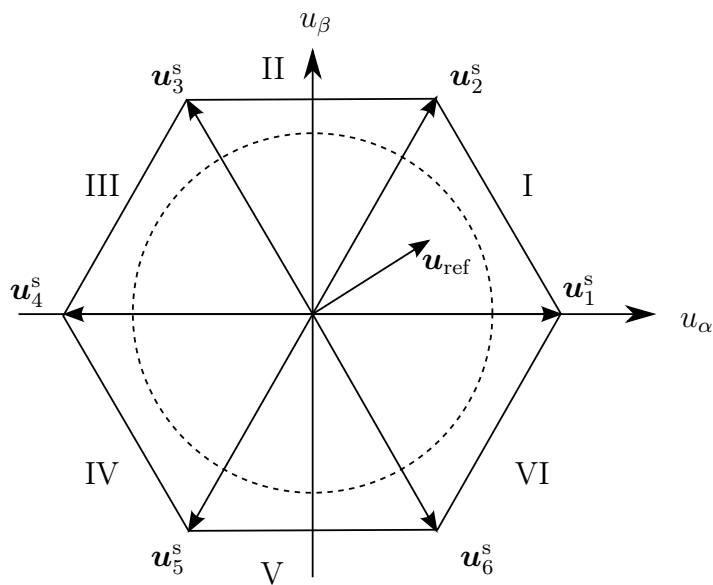
2.4 Toimintaperiaate

Vaihtosuuntaajan toiminta perustuu kytkinten nopeaan toimintaan. Sähköpiirin transistoreita ohjataan suurella kytkentätaajuudella (yleensä 2–16 kHz) kytkentäsignaaleilla q_a , q_b ja q_c niin, että saadaan haluttu kolmivaiheisen jännitteen perusaalto. Suuntaajan vaihejännitteet lasketaan välipiirikondensaattorin keskipisteen suhteen. Esimerkiksi kytkentätilan ollessa $(q_a, q_b, q_c) = (1, 0, 0)$ saadaan suuntaajan vaihejännitteiksi

$$u_a = \frac{u_{\text{dc}}}{2}, \quad u_b = u_c = -\frac{u_{\text{dc}}}{2},$$



Kuva 2: Kaksitasoisen kolmivaiheisen vaihtosuuntaajan topologia.



Kuva 3: Avaruusvektordiagrammi.

missä u_{dc} on välipiirin jännite, ja u_a , u_b ja u_c ovat vaihtosuuntaajan vaihejännitteet. Muuttamalla vaihtosuuntaajan vaihejännitteiden vaihtoehdot avaruusvektorimuotoon, saadaan niiden komponenteille seuraavat arvot staattorikoordinaatistossa:

$$u_\alpha = \left\{ 0, \pm \frac{u_{dc}}{\sqrt{6}}, \pm \sqrt{\frac{2}{3}} u_{dc} \right\},$$

$$u_\beta = \left\{ 0, \pm \frac{u_{dc}}{\sqrt{2}} \right\}.$$

Vaihtoehtoja on yhteensä kahdeksan: kaksi nollavektoria (\mathbf{u}_{zero-}^s ja \mathbf{u}_{zero+}^s) ja kuusi nollasta poikkeavaa vektoria ($\mathbf{u}_1^s - \mathbf{u}_6^s$). Nollavektorit saadaan, kun kaikki kytkentäsignaalit ovat joko ykkösiä (1,1,1) tai nollia (0,0,0). Nollasta poikkeavat vektorit on

esitetty kuvan 3 avaruusvektoridiagrammissa, ja niiden kaikkien itseisarvo on

$$|\mathbf{u}^s| = \sqrt{\frac{2}{3}}u_{dc}.$$

2.5 Modulointi

Transistorien kytkentäsignaalit syntyvät pulssinleveysmodulaattorissa, jonka sisään-tuloina on yleensä kolmivaihejännitteen ohjearvo ja mitattu välipiirijännite. Tieto välipiirijännitteen tilasta tarvitaan, jotta suuntaaja osaa muodostaa halutun jännitteen välipiirijännitteen vaihteluista huolimatta. Modulointiin on olemassa useita eri tapoja, mutta yleisimmät niistä on kantoaaltoon perustuva sinikolmiovertailu (pulse-width modulation, PWM), symmetrinen sinikolmiovertailu (space vector pulse-width modulation, SVPWM) ja avaruusvektorimodulointi (space vector modulation, SVM). [14]

2.5.1 Sinikolmiovertailu

Perinteisessä sinikolmiovertailussa on kolme sinimuotoista ja halutun taajuista jänniteohjesignaalia ($u_{a,ref}, u_{b,ref}, u_{c,ref}$), joiden vaihe-ero on 120 astetta. Niitä verrataan kolmioaaltoon u_{tri} , jonka taajuus on sama kuin kytkentätaajuus ja jonka amplitudi on reducedu ykköseen. Mikäli jänniteohjesignaali on suurempi kuin kolmioaalto, modulaattorin kyseisen vaiheen lähtö on 1, jolloin vaihejännite on positiivisessa potentiaalissa. Muussa tapauksessa lähtö on 0, jolloin vaihejännite on negatiivisessa potentiaalissa. Vaihtojännitepuolelle muodostuu pulssimainen jännite, jonka perusaalto on sinimuotoinen. Perusaallon taajuus on sama kuin jänniteohjeen. [14]

Analyysin kannalta on helpompi käyttää kytkentäjakson T_{sw} suhteen keskiarvoistettuja suureita, jota pulssisuhteet kuvaavat. Sinikolmiovertailun tapauksessa vaiheiden pulssisuhteet lasketaan yhtälöillä

$$d_a(t) = \frac{1}{2} + \frac{u_{a,ref}(t)}{u_{dc}(t)}, \quad (9a)$$

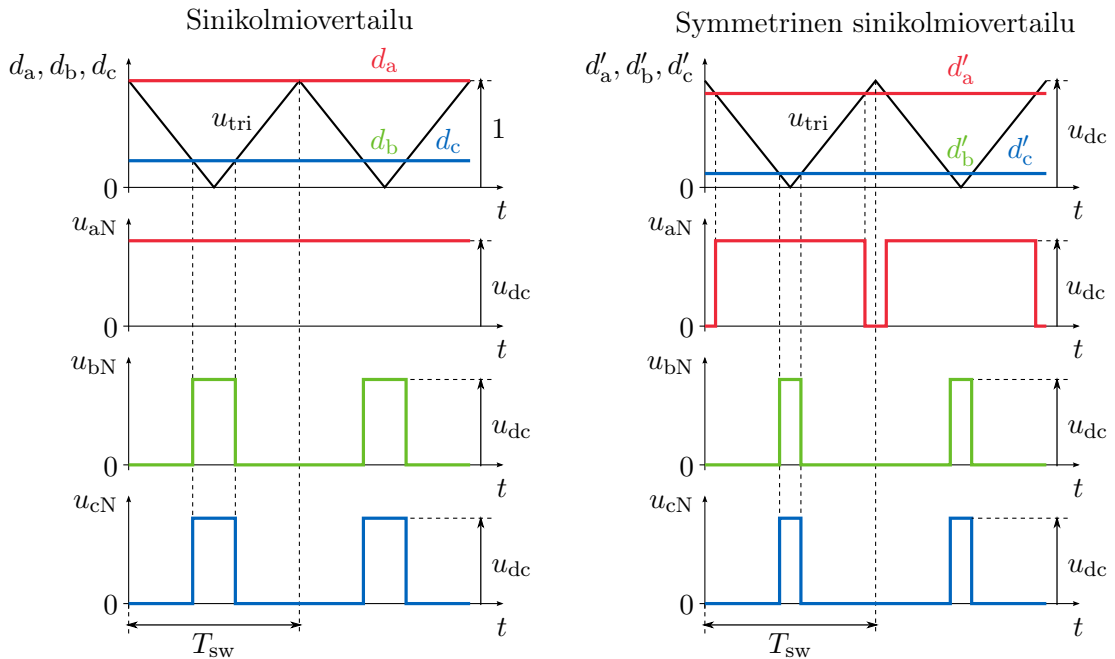
$$d_b(t) = \frac{1}{2} + \frac{u_{b,ref}(t)}{u_{dc}(t)}, \quad (9b)$$

$$d_c(t) = \frac{1}{2} + \frac{u_{c,ref}(t)}{u_{dc}(t)}, \quad (9c)$$

missä d_a, d_b, d_c ovat kunkin vaiheen pulssisuhteet. Pulssisuhteilla ilmaistuna jännitevektori on

$$\mathbf{u}^s(t) = \begin{bmatrix} u_\alpha(t) \\ u_\beta(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}}u_{dc}(t) \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a(t) \\ d_b(t) \\ d_c(t) \end{bmatrix} = u_{dc}(t)\mathbf{d}^s(t), \quad (10)$$

missä \mathbf{d}^s on pulssisuhteiden avaruusvektori.



Kuva 4: Vaihejännitteet pisteeseen N nähden sinikolmiovertailulla ja symmetrisellä sinikolmiovertailulla.

Keskiarvoisia muuttujia on käytetty tasa- ja vaihtosuuntaajia analysoitaessa jo 1970-luvulta lähtien [15], ja ne on monessa tapauksessa todettu riittäväksi approksimaatioksi kytkentätaajuuden ollessa tarpeeksi suuri. Tällöin ohjaussignaalien voidaan ajatella olevan vakio kytkentäjakson sisällä. Toisin sanoen kytkentäjakson pituuden täytyy olla pieni verrattuna muihin järjestelmän aikavakioihin.

2.5.2 Symmetrinen sinikolmiovertailu

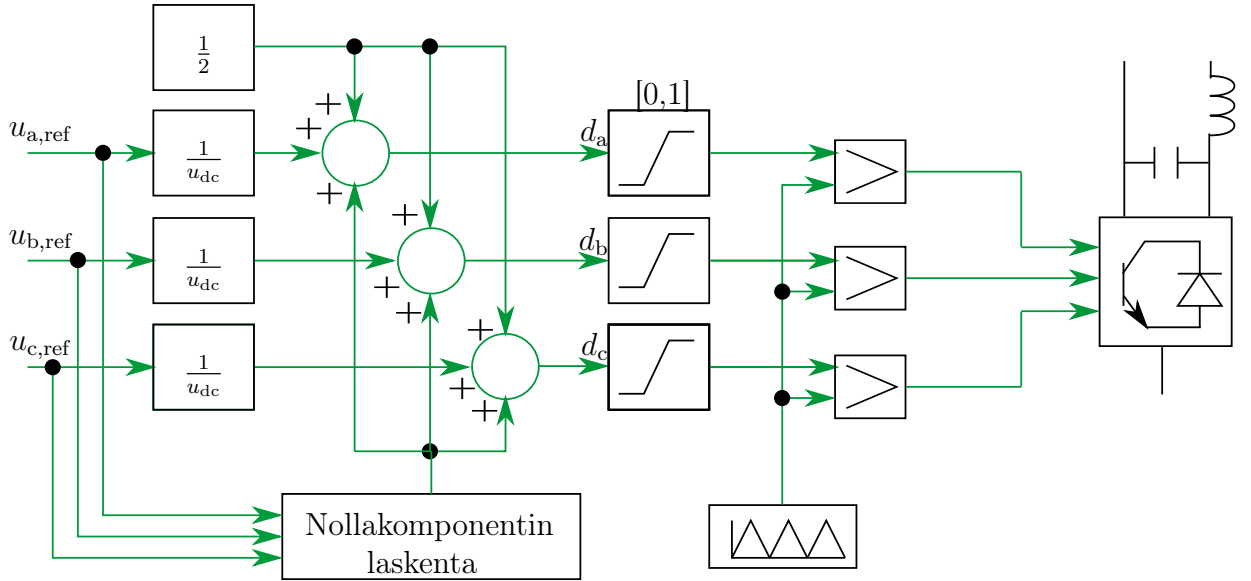
Perinteisen sinikolmiovertailun haittapuoli on se, että vaihejännitteiden amplitudi on suurimmillaan $u_{dc}/2$, jolloin pääjännitteen maksimiarvo on $\sqrt{3}u_{dc}/2 = 0.87u_{dc}$. Kuvassa 3 tämä tarkoittaa avaruusvektorin rajoittumista katkoviivalla esitetyn ympyrään sisään. Toisin sanoen tavallinen sinikolmiovertailu ei hyödynnä täysin välipiirin jännitettä. Tämän ylipääsemiseksi voidaan lisätä jänniteohjeisiin nollakomponenttia, mikä ei muuta kuitenkaan jännitevektoria. Yksi tavallisimmista tavoista on lisätä 25 % kolmatta yliaaltoa. Tällöinkään ei hyödynnetä täysin välipiirijännitteen mahdollisuuksia. [14]

Nykyään digitaalisen teknologian avulla voidaan hyödyntää koko välipiirin jännite [14]. Idea on siinä, että jokaiseen jänniteohjeeseen lisätään nollakomponentti d_{zero} niin, että uudet pulssisuhteet täyttävät ehdon

$$\max(d'_a, d'_b, d'_c) + \min(d'_a, d'_b, d'_c) = 1, \quad (11)$$

missä d'_a, d'_b, d'_c ovat uudet pulssisuhteet. Tällöin nollakomponentti on muotoa

$$d_{zero} = \frac{1 - \max(d_a, d_b, d_c) - \min(d_a, d_b, d_c)}{2}, \quad (12)$$



Kuva 5: Ohjaussignaalien muodostuminen symmetrisellä sinikolmiovertailulla.

ja uudet pulssisuhteet ovat

$$d'_a(t) = d_a(t) + d_{\text{zero}}(t), \quad (13a)$$

$$d'_b(t) = d_b(t) + d_{\text{zero}}(t), \quad (13b)$$

$$d'_c(t) = d_c(t) + d_{\text{zero}}(t). \quad (13c)$$

Kuvassa 4 on havainnollistettu sitä, miten pulssisuhteet muuttuvat muodostettaessa symmetrinen sinikolmiovertailu, ja kuva 5 esittää symmetrisen sinikolmiovertailun toimintaperiaatteen lohkokaaavana.

2.5.3 Avaruusvektorimodulointi

Avaruusvektorimoduloinnilla saavutetaan sama lopputulos kuin symmetrisellä sinikolmiovertailulla. Siinä on vain yksi jänniteohjesignaali, joka on avaruusvektorimuodossa. Haluttu vektori saadaan keskiarvoisesti aikaiseksi kytkemällä kahta lähintä vektoria ja kumpaakin nollavektoria kytkentäjakson aikana [14]. Esimerkiksi kuvan 3 sektorissa I oleva vektori $\mathbf{u}_{\text{ref}}^s$ muodostuu vektoreista $\mathbf{u}_{\text{zero-}}^s$, \mathbf{u}_1^s , \mathbf{u}_2^s , ja $\mathbf{u}_{\text{zero+}}^s$:

$$\mathbf{u}_{\text{ref}}^s(t) = \frac{d_{\text{zero}}(t)}{2} \mathbf{u}_{\text{zero-}}^s + d_1(t) \mathbf{u}_1^s + d_2(t) \mathbf{u}_2^s + \frac{d_{\text{zero}}(t)}{2} \mathbf{u}_{\text{zero+}}^s, \quad (14)$$

missä d_1 on jännitevektorin \mathbf{u}_1^s pulssisuhte, d_2 jännitevektorin \mathbf{u}_2^s ja d_{zero} nollakomponenttien $\mathbf{u}_{\text{zero-}}^s$ ja $\mathbf{u}_{\text{zero+}}^s$. [14]

2.6 Yhteenveto

Tämän luvun alussa mallinnettiin avaruusvektori sekä staattorikoordinaatistossa että tahtikoordinaatistossa. Kerrottiin lyhyesti, mikä vaihtosuuntaaja on. Lisäksi an-

nettiin muutamia vastauksia siihen, miksi vaihtosuuntaajan analysoiminen on tärkeää. Tämän jälkeen perehdyttiin työssä tutkittavan vaihtosuuntaajan rakenteeseen, joka koostuu LC-välipiiristä ja vaihtosuuntaussillasta. Lopuksi tehtiin katsaus eri modulointimenetelmiin.

3 Järjestelmän epälineaarinen malli

Luvussa esitellään ja mallinnetaan työssä tutkittava järjestelmä. Aluksi perustellaan, miksi työssä valittiin kyseinen järjestelmä. Tämän jälkeen mallinnetaan järjestelmän sähköpiiri. Luvun lopuksi perehdytään järjestelmän ohjaukseen.

3.1 Järjestelmän valinta

Työssä analysoidaan virtasäädetyin vaihtosuuntaajalla varustetun järjestelmän dynaamista käyttäytymistä. Ajatuksena on, että järjestelmän eri osat ovat yleisesti hyväksi todettuja teollisuudessa. Toisaalta halutaan pitää järjestelmä riittävän yksinkertaisena. Lisäksi on pyritty löytämään sellainen rakenne, jollaiseksi monet tavomaiset järjestelmät voidaan muuntaa pienin muutoksin.

Vaihtosuuntaajan tasajännite muodostuu yleensä tasasuuntaajalla tai tasasähkökatkojalla, jolloin lopputuloksena on hieman sykkivä tasajännite. Koska työssä ei tutkita yliaalloja sen enempää, tasajännitepuolelle on valittu tasajännitelähde. Vaihtosuuntaajan vaihtojännitepuolella on yleensä induktiokone, tahtikone tai verkko. Induktiokoneen ja tahtikoneen pyöriessä vakiokulmanopeudella voidaan ne esittää sijaiskytkennässä kolmivaiheisena kuormana (tai lähteenä), kuten myös verkko. Näin ollen vaihtojännitepuolelle on valittu symmetrinen kolmivaiheinen kuorma (tai lähde), joka koostuu vastuksesta, kelasta ja vastasähkömotorisesta voimasta (vasta-smv).

Kelaa tarvitaan suodattamaan pois vaihtosuuntaajasta syntyvät virran yliaallot, jotka aiheuttavat kuormassa jännitteen vääristymistä. Yliaallot aiheuttavat muitakin ongelmia, kuten komponenttien lämpenemistä, mahdollisia ylijännitteitä, mitausvirheitä ja releiden toimintahäiriöitä [3]. Suodatuksessa voidaan myös käyttää muitakin suodatinelementtejä, kuten LCL-suodatinelementtiä. Tässä työssä yksittäinen kela valitaan yksinkertaistuksen vuoksi. Suodatinelementtien mitoitus riippuu usein standardeista, joita on olemassa useita. Esimerkiksi standardi [16] määrittelee sen, miten hajautettu tuotanto liitetään valtakunnalliseen sähköverkkoon.

3.2 Sähköpiirin mallinnus

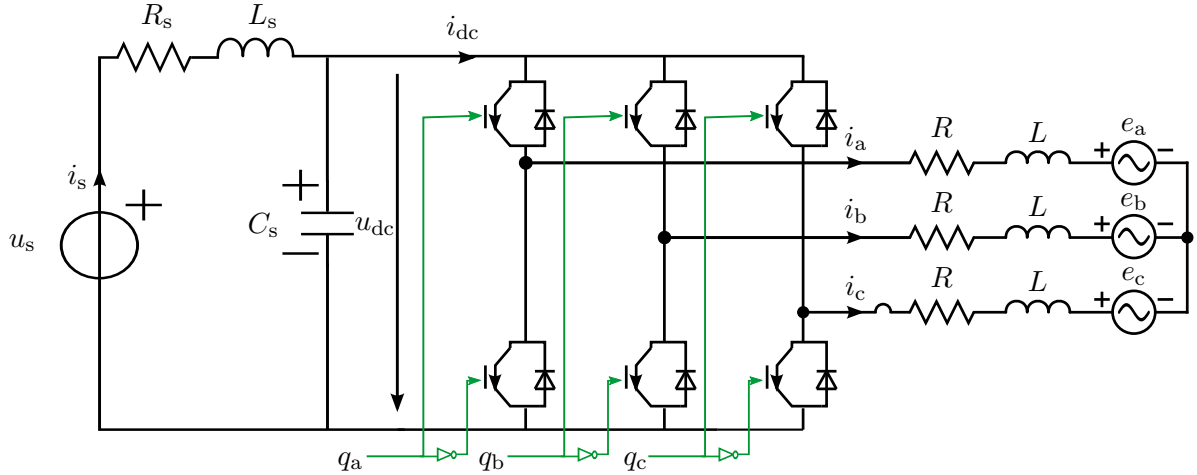
Kuva 6 esittää tutkittavan järjestelmän sähköpiirin sijaiskytkennän. Vaihtosuuntaajan tasajännitepuoli on kytketty tasajännitelähteeseen u_s , jonka sisäinen resistanssi on R_s . Suuntaajan vaihtojännitepuoli on puolestaan liitetty symmetriseen kolmivaiheiseen kuormaan (tai lähteeseen), joka koostuu sarjaan kytketystä vastuksesta R , kelasta L ja vastasähkömotorisesta voimasta

$$e_a(t) = \hat{E}\cos(\omega_1 t), \quad (15a)$$

$$e_b(t) = \hat{E}\cos(\omega_1 t - 2\pi/3), \quad (15b)$$

$$e_c(t) = \hat{E}\cos(\omega_1 t - 4\pi/3), \quad (15c)$$

missä \hat{E} on vasta-smv:n huippuarvo ja ω_1 kulmataajuus.



Kuva 6: Vaihtosuuntaajalla syötetty symmetrinen kolmivaiheinen kuorma, joka koostuu sarjaan kytketystä vastuksesta, kelasta ja vastasähkömotorisesta voimasta.

3.2.1 Tilayhtälöt

Mallinnetaan sähköpiiri tilayhtälöillä. Tasajänniteväylän dynamiikkaa kuvaavat seuraavat yhtälöt:

$$C_s \frac{du_{dc}(t)}{dt} = i_s(t) - i_{dc}(t), \quad (16a)$$

$$L_s \frac{di_s(t)}{dt} = u_s(t) - u_{dc}(t) - R_s i_s(t), \quad (16b)$$

missä i_s on virta tasajännitelähteestä u_s ja i_{dc} tasajännitepuolen virta suuntaajaan. Vaihtojännitepuolen dynamiikkaa kuvaava yhtälö on puolestaan

$$L \frac{d\mathbf{i}^s(t)}{dt} = \mathbf{u}^s(t) - R\mathbf{i}^s(t) - \mathbf{e}^s(t), \quad (17)$$

missä \mathbf{i}^s on virta suuntaajasta ja \mathbf{u}^s suuntaajan muodostama jännite. Kuva 7 esittää vaihtojännitepuolen sijaiskytkennän staattorikoordinaatistossa. Muuttamalla malli tahtikoordinaatistoon yllä oleva yhtälö muuttuu muotoon

$$L \frac{d\mathbf{i}(t)}{dt} + \omega_1 L \mathbf{J} \mathbf{i}(t) = \mathbf{u}(t) - R\mathbf{i}(t) - \mathbf{e}(t), \quad (18)$$

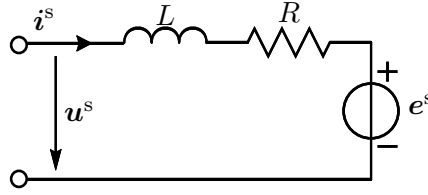
missä

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Reaaliarvoinen matriisi \mathbf{J} vastaa kompleksitason lukua j . Termiä $\omega_1 L \mathbf{J} \mathbf{i}$ kutsutaan ristikytkentätermiksi.

Tässä työssä suuntaaja oletetaan häviöttömäksi eli esimerkiksi kohdassa 2.3 lueteltuja häviöitä ei oteta huomioon, jolloin suuntaajan tuloteho on yhtä suuri kuin lähtöteho:

$$u_{dc}(t) i_{dc}(t) = \mathbf{u}^T(t) \mathbf{i}(t). \quad (20)$$



Kuva 7: Vaihtojännitepuoli staattorikoordinaatistossa.

Näin ollen yhtälöiden (10) ja (20) perusteella saadaan tehotasapainon vallitessa epälineaariset yhtälöt

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{d}(t)u_{\text{dc}}(t), \quad (21a)$$

$$i_{\text{dc}}(t) = \mathbf{d}^T(t)\mathbf{i}(t). \quad (21b)$$

3.2.2 Siirtofunktiot

Sähköpiirin tasajännitepuoli ja vaihtojännitepuoli voidaan mallintaa myös siirtofunktioilla lineaarisuutensa takia [17]. Tilayhtälön (16) perusteella tasajännitepuolta kuvaavat siirtofunktiot ovat

$$u_{\text{dc}}(s) = \frac{1}{sC_s} [i_s(s) - i_{\text{dc}}(s)], \quad (22a)$$

$$i_s(s) = \frac{1}{sL_s + R_s} [u_s(s) - u_{\text{dc}}(s)]. \quad (22b)$$

Vastaavasti tilayhtälön (18) perusteella vaihtojännitepuolta kuvaava siirtofunktio on

$$\mathbf{i}(s) = \mathbf{Y}[\mathbf{u}(s) - \mathbf{e}(s)], \quad (23)$$

missä

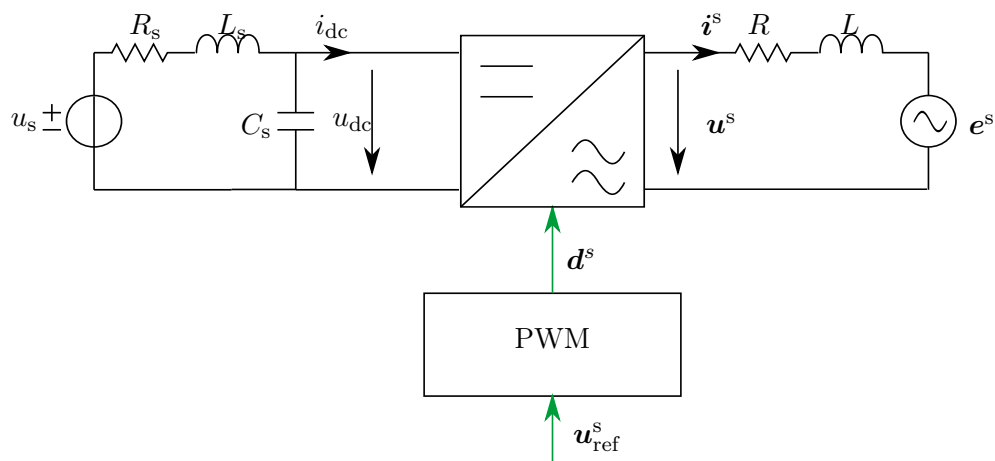
$$\mathbf{Y}(s) = [(s\mathbf{I} + \omega_1\mathbf{J})L + R\mathbf{I}]^{-1}. \quad (24)$$

3.3 Ohjaus

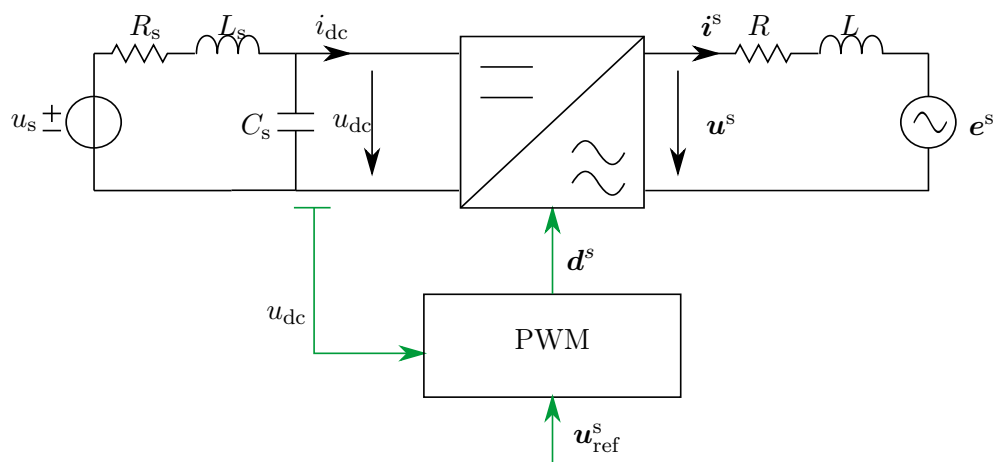
Järjestelmän päätarkoitus on ohjata vasta-smv:n tehoa, mikä vastaa induktio- ja tahtimoottorin tapauksessa vääntömomentin ohjausta. Ohjaus voidaan toteuttaa avoimena ohjauksena, jänniteohjattuna tai virtasäädettynä.

3.3.1 Avoin ohjaus

Avoimessa ohjauksessa (kuva 8) vaihtosuuntaajaa ohjataan jännitteen ohjearvolla ilman takaisinkytkentää, eli järjestelmällä ei ole tietoa sähköpiirin tilasta. Tällöin välipiirijännite oletetaan ennalta tunnetuksi ja vakioksi. Avoimen ohjauksen etuna on yksinkertaisuus ja se, että mittalaitteita ei tarvita. Menetelmä toimii, mikäli sähköpiirissä ei tapahdu suurempia muutoksia. Yleensä näin ei ole kuitenkaan asiantilaita, jolloin avoin ohjaus on usein riittämätön. Toisin sanoen ohjauksen dynaamiset ominaisuudet ovat heikot.



Kuva 8: Avoin ohjaus.



Kuva 9: Jänniteohjattu.

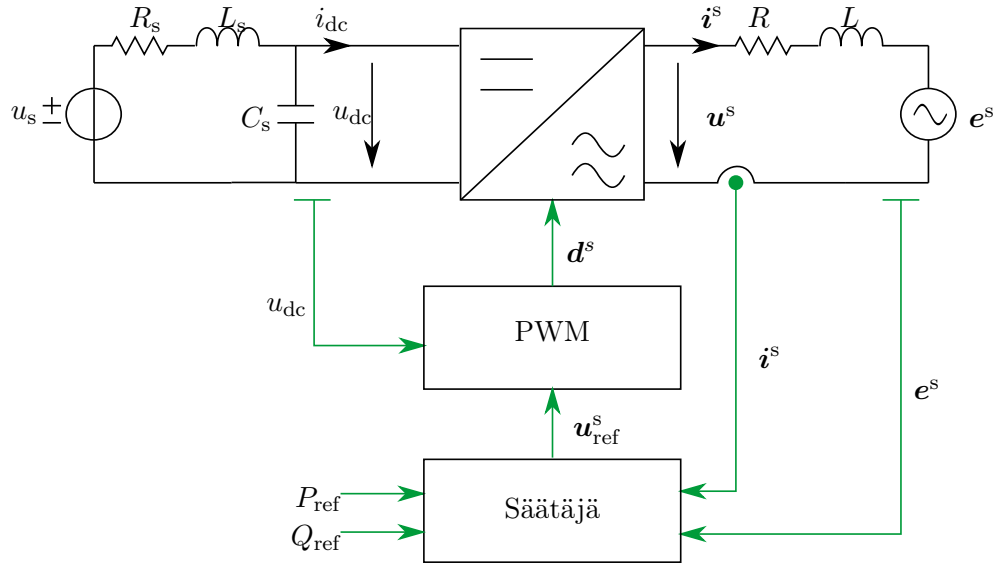
3.3.2 Jänniteohjaus

Järjestelmän dynamiikkaa voidaan parantaa välipiirijännitteen mittauksella, mikä vastaa jänniteohjattua tapaa. Tieto välipiirijännitteen tilasta tarvitaan, jotta suuntaaja osaa muodostaa halutun jännitteen välipiirijännitteen vaihteluista huolimatta. Tavanomaisesti mitatut suureet suodatetaan kohinan vuoksi, mutta tässä työssä sitä ei huomioida yksinkertaistuksen vuoksi. Kuva 9 esittää jänniteohjatun järjestelmän sijaiskytkennän.

3.3.3 Virtasäätö

Yleensä ohjaus perustuu kuitenkin kaskadisäätöön, jossa tehon säätösilmukan sisälle lisätään vaihtojännitepuolen virran nopea säätöpiiri. Virran säätöpiirin nopeus selittyy huomattavasti pienemmillä aikavakioilla kuin tehonsäätösilmukassa. Kuva 10 esittää virtasäädetyt järjestelmän rakenteen kokonaisuudessaan.

Vaihtosuuntaajan jännitteen ohjearvo u_{ref}^s muodostuu suljetun silmukan virta-



Kuva 10: Järjestelmän rakenne.

säätäjässä, joka mahdollistaa nopeamman vasteajan ja tarkan tehon (vääntömomentin) säädön. Virtasäätäjällä voidaan myös rajoittaa virta tietyille sallitulle alueelle ja tällä tavalla estää puolijohdekomponenttien ja muiden osien tuhoutuminen. Säätömenetelmiä on olemassa monia, kuten tilasäätö, PI-säätö ja dead beat -säätö.

Tässä työssä tutkittavan järjestelmän virtasäätö perustuu PI-säätäjään, jonka siirtofunktio matriisimuodossa on

$$\mathbf{F}(s) = F(s)\mathbf{I} = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \mathbf{I}, \quad (25)$$

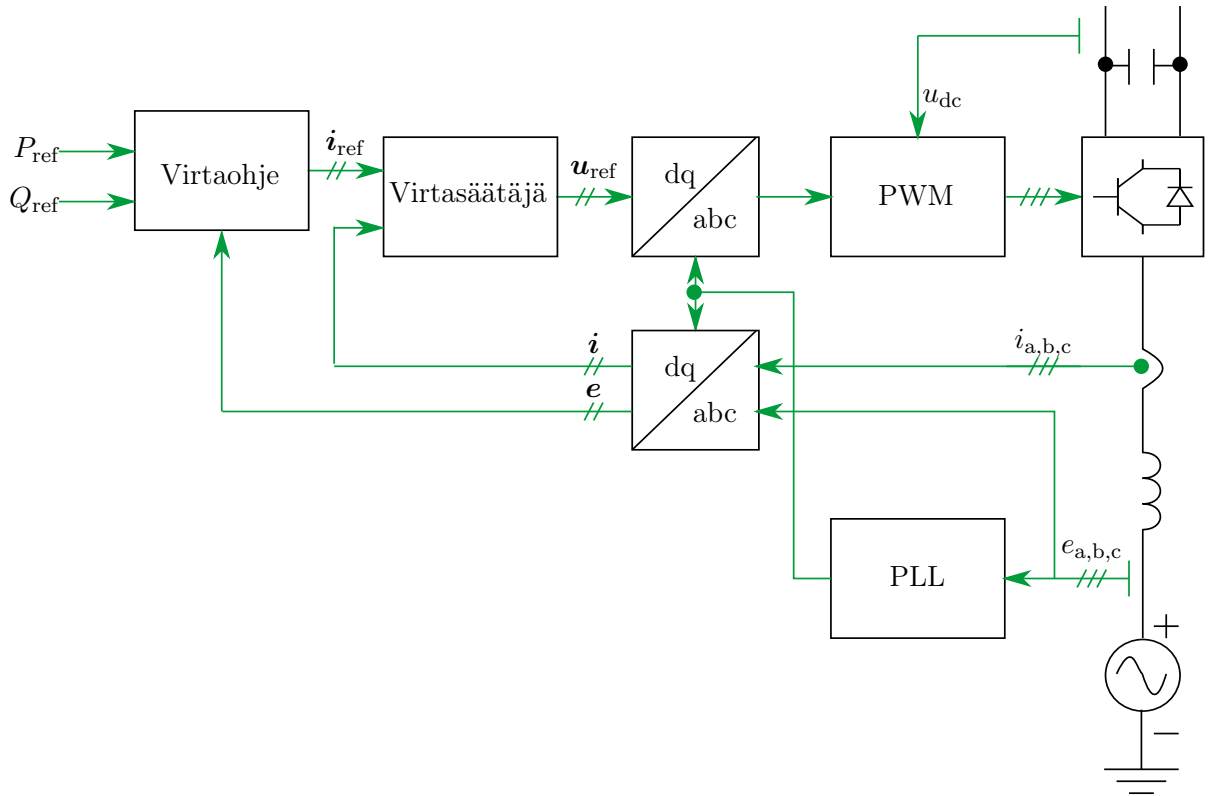
missä

$$\mathbf{I} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (26)$$

missä k_p on suhdessäätötermi ja k_i integraalitermi [17]. PI-säätö on lineaarinen ja melko yleinen säätömenetelmä, minkä takia se sopii työssä suoritettavaan analyysiin. PI-tyyppisellä säädöllä on mahdollista saada pysyvän tilan säätöpoikkeama nolaksi tahtikoordinaatistossa ideaalisessa tapauksessa. Lisäksi yhden kertaluvun virtasäätäjä on riittävä, koska vaihtojännitepuolen sähköinen dynamiikka on myös kertalukua yksi. Toki olisi mahdollista käyttää myös muita lineaarisia säätömenetelmiä, jotka voivat olla tarpeellisia esimerkiksi vaihtojännitepuolen kertaluvun suurentamiseksi [18].

3.3.4 Jänniteorientoitu vektorisäätö

PI-säädettynä ohjaus toteutetaan vasta-smv:n avaruusvektoriin kiinnitettyssä koordinaatistossa, koska staattorikoordinaatistossa virta ei seuraa hyvin ohjearvoaan pysyvässä tilassa. Toisin sanoen PI-säätäjä ei pysty poistamaan säätövirhettä ohjearvon vaihdelta sinimuotoisesti. Kyseinen säätömenetelmä vastaa sähkökäyttöjen



Kuva 11: Vektorisäätö vasta-smv:n koordinaatistossa.

ohjauksen tapauksessa roottorivuo-orientoitua vektorisäätöä [19], joka esiteltiin jo 1970-luvun vaihteessa. Kuva 11 esittää jänniteorientoidun vektorisäädön lohkokkaavio.

Menetelmässä pätötehoa ja loistehoa ohjataan erikseen vaihtojännitepuolen virtaohjeen \mathbf{i}_{ref} komponenttien avulla. Komponentit voidaan ratkaista pätöteho- ja loisteho-ohjeesta:

$$i_{\text{ref,d}}(t) = \frac{P_{\text{ref}}(t)}{e_d}, \quad i_{\text{ref,q}}(t) = -\frac{Q_{\text{ref}}(t)}{e_d}. \quad (27)$$

Virtasääätäjä perustuu yhtälöön

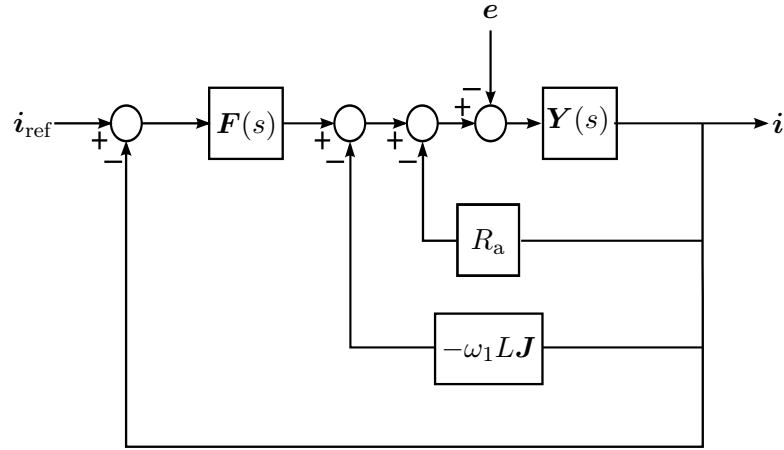
$$\mathbf{u}_{\text{ref}}(s) = \mathbf{F}(s)\mathbf{i}_{\text{ref}}(s) - \mathbf{V}(s)\mathbf{i}(s), \quad (28)$$

missä

$$\mathbf{V}(s) = \mathbf{F}(s) + R_a\mathbf{I} - \omega_1 L\mathbf{J}, \quad (29)$$

missä R_a on aktiivinen vaimennus. Säätimessä on aktiivinen vaimennus, jotta kuormitushäiriönsietokyky paranisi [20]. Jänniteohjeeseen lisätään myös termi $\omega_1 L\mathbf{J}\mathbf{i}$, joka poistaa siirtofunktion \mathbf{Y} ristikytkentätermin, mikä mahdollistaa pätötehon ja loistehon ohjauksen erikseen [20]. Kuva 12 esittää virtasäädön dynaamisen mallin.

Tahtikoordinaatistoon siirtymiseksi tarvitaan tieto vasta-smv:n avaruusvektorin kulmasta staattorikoordinaatistossa, johon on olemassa monia eri menetelmiä, kuten



Kuva 12: Kahden vapausasteen virtasäättäjä, jossa huomioitu aktiivinen vaimennus ja ristikytkennästä johtuva termi.

vaihelukittu silmukka (phase-locked loop, PLL). Tässä työssä ei perehdytä kuitenkaan tämän enempää vaihelukittuun silmukkaan, koska se ei ole olennaisin osa työtä. Lisätietoa löytyy esimerkiksi viitteestä [21].

3.3.5 Suora tehonsäätö

Toinen yleinen säätömenetelmä on suora tehonsäätö, joka vastaa sähkökäyttöjen tapauksessa suoraa käämivuon ja vääntömomentin säätöä (direct torque control, DTC) [22, 23]. Lyhyesti sanottuna menetelmässä hetkellisarvoja ohjataan suoraan suuntaajan vaihtokytkimillä kaksipistesäätöjen avulla eli jokainen kytkimen kääntö tutkitaan erikseen. Toisin sanoen modulaattori ja ohjaus eivät ole erillisiä toimintoja, kuten jänniteorientoidussa vektorisäädössä. Tällöin vaihtojännitepuolen virta muuttuu aina suurimmalla mahdollisella nopeudella eikä vasteessa ole ylitystä. Suoraa tehonsäätöä ei käsitellä työssä tämän enempää.

3.4 Viive

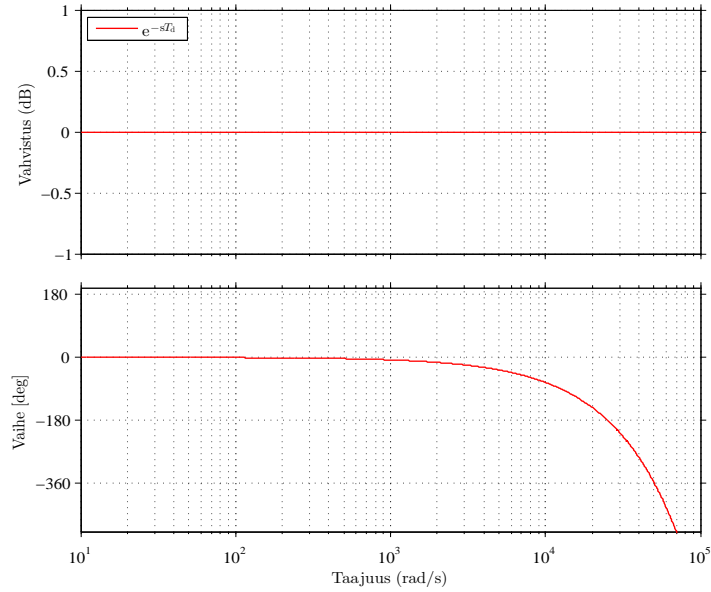
Nykyaikaiset ohjausjärjestelmät toteutetaan pääasiassa digitaalisina, mikä aiheuttaa järjestelmään yhden näytejakson ($T_s = \frac{1}{f_s}$) pituisen viiveen [24]. Lisäksi sinikolmiovertailun viive on puolen näytejakson suuruinen [24]. Täten järjestelmän aikaviive on kokonaisuudessaan

$$T_d = T_s + \frac{1}{2}T_s = \frac{3}{2}T_s. \quad (30)$$

Laplace-tasossa viiveen siirtofunktio on

$$D(s) = e^{-sT_d}. \quad (31)$$

Kuva 13 esittää viiveen siirtofunktion taajuusvasteen logaritmisella asteikolla, kun kytkentätaajuus on 12 kHz. Kuten kuvaaajasta nähdään, viive ei vahvista eikä heikennä signaalia mutta muuttaa vaihetta lineaarisesti suhteessa viivästykseen. Vai-



Kuva 13: Viiveen siirtofunktion taajuusvaste, kun $T_d = 125\mu\text{s}$

heen muutoksen takia viiveellisellä järjestelmällä on aina ääreellinen vahvistusvara ja vaihevara, joten viive tulisi ottaa huomioon analyysissä.

3.4.1 Viiveen approksimointi

Viiveen siirtofunktio on ei-rationaalinen funktio, minkä takia viiveellisten järjestelmien analysoiminen on joskus hankalaa. Esimerkiksi järjestelmää kuvaavien siirtofunktioiden napoja ei voida ratkaista joissakin tapauksissa. Tätä varten on olemassa kuitenkin erilaisia approksimaatiomenetelmiä. Tässä työssä hyödynnetään Páden approksimaatiota, joka on usein riittävä pienillä taajuuksilla [17]. Yhtälö (32) esittää Páden (2, 2) approksimaation.

$$e^{-sT_d} \cong \frac{1 - T_d/2 + T_d/12}{1 + T_d/2 + T_d/12}. \quad (32)$$

3.4.2 Kulmakompensointi

Ajassa T_d vasta-smv:n avaruusvektori pyörii staattorikoordinaatistossa kulman $\theta_d = T_d\omega_1$ verran, mikä täytyy ennakoida. Täten kierretään myös virtasäätäjältä lähtevää jänniteohjevektoria kulman θ_d verran:

$$\mathbf{u}'_{\text{ref}} = e^{J\theta_d} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_d) & -\sin(\theta_d) \\ \sin(\theta_d) & \cos(\theta_d) \end{bmatrix} \mathbf{u}_{\text{ref}}, \quad (33)$$

missä \mathbf{u}'_{ref} on jänniteohjevektori kiertämisen jälkeen [25].

3.5 Yhteenveto

Tässä luvussa esiteltiin työssä tutkittava järjestelmä, joka koostuu kolmesta pääosasta: vaihtosuuntaajalla varustetusta sähköpiiristä, pulssinleveysmodulaattorista ja säätäjistä. Sähköpiirin tasajännitepuolella on tasajännitelähde ja vaihtojännitepuolella symmetrinen kolmivaihekuorma. Järjestelmää ohjataan vasta-smv:n teho-ohjeiden perusteella. Ohjaus perustuu jänniteorientoituu vektorisäätöön, jossa on virtasäätäjä. Järjestelmä oletetaan monilta osin ideaaliseksi, mihin aikaviive tekee kuitenkin poikkeuksen.

Tutkittava järjestelmä on epälineaarinen, jolloin analysoiminen on usein vaikea prosessi ja vaatii numeerisia menetelmiä. Tämän takia järjestelmä linearisoidaan seuraavassa luvussa.

4 Järjestelmän linearisoitu malli

Linearisointi on prosessi, jossa etsitään lineaarinen malli, joka vastaa lähestulkoon epälineaarista mallia. Lyapunov on osoittanut, että jos lineaarinen malli on validi ja stabiili tietyn toimintapisteen lähellä, niin tällöin löytyy toimintapisteen sisältävä alue, jossa epälineaarinen malli on myös stabiili. [17]

Tässä luvussa johdetaan tutkittavan järjestelmän lineaarinen piensignaalmalli, minkä jälkeen ratkaistaan järjestelmän stabiilisuusehto. Luvun lopuksi keskitytään järjestelmän stabiilisuuteen eri tapauksissa.

4.1 Piensignaalin menetelmä

Piensignaalianalyysi on pienten poikkeamien tutkimista muuttumattoman toimintapisteen suhteen [17]. Jatkuvässä tilassa vaihtojännitepuolen jännitteiden ja virtojen käyrämuoto on sinimuotoinen eli jaksollisesti ajan mukana muuttuva, joten piensignaalianalyysiä ei voida suoraan käyttää vaihtosuuntaajille. Toisin sanoen ei löydy muuttumatonta toimintapistettä. Tämän ongelman ratkaisemiseksi käytetään tahtikoordinaatistossa esitettyä vaihtojännitepuolen tilayhtälöä (18), jossa avaruusvektorit ovat tasasuureita.

Linearisointiin on olemassa myös muita tapoja, kuten osoitinlaskenta, kertaluvun pienennys ja harmoninen linearisointi. Tässä työssä avaruusvektori muutetaan tahtikoordinaatistoon seuraavista syistä [26]:

- vaihtojännitepuoli on symmetrinen, mikä ei estä tahtikoordinaatistoon perustuvan menetelmän käyttämistä,
- voidaan hyödyntää lähteen ja kuorman mallia, toisin kuin esimerkiksi osoitinlaskennassa,
- virtasäätö toteutettu tahtikoordinaatistossa, mikä on yhtäläinen linearisointitavan kanssa,
- oletetaan, että yliaallot eivät vaikuta stabiilisuuteen, jolloin ei tarvitse käyttää harmonista linearisointia.

4.1.1 Linearisointi

Toimintapiste ratkaistaan asettamalla järjestelmän tilayhtälöiden differentiaalitermit nolaksi ($d/dt = 0$). Esimerkiksi vaihtojännitepuolta kuvaava tilayhtälö (18) muuttuu muotoon

$$\omega_1 L \mathbf{J} \mathbf{i}_0 = \mathbf{u}_0 - R \mathbf{i}_0 - \mathbf{e}_0, \quad (34)$$

missä toimintapisteen suureita merkitään alaindeksillä 0. Tällöin järjestelmän muuttujat koostuvat toimintapisteen mukaisesta tasakomponentista ja pienestä häiriökomponentista. Esimerkiksi välipiirijännite u_{dc} on

$$u_{dc} = u_{dc0} + \tilde{u}_{dc}, \quad (35)$$

missä \tilde{u}_{dc} on häiriökomponentti.

Sijoitetaan toimintapisteen mukaiset muuttujat yhtälöön (21a):

$$\mathbf{u}_0 + \tilde{\mathbf{u}} = (\mathbf{d}_0 + \tilde{\mathbf{d}})(u_{\text{dc}0} + \tilde{u}_{\text{dc}}) = \mathbf{d}_0 u_{\text{dc}0} + u_{\text{dc}0} \tilde{\mathbf{d}} + \mathbf{d}_0 \tilde{u}_{\text{dc}} + \tilde{\mathbf{d}} \tilde{u}_{\text{dc}}. \quad (36)$$

Koska $\mathbf{u}_0 = \mathbf{d}_0 u_{\text{dc}0}$ ja epälineaarinen termi $\tilde{\mathbf{d}} \tilde{u}_{\text{dc}}$ on pieni, yhtälö (36) pelkistyy muotoon

$$\tilde{\mathbf{u}} = u_{\text{dc}0} \tilde{\mathbf{d}} + \mathbf{d}_0 \tilde{u}_{\text{dc}}. \quad (37)$$

Vastaavasti yhtälö (21b) pelkistyy muotoon

$$\tilde{i}_{\text{dc}} = \mathbf{d}_0^{\text{T}} \tilde{\mathbf{i}} + \mathbf{i}_0^{\text{T}} \tilde{\mathbf{d}}. \quad (38)$$

Huomataan, että epälineaariset yhtälöt ovat muuttuneet lineaarisiksi. Järjestelmän vaihtojännitepuolen tilayhtälö on tällöin

$$L \frac{d\tilde{\mathbf{i}}}{dt} + \omega_1 L \mathbf{J} \tilde{\mathbf{i}} = u_{\text{dc}0} \tilde{\mathbf{d}} + \mathbf{d}_0 \tilde{u}_{\text{dc}} - R \tilde{\mathbf{i}} - \tilde{\mathbf{e}}. \quad (39)$$

Vastaavasti tasajännitepuolen tilayhtälöt ovat

$$C \frac{d\tilde{u}_{\text{dc}}}{dt} = \tilde{i}_{\text{s}} - \mathbf{d}_0^{\text{T}} \tilde{\mathbf{i}} - \mathbf{i}_0^{\text{T}} \tilde{\mathbf{d}}, \quad (40a)$$

$$L \frac{d\tilde{i}_{\text{s}}}{dt} = \tilde{u}_{\text{s}} - \tilde{u}_{\text{dc}} - R \tilde{i}_{\text{s}}. \quad (40b)$$

Tästä lähtien tarkastelu kohdistuu ainoastaan järjestelmän piensignaalimalliin, joten tilde-merkintää \tilde{x} ei käytetä enää.

4.1.2 Stabiilisuusehto

Järjestelmän voi jakaa nyt lähteen ja kuorman malliin lineaarisuutensa takia [27]. Lisäksi voidaan siirtyä Laplace-tasoon. Vaihtosuuntaajan tasajänniteväylä mallinnetaan Theveninin ekvivalenttisella piirillä, joka koostuu sarjassa olevasta ideaalisesta jännitelähteestä $u_{\text{T}}(s)$ ja impedanssista $Z_{\text{s}}(s)$. Vaihtojännitepuoli mallinnetaan tu-loadmittanssilla $Y(s)$ vaihtosuuntaajan tasajännitepuolelta tarkasteltuna. Lähteen ja kuorman malli on esitetty kuvassa 14. Theveninin jännitelähde saadaan seuraavasti:

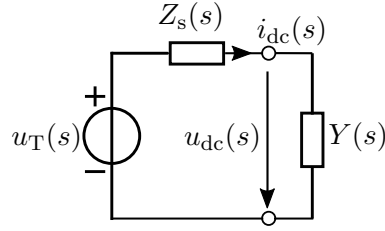
$$u_{\text{T}}(s) = \frac{\frac{1}{sC_{\text{s}}}}{\frac{1}{sC_{\text{s}}} + R_{\text{s}} + sL_{\text{s}}} u_{\text{s}}(s) = \frac{1}{s^2 C_{\text{s}} L_{\text{s}} + s C_{\text{s}} R_{\text{s}} + 1} u_{\text{s}}(s) \quad (41)$$

ja sen impedanssi on

$$Z_{\text{s}}(s) = \frac{sL_{\text{s}} + R_{\text{s}}}{s^2 C_{\text{s}} L_{\text{s}} + s C_{\text{s}} R_{\text{s}} + 1}. \quad (42)$$

Yhtälöstä (41) saadaan tasajänniteväylän vaimennuskerroin:

$$\zeta_{\text{s}} = \frac{1}{2} R_{\text{s}} \sqrt{\frac{C_{\text{s}}}{L_{\text{s}}}}, \quad (43)$$



Kuva 14: Piensignaalinmalli lähteelle ja kuormalle.

missä ζ_s on tasajänniteväylän vaimennuskerroin. Nähdään, että vaimennuskerroin pienenee kapasitanssin pienentyessä. Näin tapahtuu esimerkiksi, kun elektrolyyttikondensaattorit vaihdetaan muovieristeisiin kondensaattoreihin.

Virta $i_{dc}(s)$, joka virtaa lähteestä kuormaan, on

$$i_{dc}(s) = \frac{u_T(s)}{Z_s(s) + \frac{1}{Y(s)}} = u_T(s)Y(s) \frac{1}{1 + Z_s(s)Y(s)}. \quad (44)$$

Järjestelmän stabiilisuusanalyysiä varten voidaan tehdä kaksi oletusta: lähdejännite on stabiili kuormittamattomana, ja kuormavirta on stabiili syötettynä ideaalisesta lähteestä. Täten termit $u_T(s)$ ja $Y(s)$ ovat stabiileja. Näin ollen järjestelmän stabiilisuus riippuu yhtälön (44) jälkimmäisestä termistä

$$H(s) = \frac{1}{1 + Z_s(s)Y(s)}. \quad (45)$$

Yllä oleva yhtälö muistuttaa negatiivisen takaisinkytkennän siirtofunktiota, missä avoimen silmukan siirtofunktio on $Z_s(s)Y(s)$. Tästä voidaan lineaarisen säätöteorian mukaisesti tarkistaa stabiilisuus: $H(s)$ on stabiili, jos termi $Z_s(s)Y(s)$ täyttää Nyquistin stabiilisuuskriteerin [17].

4.2 Stabiilisuusanalyysi

Koska passiivinen $Z_s(s)$ tunnetaan, järjestelmän stabiilisuuden tarkastelun kannalta tuloadmittanssi $Y(s)$ on ratkaisevassa osassa. Tämän takia työssä keskitytään seuraavaksi tuloadmittanssin tarkasteluun eri tilanteissa.

4.2.1 Vakiotehokuorma

Yksinkertaisimmassa tapauksessa vaihtosuuntaajan oletetaan toimivan vakiotehokuormana. Tällöin tasajännitepuolelta tarkasteltaessa järjestelmä pitää suuntaajaan siirrettävän pätötehon muuttumattomana välipiirin jännitevaihteluista huolimatta, ja tehon säätö on täydellistä ($P = P_{ref}$). Toisin sanoen teho $P(t) = u_{dc}(t)i_{dc}(t)$ oletetaan vakioksi. Tämä tarkoittaa sitä, että välipiirijännitteen noustessa hieman, täytyy välipiirivirran laskea:

$$P_0 = (u_{dc0} + u_{dc})(i_{dc0} - i_{dc}). \quad (46)$$

Koska $P_0 = u_{dc0}i_{dc0}$ ja termi $u_{dc}i_{dc}$ on pieni, yllä oleva yhtälö muuttuu muotoon

$$i_{dc} = -\frac{i_{dc0}}{u_{dc0}}u_{dc} = -\frac{P_0}{u_{dc0}^2}u_{dc} = Y u_{dc}. \quad (47)$$

Huomataan, että tuloadmittanssi on reaalinen, jolloin voidaan ratkaista sähköpiirin vaimennuskerroin yhtälön (45) avulla:

$$\zeta = (1 + Y R_s)^{-\frac{1}{2}} \left(\zeta_s + \frac{1}{2} Y \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \right). \quad (48)$$

Koska tuloadmittanssi on negatiivinen, järjestelmällä on suurempi riski epästabiilisuudesta. Järjestelmän stabiilisuudelle saadaan seuraava ehto yhtälöiden (47) ja (48) avulla:

$$P_0 \leq \frac{R_s C_s}{L_s} u_{dc0}^2. \quad (49)$$

Ehdosta huomataan, että mitä suurempi pätöteho, sitä huonommin vaimennettu järjestelmä on. Edellä mainittua ehtoa on usein käytetty stabiilisuuden ennustuksessa. Tämä ei kuitenkaan aina riitä, sillä todellisuudessa myös tuloadmittanssissa on dynamiikkaa, mikä otetaan huomioon seuraavissa tapauksissa.

4.2.2 Avoin ohjaus

Ratkaistaan järjestelmän tuloadmittanssi avoimen ohjauksen tapauksessa (kts. kohta 3.3.1). Hyödynnetään yhtälöä (24) ja muokataan vaihtojännitepuolen tilayhtälö (39) muotoon

$$\mathbf{i}(s) = \mathbf{Y}(s)\mathbf{d}_0 u_{dc}(s) + u_{dc0}\mathbf{Y}(s)\mathbf{d}(s) - \mathbf{Y}(s)\mathbf{e}(s). \quad (50)$$

Sijoitetaan virran $\mathbf{i}(s)$ lauseke yhtälöön (38), jolloin saadaan suuntaajan tasajännitepuolen virta

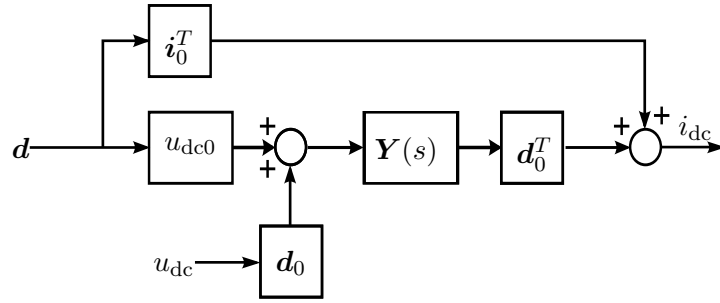
$$i_{dc}(s) = Y_a(s)u_{dc}(s) + \mathbf{I}_d(s)\mathbf{d}(s) - \mathbf{d}_0^T \mathbf{Y}(s)\mathbf{e}(s), \quad (51)$$

missä

$$Y_a(s) = \mathbf{d}_0^T \mathbf{Y}(s)\mathbf{d}_0, \quad (52)$$

$$\mathbf{I}_d(s) = \mathbf{i}_0^T + u_0 \mathbf{d}_0^T \mathbf{Y}(s). \quad (53)$$

Yhtälöstä (51) huomataan, että tasajännitepuolen virta $i_{dc}(s)$ riippuu välipiirijännitteestä $u_{dc}(s)$, pulssisuhteesta $\mathbf{d}(s)$ ja vasta-smv:stä $\mathbf{e}(s)$. Mikäli vasta-smv ja pulssisuhde oletetaan häiriöttömiksi, saadaan avoimen ohjauksen tuloadmittanssi yhtälöllä (52). Kuva 15 esittää linearisoidun avoimen ohjauksen mallin, kun vasta-smv oletetaan häiriöttömäksi.



Kuva 15: Linearisoitu avoimen ohjauksen malli.

4.2.3 Jänniteohjattu

Yleensä vaihtosuuntaajan pulssisuhteen ohjearvo riippuu yhtälön (10) perusteella jännitteen ohjearvosta ja mitatusta välipiirijännitteestä:

$$\mathbf{d}_{\text{ref}}^s(t) = \frac{\mathbf{u}_{\text{ref}}^s(t)}{u_{\text{dc}}(t)}. \quad (54)$$

Linearisoidaan yllä oleva yhtälö, ja siirrytään tahtikoordinaatistoon:

$$\mathbf{d}_{\text{ref}}(s) = \frac{1}{u_{\text{dc}0}} \mathbf{u}_{\text{ref}}(s) - \frac{\mathbf{d}_0}{u_{\text{dc}0}} u_{\text{dc}}(s). \quad (55)$$

Järjestelmässä on kohdan 3.4 mukaisesti pulssinleveysmoduloinnista johtuva viive T_d , joka pitää ottaa huomioon analyysissä. Oletetaan, että viive on pulssisuhteen ohjearvon ja pulssisuhteen välissä:

$$\mathbf{d}^s(t) = \mathbf{d}_{\text{ref}}^s(t - T_d) \quad (56)$$

Pulssisuhde linearisoituna tahtikoordinaatistossa on tällöin

$$\mathbf{d}(s) = e^{-(sI + \omega_1 \mathbf{J})T_d} \mathbf{d}_{\text{ref}}(s) = \mathbf{D}(s) \mathbf{d}_{\text{ref}}(s). \quad (57)$$

Yhdistetään yhtälöt (55) ja (57):

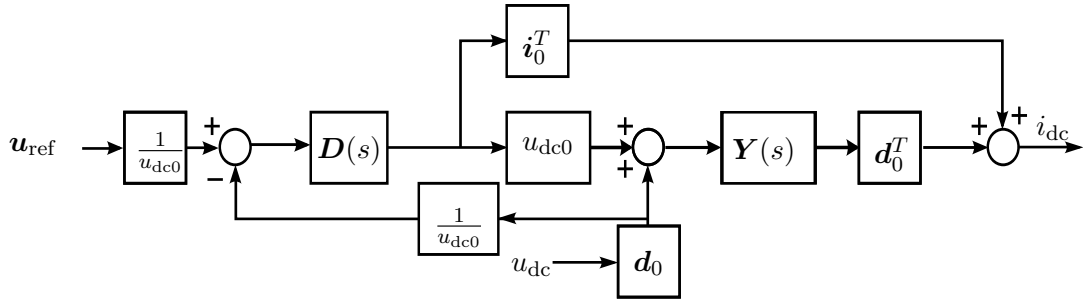
$$\mathbf{d}(s) = \frac{\mathbf{D}(s)}{u_{\text{dc}0}} \mathbf{u}_{\text{ref}}(s) - \frac{\mathbf{D}(s) \mathbf{d}_0}{u_{\text{dc}0}} u_{\text{dc}}(s). \quad (58)$$

Sijoitetaan yllä oleva pulssisuhteen lause yhtälöön (50), jolloin saadaan virtavektoreille $\mathbf{i}(s)$ lauseke

$$\mathbf{i}(s) = \mathbf{Y}(s) [\mathbf{d}_0 - \mathbf{D}(s) \mathbf{d}_0] u_{\text{dc}}(s) + \mathbf{Y}(s) \mathbf{D}(s) \mathbf{u}_{\text{ref}}(s) - \mathbf{Y}(s) \mathbf{e}(s). \quad (59)$$

Tästä edelleen ratkaistaan jänniteohjatun järjestelmän tasajännitepuolen virta sijoittamalla pulssisuhteen lause (58) yhtälöön (51):

$$\begin{aligned} i_{\text{dc}}(s) &= Y_{\text{pwm}}(s) u_{\text{dc}}(s) \\ &+ \left[\mathbf{d}_0^T \mathbf{Y}(s) + \frac{\mathbf{i}_0^T}{u_{\text{dc}0}} \right] \mathbf{D}(s) \mathbf{u}_{\text{ref}}(s) - \mathbf{d}_0^T \mathbf{Y}(s) \mathbf{e}(s), \end{aligned} \quad (60)$$



Kuva 16: Linearisoitu jänniteohjattu malli.

missä

$$Y_{\text{pwm}}(s) = \mathbf{d}_0^T \mathbf{Y}(s) [\mathbf{d}_0 - \mathbf{D}(s) \mathbf{d}_0] - \frac{\mathbf{i}_0^T \mathbf{D}(s) \mathbf{d}_0}{u_{\text{dc}0}}. \quad (61)$$

Yhtälöstä (60) huomataan, että tasajännitepuolen virta $i_{\text{dc}}(s)$ riippuu välipiirijännitteestä $u_{\text{dc}}(s)$, jänniteohjeesta $\mathbf{u}_{\text{ref}}(s)$ ja vasta-smv:stä $\mathbf{e}(s)$. Mikäli vasta-smv ja jänniteohje oletetaan häiriöttömiksi, saadaan jänniteohjatun järjestelmän tuloadmittanssi yhtälöllä (61). Jos viive $T_d = 0$, huomataan, että tuloadmittanssi muuttuu muotoon

$$Y_{\text{pwm}}(s) = -\frac{i_{\text{dc}0}}{u_{\text{dc}0}}, \quad (62)$$

mikä vastaa kohdan 4.2.1 tapausta. Kuva 16 esittää linearisoidun jänniteohjatun järjestelmän mallin, kun vasta-smv oletetaan häiriöttömäksi.

4.2.4 Virtasäädetty

Parannetaan järjestelmän dynaamisia ominaisuuksia ottamalla huomioon virtasäätö. Sijoitetaan jänniteohjevektorin lauseke (28) yhtälöön (59):

$$\mathbf{i}(s) = \mathbf{Y}_{\text{u,cl}}(s) u_{\text{dc}}(s) + \mathbf{G}_{\text{cl}} \mathbf{i}_{\text{ref}}(s) - \mathbf{Y}_{\text{e,cl}} \mathbf{e}(s), \quad (63)$$

missä

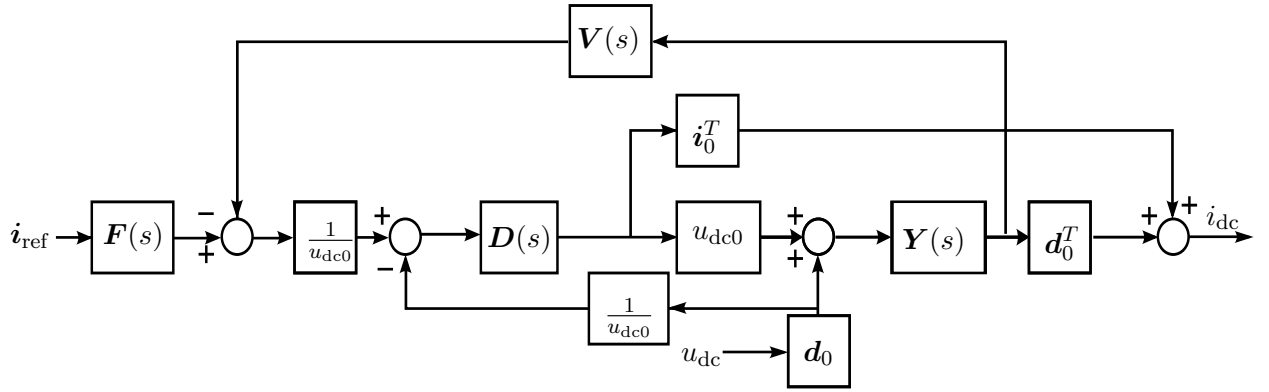
$$\mathbf{Y}_{\text{u,cl}}(s) = [\mathbf{I} + \mathbf{Y}(s) \mathbf{D}(s) \mathbf{V}(s)]^{-1} \mathbf{Y}(s) [\mathbf{d}_0 - \mathbf{D}(s) \mathbf{d}_0], \quad (64)$$

$$\mathbf{G}_{\text{cl}}(s) = [\mathbf{I} + \mathbf{Y}(s) \mathbf{D}(s) \mathbf{V}(s)]^{-1} \mathbf{Y}(s) \mathbf{D}(s) \mathbf{F}(s), \quad (65)$$

$$\mathbf{Y}_{\text{e,cl}}(s) = [\mathbf{I} + \mathbf{Y}(s) \mathbf{D}(s) \mathbf{V}(s)]^{-1} \mathbf{Y}(s). \quad (66)$$

Ratkaistaan virtasäädetyin järjestelmän tasajännitepuolen virta yhtälöiden (28), (60) ja (63) avulla:

$$\begin{aligned} i_{\text{dc}}(s) &= Y_{\text{cl}}(s) u_{\text{dc}}(s) \\ &+ \left[\mathbf{d}_0^T \mathbf{Y}(s) + \frac{\mathbf{i}_0^T}{u_{\text{dc}0}} \right] \mathbf{D}(s) [\mathbf{F}(s) - \mathbf{G}_{\text{cl}} \mathbf{V}(s)] \mathbf{i}_{\text{ref}}(s) \\ &- \left[\mathbf{d}_0^T \mathbf{Y}(s) - \left(\mathbf{d}_0^T \mathbf{Y}(s) + \frac{\mathbf{i}_0^T}{u_{\text{dc}0}} \right) \mathbf{D}(s) \mathbf{V}(s) \mathbf{Y}_{\text{e,cl}} \right] \mathbf{e}(s), \end{aligned} \quad (67)$$



Kuva 17: Linearisoitu virtasäädetty malli.

missä

$$Y_{cl}(s) = Y_{PWM}(s) - \left(\mathbf{d}_0^T \mathbf{Y}(s) + \frac{\mathbf{i}_0^T}{u_0} \right) \mathbf{D}(s) \mathbf{V}(s) Y_{u,cl}(s). \quad (68)$$

Yhtälöstä huomataan, että tasajännitepuolen virta $i_{dc}(s)$ riippuu välipiirijännitteestä $u_{dc}(s)$, virtaohjeesta $\mathbf{i}_{ref}(s)$ ja vasta-smv:stä $\mathbf{e}(s)$. Mikäli vasta-smv ja virtaohje oletetaan häiriöttömiksi, saadaan virtasäädetyin järjestelmän tuloadmittanssi yhtälöllä (68). Havaitaan myös, että termi $\mathbf{Y}_{u,cl}(s)$ sisältää viiveen käänteisfunktion, jota ei voida ratkaista käytännössä. Eräs keino ongelman ylipääsemiseksi on approksimoida aikaviiveet Páden approksimaatiolla (kts. kohta 3.4.2). Kuva 17 esittää linearisoidun virtasäädetyin järjestelmän mallin, kun vasta-smv oletetaan häiriöttömäksi.

4.3 Yhteenveto

Tässä luvussa linearisoitiin työssä tutkittava järjestelmä piensignaalin menetelmällä. Järjestelmä jaettiin lähteen ja kuorman malliin, minkä jälkeen ratkaistiin virta lähteestä kuormaan. Huomattiin, että virran yhtälö on samanlainen kuin negatiivisen takaisinkytkennän siirtofunktio, missä avoimen silmukan siirtofunktio on $Z_s(s)Y(s)$. Todettiin, että stabiilisuus riippuu impedanssista $Z_s(s)$ ja tuloadmittanssista $Y(s)$. Koska impedanssi $Z_s(s)$ tunnetaan, tuloadmittanssi ratkaistiin eri tapauksissa: vakiotehokuorma, avoin ohjaus, jänniteohjaus ja virtasäätö.

5 Stabilointimenetelmiä

Tässä luvussa käydään läpi eri stabilointimenetelmiä. Aluksi tarkastellaan sitä, kuinka tasajänniteväylän ominaisuuksia muuttamalla voidaan vaikuttaa koko järjestelmän stabiilisuuteen. Lopuksi keskitytään tuloadmittanssin muokkaamiseen ohjauksen avulla, ja tutkitaan, minkälaisia vaikutuksia sillä on järjestelmän stabiilisuuteen.

5.1 Tasajänniteväylän vaimennuskertoimen muokkaaminen

Järjestelmä saattaa muuttua epästabiiliksi toimintapisteen muuttuessa. Tutkittavassa järjestelmässä toimintapiste riippuu vaihtojännitepuolelle syötetystä pätötehosta. Mikäli vaihtojännitepuolelle syötetään liian suuri teho, järjestelmä muuttuu epästabiiliksi. Esimerkiksi vakiotehokuorman tapauksessa ehto (49) ei täyty.

Perinteinen tapa stabiloida järjestelmä on ollut tasajänniteväylän vaimennuskertoimen kasvattaminen. Tähän on olemassa kolme eri keinoa: resistanssin kasvattaminen, välipiirikondensaattorin kapasitanssin kasvattaminen ja kelan induktanssin pienentäminen. Pienitehoisissa koneissa resistanssin kasvattaminen voi olla ihan käypä ratkaisu, mutta suuremmissa koneissa tehohäviöt kasvavat liian suuriksi. Kapasitanssin kasvattaminen ei ole monissa sovelluksissa mahdollista paino- ja tilarajoitusten takia. Lisäksi kapasitanssiltaan suuremmat välipiirikondensaattorit lisäävät kustannuksia. Induktanssiakaan ei voida yleensä pienentää kohdassa 3.1 esitettyjen vaatimusten vuoksi. Edellä mainittujen syiden myötä on kehitetty toinen keino stabiloida järjestelmä eli vaihtosuuntaajan tuloadmittanssin muokkaaminen ohjauksen avulla.

Järjestelmä muuttuu stabiiliksi, jos vaihtosuuntaajan tuloadmittanssi on positiivinen välipiirin jännitevaihteluista huolimatta. Toisin sanoen jännitteen noustessa täytyisi myös virran nousta. Tällöin esimerkiksi vakiotehokuorman tapauksessa järjestelmän vaimennuskertoimen (48) on positiivinen.

5.2 Perinteinen stabilointiohjain

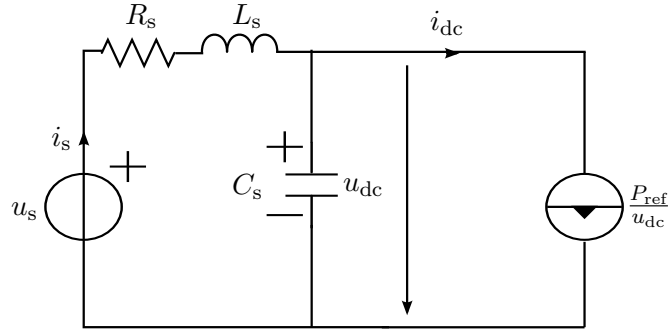
Yksi tapa muokata tuloadmittanssia on käyttää epälineaarisen järjestelmän stabilointiohjainta (nonlinear system stabilizing controller, NSSC), jonka idea on siinä, että muokataan pätöteho-ohjetta hetkellisen välipiirijännitteen mukaan:

$$P_{\text{ref}}(t) = \begin{cases} \left(\frac{u_{\text{dc}}(t)}{u_{\text{dc0}}} \right)^n P'_{\text{ref}}(t), & P_0 \geq 0 \\ \left(\frac{u_{\text{dc0}}}{u_{\text{dc}}(t)} \right)^n P'_{\text{ref}}(t), & P_0 < 0 \end{cases} \quad (69)$$

missä P'_{ref} on haluttu pätöteho, P_{ref} pätöteho-ohje jänniteorientoidulle säädölle ja $n \geq 1$ suunnitteluparametri [8].

Menetelmää analysoitaessa ei oteta huomioon suuntaajan ja vaihtojännitepuolen tehohäviöitä, jolloin saadaan seuraava yhtälö tehotasapainolle:

$$P(t) = i_{\text{dc}}(t)u_{\text{dc}}(t) = \mathbf{e}^T(t)\mathbf{i}(t). \quad (70)$$



Kuva 18: Yksinkertaistettu sähköpiirin malli.

Suuntaaja mallinnetaan ideaalisena virtalähteenä tasajännitepuolelta tarkasteltaessa. Virtalähde on yhtä suuri kuin pätöteho-ohje jaettuna välipiirijännitteellä. Tällöin saadaan kuvan 18 esittämä sijaiskytkentä. Lisäksi oletetaan täydellinen ohjeen seuranta:

$$P(t) = P_{\text{ref}}(t). \quad (71)$$

Linearisoidaan yhtälö (69) ottamalla huomioon yhtälöt (70) ja (71), jolloin saadaan tuloadmittanssille lauseke

$$Y_{\text{NSSC}}(s) = \begin{cases} \frac{(n-1)P_0}{u_{\text{dc}0}^2}, & P_0 \geq 0 \\ \frac{(n+1)|P_0|}{u_{\text{dc}0}^2}, & P_0 < 0 \end{cases} \quad (72)$$

missä Y_{NSSC} on NSSC-ohjaimella varustetun järjestelmän tuloadmittanssi. Yllä olevasta yhtälöstä huomataan, että tuloadmittanssi on positiivinen kaikissa toimintapisteissä, eli järjestelmä on stabiloitu.

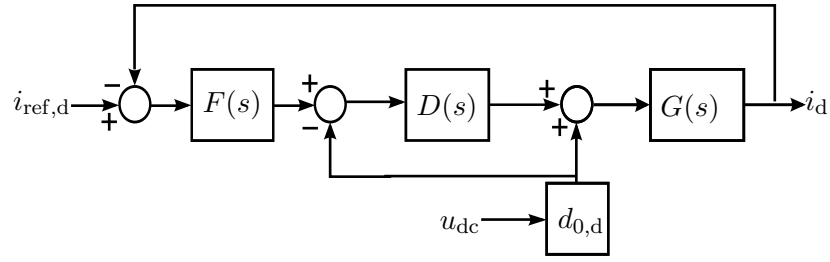
NSSC-ohjaimen on osoitettu toimivan, mikäli teho-ohjeen seuranta on lähes täydellistä. On kuitenkin tapauksia, joissa NSSC-ohjain ei stabiloi järjestelmää. Tämä johtuu siitä, että käytännössä täydellinen ohjeen seuranta ei päde koskaan. Syitä epätäydelliselle seurannalle ovat esimerkiksi aikaviiveet ja rajoitettu virtasäädön taajuuskaista.

5.3 Vaihtoehtoinen stabilointiohjain

Toinen tapa muokata tuloadmittanssia on esitetty esimerkiksi viitteessä [7], jossa johdetaan stabilointiohjain induktiomottorikäytölle, jota ohjataan roottorivuo-orientoidulla säädöllä. Seuraavaksi johdetaan vastaava menetelmä työssä tutkittavalle järjestelmälle. Johdetaan aluksi tuloadmittanssi menetelmää vaativien oletusten sallimissa rajoissa. Lopuksi kehitetään stabilointiohjain halutun tuloadmittanssin mukaan.

5.3.1 Tuloadmittanssi

PI-säätäjän parametrit viritetään internal model control -menetelmällä (IMC), joka tarkoittaa sitä, että on käytetty vaihtojännitepuolen siirtofunktion käänteismallia



Kuva 19: Suljetun silmukan virtakomponentin i_d säätö.

navan kumoamiseen ja näin nopeutettu järjestelmän dynamiikkaa [28]. Asetetaan aktiivinen vaimennus muotoon

$$R_a = \alpha_c L - R, \quad (73)$$

jolloin päästään eroon admittanssin \mathbf{Y} termistä $R\mathbf{I}$ [29]. Tällöin PI-säätimen parametrit saavat arvot

$$k_p = \alpha_c L, \quad k_i = \alpha_c^2 L, \quad (74)$$

missä α_c on virtasäädön haluttu kaistanleveys [29]. Lisäksi vasta-smv oletetaan häiriöttömäksi, jolloin yhtälö (63) muuttuu muotoon

$$\mathbf{i}(s) = \mathbf{Y}_{u,cl}(s)u_{dc}(s) + \mathbf{G}_{cl}\mathbf{i}_{ref}(s), \quad (75)$$

missä

$$\mathbf{Y}_{u,cl}(s) = [\mathbf{I} + G(s)\mathbf{D}(s)\mathbf{F}(s)]^{-1}G(s)[\mathbf{d}_0 - \mathbf{D}(s)\mathbf{d}_0], \quad (76)$$

$$\mathbf{G}_{cl}(s) = (\mathbf{I} + G(s)\mathbf{D}(s)\mathbf{F}(s))^{-1}G(s)\mathbf{D}(s)\mathbf{F}(s), \quad (77)$$

$$G(s) = \frac{1}{L(s + \alpha_c)}. \quad (78)$$

Otetaan huomioon kulmakompensointi, jolloin yhtälön (33) avulla päästään eroon yhtälössä (57) esiintyvistä termistä $e^{-\omega_1 \mathbf{J}T_d}$. Pidetään virta i_q nollana. Näin ollen voidaan tarkastella vain d-suuntaisia komponentteja, jolloin yhtälön (75) perusteella saadaan

$$i_d(s) = Y_{u,cl}(s)u_{dc}(s) + G_{cl}(s)i_{ref,d}(s), \quad (79)$$

missä

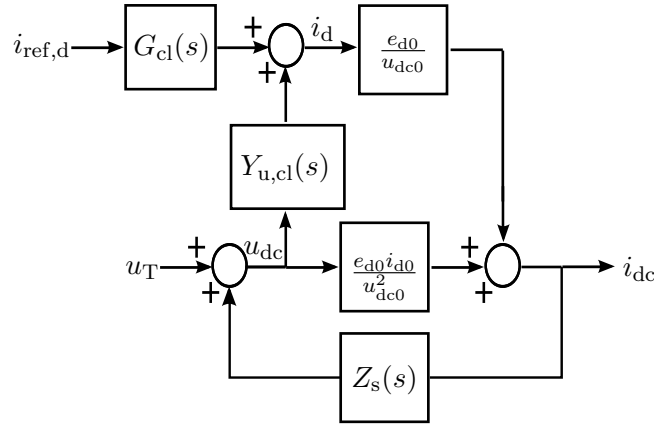
$$Y_{u,cl}(s) = [1 + G(s)D(s)F(s)]^{-1}G(s)[d_{d0} - D(s)d_{d0}], \quad (80)$$

$$G_{cl}(s) = [1 + G(s)D(s)F(s)]^{-1}G(s)D(s)F(s). \quad (81)$$

Kuva 19 esittää yhtälön (79) lohkokaaeviona.

Ei oteta huomioon suuntaajan ja vaihtojännitepuolen tehohäviöitä, jolloin saadaan tehotasapainolle yhtälö

$$i_{dc}(t)u_{dc}(t) = e_d(t)i_d(t). \quad (82)$$



Kuva 20: Järjestelmän linearisoitu malli, kun vaihtojännitepuolen tehohäviöt oletetaan nolllaksi.

Koska vasta-smv oletetaan häiriöttömäksi, yhtälö (82) linearisoituna on

$$i_{dc}(s) = \frac{e_{d0}}{u_{dc0}} i_d(s) - \frac{e_{d0} i_{d0}}{u_{dc0}^2} u_{dc}(s). \quad (83)$$

Otetaan myös tasajänniteväylä huomioon. Kuvan 14 perusteella välipiirijännite saadaan seuraavasti virran i_{dc} ja jännitteen u_T avulla:

$$u_{dc}(s) = u_T(s) - i_{dc}(s)Z_s(s). \quad (84)$$

Näin ollen voidaan muodostaa kuvan 20 esittämä lineaarinen malli yhtälöiden (80), (81), (83) ja (84) avulla.

Ratkaistaan tuloadmittanssi eli siirtofunktio jännitteestä u_{dc} ja virtaan i_{dc} yhtälöiden (80) ja (83) avulla:

$$Y(s) = Y_{u,cl}(s) \frac{e_{d0}}{u_{dc0}} - \frac{e_{d0} i_{d0}}{u_{dc0}^2}. \quad (85)$$

5.3.2 Stabilointiohjain

Stabiloidaan järjestelmä muokkaamalla virtaohjetta $i_{ref,d}$ seuraavasti:

$$i_{ref,d}(s) = i'_{ref,d}(s) + M(s)u_{dc}(s), \quad (86)$$

missä M on stabilointiohjain. Tällöin yhtälöiden (79), (83) ja (86) perusteella tuloadmittanssi (85) muuttuu muotoon

$$Y(s) = [Y_{u,cl}(s) + M(s)G_{cl}(s)] \frac{e_{d0}}{u_{dc0}} - \frac{e_{d0} i_{d0}}{u_{dc0}^2}. \quad (87)$$

Haluttu tuloadmittanssi saadaan valitsemalla stabilointiohjaimeksi

$$M(s) = G_{cl}^{-1}(s) \frac{u_{dc0}}{e_{d0}} \left(Y_d(s) + \frac{e_{d0} i_{d0}}{u_{dc0}^2} \right) - G_{cl}^{-1}(s) Y_{u,cl}(s), \quad (88)$$

missä Y_d on haluttu tuloadmittanssi.

Käytetään lauseketta (80), ja tehdään approksimaatio $1 - D(s) \approx sT_d$ hyödyn-
tämällä eksponenttifunktion Taylor-sarjaa, jolloin voidaan kirjoittaa seuraavasti:

$$-G_{cl}^{-1}(s)Y_{u,cl}(s) = -G_{cl}^{-1}(s)(1 - G_{cl}(s))G'd_{d0}(1 - D(s)) \approx (1 - G_{cl}^{-1}(s))\frac{d_{d0}T_d}{L} \frac{s}{s + \alpha_c}. \quad (89)$$

Lisätään yhtälö (89) yhtälöön (88), jolloin stabilointiohjaimelle saadaan lauseke

$$M(s) = \frac{d_{d0}T_d}{L} \frac{s + sG_{cl}^{-1}(s)}{s + \alpha_c} + G_{cl}^{-1}(s) \frac{u_{dc0}}{e_{d0}} \left(Y_d(s) - \frac{e_{d0}d_{0,d}T_d}{u_{dc0}L} + \frac{e_{d0}i_{d0}}{u_{dc0}^2} \right). \quad (90)$$

Halutun tuloadmittanssin tulisi olla reaaliarvoinen ja positiivinen. Toisaalta admittanssi ei saa olla liian suurikaan, koska sillä olisi negatiivinen vaikutus välipiirijännitteen vaihteluiden kumoamiseen. Lisäksi termin G_{cl}^{-1} vaikutus tulisi minimoida, koska aikaviiveiden takia ei ole mahdollista ratkaista käänteisyhtälöä käytännössä. Näin ollen ehdotetaan halutuksi admittanssiksi seuraavaa lausetta:

$$Y_d(s) = \frac{e_{d0}d_{d0}T_d}{u_{dc0}L} \begin{cases} 0, & P_0 > 0 \\ -\frac{e_{d0}i_{d0}}{u_{dc0}^2}, & P_0 \leq 0 \end{cases} \quad (91)$$

Tällöin on minimoitu termin G_{cl}^{-1} vaikutus. Jotta yllä oleva yhtälö toteutuisi, täytyy stabilointiohjaimen olla

$$M(s) = \frac{d_{d0}T_d}{L} \frac{s + sG_{cl}^{-1}(s)}{s + \alpha_c} + \begin{cases} G_{cl}^{-1}(s) \frac{i_{d0}}{u_{dc0}}, & P_0 > 0 \\ 0, & P_0 \leq 0 \end{cases} \quad (92)$$

Koska G_{cl} sisältää aikaviiveitä, sen käänteisyhtälöä ei voida ratkaista. Approksimoidaan käänteisyhtälöt niin, että tuloadmittanssi pysyy positiivisena tai ainakin lähestulkoon, jotta järjestelmä pysyy stabiilina. Ehdotetaan, että yllä olevan yhtälön ensimmäisessä termissä ei huomioida aikaviiveitä lainkaan. Toista termiä G_{cl}^{-1} approksimoidaan vaiheenjohtopiirillä F_{LEAD} , jotta vaiheensiirto ominaistajuuden ω_0 läheisyydessä kompensoitaisiin. Tällaista lähestymistapaa on käytetty myös viitteessä [7]. Tällöin stabilointiohjaimeksi saadaan

$$M(s) = \frac{d_{d0}T_d}{L} \frac{2s + \alpha_c}{s + \alpha_c} + \begin{cases} F_{LEAD}(s) \frac{i_{d0}}{u_{dc0}}, & P_0 > 0 \\ 0, & P_0 \leq 0 \end{cases} \quad (93)$$

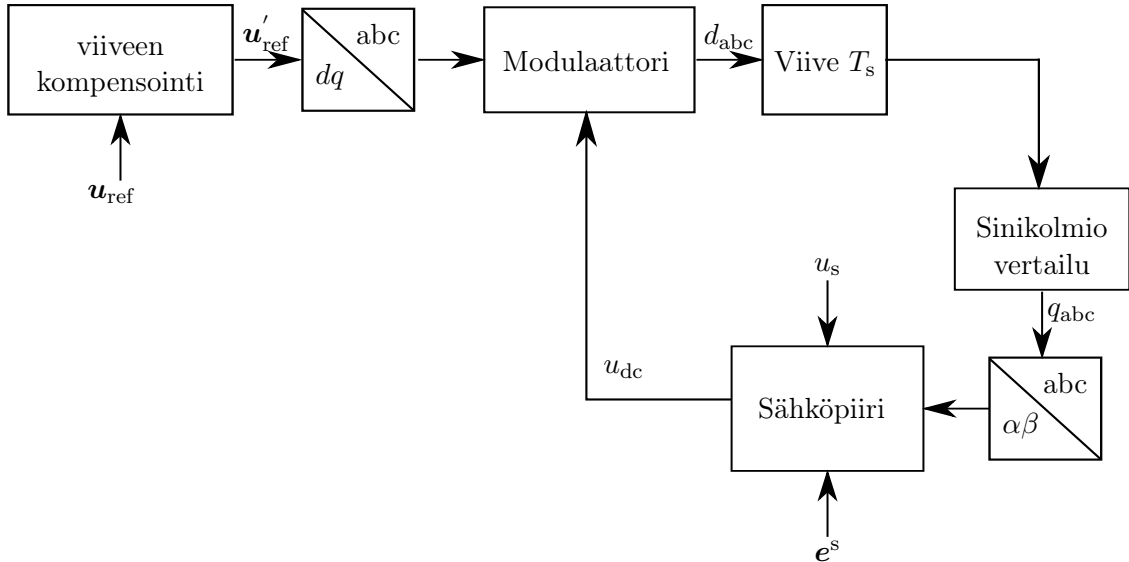
On syytä huomioida, että jos virtaohjetta muokataan yhtälön (86) perusteella, täytyy välipiirijännitteestä vähentää tasakomponentti eli toimintapisteen mukainen arvo.

5.4 Yhteenveto

Tässä luvussa esiteltiin eri tapoja stabiloida työssä tutkittava järjestelmä. Tasa-jänniteväylän vaimennuskerrointa suurentamalla järjestelmä stabiloituu (kts. kohta 5.1). Tällöin kuitenkin joko kustannukset, tehohäviöt tai yliaallot suurenevät, minkä

takia näytettiin toinen tapa stabiloida järjestelmä eli vaihtosuuntaajan tuloadmittanssin muokkaaminen ohjauksen avulla.

Yksinkertainen tapa on ollut käyttää NSSC-ohjainta, joka toimii, mikäli teho-ohjeen seuranta on lähes täydellistä. On kuitenkin tapauksia, joissa NSSC-ohjain ei stabiloi järjestelmää. Esimerkiksi aikaviiveen ollessa liian suuri tai ohjauksen taajuuskaistan ollessa liian pieni järjestelmä saattaa muuttua epästabiiliksi. Näin ollen kehitettiin toinen tapa muokata tuloadmittanssia, missä otetaan paremmin huomioon vaihtojännitepuolen dynamiikka (kts. kohta 5.3).



Kuva 21: Jänniteohjatun järjestelmän aikatason simulaatiomalli.

6 Tulokset: jänniteohjattu järjestelmä

Työssä testattiin piensignaalmallin paikkansapitävyyttä simuloimalla. Tässä luvussa käydään läpi jänniteohjatun järjestelmän simulointimallit. Muutaman esimerkin avulla näytetään, kuinka hyvin piensignaalmalli ennustaa järjestelmän stabiiliisuuden. Luvun lopuksi tutkitaan järjestelmän herkkyyttä parametrivaiheluille.

6.1 Mallit

6.1.1 Aikataso

Järjestelmien aikatason testaaminen toteutettiin Matlab-ohjelmiston (versio R2012a) Simulink-työkalulla, joka on tarkoitettu dynaamisten järjestelmien simulointiin. Simulinkin ratkaisijana käytettiin Runge-Kutta-algoritmia, jonka askeleeksi valittiin $T_s/200$. Simuloinnit suoritettiin aikavälillä 0–0.6 s.

Kuva 21 esittää jänniteohjatun järjestelmän aikatason simulaatiomallin. Järjestelmää ohjataan jänniteohjevektorilla \mathbf{u}_{ref} , jonka arvo on sama kuin jännitevektorin \mathbf{u} arvo toimintapisteessä. Koska järjestelmässä on viivettä, jänniteohjeen kulmaa käännetään eteenpäin yhtälön (33) perusteella. Kulman kääntämisen jälkeen jänniteohjevektori muunnetaan vaihejännitteiksi dq/abc-lohkossa. Modulaattorissa, jonka modulointitapa on SVPWM, lasketaan pulssisuhteet d_{abc} , mitä varten mitataan sähköpiiristä välipiirijännite (kts. kohta 2.5). Digitaalisuus aiheuttaa järjestelmään kokonaisuudessaan aikaviiveen T_s (kts. kohta 3.4), mikä on huomioitu simulaatiomallissa nollannen kertaluvun pidolla. KytKentäsignaalien ratkaisemiseksi suoritetaan sinikolmiovertailu, mikä aiheuttaa aikaviiveen $\frac{1}{2}T_s$. KytKentäsignaaleilla q_{abc} ohjataan vaihtosuuntaajan transistoreita kohtien 2.4 ja 2.5 mukaisesti. Sähköpiirin malli perustuu tilayhtälöihin (16), (17) ja (21) (huom. toteutettu staattorikoordinaatistossa).

Taulukko 1: Simulointiparametrit eri kytkentätaajuuksilla

Parametrit	Arvo (12 kHz)	Arvo (6 kHz)	Arvo (2 kHz)
<i>Tasajänniteväylä</i>			
Jännitelähde u_s	540 V	540 V	540 V
Resistanssi R_s	0.5 Ω	0.5 Ω	0.5 Ω
Induktanssi L_s	8.1 mH	8.1 mH	8.1 mH
Kapasitanssi C_s			
Stabiili	170 μF	150 μF	90 μF
Epästabiili	150 μF	130 μF	70 μF
<i>Vaihtojännitepuoli</i>			
Vasta-smv $\ e\ $	111 V	111 V	111 V
Induktanssi L	21 mH	21 mH	21 mH
Resistanssi R	5.8 Ω	5.8 Ω	5.8 Ω
Vasta-smv:n kulmataajuus ω_1	$2\pi \cdot 25$ rad/s	$2\pi \cdot 25$ rad/s	$2\pi \cdot 25$ rad/s

6.1.2 Piensignaali

Järjestelmän piensignaalin mallista kirjoitettiin skriptitiedosto kuvan 16 perusteella. Jokainen lohko muunnettiin tilaesitysmuotoon. Tämän jälkeen lohkot yhdistettiin, ja ratkaistiin tuloadmittanssi $Y_{\text{pwm}}(s)$ eli siirtofunktio jännitteestä $u_{\text{dc}}(s)$ virtaan $i_{\text{dc}}(s)$. Lopuksi laskettiin siirtofunktio $Z_s(s)Y_{\text{pwm}}(s)$, ja piirrettiin sen Nyquistin diagrammi. Siirtofunktiolla $Z_s(s)Y_{\text{pwm}}(s)$ ei ole napoja oikeassa puolitasossa, joten stabiilisuuden tarkasteluksi riittää se, että pistettä $(-1,0)$ ei kierretä kertaakaan.

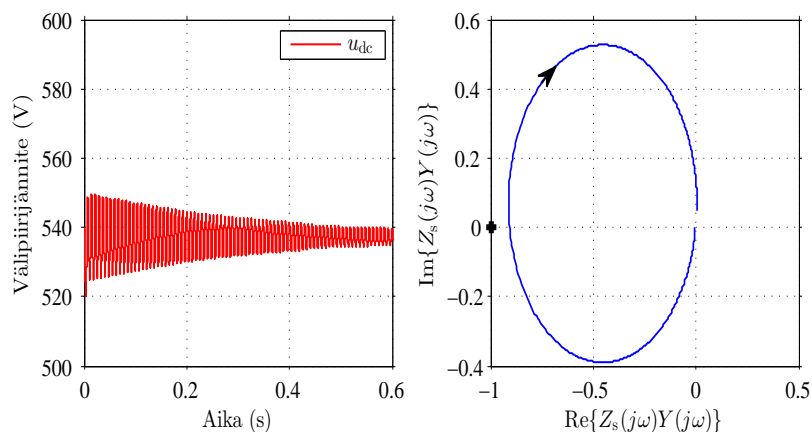
6.2 Aikataason ja piensignaalin vertailu

Seuraavaksi näytetään muutamia havainnollistavia esimerkkejä siitä, miten hyvin piensignaalin malli ennustaa järjestelmän stabiilisuuden. Vaihtosuuntaajalla varustettujen järjestelmien kytkentätaajuus on yleensä 2–16 kHz. Tässä työssä käytettiin arvoja 12, 6 ja 2 kHz, jotta aikaviiveen vaikutus tulisi esille. Kokeessa käytetyt parametrit on esitetty taulukossa 1, ja ne vastaavat 2200 W:n oikosulkumoottorin parametreja. On syytä huomioda, että mitä pienempi kytkentätaajuus, sitä suurempi aikaviive (kts. kohta 3.4). Piensignaalin toimintapiste lasketaan niin, että vasta-smv:n pätöteho on 2200 W.

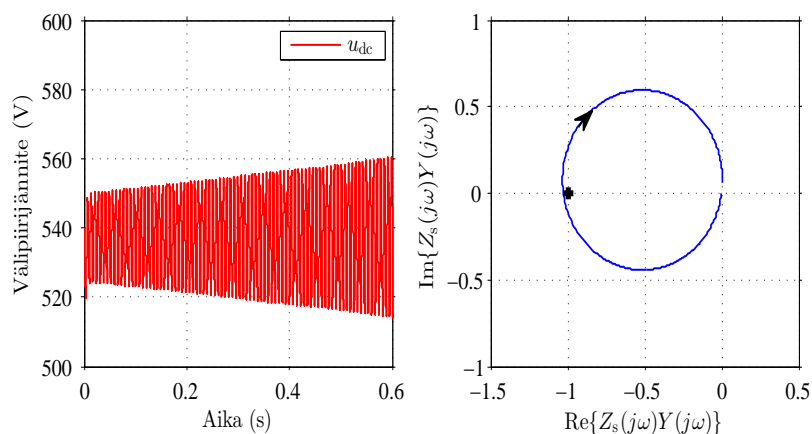
6.2.1 Kytkentätaajuus 12 kHz

Järjestelmää tutkittiin ensiksi 12 kHz:n kytkentätaajuudella. Tällöin aikaviive on pienin tutkittavista tapauksista. Kuva 22 esittää välipiirijännitteen käyrämuodon aikatasossa ja siirtofunktion $Z_s(s)Y_{\text{pwm}}(s)$ Nyquistin diagrammin, kun välipiirikondensaattorin kapasitanssi on 170 μF . Huomataan, että järjestelmä on stabiili sekä aikatasossa että piensignaalin menetelmällä tarkasteltuna. Kun välipiirikondensaatto-

rin kapasitanssi on $150 \mu\text{F}$, saadaan kuvan 23 käyrämuodot. Huomataan, että järjestelmä on epästabiili sekä aikatasossa että piensignaalin menetelmällä tarkasteltuna.



Kuva 22: Välipiirijännite ajan suhteen ja siirtofunktion $Z_s(s)Y_{\text{pwm}}(s)$ Nyquistin diagrammi, kun kytkentätaajuus 12 kHz ja välipiirikondensaattorin kapasitanssi $170 \mu\text{F}$.



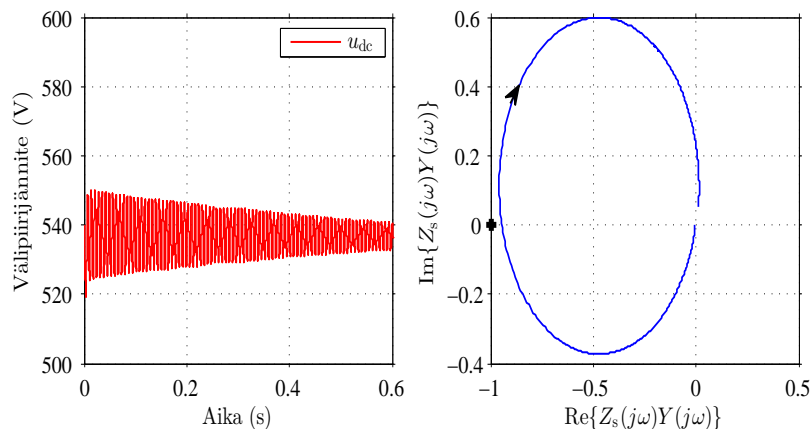
Kuva 23: Välipiirijännite ajan suhteen ja siirtofunktion $Z_s(s)Y_{\text{pwm}}(s)$ Nyquistin diagrammi, kun kytkentätaajuus 12 kHz ja välipiirikondensaattorin kapasitanssi $150 \mu\text{F}$.

Piensaalimenetelmä näyttäisi ennustavan oikein 12 kHz:n kytkentätaajuudella. Tämän varmistamiseksi kapasitanssin vaihteluväli pienennettiin $3 \mu\text{F}$:iin. Tällöin löydettiin stabiiliksi arvoksi $156 \mu\text{F}$ ja epästabiiliksi arvoksi $153 \mu\text{F}$ aikatasossa. Piensaalimallilla tarkasteltaessa saatiin yhtäläinen tulos stabiilisuuden suhteen.

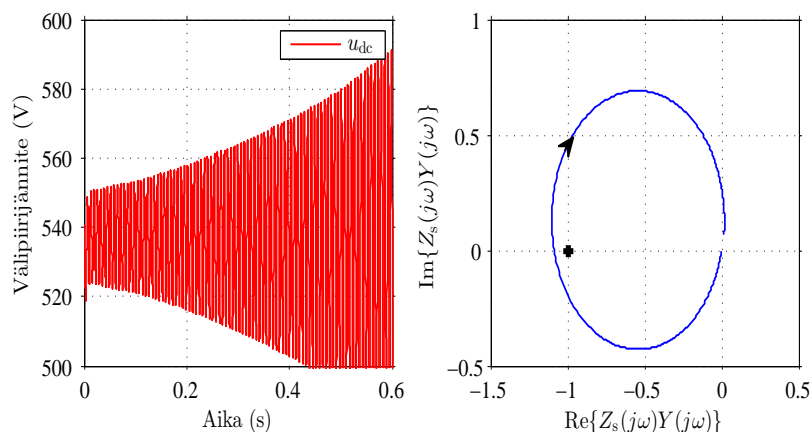
6.2.2 Kytkentätaajuus 6 kHz

Toiseksi mallien yhteensopivuutta tutkittiin kytkentätaajuuden ollessa 6 kHz, jolloin viive on kaksinkertainen verrattuna 12 kHz:n tapaukseen. Kuvan 24 perusteella

piensignaalmalli ennustaa järjestelmän stabiilisuuden oikein, kun välipiirikondensaattorin kapasitanssi on $150 \mu\text{F}$. Vastaavasti kuvan 25 perusteella piensignaalmalli ennustaa järjestelmän epästabiilisuuden oikein, kun välipiirikondensaattorin kapasitanssi on $130 \mu\text{F}$.



Kuva 24: Välipiirijännite ajan suhteen ja siirtofunktion $Z_s(s)Y_{\text{pwm}}(s)$ Nyquistin diagrammi, kun kytkentätaajuus 6 kHz ja välipiirikondensaattorin kapasitanssi $150 \mu\text{F}$.



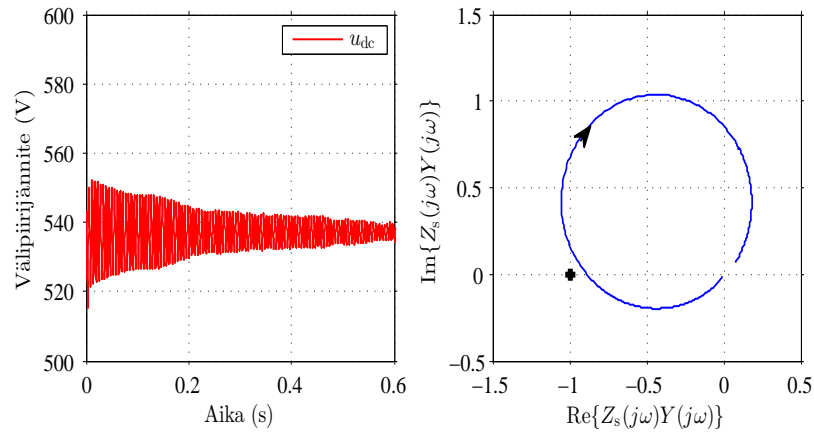
Kuva 25: Välipiirijännite ajan suhteen ja siirtofunktion $Z_s(s)Y_{\text{pwm}}(s)$ Nyquistin diagrammi, kun kytkentätaajuus 6 kHz ja välipiirikondensaattorin kapasitanssi $130 \mu\text{F}$.

Malleja testattiin myös kapasitanssin arvoilla $143 \mu\text{F}$ ja $140 \mu\text{F}$. Piensignaalmalli ennusti oikein tällöinkin: järjestelmä on stabiili kapasitanssin ollessa $143 \mu\text{F}$ ja epästabiili kapasitanssin ollessa $140 \mu\text{F}$.

6.2.3 KytKentätaajuus 2 kHz

Kolmanneksi mallien yhteensopivuutta tutkittiin kytKentätaajuuden ollessa 2 kHz, jolloin viive on suurimmillaan tutkittavista tapauksista. Toisin sanoen viive on kolminkertainen 6 kHz:n tapaukseen verrattuna ja kuusinkertainen 12 kHz:n tapaukseen verrattuna. Kuvan 26 perusteella piensignaalmalli ennustaa järjestelmän stabiilisuuden oikein, kun välipiirikondensaattorin kapasitanssi on $90 \mu\text{F}$. Vastaavasti kuvan 26 perusteella piensignaalmalli ennustaa järjestelmän epästabiilisuuden oikein, kun välipiirikondensaattorin kapasitanssi on $70 \mu\text{F}$.

Malleja testattiin myös kapasitanssin arvoilla $79 \mu\text{F}$ ja $76 \mu\text{F}$. Piensignaalmalli ennusti oikein tällöinkin: järjestelmä on stabiili kapasitanssin ollessa $79 \mu\text{F}$ ja epästabiili kapasitanssin ollessa $76 \mu\text{F}$.



Kuva 26: Välipiirijännite ajan suhteen ja siirtofunktion $Z_s(s)Y_{\text{pwm}}(s)$ Nyquistin diagrammi, kun kytKentätaajuus 2 kHz ja välipiirikondensaattorin kapasitanssi $90 \mu\text{F}$.

6.3 Parametrien vaikutus stabiilisuuteen

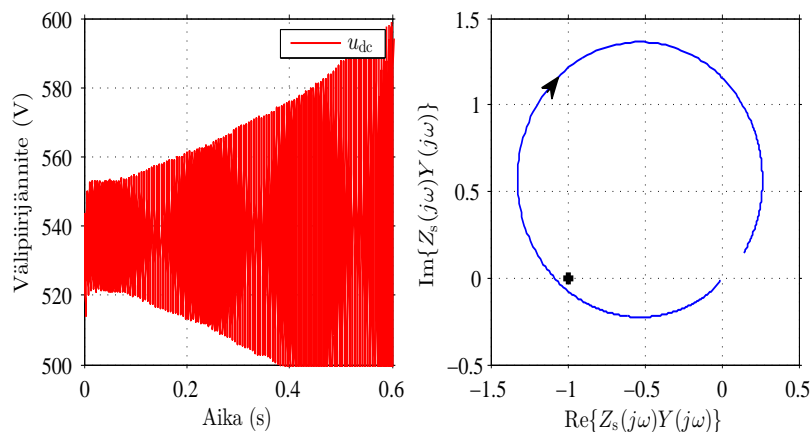
Kaiken kaikkiaan piensignaalmalli ennustaa järjestelmän stabiilisuuden oikein, mikä vuoksi sitä hyödynnetään seuraavaksi herkkyyksianalyyseissä. Järjestelmän stabiilisuuden herkkyyttä tarkastellaan vaihtamalla yksittäisen parametrin arvoa niin, että muiden parametrien arvot pysyvät paikallaan. Parametrien lähtöarvot on annettu taulukossa 2.

6.3.1 Resistanssi R_s

Resistanssin R_s vaikutusta tutkittiin arvoilla $0.3\text{--}0.8 \Omega$. Kuva 28 esittää siirtofunktion $Z_s(s)Y_{\text{pwm}}(s)$ Nyquistin diagrammin kussakin tapauksessa. Kuten kuvasta nähdään, järjestelmä stabiloituu kasvattamalla resistanssia ja muuttuu epästabiiliksi pienentämällä resistanssia. Tämä johtuu siitä, että tasajänniteväylä on paremmin

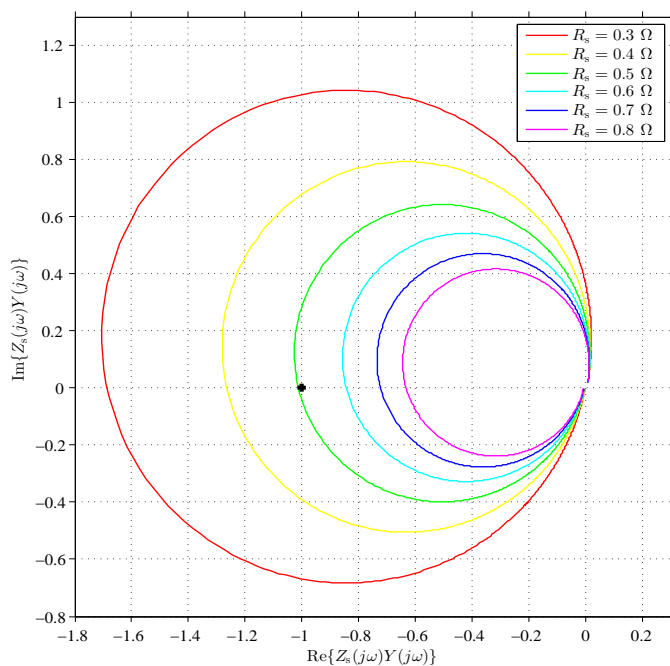
Taulukko 2: Herkkyysanalyysissä käytetyt lähtöarvot.

Parametrit	Arvo
<i>Tasajänniteväylä</i>	
Jännitelähde u_s	540 V
Resistanssi R_s	0.5 Ω
Induktanssi L_s	8.1 mH
Kapasitanssi C_s	140 μF
<i>Vaihtojännitepuoli</i>	
Vasta-smv $ e $	111 V
Induktanssi L	21 mH
Resistanssi R	5.8 Ω
Vasta-smv:n kulmataajuus ω_1	$2\pi \cdot 25$ rad/s
<i>Ohjaus</i>	
KytKentätaajuus f_{sw}	6 kHz

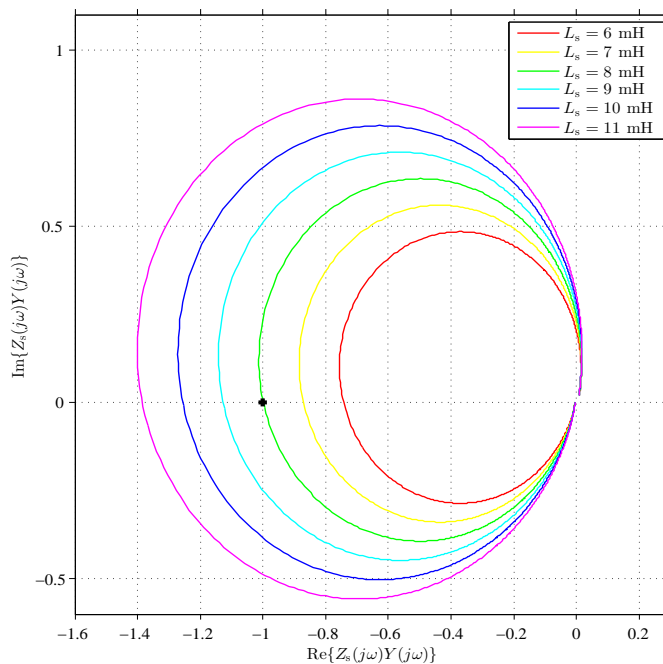


Kuva 27: Välipiirijännite ajan suhteen ja siirtofunktion $Z_s(s)Y_{\text{pwm}}(s)$ Nyquistin diagrammi, kun kytkentätaajuus 2 kHz ja välipiirikondensaattorin kapasitanssi $70 \mu\text{F}$.

vaimennettu resistanssin kasvaessa (kts. kohta 4.1.2). Sähkövoimajärjestelmissä resistanssi pyritään kuitenkin pitämään mahdollisimman alhaisena, koska resistanssin suurentaminen lisää tehohäviöitä.



Kuva 28: Siirtofunktion $Z_s(s)Y_{\text{pwm}}(s)$ Nyquistin diagrammi resistanssin R_s arvoilla $0.3\text{--}0.8 \Omega$.



Kuva 29: Siirtofunktion $Z_s(s)Y_{\text{pwm}}(s)$ Nyquistin diagrammi induktanssin L_s arvoilla 6–11 mH.

6.3.2 Kela L_s

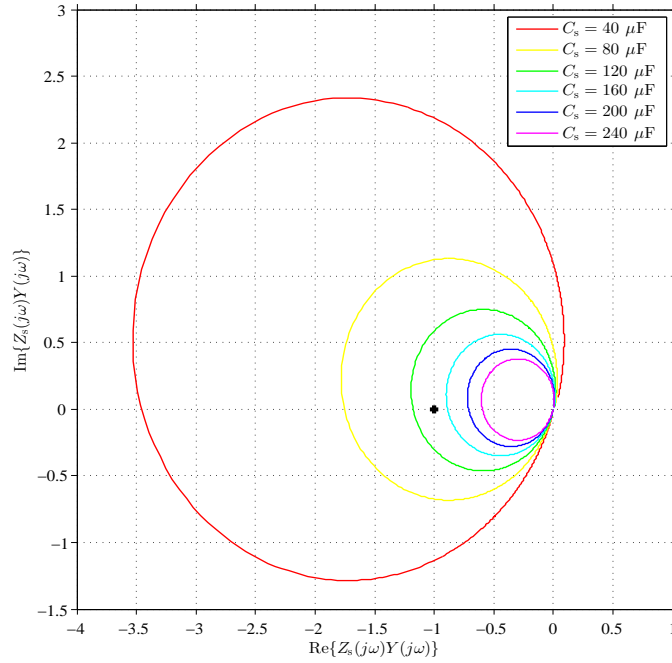
Kelan L_s vaikutusta tutkittiin arvoilla 6–11 mH. Kuva 29 esittää siirtofunktion $Z_s(s)Y_{\text{pwm}}(s)$ Nyquistin diagrammin kussakin tapauksessa. Kuten kuvasta nähdään, järjestelmä stabiloituu pienentämällä induktanssia ja muuttuu epästabiiliksi kasvattamalla induktanssia. Tämä johtuu siitä, että tasajänniteväylä on paremmin vaimennettu induktanssin pienentyessä (kts. kohta 4.1.2). Yleensä induktanssi halutaan pitää kuitenkin riittävän korkeana, jotta yliaallot suodattuisivat tarpeeksi (kts. kohta 3.1).

6.3.3 Välipiirikondensaattori C_s

Välipiirikondensaattorin vaikutusta tutkittiin arvoilla 40–240 μF . Kuva 30 esittää Nyquistin diagrammin kussakin tapauksessa. Kuten kuvasta nähdään, järjestelmä stabiloituu kasvattamalla kapasitanssia, mikä johtuu tasajänniteväylän vaimennuksen voimistumisesta (kts. kohta 4.1.2). Vastaavasti järjestelmä muuttuu epästabiiliksi pienentämällä kapasitanssia, mikä ilmenee esimerkiksi silloin, kun elektolyyttikondensaattori vaihdetaan muovieristeiseen kondensaattoriin.

6.3.4 KytKentätaajuus f_{sw}

KytKentätaajuuden vaikutusta tutkittiin arvoilla 2–12 kHz. Kuva 31 esittää Nyquistin diagrammin kussakin tapauksessa. Kuten kuvasta nähdään, järjestelmä stabiloituu kytKentätaajuutta pienentämällä ja muuttuu epästabiiliksi kytKentätaajuutta

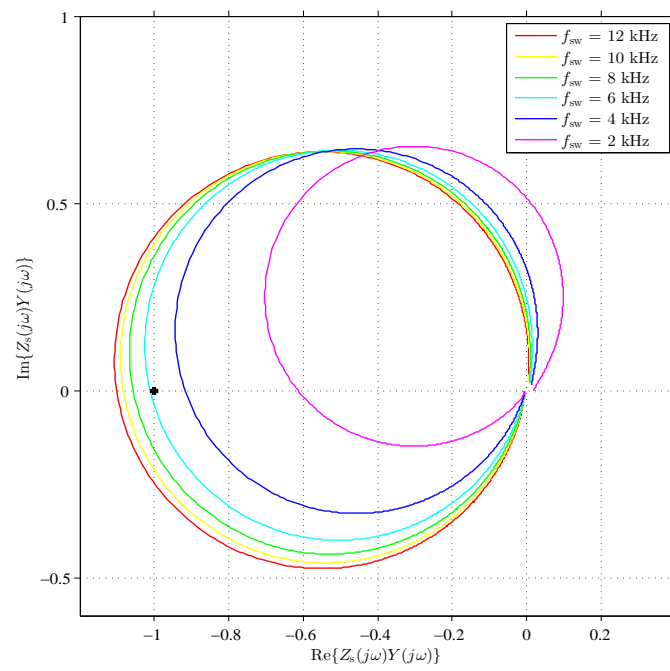


Kuva 30: Siirtofunktion $Z_s(s)Y_{\text{pwm}}(s)$ Nyquistin diagrammi kapasitanssin C_s arvoilla 40–240 μF .

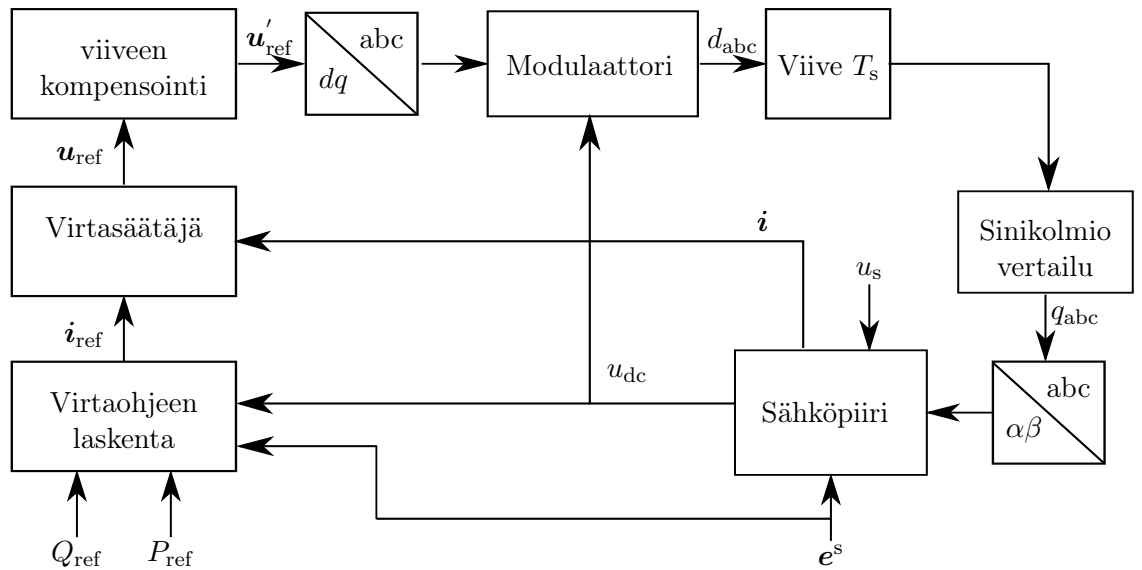
kasvattamalla. Tämä johtuu siitä, että kytkentätaajuuden kasvaessa lähestytään vakiotehokuorman tapausta yhtälön (62) perusteella, jolloin tuloadmittanssi muuttuu negatiiviseksi ja reaaliseksi.

6.4 Yhteenveto

Tässä luvussa tutkittiin sitä, miten tarkasti piensignaali malli ennustaa järjestelmän stabiilisuuden eri välipiirikondensaattorin kapasitanssin arvoilla jänniteohjatun järjestelmän tapauksessa. Vaihtosuuntaajalla varustettujen järjestelmien kytkentätaajuus on yleensä 2–16 kHz. Tässä työssä käytettiin arvoja 12, 6 ja 2 kHz, jotta aikaviiveen vaikutus tulisi esille. Piensignaali malli ennusti järjestelmän stabiilisuuden oikein jokaisessa tutkitussa tapauksessa, minkä takia mallia hyödynnettiin herkkyysanalyysissä. Tutkittiin sitä, miten parametrit vaikuttavat järjestelmän stabiilisuuteen. Huomattiin, että tasajänniteväylän vaimennuskerrointa kasvattamalla järjestelmä muuttui stabiiliksi. Lisäksi huomattiin, että järjestelmä muuttuu epästabiiliksi kytkentätaajuutta suurentamalla. Syy tähän on se, että kytkentätaajuuden kasvaessa lähestytään vakiotehokuorman tapausta.



Kuva 31: Siirtofunktion $Z_s(s)Y_{\text{pwm}}(s)$ Nyquistin diagrammi kytkentätaajuuden f_{sw} arvoilla 2–12 kHz.



Kuva 32: Jänniteohjatun järjestelmän aikatason simulaatiomalli.

7 Tulokset: virtasäädetty järjestelmä

Tässä luvussa käydään läpi virtasäädetyin järjestelmän simulointimallit. Muutaman esimerkin avulla näytetään, kuinka hyvin piensignaali ennustaa järjestelmän stabiilisuuden. Luvun lopuksi vertaillaan työssä esiintyviä stabilointimenetelmiä.

7.1 Mallit

7.1.1 Aikataso

Kuva 32 esittää virtasäädetyin järjestelmän aikatason simulaatiomallin. Järjestelmä ohjaa vasta-smv:n pätö- ja loistehoa annettujen pätö- ja loisteho-ohjeiden (P_{ref} ja Q_{ref}) mukaisesti. Haluttu tehotaso saavutetaan vaihtojännitepuolen virtaa ohjaamalla vasta-smv:n ollessa vakio tahtikoordinaatistossa. Virtaohjeen laskemista varten täytyy pätöteho- ja loisteho-ohjeiden lisäksi saada tieto nykyisestä vasta-smv:n suuruudesta yhtälön (27) mukaisesti. Mikäli järjestelmä stabiloidaan, tarvitaan lisäksi tieto välipiirijännitteestä. NSSC-ohjaimen tapauksessa virtaohjeen laskenta perustuu yhtälöihin (27) ja (69) ja työssä kehitetyn ohjaimen osalta yhtälöihin (27), (86) ja (93). Virtasääätäjä muodostaa jänniteohjeen u_{ref} virtaohjeen i_{ref} ja mitatun virran i avulla, ja sen toiminta perustuu yhtälöön (28). Muutoin simulointimalli on samanlainen kuin jänniteohjatun järjestelmän tapauksessa (kts. kohta 6.1.1).

7.1.2 Piensignaali

Järjestelmän piensignaali mallista kirjoitettiin skriptitiedosto kuvan 17 perusteella. Jokainen lohko muunnettiin tilaesitysmuotoon ja yhdistettiin toisiinsa. Tämän jälkeen ratkaistiin tasajännitepuolen tuloadmittanssi $Y_{cl}(s)$. Tuloadmittanssi sisältää viiveen käänteisfunktion, joten sen napoja ei voida ratkaista käytännössä (kts. kohta

Taulukko 3: Simulointiparametrit eri kytkentätaajuuksilla

Parametrit	Arvo (12 kHz)	Arvo (6 kHz)	Arvo (2 kHz)
<i>Tasajänniteväylä</i>			
Jännitelähde u_s	540 V	540 V	540 V
Resistanssi R_s	0.5 Ω	0.5 Ω	0.5 Ω
Induktanssi L_s	8.1 mH	8.1 mH	8.1 mH
Kapasitanssi C_s			
Stabiili	180 μF	185 μF	205 μF
Epästabiili	160 μF	165 μF	185 μF
<i>Vaihtojännitepuoli</i>			
Vasta-smv $\ e\ $	111 V	111 V	111 V
Induktanssi L	21 mH	21 mH	21 mH
Resistanssi R	5.8 Ω	5.8 Ω	5.8 Ω
Vasta-smv:n kulmataajuus ω_1	$2\pi \cdot 25$ rad/s	$2\pi \cdot 25$ rad/s	$2\pi \cdot 25$ rad/s
<i>Ohjaus</i>			
Virtasäädön kaistanleveys α_c	$2\pi \cdot 400$ rad/s	$2\pi \cdot 400$ rad/s	$2\pi \cdot 250$ rad/s

3.4.1). Tämän takia viivefunktio on approksimoitiin yhtälöllä (32). Lopuksi laskettiin siirtofunktio $Z_s(s)Y_{cl}(s)$ ja piirrettiin sen Nyquistin diagrammi. Järjestelmä on stabiili, jos siirtofunktio $Z_s(s)Y_{cl}(s)$ kiertää pisteen (-1,0) vastapäivään täsmälleen yhtä monta kertaa kuin sillä on napoja oikeassa puolitasossa [17].

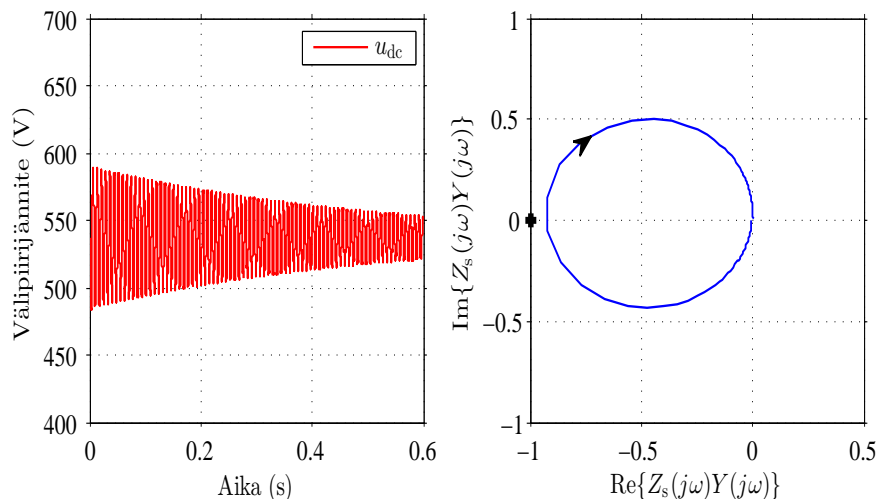
7.2 Aikatazon ja piensignaalin mallin vertailu

Seuraavaksi näytetään muutamia havainnollistavia esimerkkejä aikatazon ja piensignaalin mallin yhteensopivuudesta. Malleja tarkastellaan kytkentätaajuuksilla 12, 6 ja 2 kHz taulukon 3 parametreilla. Piensignaalin mallin toimintapiste lasketaan niin, että vasta-smv:n pätöteho on 2200 W.

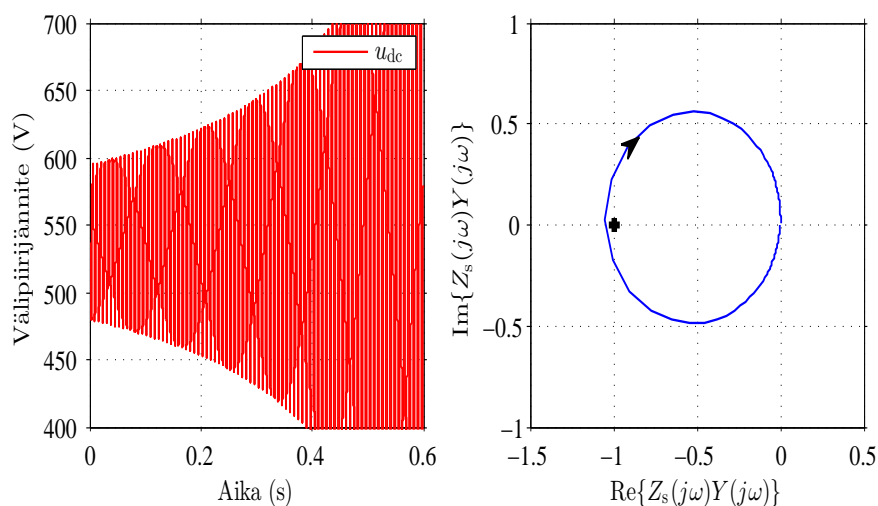
7.2.1 Kytkentätaajuus 12 kHz

Järjestelmää tutkittiin ensiksi 12 kHz:n kytkentätaajuudella. Tällöin aikaviive on pienin tutkittavista tapauksista. Kuva 33 esittää välipiirijännitteen käyrämuodon aikatasossa ja siirtofunktion $Z_s(s)Y_{cl}(s)$ Nyquistin diagrammin, kun välipiirikondensaattorin kapasitanssi on 180 μF . Huomataan, että järjestelmä on stabiili sekä aikatasossa että piensignaalin menetelmällä tarkasteltuna. Kun välipiirikondensaattorin kapasitanssi on 160 μF , saadaan kuvan 34 käyrämuodot. Huomataan, että järjestelmä on epästabiili sekä aikatasossa että piensignaalin menetelmällä tarkasteltuna.

Piensignaalin menetelmä näyttäisi ennustavan oikein 12 kHz:n kytkentätaajuudella. Tämän varmistamiseksi kapasitanssin vaihteluväli pienennettiin 3 μF :iin. Tällöin löydettiin stabiiliksi arvoksi 170 μF ja epästabiiliksi arvoksi 167 μF aikatasossa. Piensignaalin mallilla tarkasteltaessa saatiin yhtäläinen tulos stabiilisuuden suhteen.



Kuva 33: Välipiirijännite ajan suhteen ja siirtofunktion $Z_s(s)Y_{cl}(s)$ Nyquistin diagrammi, kun kytkentätaajuus 12 kHz ja välipiirikondensaattorin kapasitanssi 180 μF .

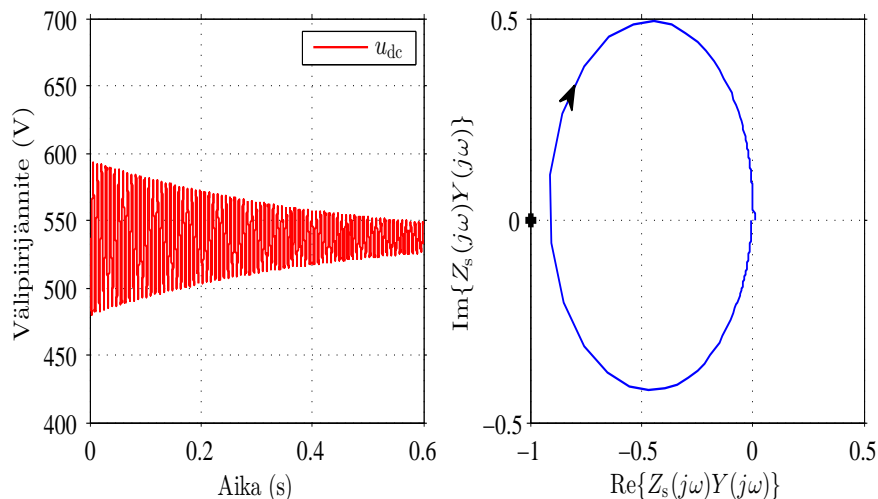


Kuva 34: Välipiirijännite ajan suhteen ja siirtofunktion $Z_s(s)Y_{cl}(s)$ Nyquistin diagrammi, kun kytkentätaajuus 12 kHz ja välipiirikondensaattorin kapasitanssi 160 μF .

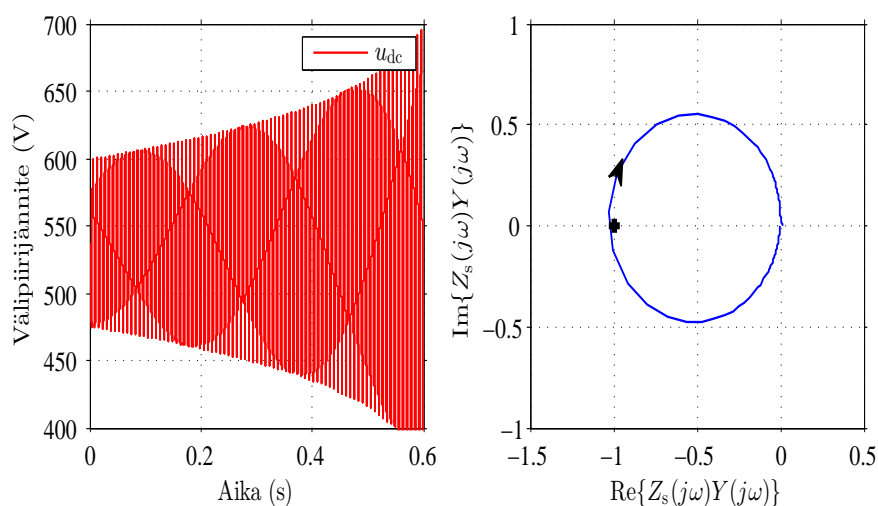
7.2.2 Kytkentätaajuus 6 kHz

Toiseksi mallien yhteensopivuutta tutkittiin kytkentätaajuuden ollessa 6 kHz. Kuvan 35 perusteella piensignaalmalli ennustaa järjestelmän stabiilisuuden oikein, kun välipiirikondensaattorin kapasitanssi on 185 μF . Vastaavasti kuvan 36 perusteella piensignaalmalli ennustaa järjestelmän epästabiilisuuden oikein, kun välipiirikondensaattorin kapasitanssi on 165 μF .

Malleja testattiin myös kapasitanssin arvoilla 172 μF ja 169 μF . Piensignaali-



Kuva 35: Välipiirijännite ajan suhteen ja siirtofunktion $Z_s(s)Y_{cl}(s)$ Nyquistin diagrammi, kun kytkentätaajuus 6 kHz ja välipiirikondensaattorin kapasitanssi $185 \mu\text{F}$.

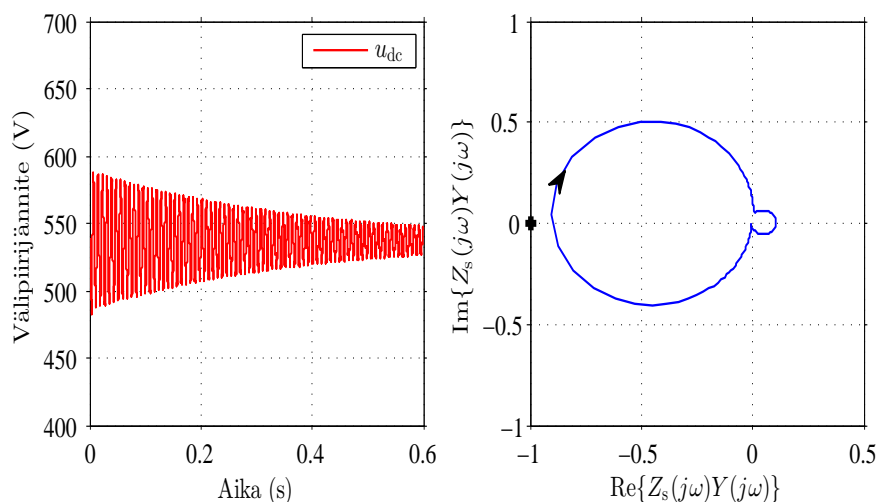


Kuva 36: Välipiirijännite ajan suhteen ja siirtofunktion $Z_s(s)Y_{cl}(s)$ Nyquistin diagrammi, kun kytkentätaajuus 6 kHz ja välipiirikondensaattorin kapasitanssi $165 \mu\text{F}$.

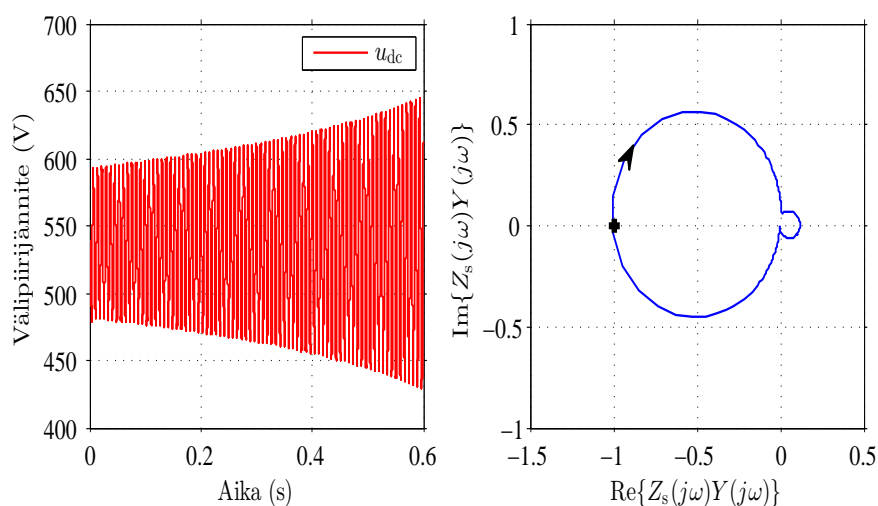
malli ennusti oikein tällöinkin: järjestelmä on stabiili kapasitanssin ollessa $172 \mu\text{F}$ ja epästabiili kapasitanssin ollessa $169 \mu\text{F}$.

7.2.3 Kytkentätaajuus 2 kHz

Kolmanneksi mallien yhteensopivuutta tutkittiin kytkentätaajuuden ollessa 2 kHz, jolloin viive on suurimmillaan tutkittavista tapauksista. Kuvan 37 perusteella piensignaali malli ennustaa järjestelmän stabiilisuuden oikein, kun välipiirikondensaatto-



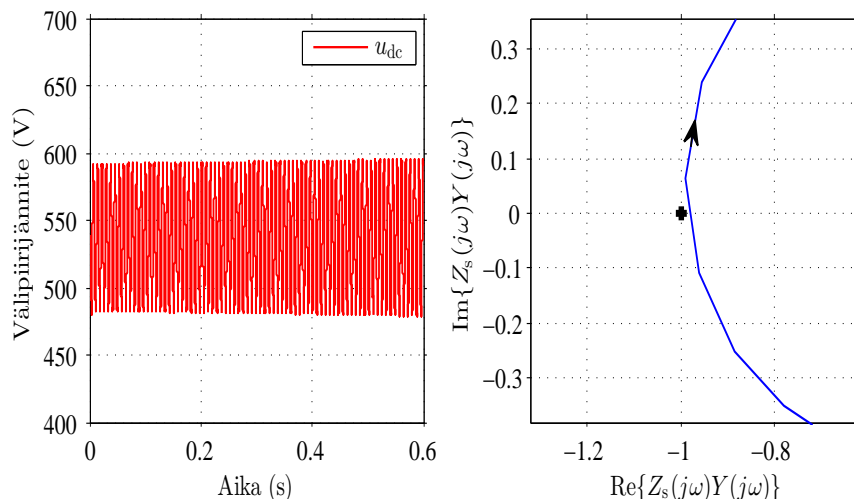
Kuva 37: Välipiirijännite ajan suhteen ja siirtofunktion $Z_s(s)Y_{cl}(s)$ Nyquistin diagrammi, kun kytkentätaajuus 2 kHz ja välipiirikondensaattorin kapasitanssi $205 \mu\text{F}$.



Kuva 38: Välipiirijännite ajan suhteen ja siirtofunktion $Z_s(s)Y_{cl}(s)$ Nyquistin diagrammi, kun kytkentätaajuus 2 kHz ja välipiirikondensaattorin kapasitanssi $185 \mu\text{F}$.

rin kapasitanssi on $205 \mu\text{F}$. Vastaavasti kuvan 38 perusteella piensignaali malli ennustaa järjestelmän epästabiilisuuden oikein, kun välipiirikondensaattorin kapasitanssi on $185 \mu\text{F}$.

Malleja testattiin myös kapasitanssin arvolla $189 \mu\text{F}$. Tällöin piensignaali malli ennustaa väärin, kuten kuvasta 39 havaitaan: järjestelmä on aikatasossa epästabiili, vaikka piensignaali malli ennustaa stabiilisuutta. Lisäksi löydettiin arvot $187\text{--}188 \mu\text{F}$, jolloin ennustaminen ei onnistu. Tämä johtunee joko Päden (2, 2) approksimaatiosta, keskiarvoistuksesta, Simulink-ohjelmistosta, Runge-Kutta -algoritmista tai kaikista



Kuva 39: Välipiirijännite ajan suhteen ja siirtofunktion $Z_s(s)Y_{cl}(s)$ Nyquistin diagrammi, kun kytkentätaajuus 2 kHz ja välipiirikondensaattorin kapasitanssi 189 μF .

edellä mainituista tekijöistä yhteensä.

7.3 Stabilointimenetelmien vertailu

Työssä kehitettiin stabilointiohjain tutkittavalle järjestelmälle (kts. kohta 5.3). Seuraavaksi tarkastellaan ohjaimen toimivuutta simuloimalla. Ohjainta verrataan stabiloimattomaan tapaukseen ja NSSC-ohjaimen (kts. kohta 5.2). Aluksi testataan sitä, kuinka hyvin stabilointiohjaimet stabiloivat luonnostaan epästabiliitit toimintapisteet. Lopuksi tutkitaan sitä, minkälainen vaikutus ohjaimilla on askelvasteisiin. Edellä mainittuja kokeita on käytetty esimerkiksi viitteessä [30].

7.3.1 Stabilointi

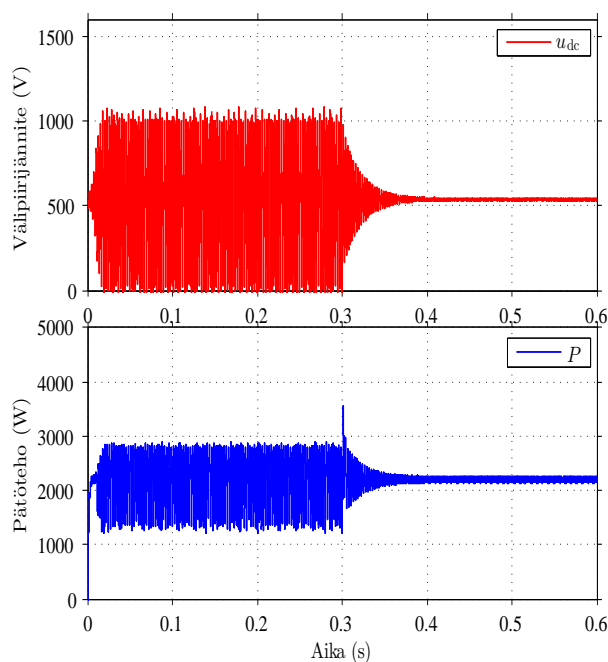
Stabilointia testattaessa käytettiin taulukon 4 parametrien arvoja. Ensin tutkittiin NSSC-ohjaimen toimivuutta asettamalla virtasäädön kaistanleveys arvoon $2\pi \cdot 180$ rad/s. Kun stabilointi kytketään päälle ajanhetkellä 0.3 s, saadaan kuvan 40 esittämät käyrät välipiirijännitteelle ja vasta-smv:n pätöteholle. Nähdään, että järjestelmä stabiloituu.

Toiseksi kaistanleveys pudotettiin arvoon $2\pi \cdot 130$ rad/s ja suoritettiin koe uudelleen. Kuvasta 41 huomataan, että välipiirijännite ja vasta-smv:n pätöteho eivät stabiloidukaan tällöin. Tämä johtuu siitä, että pätöteho ei seuraa ohjearvoansa tarpeeksi hyvin, mikä on edellytyksenä NSSC-ohjaimen käytölle (kts. kohta 5.2). Toisin sanoen järjestelmän kaistanleveys on muuttunut liian pieneksi. On syytä huomioda, että kytkentätaajuuden aiheuttama viive myös heikentää ohjearvon seurantaa.

Kolmanneksi koe suoritettiin myös uudella stabilointiohjaimella asettamalla kaistanleveys arvoon $2\pi \cdot 130$ rad/s. Vaiheenjohtopiiriksi F_{LEAD} asetettiin yksinkertai-

Taulukko 4: Stabilointitestissä käytettävät parametrit.

Parametrit	Arvo
<i>Tasajänniteväylä</i>	
Jännitelähde u_s	540 V
Resistanssi R_s	0.5 Ω
Induktanssi L_s	8.1 mH
Kapasitanssi C_s	20 μF
<i>Vaihtojännitepuoli</i>	
Vasta smv $ e $	111 V
Induktanssi L	21 mH
Resistanssi R	5.8 Ω
Vasta-smv:n kulmataajuus ω_1	$2\pi \cdot 25$ rad/s
<i>Ohjaus</i>	
KytKentätaajuus f_{sw}	4 kHz



Kuva 40: Välipiirijännite ja vasta-smv:n pätöteho ajan suhteen NSSC-ohjaimella, kun virtasäädön kaistanleveys on asetettu arvoon $2\pi \cdot 180$ rad/s. Stabilointi kytetään päälle ajanhetkellä 0.3 s.

sesti arvo yksi. Kuvasta 42 huomataan, että välipiirijännite ja vasta-smv:n pätöteho stabiloituvat tällöin. Täten uusi ohjain suoriutuu paremmin stabiloinnissa kuin NSSC-ohjain. Syy tähän on se, että uuden ohjaimen kehityksessä ei tehty oletusta täydellisestä pätötehon seurannasta (5.3). Toisin sanoen vaihtojännitepuolen dynamiikka on huomioitu menetelmässä.

7.3.2 Askelkoe

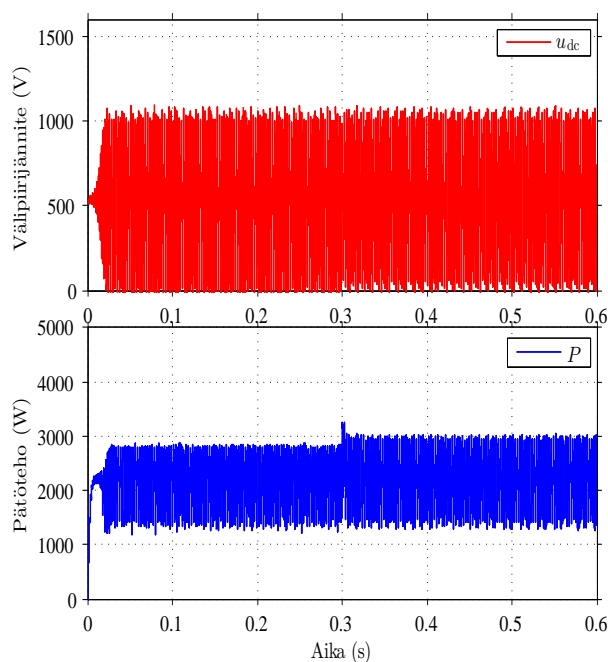
Verrataan lopuksi ohjaimien suorituskykyä askelkokeilla käyttämällä taulukon 5 parametreja. Pätöteho-ohje P_{ref} nostetaan 2200 W:iin ajanhetkellä 0.05 s, ja ajanhetkellä 0.3 s se lasketaan takaisin nolnaan. Tällöin saadaan kuvan 43 esittämät pätötehon vasteet kussakin tapauksessa. Huomataan, että ylitys on pienin uuden ohjaimen tapauksessa ja suurin ilman ohjainta. Vastaavasti järjestelmän asettumisaika on lyhyin ilman ohjainta. NSSC-ohjainta ja uutta ohjainta käytettäessä vaimennus on lähes yhtä voimakasta. Uudella ohjaimella asettumisaika on kuitenkin hieman lyhyempi kuin NSSC-ohjaimella. Täten uusi stabilointiohjain toimii parhaiten askelkokeessa, kun ottaa huomioon sekä ylityksen että asettumisaajan.

7.4 Yhteenveto

Tässä luvussa tutkittiin sitä, miten tarkasti piensignaalin malli ennustaa järjestelmän stabiilisuuden eri välipiirikondensaattorin arvoilla virtasäädetyssä järjestelmässä.

Taulukko 5: Tehojen vasteet.

Parametrit	Arvo
<i>Tasajänniteväylä</i>	
Jännitelähde u_s	540 V
Resistanssi R_s	0.5 Ω
Induktanssi L_s	8.1 mH
Kapasitanssi C_s	200 μF
<i>Vaihtojännitepuoli</i>	
Vasta smv $\ \mathbf{e}\ $	111 V
Induktanssi L	21 mH
Resistanssi R	5.8 Ω
Vasta-smv:n kulmataajuus ω_1	$2\pi \cdot 25$ rad/s
<i>Ohjaus</i>	
KytKentätaajuus f_{sw}	10 kHz
Virtasäädön kaistanleveys α_c	$2\pi \cdot 400$ rad/s

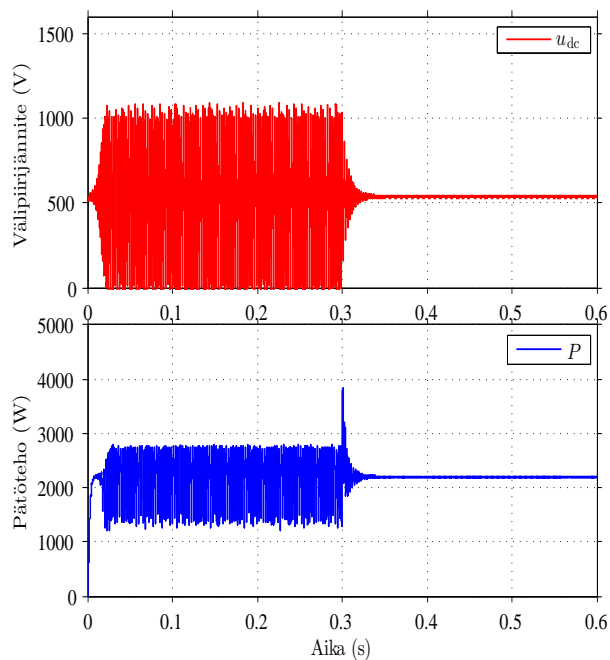


Kuva 41: Välipiirijännite ja vasta-smv:n pätöteho ajan suhteen NSSC-ohjaimella, kun virtasäädön kaistanleveys on asetettu arvoon $2\pi \cdot 130$ rad/s. Stabilointi kytetään päälle ajanhetkellä 0.3 s.

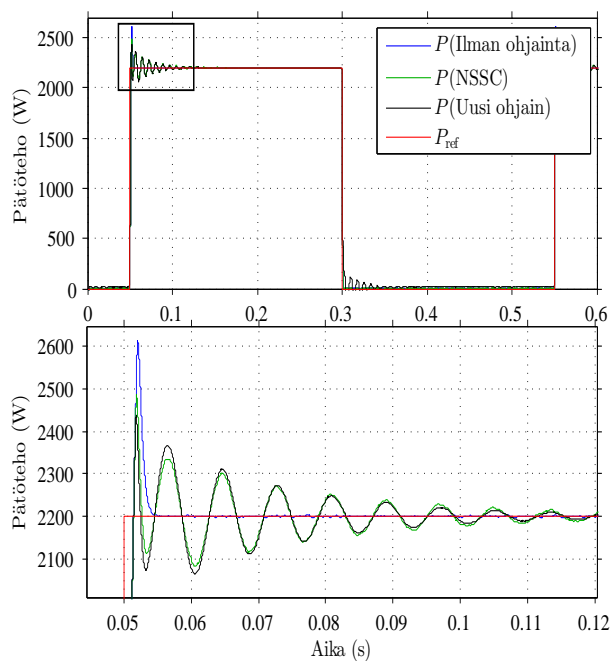
tapauksessa. KytKentätaajuuksina käytettiin arvoja 12, 6 ja 2 kHz, jotta aikaviiveen vaikutus tulisi esille. Järjestelmän tasajännitepuolen tuloadmittanssia kuvaava lause sisältää viiveen käänteisfunktion, joten sen napoja ei voida ratkaista käytännössä. Tämän takia viivefunktio approksimoitiin Páden approksimaatiolla.

Piensignaalmalli ennusti järjestelmän stabiilisuuden oikein kytKentätaajuuksilla 12 ja 6 kHz. Ainoastaan 2 kHz:n kytKentätaajuudella löytyi välipiirikondensaattorin kapasitanssille kolmen mikrofardin vaihteluväli, jolloin ennustaminen ei onnistunut, mikä johtunee joko Páden approksimaatiosta, keskiarvoistuksesta, Simulink-ohjelmistosta, Runge-Kutta -algoritmista tai kaikista edellä mainituista tekijöistä yhteensä. Muutoin piensignaalmalli ennusti järjestelmän stabiilisuuden oikein myös kytKentätaajuudella 2 kHz.

Luvussa vertailtiin myös stabilointiohjaimia. Simulointitulosten perusteella työssä kehitetty stabilointiohjain stabiloiluun luonnostaan epästabiilit systeemit paremmin kuin NSSC-ohjain. Lisäksi työssä kehitetyn stabilointiohjaimen suorituskyky on hyvä askelkokeen perusteella. Stabilointiohjainta tarvitaan todennäköisesti, mikäli välipiirikondensaattorin kapasitanssi, vaihtosuuntaajan kytKentätaajuus tai virtasäädön kaistanleveys on pieni.



Kuva 42: Välipiirijännite ja vasta-smv:n pätöteho ajan suhteen uudella ohjaimella, kun virtasäädön kaistanleveys on asetettu arvoon $2\pi \cdot 130$ rad/s. Stabilointi kytetään päälle ajanhetkellä 0.3 s.



Kuva 43: Stabilointiohjainten vertailu askelkokeella, jossa pätöteho-ohje P_{ref} nostetaan 2200 W:iin ajanhetkellä 0.05 s, ja ajanhetkellä 0.3 s se lasketaan takaisin nollaan.

8 Johtopäätökset

Tässä työssä tutkittiin vaihtosuuntaajalla varustetun järjestelmän tasajännitepuolen ja vaihtojännitepuolen dynaamisia vuorovaikutuksia, jotta mahdolliset riskit epästabiilisuudesta tunnistettaisiin. Tutkittava järjestelmä koostuu kolmesta pääosasta: vaihtosuuntaajalla varustetusta sähköpiiristä, pulssinleveysmodulaattorista ja säätäjistä. Sähköpiirin tasajännitepuolella on tasajännitelähde ja vaihtojännitepuolella symmetrinen kolmivaihekuorma. Järjestelmää ohjataan vasta-smv:n teho-ohjeiden perusteella. Ohjaus perustuu jänniteorientoituun vektorisäätöön, jossa on virtasäätäjä. Säätö huomioi aktiivisen vaimennuksen ja ristikytkentätermin poiston.

Tutkittava järjestelmä on epälineaarinen, minkä takia järjestelmä linearisoitiin tässä työssä. Järjestelmä jaettiin lähteen ja kuorman malliin tasajännitepuolelta katsottuna, minkä jälkeen ratkaistiin virta lähteestä kuormaan. Virran yhtälö on samanlainen kuin negatiivisen takaisinkytkennän siirtofunktio. Järjestelmän stabiilisuus riippuu tasajänniteväylän impedanssista ja suuntaajan tuloadmittanssista. Koska impedanssi tunnetaan, tuloadmittanssi ratkaistiin eri tapauksissa: vakiotehokuorma, avoin ohjaus, jänniteohjaus ja virtasäätö. Kirjallisuudessa tuloadmittanssi on usein ratkaistu vain vakiotehokuorman tapauksessa. Todellisuudessa tuloadmittanssissa on dynamiikkaa, mikä otettiin huomioon tässä työssä. Esimerkiksi viive, joka aiheuttaa vaiheen siirron, on usein jätetty huomiotta kirjallisuudessa. On myös malleja, joissa viive on huomioitu, mutta vaihtojännitepuolen häviöitä ei. Tässä työssä otettiin huomioon sekä näytteenotosta ja diskretoinnista johtuva viive että vaihtojännitepuolen häviöt.

Piensignaalmallia testattiin sekä jänniteohjatussa että virtasäädetyssä tapauksessa. Tutkittiin sitä, miten tarkasti piensignaalmalli ennustaa järjestelmän stabiilisuuden eri välipiirikondensaattorin kapasitanssin arvoilla. Vaihtosuuntaajalla varustettujen järjestelmien kytkentätaajuus on yleensä 2–16 kHz. Tässä työssä käytettiin arvoja 12, 6 ja 2 kHz, jotta aikaviiveen vaikutus tulisi esille. Jänniteohjatussa tapauksessa piensignaalmalli ennusti järjestelmän stabiilisuuden oikein jokaisessa tutkimuksessa tapauksessa. Virtasäädetyssä tapauksessa piensignaalmalli ennusti järjestelmän stabiilisuuden oikein kytkentätaajuuksilla 12 ja 6 kHz. Ainoastaan 2 kHz:n kytkentätaajuudella löytyi kolmen mikrofaradin vaihteluväli, jolloin ennustaminen ei onnistunut, mikä johtunee joko Páden approksimaatiosta, keskiarvoistuksesta, Simulink-ohjelmistosta, Runge-Kutta -algoritmista tai kaikista edellä mainituista tekijöistä yhteensä. Muutoin piensignaalmalli ennusti järjestelmän stabiilisuuden oikein myös kytkentätaajuudella 2 kHz.

Tulosten perusteella piensignaalmallia voidaan käyttää järjestelmän dynaamisten ominaisuuksien analysointiin aikaviiveistä huolimatta. Toisin sanoen piensignaalmallin avulla voidaan saada syvempää tietoa järjestelmän ominaisuuksista. Esimerkiksi mallin avulla voidaan tutkia sitä, miten aikaviive vaikuttaa järjestelmän vahvistus- ja vaihevaraan. Toisaalta mallia voidaan hyödyntää esimerkiksi stabilointiohjainten kehityksessä.

Tässä työssä esiteltiin eri tapoja stabiloida työssä tutkittava järjestelmä. Vaihtosuuntaajalla varustettu järjestelmä on tyypillisesti stabiloitu tasajänniteväylän vaimennuskerrointa suurentamalla. Tällöin kuitenkin joko kustannukset, tehohäviöt tai

yliaallot suurenevat. Tämän takia näytettiin toinen tapa stabiloida järjestelmä, joka on vaihtosuuntaajan tuloadmittanssin muokkaaminen ohjauksen avulla. Yksinkertainen tapa on ollut käyttää NSSC-ohjainta, joka toimii, mikäli teho-ohjeen seuranta on lähes täydellistä. On kuitenkin tapauksia, joissa NSSC-ohjain ei stabiloi järjestelmää. Esimerkiksi aikaviiveen ollessa liian suuri tai virtasäädön taajuuskaistan ollessa liian pieni järjestelmä saattaa muuttua epästabiiliksi. Näin ollen työssä kehitettiin toinen tapa muokata tuloadmittanssia, missä otetaan paremmin huomioon vaihtojännitepuolen dynamiikka.

Stabilointiohjaimen suorituskykyä testattiin simuloimalla. Simulointitulosten perusteella työssä kehitetty stabilointiohjain stabiloi paremmin luonnostaan epästabiilit systeemit kuin NSSC-ohjain. Lisäksi työssä kehitetyn stabilointiohjaimen suorituskyky on hyvä askelkokeen perusteella. Stabilointiohjainta tarvitaan todennäköisesti, mikäli välipiirikondensaattorin kapasitanssi, kytkentätaajuus tai virtasäädön kaistanleveys on pieni. Eräs varteenotettava käyttökohde uudelle stabilointiohjaimelle on verkkosuuntaajalla varustetut järjestelmät.

Kaikien kaikkiaan työn tavoitteet saavutettiin. Työssä muodostettiin piensignaalmalli, joka ottaa huomioon aikaviiveet ja joka ennustaa järjestelmän stabiilisuuden hyvin. Lisäksi järjestelmälle kehitettiin stabilointiohjain, joka voi stabiloida luonnostaan epästabiilit systeemit ja joka ottaa huomioon vaihtojännitepuolen dynamiikan.

Työlle mahdollisia jatkotutkimuskohteita on lukuisia. Piensignaalin testaus oikealla testilaitteistolla antaisi realistisemmän kuvan mallin tarkkuudesta. Mallia voi tarkentaa ja laajentaa. Malliin voi lisätä sellaisia aikaviiveitä, jotka tässä työssä jätettiin huomiotta. Vaihtojännitepuolelle on mahdollista valita toisenlainen kuorma, esimerkiksi LCL-suodatin kelan sijasta, ja sen perusteella ratkaista tuloadmittanssi. Toisaalta mallinnuksen voi muodostaa vaihtojännitepuolelta tarkasteltuna. Mallinnusta voidaan myös laajentaa ottamalla huomioon useampien vaihtosuuntaajien järjestelmät, ja tutkia niitä systemaattisesti. Tästä voi olla hyötyä esimerkiksi hajautettujen pienjänniteverkkojen, hybridiverkkojen tai keskeytymättömien tehonsyöttöjärjestelmien (uninterruptible power supply, UPS) kehittämisessä.

Myös stabilointiohjaimen testaaminen oikealla testilaitteistolla voisi olla yksi jatkotoimenpide. Stabilointiohjaimen tutkiminen taajuustasossa antaisi tietoa siitä, miksi se vaimentaa välipiirin värähtelyä. Stabilointiohjainta voi parantaa ottamalla huomioon tarkempi piensignaalmalli. Eräs parannuskeino olisi systemaattisesti etsiä sopiva vaiheenjohtopiiri, jota työssä ehdotettiin viiveen käänteisfunktion sisältävän siirtofunktion approksimaatioksi. Toisaalta aikaviiveet voidaan approksimoida esimerkiksi Páden approksimaatiolla, ja tutkia, muuttuuko suorituskyky paremmaksi. Pidemmällä tähtäimellä tavoitteena olisi kehittää sellainen järjestelmä, joka virittää stabilointiohjaimen säädöt automaattisesti, mikä helpottaisi järjestelmän käyttöönottoa. Tällöin käyttäjän tarvitsisi ainoastaan kertoa, missä sovelluksessa järjestelmää käytetään.

Viitteet

- [1] Nobuo, T. *World Energy Outlook 2010*. IEA, 9 rue de la Fédération, 75739 Paris Cedex 15, France, 2010. ISBN 0471491101.
- [2] Sawin, J. L. *Renewables Global Status Report 2012*. REN21, 15 rue de Milan 75441 Paris, France, 7 painos, 2012.
- [3] Mohan, N., Undeland, T. ja Robbins, W. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. Wiley, 2003. ISBN 978-0-471-22693-2.
- [4] Blaabjerg, F., Iov, F., Teodorescu, R. ja Chen, Z. Power electronics in renewable energy systems. Teoksessa *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*, ss. 1–17. 2006. doi: 10.1109/EPEPEMC.2006.4778368.
- [5] Sudhoff, S., Glover, S., Lamm, P., Schmucker, D. H. ja Delisle, D. Admittance space stability analysis of power electronic systems. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 36(3):965–973, 2000. ISSN 0018-9251. doi: 10.1109/7.869516.
- [6] Pietilainen, K., Harnefors, L., Petersson, A. ja Nee, H.-P. Dc-link stabilization and voltage sag ride-through of inverter drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(4):1261–1268, 2006. ISSN 0278-0046. doi:10.1109/TIE.2006.878308.
- [7] Mosskull, H. Stabilization of an induction motor drive with resonant input filter. Teoksessa *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, ss. 10 pp. –P.10. 2005. doi:10.1109/EPE.2005.219227.
- [8] Sudhoff, S., Corzine, K., Glover, S., Hegner, H. ja Robey, J., H.N. Dc link stabilized field oriented control of electric propulsion systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 13(1):27–33, 1998. ISSN 0885-8969. doi:10.1109/60.658200.
- [9] Wallmark, O., Lundberg, S. ja Bongiorno, M. Input admittance expressions for field-oriented controlled salient pmsm drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(3):1514–1520, 2012. ISSN 0885-8993. doi:10.1109/TPEL.2011.2118231.
- [10] Bramouille, M. Electrolytic or film capacitors? Teoksessa *Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE*, osa 2, ss. 1138–1141. 1998. ISSN 0197-2618. doi:10.1109/IAS.1998.730290.
- [11] Mosskull, H. *Robust control of an induction motor drive*. väitöskirja, Automatic Control, School of Electrical Engineering, Royal Institute of Technology (KTH), Stockholm, 2006.

- [12] Puukko, J., Messo, T., Nousiainen, L., Huusari, J. ja Suntio, T. Negative output impedance in three-phase grid-connected renewable energy source inverters based on reduced-order model. Teoksessa *IET Conference on Renewable Power Generation (RPG 2011)*, ss. 1–6. 2011. doi:10.1049/cp.2011.0128.
- [13] Kovács, P. K. *Transient phenomena in electrical machines*. Elsevier, The Netherlands, 1984. ISBN 0-444-99663-X.
- [14] Holtz, J. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of the IEEE*, 82(8):1194–1214, 1994. ISSN 0018-9219. doi:10.1109/5.301684.
- [15] Middlebrook, R. ja Cúk, S. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference*, ss. 73–86, 1976.
- [16] IEEE standard for interconnecting distributed resources with electric power systems. *IEEE Std 1547-2003*, ss. 1–16, 2003. doi:10.1109/IEEESTD.2003.94285.
- [17] Franklin, G., Powell, J. ja Emami-Naeini, A. *Feedback control of dynamic systems*. Prentice Hall, Upper saddle river, New Jersey 07458, 4. painos, 2002. ISBN 0-13-032393-4.
- [18] Kukkola, J. *Verkkosuodattimella varustetun verkkosuuntaajan virtasäätö*. Diplomityö, Aalto-yliopiston sähkötekniikan korkeakoulu, 2012.
- [19] Leonhard, W. *Control of electrical drives*. Springer, New York, 3. painos, 2001. ISBN 3-540-41820-2.
- [20] Briz, F., Degner, M. ja Lorenz, R. Dynamic analysis of current regulators for ac motors using complex vectors. Teoksessa *Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE*, osa 2, ss. 1253–1260. 1998. ISSN 0197-2618. doi:10.1109/IAS.1998.730306.
- [21] Chung, S.-K. A phase tracking system for three phase utility interface inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(3):431–438, 2000. ISSN 0885-8993. doi:10.1109/63.844502.
- [22] Takahashi, I. ja Noguchi, T. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22(5):820–827, 1986. ISSN 0093-9994. doi:10.1109/TIA.1986.4504799.
- [23] Depenbrock, M. Direct self-control of inverter-fed induction machine. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3(4):420–429, 1988. ISSN 0885-8993. doi:10.1109/63.17963.
- [24] Blasko, V. ja Kaura, V. A novel control to actively damp resonance in input lc filter of a three-phase voltage source converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(2):542–550, 1997. ISSN 0093-9994. doi:10.1109/28.568021.

- [25] Harnefors, L. ja Mossberg, K. Sampling of quadrature-phase quantities. Teoksessä 1995 *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, osa 3, ss. 1808–1811. 1995. doi:10.1109/ISCAS.1995.523765.
- [26] Sun, J. Small-signal methods for ac distributed power systems—a review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(11):2545–2554, 2009. ISSN 0885-8993. doi:10.1109/TPEL.2009.2029859.
- [27] Sun, J. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(11):3075–3078, 2011. ISSN 0885-8993. doi:10.1109/TPEL.2011.2136439.
- [28] Harnefors, L. ja Nee, H.-P. Model-based current control of ac machines using the internal model control method. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34(1):133–141, 1998. ISSN 0093-9994. doi:10.1109/28.658735.
- [29] Harnefors, L., Pietilainen, K. ja Gertmar, L. Torque-maximizing field-weakening control: design, analysis, and parameter selection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 48(1):161–168, 2001. ISSN 0278-0046. doi:10.1109/41.904576.
- [30] Mosskull, H., Galic, J. ja Wahlberg, B. Stabilization of induction motor drives with poorly damped input filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(5):2724–2734, 2007. ISSN 0278-0046. doi:10.1109/TIE.2007.899912.