

Jarno Kukkola

## **Verkkosuodattimella varustetun verkkosuuntaajan virtasäätö**

**Sähkötekniikan korkeakoulu**

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi  
diplomi-insinöörin tutkintoa varten Espoossa 11.10.2012.

**Työn valvoja ja ohjaaja:**

Dos. Marko Hinkkanen

Tekijä: Jarno Kukkola		
Työn nimi: Verkkosuodattimella varustetun verkkosuuntaajan virtasäätö		
Päivämäärä: 11.10.2012	Kieli: Suomi	Sivumäärä:11+85
Sähkötekniikan laitos		
Professori: Tehoelektroniikka ja sähkökäytöt		Koodi: S-81
Valvoja ja ohjaaja: Dos. Marko Hinkkanen		
<p>Tässä työssä tutkitaan LCL-verkkosuodattimella varustetun verkkosuuntaajan virtasäätöä sekä luodaan katsaus verkkosuuntaajan ohjaukseen yleisemmällä tasolla. Verkkosuuntaajista tarkastellaan kolmivaiheista, jännitevälipiirillistä ja kaksitasoista topologiaa. Virtasäätömenetelmistä työssä keskitytään PI- ja tilasäätöön sekä otetaan virtasäädön lähtökohdaksi jatkuva-aikainen kytkentäjakson yli keskiarvoistettu LCL-suodattimella varustetun verkkosuuntaajan malli. Kirjallisuustutkimusta työssä tehdään PI-säädön ja LCL-suodattimen aktiivisen vaimennuksen osalta. Työssä esitetään ratkaisu virtasäädön toteuttamiseksi tilasäätönä. Tilasäätimen ja tilahavaintsijan virittämiseksi työssä johdetaan analyttiset lausekkeet mallin ja suuntaajalle määritellyn dynaamisen käyttäytymisen perusteella. Esitettyä tilasäätöratkaisua ja PI-säätöä verrataan simuloimalla sekä tilasäätöratkaisun parametriherkkyyttä arvioidaan Nyquistin stabiilisuuskriteerin avulla. LCL-suodattimen resonoiva luonne yhdessä järjestelmän luontaisen viiveen kanssa hankaloittaa virtasäätöä. Työssä tarkastellaan sarjaresonanssitaajuuden suhdetta viivettä kuvaavaan viivekulmataajuuteen taajuustasossa sekä tuodaan esille viiveen vaikutus järjestelmän stabiiliuuteen. Viiveen epästabiiliutta aiheuttavan vaikutuksen kompensoimiseksi työssä käytetään vaiheenjohtopiiriä. Työn analyysi ja simulointitulokset osoittavat tilasäädön olevan PI-säätöä monipuolisempi vaihtoehto LCL-suodattimen resonoivan käyttäytymisen hallitsemisessa. Tilasäädön vapausasteiden merkitys korostuu viiveellisen järjestelmän tapauksessa, sillä resonoivan napaparin taajuutta voidaan tilasäädöllä pienentää, mikä tuo lisää vaihevaraa viiveelliseen järjestelmään. Virtasäätö tilasäätönä mahdollistaa PI-säätöä pienemmän vaiheenjohdon viiveen kompensoimiseksi, mikä näkyy tilasäätöratkaisun parempana verkkohäiriönsietokyknä.</p>		
Avainsanat: verkkosuuntaaja, LCL-suodatin, virtasäätö, tilasäätö, viive		

Author: Jarno Kukkola		
Title: Current control of a grid-connected converter with a power line filter		
Date: 11.10.2012	Language: Finnish	Number of pages:11+85
Department of electrical engineering		
Professorship: Power electronics and electrical drives		Code: S-81
Supervisor and instructor: D.Sc. (Tech.) Marko Hinkkanen		
<p>This thesis studies current control of a grid-connected converter with an LCL power line filter. Three-phase, two-stage voltage-source topology is considered. From the current control methods, PI control and state-space control are examined. The current controller design is based on a continuous-time switching-cycle-averaged model of the grid-connected converter with an LCL filter. PI control and active damping methods that are used with this type of filter are reviewed. A state-space current control is developed in this thesis. The gains of the state-space controller and a state observer are derived analytically in terms of the model and specified dynamic performance. The dynamic behaviour of the presented state-space control is compared with PI control based on simulations. In addition, state-space control stability and robustness against variations in the filter parameters is evaluated using the Nyquist stability criterion. The resonant behaviour of an LCL filter together with a natural system delay complicate current control. The ratio of the delay frequency and the resonance frequency is examined, and the destabilizing effect of the delay is presented. In order to compensate destabilizing effect of the system delay, a lead filter is used. Theoretical analysis and simulation results demonstrate the versatility of state-space control compared to PI control, especially when managing the resonant behaviour of the filter. With more degrees of freedom, the frequency of resonant pole pair can be decreased using state-space control, which gives more phase margin in the system with delay. This enables state-space control to operate with less phase lead compared to PI control, which gives preferable operation during grid faults.</p>		
Keywords: grid-connected converter, LCL filter, current control, state-space control, delay		

## Esipuhe

Tämä diplomityö on tehty Aalto-yliopiston sähkötekniikan korkeakoulussa sähkökäyttöjen tutkimusryhmässä vuoden 2012 aikana. Diplomityö on osa ABB Oy:n rahoittamaa tutkimusprojektia. Työn valvojana ja ohjaajana toimi dosentti Marko Hinkkanen, jota haluan kiittää asiantuntevasta ohjauksesta, hyödyllisistä korjausehdotuksista ja tieteellistä kirjoittamista koskevista neuvoista. Lisäksi haluan kiittää seuraavan runoelman myötä koko sähkökäyttöjen tutkimusryhmän henkilökuntaa mukavasta työilmapiiristä.

### Sähkövoimasta

Sähkövoima vetää asioita puoleensa.  
Se on sinistä ja sattuu –  
varomattomalta voi viedä jopa hengen.  
Leijaa ei kannata lennättää ukonilmalla,  
jos ei satu olemaan Leidenin pulloa mukana.  
Sinisellä sähköllä on kaksi olomuotoa:  
positiivinen lasisähkö sekä negatiivinen lakkasähkö.  
Neliöllisesti hiipuu näiden sähköjen välinen voima etäisyyden vaikutuksesta.

Otaniemi, 11.10.2012

Jarno Kukkola

# Sisältö

<b>Tiivistelmä</b>	<b>ii</b>
<b>Tiivistelmä (englanniksi)</b>	<b>iii</b>
<b>Esipuhe</b>	<b>iv</b>
<b>Sisällysluettelo</b>	<b>v</b>
<b>Symbolit ja lyhenteet</b>	<b>vii</b>
<b>1 Johdanto</b>	<b>1</b>
<b>2 Verkkosuuntaajan mallinnus</b>	<b>4</b>
2.1 LCL-suodattimella varustettu verkkosuuntaaja . . . . .	4
2.1.1 Sähköinen piiri . . . . .	4
2.1.2 Toimintaperiaate . . . . .	5
2.2 Verkkosuuntaajan malli stationarisessa $\alpha\beta$ -koordinaatistossa . . .	7
2.2.1 LCL-suodattimen malli . . . . .	7
2.2.2 LCL-suodattimen siirtofunktiot ja dynamiikka . . . . .	8
2.3 Malli pyörivässä $dq$ -koordinaatistossa . . . . .	12
2.4 Jännitevälipiirin malli . . . . .	13
<b>3 Verkkosuuntaajan ohjaus</b>	<b>15</b>
3.1 Ohjausarkkitehtuuri ja ohjaukselle asetettavat vaatimukset . . . . .	15
3.2 Modulointi . . . . .	17
3.3 Tahdistus verkkoon . . . . .	19
3.4 Virtaohjatut säätömenetelmät . . . . .	21
3.4.1 Verkkojänniteorientoitu vektorisäätö . . . . .	21
3.4.2 Virtuaalivuohon perustuva vektorisäätö . . . . .	23
3.5 Suora tehonsäätö . . . . .	25
3.6 Tasajännitteen säätö . . . . .	27

	vi
<b>4 Virtasäätö</b>	<b>30</b>
4.1 PI-säätö . . . . .	30
4.2 Tilasäätö . . . . .	40
4.3 Tilahavaitsija . . . . .	48
4.4 Digitaalinen tilasäätö . . . . .	50
4.5 Järjestelmän epäideaalisuudet ja käytännön rajoitukset . . . . .	50
4.5.1 Viiveet . . . . .	51
4.5.2 Toimilaitteen rajoittuminen . . . . .	55
<b>5 Simulointitulokset</b>	<b>56</b>
5.1 Simulointimalli . . . . .	56
5.2 Esimerkkisimulaatio . . . . .	58
5.3 Tulokset . . . . .	62
<b>6 Yhteenveto</b>	<b>72</b>
<b>Viitteet</b>	<b>76</b>
<b>Liite A: Virtuaalivastuksen luominen takaisinkytkennän avulla</b>	<b>81</b>

# Symbolit ja lyhenteet

## Latinalaiset skalaarit

$A_s$	sisemmän silmukan staattinen vahvistus PI-säädössä
$A_L$	vaihejohtopiirin staattinen vahvistus
$d_0$	kytkentäsuhteiden nollakomponentti
$d_a, d_b, d_c$	vaihekohtaiset kytkentäsuhteet
$d_p, d_q$	pätö- ja loistehon digitaalisignaalit
$f_{sw}$	kytkentätaajuus
$h_a, h_b, h_c$	vaihekohtaiset kytkemisfunktiot
$H_p, H_q$	pätö- ja loistehon hystereesirajat
$i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}$	suuntaajan vaihevirrat
$i_{ga}, i_{gb}, i_{gc}$	verkon vaihevirrat
$j$	imaginääriyksikkö
$C_{dc}$	tasajännitevälipiirin kapasitanssi
$C_f$	LCL-suodattimen kapasitanssi
$k_p, k_i$	PI-säätimen parametrit
$k_L$	vaihejohtopiirin napa-nollasuhde
$L_{fc}$	LCL-suodattimen suuntaajanpuoleinen induktanssi
$L_{fg}$	LCL-suodattimen verkonpuoleinen induktanssi
$L_t$	induktanssien summa yksinkertaistetussa mallissa
$L_\sigma$	virtuaalimoottorin staattorin hajainduktanssi
$M$	etäisyys kriittisestä pisteestä $(-1 + j0)$
$p$	pätötehon oloarvo suorassa tehonsäädössä
$P_c$	suuntaajan lähtöteho
$P_{dc}$	tasajännitevälipiirin tuleva teho
$P_g$	verkkoon siirtyvä päteho
$PM_R$	vaihevara sarjaresonanssitaajuudella
$P_{ref}, p_{ref}$	pätötehon ohjearvo
$P_{sw}$	tasajännitevälipiiristä kytkinsillalle siirtyvä teho
$q$	loistehon oloarvo suorassa tehonsäädössä
$Q_g$	verkkoon siirtyvä loisteho
$Q_{ref}, q_{ref}$	loistehon ohjearvo
$R$	häviövastus yksinkertaistetussa mallissa
$R_a$	aktiivinen vaimennustermi
$R_f$	LCL-suodattimen kondensaattorin sarjavastus
$R_{fc}$	LCL-suodattimen suuntaajanpuoleisen kuristimen sarjavastus
$R_{fg}$	LCL-suodattimen verkonpuoleisen kuristimen sarjavastus
$R_{vc}$	suuntaajanpuoleisen kuristimen virtuaalinen sarjavastus
$R_{vf}$	kondensaattorin virtuaalinen sarjavastus
$R_\sigma$	virtuaalimoottorin staattoriresistanssi
$s$	Laplace-muuttuja

$T_a^+, T_b^+, T_c^+$	suuntaajan puolijohdesillan ylähaaran kytkimet
$T_a^-, T_b^-, T_c^-$	suuntaajan puolijohdesillan alahaaran kytkimet
$T_d$	viive
$T_s$	näyteväli
$T_{sw}$	kytkentäjaksen aika
$u_{dc}$	tasajännitevälipiirin jännite
$u_{dc,ref}$	tasajännitevälipiirin jännitteen ohjearvo
$u_{ca}, u_{cb}, u_{cc}$	suuntaajan vaihejännitteet
$u_{ca,ref}, u_{cb,ref}, u_{cc,ref}$	suuntaajan vaihejännitteiden ohjearvot
$u_{ga}, u_{gb}, u_{gc}$	verkon vaihejännitteet
$v_{control}$	sinikolmiovertailun jänniteohje
$v_{tri}, \hat{v}_{tri}$	sinikolmiovertailun kolmioaalto ja sen huippuarvo
$W$	tasajännitekondensaattorin energia
$W_{ref}$	tasajännitekondensaattorin energian ohjearvo
$z$	diskreetin ajan z-muuttuja

## Kreikkalaiset skalaarit

$\alpha_c$	suljetun järjestelmän kaistanleveys PI-säädössä
$\alpha_f$	jännitemyötäkytkentäsuodattimen kaistanleveys
$\alpha_i$	sisemmän silmukan kaistanleveys kahden vapausasteen PI-säätäjässä
$\alpha_s$	näytteenottokulmataajuus
$\zeta$	vaimennussuhde
$\zeta_1, \zeta_2$	tilasäädön napojen vaimennussuhteet
$\zeta_D$	vaimennussuhde tasajännitteen dynamiikalle
$\zeta_{PLL}$	vaimennussuhde vaihelukitun silmukan dynamiikalle
$\vartheta_g$	verkkojännitteen vaihekulma
$\hat{\vartheta}_g$	verkkojännitteen vaihekulman estimaatti vaihelukitussa silmukassa
$\vartheta_{g0}$	verkkojännitteen alkukulma
$\vartheta_\Psi$	virtuaalivuon pyörimiskulma
$\vartheta_{gn}$	verkkojännitteen kulman sektori
$\phi_m$	maksimivaiheenkääntö
$\omega_0$	vaimentamattoman värähtelyn luonnollinen värähtelytaajuus
$\omega_1, \omega_2$	tilasäädön napojen luonnolliset värähtelytaajuudet
$\omega_d$	viivekulmataajuus
$\omega_D$	tasajännitteen dynamiikan luonnollinen värähtelytaajuus
$\omega_g$	verkkojännitteen kulmanopeus
$\omega_L$	vaiheenjohtopiirin nollakulmataajuus
$\omega_m$	maksimivaiheenkäännön kulmataajuus
$\omega_p$	LCL-suodattimen sarjaresonanssitaajuus
$\omega_{PLL}$	vaihelukitun silmukan dynamiikan luonnollinen värähtelytaajuus
$\omega_z$	LCL-suodattimen rinnakkaisresonanssitaajuus

## Avaruusvektorit

Pyörivän dq-koordinaatiston avaruusvektoreita merkitään lihavoituina, esimerkiksi  $\mathbf{u}_g$ . Stationaarisen  $\alpha\beta$ -koordinaatiston avaruusvektorille käytetään yläindeksiä s, esimerkiksi  $\mathbf{u}_g^s$ . Avaruusvektorin reaali- ja imaginäärikomponentit on merkattu koordinaatiston mukaan nimetyillä alaindeksillä esimerkiksi  $u_{gd}$  ja  $u_{gq}$ . Avaruusvektorin pituutta kuvataan vektoria vastaavalla merkinnällä ilman lihavoitua esimerkiksi  $u_g$ . Avaruusvektorien kompleksikonjugaatteja on merkattu yläindeksillä \* esimerkiksi  $\mathbf{i}_g^*$ .

$\mathbf{i}_c$	suuntaajan virta
$\hat{\mathbf{i}}_c$	suuntaajan virran estimaatti
$\mathbf{i}_{c,ref}$	suuntaajan virran ohjearvo
$\mathbf{i}_g$	verkon virta
$\hat{\mathbf{i}}_g$	verkon virran estimaatti
$\mathbf{i}_{g,ref}$	verkkovirran ohjearvo
$\tilde{\mathbf{i}}_{ref}$	rajoitettu virran ohjearvo
$\mathbf{u}_n$ ( $n = 0 \dots 7$ )	suuntaajan mahdolliset hetkelliset jännitteet
$\mathbf{u}_c$	suuntaajan jännite
$\mathbf{u}_{c,ref}$	modulaattorin jänniteohje
$\mathbf{u}_f$	suodatuskondensaattorin jännite
$\hat{\mathbf{u}}_f$	suodatuskondensaattorin jännitteen estimaatti
$\mathbf{u}_g$	verkon jännite
$\mathbf{v}_c$	rajoittunut suuntaajan jännite
$\Psi_g$	verkkojännitteen virtuaalivuo

## Systemitekniset matriisit ja vektorit

Matriisit ja vektorit ovat yleisesti ottaen työssä lihavoituja. Suljetun järjestelmän systeemimatriiseita ja -vektoreita on merkitty aaltoviivalla symbolin yllä esimerkiksi  $\tilde{\mathbf{A}}$ . Diskretoituja matriiseja ja vektoreita on merkattu yläindeksillä d esimerkiksi  $\mathbf{A}^d$ .

$A$	systemimatriisi
$B_c, B_g$	ohjausvektorit
$C_c, C_g$	lähtövektorit
$I$	yksikkömatriisi
$k_1, k_2, k_3, k_t, k_i$	tilasäätimen vahvistukset
$K$	tilatakaisinkytkentävektori
$K_I$	tilasäädön integroivan osan vahvistus
$l_1, l_2, l_3$	tilahavaitsijan vahvistukset
$L$	tilahavaitsijan vahvistusvektori
$T$	tilasäädön myötäkytkentävahvistus
$x$	tilavektori
$\hat{x}$	tilavektorin estimaatti
$x_I$	integroiva tila

## Siirtofunktiot

$G_2(s)$	siirtofunktio suuntaajan jännitteestä kondensaattorin jännitteeseen
$G_{ad}(s)$	suodattamalla tehdyn aktiivisen vaimennuksen siirtofunktio
$G_{cc}(s)$	suljetun järjestelmän siirtofunktio PI-säädössä
$G_d(s)$	viiveen siirtofunktio
$G_e(s)$	suuntaajan lähdön siirtofunktio yksinkertaistetussa mallissa
$G_l(s)$	vaiheenjohtopiirin siirtofunktio
$G_L(s)$	silmukkavahvistuksen siirtofunktio
$G_m(s)$	modulaattoria kuvaava siirtofunktio
$G_{OL}(s)$	avoimen silmukan siirtofunktio
$G_{PLL}(s)$	linearisoidun vaihelukitun silmukan siirtofunktio
$F_{PI}(s)$	PI-säätimen siirtofunktio
$H(s)$	jännitemyötäkytkentäsuodattimen siirtofunktio
$K_a(s)$	ylimääräisellä säätösilmukalla tehdyn aktiivisen vaimennuksen siirtofunktio
$W(s)$	jännitevälipiirin kondensaattorin energian dynamiikka
$Y_{11}(s), Y_{22}(s)$	LCL-suodattimen syöttöpisteadmittanssit
$Y_{12}(s), Y_{21}(s)$	LCL-suodattimen siirtoadmittanssit
$Y_i(s), Y_i'(s)$	suuntaajan tuloadmittanssit verkon suunnasta katsottuna

## Operaattorit

$\frac{d}{dt}$	derivaatta muuttujan $t$ suhteen, ensimmäistä aika- derivaattaa on merkitty myös pisteellä muuttujan päällä
$\max\{x\}, \min\{x\}$	maksimi- ja minimiarvo muuttujasta $x$
$\operatorname{Re}\{x\}, \operatorname{Im}\{x\}$	reaali- ja imaginääriosa muuttujasta $x$
$\det(\mathbf{A})$	matriisin $\mathbf{A}$ determinantti

## Lyhenteet

EMC	electromagnetic compatibility (sähkömagneettinen yhteensopivuus)
DPC	direct power control (suora tehon säätö)
DTC	direct torque control (suora vääntömomentin säätö)
IGBT	insulated-gate bipolar transistor (eristettyhilainen bipolaaritransistori)
LCL	induktanssi–kapasitanssi–induktanssi
LQ	linear quadratic (-säätö)
NPC	neutral point clamped (kolmitasoinen suuntaajatopologia)
PI	proportional integral (-säädin)
PID	proportional integral derivative (-säädin)
PLL	phase-locked loop (vaihelukittu silmukka)
PWM	pulse-width modulation (pulssinleveysmodulointi)
SVPWM	space vector pulse-width modulation (avaruusvektoripulssinleveysmodulointi)

# 1 Johdanto

Uusiutuviin energialähteisiin perustuvasta energiantuotannosta on tullut yhä houkuttelevampaa, kun maailman kokonaisenergiankulutuksen kasvaessa ydinvoima sekä perinteisiin fossiilisiin polttoaineisiin perustuva energiantuotanto ovat joutuneet poliittiseen vastatuuleen. Muun muassa Euroopan Unioni on asettanut tavoitteekseen lisätä uusiutuvien energialähteiden osuuden koko energiantuotannosta 20 % vuoteen 2020 mennessä [1]. Uusiutuvista energialähteistä vesivoimaa on käytetty sujuvasti jo vuosikymmenien ajan, mutta sähkönsiirtojärjestelmien näkökulmasta uudemmat tuotantomuodot, kuten tuulivoima ja aurinkovoima, tuovat mukanaan monia haasteita saatavuutensa ja kausittaisen vaihtelevuutensa johdosta.

Uusiutuvien energialähteiden myötä on alettu puhua myös uusiutuvia energialähteitä käyttävästä hajautetusta energiantuotannosta, jossa energiantuotantoyksiköiden määrä sähköverkossa lisääntyy ja tuotantoyksiköiden koko voi olla varsin pieni. Uudet energiantuotantomuodot sekä hajautettu tuotanto tuovat mukanaan suuria muutoksia perinteisen sähköverkon rakenteeseen, mikä onkin herättänyt useita tutkimuskysymyksiä muutoksen ympärille. Miten uusiutuvan energian lähteet voidaan liittää verkkoon, jotta sähköverkon stabiilisuus ei häiriintyisi, energiantuotannon tehokkuus olisi optimissaan, sähkön laatu pysyisi hyvänä, ja verkon luotettava toiminta verkon häiriötilanteissakin säilyisi?

Sähköverkon ja hajautetun tuotantolaitoksen rajapinnassa on usein tehoelektroniikkaa – verkkosuuntaaja. Muun muassa aurinkovoimajärjestelmät, polttokennot ja muuttuvanopeuksiset tuuliturbiinit vaativat aina verkkosuuntaajan soveltamaan energialähteen ominaisuudet, kuten jännitteen ja taajuuden, verkon vaatimuksiin. Uusiutuvan energialähteen tuottaman jännitteen amplitudi tai taajuus voi vaihdella suurestikin hetkittäin, johtuen saatavilla olevan energian kausittaisesta ja päivittäisestä vaihtelusta, mutta sähköverkon jännitteeseen ja taajuuteen ei sallita vaihtelua kovinkaan paljoa. Toisin sanoen verkkosuuntaaja muuntaa uusiutuvien energialähteiden energian sähköverkon vaatimaan muotoon, ja näin ollen verkkosuuntaajilla on suuri rooli hajautetun tuotannon soveltamisessa hyvällä hyötysuhteella ja säädettävyydellä sähköverkkoon.

Jotta uusiutuvien energialähteiden paras mahdollinen säädettävyys ja hyötysuhde saavutetaan, täytyy verkkosuuntaajien sisäisen ohjauksen toimia näiden tavoitteiden vaatimalla tavalla. Verkkosuuntaajien ohjaukselle asettaa vaatimuksensa myös niin sanotut verkkokoodit, jotka kuvaavat asetettuja vaatimuksia tuotantolaitoksen liittämiseksi sähköverkkoon. Verkkokooodeissa voidaan määrittellä muun muassa, miten hajautetun tuotannon tulee osallistua verkon hallintaan tai toimia verkon yli- ja alijännitetilanteissa [2]. Verkkokooodeissa kuvataan myös, miten tuotantolaitoksen on osallistuttava taajuuden, jännitteen, pätötehon ja loistehon säätöön [2].

Edellä mainittujen vaatimusten lisäksi verkon rajapinnassa toimivan verkkosuuntaajan verkkovirran tulee olla riittävän hyvänlaatuista. Toisin sanoen verkkovirran tai -jännitteen särö ei saa olla liian suuri [3] [4], ja suuntaajan ympäristöön aiheuttaman sähkömagneettisen häiriön on pysyttävä sähkömagneettisia häiriöitä säätelevien standardien rajoissa [5]. Koska suuntaajien tuottama vaihtosähkö on luonnostaan pulssimaista, on suuntaajan lähtövirta suodatettava esimerkiksi kuristimen tai kuristimista ja kondensaattoreista muodostuvan useampiasteisen verkkosuodattimen avulla, jotta verkkovirran särö ja sähkön laatu pysyvät sallituissa rajoissa. Mentäessä suuremmille tehoille pelkästä kuristimesta koostuvan suodattimen koko ja hinta kasvaa suureksi, jolloin suodatuskyvyltään tehokkaampi useampiasteinen, kahdesta kuristimesta ja niiden välissä olevasta kondensaattorista koostuva LCL-suodatin muodostuu houkuttelevaksi vaihtoehdoksi edullisuutensa ja pienemmän kokonsa ansiosta [6].

Edellä kuvaillut tavoitteet uusiutuvan energian lisäämiseksi tuotannossa, niiden myötä tiukentuvat verkkoonliittymisvaatimukset ja sähkönlaatu- ja ympäristövaatimukset haastavat nykyiset verkkosuuntaajat sekä luovat uusia vaatimuksia niiden ohjaukselle. Jotta uusiutuvan energian tuotantotavoitteisiin päästään, on haasteisiin vastattava. Tässä työssä haasteisiin vastataan perehtymällä verkkosuuntaajan ohjaukseen ja tarkastelemalla virtasäätöä, kun tarkastelukohteeksi on valittu kolmivaiheinen jännitevälipiirillinen LCL-suodattimella varustettu verkkosuuntaaja.

Verkkosuuntaaja voidaan toteuttaa myös yksivaiheisena tai virtavälipiirin avulla, mutta tässä työssä rajoitutaan tarkastelemaan ainoastaan kolmivaiheista jännitevälipiirillistä suuntaajaa, koska se on yleisesti tunnettu ja laajasti käytössä suurella tehoalueella muun muassa sähkömoottorikäytöissä sekä keskeytymättömän tehonsyötön järjestelmissä. Myös useampitasoiset topologiat, kuten kolmitasoinen NPC-suuntaaja (neutral point clamped), on rajattu työn ulkopuolelle.

LCL-suodattimen käyttäminen verkkosuuntaajan kanssa tarjoaa mahdollisuuden pienempään ja edullisempaan suodatuslementtiin. Pienempi koko johtuu pienemmästä kokonaisinduktanssista, ja toisaalta pienempi induktanssi tarkoittaa pienempää sähköistä hitautta. Toisin sanoen LCL-suodattimen avulla voidaan verkkosuuntaajalle saada nopeampi dynaaminen käyttäytyminen muutostilanteissa, mikä vaikuttaa suoraan toimintanopeuteen esimerkiksi verkon häiriötilanteissa tai kuormituksen muuttuessa.

Toisaalta LCL-suodatin on luonteeltaan värähtelevä systeemi sarja- ja rinnakkaisresonansseineen, mikä luo omat haasteensa verkkosuuntaajan ohjaukselle. Verkkosuuntaajaan ohjauksen on pystyttävä vaimentamaan LCL-suodattimen sarjaresonanssivärähtely sekä selvidyttävä suodattimen rinnakkaisresonanssista, vaikka toimintaympäristön ominaisuudet, kuten verkon impedanssi, muuttuisivat. Kaiken kaikkiaan verkkosuuntaajan ohjauksen on oltava robusti, pystyttävä vaimentamaan suodattimen värähtelevät ominaisuudet ja samalla kyettävä no-

peaan dynaamiseen toimintaan.

Verkkosuuntaajan ohjaus voidaan toteuttaa usealla tapaa, mutta tämän työn puitteissa keskitytään enimmäkseen kaskadisäätöratkaisuun, jossa ulompana säätösilmukkana on jännitesäätö ja sisempänä virtasäätö. Jännitesäädön tehtävä on pitää suuntaajan tuleva ja lähtevä teho tasapainossa, ja virtasäätö taas vastaa verkkovirran aaltomuodosta, LCL-suodattimen värähtelyn vaimennuksesta sekä määrää suuntaajan dynamiikan nopeuden. Näin ollen virtasäätöä voidaanakin pitää yhtenä LCL-suodattimella varustetun verkkosuuntaajan toiminnan ydinasioista, mikä toimii kannustimena tälle työlle. Robustin, nopean ja helposti viritettävän virtasäädön toteuttaminen LCL-suodattimella varustetulle verkkosuuntaajalle on haastava tehtävä ja johtaa helposti monimutkaisiin säätimiin.

LCL-suodattimella varustetun verkkosuuntaajien ohjauksen ja virtasäädön yleisten periaatteiden selvittämisen lisäksi tämän työn päätavoitteena on selvittää mahdollisuudet toteuttaa LCL-suodattimella varustetun verkkosuuntaajan virtasäätö tilasäätönä, joka kykenisi edellä mainittuihin virtasäädölle asetettuihin vaatimuksiin ja pitäisi virtasäätimen rakenteen yksinkertaisena. Virtasäädön suunnittelun lähtökohdaksi otetaan jatkuva-aikainen, kytkentäjakson yli keskiarvoistettu LCL-suodattimella varustetun verkkosuuntaajan malli, jotta säätö ja sen viritys pystyttäisiin pitämään kytkettynä fyysikaaliseen maailmaan. Fysikaalisuuden säilyttäminen säädön suunnittelussa on tärkeää suunnittelussa vastaan tulevien ilmiöiden ymmärryksen kannalta, joten fyysikaalisuutta virtasäädön suunnittelussa voidaan myös pitää yhtenä työn tavoitteena.

Tilasäädetyt virtasäädön käyttökelpoisuuden tutkimiseksi työssä vertaillaan tilasäätöä simuloimalla tavalliseen PI-säätöön (proportional integral). Lisäksi tämän työn ohessa suunniteltiin testilaitteisto verkkosuuntaajien säädön tutkimukseen. Työssä rakennettujen simulointimallien toteutuksessa otettiin huomioon tuleva koelaitteisto, jossa samoja simulointimalleja voidaan edelleen hyödyntää. Toteutuessaan työn tavoitteet ja tulevaisuudessa valmistuva testilaitteisto luovat pohjan verkkosuuntaajien ohjauksen jatkotutkimukselle, joka toimii myös yhtenä työn motiivina.

Luvussa 2 esitellään LCL-suodattimella varustetun jännitevälipiirillisen verkkosuuntaajan toimintaperiaate pääpiirteittäin sekä rakennetaan kyseiselle verkkosuuntaajalle malli paikallaan pysyvässä ja pyörivässä koordinaatistossa. Mallin pohjalta luvussa 3 perehdytään verkkosuuntaajan ohjaukseen ja esitellään yleisimmät ohjaustavat. Luvussa 4 tarkastellaan LCL-suodattimella varustetun verkkosuuntaajan virtasäätöä ja esitetään ratkaisu virtasäädön toteuttamiseksi tilasäätönä. Luvussa 5 on esitetty työssä tutkittujen virtasäätömenetelmien testaamiseen rakennettu simulointimalli. Luvussa 5 on myös vertailtu tilasäätöä ja PI-säätöä simuloimalla sekä esitetty simuloimalla saadut tulokset. Lopuksi luvussa 6 esitetään yhteenveto, jossa pohditaan työn tuloksia ja esitellään tulosten valossa syntyneet johtopäätökset sekä jatkotutkimuskysymykset.

## 2 Verkkosuuntaajan mallinnus

Tässä luvussa esitetään lyhyesti kolmivaiheisen jännitevälipiirillisen verkkosuuntaajan toimintaperiaate sekä johdetaan ohjauksen kannalta oleellinen, dynaaminen malli LCL-suodattimella varustetulle verkkosuuntaajalle. Luvussa kuvaillaan myös kyseisen järjestelmän dynaamisia ominaisuuksia.

### 2.1 LCL-suodattimella varustettu verkkosuuntaaja

Verkkosuuntaaja kuristin verkkosuodattimenaan on rakenteeltaan ja sähköiseltä perustoiminnaltaan samanlainen kuin sähkömoottoreiden kanssa käytettävien taajuusmuuttajien vaihtosuuntaussilta. Vaihtosuuntaussillalla pystytään tuottamaan pulssinleveysmodulaatiota (PWM) käyttäen kolmivaiheinen sinimuotoinen lähtöjännitteen perusaalto, jonka taajuutta ja amplitudia pystytään ohjaamaan [7]. Lisäksi sama vaihtosuuntaussilta pystyy siirtämään tehon myös päinvastaiseen suuntaan, jolloin silta toimii tasasuuntaajana [7]. Vastaavasti myös LCL-verkkosuodattimella varustettu verkkosuuntaaja toimii sekä tasa- että vaihtosuuntaajana eli se pystyy siirtämään tehoa verkosta jännitevälipiiriin ja päinvastoin. Erona verkkosuuntaajaan kuristin verkkosuodattimenaan on vain suodatinelementti ja sen myötä hieman monimutkaisempi ohjaus.

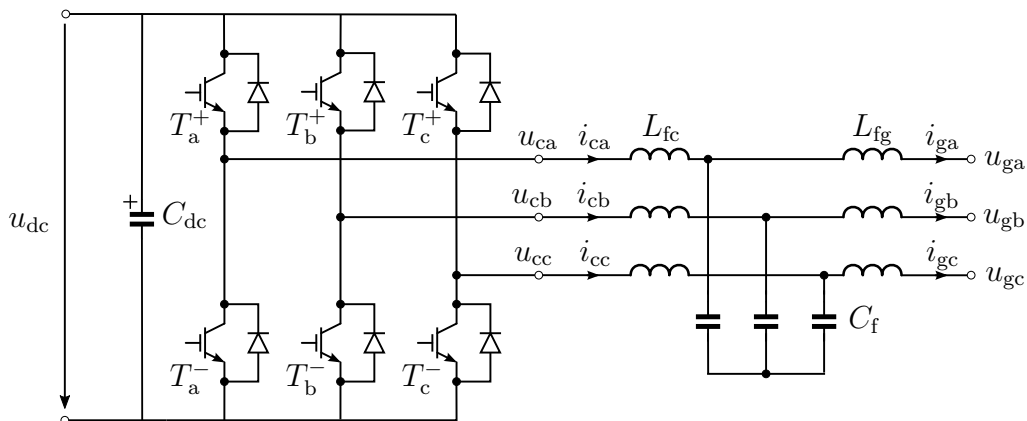
Jännitevälipiirillisen LCL-suodattimella varustetun verkkosuuntaajan pääkomponentit ovat puolijohdekytkimillä toteutettu vaihto- ja tasasuuntaussilta, tasajännitevälipiirin kondensaattorit, kolmivaiheinen LCL-suodatin, virta- ja jänniteanturit sekä ohjauselektronikka. Puolijohdesillan kytkinparit kytkivät jännitelähteenä ja energiavarastona toimivan kondensaattorin jännitteen negatiivisena tai positiivisena vaiheiden välille ohjauselektronikan antamien kytkinohjeiden perusteella. Kytkinohjeet muodostetaan virta- ja jännitemittauksien avulla saadun nykytilan ja halutun uuden toimintatilan perusteella ohjauselektronikan säätöalgoritmeissa. Vaiheiden välille muodostuu kytkentätaajuinen pulssimainen jännite, joka suodatetaan lähtövaiheiden suodattimien avulla lähemmäksi haluttua, useimmiten verkkotaajuista ja sinimuotoista, jännitettä.

#### 2.1.1 Sähköinen piiri

LCL-suodattimella varustetun verkkosuuntaajan sähköinen pääpiiri on esitetty kuvassa 1. Jokaiselle vaiheelle (a, b ja c) on yksi kytkinpari, esimerkiksi a-vaiheelle kytkimet  $T_a^+$  ja  $T_a^-$ , joka on kytketty tasajännitevälipiiriin. Kytkinparin kytkimet muodostuvat ohjattavasta puolijohdekomponentista ja vastarinnan kytketystä diodista, mikä mahdollistaa kaksisuuntaisen tehonsiirron [8]. Ohjattavana puolijohdekomponenttina voidaan käyttää esimerkiksi IGBT-transistoria

(insulated-gate bipolar transistor).

Puolijohdekytkinsillan ja sähköverkon välissä on kolmivaiheinen LCL-suodatin. Jokaisella vaiheella on oma verkkosuodatin, jossa suuntaajan puoleinen sarjainduktanssi  $L_{fc}$ , rinnalle kytketty kondensaattori  $C_f$  ja verkonpuoleinen sarjainduktanssi  $L_{fg}$  on kytketty T-kytkentään kuvan 1 esittämällä tavalla. Tasajännitevälipiirin puolella on energiavarastona toimiva kondensaattori  $C_{dc}$ . Puolijohdekytkimet ja passiiviset komponentit oletetaan tässä työssä ideaalisiksi ja symmetrisiksi.



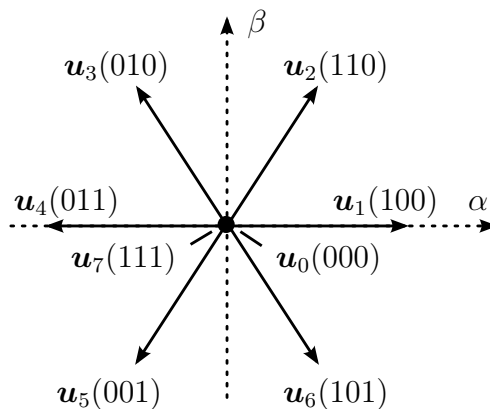
Kuva 1: LCL-suodattimella varustetun verkkosuuntaajan pääpiirikaavio.

### 2.1.2 Toimintaperiaate

Suuntaajan toimintaa ja kytkinten tilaa voidaan kuvata vaihekohtaisilla kytkemisfunktioilla  $h_j(t)$  ( $j = a, b, c$ ), jotka saavat arvon yksi, kun vaiheen kytkinparin ylempi kytkin johtaa ja arvon nolla, kun alempi kytkimistä johtaa [6]. Symmetrisen kolmivaihejännitteen aikaansaamiseksi kytkinpareja ohjataan 120 asteen vaihesiirrossa toisiinsa nähden. Jos jännitteen nollepiste asetetaan tasajännitevälipiiriin negatiiviseen kiskoon, kytkinparit valitsevat suuntaajan jännitteiksi  $\{u_{ca}, u_{cb}, u_{cc}\}$  tasajännitevälipiiriin jännitteen  $u_{dc}$  tai nollejännitteen modulaattorin antamien kytkinohjeiden mukaan. Suuntaajan kytkinsillan tuottamaksi jännitteeksi  $\mathbf{u}_c^s$  avaruusvektorimuodossa saadaan tällöin

$$\mathbf{u}_c^s(t) = \frac{2}{3} [h_a(t) + \alpha h_b(t) + \alpha^2 h_c(t)] u_{dc}(t), \quad (1)$$

missä  $\alpha = e^{j2\pi/3}$  [6]. Suuntaajalla on mahdollista tuottaa kahdeksan eri jännitevektoria kytkemisfunktioiden  $h_j(t)$  ( $j = a, b, c$ ) eri kombinaatiolla. Kuvassa 2 on esitetty suuntaajan lähtöjännitteen mahdolliset vektorit  $\mathbf{u}_n$  ( $n = 0 \dots 7$ ), joista vektorit  $\mathbf{u}_0$  ja  $\mathbf{u}_7$  ovat nollavektoreita.



Kuva 2: Suuntaajan mahdolliset lähtöjännitevektorit kytkemisfunktioiden  $h_j(t)$  ( $j = a, b, c$ ) eri kombinaatiolla (kombinaatio  $h_a = 1, h_b = 0$  ja  $h_c = 0$  tuottaa vektorin  $u_1$  ja muut vektorit muodostuvat vastaavasti).

Verkkosuuntaajan kytkinohjeet muodostetaan modulaattorissa, jonka tehtävänä on tuottaa halutut vaihejännitteet jänniteohjeiden perusteella. Modulaattori voi toimia esimerkiksi sinikolmiovertailu- tai avaruusvektoriperiaatteella [8], minkä lisäksi modulointi voidaan tehdä myös hystereesissäätöön perustuvan moduloinnin kuten suoran tehonsäädön (direct power control) avulla. Modulaattori saa ohjeavonsa suuntaajan tehonsäädöltä, jossa on tyypillisesti sisäisenä silmukkana virtasäätö ja ulompana tasajännitevälipiirin jännitesäätö. Tehonsäädössä päteho määräytyy tehotasapainon perusteella, mutta loistehoa suuntaaja voidaan asettaa kuluttamaan tai tuottamaan verkon tarpeiden mukaan.

Suuntaajan toimintaan liittyy kiinteästi myös verkkoontahdistus. Suuntaajan tulee toimia samassa tahdissa sähköverkon kanssa, ja suuntaajan on pystyttävä havainnoimaan sähköverkkoa. Suuntaajan ohjauksen tahdistuksesta vastaava osa selvittää verkon jännitteen amplitudin, taajuuden ja vaihekulman suuntaajan säädön eri osioita varten. [6]

Edellä kytkinsillan tuottama jännite ilmaistiin avaruusvektorimuodossa. Avaruusvektoreita käyttämällä kolmivaihejärjestelmän suuret voidaan ilmaista yhden vektorin avulla, joka jakautuu kahteen kohtisuoraan komponenttiin

$$\mathbf{u}^s = u_\alpha + j u_\beta,$$

joita merkitään alaindekseillä  $\alpha$  ja  $\beta$ . Avaruusvektorien etu on yhtälöiden yksinkertaistuminen ja komponenttien väheneminen kolmesta ( $a, b$  ja  $c$  vaiheiden suuret) kahteen, mikä helpottaa ohjauksen suunnittelua ja toteutusta. Toisaalta komponenttien vähentäminen kadottaa tietoa järjestelmästä. Avaruusvektorin tapauksessa kadotettu tieto on jännitteen nollakomponentti.

## 2.2 Verkkosuuntaajan malli stationarisessa $\alpha\beta$ -koordinaatistossa

Kytkeäjäjakson  $T_s$  sisällä verkkosuuntaajan kytkinparin ylemmän kytkimen suhteellista johtoaikaa voidaan kuvata kytkentäsuhteella  $d_j$  ( $j = a, b, c$ ), jolle pätee

$$0 \leq d_j \leq 1.$$

Kytkeäjäsuhteen avulla suuntaajan toiminta voidaan keskiarvostaa kytkentäjakson ajalta, jolloin suuntaajan jännitteelle saadaan muoto

$$\mathbf{u}_c^s = \frac{2}{3} (d_a + \alpha d_b + \alpha^2 d_c) u_{dc}. \quad (2)$$

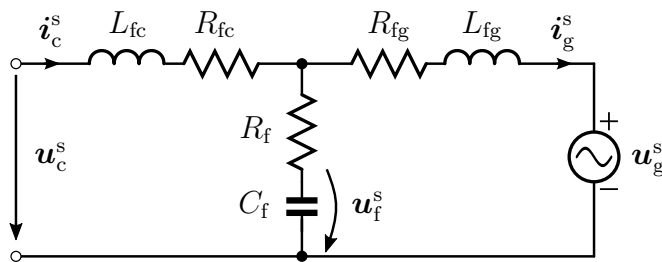
Keskiarvostaminen on edullista suuntaajan säädön suunnittelun kannalta, sillä sen avulla voidaan häivyttää suuntaajan kytkennöistä johtuva epälineaarinen luonne ja kuvata suuntaajan dynamiikkaa säädön kannalta yksinkertaisemmin. Suuntaajan dynaamisen käyttäytymisen analysoinnin ja säätimen suunnittelun kannalta kytkentäjakson sisäiset tapahtumat eivät ole yleensä tarpeen, vaan keskiarvostettu malli riittää, kun kytkentäjakson pituus on pieni suhteessa suuntaajan piiriin muihin aikavakioihin [9]. Keskiarvostetut suureet ovat myös ajan funktioita, mutta yksinkertaisuuden vuoksi riippuvuus ajasta on jätetty merkinnöistä pois.

### 2.2.1 LCL-suodattimen malli

Suuntaajan jännitteelle  $\mathbf{u}_c^s$  saatiin edellä lauseke tasajännitevälipiirin jännitteen ja kytkemissuhteiden avulla avaruusvektorimuodossa. Suuntaajan ja verkon virrat,  $\mathbf{i}_c^s$  ja  $\mathbf{i}_g^s$ , sekä suodatuskondensaattorien ja verkon jännitteet,  $\mathbf{u}_f^s$  ja  $\mathbf{u}_g^s$ , voidaan myös ilmaista avaruusvektorimuodossa. Jos LCL-suodattimen komponentit oletetaan symmetrisiksi, eli jokaisen vaiheen suodatin on samanlainen, saadaan suuntaajan LCL-suodattimelle kuvassa 3 esitetty vektorisijaiskytkentä, joka on yhtälömuodossa

$$\begin{cases} L_{fc} \frac{d\mathbf{i}_c^s}{dt} = \mathbf{u}_c^s - \mathbf{u}_f^s - R_{fc} \mathbf{i}_c^s - R_f (\mathbf{i}_c^s - \mathbf{i}_g^s) \\ C_f \frac{d\mathbf{u}_f^s}{dt} = \mathbf{i}_c^s - \mathbf{i}_g^s \\ L_{fg} \frac{d\mathbf{i}_g^s}{dt} = \mathbf{u}_f^s - \mathbf{u}_g^s - R_{fg} \mathbf{i}_g^s + R_f (\mathbf{i}_c^s - \mathbf{i}_g^s) \end{cases}. \quad (3)$$

Tässä mallissa on myös huomioitu johdinten häviöistä sekä kuristinten ja kondensaattorin parasiittisista vastuksista koostuvat häviövastukset  $R_{fc}$ ,  $R_{fg}$  ja  $R_f$ .



Kuva 3: Verkkosuuntaajan malli stationaarisessa koordinaatistossa.

Yhtälöryhmä (3) kuvaa verkkosuuntaajan verkkosuodattimen puoleisia sähköisiä suureita pyörivien avaruusvektorien avulla. Avaruusvektorin pyörimisestä johtuen vektorin komponentit, toisin sanoen reaali- ja imaginaariosa, ovat jatkuvassa tilassa sinimuotoisesti vaihtelevia suureita. Ohjauksen kannalta sinimuotoisten suureiden säätäminen johtaa monimutkaisiin säätimiin. [9] Edellä esitetty malli onkin säädön kannalta edullista muuttaa pyörivään koordinaatistoon, jossa avaruusvektorin komponentit ovat jatkuvassa tilassa vakioita. Erona pyörivässä koordinaatistossa olevaan malliin yhtälöryhmän (3) kuvaamaa mallia kutsutaan stationaarisessa, eli paikallaan pysyvässä, koordinaatistossa olevaksi, tai avaruusvektoreiden komponenttien mukaan malliksi  $\alpha\beta$ -koordinaatistossa.

### 2.2.2 LCL-suodattimen siirtofunktiot ja dynamiikka

LCL-suodatin on luonteeltaan resonoiva piiri, jolla on kaksi resonoivaa moodia. Resonoivien moodien voidaan ajatella syntyvän sarjaankytketystä ja rinnankytketystä LC-piiristä. Sarjaresonanssissa kondensaattorin ja kelan jännitteet ovat vastakkaisvaiheiset ja kumoavat toisensa. Tällöin resonanssiin impedanssi on pieni ja resonanssiin virta kasvaa suureksi. Rinnakkaisresonanssissa sen sijaan kondensaattorin ja kelan virrat ovat vastakkaisvaiheiset ja kumoavat toisensa, jolloin piirin impedanssi on suuri ja piirin virta menee pieneksi. Toisin sanoen sarjaresonanssissa LC-piiri näyttää oikosululta ja rinnakkaisresonanssissa avoimelta piiriltä.

Verkkosuuntaajan LCL-suodattimen molemmille puolille on kytketty jännitelähteet, suuntaaja ja verkko. Suuntaajan virtasäädön suunnittelun kannalta LCL-suodatinpiirin dynaamista käyttäytymistä on hyödyllistä tarkastella jännitteet  $\mathbf{u}_c^s$  ja  $\mathbf{u}_g^s$  suodatinpiirin herätteinä, jolloin piirin vastesignaaleina ovat suodattimen virrat  $\mathbf{i}_c^s$  ja  $\mathbf{i}_g^s$ . Tällöin LCL-suodatin voidaan ajatella kaksiporttina, ja virtojen ja jännitteiden suhteita voidaan kuvata admittanssimatriisin avulla

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_c^s(s) \\ \mathbf{i}_g^s(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}(s) & Y_{12}(s) \\ Y_{21}(s) & Y_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_c^s(s) \\ \mathbf{u}_g^s(s) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

jossa admittanssit on määritelty kaksiporttiparametrien tapaan

$$Y_{11}(s) = \left. \frac{\mathbf{i}_c^s(s)}{\mathbf{u}_c^s(s)} \right|_{\mathbf{u}_g^s=0} \quad Y_{12}(s) = \left. \frac{\mathbf{i}_c^s(s)}{\mathbf{u}_g^s(s)} \right|_{\mathbf{u}_c^s=0} \quad Y_{21}(s) = \left. \frac{\mathbf{i}_g^s(s)}{\mathbf{u}_c^s(s)} \right|_{\mathbf{u}_g^s=0} \quad Y_{22}(s) = \left. \frac{\mathbf{i}_g^s(s)}{\mathbf{u}_g^s(s)} \right|_{\mathbf{u}_c^s=0}. \quad (5)$$

Admittanssit voidaan myös ajatella säätöteorian näkökulmasta siirtofunktioina, jolloin syöttöpisteadmittanssi  $Y_{11}(s)$  Laplace-tasossa voidaan ajatella olevan siirtofunktio suuntaajan jännitteestä  $\mathbf{u}_c^s$  suuntaajan virtaan  $\mathbf{i}_c^s$  ja siirtoadmittanssi  $Y_{21}(s)$  siirtofunktio suuntaajan jännitteestä  $\mathbf{u}_c^s$  verkon virtaan  $\mathbf{i}_g^s$ . Sama analogia pätee myös lopuille admittansseille.

Kun LCL-suodattimen häviövastukset jätetään huomiotta, saadaan kuvan 3 sijaiskytkennästä laskemalla syöttöpisteadmittanssille  $Y_{11}(s)$  lauseke

$$Y_{11}(s) = \left. \frac{\mathbf{i}_c^s(s)}{\mathbf{u}_c^s(s)} \right|_{\mathbf{u}_g^s=0} = \frac{1}{L_{fc}} \frac{s^2 + \frac{1}{L_{fg}C_f}}{s \left( s^2 + \frac{L_{fc} + L_{fg}}{L_{fc}L_{fg}C_f} \right)} = \frac{1}{L_{fc}} \frac{s^2 + \omega_z^2}{s(s^2 + \omega_p^2)} \quad (6)$$

ja siirtoadmittanssille  $Y_{21}(s)$  lauseke

$$Y_{21}(s) = \left. \frac{\mathbf{i}_g^s(s)}{\mathbf{u}_c^s(s)} \right|_{\mathbf{u}_g^s=0} = \frac{1}{L_{fc}L_{fg}C_f} \frac{1}{s \left( s^2 + \frac{L_{fc} + L_{fg}}{L_{fc}L_{fg}C_f} \right)} = \frac{1}{L_{fc}L_{fg}C_f} \frac{1}{s(s^2 + \omega_p^2)}, \quad (7)$$

missä

$$\omega_p = \sqrt{\frac{L_{fc} + L_{fg}}{L_{fc}L_{fg}C_f}} \quad \text{ja} \quad \omega_z = \sqrt{\frac{1}{L_{fg}C_f}}. \quad (8)$$

Kompleksitasossa näillä admittansseilla on värähtelevä napapari, joka sijoittuu imaginaariakselin pisteisiin  $\pm j\omega_p$  ja kuvaa järjestelmän sarjaresonanssitaajuutta. Syöttöpisteadmittanssilla on lisäksi värähtelevä nollapari imaginaariakselin pisteissä  $\pm j\omega_z$ , joka kuvaa rinnakkaisresonanssitaajuutta. Resonanssitaajuuksista sarjaresonanssitaajuus  $\omega_p$  on aina korkeammalla taajuudella, sillä yhtälöistä (8) saadaan yhteys

$$\omega_p^2 = \frac{L_{fc} + L_{fg}}{L_{fc}L_{fg}C_f} = \omega_z^2 + \frac{1}{L_{fc}C_f}.$$

Lisäksi resonanssitaajuudet sijoittuvat suuntaajan kytkentätaajuutta pienemmälle taajuudelle. Esimerkiksi erään LCL-suodattimen suunnitteluohjeen mukaan sarjaresonanssitaajuus valitaan suuremmaksi kuin kymmenkertainen verkkotaajuus, mutta pienemmäksi kuin puolikas kytkentätaajuus, jotta resonanssiongelmita välttyttäisiin [10].

LCL-suodattimelle voidaan myös ratkaista siirtofunktiot suuntaajan ja verkon jännitteistä kondensaattorin jännitteeseen. Esimerkiksi siirtofunktioksi  $G_2(s)$  suuntaajan jännitteestä  $\mathbf{u}_c^s$  kondensaattorin jännitteeseen  $\mathbf{u}_f^s$  saadaan yksinkertaisesti jännitteenjakoperiaatteen avulla kuvan 3 perusteella

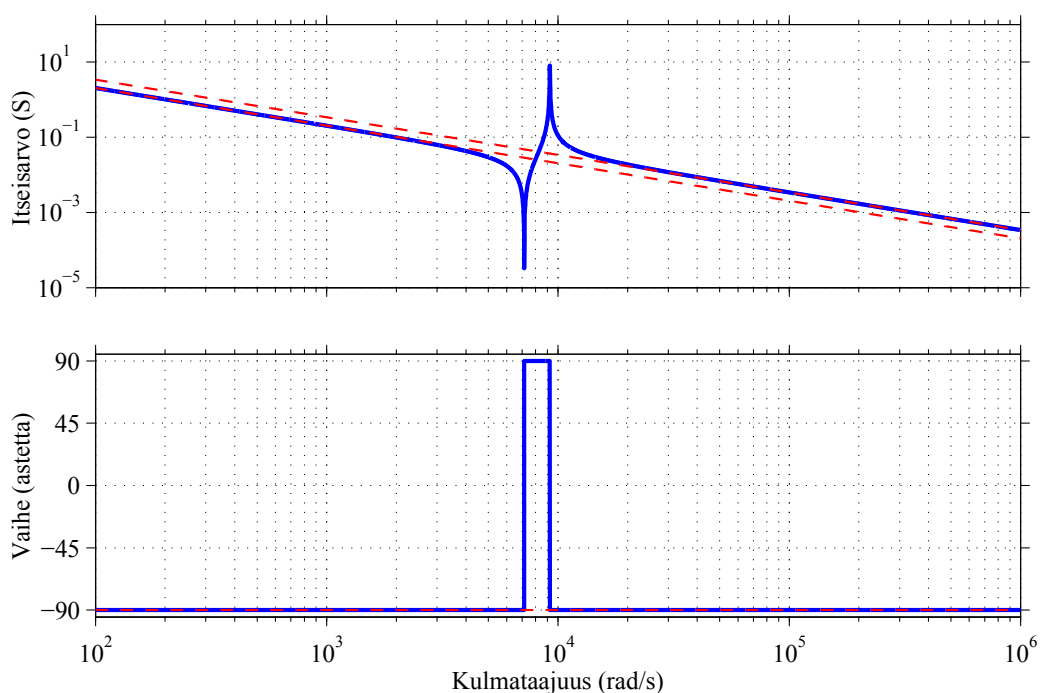
$$G_2(s) = \frac{\mathbf{u}_f^s(s)}{\mathbf{u}_c^s(s)} = \frac{1}{s^2L_{fc}C_f + 1}, \quad (9)$$

kun häviötermit jätetään huomiotta.

Häviötön LCL-suodatin on ideaalinen värähtelijä, mutta todellisuudessa piirissä on aina resistiivisiä häviöitä, jolloin värähtelystä tulee vaimenevaa. Värähtelyn vaimennusta voidaan kuvata vaimennussuhteen  $\zeta$  avulla, jolloin vaimenemattomasti värähtelevien napaparien sijasta admittanssien osoittajaan ja nimittäjään voidaan kirjoittaa vaimenevaa värähtelyä kuvaava yleinen toisen kertaluvun järjestelmän muoto

$$s^2 + 2\zeta\omega_0s + \omega_0^2, \quad (10)$$

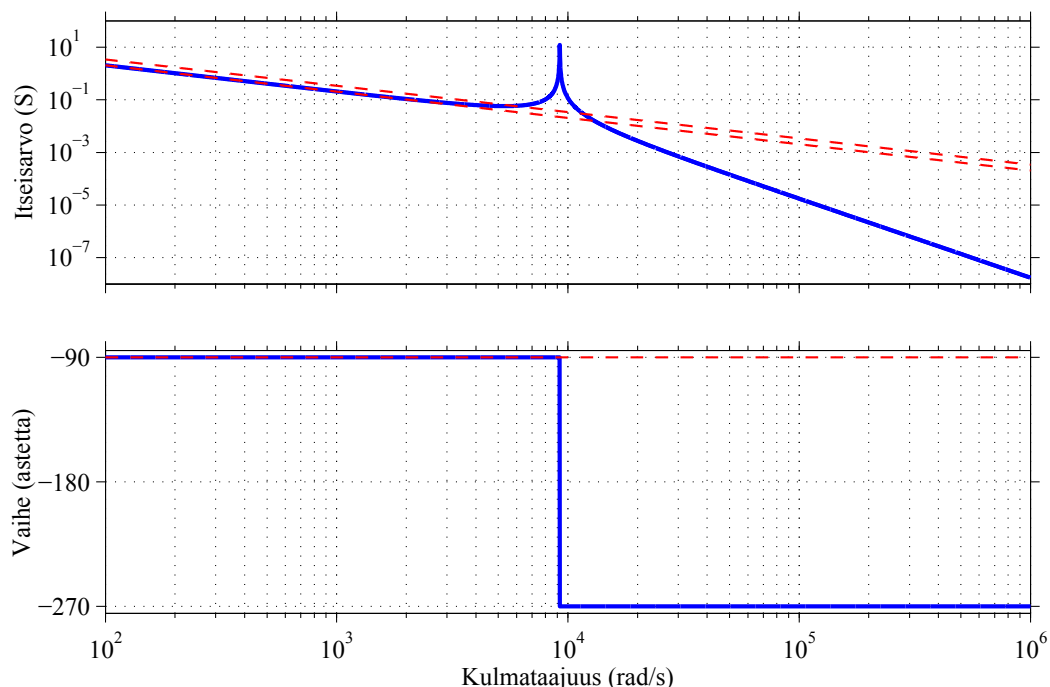
missä  $\omega_0$  kuvaa vaimentamattoman värähtelyn kulmataajuutta.



Kuva 4: Esimerkkisuodattimen syöttöpisteadmittanssin  $Y_{11}(s)$  taajuus- ja vaihevaste (paksu sininen käyrä) ja vertailuksi L-suodattimen syöttöpisteadmittanssin vasteet, kun kuristimen induktanssi on  $L_{fc} + L_{fg}$  (alempi punainen katkoviiva) ja  $L_{fc}$  (ylempi punainen katkoviiva).

Esimerkinomaisen ideaalisen LCL-suodattimen syöttöpisteadmittanssin  $Y_{11}(s)$  taajuuskäyttäytyminen on esitetty kuvassa 4. Suodattimen parametrit ovat:  $L_{fc} = 2,94$  mH,  $L_{fg} = 1,96$  mH ja  $C_f = 10$   $\mu$ F. Kuvasta voidaan nähdä, että suodattimen rinnakkaisresonanssitaajuus on noin 7100 rad/s, jolloin piirin admittanssi lähestyy nollaa, ja sarjaresonanssitaajuus on noin 9200 rad/s, jolloin admittanssi lähestyy ääretöntä. Kuvaan 4 on myös piirretty syöttöpisteadmittanssi pelkälle L-suodattimelle, kun kuristimen induktanssi on LCL-suodattimen induktanssien summa ( $L_{fc} + L_{fg}$ ) ja pelkkä suuntaajan puoleinen induktanssi  $L_{fc}$ . Kuvasta voidaankin havaita, että LCL-suodattimen kuristinten summa kuvaa asymptootisesti LCL-suodattimen syöttöpisteadmittanssia oltaessa selvästi resonanssita-

juksien alapuolella ja toisaalta resonanssitaajuuksien yläpuolella asymptoottina on kuristimen  $L_{fc}$  admittanssi.



Kuva 5: Esimerkkisuodattimen siirtoadmittanssin  $Y_{21}(s)$  taajuus- ja vaihevaste (paksu sininen käyrä) ja vertailuksi L-suodattimen syöttöpisteadmittanssin vasteet, kun kuristimen induktanssi on  $L_{fc} + L_{fg}$  (alempi punainen katkoviiva) ja  $L_{fc}$  (ylempi punainen katkoviiva).

Saman suodattimen siirtoadmittanssi  $Y_{21}(s)$  on esitetty kuvassa 5, jossa näkyy niin ikään sama sarjaresonanssitaajuus 9200 rad/s. Kuvasta 5 voidaan myös havaita, että siirtoadmittanssi pienenee sarjaresonanssitaajuuden jälkeen voimakkaasti (60 dBs dekadia kohden), mikä tarkoittaa tehokasta suodatuskykyä resonanssitaajuuden jälkeen. Toisin sanoen suuntaajan suuritaajuuksien jännitteiden kyky tuottaa verkkoon suuritaajuisia virtakomponentteja heikkenee radikaalisesti resonanssitaajuuden jälkeen, mikä on hyvin edullista sähkön laadun kannalta. Kuvaan 5 on myös piirretty siirtoadmittanssi pelkälle L-suodattimelle, kun kuristimen induktanssi on LCL-suodattimen induktanssien summa ( $L_{fc} + L_{fg}$ ) ja pelkkä suuntaajan puoleinen induktanssi  $L_{fc}$ . Edelleen voidaan havaita, että LCL-suodattimen kuristinten summa kuvaa asymptoottisesti LCL-suodattimen siirtoadmittanssia oltaessa selvästi resonanssitaajuuksien alapuolella. Resonanssitaajuuden yläpuolella pelkän kuristimen admittanssi pienenee paljon hitaammin kuin LCL-suodattimen.

## 2.3 Malli pyörivässä $dq$ -koordinaatistossa

Verkkosuuntaajan virtasäätö on edullista tehdä verkon tahtinopeudella pyörivässä koordinaatistossa stationaarisen koordinaatiston sijaan, sillä silloin säädettävät suureet muuttuvat sinimuotoisesti värähtelevistä suureista tasasähkösuureiksi jatkuvassa tilassa. Muunnos pyörivään koordinaatistoon saadaan aikaiseksi kertomalla verkon kulmanopeudella  $\omega_g$  pyörivä vektori

$$\mathbf{u}^s = ue^{j(\omega_g t + \varphi)} \quad (11)$$

pyörimistä kuvaavan termin  $e^{j\omega_g t}$  käänteisfunktiolla  $e^{-j\omega_g t}$ , jolloin vektorista tulee paikallaan pysyvä vektori

$$\mathbf{u} = ue^{j\varphi}, \quad (12)$$

jonka pituus on  $u$  ja kulma pyörivässä koordinaatistossa  $\varphi$ . Koordinaatiston muunnos voidaan tehdä myös verkkojännitteen kulman  $\vartheta_g$  avulla, jolloin koordinaatiston muunnos ja käänteismuunnos voidaan kirjoittaa

$$\mathbf{u} = e^{-j\vartheta_g} \mathbf{u}^s \quad (\alpha\beta \rightarrow dq) \quad (13a)$$

$$\mathbf{u}^s = e^{j\vartheta_g} \mathbf{u} \quad (dq \rightarrow \alpha\beta). \quad (13b)$$

Kulma  $\vartheta_g$  saadaan integraalista

$$\vartheta_g = \int \omega_g dt + \vartheta_{g0}, \quad (14)$$

missä  $\vartheta_{g0}$  on integroinnin alkukulma. Kulma koordinaatiston muunnoksessa voidaan kiinnittää verkkojännitteen kulman  $\vartheta_g$  sijasta myös verkkojännitteestä estimoidun virtuaalisen vuon kulmaan  $\vartheta_\Psi$ .

Koordinaatiston muunnos täytyy ottaa huomioon myös aikaderivaatoissa. Vektorin  $\mathbf{u}^s$  derivointi ajan suhteen voidaan kirjoittaa muunnetun vektorin  $\mathbf{u}$  avulla

$$\frac{d\mathbf{u}^s}{dt} = \frac{d(e^{j\vartheta_g} \mathbf{u})}{dt} = e^{j\vartheta_g} \left( j\omega_g \mathbf{u} + \frac{d\mathbf{u}}{dt} \right), \quad (15)$$

mistä voidaan havaita, että stationaarisen koordinaatiston derivointioperaattori muuttuu derivointioperaattorin ja koordinaatiston pyörimisnopeutta kuvaavan termin  $j\omega_g$  summaksi pyörivässä koordinaatistossa

$$\frac{d}{dt} \rightarrow \frac{d}{dt} + j\omega_g. \quad (16)$$

Tässä työssä yläindeksi  $s$  viittaa stationaarisessa koordinaatistossa oleviin vektoreihin erona pyörivän koordinaatiston vektoreihin, joista yläindeksi on jätetty pois. Pyörivää koordinaatistoa kutsutaan myös usein tahtinopeudella pyöriväksi koordinaatistiksi tai  $dq$ -koordinaatistiksi vektorin komponenttien

$$\mathbf{u} = u_d + ju_q$$

eli reaali- ja imaginaariosien mukaan.

Yhtälössä (3) verkkosuuntaajan LCL-suodattimelle esitetty malli voidaan muuntaa pyörivään koordinaatistoon edellä esitetyllä tavalla derivointioperaattori (16) huomioiden. Tällöin LCL-suodattimelle saadaan yhtälöryhmä

$$\begin{cases} L_{fc} \left( \frac{d\mathbf{i}_c}{dt} + j\omega_g \mathbf{i}_c \right) = \mathbf{u}_c - \mathbf{u}_f \\ C_f \left( \frac{d\mathbf{u}_f}{dt} + j\omega_g \mathbf{u}_f \right) = \mathbf{i}_c - \mathbf{i}_g \\ L_{fg} \left( \frac{d\mathbf{i}_g}{dt} + j\omega_g \mathbf{i}_g \right) = \mathbf{u}_f - \mathbf{u}_g \end{cases}, \quad (17)$$

kun LCL-suodattimen häviövastukset on jätetty yksinkertaisuuden vuoksi huomiotta. Yhtälöryhmä (17) voidaan kirjoittaa myös yleisessä tilaesitysmuodossa:

$$\frac{d}{dt} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{i}_c \\ \mathbf{u}_f \\ \mathbf{i}_g \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -j\omega_g & -\frac{1}{L_{fc}} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & -j\omega_g & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_{fg}} & -j\omega_g \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{i}_c \\ \mathbf{u}_f \\ \mathbf{i}_g \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{fc}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_c} \mathbf{u}_c + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_{fg}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_g} \mathbf{u}_g \quad (18a)$$

$$\mathbf{i}_c = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_c} \mathbf{x} \quad (18b)$$

$$\mathbf{i}_g = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_g} \mathbf{x} \quad (18c)$$

Tilamuuttujiksi on valittu suuntaajan virta  $\mathbf{i}_c$ , suodatuskondensaattorin jännite  $\mathbf{u}_f$  ja verkon virta  $\mathbf{i}_g$  ja tilamuuttujat on edelleen koottu vektoriin  $\mathbf{x}$ . Tilaesityksen systeemimatriisi  $\mathbf{A}$  kuvaa järjestelmän sisäistä dynamiikkaa ja vektori  $\mathbf{B}_c$  suuntaajan lähtöjännitteen  $\mathbf{u}_c$  vaikutusta tilasuureisiin. Vektori  $\mathbf{B}_g$  sen sijaan kuvaa verkkojännitteen vaikutusta tilasuureisiin. Tilaesityksen lähtömuuttujaksi voidaan valita suuntaajan tai verkon virta vektorien  $\mathbf{C}_c$  ja  $\mathbf{C}_g$  avulla.

Tilaesityksen (18) kompaktimpi muoto on

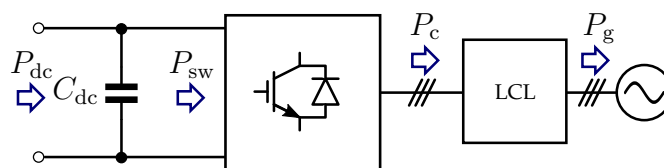
$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}_c \mathbf{u}_c + \mathbf{B}_g \mathbf{u}_g \\ \mathbf{i}_g = \mathbf{C}_g \mathbf{x} \end{cases}, \quad (19)$$

kun lähtömuuttujana on verkon virta.

## 2.4 Jännitevälipiirin malli

Verkkosuuntaajan tasajännitevälipiiri voidaan mallintaa ohjattuna tasajännitete-hoporttina. Verkkosuuntaaja ei voi ohjata välipiiriin suuntaajan ulkopuolelta tuleva tehoa  $P_{dc}$ , joten suuntaajan tehotasapaino ja sitä kautta vakio tasajännitevälipiirin jännite saavutetaan ohjaamalla välipiiristä kytkinsillalle siirtyvää tehoa

$P_{sw}$ . [9] Tasajännitetehtoportti osana suuntaajan pätötehokaaviota on esitetty kuvassa 6.



Kuva 6: Järjestelmän pätötehokaavio.

Kun välipiirin häviöitä ei oteta huomioon, voidaan tasajännitevälipiirin kondensaattorin energian  $W$  muutokselle kirjoittaa

$$\frac{dW}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C_{dc} u_{dc}^2 \right) = P_{dc} - P_{sw}, \quad (20)$$

missä  $C_{dc}$  on tasajännitevälipiirin kapasitanssi,  $P_{dc}$  tasajännitevälipiiriin ulkopuolelta siirtyvä teho ja  $P_{sw}$  suuntaajan tasajännitevälipiiristä kytkinsillalle siirtyvä teho. Teho välipiirissä voi kulkea molempiin suuntiin, joten valitaan positiiviseksi suunnaksi tehoille kuvan 6 mukaan välipiiristä kytkinsillalle ja verkkoon päin.

Jos lisäksi suuntaajan kytkinsilta oletetaan häviöttömäksi, suuntaajan lähtöteho ennen LCL-suodatinta  $P_c$  on yhtä suuri kuin tasajännitevälipiiristä kytkinsillalle siirtyvä teho  $P_c = P_{sw}$ . Jos edelleen oletetaan LCL-suodatin häviöttömäksi ja verkkoon siirtyvän pätötehon  $P_g$  olevan tasapainossa suuntaajan lähtötehon  $P_c$  kanssa, saadaan kondensaattorin energian muutokselle lineaarinen differentiaaliyhtälö

$$\frac{dW}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C_{dc} u_{dc}^2 \right) = P_{dc} - P_g \quad (21)$$

välipiirin tulevan tehon  $P_{dc}$  ja verkkoon siirtyvän tehon  $P_g$  avulla. Koska kondensaattorin energia on suoraan verrannollinen välipiirin jännitteen neliöön, tasajännitevälipiirin jännite kytkeytyykin vahvasti suuntaajan pätötehon asetteluun.

### 3 Verkkosuuntaajan ohjaus

Tässä luvussa perehdytään verkkosuuntaajan ohjaukseen ja esitellään verkkosuuntaajan ohjaukselle asetetut vaatimukset, suuntaajan ohjauksen arkkitehtuuri sekä yleisimmät ohjausmenetelmät.

#### 3.1 Ohjausarkkitehtuuri ja ohjaukselle asetettavat vaatimukset

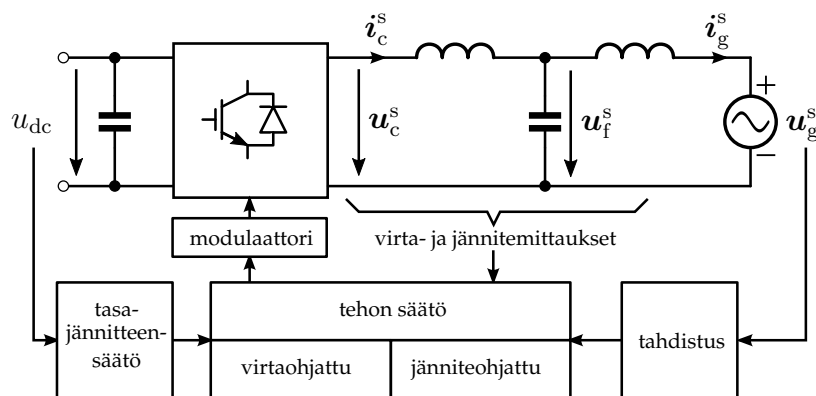
Verkkosuuntaajan ohjauksen tavoitteena on ohjata suuntaajan ja verkon välistä pätö- ja loistehonvaihtoa verkon ja muun ympäristön vaatimukset huomioiden. Yleisiä ohjaukselle asetettavia vaatimuksia ovat muun muassa [6]:

- standardien määrittelemä sähkön laatu ja sähkömagneettinen yhteensopiavuus (EMC)
- stabiilisuus kuormitustilanteissa ja verkon impedanssien muuttuessa
- verkon jännitehäiriöiden sietokyky ja mukautuminen verkkojännitteen vaihteluun
- toiminta ykkösen tehokertoimella tai vaaditulla loistehontuotannolla tai -kulutuksella
- tahdistuminen verkkoon.

Lisäksi esimerkiksi hajautetun tuotannon verkkosuuntaajien tulisi selviytyä verkon vikatilanteista ja estää saarekekäyttö, ja tulevaisuudessa niiden olisi mahdollisesti kyettävä toimimaan saarekkeessa säätäen verkon jännitettä ja taajuutta [6]. Verkkosuuntaajan ohjaukselle asetetut vaatimukset ovatkin kohtalaisen tiukat ja voivat kiristyä entisestään hajautetun tuotannon lisääntyessä ja verkkokoodien tiukentuessa. Tiukentuvat vaatimukset haastavat perinteiset ohjaustavat ja lisäävät kysyntää uusille innovatiivisille ohjausmenetelmille.

Yleisellä tasolla verkkosuuntaajan ohjaus voidaan jakaa kuvan 7 tavoin neljään toiminnalliseen lohkoon:

1. tasajännitevälipiirin jännitesäätö
2. virta- tai jänniteohjattu pätö- ja loistehon säätö
3. modulointi
4. tahdistus verkkoon.



Kuva 7: Verkkosuuntaajan ohjauksen toiminnalliset lohkot.

Tasajännitevälipiirin jännitesäätö pitää välipiirin jännitteen asetusarvossa ja huolehtii, että järjestelmän tuleva ja lähtevä pätöteho ovat tasapainossa. Välipiirin jännitteen säätö antaa järjestelmän lähtötehon ohjauksesta vastaavalle virta- tai jännitesäätösilmukalle pätötehon asetusarvon. Virtaohjattuna pätötehon asetusarvosta muodostetaan virtaohje virtasäätösilmukalle, joka ohjaa verkkovirran haluttua pätötehoa vastaavalle tasolle. Sen sijaan jänniteohjattuna pätöteho-ohjeesta muodostetaan suuntaajan lähtöjännitteen kulmaohje suhteessa verkon jännitteen kulmaan pätötehon säätämiseksi asetusarvoonsa. [9]

Virta- tai jänniteohjattu tehonsäätö pystyy ohjaamaan myös suuntaajan verkkoon tuottamaa loistehoa tietyissä rajoissa riippumatta pätötehon arvosta. Jänniteohjattuna loistehoa voidaan säätää muuttamalla lähtöjännitteen amplitudia ja virtaohjattuna loistehon ohjaus voidaan tehdä esimerkiksi dq-koordinaatistossa ohjaamalla q-akselin suuntaista virtakomponenttia. [9] Jos verkkosuuntaajan tasajännitevälipiirin jännite pysyy vakiona, esimerkiksi toisen välipiiriin kytketyn suuntaajan ansiosta, ei jännitesäätäjää tarvita. Tällöin tehonsäädölle voidaan suoraa asetella suuntaajan verkkoon syöttämän pätö- ja loistehon ohjearvot.

Pätö- ja loistehon ohjauksesta vastaava virta- tai jännitesäätö tuottaa ohjearvon suuntaajan lähtöjännitteestä modulaattorille, joka muodostaa jänniteohjeen perusteella kytkinohjeet suuntaajan puolijohdekytkimille. Koska suuntaajan tulee toimia verkkoon tahdistettuna, tarvitaan sitä varten vielä oma ohjauslohkonsa, joka pystyy tuottamaan ohjauksen muille lohkoille tiedon verkon jännitteen kulmasta, amplitudista sekä mahdollisista vikatilanteista.

Pätö- ja loistehon ohjaustavoista jänniteohjattu säätö on yksinkertainen ja siinä on vähäinen määrä säätösilmukoita, mutta sen heikkous on sisäisen virtasäätösilmukan puute ja näin ollen alttius ylivirtatilanteille. Virtaohjattuna verkkosuuntaaja on sisäisesti suojattu ylivirtatilanteilta. [9] Tämän lisäksi virtaohjattu pätö- ja loistehon säätö on robustimpi muun muassa verkon parametrien vaihtelua vastaan, sekä sen dynamiikka ja tarkkuus on paljon parempi verrattuna jänniteohjattuun säätöön. [11]

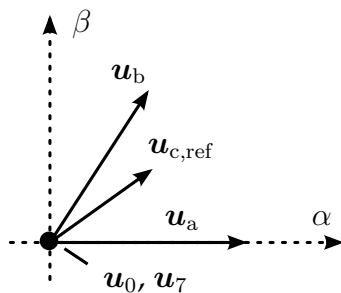
Päto- ja loistehon säätö voidaan myös toteuttaa yhdistämällä modulointilohko ja tehonohjauslohko yhdeksi kokonaisuudeksi, jolloin saadaan sähkömoottorikäytön suoraa vääntömomentin säätöä (DTC) vastaava suora tehon säätö (DPC). Suorassa tehonsäädössä päto- ja loistehoa ohjataan valitsemalla suuntaajan kytkinten optimaalinen tila suoraan päto- ja loistehoerosignaalien sekä verkkojännitteen vaihekulman avulla [12].

## 3.2 Modulointi

Verkkosuuntaajan kyky muokata sähkötehoa muodosta toiseen perustuu puoli-johdekytkinsillan kytkinten nopeaan päälle ja pois kytkemiseen. Kun kytkentätaajuus  $f_{sw}$  on riittävän suuri verrattuna verkkotaajuuteen, voidaan verkkojännitteen ajatella olevan vakio kytkentäjakson ajan. Keskiarvoisesti sama verkkojännite voidaan tuottaa pulsinleveysmoduloinnin (PWM) avulla säätelämällä kytkinten päällä- ja poissaoloaika, eli kytkinsillan tuottamaa jännitepulssein muotoa, kytkentäjakson sisällä. Verkkosuuntaajan toiminnassa modulaattori saa jänniteohjeen  $u_{c,ref}$  virtasäädöltä ja muodostaa sen perusteella tarvittavat kytkinohjeet pyrkien toteuttamaan jänniteohjeen keskiarvoisesti kytkentäjakson aikana. Pulssinleveysmoduloinnin toteuttamiseen on useita eri tapoja [13], joista tämän työn puitteissa otetaan esille vain keskeisimmät menetelmät: avaruusvektorimodulointi ja symmetrinen sinikolmiovertailu (symmetrical suboscillation method). Nämä modulointitavat soveltuvat käytettäväksi LCL-suodattimen kanssa, sillä niissä kytkentätaajuus voidaan pitää vakiona.

### Avaruusvektorimodulointi

Avaruusvektorimoduloinnissa vaihejännitteille ei ole erillisiä modulaattoreita, vaan kytkentäohjeet muodostetaan avaruusvektoritarkastelun avulla. Avaruusvektorimoduloinnissa jänniteohje  $u_{c,ref}$  toteutetaan kytkemällä jänniteohjeen viereisiä suuntaajalle mahdollisia avaruusvektoreita  $u_a$  ja  $u_b$  sekä nollavektoreita ( $u_0$  ja  $u_7$ ) vastaavien aikojen  $t_a$ ,  $t_b$ ,  $t_0$  ja  $t_7$  ajan, niin että puolikkaan kytkentäjakson sisällä jänniteohje keskiarvoisesti toteutuu [13]. Avaruusvektorimoduloinnin kytkentävektorit ja jännitereferenssi ensimmäisessä sektorissa on esitetty kuvassa 8.



Kuva 8: Avaruusvektorimoduloinnin kytkentävektorit, kun jänniteohje on ensimmäisessä sektorissa.

Avaruusvektorimoduloinnissa käytettävä nollavektori voidaan valita ja sen paikka voidaan asettaa halutusti, jolloin saadaan erilaisia variantteja avaruusvektorimoduloinnille [14]. Avaruusvektorimoduloinnilla modulaattorin tuottama lineaarinen jännitealue saadaan vaihejännitteen osalta arvoon  $u_{dc}/\sqrt{3}$ , jolloin pääjännitteen huippuarvoksi saadaan tasajännitevälipiirin jännite.

Suosituin menetelmä käyttää nollavektoreita avaruusvektorimoduloinnissa perustuu symmetrisyyteen, jolloin molempien nollavektoreiden käyttöajat ovat samat (menetelmästä käytetään lyhennettä SVPWM) [14]. Tämä menetelmä mahdollistaa myös kytkentätilan muutoksen muuttamalla yhtä kytkimen asentoa kerrallaan [8], mikä on edullista kytkentähäviöiden kannalta.

### Symmetrinen sinikolmiovertailu

Sinikolmiovertailu on hyvin tunnettu ja laajalti käytetty pulssinleveysmodulointimenetelmä. Siinä vaihekohtaisia sinimuotoisia jänniteohjeita  $v_{\text{control}}$  verrataan kytkentätaajuiseen kolmioaaltoon  $v_{\text{tri}}$  ja puolijohdesillan ylähaaran kytkin kytketään johtamaan, kun  $v_{\text{control}} > v_{\text{tri}}$  ja alahaaran kytkin kytketään johtamaan, kun  $v_{\text{control}} < v_{\text{tri}}$  [7]. Perinteisen sinikolmiovertailulla toteutetun pulssinleveysmoduloinnin ongelma on suuntaajan lähdön vaihejännitteen huippuarvon rajoittuminen arvoon  $u_{dc}/2$ , jolloin pääjännite rajoittuu arvoon  $\sqrt{3}u_{dc}/2 \approx 0.867u_{dc}$  [8]. Tasajännitevälipiirin jännitettä, joka on absoluuttinen maksimiarvo pääjännitteelle, ei siis voida täysimittaisesti hyödyntää. Sinikolmiovertailulla saavutettavaa jännitealuetta voidaan suurentaa lisäämällä nollakomponenttia tuottavia harmonisia jänniteylijaltoa perusaaltoiseen jänniteohjeeseen, esimerkiksi 25 prosenttia kolmatta ylijaltoa tai kanttiaaltoa kolminkertaisella perustaajuudella [13].

Jos sinikolmiovertailuperiaattella toteutetun modulaattorin jänniteohjeisiin  $v_{\text{control}}$  lisätään kolminkertaisella perusaaltotaajuudella oleva 25 prosenttia perusaallon amplitudista oleva kolmioaalto, saadaan sinikolmiovertailulla aikaan symmetrinen SVPWM-modulointi [6]. Tämä menetelmä voidaan myös toteuttaa

lisäämällä nollakomponenttia aiheuttava termi

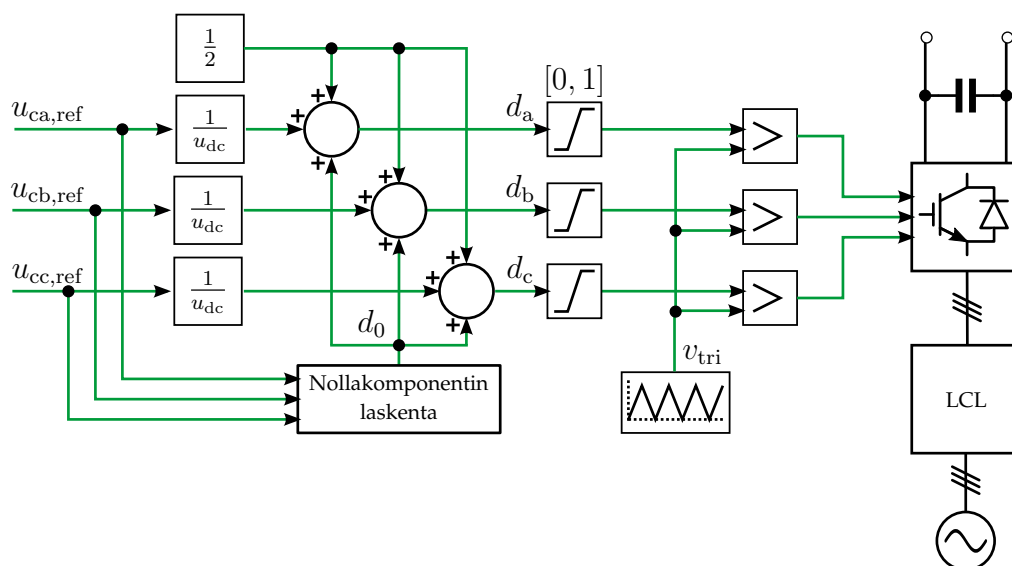
$$d_0 = -\frac{1}{2u_{dc}} (\max\{u_{ca,ref}, u_{cb,ref}, u_{cc,ref}\} + \min\{u_{ca,ref}, u_{cb,ref}, u_{cc,ref}\}) \quad (22)$$

perinteisen sinikolmiovertailun kytkentäsuhteisiin, jolloin saadaan symmetrisen sinikolmiovertailun kytkentäsuhteet [8]

$$d_a = \frac{1}{2} + \frac{u_{ca,ref}}{u_{dc}} + d_0, \quad d_b = \frac{1}{2} + \frac{u_{cb,ref}}{u_{dc}} + d_0 \quad \text{ja} \quad d_c = \frac{1}{2} + \frac{u_{cc,ref}}{u_{dc}} + d_0, \quad (23)$$

missä vaihejännitteiden ohjearvot ( $u_{ca,ref}$ ,  $u_{cb,ref}$  ja  $u_{cc,ref}$ ) saadaan tässä tapauksessa virtasäätäjältä. Jos symmetrinen sinikolmioaaltovertailu toteutetaan kolmioaallolla, joka vaihtelee nollan ja huippuarvon  $\hat{v}_{tri}$  välillä, saadaan sinimuotoisiksi jänniteohjeiksi kytkentäsuhteista  $v_{control,a,b,c} = \hat{v}_{tri}d_{a,b,c}$  [8].

SVPWM-moduloinnin toteuttaminen sinikolmiovertailuperiaatteella eli symmetrisen sinikolmiovertailun toteutus on esitetty kuvassa 9.



Kuva 9: SVPWM-modulointi sinikolmiovertailuperiaatteella. Kolmioaallon amplitudi on yksi  $\hat{v}_{tri} = 1$  ja kytkentäsuhteet on rajoitettu välille  $[0, 1]$ . Kytkentäsuhteiden laskennassa tarvittava tasajännite  $u_{dc}$  ei ole yleisesti vakio, vaan saadaan mittaustietona, mitä ei selkeyden vuoksi ole kuvassa esitetty.

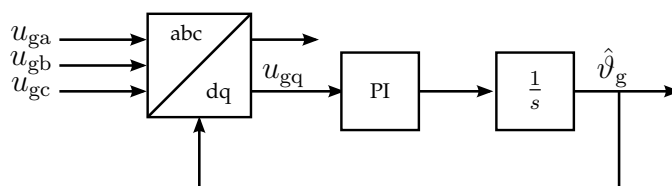
### 3.3 Tahdistus verkkoon

Jotta verkkosuuntaajan ohjaus voidaan toteuttaa siten, että suuntaajan ja verkon välinen tehonsiirto ja vuorovaikutus on hallittua, on tieto verkkojännitteen tilasta ohjauksen kannalta välttämätön. Yleisesti ohjauksessa tarvitaan tieto verkkojännitteen perusaallon kulmasta, jotta suuntaajan ohjaus voidaan tahdistaa toimimaan verkon mukaan. Verkkojännitteestä voidaan myös tarkkailla perusaallon amplitudia ja harmonisia yliaaltoja, jolloin voidaan käyttää kehittyneempiä

ohjausmenetelmiä muun muassa harmonisten yliaaltojen tai verkkohäiriöiden kompensoimiseksi. Verkkoon tahdistusmenetelmiä on monia ja menetelmät voidaan jakaa aikatason ja taajuustason menetelmiin. Taajuustason menetelmät perustuvat yleensä Fourier-analyysiin ja aikatason menetelmät adaptiiviseen silmukkaan, jossa sisäinen oskillaattori seuraa jotain tulosignaalin ominaisuutta kuten taajuutta tai vaihetta [6]. Koska tämän työn painopiste ei ole verkkoon tahdistuksessa, niin esitellään tässä lyhyesti vain yleisimmin tahdistukseen käytetty menetelmä: vaihelukittu silmukka (phase-locked loop, PLL).

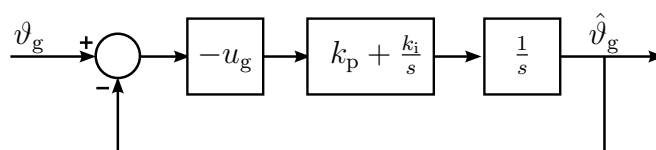
### Vaihelukittu silmukka

Vaihelukitun silmukan kaaviokuva on esitetty kuvassa 10. Vaihelukittu silmukka koostuu kolmesta peruslohkosta: vaiheen ilmaisesta (phase detector), silmukkasuodatin (loop filter) ja jänniteohjattu oskillaattori (voltage-controlled oscillator). Kuvassa 10 koordinaatiston muunnoslohko toimii vaiheen ilmaisimena (phase detector), joka luo verkon vaihekulman  $\vartheta_g$  ja sisäisen oskillaattorin tuottaman vaihesignaalin  $\hat{\vartheta}_g$  vaihe-eroon verrannollisen signaalin. PI-säätimen avulla toteutettu silmukkasuodatin toimii alipäästösuotimena, ja jänniteohjattu oskillaattori on toteutettu integraattorin avulla. Tässä esitetty vaihelukittua silmukkaa on analysoitu tarkemmin muun muassa lähteissä [15] ja [16].



Kuva 10: Vaihelukittu silmukka.

Mikäli vaihe-ero  $\vartheta_g - \hat{\vartheta}_g$  on pieni, eli vaihe on lukittu, voidaan vaihelukittu silmukka linearisoida ja järjestelmälle saadaan kuvan 11 mukainen malli [15].



Kuva 11: Linearisoitu vaihelukittu silmukka.

Linearisoidun vaihelukitun silmukan suljetun järjestelmän siirtofunktioksi saadaan

$$G_{\text{PLL}}(s) = \frac{-u_g(k_p s + k_i)}{s^2 - u_g k_p s - u_g k_i}, \quad (24)$$

josta nähdään, että PI-säätimen parametrien  $k_p$  ja  $k_i$  valinnalla

$$k_p = -\frac{2\zeta_{\text{PLL}}\omega_{\text{PLL}}}{u_g} \quad \text{ja} \quad k_i = -\frac{\omega_{\text{PLL}}^2}{u_g} \quad (25)$$

vaihelukitun silmukan dynamiikaksi saadaan toiseen asteen järjestelmän dynamiikka, jonka luonnollinen värähtelytaajuus on  $\omega_{\text{PLL}}$  ja vaimennusvakio  $\zeta_{\text{PLL}}$ . Vaihelukitun silmukan suljetun järjestelmän parametrien valinta on kompromissi kulmamuuutoksen seurantanopeuden ja häiriöiden suodatuskyvyn välillä; valitsemalla suuri luonnollinen värähtelytaajuus saadaan nopeampi kulmanseurantakyky kun taas valitsemalla pieni luonnollinen värähtelytaajuus saadaan häiriösietoisempi järjestelmä [15].

Todellisessa sähköverkossa on perusaaltoisen jännitekomponentin lisäksi myös harmonisia yliaaltoja ja vastakomponenttia, jolloin verkkojännite säröytyy. Säröytynyt verkkojännite aiheuttaa virhettä vaihelukitun silmukan toimintaan [15]. Vaihelukittua silmukkaa voidaan kuitenkin muokata erilaisin tavoin toimimaan paremmin säröytyneessä verkossa ja verkon vikatilanteiden aikana [6].

### 3.4 Virtaohjatut säätömenetelmät

Virtaohjattu tehonsäätö perustuu kaskadisäätöön, missä on sisempänä silmukana nopea virtasäätösilmukka ja ulompana tasajännitettä säätävä hitaampi jännitesäätösilmukka. Virtasäätö voidaan tehdä erikseen jokaiselle vaiheelle, jolloin tarvitaan kolme erillistä säätösilmukkaa ja säädettävät suureet ovat sinimuotoisia. Säätösilmukoiden määrää voidaan vähentää kuitenkin yhdellä siirtymällä vaihesuureista avaruusvektoreihin ja vektorisäätöön. Lisäksi sinimuotoisista säätösuureista päästään eroon tekemällä virtasäätö pyörivässä dq-koordinaatistossa. Tässä lähtökohdaksi on otettu ohjauksen tekeminen pyörivässä dq-koordinaatistossa, jolloin säätösuureet ovat jatkuvassa tilassa tasasähkösuureita.

Pyörivä koordinaatisto kiinnitetään tavallisesti verkkojännitteeseen, jolloin koordinaatisto pyörii verkkojännitteen avaruusvektorin mukana. Koordinaatisto voidaan kiinnittää myös verkkojännitteestä estimoituun virtuaaliseen vuohon. Tällöin verkkosuuntaajan ohjaus muistuttaa hyvin paljon tahtikoneen ohjausta.

#### 3.4.1 Verkkojänniteorientoitu vektorisäätö

Verkkojänniteorientoidun vektorisäädön idea on kiinnittää pyörivän koordinaatiston reaaliakseli verkkojännitteen avaruusvektorin suuntaan. Tällöin koordinaatisto pyörimisnopeus vastaa verkon kulmataajuutta  $\omega_g$  ja verkkojännitteen

avaruusvektorista tulee reaaliarvoinen

$$\mathbf{u}_g = u_{gd} + j u_{gq} = u_g + j0. \quad (26)$$

Tällöin verkkoon syötetyn pätö- ja loistehon lausekkeet

$$P_g = \frac{3}{2} \operatorname{Re}\{\mathbf{u}_g \mathbf{i}_g^*\} = \frac{3}{2} (u_{gd} i_{gd} + u_{gq} i_{gq}) \quad (27a)$$

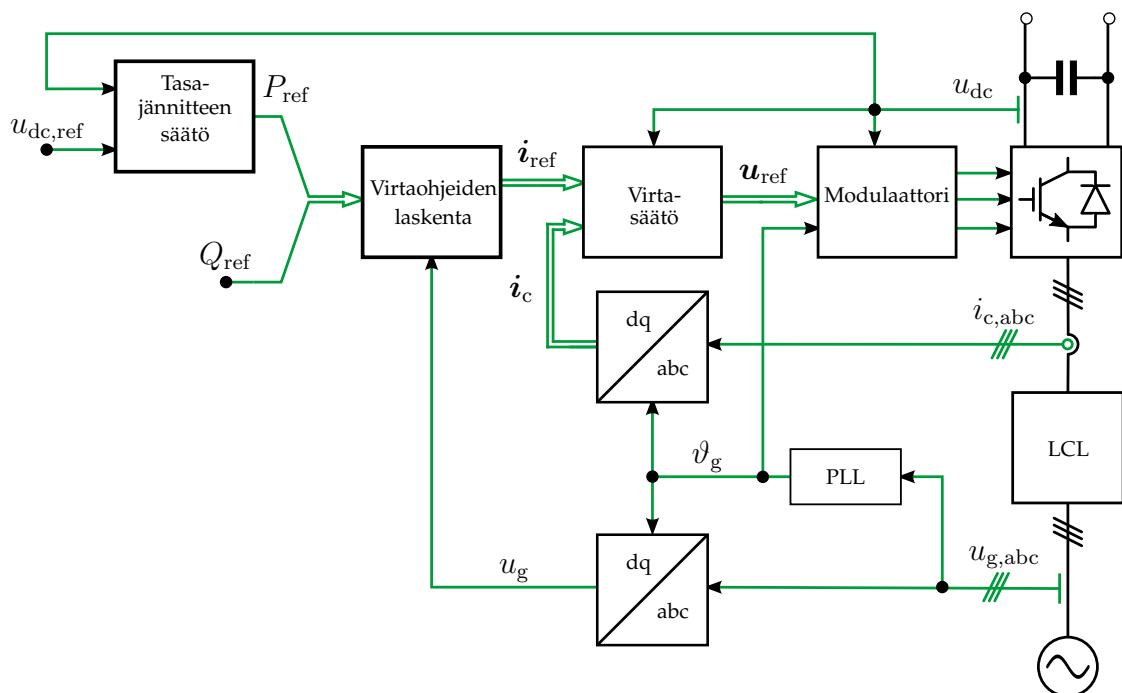
$$Q_g = \frac{3}{2} \operatorname{Im}\{\mathbf{u}_g \mathbf{i}_g^*\} = \frac{3}{2} (u_{gq} i_{gd} - u_{gd} i_{gq}) \quad (27b)$$

pelkistyvät muotoon

$$P_g = \frac{3}{2} u_g i_{gd} \quad (28a)$$

$$Q_g = -\frac{3}{2} u_g i_{gq}, \quad (28b)$$

missä verkkoon siirtyvä pätöteho muodostuu verkkojännitteen  $u_g$  ja verkkovirran d-komponentin  $i_{gd}$  tulosta ja verkkoon siirtyvä loisteho verkkojännitteen ja verkkovirran q-komponentin  $i_{gq}$  tulosta. Tämän perusteella suuntaajan pätö- ja loistehoa pystytään ohjaamaan toisistaan riippumatta, jos verkkovirran d- ja q-komponentit voidaan asettaa erikseen.



Kuva 12: Verkkojänniteorientoidun vektorisäädön lohkokaavio.

Verkkojänniteorientoidun vektorisäädön lohkokaavio on esitetty kuvassa 12. Ulompi jännitesäätösilmaukka saa ohjearvonaan tasajännitevälipiirin jännitteen

$u_{dc,ref}$  ja tuottaa pätöteho-ohjeen  $P_{ref}$  virtasäädölle. Virtasäätöä varten laskeaan pätöteho-ohjeesta ohje virran d-komponentille ratkaisemalla virran d-komponentti yhtälöstä (28a). Vastaavasti ohjearvo virran q-komponentille saadaan yhtälöstä (28b). Ohjearvojen laskentaa varten tarvitaan verkkojännitteen amplitudi  $u_g$ , joka voidaan laskea yhtälön (26) perusteella muodostamalla ensin vaihesuureista avaruusvektori

$$\mathbf{u}_g^s = \frac{2}{3} (u_{ga} + \alpha u_{gb} + \alpha^2 u_{gc}) \quad (29)$$

ja muuntamalla tämä avaruusvektori pyörivään koordinaatistoon yhtälön (13) esittämällä tavalla. Myös virtasäätäjään takaisinkytkentänä tulevat virtojen oloarvot muunnetaan pyörivään koordinaatistoon samalla tavoin. Virtasäätö vektorisäädössä voidaan tehdä esimerkiksi PI-säätimillä (proportional-integral) tai tilasäätönä.

Koordinaatiston muunnoksia varten tarvitaan verkkojännitteen kulma  $\vartheta_g$ , mikä voidaan yksinkertaisimmillaan laskea verkkojännitteen avaruusvektorin komponenteista arkustangentin avulla  $\vartheta_g = \arctan(u_{g\beta}/u_{g\alpha})$  ottaen huomioon komponenttien etumerkit. Käytännössä kulman laskeminen mitatusta signaalista on kuitenkin hankalaa häiriöiden takia, joten verkon kulman estimointiin on käytettävä robustimpia tapoja kuten esimerkiksi vaihelukittua silmukkaa (PLL). Verkkojännitteen kulman ja taajuuden selvittäminen on merkittävä osa suuntaajan verkkoon tahdistusta.

### 3.4.2 Virtuaalivuohon perustuva vektorisäätö

Verkkosuuntaajan vektorisäätö voidaan toteuttaa myös virtuaaliseen vuohon kiinnitettynä. Jos verkkojännite  $\mathbf{u}_g^s$  integroidaan saadaan aikaan virtuaalinen pyörivä magneettivuo

$$\Psi_g^s = \int \mathbf{u}_g^s dt, \quad (30)$$

jonka voidaan ajatella vastaavan virtuaalisen sähkökoneen ilmapäivävuota [17]. Tällöin verkkosuuntaajan verkkosuodattimen ollessa pelkkä kuristin voidaan sähköverkon ja kuristimen ajatella muodostavan virtuaalisen sähkömoottorin, jonka staattorijännite  $\mathbf{u}_s^s$  on

$$\mathbf{u}_s^s = R_\sigma \mathbf{i}_s^s + \frac{d}{dt} \Psi_s^s = R_\sigma \mathbf{i}_s^s + \frac{d}{dt} (L_\sigma \mathbf{i}_s^s + \Psi_g^s), \quad (31)$$

missä  $R_\sigma$  edustaa staattoriresistanssia (vastaa suuntaajan verkkosuodattimen sarjaresistanssia),  $\mathbf{i}_s^s = \mathbf{i}_c^s$  on staattorivirta (vastaa suuntaajan lähtövirtaa),  $\Psi_s^s$  on staattorivuo ja  $L_\sigma$  on virtuaalisen moottorin staattorin hajainduktanssi (vastaa suuntaajan L-suodattimen induktanssia) [17]. Tästä voidaankin havaita, että L-suodattimella varustetun verkkosuuntaajan ohjaus on duaalinen ongelma sähkökoneen ohjauksen kanssa ja verkkosuuntaajan ohjauksen toteuttamiseen voidaan käyttää sähkömoottorien ohjauksesta tuttuja menetelmiä.

Verkkojännite voidaan lausua virtuaalisen vuon avulla yhtälöä (30) soveltaen

$$\mathbf{u}_g^s = \frac{d}{dt} \Psi_g^s,$$

mikä voidaan nopeudella  $\omega_g$  pyörivässä koordinaatistossa edelleen lausua

$$\mathbf{u}_g = \frac{d}{dt} \Psi_g + j\omega_g \Psi_g.$$

Lisäksi jos koordinaatisto kiinnitetään virtuaaliseen vuohon  $\Psi_g = \Psi_g + j0$ , voidaan verkkoon syötetty pätö- ja loisteho laskea

$$P_g = \frac{3}{2} \operatorname{Re}\{\mathbf{u}_g \mathbf{i}_g^*\} = \frac{3}{2} \left( \frac{d}{dt} \Psi_g i_{gd} + \omega_g \Psi_g i_{gq} \right) \quad (32a)$$

$$Q_g = \frac{3}{2} \operatorname{Im}\{\mathbf{u}_g \mathbf{i}_g^*\} = \frac{3}{2} \left( \omega_g \Psi_g i_{gd} - \frac{d}{dt} \Psi_g i_{gq} \right). \quad (32b)$$

Mikäli oletetaan verkkojännitteen olevan täysin sinimuotoinen ja symmetrinen  $\frac{d}{dt} \Psi_g \equiv 0$  [17], yhtälöt (32) supistuvat muotoon

$$P_g = \frac{3}{2} \omega_g \Psi_g i_{gq} \quad (33a)$$

$$Q_g = \frac{3}{2} \omega_g \Psi_g i_{gd}, \quad (33b)$$

josta nähdään, että pätö- ja loistehoa voidaan ohjata itsenäisesti myös virtuaaliseen vuohon kiinnitetyssä koordinaatistossa. Pätötehoa voidaan ohjata q-suuntaisella virralla ja loistehoa d-suuntaisella virralla. Suunnat ovat päinvastoin kuin verkkojänniteorientoidussa koordinaatistossa johtuen virtuaalisen vuon 90 asteen vaihesiirrosta verkkojännitteeseen nähden.

Virtuaaliseen vuohon perustuvassa vektorisäädössä pyörivä koordinaatisto kiinnitetään virtuaaliseen vuohon, joten koordinaatistonmuunnoksia varten virtuaalisen vuon kulma on tunnettava. Mikäli verkkojännite mitataan, voidaan vuo estimoida yhtälön (30) pohjalta, kun integraalin ajautuminen huomioidaan. Vuon kulma saadaan tällöin yksinkertaisesti  $\vartheta_\Psi = \arctan(\Psi_{g\beta}/\Psi_{g\alpha})$ . Virtuaalinen vuo voidaan myös estimoida anturilta, jolloin mittausta verkkojännitteestä ei tarvita [18].

Mikäli verkkosuuntaajan verkkosuodatin on LCL-suodatin, ei sähköverkko puolijohdesillan lähdöstä (ennen verkkosuodatinta) katsottuna vastaa yhtälön (31) virtuaalista moottoria. Virtuaalisen vuon konseptia on kuitenkin käytetty myös LCL-suodattimella varustetun verkkosuuntaajan ohjauksessa [19]. Analogia sähkömoottoreiden ohjaukseen löytyy LCL-suodattimenkin tapauksessa, mikäli moottoria syöttävä vaihtosuuntaaja varustetaan LC-lähtösuodattimella. Vektorisäätöä LC-suodattimella varustetun moottoria syöttävän vaihtosuuntaajan tapauksessa on käsitelty muun muassa julkaisuissa [20] ja [21].

### 3.5 Suora tehonsäätö

Suorassa tehonsäädössä suuntaajan hetkellistä pätö- ja loistehoa ohjataan suoraan valitsemalla suuntaajan kytkinten optimaalinen tila oloarvoista ( $p$  ja  $q$ ) ja ohjearvoista ( $p_{\text{ref}}$  ja  $q_{\text{ref}}$ ) muodostettujen erosuureiden sekä verkkojännitteen vaihekulman avulla [12]. Suoran tehonsäädön kaaviokuva on esitetty kuvassa 13. Erosuureista muodostetaan digitaaliset signaalit pätöteholle  $d_p$  ja loisteholle  $d_q$  hystereesirajojen  $H_p$  ja  $H_q$  avulla määritelmien

$$\begin{aligned} d_q &= 1, & \text{kun } q < q_{\text{ref}} - H_q \\ d_q &= 0, & \text{kun } q > q_{\text{ref}} + H_q \end{aligned} \quad (34)$$

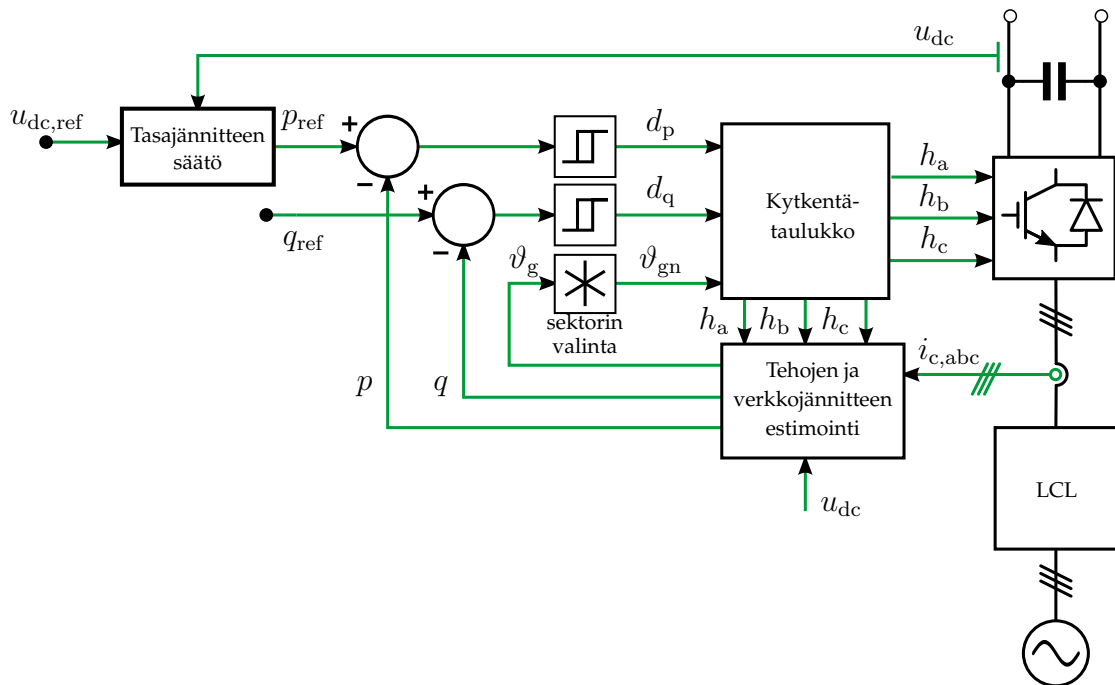
ja

$$\begin{aligned} d_p &= 1, & \text{kun } p < p_{\text{ref}} - H_p \\ d_p &= 0, & \text{kun } p > p_{\text{ref}} + H_p \end{aligned} \quad (35)$$

mukaan [22]. Erosuureista muodostettujen digitaalisten signaalien lisäksi optimaalisten kytkinohjeiden tuottamiseen tarvitaan vielä tieto verkkojännitteen kulmasta. Verkkojännitteen kulma  $\vartheta_g$  voidaan sijoittaa  $\alpha\beta$ -koordinaatistossa esimerkiksi 6 tai 12 sektoriin, jolloin saadaan sektoreiksi  $\vartheta_{\text{gn}}$  [22]

$$\begin{aligned} (2n - 3)\frac{\pi}{6} &\leq \vartheta_{\text{gn}} < (2n - 1)\frac{\pi}{6}, & n = 1, 2, \dots, 6 \\ (n - 2)\frac{\pi}{6} &\leq \vartheta_{\text{gn}} < (n - 1)\frac{\pi}{6}, & n = 1, 2, \dots, 12. \end{aligned} \quad (36)$$

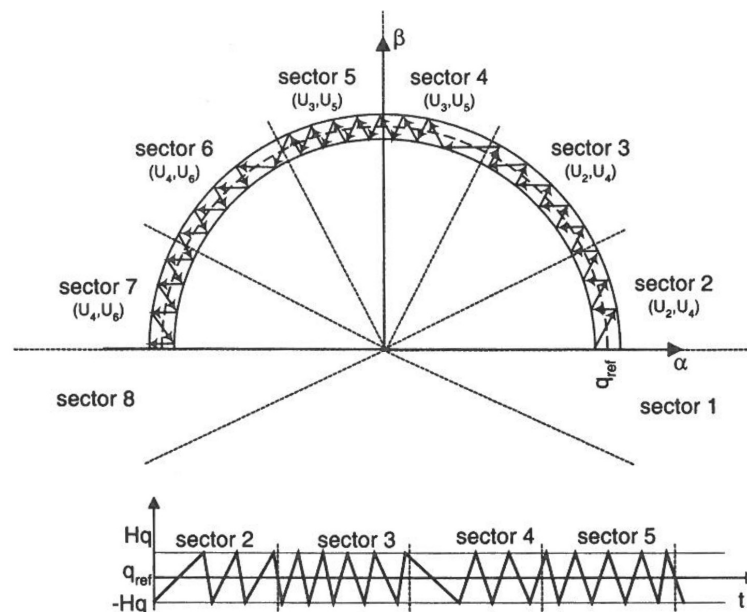
12 sektorin käyttäminen kuuden sijaan antaa mahdollisuuden tarkempaan jännitevektorin valintaan parantaen säätötarkkuutta sektorien rajoilla [14].



Kuva 13: Suoran tehonsäädön lohkokaavio.

Digitaalisten signaalien  $d_p$  ja  $d_q$  sekä verkkojännitteen sektorin  $\vartheta_{gn}$  avulla suuntaajan kytkinten kytkentätila voidaan hakea ennalta määritellystä kytkentätaulukosta [12]. Kytkentätaulukoita voidaan laatia erilaisilla kytkentäjärjestyksillä, jotka vaikuttavat muun muassa tehon ja virran sykkeisyyden määrään, kytkentäaajuuteen ja dynaamiseen käyttäytymiseen [22]. Lisäksi kaksitasoisten hystereesirajojen sijaan voidaan käyttää kolmitasoisia hystereesirajoja, jolloin kytkentöjen määrää voidaan vähentää verrattuna kaksitasoisia rajoja käytettäessä [22]. Kuva 14 havainnollistaa kytkentätilan eli kytkentävektorin valitsemista sektorin ja hystereesirajojen avulla.

Suora tehonsäätö perustuu hetkellisen pätö- ja loistehon tuntemiseen, joten näiden tehojen estimointi on olennainen osa suoraa tehonsäätöä. Tehot voidaan estimoida tunnettujen suureiden, kuten kytkentätilojen, suuntaajan virtojen, välipiirin jännitteen ja verkkosuodattimen induktanssin, avulla [12] tai tehojen estimointiin voidaan käyttää apuvälineenä virtuaalista vuota [23]. Verkkojännitteen kulman selvittämiseen tarvittava verkkojännite voidaan myös estimoida [12].



Kuva 14: Esimerkki kytkentävektorin valinnasta suorassa tehonsäädössä loistehorajojen perusteella [22].

Edellä esitetyn kaltainen suora tehonsäätö on yksinkertainen rakenteeltaan, mutta sen haittapuolena on korkea näytteenottotaajuus ja mikroprosessorilta vaadittava suorituskyky tehojen ja jännitteiden estimoinnin takia [22]. Lisäksi hystereesirajoihin perustuvan säädön takia suuntaajan kytkentäaajuus ei ole vakio, mikä asettaa korkeat suodatusvaatimukset verkkosuodattimelle [22]. Ennen kaikkea LCL-suodattimen tapauksessa muuttuva kytkentäaajuus on hankala suodattimen resonanssien takia. Muuttuvasta kytkentäaajuudesta voidaan kuitenkin päästä eroon korvaamalla kytkentätaulukko modulaattorilla ja käyttämällä

hystereesirajojen sijaan PI-säätimiä tehoerosuureiden säätöön [18].

### 3.6 Tasajännitteen säätö

Tasajännitevälipiirin jännitteen säätö on oleellinen osa verkkosuuntaajan toiminta, mikäli jännitettä ei säädä jokin muu välipiiriin kytketty suuntaaja. Tasajännitesäätäjä pitää välipiirin jännitteen vakiona, jolloin välipiiriin tuleva ja välipiiristä lähtevä teho pysyvät jatkuvassa tilassa tasapainossa. Välipiirijännitteen säätö ei kuitenkaan ole tämän työn kannalta keskeisintä asiaa, joten tässä esitetään vain yksinkertainen ratkaisu jännitteen säätöön. Monimutkaisempia menetelmiä löytyy kirjallisuudesta: [6], [9] ja [24].

Kuten yhtälöstä (21) havaitaan, tasajännitevälipiirin jännitteelle  $u_{dc}$  ei voida suoraa kirjoittaa lineaarista mallia, mutta lineaarinen malli saadaan aikaan välipiirin kondensaattorin energialle  $W$ . Energian avulla välipiirijännitettä voidaan säätää epäsuorasti [25]. Seuraavassa esitetään kondensaattorin energian avulla toteutettu ratkaisu tasajännitteen säätöön, kun tasajännitevälipiiriin tuleva teho  $P_{dc}$  ajatellaan häiriönä.

Jos suuntaajan virtasäädön dynamiikaksi oletetaan ensimmäisen kertaluvun dynamiikka

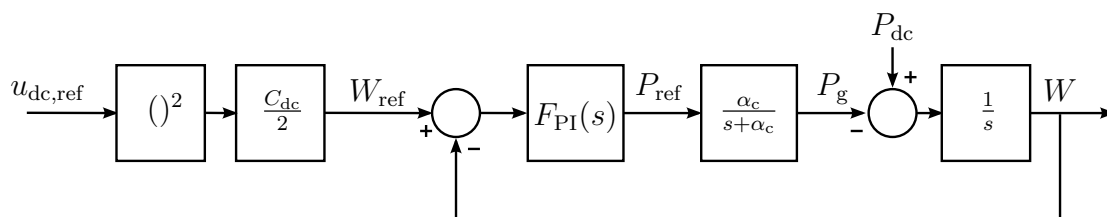
$$\mathbf{i}_g(s) = \frac{\alpha_c}{s + \alpha_c} \mathbf{i}_{g,\text{ref}}(s) \quad (37)$$

kaistanleveydellä  $\alpha_c$ , niin verkkoon siirtyvä teho voidaan lausua yhtälön (28a) avulla

$$P_g(s) = \frac{3}{2} u_g i_{gd} = \frac{3}{2} u_g \cdot \frac{\alpha_c}{s + \alpha_c} i_{gd,\text{ref}}(s) = \frac{\alpha_c}{s + \alpha_c} P_{\text{ref}}(s), \quad (38)$$

kun oletetaan verkkojännite  $u_g$  vakioksi ja esitetään tehon ohjearvo virran ohjearvon avulla  $P_{\text{ref}}(s) = \frac{3}{2} u_g i_{gd,\text{ref}}(s)$ . Tasajännitevälipiirin mallin (21) ja yhtälön (38) perusteella saadaan kondensaattorin energialle  $W$  dynamiikka

$$W(s) = \frac{1}{s} \left( P_{dc}(s) - \frac{\alpha_c}{s + \alpha_c} P_{\text{ref}}(s) \right). \quad (39)$$



Kuva 15: Tasajännitteen säätö välipiirin kondensaattorin energian avulla.

Kondensaattorin energiaa ja sen avulla epäsuorasti tasajännitevälipiirin jännitettä voidaan säätää PI-säätimen avulla kuvan 15 esittämällä tavalla. Muunnos jännitteen ohjearvosta  $u_{dc,\text{ref}}$  energian ohjearvoon  $W_{\text{ref}}$  saadaan yhteydestä

$W_{\text{ref}} = \frac{1}{2}C_{\text{dc}}u_{\text{dc,ref}}^2$ . Myös energian oloarvo  $W$  saadaan mitatusta jännitteestä  $u_{\text{dc}}$  vastaavasti.

Suljetun järjestelmän siirtofunktioksi saadaan kuvasta 15

$$\frac{W(s)}{W_{\text{ref}}(s)} = \frac{-F_{\text{PI}}(s)\frac{\alpha_c}{s+\alpha_c}\frac{1}{s}}{1 - F_{\text{PI}}(s)\frac{\alpha_c}{s+\alpha_c}\frac{1}{s}} = \frac{-(k_p s + k_i)\alpha_c}{s^2(s + \alpha_c) - \alpha_c(k_p s + k_i)}. \quad (40)$$

Suljetun järjestelmän karakteristinen polynomi on kolmatta kertalukua, jossa värähtelevän moodin lisäksi voidaan ajatella avoimen järjestelmän dynamiikan (39) perusteella olevan ensimmäisen kertaluvun moodi, joka tulee virtasäädön kaistanleveydestä. Jos virtasäädön kaistanleveys on suuri (noin 5...10-kertainen) verrattuna jännitesäädön tavoiteltuun kaistanleveyteen, voidaan virtasäätö olettaa jännitesäädön näkökulmasta ideaaliseksi jännitesäädön toiminta-alueella [9]. Tällöin voidaan olettaa  $P_g = P_{\text{ref}}$ , ja suljetun järjestelmän siirtofunktio kondensaattorin energiansäädössä pelkistyy muotoon

$$\frac{W(s)}{W_{\text{ref}}(s)} = \frac{-(k_p s + k_i)}{s^2 - k_p s - k_i}, \quad (41)$$

josta voidaan helposti havaita, että valinnalla  $k_p = -2\zeta_D\omega_D$  ja  $k_i = -\omega_D^2$  saadaan suljetusta järjestelmästä vaimennusvakiolla  $\zeta_D$  vaimennettu ominaistajuudella  $\omega_D$  värähtelevä järjestelmä.

$$\frac{W(s)}{W_{\text{ref}}(s)} = \frac{2\zeta_D\omega_D s + \omega_D^2}{s^2 + 2\zeta_D\omega_D s + \omega_D^2}, \quad (42)$$

Mikäli edellä jännitesäädölle valittu ominaistajuus  $\omega_D$  alkaa kuitenkin lähestyä kaistanleveyttä  $\alpha_c$ , yksinkertaistus  $P_g = P_{\text{ref}}$  ei enää ole kovin tarkka. Seuraavassa on osoitettu, että yksinkertaistusta ei tarvita, jos virtasäädön kaistanleveys otetaan huomioon PI-säätimen parametrien virityksessä.

Valitaan suljetun järjestelmän karakteristiseksi polynomiksi

$$(s + a\omega_D)(s^2 + 2\zeta_D\omega_D s + \omega_D^2), \quad (43)$$

joka muodostuu dominoivasta toisen kertaluvun järjestelmästä sekä kertoimella  $a$  korkeammalle taajuudelle sijoitetusta ensimmäisen kertaluvun järjestelmästä. Asettamalla karakteristiset polynomit yhtälöistä (40) ja (43) yhtä suureksi saadaan yhtälöryhmä

$$\begin{cases} \alpha_c = (a + 2\zeta_D)\omega_D \\ -k_p\alpha_c = (1 + 2a\zeta_D)\omega_D^2, \\ -k_i\alpha_c = a\omega_D^3 \end{cases} \quad (44)$$

josta jännitesäätäjän parametrit voidaan laskea dominoivan toisen asteen dynamiikan parametrien ja virtasäätäjän kaistanleveyden funktiona

$$k_p = \frac{-(1 + 2a\zeta_D)\omega_D^2}{\alpha_c} \quad \text{ja} \quad k_i = \frac{-a\omega_D^3}{\alpha_c}. \quad (45)$$

Parametrien laskennassa oleva taajuuksien suhde  $a$  määräytyy virtasäätäjän kais-  
tanleveyden ja valittujen toisen kertaluvun järjestelmän parametrien  $\omega_D$  ja  $\zeta_D$  mu-  
kaan

$$a = \frac{\alpha_c}{\omega_D} - 2\zeta_D.$$

Edellä esitetyssä säätöratkaisussa tasajännitevälipiirin tuleva teho  $P_{dc}$  ajateltiin  
häiriönä. Virtasäädön tapauksessa häiriönsietokykyä voidaan parantaa muun  
muassa lisäämällä myötäkystentä häiriöstä säätäjän lähtöön [6] tai kasvattamal-  
la integraattorin vahvistusta ja lisäämällä niin sanottu aktiivinen vaimennuster-  
mi säätäjään sisemmän silmukan avulla [26]. Kuormahäiriönsietokyvyn paranta-  
miseksi tasajännitesäädössä voidaan käyttää niin ikään samanlaisia menetelmiä  
[24].

## 4 Virtasäätö

Koska virtaohjatun verkkosuuntaajan toiminta ja suorituskyky on suurelta osin riippuvainen sisäisen virtasäädön toimivuudesta, on verkkosuuntaajan virtasäädön toteuttamiseksi esitettykin lukuisia eri tapoja lähtien eri sovelluskohteiden tarpeista. Nämä virtasäätömenetelmät voidaan jakaa esimerkiksi lineaarisiin ja epälineaarisiin säätömenetelmiin, mutta jako voidaan tehdä myös analogisien ja digitaalisten säätömenetelmien välillä. Viimekädessä virtasäätö toteutetaan digitaalisena, sillä nykyisten verkkosuuntaajien ohjausalgoritmeja pyörittävät mikroprosessorit. Toisaalta analogisia säätömenetelmiä on helpompi lähestyä analyyttisesti lähtökohtana suuntaajalle rakennettu malli. Tällöin säädin voidaan diskretoida jälkeempään varsinaista toteutusta varten.

Lineaarisia säätömenetelmiä ovat muun muassa PI-säätö, tilasäätö, dead-beat-säätö ja ennustava säätö. Niitä käytetään yleisesti pulssinleveysmodulaattoreiden kanssa, jolloin virtasäädön ja modulaattorin suunnittelu voidaan tehdä erikseen. Tällöin lähtövirran yliaaltosisältö on hyvin määritelty ja tasajännitevälipiirin jännitettä voidaan täysimittaisesti hyödyntää. Epälineaarisia säätömenetelmiä ovat sen sijaan muun muassa hystereesisäätö, sumeaa logiikkaa hyödyntävä säätö ja neuroverkkoihin perustuva säätö. Näistä menetelmistä hystereesisäätö on yksinkertainen, ja sillä voidaan saavuttaa hyvä dynamiikka, jos sallitaan kytkentätaajuuden vaihtelu. Sumean logiikan ja neuroverkkojen avulla voidaan myös päästä hyviin säätötuloksiin, mutta näitä menetelmiä käytettäessä säätösuunnittelijan tulee olla varsin perehtynyt aihepiiriin. [11]

Tässä luvussa esitetään virtasäädön toteuttaminen PI-säätönä ja tilasäätönä. Tilasäätöä varten johdetaan analyyttiset lausekkeet säätimen ja tilahavaitsijan vahvistuksille. Luvussa on myös tarkasteltu järjestelmän epäideaalisuuksia ja käytännön rajoituksia virtasäädön näkökulmasta.

### 4.1 PI-säätö

Yksinkertainen lähestymistapa LCL-suodattimella varustetun verkkosuuntaajan virtasäädön toteuttamiseksi on lähteä liikkeelle yksinkertaistamalla suodatin vastaamaan tavallista kuristinta eli L-suodatinta ja käyttämällä virtasäätöön PI-säätöä [10]. Tällöin LCL-suodattimen värähtelevät napaparit jätetään huomiotta säätimen suunnittelussa [10]. Yksinkertaistuksen jälkeen säädin voidaan virittää L-suodattimella varustetun verkkosuuntaajan mallin avulla esimerkiksi sijoittamalla suljetun järjestelmän navat haluttuun paikkaan.

Jos verkkosuuntaajan LCL-suodattimen mallia (3) yksinkertaistetaan jättämällä kondensaattori huomioimatta eli oletetaan  $i_g = i_c$ , saadaan verkkosuuntaajalle

yksinkertaisempi malli

$$(L_{fc} + L_{fg}) \frac{di_g^s}{dt} = L_t \frac{di_g^s}{dt} = \mathbf{u}_c^s - \mathbf{u}_g^s, \quad (46)$$

joka vastaa pelkällä lähtökuristimella varustettua verkkosuuntaajaa kokonaisinduktanssilla  $L_t = L_{fg} + L_{fc}$ . Kuvista 4 ja 5 voidaan havaita, että yksinkertaistus on järkevää toimittaessa selvästi suodattimen resonanssitaajuuksien alapuolella. Todellisessa järjestelmässä on kuitenkin aina vähän resistiivisiä häviöitä, jotka voidaan huomioida ottamalla mukaan jännitehäviötermi  $Ri_g^s$

$$L_t \frac{di_g^s}{dt} = \mathbf{u}_c^s - Ri_g^s - \mathbf{u}_g^s. \quad (47)$$

Toinen tapa yksinkertaistaa LCL-suodattimen malli on sisällyttää suodatuskondensaattori  $C_f$  ja verkon puoleinen kuristin  $L_{fg}$  verkon impedanssiin  $Z_g$ , jolloin suodattimen yhtälö yksinkertaistuu muotoon

$$L_{fc} \frac{di_c^s}{dt} = \mathbf{u}_c^s - Ri_c^s - \mathbf{u}_f^s. \quad (48)$$

Tällöin suodattimen värähtelevä luonne siirretään verkon impedanssiin ja yksinkertaistettu malli (48) vastaa mallin (3) ensimmäistä yhtälöä.

Pyörivässä verkkojännitteeseen kiinnitetyssä dq-koordinaatistossa yhtälö (47) voidaan kirjoittaa komponenttimuodossa

$$\begin{cases} L_t \frac{di_{gd}}{dt} = u_{cd} - Ri_{gd} + \omega_g L_t i_{gq} - u_{gd} \\ L_t \frac{di_{gq}}{dt} = u_{cq} - Ri_{gq} - \omega_g L_t i_{gd} - \underbrace{u_{gq}}_{=0} \end{cases}, \quad (49)$$

josta voidaan nähdä, että muunnos pyörivän koordinaatistoon on aiheuttanut ristikytkentätermi  $\omega_g L_t i_{gq}$  ja  $\omega_g L_t i_{gd}$ . Jotta suuntaajan virtakomponentteja ja sitä kautta päto- ja loistehoa kyetään ohjaamaan erikseen, on ristikytkentä poistettava. Verkkojänniteorientoidussa koordinaatistossa verkkojännitteen imaginääriosassa  $u_{gq}$  on nolla.

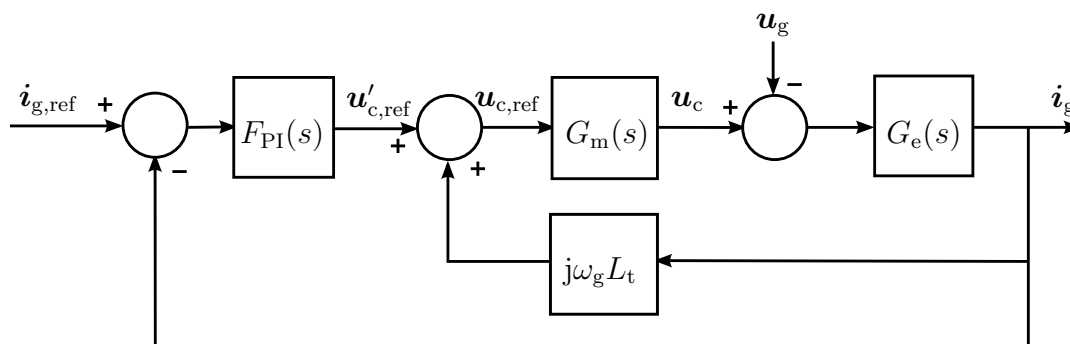
Tälle yksinkertaistetulle järjestelmälle virtasäätö voidaan toteuttaa kuvassa 16 esitetyllä tavalla, jossa

$$G_e(s) = \frac{1}{(s + j\omega_g)L_t + R} \quad (50)$$

on suuntaajan lähdön siirtofunktio,  $G_m(s)$  kuvaa moduloinnista johtuvaa viivettä ja vahvistusta ja

$$F_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (51)$$

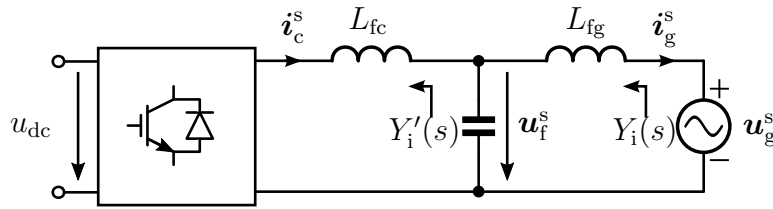
on PI-säätimen siirtofunktio. Myös tasajännitereservin rajallisuudesta johtuva modulaattorin saturoituminen voitaisiin ottaa huomioon omana lohkona, mutta se on tässä vaiheessa jätetty yksinkertaisuuden vuoksi huomiotta. Ristikytkennän poisto on tehty myötäkytkennän  $j\omega_g L_t$  avulla [27], ja verkkojännite  $u_g$  ajatellaan kuormitushäiriönä virtasäätäjälle.



Kuva 16: Virtasäädön piensignaalinmalli käytettäessä PI-säätöä ristikytkennän poistolla.

PI-säätimen parametrit voidaan laskea esimerkiksi korvaamalla alkuperäisen järjestelmän dynamiikka toisella dynamiikalla kumoamalla säätäjällä siirtofunktion  $G_e(s)$  napa [28] tai optimoimalla parametrien virityksellä jokin suljetun järjestelmän ominaisuus käyttämällä PI-säätäjälle johdettuja tunnettuja virityskriteerejä kuten symmetrinen optimi tai itseisarvo-optimi [29] [30]. Säädin voidaan virittää myös siten, että suuntaaja näyttää verkosta katsottuna sähköisesti passiiviselta eli suuntaajan tuloadmittanssin reaaliosa, konduktanssi, on verkosta katsottuna positiivinen koko taajuusalueella tai käytännön taajuusalueella  $[0, f_{sw}]$  [26]. Passiivisuus ei suinkaan ole suuntaajalle itsestäänselvyys, sillä tasasuuntaajana toimiessaan suuntaaja näkyy vakioteho-ohjattuna verkolle differentiaalisena negatiivisena resistanssina [31].

Kuvassa 17 on havainnollistettu LCL-suodattimen tapauksessa suuntaajan tuloadmittansseja verkon suunnasta katsottuna. Tuloadmittanssia voidaan tarkastella suodatinkondensaattorin kohdalta  $Y'_i(s)$  tai suuntaajan verkkoonkytkemispisteestä  $Y_i(s)$ . Passiivisuus säilyy verkkoonkytkemispisteessä, mikäli admittanssi  $Y'_i(s)$  on passiivinen [26]; vastuksista, kondensaattoreista ja kuristimista koostuva piiri on luontaisesti passiivinen. Passiivisuusperusteinen säädön viritys voi olla hyödyllinen esimerkiksi, jos suuntaaja on kiinni verkossa, joka on taipuvainen alitaajuusresonansseille (subsynchronous resonance) [32].



Kuva 17: Suuntaajan tuloadmittanssit verkon suunnasta katsottuna.

Jos säätäjän v erityksellä suljetun järjestelmän dynamiikaksi tavoitellaan ensimmäisen kertaluvun järjestelmän dynamiikkaa kaistanleveydellä  $\alpha_c$ , eli toisin sanoen suljetun järjestelmän siirtofunktio  $G_{cc}(s)$  on

$$G_{cc}(s) = \frac{\alpha_c}{s + \alpha_c}, \quad (52)$$

niin säätäjän parametrit voidaan ratkaista asettamalla suljetun järjestelmän siirtofunktio

$$G_{cc}(s) = \frac{\mathbf{i}_g(s)}{\mathbf{i}_{g,\text{ref}}(s)} = \frac{F_{\text{PI}}(s)G'_e(s)}{1 + F_{\text{PI}}(s)G'_e(s)}, \quad (53)$$

missä

$$G'_e(s) = \frac{\mathbf{i}_g(s)}{\mathbf{u}'_{c,\text{ref}}(s)} = \frac{G_m(s)G_e(s)}{1 - j\omega_g L_t G_m(s)G_e(s)} \quad (54)$$

yhtä suureksi halutun siirtofunktion (52) kanssa. Jos edelleen oletetaan suuntaajan jännitteen  $\mathbf{u}_c$  seuraavan viiveettä ohjearvoa  $\mathbf{u}_{c,\text{ref}}$  ja saturaatiota ei ole, eli  $G_m(s) = 1$ , niin  $G'_e(s)$  pelkistyy muotoon

$$G'_e(s) = \frac{G_e(s)}{1 - j\omega_g L_t G_e(s)} = \frac{1}{sL_t + R} \quad (55)$$

ja säätäjän parametreiksi voidaan ratkaista yhtälöistä (51)...(53) ja (55)

$$k_p = \alpha_c L_t \quad \text{ja} \quad k_i = \alpha_c R. \quad (56)$$

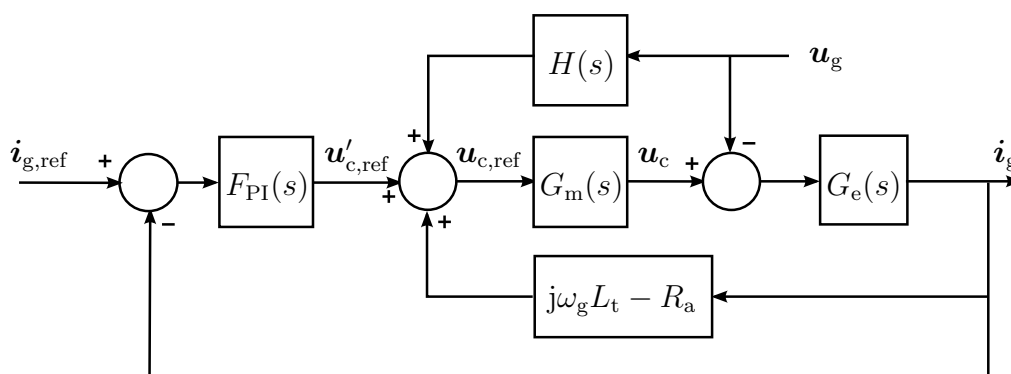
Edellä PI-säädön parametrit laskettiin yksinkertaistetulle mallille (47), jossa LCL-suodattimen kondensaattori oli unohdettu ja sähköinen dynamiikka muodostui induktanssien summasta. Vastaavaan tapaan parametrit voidaan ratkaista myös mallin (48) perusteella. Tällöin saadaan säätäjän parametreiksi

$$k_p = \alpha_c L_{fc} \quad \text{ja} \quad k_i = \alpha_c R. \quad (57)$$

Vertailemalla yhtälöitä (56) ja (57) havaitaan, että säätäjän näkökulmasta yksinkertaistettujen mallien (47) ja (48) ero on parametrin  $k_p$  skaalaus mallin induktanssilla ja mallin (48) käyttäminen johtaa pienempään vahvistusarvoon.

## Kuormahäiriön kompensointi

Edellä esitetyn yksinkertaisen PI-säätöratkaisun heikkous on huono kuormitushäiriönsietokyky, vaikka säätäjä saadaankin seuraamaan ohjearvoa varsin hyvin. Kuormitushäiriönsietoisuutta voidaan parantaa tuomalla myötäkkykentä mitatusta verkkojännitteestä säätäjän lähtöön [6]. Kuormahäiriön kompensointia myötäkkykentän avulla on havainnollistettu kuvassa 18. Myötäkkykentä ei kuitenkaan ole ongelmaton vaihtoehto, vaan vaarana on järjestelmän epästabiilisuus muun muassa mittaussignaalin suodatuksesta johtuvan viiveen takia [6]. Mitattu verkkojännite voidaan tuoda kuitenkin myös suodatettuna myötäkkykentänä stabiiliutta menettämättä jopa niin, että säädetty järjestelmä on sähköisesti passiivinen, jos säätäjän integraattoria ei käytetä [26]. Integroivan osan poistaminen saattaa aiheuttaa kuitenkin pysyvän tilan virhettä, jos järjestelmän parametrit eivät ole tarkkaan tiedossa. Tällöin esimerkiksi ristikiykentää ja parasiittisten resistanssien jännitehäviöitä ei pystytä tarkkaan kompensoimaan, joten ainakin pieni integroivan osan vahvistus on tarpeen pysyvän tilan virheen poistamiseksi. Jos integroiva osa viritetään esimerkiksi yhtälön (56) mukaan, on tuloksena luontaisesti pieni integroivan osan vahvistus, sillä kuristimen sarjaresistanssi on tyypillisesti pieni.



Kuva 18: Virtasäädön piensignaalinmalli PI-säädölle ristikiykentän poistolla ja kahdella eri kuormahäiriönkompensointitavalla: häiriön myötäkkykentä ja aktiivinen vaimennustermi. Menetelmät on esitetty tiivistetysti samassa kuvassa.

Myötäkkykentän suodattimeksi voidaan valita esimerkiksi ensimmäisen kertaluvun alipäästösuodatin

$$H(s) = \frac{\alpha_f}{s + \alpha_f}. \quad (58)$$

Jos suodattimen kaistanleveys  $\alpha_f$  on huomattavasti pienempi kuin suljetun järjestelmän kaistanleveys (esimerkiksi  $\alpha_f \leq 0.1\alpha_c$ ), voidaan PI-säätimien parametrien ollessa yhtälön (57) kaltaiset saavuttaa laajalla taajuusalueella passiivinen järjestelmä suodatuskondensaattorin kohdalta tarkasteltuna (admittanssi  $Y_i'(s)$ ) [26]. Passiivisuuden etu on robustius, mutta samalla säädön nopeus ja kyky reagoida

muutoksiin ei ole välttämättä kaikkiin sovelluksiin riittävä. Jos myötäkytkennän suodattimen  $H(s)$  kaistanleveyttä kasvattaa, vaikka vain muutostilanteissa, pysyy säätö reagoimaan nopeammin kuormitushäiriöihin [26].

Mikäli mittaus verkkojännitteestä ei ole mahdollinen, voidaan kuormahäiriönsietokykyä parantaa myös toisella tapaa. Häiriönsietokykyä voidaan parantaa kasvattamalla integroivan osan vahvistusta ja lisäämällä virtasäätäjän sisempään silmukkaan aktiivinen vaimennustermi  $R_a$  yhdessä ristikytkennän poiston kanssa [26] [28], jolloin sisemmän silmukan dynamiikka

$$G'_e(s) = \frac{\mathbf{i}_g(s)}{\mathbf{u}'_{c,ref}(s)} = \frac{G_m(s)G_e(s)}{1 - (j\omega_g L_t - R_a)G_m(s)G_e(s)} = \frac{1}{sL_t + R + R_a} \quad (59)$$

voidaan asettaa ensimmäisen kertaluvun dynamiikkaa

$$G'_e(s) = A_s \frac{\alpha_i}{s + \alpha_i}, \quad (60)$$

vastaavaksi kaistanleveydellä  $\alpha_i$  modulaattorin ollessa ideaalinen  $G_m(s) = 1$ . Tällöin säätäjän parametreiksi voidaan ratkaista

$$k_p = \alpha_c L_t, \quad k_i = \alpha_i \alpha_c L_t \quad \text{ja} \quad R_a = \alpha_i L_t - R, \quad (61)$$

ja sisemmän silmukan staattiseksi vahvistukseksi  $A_s$  tulee  $A_s = 1/(L_t \alpha_i)$ , kun koko suljetun järjestelmän dynamiikka on aseteltu yhtälön (52) mukaan. Järjestelmän viiveet voivat aiheuttaa kuitenkin stabiilisuuongelmia myös tätä aktiiviseen vaimennukseen perustuvaa kuormitushäiriön kompensointitapaa käytettäessä [26].

Kuormahäiriön kompensointi aktiivisen vaimennuksen avulla tehtynä on havainnollistettu niin ikään kuvassa 18. Lisäksi edellä esitetty PI-säätimen viritystapa, jossa asetellaan suljetun järjestelmän dynamiikka halutuksi, löytyy laajempaan molemmille edellä esitetyille kuormitushäiriön kompensointitavoille kirjallisuudesta passiivisuusnäkökulmasta tarkasteltuna [26].

Kuvassa 16 esitetty yksinkertaista PI-säätömenetelmää laajennettiin edellä ottaen huomioon kuormitushäiriön vaikutus, mutta LCL-suodattimen resonoivat moodit jätettiin huomiotta. Suodattimen resonoivan luonteen takia yksinkertais-tetulle järjestelmälle tehty PI-säätö ei välttämättä kuitenkaan pysy stabiilina, jos suljetun järjestelmän kaistanleveys on suuri (nopea virtasäätäjä) ja lähestyy suodattimen resonanssitaajuuksia [33]. Toinen epästabiiliutta aiheuttava tekijä on muuttuvat järjestelmän tai verkon parametrit, jonka takia resonanssitaajuudet saattavat tulla lähemmäksi säädetyin järjestelmän kaistanleveyttä. Tämän yksinkertaisen säätöratkaisun stabiilisuuongelma voidaan ratkaista lisäämällä LCL-suodattimeen passiivista vaimennusta eli resistanssia, mutta samalla suodattimen kokonaishäviöt kasvavat [10], mikä ei ole edullista ainakaan suuremmilla tehoilla. Vaimennus voidaan tehdä myös käyttämällä aktiivisia menetelmiä eli

muuttamalla säätimen rakennetta, jolloin ylimääräisiä häviöitä ei suodattimessa synny.

LCL-suodattimen tapauksessa virtasäädön takaisinkytkentä voidaan tehdä joko suuntaajan lähtövirrasta  $i_c$  tai verkon virrasta  $i_g$ , mikä vaikuttaa säädön suunnitteluun. PI-säätöä käytettäessä verkon virrasta tehdyn takaisinkytkennän on osoitettu antavan eräessä tapauksessa robustimman järjestelmän verkon parametrien vaihtelua vastaan verrattuna suuntaajan puolelta tehtyyn takaisinkytkentään [34]. Verkon puolelta tehty takaisinkytkentä ei myöskään välttämättä vaadi aktiivista vaimennusta, jos suodattimen sarjaresonanssitaajuus pysyy suljetun järjestelmän kaistanleveyteen nähden riittävän korkeana [33]. Jos takaisinkytkentä tehdään suuntaajan virrasta  $i_c$ , on LCL-suodattimen kuluttama loisteho kompensoitava q-suuntaisella virtakomponentilla verkkojänniteorientoidussa säädössä ja aktiivista vaimennusta tarvitaan resonanssien vaimentamiseksi [33]. Nämä verkon puoleista takaisinkytkentää puoltavat vertailut on tehty PI-säätö viritettynä yksinkertaistetulle järjestelmälle (47) [34] [33]. Toisaalta suuntaajan puolelta tehdyn takaisinkytkennän on esitetty antavan passiivisen ja näin ollen myös stabiilin järjestelmän, mikäli LCL-suodattimen yksinkertaistus on ollut säädön virityksessä yhtälön (48) mukainen ja PI-säätäjää on täydennetty myötäkytkennällä tai sisemmällä silmukalla [26]. Joka tapauksessa suuntaajan puolelta tehty takaisinkytkentä mahdollistaa virta-anturin sisällyttämisen suuntaajan sisälle, jolloin ylimääräisiä johdotuksia ja antureita ei tarvita ja suuntaajan suojaus voidaan helposti toteuttaa.

### Suodattimen resonanssin vaimennus aktiivisesti

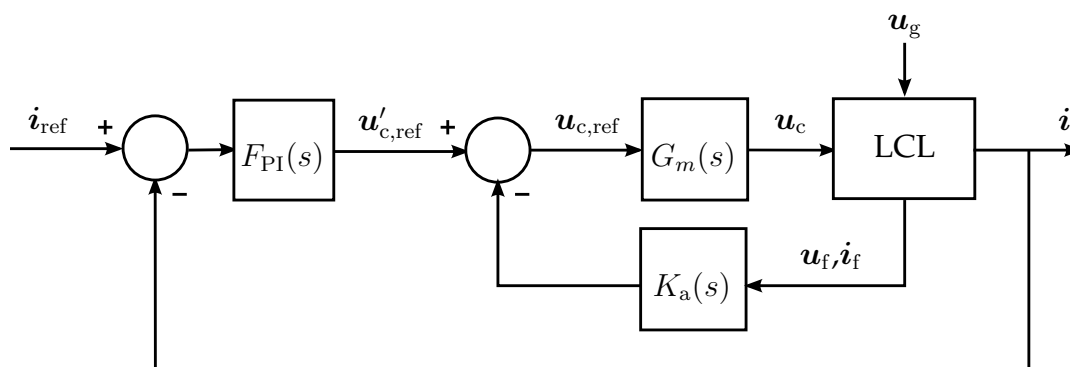
Aktiivisen vaimennuksen tavoitteena on muokata säätäjän rakennetta ja parametreja, jotta järjestelmän vaihe- ja vahvistusvaraa voidaan kasvattaa resonanssitaajuuden ympäristössä [35]. Aktiivisen vaimennuksen toteuttamiseksi on kirjallisuudessa esitetty lukuisia menetelmiä, joista tähän on koottu katsaus keskeisimmistä vaimennusmenetelmistä. Menetelmät voidaan jakaa kahteen luokkaan: useisiin säätösilmukoihin perustuvaan aktiiviseen vaimennukseen ja jännitereferenssin suodatukseen perustuvaan aktiiviseen vaimennukseen.

Suodattimen resonoivat moodit voidaan vaimentaa lisäämällä säätösilmukoiden määrää. Resonoivia napoja voidaan vaimentaa esimerkiksi säätämällä verkkovirran  $i_g$  lisäksi myös suodattimen kondensaattorin yli olevaa jännitettä  $u_f$  ja suuntaajan virtaa  $i_c$  käyttäen kolmitasoista kaskadisäätöä, jolloin säätäjien parametrien valinnalla on mahdollista muokata suljetun järjestelmän dynamiikkaa laajemmalti ja lisätä resonoivien napojen vaimennusta [36] [37]. Tämän menetelmän haittapuolena on useiden säätösilmukoiden vaatimat ylimääräiset mittaukset ja anturien lukumäärä, mutta toisaalta suljetun järjestelmän dynamiikka voidaan useiden säädinten avulla asetella vapaammin. Usealla kaskadisäätösilmukalla to-

teutettu säätö lähestyy toiminnaltaan tilasäätöä; jokaiselle tilasuureelle voidaan valita oma vahvistus. Tilasäätöä ja resonanssien vaimennusta sen avulla on käsitelty kohdassa 4.2.

Resonanssin vaimennus on mahdollista tehdä myös pelkästään yhden ylimääräisen säätösilmukan avulla. Yksi tapa tehdä tämä on takaisinkytkentä suodatuskondensaattorin virrasta tai jännitteestä säätäjän lähtöön, jolloin takaisinkytkennässä käytetään vahvistusta kondensaattorin virralle ja derivointia kondensaattorin jännitteelle. [38] Kondensaattorin jännitteen takaisinkytkennässä voidaan käyttää myös vaiheenjohtopiiriä [39] tai ylipäästösuodatinta [40]. Ylimääräisen säätösilmukan vaatima mittausta kondensaattorin jännitteestä on tosin mahdollista korvata myös estimaattorilla, jolloin aktiivinen vaimennus voidaan tehdä ilman ylimääräisiä antureita [40].

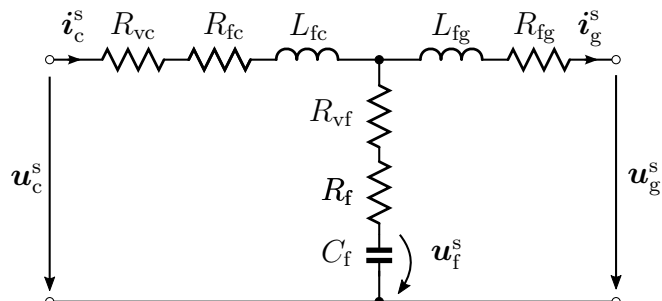
Takaisinkytkennällä kondensaattorin virrasta tai jännitteestä voidaan ajatella tavoiteltavan vaimennusta, joka voitaisiin passiivisesti toteuttaa kondensaattorin sarjavastuksen  $R_f$  avulla. Takaisinkytkentä kondensaattorin virrasta vastaa takaisinkytkentävahvistuksen arvolla  $K_a(s) = R_{vf}(L_{fc} + L_{fg})/L_{fg}$  virtuaalisen vastuksen  $R_{vf}$  lisäämistä kondensaattorin kanssa sarjaan [19]. Liitteessä A on osoitettu, että ylipäästösuodattamalla kondensaattorin jännitettä on mahdollista saavuttaa vastaava vaimennustermi kuin sarjavastuksella saataisiin aikaan. Vaiheenjohtopiiri taas muistuttaa taajuustasossa vahvistuksen osalta hyvin paljon ylipäästösuodatinta, joten senkin luoma vaikutus on lähellä värähtelyn vaimentamista kondensaattorin sarjavastuksella. Kuvassa 19 on esitetty aktiivisen vaimennuksen toteuttaminen ylimääräisen säätösilmukan avulla kondensaattorin virrasta tai jännitteestä; aktiivista vaimennusta on merkitty funktiolla  $K_a(s)$ .



Kuva 19: Aktiivinen vaimennus ylimääräisen säätösilmukan avulla kondensaattorin virrasta. Virtasäädön mittausta  $i$  voi olla joko suuntaajan virrasta  $i_c$  tai verkon virrasta  $i_g$ , jolloin ohjearvo  $i_{ref}$  määräytyy mittaustavan mukaan.

Kuten edellä todettiin, yhden ylimääräisen säätösilmukan avulla voidaan luoda säätimellä suljetun järjestelmän dynamiikkaan samanlainen vaikutus kuin saataisiin aikaan passiivisen vaimennuksen lisäämisellä suodattimeen. Virtuaalisten vaimennustermien sijoittumista LCL-suodattimen piiriin on havainnollistet-

tu kuvassa 20. LCL-suodattimelle voidaan tehdä virtuaalinen vaimennuskomponentti (sarjavastus tai rinnankytketty vastus kondensaattorille tai kuristimelle) myös muokkaamalla säätäjän virta-ohjetta [41]. Virtuaalisen vastuksen  $R_{vc}$  lisäämistä kuristimen  $L_{fc}$  kanssa sarjaan säätäjän lähtösignaalia muokkaamalla on sovellettu passiivisuusperusteisessa PI-säädön virityksessä [26].

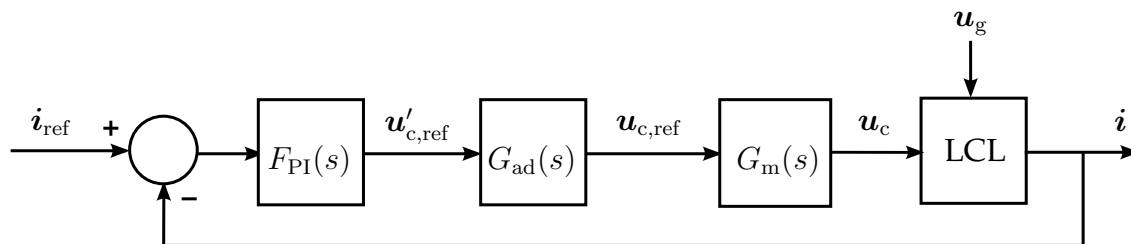


Kuva 20: LCL-suodattimen vaimennus virtuaalisen sarjavastuksen ( $R_{vc}$  kuristimelle  $L_{fc}$  ja  $R_{vf}$  kondensaattorille  $C_f$ ) avulla.

Kuristimen virtuaalisen sarjavastuksen  $R_{vc}$  toteuttaminen säätäjän lähtösignaalia muokkaamalla vastaa kuvassa 18 esitettyä ylimääräistä takaisinkytkentää, jos kyseessä on L-suodattimella varustettu verkkosuuntaaja. Koska kuvassa 18 esitetty takaisinkytkentä on tehty yksinkertaistetulle järjestelmälle, kyseinen takaisinkytkentä ei tarkalleen vastaa virtuaalista resistanssia LCL-suodattimen tapauksessa, jolloin suuntaajan lähdön dynamiikka (7) on monimutkaisempi kuin L-suodattimen tapauksessa (50). Sen sijaan liitteessä A on osoitettu, että virtuaalisen komponentin (vastuksen, kuristimen tai kondensaattorin) lisääminen LCL-suodattimen induktanssin  $L_{fc}$  kanssa sarjaan onnistuu vastaavalla ylimääräisellä takaisinkytkennällä suuntaajan virrasta  $i_c$  säätäjän lähtöön. Virtuaalinen sarjavastus kuristimelle  $L_{fc}$  ja kondensaattorille  $C_f$  sijoittuu LCL-suodattimeen kuvassa 20 esitetyllä tavalla.

Aktiivinen vaimennus voidaan tehdä myös suodattamalla säätäjän modulaattorille tuottamaa jännitereferenssisignaalia, kuten kuvassa 21 on esitetty, jolloin ylimääräisiä säätösilmukoita ja antureita ei tarvita. Kuvassa  $G_{ad}(s)$  kuvaa suodattimen siirtofunktiota. Suodattimen avulla toteutetulla aktiivisella vaimennuksella voidaan kääntää suljetun järjestelmän vaihetta eteenpäin tai taaksepäin, jotta silmukkavahvistuksen vaihe ei alita  $-180^\circ$  kun vahvistus on yli 0 dB resonanssitaajuuksilla. Toinen tapa parantaa vaimennusta suodattimen avulla on käyttää kaistanestosuodatinta viritettynä suodattimen sarjaresonanssitaajuudelle, jolloin resonanssiipiikki taajuustasossa kumoutuu. Suodattimen avulla tehty aktiivinen vaimennus on suunniteltava huolellisesti, jotta parametrien vaihdellessa säätö pysyy robustina. Jos järjestelmä halutaan robustiksi, on suljetun järjestelmän kaistanleveydestä tingittävä. Lisäksi koska suodatin muuttaa suljetun järjestelmän ominaisuuksia, on PI-säädön vahvistusosaa muutettava verrattuna suodattamattomaan tapaukseen, jotta vastaava askelvasteen ylitys tai vaihevara saa-

daan. Myös virtamittauksen paikka, mittaus suuntaajan virrasta tai verkon virrasta, vaikuttaa suodattimen valintaan ja suunnitteluun. [35]



Kuva 21: Aktiivinen vaimennus suodattamalla säätäjän lähtösignaalia. Virtasäädön mittaus  $i$  voi olla joko suuntaajan virrasta  $i_c$  tai verkon virrasta  $i_g$ , jolloin ohjearvo  $i_{\text{ref}}$  määräytyy mittaustavan mukaan.

Suodattimen  $G_{\text{ad}}(s)$  parametrien valinta yhdessä PI-säätimen parametrien valinnan kanssa on haastavaa, sillä valinnassa joudutaan tekemään kompromisseja robustiuden ja suljetun järjestelmän nopeuden välillä. Parametrien valinta voidaan tehdä optimoimalla jokin kustannusfunktio, mutta optimoinnissa joudutaan tekemisiin epälineaarisen optimointiongelman kanssa [42]. Tämän epälineaarisen ongelman optimointiin on esitetty käytettäväksi muun muassa geneettisiä algoritmeja [42].

Suodattimen sijasta voidaan käyttää lohkoa, jolla asetellaan avoimen järjestelmän siirtofunktioon ylimääräisiä napoja ja nollija, jotka vetävät puoleensa LCL-suodattimen resonoivia napoja ja nollija säädetyssä järjestelmässä. Asettelemalla ylimääräiset navat ja nolliat lähelle resonoivia napoja ja nollija Z-tasossa yksikköympyrän sisälle (Laplace-tasossa vasempaan puolitasoon) voidaan resonoivia napoja vaimentaa. Tässä menetelmässä ylimääräisten napojen ja nollien sijoittelu on tehtävä huolella rajatulle alueelle, jotta haluttu vaimennus saadaan aikaan ja matalataajuinen hallitseva dynamiikka ei häiriinny. Tällöin LCL-suodattimen parametrit tulee olla tarkkaan tiedossa, ja esimerkiksi verkon impedanssin vaihtelu voi saada järjestelmän helposti epästabiiliksi. [33]

Yhteenvedona voidaan todeta, että LCL-suodattimella varustetun verkkosuuntaajan säätäminen PI-säätimillä robustisti on mahdollista, jos LCL-suodatin on vaimennettu aktiivisesti tai passiivisesti tai vaihtoehtoisesti suljettu järjestelmä viritetään passiiviseksi. Säädön nopeutta eli kaistanleveyttä rajoittavat kuitenkin suodattimen resonanssitaajuudet. Jos LCL-suodatin suunnitellaan siten, että resonanssitaajuudet ovat korkealla, voidaan käyttää suurempaa kaistanleveyttä säädössä. Suurempi resonanssitaajuus vaatii kuitenkin korkeamman kytkentätaajuuden suuntaajalta, jotta kytkentätaajuuden perusaalto ja sen harmoniset yliaallot ovat LCL-suodattimen hyvin vaimentamalla taajuusalueella resonanssitaajuuksien jälkeen. Säädön kannalta tilannetta monimutkaistaa vielä säädön digitaalisessa toteutuksessa käytetyn näytteistykseen riippuvuus kytkentätaajuudesta. Erään suosituksen mukaan näyteenottokulmataajuuden  $\alpha_s$  tulisi olla vä-

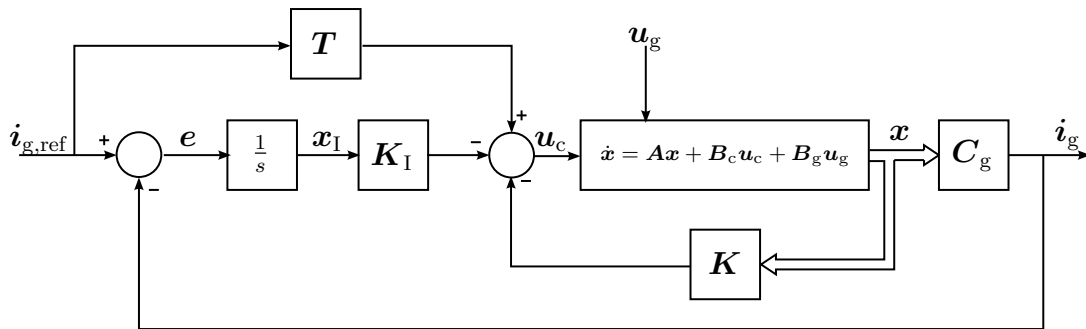
hintään kymmenen kertaa suurempi kuin säädön kaistanleveyden ( $\alpha_s \geq 10\alpha_c$ ), joten virtasäädön kaistanleveys tulisi näin ollen olla enintään viidesosa kytkentätaajuudesta ( $\alpha_c \leq 0.2 \cdot 2\pi f_{sw}$ ), jos kytkentäjakson aikana saadaan kaksi näytettä [43]. Mikäli kytkentäjakson aikana saadaan kaksi näytettä, on näytteenottooteoreeman mukainen Nyquistin taajuus yhtä suuri kytkentätaajuuden kanssa [26].

## 4.2 Tilasäätö

Virtasäädön toteuttaminen PI-säätönä on kohtalaisen yksinkertainen suunnitelma ja toteuttaa, jos verkkosuuntaajan verkkosuodattimena on pelkkä kuristin. PI-säädöllä ei kuitenkaan pystytä täysin ohjaamaan LCL-suodattimella varustettua verkkosuuntaajaa suodattimen värähtelevän luonteen takia. Vaikka PI-säätöä voidaan parantaa aktiivisen vaimennuksen avulla, niin LCL-suodattimella varustetun verkkosuuntaajan virtasäätöä on kuitenkin hankala saada samalla nopeaksi ja robustiksi, kun LCL-suodattimen resonanssitaajuudet ovat lähellä säädetyin järjestelmän kaistanleveyttä. PI-säätöä monipuolisempi menetelmä on tilasäätö, sillä tilasäädön avulla suljetun järjestelmän navat voidaan sijoitella vapaammin. Näin ollen tilasäätö tarjoaa mahdollisuuden parantaa säädetyin järjestelmän kykyä toimia lähempänä resonanssitaajuuksia.

Vaikka tilasäätö on tehokas säätöratkaisu, pidetään sen haittapuolena tilojen mittauksen vaatimaa anturien määrää sekä suljetun järjestelmän napojen sijainnin valinnan vaikeutta. Antureista voidaan kuitenkin päästä eroon tilahavaintsijan avulla. Verkkosuuntaajan virtasäädön suljetun järjestelmän napojen sijoitteluun on sen sijaan kirjallisuudessa ehdotettu työkaluiksi muun muassa LQ-säätöä (linear quadratic) [44], Besselin funktion kertoimia [45] ja analyttistä napojensijoittelumenetelmää, jossa suljetun järjestelmän navat sijoitellaan avoimen järjestelmän ominaisuuksien ja haluttujen suljetun järjestelmän ominaisuuksien (esimerkiksi nousuaika, ylitys ja resonanssien vaimennus) avulla [46]. Napojen sijoittelu avoimen järjestelmän ominaisuuksista lähtien on fysikaalisesti järkevää, joten otetaan se lähtökohdaksi tässä tilasäädön napojen sijoitteluun. Lisäksi rakennetaan tilasäätö olettaen aluksi, että kaikki tilat on tunnettuja eli mitattuja.

Verkkosuuntaajan virran tilasäädön säätörakenne on esitetty kuvassa 22. Virran tilasäädössä verkkosuuntaajan mallina käytetään yhtälössä (19) esitettyä mallia, kun lisäksi on oletettu, että ulommat säätösilmukat eivät vaikuta virtasäätöön ja modulaattori on ideaalinen ( $\mathbf{u}_c = \mathbf{u}_{c,ref}$ ). Tilaesityksessä ja -säädössä tilamuuttujiksi on valittu suuntaajan virta  $i_c$ , suodatinkondensaattorin jännite  $\mathbf{u}_f$  ja verkon virta  $i_g$ . Kuvan 22 esittämässä säätörakenteessa suljetun järjestelmän navat voidaan asetella tilatakaisinkytkentävektorin  $\mathbf{K}$  ja integroivan osan vahvistuksen  $\mathbf{K}_I$  avulla. Lisäksi myötäkytkentävahvistus  $\mathbf{T}$  virtaohjeesta  $i_{g,ref}$  antaa yhden vapausasteen lisää suljetun järjestelmän nollien sijoitteluun.



Kuva 22: Virtasäädön piensignaalinmalli tilasäätöä käytettäessä.

Yhtälön (19) tilaesitystä voidaan laajentaa tilasäädön kannalta integroivalla tilalla

$$\mathbf{x}_I = \int (\mathbf{i}_{g,\text{ref}} - \mathbf{i}_g) dt \quad (62)$$

virhetermistä  $e = \mathbf{i}_{g,\text{ref}} - \mathbf{i}_g$ , jolloin pysyvästä poikkeamasta ohjearvon ja lähtömuuttujan väliltä päästään eroon. Integroivan tilan derivaatta voidaan lausua edelleen virran ohjearvon ja muiden tilamuuttujien avulla

$$\dot{\mathbf{x}}_I = \mathbf{i}_{g,\text{ref}} - \mathbf{i}_g = \mathbf{i}_{g,\text{ref}} - \mathbf{C}_g \mathbf{x}. \quad (63)$$

Kun lisäksi ohjaussignaali, joka on modulaattorin ollessa ideaalinen suuntaajan lähtöjännite  $\mathbf{u}_c$ , kirjoitetaan kuvan 22 mukaan

$$\mathbf{u}_c = -\mathbf{K} \mathbf{x} - \mathbf{K}_I \mathbf{x}_I + \mathbf{T} \mathbf{i}_{g,\text{ref}} \quad (64)$$

saadaan integroivan tilan derivaatan (63) ja ohjaussignaalin (64) avulla avoimen järjestelmän tilaesityksestä (19) suljetun järjestelmän tilaesitys

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B}_c (-\mathbf{K} \mathbf{x} - \mathbf{K}_I \mathbf{x}_I + \mathbf{T} \mathbf{i}_{g,\text{ref}}) + \mathbf{B}_g \mathbf{u}_g \\ \dot{\mathbf{x}}_I = \mathbf{i}_{g,\text{ref}} - \mathbf{C}_g \mathbf{x} \\ \mathbf{i}_g = \mathbf{C}_g \mathbf{x} \end{cases} \quad (65)$$

Suljetun järjestelmän tilaesitys voidaan vielä matriisimuodossa kirjoittaa

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{\mathbf{x}}_I \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{B}_c \mathbf{K} & -\mathbf{B}_c \mathbf{K}_I \\ -\mathbf{C}_g & 0 \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{A}}} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{B}_c \mathbf{T} \\ 1 \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{B}}} \mathbf{i}_{g,\text{ref}} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_g \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{u}_g \quad (66a)$$

$$\mathbf{i}_g = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{C}_g & 0 \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{C}}} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \end{bmatrix} \quad (66b)$$

jossa  $\tilde{\mathbf{A}}$  on suljetun järjestelmän systeemimatriisi,  $\tilde{\mathbf{B}}$  suljetun järjestelmän ohjausmatriisi ja  $\tilde{\mathbf{C}}$  suljetun järjestelmän lähtömatrix. Dimensioiden perusteella tilasäädön takaisinkytkentävektori ja vahvistukset voidaan määrittää:  $\mathbf{K} = [\mathbf{k}_1 \quad \mathbf{k}_2 \quad \mathbf{k}_3]$ ,  $\mathbf{K}_I = \mathbf{k}_i$  ja  $\mathbf{T} = \mathbf{k}_t$ .

Suljetun järjestelmän tilaesityksestä voidaan ratkaista suljetun järjestelmän siirtokfunktio

$$\frac{\mathbf{i}_g(s)}{\mathbf{i}_{g,\text{ref}}(s)} = \tilde{\mathbf{C}}(s\mathbf{I} - \tilde{\mathbf{A}})^{-1}\tilde{\mathbf{B}} = \frac{\mathbf{b}_1s + \mathbf{b}_0}{s^4 + \mathbf{a}_3s^3 + \mathbf{a}_2s^2 + \mathbf{a}_1s + \mathbf{a}_0}, \quad (67)$$

jossa karakteristinen polynomi on muotoa

$$\det(s\mathbf{I} - \tilde{\mathbf{A}}) = s^4 + \mathbf{a}_3s^3 + \mathbf{a}_2s^2 + \mathbf{a}_1s + \mathbf{a}_0.$$

Suljetun järjestelmän siirtokfunktion osoittajapolynomin kertoimiksi saadaan

$$\mathbf{b}_1 = \frac{\mathbf{k}_t}{L_{fc}L_{fg}C_f} \quad (68a)$$

$$\mathbf{b}_0 = -\frac{\mathbf{k}_i}{L_{fc}L_{fg}C_f} \quad (68b)$$

ja vastaavasti karakteristisen polynomin kertoimiksi saadaan

$$\mathbf{a}_3 = \frac{\mathbf{k}_1}{L_{fc}} + 3j\omega_g \quad (69a)$$

$$\mathbf{a}_2 = -3\omega_g^2 + \frac{2j\omega_g\mathbf{k}_1}{L_{fc}} + \frac{1}{L_{fg}C_f} + \frac{1 + \mathbf{k}_2}{L_{fc}C_f} \quad (69b)$$

$$\mathbf{a}_1 = \frac{1 - L_{fg}C_f\omega_g^2}{L_{fc}L_{fg}C_f}\mathbf{k}_1 + \frac{\mathbf{k}_3}{L_{fc}L_{fg}C_f} + j\omega_g \left( -\omega_g^2 + \frac{1}{L_{fg}C_f} + \frac{1 + \mathbf{k}_2}{L_{fc}C_f} \right) \quad (69c)$$

$$\mathbf{a}_0 = -\frac{\mathbf{k}_i}{L_{fc}L_{fg}C_f} \quad (69d)$$

Kuten yhtälöistä (67)...(69) voidaan havaita, niin voidaan suljetun järjestelmän dynamiikka, toisin sanoen karakteristisen polynomin kertoimet, määrittellä tilatakaisinkytkennän kertoimien  $\mathbf{k}_1 \dots \mathbf{k}_3$  ja integroinnin vahvistuksen  $\mathbf{k}_i$  avulla. Suljetun järjestelmän nolla sen sijaan voidaan sijoittaa vahvistuksen  $\mathbf{k}_t$  avulla. Napojen ja nollan sijainnin valintaan ei ole yhtä selkeää ratkaisua. Napojen sijoittelussa tulee kuitenkin ottaa huomioon avoimen järjestelmän napojen sijainti ja kuinka kauas niitä aiotaan siirtää takaisinkytkennän avulla, sillä säätimeltä tarvittava säätövoima (control effort) on verrannollinen siihen kuinka paljon avoimen järjestelmän napoja siirretään [47]. Seuraavassa sovelletaankin menetelmää, jossa suljetun järjestelmän navat sijoitetaan ottaen huomioon avoimen järjestelmän ominaisuudet. Samaa lähestymistapaa on esitetty käytettävän LCL-suodattimella varustetulle verkkosuuntaajalle myös digitaalisen tilasäädön toteutuksessa [46].

### Napojen asettelu

Koska häviöttömällä LCL-suodattimella on yksi napa origossa ja yksi korkealla taajuudella värähtelevä napapari avoimen järjestelmän siirtokfunktiossa (7), läh-

detään asettelemaan suljetun järjestelmän navat kahta toisen kertaluvun järjestelmää vastaavaksi. Tällaista järjestelmää vastaa karakteristinen polynomi

$$(s^2 + 2\zeta_1\omega_1s + \omega_1^2)(s^2 + 2\zeta_2\omega_2s + \omega_2^2), \quad (70)$$

jossa napojen ominaisvärähtelytaajuutta kuvaavat  $\omega_1$  ja  $\omega_2$  ja napojen vaimennusta vakiot  $\zeta_1$  ja  $\zeta_2$  vastaavasti.

Jos takaisinkytketyn järjestelmän karakteristisen polynomin kertoimet (69) asetetaan yhtä suuriksi halutun järjestelmän kertoimien (70) kanssa, saadaan takaisinkytkentämatriisiin  $\mathbf{K}$  tekijöiksi ja integroivan osan vahvistukseksi

$$\mathbf{k}_1 = 2L_{fc}(\zeta_1\omega_1 + \zeta_2\omega_2) - 3j\omega_g L_{fc} \quad (71a)$$

$$\mathbf{k}_2 = L_{fc}C_f \left( \omega_1^2 + \omega_2^2 + 4\zeta_1\omega_1\zeta_2\omega_2 + 3\omega_g^2 - \frac{2j\omega_g}{L_{fc}}\mathbf{k}_1 - \frac{1}{L_{fg}C_f} \right) - 1 \quad (71b)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{k}_3 = & (L_{fg}C_f\omega_g^2 - 1)\mathbf{k}_1 \\ & + L_{fc}L_{fg}C_f \left[ 2\zeta_1\omega_1\omega_2^2 + 2\zeta_2\omega_2\omega_1^2 - j\omega_g \left( -\omega_g^2 + \frac{1}{L_{fg}C_f} + \frac{\mathbf{k}_2 + 1}{L_{fc}C_f} \right) \right] \end{aligned} \quad (71c)$$

$$\mathbf{k}_i = -\omega_1^2\omega_2^2L_{fc}L_{fg}C_f \quad (71d)$$

Vahvistuskertoimien (71) lausekkeet saattavat näyttää monimutkaisilta, mutta kyseessä on vain neljä kompleksilukua, joiden laskeminen ei ole monimutkainen tehtävä. Kertoimet voidaan laskea etukäteen verkkosuuntaajan toiminnan alustusrutiineissa, kun napojen sijainnit on ensin määritelty halutun dynaamisen käyttäytymisen perusteella.

Jotta avoimen järjestelmän napoja liikuteltaisiin mahdollisimman vähän tarvittavan säätövoiman minimoimiseksi, suljetun järjestelmän toinen napapari on järkevää sijoittaa samalle taajuudelle, kuin avoimen järjestelmän sarjaresonanssitaajuus  $\omega_p$  eli  $\omega_2 = \omega_p$ . Säätövoimaa voidaan tällöin käyttää tämän värähtelevän napaparin vaimentamiseen verkkosuuntaajan käyttöympäristön vaatimalla vaimennusvakiolla  $\zeta_2$ . Lisäksi jäljelle jäävällä napaparilla voidaan määritellä suljetun järjestelmän dominoiva dynamiikka.

Suljetun järjestelmän napojen sijoittelu kiinnittää takaisinkytkennän kertoimet  $\mathbf{k}_1 \dots \mathbf{k}_3$  ja integroinnin vahvistuksen  $\mathbf{k}_i$ , mutta jäljelle jäävällä kertoimella  $\mathbf{k}_t$  voidaan vielä sijoittaa suljettuun järjestelmään yksi nolla. Ylimääräisen nollan avulla on mahdollista parantaa suljetun järjestelmän askelvastetta, ja yksi luonnollinen tapa sijoittaa nolla on kumota yksi järjestelmän navoista [47]. Jos takaisinkytkennän kertoimet on valittu yhtälöiden (71) mukaisesti valinnalla  $\omega_2 = \omega_p$  ja  $\zeta_1 = 1$ , suljetun järjestelmän siirtofunktio on muotoa

$$\frac{\mathbf{i}_g(s)}{\mathbf{i}_{g,\text{ref}}(s)} = \frac{\frac{\mathbf{k}_t}{L_{fc}L_{fg}C_f}s + \omega_1^2\omega_p^2}{(s + \omega_1)^2(s^2 + 2\zeta_2\omega_p s + \omega_p^2)}. \quad (72)$$

Täten valinnalla

$$\mathbf{k}_t = L_{fc}L_{fg}C_f\omega_p^2\omega_1 \quad (73)$$

voidaan toinen kaksoisnavoista  $s = -\omega_1$  supistaa pois ja suljetun järjestelmän siirtofunktioksi saadaan

$$\frac{\mathbf{i}_g(s)}{\mathbf{i}_{g,\text{ref}}(s)} = \frac{\omega_1\omega_p^2}{(s + \omega_1)(s^2 + 2\zeta_2\omega_p s + \omega_p^2)}. \quad (74)$$

Napa–nollasupistuksen jälkeen suljetun järjestelmän siirtofunktio on selkeästi tulo ensimmäisen kertaluvun järjestelmästä ja vaimennusvakiolla  $\zeta_2$  vaimennetusta toisen kertaluvun värähtelevästä järjestelmästä. Valinnalla  $\omega_1 = \alpha_c$  saadaan dominoivan navan määräämäksi kaistanleveydeksi sama kuin PI-säädön tapauksessa yksinkertaistetulle L-suodatinta vastaavalle järjestelmälle.

Toteutettaessa LCL-suodattimella varustetun suuntaajan virtasäätö tilasäädön avulla suljetun järjestelmän dominoiva käyttäytyminen voidaan määritellä ja LCL-suodattimen sarjaresonanssista johtuva värähtely saadaan vaimennettua. Lisäksi toteutettaessa tilasäätö edellä esitetyllä tavalla kompleksisia suureita käyttäen ristikytkennän poisto saadaan sisällytettyä automaattisesti takaisinkytkennän kertoimiin. Tällöin ristikytkentä d- ja q-suuntaisten virtojen välillä kompensoituu suljetusta järjestelmästä eli suuntaajan pätö- ja loistehoa voidaan ohjata toisistaan riippumatta. Ristikytkennän poistoon tilasäätöä käytettäessä on kirjallisuudessa esitetty aiemmin muun muassa yksinkertainen likiarvoinen ratkaisu lisäämällä jännitetermi  $j\omega_g(L_{fc} + L_{fg})$  säätäjän lähtöön [46] ja monimutkaisempi menetelmä, joka koostuu useasta säätäjästä ja sen lähtöön summatavasta ristikytkennänpoistotermistä [48].

### Takaisinkytkentä suuntaajan virrasta

Tilasäädössä virran ohjearvo ja takaisinkytkentä voidaan valita verkkovirran  $\mathbf{i}_g$  sijasta myös suuntaajan puoleiselle virralle  $\mathbf{i}_c$ . Säädin voidaan suunnitella vastaavaan tapaan kuin edellä esitettiin takaisinkytkennälle verkon puolen virrasta. Suljetun järjestelmän tilayhtälö (66) muuttuu tällöin muotoon

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{\mathbf{x}}_I \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{B}_c\mathbf{K} & -\mathbf{B}_c\mathbf{K}_I \\ -\mathbf{C}_c & 0 \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{A}}} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{B}_c\mathbf{T} \\ 1 \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{B}}} \mathbf{i}_{c,\text{ref}} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_g \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{u}_g \quad (75a)$$

$$\mathbf{i}_c = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{C}_c & 0 \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{C}}} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \end{bmatrix} \quad (75b)$$

ja suljetun järjestelmän siirtofunktioksi saadaan

$$\frac{\mathbf{i}_c(s)}{\mathbf{i}_{c,\text{ref}}(s)} = \tilde{\mathbf{C}}(s\mathbf{I} - \tilde{\mathbf{A}})^{-1}\tilde{\mathbf{B}} = \frac{(\mathbf{b}_1s + \mathbf{b}_0)(s^2 + 2j\omega_g s + \omega_z^2 - \omega_g^2)}{s^4 + \mathbf{a}_3s^3 + \mathbf{a}_2s^2 + \mathbf{a}_1s + \mathbf{a}_0}. \quad (76)$$

Suljetun järjestelmän siirtofunktion kertoimet poikkeavat hieman yhtälön (69) kertoimista, sillä takaisinkytkentä on tehty eri suureesta. Kertoimiksi saadaan

$$\mathbf{b}_1 = \frac{\mathbf{k}_t}{L_{fc}} \quad (77a)$$

$$\mathbf{b}_0 = -\frac{\mathbf{k}_i}{L_{fc}} \quad (77b)$$

ja vastaavasti karakteristisen polynomin kertoimiksi saadaan

$$\mathbf{a}_3 = \frac{\mathbf{k}_1}{L_{fc}} + 3j\omega_g \quad (78a)$$

$$\mathbf{a}_2 = -3\omega_g^2 + \frac{2j\omega_g \mathbf{k}_1}{L_{fc}} + \frac{1}{L_{fg}C_f} + \frac{1 + \mathbf{k}_2}{L_{fc}C_f} - \frac{\mathbf{k}_i}{L_{fc}} \quad (78b)$$

$$\mathbf{a}_1 = \frac{1 - L_{fg}C_f\omega_g^2}{L_{fc}L_{fg}C_f} \mathbf{k}_1 + \frac{\mathbf{k}_3}{L_{fc}L_{fg}C_f} + j\omega_g \left( -\omega_g^2 + \frac{1}{L_{fg}C_f} + \frac{1 + \mathbf{k}_2}{L_{fc}C_f} - \frac{2\mathbf{k}_i}{L_{fc}} \right) \quad (78c)$$

$$\mathbf{a}_0 = \frac{\mathbf{k}_i(\omega_g^2 L_{fg}C_f - 1)}{L_{fc}L_{fg}C_f} \quad (78d)$$

Lisäksi suljetun järjestelmän siirtofunktion polynomin osoittajassa on säätimen aiheuttaman nollan ohella myös rinnakkaisresonanssista aiheutuva nollapari, jonka nollat ovat koordinaatiston muunnoksen jälkeen siirtyneet imaginaariakselilla  $-\omega_g$  verran. Nollataajuudella  $\omega_z$  rinnakkaisresonanssin takia suuntaajan lähtövirta on teoriassa nolla riippumatta suuntaajan virtaohjeesta.

Mikäli navat asetetaan yhtälön (70) karakteristista polynomia vastaavaksi samaan tapaan kuin edellä tehtiin takaisinkytkennän ollessa verkon puolelta, saadaan takaisinkytkennän kertoimille lausekkeet

$$\mathbf{k}_1 = 2L_{fc}(\zeta_1\omega_1 + \zeta_2\omega_2) - 3j\omega_g L_{fc} \quad (79a)$$

$$\mathbf{k}_2 = L_{fc}C_f \left( \omega_1^2 + \omega_2^2 + 4\zeta_1\omega_1\zeta_2\omega_2 + 3\omega_g^2 - \frac{2j\omega_g}{L_{fc}} \mathbf{k}_1 + \frac{\mathbf{k}_i}{L_{fc}} - \frac{1}{L_{fg}C_f} \right) - 1 \quad (79b)$$

$$\mathbf{k}_3 = (L_{fg}C_f\omega_g^2 - 1)\mathbf{k}_1 + L_{fc}L_{fg}C_f \left[ 2\zeta_1\omega_1\omega_2^2 + 2\zeta_2\omega_2\omega_1^2 - j\omega_g \left( -\omega_g^2 + \frac{1}{L_{fg}C_f} + \frac{\mathbf{k}_2 + 1}{L_{fc}C_f} - \frac{2\mathbf{k}_i}{L_{fc}} \right) \right] \quad (79c)$$

$$\mathbf{k}_i = \frac{\omega_1^2\omega_2^2 L_{fc}L_{fg}C_f}{L_{fg}C_f\omega_g^2 - 1}. \quad (79d)$$

Jos suljetun järjestelmän navoista toinen asetellaan avoimen järjestelmän resonoivan navan taajuudelle  $\omega_2 = \omega_p$  ja toisen napaparin vaimennussuhde asetetaan arvoon  $\zeta_1 = 1$ , suljetun järjestelmän siirtofunktio on muotoa

$$\frac{\mathbf{i}_c(s)}{\mathbf{i}_{c,\text{ref}}(s)} = \frac{\left( \frac{\mathbf{k}_t}{L_{fc}} s + \frac{\omega_1^2\omega_p^2 L_{fg}C_f}{1 - L_{fg}C_f\omega_g^2} \right) (s^2 + 2j\omega_g s + \omega_z^2 - \omega_g^2)}{(s + \omega_1)^2 (s^2 + 2\zeta_2\omega_p s + \omega_p^2)}. \quad (80)$$

Täten valinnalla

$$\mathbf{k}_t = \frac{L_{fc}L_{fg}C_f\omega_p^2\omega_1}{1 - L_{fg}C_f\omega_g^2} \quad (81)$$

voidaan toinen kaksoisnavoista  $s = -\omega_1$  supistaa pois ja järjestelmän dominoiva dynamiikka saadaan kulmataajuutta  $\omega_1$  vastaavalle kaistanleveydelle.

PI-säädön tapauksessa pieni integraattorin vahvistus on oleellinen, mikäli tavoitellaan jatkuvassa tilassa passiivista järjestelmää [26]. Samaa ideaa voidaan soveltaa myös tilasäädön tapauksessa. Jos yhtälön (70) toinen resonoivista napapareista erotetaan erillisiksi navoiksi

$$(s + \omega_1)(s + \gamma\omega_1)(s^2 + 2\zeta_2\omega_2s + \omega_2^2) = \left[ s^2 + 2\frac{\gamma + 1}{2\sqrt{\gamma}}\sqrt{\gamma}\omega_1s + (\sqrt{\gamma}\omega_1)^2 \right] (s^2 + 2\zeta_2\omega_2s + \omega_2^2), \quad (82)$$

missä  $\gamma$  on ensimmäisen kertaluvun napojen suhde, voidaan pienemmällä taajuudella oleva napa  $s = -\gamma\omega_1$  kumota vahvistuksen  $\mathbf{k}_t$  valinnalla. Vertailemalla yhtälöitä (70) ja (82) voidaan huomata, että korvaamalla dominoivan dynamiikan määräävä taajuus  $\omega_1$  arvolla  $\sqrt{\gamma}\omega_1$  ja vaimennussuhde  $\zeta_1$  arvolla  $\frac{\gamma+1}{2\sqrt{\gamma}}$  vahvistuskertoimissa (79) on suljetun järjestelmän karakteristinen polynomi yhtälön (82) mukainen. Tällöin vahvistuksen  $\mathbf{k}_t$  ollessa yhtälön (81) mukainen supistuu matalammalla taajuudella oleva napa pois. Tuloksena on integraattorin vahvistuksen arvon pieneneminen kertoimella  $\gamma$  ja avoimen järjestelmän nollan siirtyminen pienemmälle taajuudelle  $s = -\gamma\omega_1$ .

### PI-säädön toteuttaminen tilasäätörakenteella

Kun vertaillaan kuvien 18 ja 22 rakenteita, voidaan havaita, että PI-säädön jänniteohjeen

$$\mathbf{u}_{c,\text{ref}} = \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) (\mathbf{i}_{g,\text{ref}} - \mathbf{i}_g) + (j\omega_g L_t - R_a)\mathbf{i}_g + H(s)\mathbf{u}_g \quad (83)$$

toteuttaminen onnistuu tilasäätimellä muokkaamalla tilasäädön tuottama jänniteohje (64) PI-säädön jänniteohjetta vastaavaksi. Vertailemalla jänniteohjeita (83) ja (64) ilman myötäkytKentää verkkojännitteestä voidaan tilasäädön vahvistuksille kirjoittaa lausekkeet

$$\mathbf{k}_1 = \mathbf{k}_2 = 0 \quad (84a)$$

$$\mathbf{k}_3 = k_p + R_a - j\omega_g L_t \quad (84b)$$

$$\mathbf{k}_t = k_p \quad (84c)$$

$$\mathbf{k}_i = -k_i, \quad (84d)$$

joiden avulla PI-säätö voidaan toteuttaa tilasäätimen rakennetta käyttäen. Vastaava voidaan tehdä myös takaisinkytkennän ollessa suuntaajan virrasta, jolloin kertoimet ovat

$$\mathbf{k}_1 = k_p + R_a - j\omega_g L_t \quad (85a)$$

$$\mathbf{k}_2 = \mathbf{k}_3 = 0 \quad (85b)$$

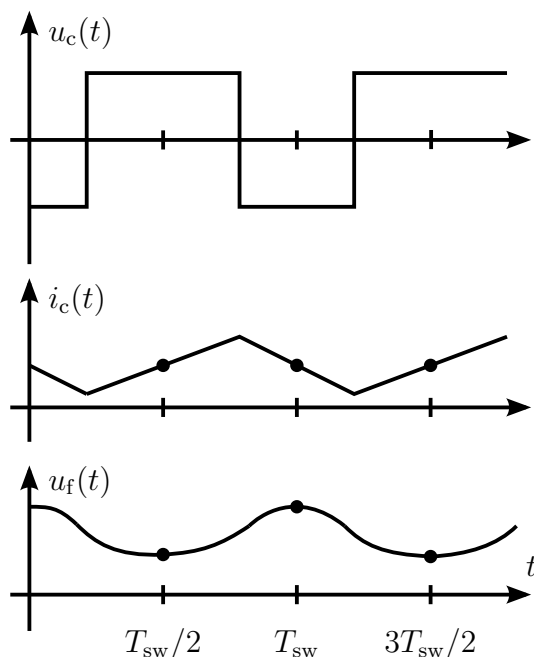
$$\mathbf{k}_t = k_p \quad (85c)$$

$$\mathbf{k}_i = -k_i. \quad (85d)$$

Yhtälöissä (84) ja (85) ristikytkenpoistoon liittyvä termin  $j\omega_g L_t$  induktanssi  $L_t$  voidaan korvata suuntaajan puoleisella induktanssilla  $L_{fc}$  PI-säädön pohjautuessa toiseen yksinkertaistettuun malliin (48).

### Tilojen mittaus ja tahdistettu näytteistys

Jotta suljetun järjestelmän napojen asettelu tilasäädön avulla voidaan tehdä, tulee kaikkien tilojen olla tunnettuja. Tilojen mittaaminen ei ole aina mahdollista ja mitaussignaalit voivat olla varsin häiriöisiä. Verkkosuuntaajan LCL-suodattimen tilojen mittauksessa tulee myös vastaan mittauksen tahdistusongelma keskiarvoistettua suuntaajan mallia käytettäessä. Jos virtojen ja jännitteiden mittaus on tahdistettuna pulssinleveysmoduloidun suuntaajan lähtöjännitteen pulssien keskelle eli kytkentähetkien välille, suuntaajan lähtövirtaa  $i_c$  mitataan aina kuristimen virran nousevan ja laskevan reunan puolivälissä. Tällöin mitattu virta on lähellä suuntaajan virran keskiarvoa jakson ajalta [28]. Jos kondensaattorin jännite mitataan samalla tahdistuksella, niin kondensaattorin jännitteen vaihesiirron takia jännitteen  $u_f$  mittauspisteet osuvat lähelle kytkentätaajuuden aaltomuodon huippua ja pohjaa, jolloin mittauspisteen esittämä jännite ei ole keskiarvo kytkentäjakson ajalta, vaan mittauksiin tulee kytkentätaajuista sykkeisyyttä. Kytkentähetkien välille tahdistettua näytteistystä on havainnollistettu kuvassa 23.



Kuva 23: Kytkenähetkien välille tahdistettu näytteistys, kun näyteväli  $T_s$  on kytkenäjakson  $T_{sw}$  puolikas. Havainnekuva suuntaajan jännitteestä, virrasta sekä suodatuskondensaattorin jännitteestä.

Jotta jännitteen mittauspisteet edustaisivat paremmin kondensaattorin kytkenäjakson aikaista jännitteen keskiarvoa olisi kondensaattorin jännitteen mittauksen tahdistus oltava likimain pulsinleveysmoduloidun jännitesignaalin nousevien ja laskevien reunojen aikana. Tällöin puolijohteiden kytkennöistä johtuva sähkömagneettinen häiriö voi olla kuitenkin suuri. Kondensaattorin jännitettä voidaan myös näytteistää kaksinkertaisella näytteenottotaajuudella ja laskea näytteistä kytkenäjakson aikainen keskiarvo jännitteenmittauksen tahdistusongelman ratkaisemiseksi [46].

### 4.3 Tilahavaitsija

Mitattavien tilojen määrää voidaan vähentää tilahavaitsijan avulla, jolla osa mitattavista tiloista voidaan korvata estimaateilla. Koska suuntaajan virta  $i_c$  voidaan helposti mitata suuntaajan sisältä ja mittauksen tahdistus voidaan helposti toteuttaa, niin luodaan tilahavaitsijan avulla estimaatit kondensaattorin jännitteelle  $\hat{u}_f$  ja verkon virralle  $\hat{i}_g$ . LCL-suodattimen tilaesityksen (18) tilavektori  $x$  voidaan estimoida simuloimalla tilaesityksen kuvaamaa mallia ohjaussignaalin eli suuntaajan lähtöjännitteen  $u_c$  avulla. Mallissa voi kuitenkin olla parametrivirheitä ja järjestelmässä ulkoisia häiriöitä, jolloin tilavektorin estimaatti  $\hat{x}$  on harhainen. Estimaattia voidaan kuitenkin korjata termillä  $L(i_c - \hat{i}_c)$ , missä  $L$  on vah-

vistusvektori ja  $\hat{i}_c$  on estimoitu suuntaajan virta, jolloin saadaan muotoa

$$\dot{\hat{x}} = \mathbf{A}\hat{x} + \mathbf{B}_c \mathbf{u}_c + \mathbf{B}_g \mathbf{u}_g + \mathbf{L}(\mathbf{i}_c - \hat{i}_c) \quad (86a)$$

$$\hat{i}_c = \mathbf{C}_c \hat{x} \quad (86b)$$

oleva Luenbergerin tilahavaitsija [29]. Tilaesityksen (18) ja yhtälön (86) avulla estimointivirheelle  $\tilde{x} = x - \hat{x}$  saadaan dynamiikka

$$\begin{aligned} \dot{x} - \dot{\hat{x}} &= \mathbf{A}x + \mathbf{B}_c \mathbf{u}_c + \mathbf{B}_g \mathbf{u}_g - [\mathbf{A}\hat{x} + \mathbf{B}_c \mathbf{u}_c + \mathbf{B}_g \mathbf{u}_g + \mathbf{L}(\mathbf{C}_c x - \mathbf{C}_c \hat{x})] \\ &= \mathbf{A}x - \mathbf{L}\mathbf{C}_c x - \mathbf{A}\hat{x} + \mathbf{L}\mathbf{C}_c \hat{x} \\ &= (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C}_c)(x - \hat{x}) \end{aligned}$$

eli

$$\frac{d\tilde{x}}{dt} = (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C}_c)\tilde{x} \quad (87)$$

Tilahavaitsijan navat on vielä aseteltava samaan tapaan kuin tilasäädön tapauksessa. Napojen asettelua varten tarvitaan estimointivirheen dynamiikan karakteristinen yhtälö, joka on

$$\begin{aligned} \det(s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C}_c) &= s^3 + (\mathbf{l}_1 + 3j\omega_g)s^2 \\ &+ \left( \frac{L_{fg} + L_{fc}}{C_f L_{fc} L_{fg}} - 3\omega_g^2 + 2j\omega_g \mathbf{l}_1 - \frac{\mathbf{l}_2}{L_{fc}} \right) s \\ &+ \frac{\mathbf{l}_3}{C_f L_{fc}} - j\omega_g^3 + \left( \frac{1}{L_{fg} C_f} - \omega_g^2 \right) \mathbf{l}_1 \\ &+ \frac{j\omega_g}{L_{fc} L_{fg} C_f} (L_{fg} + L_{fc} - \mathbf{l}_2 L_{fg} C_f). \end{aligned} \quad (88)$$

Jos asetellaan karakteristisen polynomin kertoimet yhtälöä

$$(s + a)(s^2 + bs + c)$$

vastaavaksi eli tilahavaitsijan navat on jaoteltu ensimmäisen ja toisen kertaluvun järjestelmän napoihin, tilahavaitsijan vahvistusvektorin  $\mathbf{L}$  kertoimiksi saadaan

$$\mathbf{l}_1 = a + b - 3j\omega_g \quad (89a)$$

$$\mathbf{l}_2 = -L_{fc}(ab + c + 3\omega_g^2 - \frac{L_{fc} + L_{fg}}{L_{fc} L_{fg} C_f} - 2j\omega_g \mathbf{l}_1) \quad (89b)$$

$$\mathbf{l}_3 = C_f L_{fc} ac + j\omega_g (C_f L_{fc} \omega_g^2 - \frac{L_{fc}}{L_{fg}} - 1) + (C_f L_{fc} \omega_g^2 - \frac{L_{fc}}{L_{fg}}) \mathbf{l}_1 + jC_f \omega_g \mathbf{l}_2. \quad (89c)$$

Tilahavaitsijan napojen sijainnin valintaan voidaan käyttää samoja työkaluja kuin tilasäädön napojen valintaan, ja yleisenä nyrkkisääntönä tilahavaitsijan napojen tulisi olla noin 2...6 kertaa nopeampia kuin tilasäädön navat [47]. Tilahavaitsijan

ollessa tilasäätöä nopeampi havaitsija ei rajoita säädön nopeutta, mutta nopean tilahavaitsijan käyttäminen voi olla ongelmallista mittaussignaalin ollessa kohinainen [47]. Mittaussignaalin ollessa kohinainen havaitsijan navat voidaan joutua valitsemaan jopa tilasäädön napoja pienemmälle taajuudelle, jolloin havaitsijan kaistanleveys on pienempi ja se vaikuttaa säädetyin järjestelmän nopeuteen [47].

Tilahavaitsija voidaan suunnitella erillään tilasäätimestä, mutta on tärkeää tiedostaa tilahavaitsijan napojen vaikutus koko järjestelmän dynamiikkaan. Säädetyin järjestelmän navat ovat unioni tilahavaitsijalle ja tilasäätimelle määritellyistä navoista eli järjestelmän karakteristinen polynomi on tulo tilahavaitsijan ja tilasäätimen navoista [47].

#### 4.4 Digitaalinen tilasäätö

Edellä verkkosuuntaajan virtasäätöä tarkasteltiin jatkuva-aikaisena. Käytännössä suuntaajan säätö kuitenkin toteutetaan mikroprosessorin avulla digitaalisesti, joten tilasäädön toteuttaminen diskreettiaikaisena on hyvin perusteltua. Digitaalisesta tilasäädöstä LCL-suodattimella varustetulle verkkosuuntaajalle löytyy kirjallisuudesta useita esimerkkejä [44], [45], [46] ja [49], joista käy ilmi digitaalisen tilasäädön selkeä etu jatkuva-aikaiseen verrattuna; digitaalisessa tilasäädössä ohjauksessa oleva viive voidaan ottaa huomioon ylimääräisellä tilalla. Digitaalisen tilasäädön yhteydessä suljetun järjestelmän napojen sijoitteluperiaatteeksi on esitetty suoran napojen sijoittelun tai LQ-säädön lisäksi myös dead-beat säätöä [50].

Digitaalisen säädön ongelma on jatkuva-aikaisen järjestelmän mallin diskreetointi säädön suunnittelua varten. Täydellisen LCL-suodattimen mallin diskreetointi johtaa pitkiin lausekkeisiin. Tämän välttämiseksi voidaan esimerkiksi ristikytkeä jättää diskreetoinnissa huomiotta [46]. Tämän työn rajauksen puitteissa digitaalinen tilasäätö jätetään jatkotutkimusaiheeksi.

#### 4.5 Järjestelmän epäideaalisuudet ja käytännön rajoitukset

Verkkosuuntaajan mallinnus ja virtasäätö tehtiin edellä olettaen järjestelmä monin paikoin ideaaliseksi. Verkkosuuntaajan ohjauksen toteutuksessa on kuitenkin huolehdittava monista käytännön reunaehdoista; muun muassa verkkosuuntaajan virran tulee olla rajoitettu komponenttien termisen keston rajoittamaan arvoon. Myös suuntaajan sisäisten jännitteiden, kuten tasajännitevälipiirin jännitteen, tulisi pysyä sähköisten komponenttien jännitekestoisuuden sallimissa rajoissa.

Suuntaajan tasajännitevälipiirin jännitteellä on myös alaraja, sillä lineaaris-

ta modulointia käytettäessä vaihejännitteen huippuarvo on rajoitettu arvoon  $u_{dc}/\sqrt{3}$  avaruusvektorimoduloinnissa. Täten avaruusvektorimodulointia käytettäessä tasajännitevälipiirin jännitteen tulee olla vähintään  $\sqrt{3}u_g$ , jotta suuntaaja pystyy toimimaan lineaarisella alueella. Todellisuudessa tasajännitevälipiirin jännitteen täytyy olla kuitenkin vielä hieman suurempi, jotta LCL-suodattimen kullutama loisteho ja muutostilanteiden aiheuttamat hetkelliset jännitetarpeet pystytään tuottamaan.

#### 4.5.1 Viiveet

Verkkosuuntaajan säädön digitaalinen toteutus aiheuttaa järjestelmään viivettä johtuen näytteistyksestä ja säätöalgoritmien laskemisesta. Tämä viive voidaan arvioida yhden näytevälän  $T_s$  mittaiseksi [39]. Lisäksi modulaattorin toimintaan liittyy puolen näytevälän viive [39], jolloin säätöjärjestelmässä voidaan ajatella olevan kokonaisuudessaan puolentoista näytevälän mittainen viive

$$T_d = \frac{3}{2}T_s \quad (90)$$

säätäjän lähdöstä toteutuneeseen jänniteohjeeseen. Viive voidaan sisällyttää PI-säädön tapauksessa esimerkiksi kuvan 16 siirtofunktion  $G_m(s)$  osoittamaan kohtaan ja tilasäädön tapauksessa vastaavasti säätäjän lähtösignaalin ja verkkosuuntaajan mallin väliin. Viive voidaan kuvata Laplace-tasossa siirtofunktion

$$G_d(s) = e^{-sT_d} \quad (91)$$

avulla, jolloin taajuustasossa viiveen amplitudille pätee

$$|G_d(j\omega)| = |e^{-j\omega T_d}| = 1 \quad \forall \omega \quad (92)$$

ja kulmalle saadaan [47]

$$\angle G_d(j\omega) = -\omega T_d. \quad (93)$$

LCL-suodattimella varustetun verkkosuuntaajan virtasäädön stabiilisuuden kannalta viive aiheuttaa ongelmia sarjaresonanssitaajuuden lähellä, sillä sarjaresonanssitaajuudella suodatinpiirin admittanssin itseisarvo lähestyy häviöttömällä suodattimella ääretöntä ja vaihekulma kääntyy  $-90$  asteeseen ( $-\pi/2$  radiaaniin), kuten kuvasta 4 voidaan havaita. Viiveen vaikutusta virtasäätöön on käsitelty myös kirjallisuudessa muun muassa juuriuratarkastelun avulla [42].

Säätäjän kannalta viive  $G_d(s)$  ja LCL-suodattimen malli voidaan käsitellä yhtenä kokonaisuutena, jolloin avoimen järjestelmän siirtofunktio säätäjän lähdöstä suuntaajan virtaan voidaan lausua

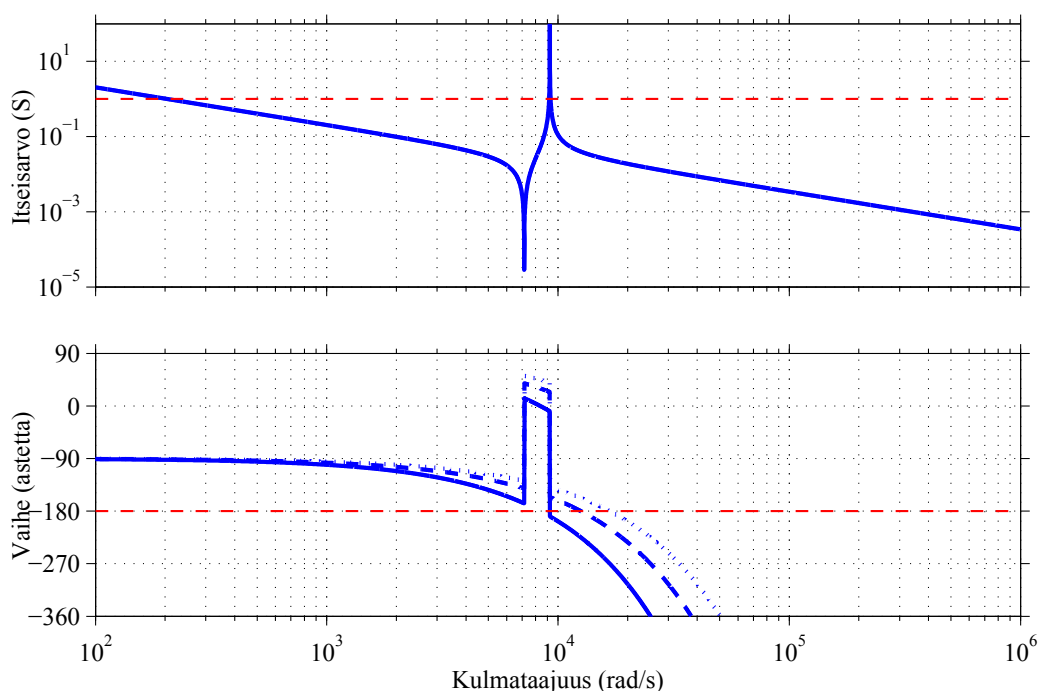
$$\frac{\mathbf{i}_c(s)}{\mathbf{u}_{c,\text{ref}}(s)} = G_d(s)Y_{11}(s). \quad (94)$$

Koko systeemin avoimen silmukan siirtofunktioon  $G_{OL}(s)$  vaikutta myös säätimen siirtofunktio, mutta oletetaan se aluksi ykköseksi, jolloin  $G_{OL}(s) = G_d(s)Y_{11}(s)$ . Tällöin avoimen silmukan vaihekulmaksi suodattimen sarjaresonanssitaajuudella  $\omega_p$  voidaan arvioida

$$\angle G_d(j\omega_p)Y_{11}(j\omega_p) = -\omega_p T_d - \frac{\pi}{2}. \quad (95)$$

Jos viivettä kuvataan viivekulmataajuuden  $\omega_d = 2\pi/T_d$  avulla, voidaan avoimen järjestelmän vaihevaraksi sarjaresonanssitaajuudella  $PM_R$  arvioida yhtälön (95) perusteella

$$PM_R = \pi - \omega_p \frac{2\pi}{\omega_d} - \frac{\pi}{2} = 2\pi \left( \frac{1}{4} - \frac{\omega_p}{\omega_d} \right). \quad (96)$$



Kuva 24: Säättämättömän avoimen järjestelmän taajuus- ja vaihevastekäyrät, kun suodattimen parametrit ovat  $L_{fc} = 2,94$  mH,  $L_{fg} = 1,96$  mH ja  $C_f = 10$   $\mu$ H eli resonanssitaajuus on noin 9200 rad/s. Näytevälin pituudella  $T_s = 125$   $\mu$ s viivekulmataajuus on noin 33500 rad/s (ehyt viiva), näytevälin pituudella  $T_s = 83$   $\mu$ s viivekulmataajuus on noin 50300 rad/s (katkoviiva) ja näytevälin pituudella  $T_s = 62,5$   $\mu$ s viivekulmataajuus on noin 67000 rad/s (pisteviiva). Punainen katkoviiva osoittaa yksikkövahvistuksen ja  $-180$  asteen rajat.

Yhtälöstä (96) voidaan havaita, että jos viivekulmataajuus on pienempi kuin  $4\omega_p$ , on avoimen järjestelmän vaihevara negatiivinen eli säättämätön suljettu järjestelmä on luontaisesti epästabiili sarjaresonanssitaajuudella. Viiveen vaikutusta avoimen järjestelmän siirtofunktioon säätimen siirtofunktion ollessa yksi on havainnollistettu kuvassa 24 eri viiveen arvoilla. Kuvasta voidaan havaita yhtä-

lön (96) ennustama vaihevaran pieneneminen viivekulmataajuuden pienentyessä suhteessa resonanssitaajuuteen.

Jotta negatiivinen vaihevara saadaan positiiviseksi ja suljettu järjestelmä stabiiliksi, on säätäjän kyettävä kääntämään vaihetta positiiviseen suuntaan resonanssitaajuudella tai koko avoimen järjestelmän vahvistuksen on oltava pienempi kuin yksi kyseisellä taajuudella. Häviötön suodatin on analyysin kannalta pahin tapaus, sillä sen ääretöntä positiivista vahvistusta ei tavallisella PI-säätäjällä pystytä kumoamaan. Aktiivisen vaimennuksen avulla resonanssipeikkiä voidaan kuitenkin vaimentaa [39], jolloin säätäjällä on mahdollista asetella avoimen järjestelmän vahvistus riittävän pieneksi resonanssitaajuudella. Todellisessa LCL-suodattimessa on kuitenkin aina hiukan häviöitä, mikä helpottaa resonanssipeikin vaimennusta.

Toinen tapa parantaa tilannetta on avoimen silmukan vaiheen kääntäminen positiiviseen suuntaan resonanssitaajuuden ympäristössä. Puhdas PI-säätö ei tähän pysty, sillä se kääntää avoimen järjestelmän vaihetta  $-\pi/2$  radiaanista nolnaan säätäjän luoman nollakohdan  $k_i/k_p$  ympäristössä noin kahden dekadin taajuuskaistalla, eikä se näin ollen pysty lisäämään vaihevaraa. Vaihevaraa voidaan sen sijaan kasvattaa vaiheenjohtopiirillä tai lisäämällä PI-säätöön derivoiva osa, jolloin saadaan PID-säädin (proportional-integral-derivative).

Vaihevaran lisääminen vaiheenjohtopiirillä  $G_1(s)$  on kohtalaisen suoraviivaista, sillä vaiheenjohtopiiri voidaan lisätä säätäjän lähtöön. Vaiheenjohtopiirin siirtokäyrä voidaan kirjoittaa muotoon

$$G_1(s) = A_L \frac{1 + \frac{s}{\omega_L}}{1 + \frac{s}{k_L \omega_L}} \quad k_L > 1, \quad (97)$$

missä  $k_L \omega_L$  ja  $\omega_L$  ovat vaiheenjohtopiirin napa- ja nollataajuudet,  $k_L$  napa- ja nollataajuuden suhde ja  $A_L$  on piirin vahvistus. Taajuus, jolla vaiheenjohtopiirin maksimi saavutetaan on

$$\omega_m = \sqrt{k_L} \omega_L \quad (98)$$

ja napa-nollasuhteen  $k_L$  ja maksimivaiheenkäännön  $\phi_m$  välillä on yhteys [47]

$$k_L = \frac{1 + \sin \phi_m}{1 - \sin \phi_m}. \quad (99)$$

Yhtälön (97) kaltainen vaiheenjohtopiiri voidaan virittää kääntämään vaihetta maksimissaan 90 astetta, mutta suuri vaiheenjohto kasvattaa vahvistusta korkeilla taajuuksilla, mikä taas kasvattaa häiriöherkkyyttä [47]. LCL-suodattimen tapauksessa vahvistus korkeilla taajuuksilla ei ole toivottua resonanssi-ilmiöiden takia, joten vahvistukseksi  $A_L$  voidaan valita esimerkiksi  $A_L = 1/k_L$ , jolloin vahvistus suurilla taajuuksilla lähestyy yksikkövahvistusta. Samalla kuitenkin vahvistus pienillä taajuuksilla muuttuu yksikkövahvistusta pienemmäksi, mikä vaikuttaa säädetyin järjestelmän suorituskykyyn. Vaiheenjohtopiirin maksimipiste  $\omega_m$  on luontevinta sijoittaa LCL-suodattimen resonanssitaajuuden  $\omega_p$  ympäristöön.

Viivekulmataajuuden ja resonanssitaajuuden suhteen ollessa suurempi kuin neljä on avoimen järjestelmän vaihevara ilman säätäjää positiivinen. Suhteen ollessa esimerkiksi  $\omega_d/\omega_p = 6$  saadaan avoimen järjestelmän vaihevaraksi ilman säätäjää  $\pi/6$ . Tällöin pelkällä PI-säätimellä toteutettu virtasäätö on mahdollista saada stabiiliksi myös häviöttömälle suodattimelle, mikäli PI-säädin ei käännä avoimen järjestelmän vaihetta alle  $-180$  asteen rajan resonanssitaajuudella. Tämä voidaan varmistaa sijoittamalla PI-säätimen nolla reilusti resonanssitaajuuden alapuolelle, jolloin PI-säätimen vaihe on jo kääntynyt likimain nolnaan resonanssitaajuudella.

Mikäli virtasäätö toteutetaan tilasäätönä, antaa se mahdollisuuden sarjaresonanssitaajuuden vaimennuksen lisäksi myös resonanssitaajuuden siirtämiseen. Resonanssitaajuuden pienentäminen kasvattaa viivekulmataajuuden suhdetta resonanssitaajuuteen, jolloin viiveestä johtuvaa vaihevaran pienenemistä voidaan kompensoida resonanssitaajuudella.

Kirjallisuudessa vastaavanlaista avoimen silmukan taajuusvasteanalyysiä on tehty myös muuttuvan resonanssitaajuuden tapauksessa viiveen ollessa vakio ja takaisinkytkennän ollessa joko verkon tai suuntaajan virrasta [35]. Vaiheenjohtopiirin lisäksi suljetun järjestelmän stabiloimiseksi on esitetty myös vaiheenjättöä tai jopa alipäästösuotoa resonanssitaajuudelle, jotta Nyquistin stabiilisuuskriteerin toteutumiseksi avoimen järjestelmän  $-180$  asteen vaiheenylityksiä ei tapahtuisi vahvistuksen ollessa positiivinen [35]. Alipäästösudattaminen kuitenkin pienentää mahdollista suljetun järjestelmän kaistanleveyttä, ja sen on osoitettu toimivan vain tietyissä olosuhteissa takaisinkytkennän ollessa LCL-suodattimen verkon puoleisesta virrasta [35]. Vaiheenjättö resonanssitaajuudella Nyquistin stabiilisuuskriteerin toteuttamiseksi on mielenkiintoinen lähestymistapa, mutta menetelmän toimivuuden ja robustiuden kanssa voi kuitenkin tulla ongelmia verkkosuuntaajan todellisessa käyttöympäristössä.

### Viiveen kompensointi koordinaatiston muunnoksissa

Puolentoista näytevälin viiveen aikana verkkojännitteen vektori ehtii pyörimään kulman  $\frac{3T_s}{2}\omega_g$  verran. Viiveen aiheuttamaa kulman muutosta voidaan kuitenkin kompensoida koordinaatiston muunnoksessa [51]. Viive voidaan ottaa huomioon modulaattorille syötettävien jänniteohjeiden muunnoksessa pyörivästä koordinaatistosta  $\alpha\beta$ -koordinaatistoon ja edelleen vaihesuureiksi lisäämällä verkon kulmaan viiveen aiheuttama muutos

$$\vartheta_g \rightarrow \vartheta_g + \frac{3T_s}{2}\omega_g \quad (100)$$

Tällöin yhdessä yhtälön (13) kanssa koordinaatiston muunnokseksi modulaattorin jänniteohjeelle saadaan

$$\mathbf{u}_{c,\text{ref}}^s = e^{j(\vartheta_g + \frac{3T_s}{2}\omega_g)} \mathbf{u}_{c,\text{ref}}. \quad (101)$$

#### 4.5.2 Toimilaitteen rajoittuminen

Verkkosuuntaajan virtasäätö tuottaa muutostilanteissa modulaattorille helposti jänniteohjeen, joka on suurempi kuin suurin mahdollinen modulaattorin tuottama jännite. Tällöin modulaattori ei pysty toteuttamaan säätimen pyyntöä eli toimilaite saturoituu. Tässä tilanteessa PI-säädön integroivan osan integraali kertyy (windup), jonka purkautuminen saattaa kestää pitkään, ja aiheuttaa vasteeseen turhia ylityksiä. Integraalitermin kertyminen toimilaitteen saturoitumisen aikana voidaan estää (anti-windup) muun muassa taaksepäin suuntautuvan laskennan avulla (back-calculation). Taaksepäin suuntautuvan laskennan idea on muokata virtasäädön ohjearvoa  $i_{\text{ref}}$  siten, että kyseisellä ohjearvolla säätäjän lähtösuure vastaa suurinta mahdollista modulaattorin tuottamaa jännitettä [28].

Tilasäädössä, kun viivettä ei huomioida, voidaan säätäjä kuvata modulaattorin rajoittaessa lähtöjännitettä seuraavasti

$$\mathbf{u}_c = -\mathbf{K}\mathbf{x} - \mathbf{K}_I\mathbf{x}_I + \mathbf{T}\mathbf{i}_{\text{ref}} \quad (102a)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_I = \mathbf{i}_{\text{ref}} - \mathbf{C}_g\mathbf{x}_I \quad (102b)$$

$$\mathbf{v}_c = \text{sat}(\mathbf{u}_c), \quad (102c)$$

missä  $\mathbf{v}_c$  on modulaattorin rajoittama suuntaajan lähtöjännite. Taaksepäin suuntautuvan laskennan avulla integraalin kertyminen estetään rajoittamalla säätäjän ohjearvo  $i_{\text{ref}}$  arvoon  $\tilde{i}_{\text{ref}}$ , jolle pätee

$$\mathbf{v}_c = -\mathbf{K}\mathbf{x} - \mathbf{K}_I\mathbf{x}_I + \mathbf{T}\tilde{\mathbf{i}}_{\text{ref}}. \quad (103)$$

Rajoitetun virtaohjeen arvo saadaan tällöin yhtälöiden (102a) ja (103) erotuksesta

$$\tilde{\mathbf{i}}_{\text{ref}} = \mathbf{i}_{\text{ref}} + \mathbf{T}^{-1}(\mathbf{v}_c - \mathbf{u}_c). \quad (104)$$

Kun tämä rajoitettu virtaohje  $\tilde{\mathbf{i}}_{\text{ref}}$  sijoitetaan yhtälöön (102b) rajoittamattoman virtaohjeen  $\mathbf{i}_{\text{ref}}$  paikalle saadaan säätätöalgoritmi

$$\mathbf{u}_c = -\mathbf{K}\mathbf{x} - \mathbf{K}_I\mathbf{x}_I + \mathbf{T}\tilde{\mathbf{i}}_{\text{ref}} \quad (105a)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_I = \tilde{\mathbf{i}}_{\text{ref}} + \mathbf{T}^{-1}(\mathbf{v}_c - \mathbf{u}_c) - \mathbf{C}_g\mathbf{x}_I \quad (105b)$$

$$\mathbf{v}_c = \text{sat}(\mathbf{u}_c), \quad (105c)$$

jossa integroitavaa erosuuretta muokataan modulaattorin rajoittaessa säätäjän lähtösignaalia. Mikäli saturaatiota ei ole eli  $\mathbf{v}_c = \mathbf{u}_c$ , vastaa säätäjän integroiva osa tilannetta ilman rajoitusta (102b).



$1/(2f_{sw})$ , jotta simuloitu järjestelmä olisi virtasäädön kannalta todellisen verkkosuuntaajan kaltainen. Täten diskreettiaikaista tilahavaitsijaa

$$\hat{\mathbf{x}}(k) = \mathbf{A}^d \hat{\mathbf{x}}(k-1) + \mathbf{B}_c^d \mathbf{u}_c(k) + \mathbf{B}_g^d \mathbf{u}_g(k) + \mathbf{L}[\hat{\mathbf{i}}_c(k) - \hat{\mathbf{i}}_c(k)] \quad (106a)$$

$$\hat{\mathbf{i}}_c(k) = \mathbf{C}_c^d \hat{\mathbf{x}}(k-1) + \mathbf{D}_c^d \mathbf{u}_c(k) + \mathbf{D}_g^d \mathbf{u}_g(k), \quad (106b)$$

missä  $\mathbf{A}^d$ ,  $\mathbf{B}_c^d$ ,  $\mathbf{B}_g^d$ ,  $\mathbf{C}_c^d$ ,  $\mathbf{D}_c^d$  ja  $\mathbf{D}_g^d$  ovat tilaesityksen matriisien ja vektoreiden diskreettiaikaisia vastineita, varten LCL-suodattimen tilaesitys (18) diskretoitiin Tustinin approksimaatiolla. Käytetystä diskretointimenetelmästä johtuen suora-vaikutustermit  $\mathbf{D}_c^d$  ja  $\mathbf{D}_g^d$  on lisätty yhtälöön (106b) erona jatkuva-aikaiseen vastineeseen (86b). Tustinin approksimaatiossa derivaatan approksimaatio z-tasossa on [47]

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}. \quad (107)$$

Tilahavaitsijan vahvistusvektoria  $\mathbf{L}$  ei diskretoida simulointia varten, vaan sen kertoimet pidetään yhtälöiden (89) mukaisina. Lisäksi tilahavaitsijan signaaleista tilasäädössä käytetään ainoastaan kondensaattorin jännitteen ja verkon puoleisen virran estimaatteja  $\hat{\mathbf{u}}_f$  ja  $\hat{\mathbf{i}}_g$ , koska suuntaajan virta on mitattu.

Virtasäädön rakenteena käytetään kuvan 22 tilasäätimen rakennetta ja tilasäätimen kertoimina käytetään yhtälöiden (79) ja (81) kertoimia tilasäätöä käytettäessä ja yhtälöiden (85) ja (61) määrittämiä kertoimia PI-säätöä käytettäessä. Säätimen integraattori diskretoidaan myös Tustinin approksimaation (107) avulla. Virtasäädön lähdössä on vaiheenjohtopiiri (97), joka on niin ikään diskretoitu Tustinin approksimaatiota käyttäen. Vaiheenjohtoa ei ole käytetty simuloinneissa, mikäli sitä ei ole erikseen mainittu.

Virtasäädön tuottamasta jänniteohjeesta  $\mathbf{u}_{c,ref}$  lasketaan sinikolmiovertailuperiaatteella toteutetulle SVPWM-modulaattorille kytkentäsuhteet yhtälöiden (23) ja (22) perusteella, kun jänniteohjeen kulmaa edistetään ensin puolentoista näytevälin viiveen kompensoimiseksi yhtälön (101) mukaan. Kytkentäsuhteiden laskentaa varten avaruusvektorimuotoisesta jänniteohjeesta  $\mathbf{u}_{c,ref}$  siirrytään vaihe-suureisiin. Kytkentäsuhteiden laskennan jälkeen kytkentäsuhteet rajoitetaan välille  $[0, 1]$ , ja rajoitetuista kytkentäsuhteista lasketaan takaisinpäin toteutunut jänniteohje eli suuntaajan lähtöjännite  $\mathbf{u}_c$  tilahavaitsijaa varten yhtälöiden (2) ja (13) perusteella kulman  $\vartheta_g$  viiveenkompensointi (100) huomioiden.

Simulointimallissa on otettu huomioon todellisen järjestelmän viiveitä lisäämällä yhden näytevälin mittainen viive  $T_s$  kytkentäsuhteiden laskennan ja sinikolmiovertailun väliin. Näin ollen modulaattorissa tulevan puolen näytevälin viiveen lisäksi avoimen järjestelmän kokonaisviiveeksi tulee  $\frac{3T_s}{2}$ . Tilahavaitsijaa varten laskettua suuntaajan jännitettä  $\mathbf{u}_c$  on niin ikään viivästetty puolitoista näyteväliä, jotta kaikki havaitsijalle menevät signaalit olisivat samalta ajanhetkeltä.

## 5.2 Esimerkkisimulaatio

Tässä työssä esitettyä tilasäätimellä toteutettua virtasäätöä testattiin simuloimalla verkon, suuntaajan ja LCL-suodattimen parametrien ollessa taulukossa 1 esitetyt.

Taulukko 1: Simulointiparametrit

Parametri	Arvo
$u_g$	$\sqrt{2} \cdot 230 \text{ V}$
$\omega_g$	$2\pi \cdot 50 \text{ rad/s}$
$L_{fc}$	2,94 mH
$L_{fg}$	1,96 mH
$C_f$	10 $\mu\text{F}$
$f_{sw}$	8 kHz
$U_{dc}$	1000 V

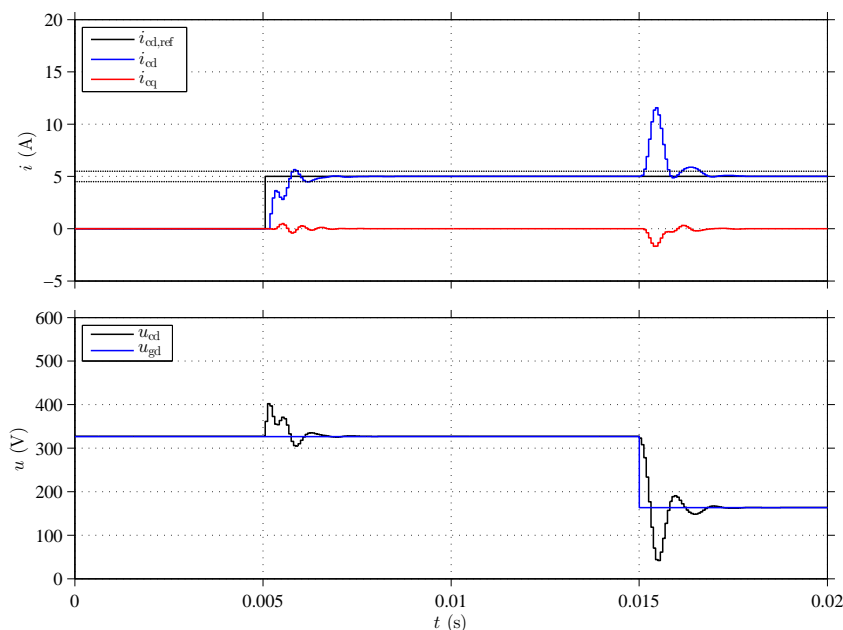
Säädetylle järjestelmälle tehtiin askelkoe, jossa suuntaajan virran d-suunnan ohjearvo  $i_{cd,ref}$  muuttui nollassa arvoon 5 A ajanhetkellä 5 ms ja q-suunnan virtaohje  $i_{cq,ref}$  pidettiin nollassa. Verkkohäiriönsietokykyä testattiin pienentämällä verkkojännite askelmaisesti arvoon  $u_g/2$  ajanhetkellä 15 ms. Virtasäädön dynamiikan suuruusluokan havainnollistamiseksi kokonaissimulointiajaksi valittiin verkkojakson aika 20 ms. Lisäksi simulointimallissa tasajännitevälipiirin jännitteelle valittiin tarpeeksi korkea arvo, jotta modulaattori toimii lineaarisella alueella koko simuloinnin ajan ja säätäjän integraalitermin kertymistä ei tarvitse rajoittaa.

Virtasäädön viritys tehtiin tilasäätönä (79) valitsemalla suljetun järjestelmän kaistanleveydeksi 500 Hz eli  $\omega_1 = 2\pi \cdot 500 \text{ rad/s}$  dominoivan napaparin vaimennussuhteen ollessa  $\zeta_1 = 1$ . LCL-suodattimen resonoivia napoja vaimennettiin vaimennussuhteella  $\zeta_2 = 0,1$  ja siirrettiin hieman pienemmälle taajuudelle  $\omega_2 = 0,9 \cdot \omega_p$ , sillä avoimen järjestelmän resonoivan napaparin siirtäminen pienemmälle taajuudelle tuo kohdan 4.5.1 viiveanalyysin perusteella lisää vaihevaraa järjestelmään. Dominoivan dynamiikan kaksoisnapa kumottiin yhtälön (81) mukaan resonoivan napaparin siirto huomioiden. Virtasäädön kaistanleveyden valinnalla tavoitellaan virran nousuaikaa  $t_r = \ln 9 / (2\pi \cdot 500 \text{ Hz}) = 0,7 \text{ ms}$ , joka on vertailukelpoinen useiden kirjallisuudessa [10], [26], [39], ja [44] esitettyjen virtasäätömenetelmien kanssa.

Tilahavaitsijan navat  $(s + a)(s^2 + bs + c)$  sijoitettiin vahvistusvektorin kertoimien (89) määrittämiseksi siten, että havaitsijan dominoivan dynamiikan määräävä toisen kertaluvun napa sijoitettiin kaksi kertaa virtasäädön kaistanleveyttä nopeammaksi  $c = (2\omega_1)^2$  ja sen vaimennussuhde asetettiin arvoon 0,7, jolloin  $b = 2 \cdot 0,7 \cdot 2\omega_1$ . Jäljelle jäävä yksinkertainen napa sijoitettiin korkeammalle kul-

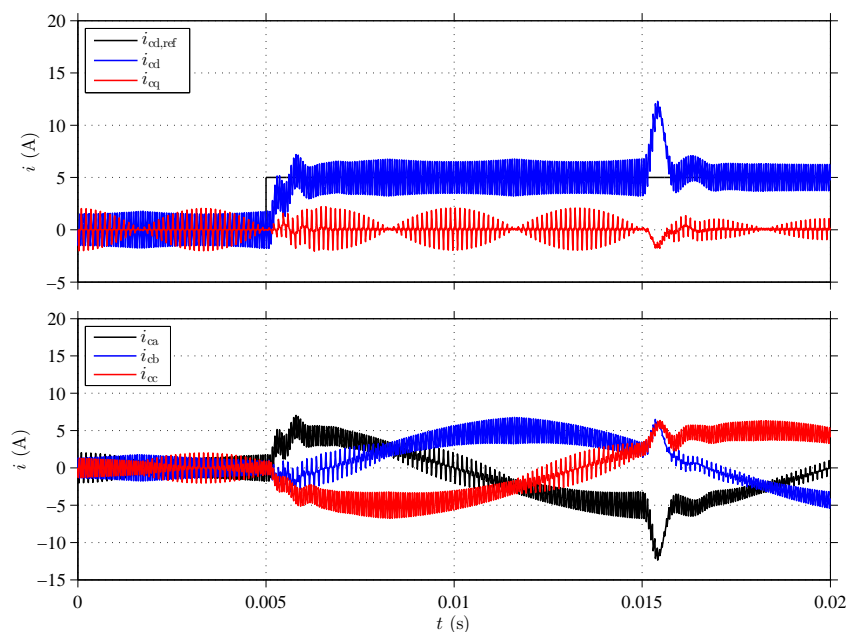
mataajuudelle  $a = 3\omega_1$ .

Virtasäädön näkökulmasta suuntaajan oleellisimpien suureiden käyttäytyminen simulointijakson aikana on esitetty kuvissa 26...29. Kuvassa 26 on esitetty virran  $i_c$  d- ja q-komponentit, d-suunnan virtaohje sekä suuntaajan lähtöjännitteen ja verkkojännitteen d-suuntaiset komponentit näytteistettynä näytevälillä  $T_s = 1/(2f_{sw})$ . Näytteistetyt virrat ja jännitteet vastaavat säätäjän näkemiä suureita. Simuloinnin tuloksena suuntaajan virran 10 prosentin asettumisajaksi saatiin askelohjeelle 1,25 ms ja verkkohäiriölle 1,63 ms.



Kuva 26: Simuloitu virran askelvaste ja verkkohäiriön vaikutus. Kuvassa suuntaajan virran komponentit  $i_{cd}$  ja  $i_{cq}$ , d-suunnan virtaohje  $i_{cd,ref}$  sekä suuntaajan lähtöjännitteen ja verkkojännitteen d-suuntaiset komponentit  $u_{cd}$  ja  $u_{gd}$  näytteistettynä näytevälillä  $T_s = 1/(2f_{sw})$ . Kymmenen prosentin asettumisaikaa kuvaavat rajat on piirretty pisteiviivoina.

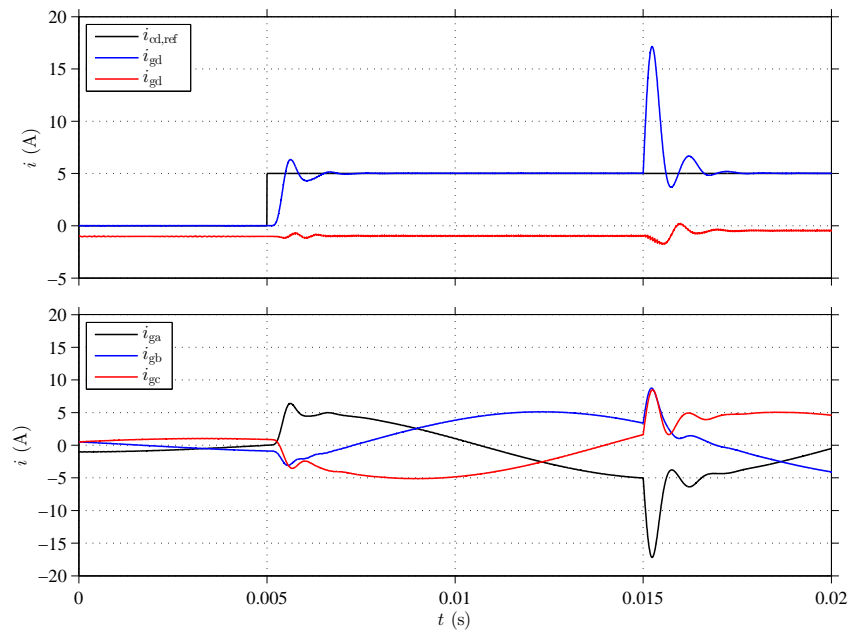
Kuvassa 27 on vertailun vuoksi esitetty näytteistämättömät jatkuva-aikaiset suuntaajan virrat dq-koordinaatistossa ja vaihesuureina. Vertailemalla näytteistettyjä ja jatkuva-aikaisia suuntaajan virtoja voidaan havaita tahdistetun näytteistetyksen keskiarvoistava vaikutus. Lisäksi kuvan 27 vaihevirroista nähdään virtasäädön olevan suuruusluokaltaan paljon verkkojaksoa nopeampi. LCL-suodattimen resonoiva luonne näkyy vaimenevana värähtelynä askelovasteessa.



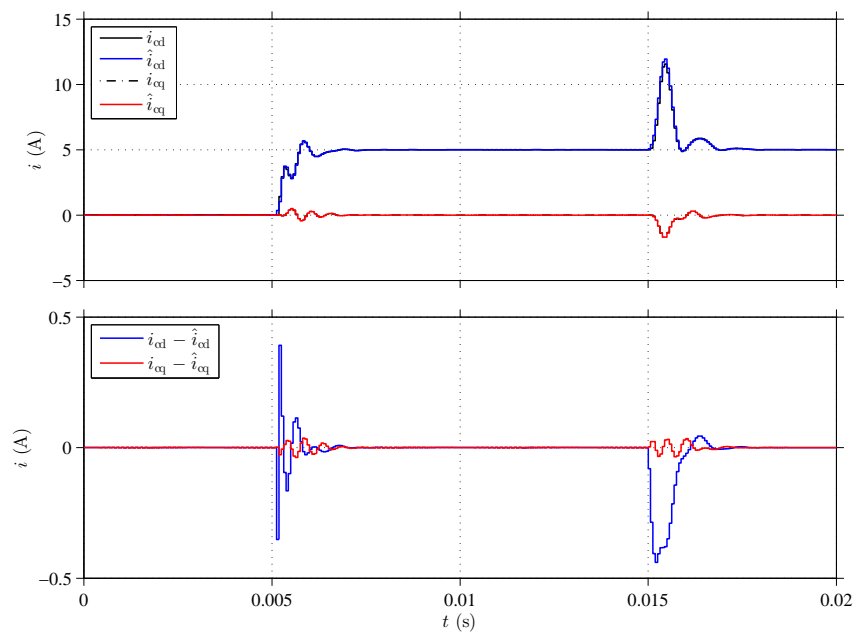
Kuva 27: Suuntaajan jatkuva-aikaiset virrat dq-koordinaatistossa ja vaihesuureina simuloidun askelkokeen ja verkkohäiriön aikana.

LCL-suodattimen suodatuskyky ilmenee kuvasta 28, jossa on esitetty verkkovirran  $i_g$  d- ja q-suuntaiset komponentit sekä vaihevirratt jatkuva-aikaisena simulointijakson ajalta. Kuvasta voidaan havaita myös verkkohäiriön aiheuttavan suuremman virtapiikin LCL-suodattimen verkon puoleisessa virrassa. Toisaalta virran askelmainen muutos on myös suodattunut siistimmäksi. Lisäksi kuvasta 28 voidaan nähdä LCL-suodattimen kuluttaman loistehon vaikutus suodattimen verkonpuoleiseen q-suuntaiseen virtaan, joka poikkeaa nollaohjearvoa seuraavasta suuntaajan puoleisen virran q-komponentin arvosta.

Kuvassa 29 on havainnollistettu tilahavaitsijan tuottaman estimoidun suuntaajan virran  $\hat{i}_c$  ja mitatun virran  $i_c$  käyttäytymistä simulointijakson aikana. Kuvassa on myös esitetty suuntaajan virran estimointivirhe d- ja q-suunnassa. Referenssin askelmaisen muutoksen ja kuormahäiriön aikana d-suunnan estimointivirhe on suurimmillaankin alle kymmenen prosenttia suuntaajan virran ohjearvosta.



Kuva 28: Verkon jatkuva-aikaiset virrat dq-koordinaatistossa ja vaihesuureina simuloitun askelkokeen ja verkkohäiriön aikana.



Kuva 29: Todellinen ja estimoitu suuntaajan virta sekä estimointivirhe d- ja q-suunnassa.

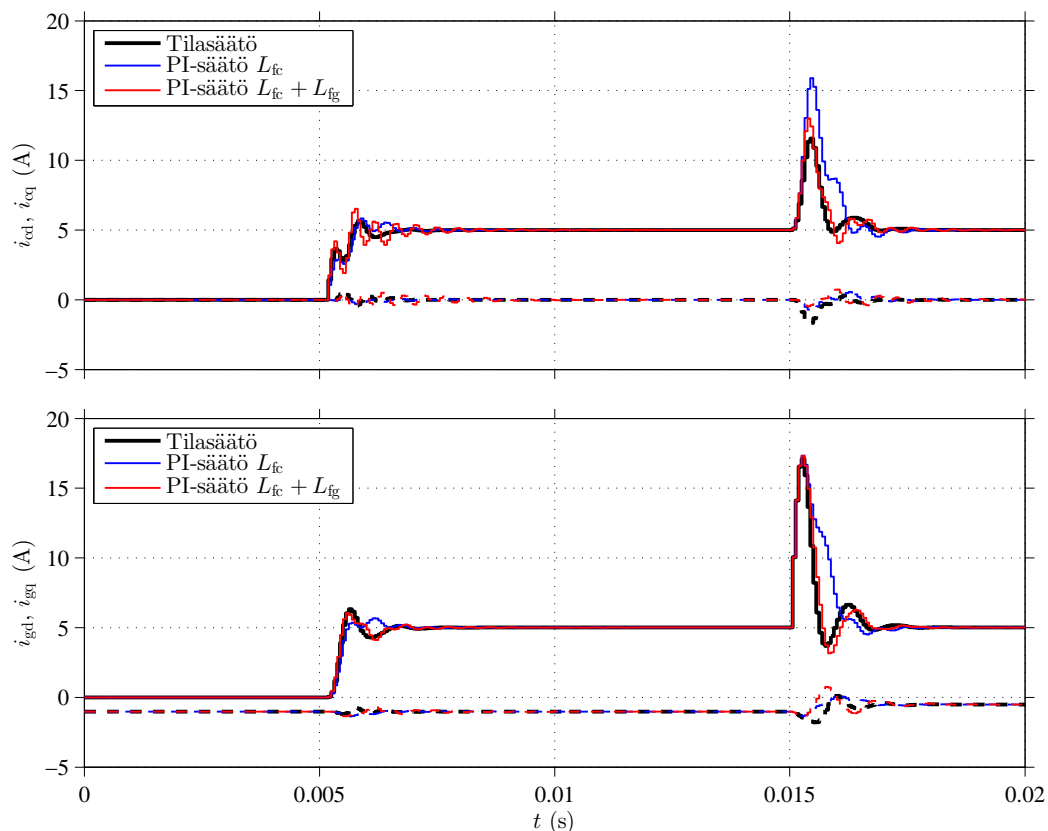
### 5.3 Tulokset

Edellisen simulointiesimerkin perusteella virtasäädön toteuttaminen tilasäätönä mahdollistaa LCL-suodattimen resonanssin vaimentamisen hallitusti sekä ohjearvon että verkkojännitteen askelmaisen muutoksen aikana. Tilasäätö on kuitenkin PI-säätöä hieman monimutkaisempi rakenteeltaan, joten seuraavassa pyritään vertailemaan tilasäätöä ja PI-säätöä sekä tuomaan esiin esitetyn tilasäätöratkaisun etuja PI-säätöön verrattuna suorituskyvynäkökulmasta tarkasteltuna. Suuntaajan anturoinnin kannalta suuntaajan puolen virran  $i_c$  takaisinkytkentä on houkuttelevin vaihtoehto, joten otetaan se molempien menetelmien lähtökohdaksi. PI-säätömenetelmäksi valittiin suuntaajan virtaa takaisinkytkentänä käytävä kuvassa 18 esitetty menetelmä, jossa kuormahäiriön kompensointi on tehty aktiivisen vaimennustermin  $R_a$  avulla ilman jännitemyötäkytkentää verkkojännitteestä. Aktiivinen vaimennustermi  $R_a$  vastaa virtuaalikomponentin avulla toteutettua LCL-suodattimen sarjaresonanssin aktiivista vaimennusta.

#### KytKentätaajuus 8 kHz

Tilasäätöä ja PI-säätöä verrattiin ensin 8 kHz kytKentätaajuudella virtasäädön kaistanleveyden ollessa 500 Hz. Tilasäädön viritys sekä simulointijärjestely on kohdan 5.2 simulointiesimerkin mukainen. PI-säätö on viritetty yhtälön (61) mukaan molempien yksinkertaistettujen mallien (47) ja (48) perusteella, jolloin yhtälössä (61)  $L_t = L_{fc} + L_{fg}$  mallille (47) ja  $L_t = L_{fc}$  mallille (48). PI-säädön ja sisäisen silmukan kaistanleveydet  $\alpha_c$  ja  $\alpha_i$  on asetettu yhtä suuriksi  $\alpha_c = \alpha_i = 2\pi \cdot 500$  Hz.

Simulointitulokset kytKentätaajuudella 8 kHz on esitetty kuvassa 30, jossa on kuvattu tilasäädetyt ja PI-säädetyt järjestelmän käyttäytyminen askelmaisen ohjearvon muutoksen ja verkkohäiriön tapauksessa. Kuvasta voidaan havaita, että sekä PI-säädetty että tilasäädetty järjestelmä seuraavat hyvin askelmaista virtaohjetta ja kaikki säätäjät poistavat ristikytKennän d- ja q-suunnan väliltä. Verkkohäiriön aikana tilasäätö pystyy palauttamaan virran ohjearvoonsa nopeimmin ja pienimmällä ylityksellä, kun taas induktanssin  $L_t = L_{fc}$  perusteella viritetty PI-säätö toimii hitaimmin. Kuvan 30 vasteista voidaan myös havaita valitun tilasäädön virituksen resonanssitaajuutta siirtävä vaikutus. Värähtely esimerkiksi summaindukanssin avulla viritetyn PI-säädön tapauksessa on korkeampitaajuisia.



Kuva 30: Virtäsäätömenetelmien vertailua, kun kytkentätaajuus on 8 kHz ja kaistanleveys on 500 Hz. Suuntaajan virran d- ja q-komponentit ovat ylemmässä kuvassa ja verkon virran vastaavat komponentit alemmassa kuvassa. Q-suuntaiset komponentit on esitetty katkoviivalla.

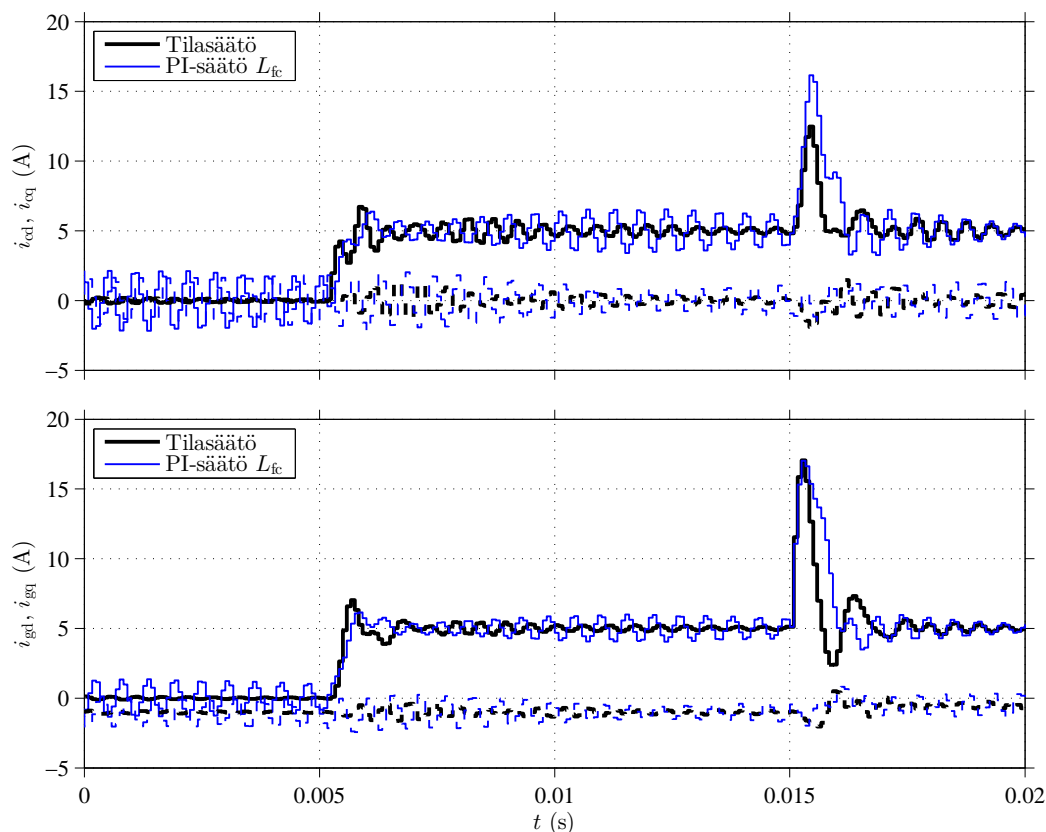
### KytKentätaajuus 6 kHz

KytKentätaajuuden ollessa 8 kHz näytteistykseen näyteväli on  $T_s = 1/(2f_{sw}) = 62,5 \mu s$  ja viivekulmataajuus  $\omega_d = 2\pi/T_d \approx 67000 \text{ rad/s}$  viiveen ollessa  $3T_s/2$ . Tällä viivekulmataajuudella avoimen silmukan vaihevaraksi yksikkösäätimellä saadaan yhtälön (96) perustella noin 40 astetta.

Mikäli kytkentätaajuutta lasketaan, myös viivekulmataajuus pienenee eli järjestelmän viive kasvaa ja avoimen silmukan vaihevara resonanssitaajuuden ympäristössä supistuu. Kytkentätaajuuden ollessa 6 kHz saadaan viivekulmataajuudeksi noin 50300 rad/s ja avoimen silmukan vaihevaraksi yksikkösäätimellä yhtälön (96) perusteella noin 24,0 astetta. Mikäli resonanssitaajuus on siirtynyt taajuudelle  $0,9\omega_p$ , voidaan avoimen silmukan vaihevaraksi arvioida yhtälöä (96) soveltaen noin 30,6 astetta.

Yksikkösäätimen avulla laskettu vaihevara ei vastaa kuitenkaan todellista avoimen silmukan vaihevaraa, sillä säätäjä vaikuttaa sekä vaiheeseen että vahvistuk-

seen. Tämä voidaan havaita kuvasta 31, jossa on esitetty simuloidut askelvasteet tilasäädetyin ja PI-säädetyin järjestelmän tapauksessa kytkentätaajuuden ollessa 6 kHz ja virtasäädön kaistanleveyden ollessa 500 Hz. Säätimien viritys on tehty kuten edellä. Erona kuvan 30 tilanteeseen summainduktanssin perusteella viritetty PI-säätö jätettiin kuvasta 31 pois, koska järjestelmä ei pysynyt kyseisellä säätimellä stabiilina.



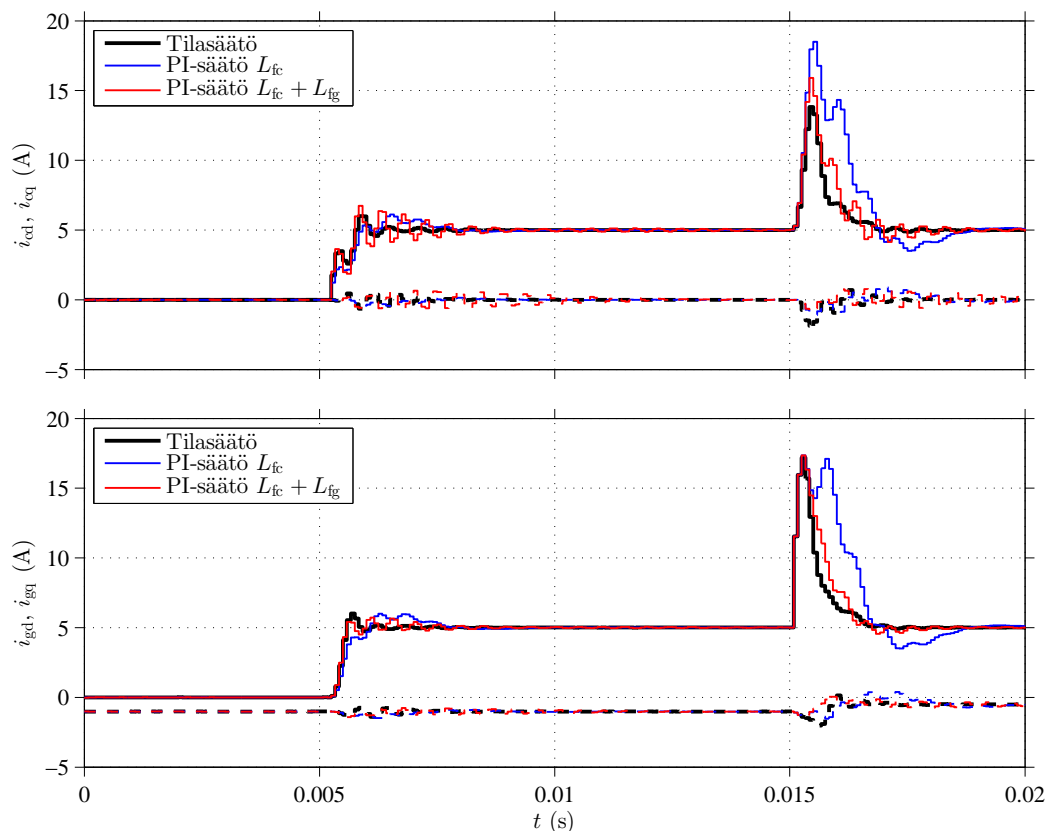
Kuva 31: Virtäsäätömenetelmien vertailua, kun kytkentätaajuus on 6 kHz ja kaistanleveys on 500 Hz. Suuntaajan virran d- ja q-komponentit ovat ylemmässä kuvassa ja verkon virran vastaavat komponentit alemmassa kuvassa. Q-suuntaiset komponentit on esitetty katkoviivalla. PI-säädetyin järjestelmän värähtely välillä [0, 5] ms, johtuu simuloinnin alkutransientista. Kyseinen värähtely on vaimenevaa.

Kuvan 31 perusteella voidaan havaita tilasäädön vapausasteiden merkitys. Kun avoimen järjestelmän sarjaresonanssia edustava napapari on tilasäädössä siirretty pienemmälle taajuudelle, kuitenkin niin, että ehto (8) toteutuu, saadaan viiveelliseen järjestelmään lisää vaihevaraa resonanssitaajuudelle. Tilannetta voidaan edelleen parantaa, mikäli viiveen aiheuttamaa negatiivista vaiheenkääntöä kompensoidaan yhtälön (97) mukaisella vaiheenjohtopiirillä.

Vaiheenjohdon vaikutuksen tutkimiseksi lisätään säätäjän lähtöön vaiheenjohto-

piiri (97), joka on viritetty tuottamaan maksimivaiheenkäntö  $\phi_m$  resonanssitaajuudelle  $\omega_p$  ja äärettömän taajuuden vahvistus on asetettu ykköseksi valinnalla  $A_L = 1/k_L$ . Vertailun pitämiseksi tasapuolisena eri säätömenetelmien välillä tuotetaan vaihejohtopiirillä vaiheenkäntöä PI-säädön tapauksessa  $\phi_m = 16$  astetta ja tilasäädölle  $\phi_m = 9,4$  astetta, jotta avoimen silmukan vaihevara yksikkösäätimellä molemmille tapauksille olisi noin 40 astetta resonanssitaajuudella  $\omega_p$ . Tilasäädön tapauksessa tarvitaan pienempi vaiheenkäynnön maksimiarvo, koska säätäjä siirtää resonoivan napaparin pienemmälle taajuudelle  $0,9\omega_p$ , jolla viiveen vaikutus on pienempi. 40 asteen avoimen silmukan vaihevara valittiin vertailukohdaksi, koska kyseinen vaihevara vastaa 8 kHz kytkentätaajuudella tehtyjä simuloituja.

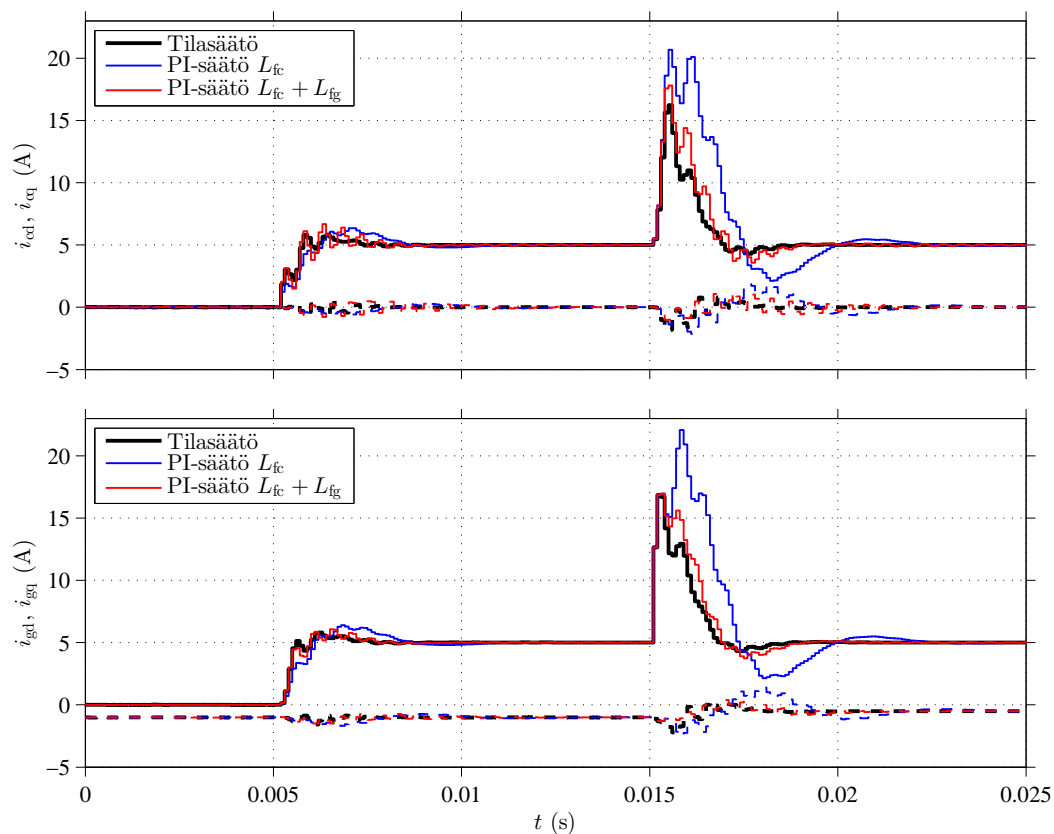
Vaihejohtopiirillä varustettua tilasäätöä ja PI-säätöä simuloitiin säätimien viritysparametrien ollessa samat kuin edellä. Simulointitulokset on esitetty kuvassa 32. Verrattuna kuvan 31 tilanteeseen vaihejohtopiiri tekee järjestelmästä stabiilin myös summainduktanssin avulla viritetyn PI-säädön tapauksessa. Lisäksi vaihevaran kasvattaminen vaihejohtopiirin avulla näkyy selvästi resonanssitaajuuden värähtelyn nopeampana vaimenemisena tilasäädetyin ja induktanssin  $L_{fc}$  perusteella viritetyn PI-säädön tapauksessa. Askelmaisen verkkohäiriön vaikutus on sen sijaan suurempi, kun vaihejohtopiiri on lisätty. Erityisesti PI-säätö tarvitsee tilasäätöä enemmän vaihejohtoa, joten häiriönsietokyky varsinkin induktanssin  $L_{fc}$  avulla viritetyn PI-säädön tapauksessa on selvästi heikentynyt verrattuna kuvan 30 tilanteeseen, jossa vaihejohtoa ei tarvittu korkeamman kytkentätaajuuden eli pienemmän viiveen takia.



Kuva 32: Virtäsäätömenetelmien vertailua, kun kytkentätaajuus on 6 kHz ja kaistanleveys on 500 Hz. Järjestelmän viivettä on kompensoitu vaiheenjohtopiirin avulla  $\phi_m = 9,4^\circ$  tilasäädölle ja  $\phi_m = 16^\circ$  PI-säädölle. Suuntaajan virran d- ja q-komponentit ovat ylemmässä kuvassa ja verkon virran vastaavat komponentit alemmassa kuvassa. Q-suuntaiset komponentit on esitetty katkoviivalla.

### KytKentätaajuus 5 kHz ja 4 kHz

Mikäli kytkentätaajuutta lasketaan vielä entisestään, on viiveen vaikutus yhä suurempi. Esimerkiksi 5 kHz kytkentätaajuudella viive on supistanut avoimen silmukan vaihevaran yksikkösäätimellä yhtälön (96) perusteella 10,8 asteeseen resonanssitaajuudella  $\omega_p$  ja 18,7 asteeseen taajuudella  $0,9\omega_p$ . Jos avoimelle silmukalle tavoitellaan 40 asteen vaihevaraa yksikkösäätimellä, on vaiheenjohtoa lisättävä niin, että  $\phi_m = 29,2^\circ$  PI-säädölle ja  $\phi_m = 21,3^\circ$  tilasäädölle. Virtäsäätömenetelmien toimivuutta edellä mainitulla vaiheenkäynnöllä tutkittiin simuloimalla virtäsäädön parametrien ollessa samat kuin edellä. Simuloidut askelvasteet on esitetty kuvassa 33.



Kuva 33: Virtäsäätömenetelmien vertailua, kun kytkentätaajuus on 5 kHz ja kaistanleveys 500 Hz. Järjestelmän viivettä on kompensoitu vaiheenjohtopiirin avulla  $\phi_m = 21,3^\circ$  tilasäädölle ja  $\phi_m = 29,2^\circ$  PI-säädölle. Suuntaajan virran d- ja q-komponentit ovat ylemmässä kuvassa ja verkon virran vastaavat komponentit alemmassa kuvassa. Q-suuntaiset komponentit on esitetty katkoviivalla.

Mikäli kuvan 33 vasteita vertaa kuvan 32 vasteisiin voidaan selkeästi nähdä kasvavan vaiheenjohdon heikentävän kuormahäiriönsietokykyä. Myös askelmaisen ohjeen seurantaan tulee pientä ylitystä. Ohjearvon ylitys selittyy sillä, että vertailtujen säätäjien virityksessä ei huomioitu vaiheenjohtopiiriä. Kasvava vaiheenjohto  $\phi_m$  kasvattaa napanollasuhteen  $k_L$  arvoa, mikä pienentää vahvistusta  $A_L$  pienillä taajuuksilla, jonne säätäjällä tavoiteltu suljetun järjestelmän dominoiva dynamiikka asettuu. Vaiheenjohtopiirin mukaantulo vaikeuttaa säätäjän tehtävää, mikä olisi hyvä ottaa huomioon säätäjää viritettäessä. Työssä esitetyn tilasäädön viritys huomioiden vaiheenjohtopiirin vaikutus jo viritysvaiheessa soveltuikin hyvin virtäsäädön jatkotutkimusaiheeksi.

KytKentätaajuutta voitaisiin edelleen pienentää esimerkiksi arvoon  $f_{sw} = 4$  kHz, jolloin viiveen vaikutus olisi vielä suurempi ja vaiheenjohtoa tarvittaisiin enemmän. KytKentätaajuudella 4 kHz diskretoinnille ominainen Nyquistin taajuus, niin ikään 4 kHz, alkaa kuitenkin lähestyä edellä viritettyä tilahavaintajan kor-

keimman navan taajuutta, joka on  $3 \cdot 500$  Hz. Tällöin diskretoinnin vaikutus alkaa olla tilahavaintajan kannalta merkittävä ja jatkuva-aikainen havaintajan viritys ei tuota estimointivirheelle täysin haluttua dynamiikkaa. Mikäli tilahavaintajan napa siirretään pienemmälle taajuudelle verrattuna Nyquistin taajuuteen niin, että tilanne vastaa edellä esitettyjä 5 kHz:llä tehtyjä simuloiteja diskretoinnin näkökulmasta, havaintajan korkein napa sijoittuu tällöin taajuudelle  $3 \cdot 400$  Hz ja dominoiva napapari taajuudelle  $2 \cdot 400$  Hz.

Edellä mainitulla matalampitaajuisella havaintajan virityksellä saatiin simuloimalla myös 4 kHz taajuudella, vaiheenjohdon ollessa riittävä, kuvan 33 kaltaiset tulokset. Kuormahäiriönsietokyky oli toki tällöin edelleen heikentynyt ja ohjearvon seurantaan tuli enemmän ylitystä kasvavan vaiheenjohdon takia. Tässä työssä diskretoinnin vaikutusten tutkiminen jäi työn rajauksen ulkopuolelle, mutta diskretoinnin tuomat rajoitteet oleellisena osana jatkuva-aikaisen säätösuunnittelun toteuttamista on hyvä huomioida. Diskretoinnin vaikutus ja sen asettamat rajat sekä tilasäädölle että tilahavaintajalle jätetään tässä jatkotutkimuskysymykseksi.

## Parametriherkkyys

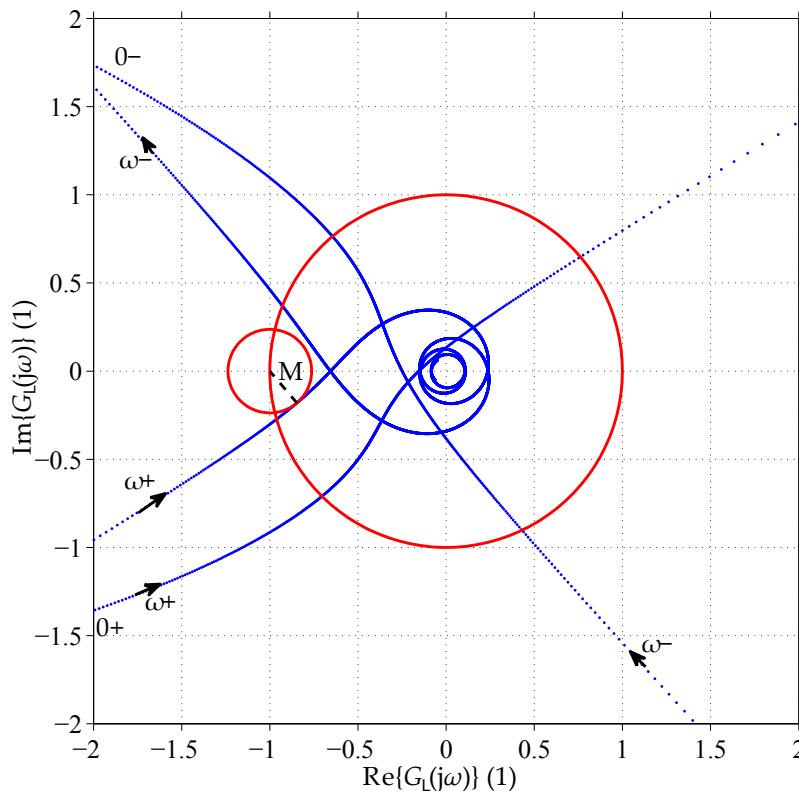
Tässä työssä esitetyn ja edellä simuloidun tilasäätöratkaisun herkkyyttä parametrien vaihtelulle tutkittiin Nyquistin diagrammin ja Nyquistin stabiilisuuskriteerin avulla. Tätä varten muodostettiin silmukkavahvistuksen  $G_L(s)$  (loop gain) siirtofunktio tilasäädetyistä järjestelmästä ilman tilahavaintajaa

$$G_L(s) = G_1(s)G_d(s) \left[ \mathbf{k}_1 Y_{11}(s + j\omega_g) + \mathbf{k}_2 G_2(s + j\omega_g) + \mathbf{k}_3 Y_{21}(s + j\omega_g) - \frac{\mathbf{k}_i}{s} Y_{11}(s + j\omega_g) \right], \quad (108)$$

missä on käytetty siirtofunktioiden (6), (7), (9), (91) ja (97) yhtälöitä.

Nyquistin diagrammista vaihevara PM saadaan pisteestä, jossa vahvistuskäyrä leikkaa yksikköympyrän [52]. Jos leikkauspisteitä on useampi, valitaan niistä pienimmän vaihevaran antava leikkauspiste [52]. Vaihevara ei kuitenkaan ole paras indikaattori monimutkaisten järjestelmien stabiiliuden tutkimiseksi, sillä se voi olla suuri vaikka etäisyys pisteeseen  $-1 + j0$  on pieni. Vaihevaraa paremmin järjestelmän herkkyyttä epästabiiliudelle kuvaa etäisyys kriittisestä pisteestä  $-1 + j0$  (modulus margin) [52]. Merkitään tässä etäisyyttä kriittisestä pisteestä symbolilla  $M$ .

Koska silmukkavahvistuksen  $G_L(s)$  kaikki navat ovat vasemmassa puolitasossa, on suljettu järjestelmä Nyquistin kriteerin mukaan stabiili, mikäli Nyquistin diagrammi ei kierrä pistettä  $-1 + j0$  [52]. Kuvassa 34 on esitetty Nyquistin diagrammi silmukkavahvistukselle, kun käytössä on kuvan 33 tuloksia vastaava tilasäädin ( $f_{sw} = 5$  kHz,  $\omega_1 = 2 \cdot 500$  Hz ja  $\phi_m = 21,3^\circ$ ).

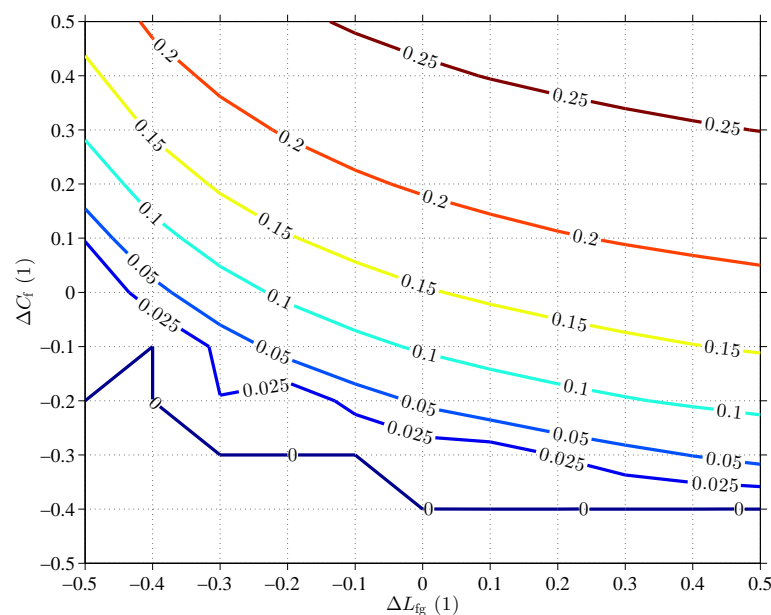


Kuva 34: Silmukkavahvistuksen  $G_L(s)$  Nyquistin diagrammi, kun kytkentätaajuus on 5 kHz ja virtasäädön kaistanleveys on 500 Hz. Järjestelmän viivettä on kompensoitu vaiheenjohtopiiriin avulla  $\phi_m = 21,3^\circ$ . Lyhin etäisyys  $M$  pisteeseen  $(-1, 0)$  on  $M \approx 0,24$ . Laskuteknisistä syistä käyrä on piirretty taajuusalueella  $[-10^5, 10^5]$  rad/s.

Kuvassa 34  $\omega+$  kuvaa käyrän kulkua positiivisten taajuuksien kasvusuunnassa ja  $\omega-$  negatiivisten taajuuksien kasvusuunnassa eli lähestyttäessä nollataajuutta negatiiviselta puolelta  $0-$ . Merkinällä  $0+$  kuvataan nollataajuuden positiiviselta puolelta alkavaa käyrää. LCL-suodattimen resonanssitaajuudet positiivisella ja negatiivisella taajuudella muodostavat asymptootit kuvaan nähden kulmittain, ja lähimpänä kriittistä pistettä  $-1 + j0$  käyrä onkin juuri resonanssitaajuuksien lähillä. Huomattakoon vielä, että kuvan 34 Nyquistin käyrä ei ole symmetrinen positiivisilla ja negatiivisilla taajuuksilla reaaliakselin suhteen johtuen koordinaatiston muunnoksesta ( $s \rightarrow s + j\omega_g$ ).

Säädön kannalta pahin tilanne saavutetaan, kun LCL-suodattimen sarjaresonanssitaajuus kasvaa suuremmaksi, jolloin viivekulmataajuuden ja resonanssitaajuuden välinen suhde pienenee. Resonanssitaajuus taas kasvaa, kun LCL-suodattimen parametrit pienenevät (8). LCL-suodattimen parametreista induktanssi  $L_{fc}$  on todennäköisesti parhaiten tunnettu, joten oletetaan sille  $\pm 10\%$  parametrivirhe. Induktanssi  $L_{fg}$  voi vaihdella suurestikin riippuen verkon induktanssista ja kondensaattorin kapasitanssin  $C_f$  vaihteluväli voi tyypillisesti myös olla suuri.

Järjestelmän stabiiliutta säädön kannalta pahimmassa tapauksessa tutkittiin laskeamalla etäisyys  $M$  silmukkavahvistuksesta  $G_L(j\omega)$  LCL-suodattimen parametrien vaihdeltaessa. Pahimmaksi tapaukseksi arvioitiin tilanne, jossa viivettä on eniten, eli aikaisemmin simuloituista tapauksista 5 kHz kytkentätaajuudella. Lisäksi pahimmassa tapauksessa suodattimen induktanssin  $L_{fc}$  arvioitiin olevan 10 prosenttia nimellistä säädön virityksessä käytettyä induktanssia pienempi. Kuvassa 35 on esitetty etäisyys  $M$  kriittisestä pisteestä LCL-suodattimen parametriverheen funktiona, kun verkon puoleisen induktanssin sekä kondensaattorin muutokset  $\Delta L_{fg}$  ja  $\Delta C_f$  ovat välillä  $[-0,5; 0,5]$ . Muutokset ovat suhteessa LCL-suodattimen nimellisiin parametreihin ja muutosta kasvatettiin 0,1 välein kuvan hahmottelemiseksi. Virtasäätö oli analyysissä viritettyä suodattimen nimellisten parametrien mukaan.

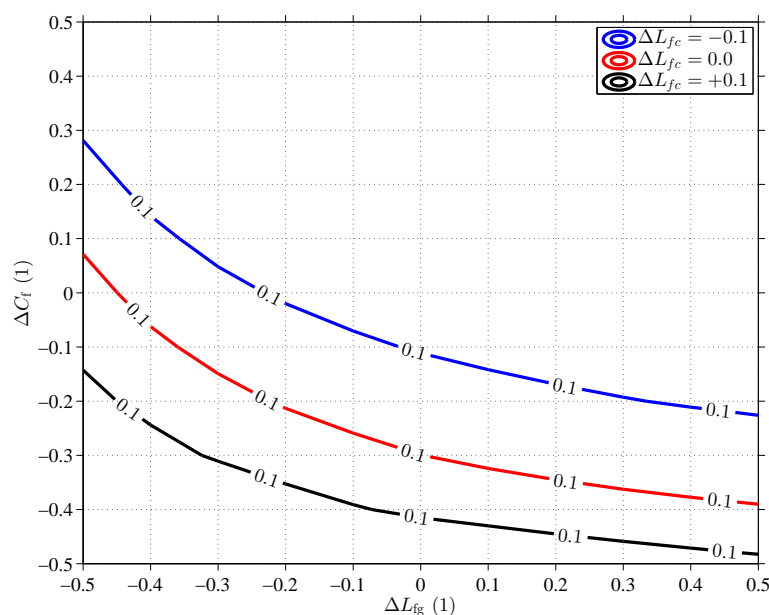


Kuva 35: Etäisyys  $M$  kriittiseen pisteeseen  $-1 + j0$ , kun  $L_{fc}$  on 10 prosenttia nimellistä pienempi. Säätö on viritetty LCL-suodattimen nimellisten parametrien mukaan.

Kuvan 35 tasa-arvokäyrästä nollakäyrä  $M = 0$  kuvaa jatkuva-aikaisen järjestelmän teoreettista stabiilisuusrajaa, kun tilahavaitsija jätettiin huomiotta. Todellisuudessa tilahavaitsija vaikuttaa kuitenkin silmukkavahvistukseen  $G_L(s)$  kuten myös jatkuva-aikaisen säädön diskretointi. Käytännön stabiilisuusrajana voidaanankin pitää esimerkiksi etäisyyttä  $M = 0,1$  tai jopa etäisyyttä  $M = 0,15$  kriittisestä pisteestä.

Kuvan 35 tasa-arvokäyrän  $M = 0,1$  ympäristöä tarkasteltiin myös aikatason simuloineilla kohdassa 5.1 esitetyn simulointimallin avulla säätimen ja prosessin parametrien ollessa edellä esitettyä analyysiä vastaavat ( $f_{sw} = 5$  kHz,  $\omega_1 = 2 \cdot 500$  Hz ja  $\phi_m = 21,3^\circ$ ). Säädetyin järjestelmän simuloimalla saatu stabiilisuusraja vas-

tasi likimain tasa-arvokäyrää  $M = 0,1$  edustavia parametrivirheen arvoja, mikä tukee edellä esitetyn Nyquistin stabiilisuuskriteerin pohjautuvan analyysin arviota käytännön stabiilisuusrajasta.



Kuva 36: Etäisyys  $M = 0,1$  kriittiseen pisteeseen  $-1 + j0$ , kun induktanssin  $L_{fc}$  muutos  $\Delta L_{fc}$  on välillä  $[-0,1; 0,1]$ . Sääto on viritetty LCL-suodattimen nimellisten parametrien mukaan.

Kuvaan 36 on vielä hahmoteltu etäisyyttä  $M = 0,1$  kuvaavan tasa-arvokäyrän kulku, kun induktanssin  $L_{fc}$  muutos  $\Delta L_{fc}$  on välillä  $[-0,1; 0,1]$ . Kuva osoittaa pahimman tapauksen olevan juuri negatiivisella muutoksella  $\Delta L_{fc} = -0,1$ . Kuvas-  
ta voidaan myös lukea arvio käytännön stabiilisuusrajalle  $M = 0,1$  muutoksen  $\Delta L_{fc}$  arvoilla 0 ja 0,1. Tämä on kuitenkin karkea arvio, sillä todellinen järjestelmä ja sen silmukkavahvistus  $G_L(s)$  on paljon yksinkertaistusta (108) monimutkaisempi. Edellä esitetty analyttinen menetelmä parametriherkkyyden vaikutusten tarkasteluun on suuntaa antava, mutta on paljon aikata-  
son simuloiteja informatiivisempi. Tarkempi analyysi esitetyn tilasäätöratkaisun parametriherkkyyden määrittämiseksi on mahdollista, mikäli tilahavaitsija ja diskretoinnin vaikutus otetaan huomioon silmukkavahvistuksen lausekkeessa. Jätetään se tässä kuitenkin jatkotutkimuskysymykseksi.

## 6 Yhteenveto

Tässä työssä tutkittiin LCL-verkkosuodattimella varustetun verkkosuuntaajan virtasäätöä sekä luotiin katsaus verkkosuuntaajan ohjaukseen yleisemmällä tasolla. Tarkastelun kohteena oli kolmivaiheinen, jännitevälipiirillinen ja kaksitasoinen verkkosuuntaajatopologia. Aluksi LCL-suodattimella varustetulle verkkosuuntaajalle rakennettiin jatkuva-aikainen kytkentäjakson yli keskiarvoistettu malli mahdollistaen mallipohjaisen verkkosuuntaajan ohjauksen sekä virtasäädön tutkimisen. Verkkosuuntaajan ohjauksen kokonaiskuvan hahmottamiseksi työssä sivuttiin yleisten ohjausmenetelmien lisäksi myös tasajännitteen säätöä, modulointia sekä verkkoontahdistusta. Työn varsinainen painopiste oli virtasäädössä. Virtasäädön suunnittelu ja analysointi tehtiin jatkuva-aikaisena, minkä ansiosta kytkös fysikaalisiin ilmiöihin säilyi säädön suunnittelussa. Virtasäätömenetelmistä kirjallisuuden avulla tutkittiin PI-säätöä ja sen johdannaisia, joissa LCL-suodattimen resonoivaa käyttäytymistä vaimennetaan aktiivisesti. Sen lisäksi työssä esitettiin ratkaisu virtasäädön toteuttamiseksi tilasäätönä.

Tilasäätimen vahvistuksille johdettiin lausekkeet LCL-suodattimella varustetun verkkosuuntaajan parametrien sekä virtasäädön halutun dynaamisen käyttäytymisen perusteella. Tilasäätimen napojen sijoittelussa käytettiin lähtökohtana LCL-suodattimen luonnollisia napoja, joita siirrettiin järjestelmän viiveen aiheuttamien ongelmien kompensoimiseksi sekä LCL-suodattimen resonoivan käyttäytymisen vaimentamiseksi. Tilasäädön tilojen estimointiin työssä käytettiin täyden kertaluvun tilahavaintajaa, jonka napojen sijoittelulle johdettiin niin ikään lausekkeet LCL-suodattimen mallin perusteella.

Verkkosuuntaajan ohjauksessa luontaisesti olevan viiveen ja LCL-suodattimen resonoivan käyttäytymisen suhdetta sekä viiveen vaikutusta järjestelmän stabiiliuteen tarkasteltiin työssä analyttisesti. Lopulta PI- ja tilasäädön avulla toteutettuja virtasäätömenetelmiä vertailtiin simuloimalla sekä esitetyn tilasäätöratkaisun herkkyyttä LCL-suodattimen parametrien vaihtelulle tarkasteltiin Nyquistin stabiilisuuskriteerin avulla.

PI-säätönä toteutettu virtasäätö voidaan LCL-suodattimella varustetulle verkkosuuntaajalle virittää yksinkertaistetun kuristinmallin perusteella, joka ottaa huomioon joko suuntaajan puoleisen induktanssin tai LCL-suodattimen induktanssien summan. Näistä yksinkertaisista malleista summainduktanssiin perustuva malli kuvaa järjestelmää paremmin, mutta kummatkaan yksinkertaiset mallit eivät pysty kuvamaan suodattimen resonoivaa käyttäytymistä. Resonanssin vaimentamiseksi PI-säädön kanssa voidaan käyttää passiivista tai aktiivista vaimennusta, joista aktiivinen vaimennus voidaan toteuttaa ylimääräisen säätösilmukan avulla tai PI-säädön tuottamaa jänniteohjetta suodattamalla. Ylimääräisen säätösilmukan avulla toteutetun aktiivisen vaimennuksen havaittiin palautuvan virtuaalisen vastuksen tekemiseen takaisinkytkennän avulla. Virtuaalisella vastuk-

sella tavoitellaan samankaltaista vaikutusta suljetun järjestelmän dynamiikkaan, kuin vastuksen lisääminen LCL-suodattimen sähköiseen piiriin saisi aikaan. Virtuaalisen vastuksen tuottamista säätäjän avulla on myös sovellettu verkkosuuntaajan passiivisuusperusteisessa säädön v erityksessä, joka voi olla huomattavan käyttökelpoinen menetelmä tulevaisuudessa, mikäli verkkosuuntaajien määrä sähköverkoissa kasvaa suuresti hajautetun energiantuotannon lisääntyessä.

Tilasäätö tarjoaa PI-säätöä enemmän vapausasteita säädön suunnitteluun, joten säätö voidaan suunnitella koko LCL-suodattimen mallin perusteella. Tällöin suodattimen resonoivan käyttäytymisen aktiivinen vaimentaminen voidaan tehdä suljetun järjestelmän napojen asettelulla. Resonoivat navat voidaan vaimentaa tilasäädöllä aktiivisesti siirtämällä niitä kauemmaksi imaginääriakselilta. Virtasäädön dominoiva dynamiikka tehdään niin ikään tilasäädössä napojen asettelulla, jonka lisäksi myötäkytkentää ohjearvosta voidaan käyttää integroivasta säädöstä syntyvän ylimääräisen navan kumoamiseen.

Koordinaatiston muunnoksesta johtuva ristikytkentä virran d- ja q-komponenttien väliltä voidaan poistaa tilasäädön napojen asettelulla varsin suoraviivaisesti, jolloin pätö- ja loistehoa voidaan ohjata toisistaan riippumatta. Työssä navat aseteltiin niin, että ristikytkentä poistui sekä dominoivan dynamiikan että resonanssitaajuuden dynamiikan taajuudella, mutta jatkotutkimuksen kannalta voisi olla mielenkiintoista jättää ristikytkennän poisto tekemättä resonoivan dynamiikan osalta tai ainakin tutkia sen tarpeellisuutta.

Tilasäädön monipuolisuutta työssä havainnollistettiin myös esittämällä lausekkeet kahden vapausasteen PI-säädön toteuttamiseksi tilasäädön rakenteen avulla. Integroivan tilasäädön rakenne soveltuu sellaisenaan myös PI-säätöön eli PI-säätö voidaan tulkita integroivan tilasäädön erikoistapauksena. Tällöin riippuen valitusta virtatakaisinkytkennästä vain yhtä tilatakaisinkytkentää käytetään. Lisäksi vakiovahvistustakaisinkytkennöillä tehdyt, PI-säätöä avustavat aktiiviset vaimennusmenetelmät voidaan toteuttaa tilasäädön rakenteen avulla, joten nekin voidaan lukea tilasäädön erikoistapauksiksi.

Työssä havaittiin, että LCL-suodattimen resonoiva luonne yhdessä järjestelmän luontaisen viiveen kanssa hankaloittaa virtasäätöä. Viive kaventaa järjestelmän vaihevaraa resonanssitaajuudella, mikä tekee säätämättömästä järjestelmästä luontaisesti epästabiliin viivekulmataajuuden ollessa tarpeeksi pieni verrattuna LCL-suodattimen sarjaresonanssitaajuuteen. Säätöalgoritmien laskennasta ja nollannen kertaluvun pidosta modulaattorissa aiheutuva viive on verrannollinen suuntaajan näytteistystaajuuteen ja edelleen kytkentätaajuuteen. Viiveen kaventaman vaihevaran lisäämiseksi työssä päädyttiin käyttämään vaiheenjohtopiiriä resonanssitaajuudelle. Vaihevaraa sarjaresonanssitaajuudella lisättiin myös tilasäädön keinoin siirtämällä LCL-suodattimen resonanssitaajuisia napoja pienemmälle taajuudelle.

Työn simulointitulokset osoittavat tilasäädön olevan dynaamisissa muutostilanteissa PI-säätöä suorituskykyisempi LCL-suodattimen resonanssitaajuuden käyttäytymisen hallitsemisessa. Ennen kaikkea pienemmällä kytkentätaajuuksilla, jolloin järjestelmän viive on suhteessa resonanssitaajuuteen suurempi, sarjaresonanssitaajuutta pienentäväksi viritetty tilasäätö tarvitsee PI-säätöä vähemmän vaiheenjohtoa viiveen kompensoimiseksi. Pienempi vaiheenjohtoon tarve näkyy suoraan tilasäädön parempana verkkohäiriönsietokyknä.

Tilasäädön stabiiliuden ja robustiuden tutkimiseksi valittu Nyquistin stabiiliuskaiteeri osoittautui työssä lupaavaksi työkaluksi. Nyquistin diagrammissa etäisyyttä kriittiseen pisteeseen  $(-1 + j0)$  voidaan tarkastella LCL-suodattimen parametrien vaihdellessa ja näin ollen arvioida säädetyn järjestelmän herkkyyttä parametrien vaihtelulle. Työssä tehty karkea robustiustarkastelu osoitti esitetyn tilasäätöratkaisun pysyvän stabiilina melko laajalla parametrivaihtelualueella. Tätä robustiustarkastelumenetelmää on hyvä kehittää edelleen tarkemmaksi ottamaan huomioon muun muassa tilahavaintajan vaikutus, joka työssä jätettiin huomiotta.

Tilasäädöllä toteutetulle virtasäädölle asetettiin työn alussa tavoitteiksi muun muassa robustius, nopeus, helppo viritettävyys, yksinkertainen rakenne ja fyysikaalisuus. Vaikka osa vaatimuksista on toisilleen vastakkaisia, kuten robustius ja nopeus, niin esitetty tilasäätöratkaisu pystyy vastaamaan tavoitteisiin kokonaisuutena varsin hyvin. Virityksessä on huomioitava monia asioita, mutta sitä helpottaa ymmärrys järjestelmän fyysikaalisesta käyttäytymisestä. Tilasäädön rakenne on hieman PI-säätöä monimutkaisempi, mutta tilasäädön takaisinkytkennän kertoimille voidaan johtaa analyyttiset lausekkeet halutun dynaamisen käyttäytymisen perusteella, ja toisaalta monipuolisempi rakenne tarjoaa enemmän vapausasteita suodattimen resonoivan käyttäytymisen hallitsemiseksi. Kaiken kaikkiaan työlle asetetut tavoitteet täyttyivät työssä hyvin; verkkosuuntaajan ohjausmenetelmiin ja ohjausperiaatteisiin perehdyttiin kirjallisuuden avulla ja virtasäädön toteuttamiseksi tilasäätönä esitettiin työssä simuloiden todennettu toimiva ratkaisu.

Kirjallisuudesta löydetty tilasäätöratkaisut LCL-suodattimella varustetulle verkkosuuntaajalle olivat digitaalisen säädön avulla toteutettuja ja niissä napojen sijoittelu tehtiin joko ilman fyysikaalista pohjaa tai fyysikaalinen napojen sijoittelu johti todella monimutkaisiin lausekkeisiin. Näihin menetelmiin verrattuna esitetty tilasäätöratkaisu vaikuttaa simulointien perusteella varsin lupaavalta. Tulevaisuudessa valmistuva verkkosuuntaajien testilaitteisto, joka suunniteltiin tämän työn ohessa, mahdollistaa myös virtasäätömenetelmien kokeellisen tutkimuksen ja simulointitulosten todentamisen kokeellisesti.

Työn aikana syntyi monia ajatuksia jatkotutkimusaiheiksi pohjautuen esitettyyn tilasäätöratkaisuun. Jo edellä mainitut aiheet ristikytkennän poiston tarpeellisuudesta resonanssitaajuudella sekä Nyquistin stabiiliuskaiteeriin pohjautuvasta

parametriherkkyyden tarkemmasta tutkimuksesta sopivat hyvin esitetyn tilasäätöratkaisun jatkotutkimuksen kohteeksi. Lisäksi työssä jatkuva-aikainen säätösuunnittelu diskretoitiin, mutta diskretoinnin vaikutuksia ei työn laajuuden puitteissa ollut mahdollista syvemmin tarkastella. Diskretoinnin vaikutukset säätöön ovat suuremmat kytkentätaajuuden ollessa pienempi näytteistyksen ollessa sidottu kytkentähetkiin, joten tätä aihepiiriä olisi hyvä tarkastella lähemmin. Työssä virtasäätö viritettiin olettaen järjestelmä viiveettömäksi ja viiveen vaikutuksen kompensoimiseksi ehdotettiin vaihejohtopiiriä, joka lisätään säätäjän lähtöön säätäjää muokkaamatta. Viiveen lisääminen LCL-suodattimella varustetun verkkosuuntaajan malliin sekä viiveen ja mahdollisen vaihejohtopiirin huomioiminen jo tilasäädön suunnitteluvaiheessa tarjoaa vielä yhden mielenkiintoisen jatkotutkimussuunnan ja mahdollisuuden kehittää esitettyä tilasäätöratkaisua.

## Viitteet

- [1] European Commission, Directorate-General for Energy. *Renewables make the difference*. Publication Office of the European Union, Luxemburg, 2011. ISBN 978-92-79-16988-5.
- [2] Vainikka, J.-P. *Hajautetun tuotannon verkkoonliittäminen – verkkokoodit ja käytännön toimet*. Diplomityö, Lappeenrannan teknillinen yliopisto, 2011.
- [3] IEEE Standard 1547-2003. *Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems*. IEEE, New York, 2003. ISBN 0-7381-3721-9, x+16 ss.
- [4] SFS-EN Standardi 50160:2010. *Yleisestä jakeluverkosta syötetyn sähkön jänniteominaisuudet*. SFS, Helsinki, 2010, 63 ss.
- [5] Redl, R. Electromagnetic environmental impact of power electronics equipment. *Proceedings of the IEEE*, 89(6):926–938, kesäkuu 2001. ISSN 0018-9219. doi:10.1109/5.931490.
- [6] Teodorescu, R., Liserre, M. ja Rodríguez, P. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. John Wiley & Sons, Ltd, UK, 2011. ISBN 9780470057513.
- [7] Mohan, N., Undeland, T. M. ja Robbins, W. P. *Power Electronics, Converters, Applications, and Design*. John Wiley & Sons, Inc., USA, 2003. ISBN 978-0-471-22693-2.
- [8] Mohan, N. *Power Electronics, A First Course*. John Wiley & Sons, Inc., USA, 2012. ISBN 978-1-118-07480-0.
- [9] Yazdani, A. ja Iravani, R. *Voltage-Sourced Converters in Power Systems : Modeling, Control, and Applications*. John Wiley & Sons, Ltd, USA, 2010. ISBN 978-0-470-52156-4.
- [10] Liserre, M., Blaabjerg, F. ja Hansen, S. Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier. Teoksessa *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Sixth IAS Annual Meeting*, osa 1, ss. 299–307. syyskuu/lokakuu 2001. ISSN 0197-2618. doi:10.1109/IAS.2001.955428.
- [11] Kazmierkowski, M. ja Malesani, L. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45(5):691–703, lokakuu 1998. ISSN 0278-0046. doi:10.1109/41.720325.
- [12] Noguchi, T., Tomiki, H., Kondo, S. ja Takahashi, I. Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34(3):473–479, toukokuu/kesäkuu 1998. ISSN 0093-9994. doi:10.1109/28.673716.

- [13] Holtz, J. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of the IEEE*, 82(8):1194–1214, elokuu 1994. ISSN 0018-9219. doi:10.1109/5.301684.
- [14] Malinowski, M. *Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers*. väitöskirja, Warsaw University of technology, 2001.
- [15] Chung, S.-K. A phase tracking system for three phase utility interface inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(3):431–438, toukokuu 2000. ISSN 0885-8993. doi:10.1109/63.844502.
- [16] Harnefors, L. ja Nee, H.-P. A general algorithm for speed and position estimation of AC motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 47(1):77–83, helmikuu 2000. ISSN 0278-0046. doi:10.1109/41.824128.
- [17] Duarte, J., van Zwam, A., Wijnands, C. ja Vandenput, A. Reference frames fit for controlling PWM rectifiers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 46(3):628–630, kesäkuu 1999. ISSN 0278-0046. doi:10.1109/41.767071.
- [18] Malinowski, M., Jasinski, M. ja Kazmierkowski, M. Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM). *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(2):447–454, huhtikuu 2004. ISSN 0278-0046. doi:10.1109/TIE.2004.825278.
- [19] Gullvik, W., Norum, L. ja Nilsen, R. Active damping of resonance oscillations in LCL-filters based on virtual flux and virtual resistor. Teoksessa *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, ss. 1–10. syyskuu 2007. doi:10.1109/EPE.2007.4417734.
- [20] Salomäki, J. ja Luomi, J. Vector control of an induction motor fed by a PWM inverter with output LC filter. *European Power Electronics and Drives Association Journal*, 16(1):37–43, helmikuu 2006.
- [21] Salomäki, J., Hinkkanen, M. ja Luomi, J. Sensorless control of induction motor drives equipped with inverter output filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(4):1188–1197, kesäkuu 2006. ISSN 0278-0046. doi:10.1109/TIE.2006.878314.
- [22] Kazmierkowski, M. P., Krishnan, R. ja Blaabjerg, F. *Control in Power Electronics, Selected Problems*. Elsevier, USA, 2002. ISBN 0-12-402772-5.
- [23] Malinowski, M., Kazmierkowski, M. P., Hansen, S., Blaabjerg, F. ja Marques, G. D. Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(4):1019–1027, heinäkuu/elokuu 2001. ISSN 0093-9994. doi:10.1109/28.936392.

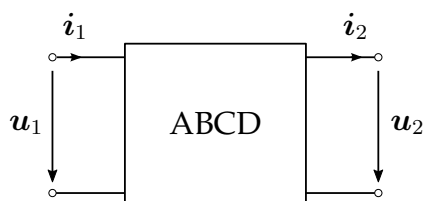
- [24] Ottersten, R. *On Control of Back-to-Back Converters and Sensorless Induction Machine Drives*. väitöskirja, Chalmers University of technology, 2003.
- [25] Hur, N., Jung, J. ja Nam, K. A fast dynamic DC-link power-balancing scheme for a PWM converter-inverter system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 48(4):794–803, elokuu 2001. ISSN 0278-0046. doi:10.1109/41.937412.
- [26] Harnefors, L., Zhang, L. ja Bongiorno, M. Frequency-domain passivity-based current controller design. *IET Power Electronics*, 1(4):455–465, joulukuu 2008. ISSN 1755-4535. doi:10.1049/iet-pel:20070286.
- [27] del Blanco, F. B., Degner, M. W. ja Lorenz, R. D. Dynamic analysis of current regulators for AC motors using complex vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 35(6):1424–1432, marraskuu/joulukuu 1999. ISSN 0093-9994. doi:10.1109/28.806058.
- [28] Harnefors, L. *Control of Variable-Speed Drives*. "Applied Signal Processing and Control, Department of Electronics, Mälardalen University", Sweden, 2003.
- [29] Kazmierkowski, M. P. ja Tunia, H. *Automatic Control of Converter-Fed Drives*. Elsevier, Amsterdam, 1994. ISBN 0-444-98660-X.
- [30] Bajracharya, C., Molinas, M., Suul, J. A. ja Undeland, T. M. Understanding of tuning techniques of converter controllers for VSC-HVDC. Teoksessa *Proceedings of the Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORPIE 2008)*. kesäkuu 2008. ISBN 978-951-22-9708-5.
- [31] Harnefors, L., Bongiorno, M. ja Lundberg, S. Input-admittance calculation and shaping for controlled voltage-source converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(6):3323–3334, joulukuu 2007. ISSN 0278-0046. doi:10.1109/TIE.2007.904022.
- [32] Harnefors, L. Analysis of subsynchronous torsional interaction with power electronic converters. *IEEE Transactions on Power Systems*, 22(1):305–313, helmikuu 2007. ISSN 0885-8950. doi:10.1109/TPWRS.2006.889038.
- [33] Dannehl, J., Wessels, C. ja Fuchs, F. W. Limitations of voltage-oriented PI current control of grid-connected PWM rectifiers with LCL filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(2):380–388, helmikuu 2009. ISSN 0278-0046. doi:10.1109/TIE.2008.2008774.
- [34] Dannehl, J., Fuchs, F. W. ja Hansen, S. PWM rectifier with LCL-filter using different current control structures. Teoksessa *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, ss. 1–10. syyskuu 2007. doi:10.1109/EPE.2007.4417531.

- [35] Dannehl, J., Liserre, M. ja Fuchs, F. W. Filter-based active damping of voltage source converters with LCL filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(8):3623–3633, elokuu 2011. ISSN 0278-0046. doi:10.1109/TIE.2010.2081952.
- [36] Magueed, F. A. ja Svensson, J. Control of VSC connected to the grid through LCL-filter to achieve balanced currents. Teoksessa *Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, Fourtieth IAS Annual Meeting.*, osa 1, ss. 572–578. lokakuu 2005. ISSN 0197-2618. doi:10.1109/IAS.2005.1518364.
- [37] Magueed, F. A., Svensson, J. ja Sannino, A. Transient performance of voltage source converter connected to grid through LCL-filter under unbalanced voltage conditions. Teoksessa *2005 IEEE Russia Power Tech*, ss. 1–7. kesäkuu 2005. doi:10.1109/PTC.2005.4524619.
- [38] Dannehl, J., Fuchs, F. W., Hansen, S. ja Thøgersen, P. B. Investigation of active damping approaches for PI-based current control of grid-connected pulse width modulation converters with LCL filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 46(4):1509–1517, heinäkuu/elokuu 2010. ISSN 0093-9994. doi:10.1109/TIA.2010.2049974.
- [39] 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, maaliskuu/huhtikuu 1997. ISSN 0093-9994. doi:10.1109/28.568021.
- [40] Malinowski, M. ja Bernet, S. A simple voltage sensorless active damping scheme for three-phase PWM converters with an LCL filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(4):1876–1880, huhtikuu 2008. ISSN 0278-0046. doi:10.1109/TIE.2008.917066.
- [41] Dahono, P. A. A control method to damp oscillation in the input LC filter. Teoksessa *IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference*, osa 4, ss. 1630–1635. 2002. doi:10.1109/PSEC.2002.1023044.
- [42] Liserre, M., Dell’Aquila, A. ja Blaabjerg, F. Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(1):76–86, tammikuu 2004. ISSN 0885-8993. doi:10.1109/TPEL.2003.820540.
- [43] 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, tammikuu/helmikuu 1998. ISSN 0093-9994. doi:10.1109/28.658735.

- [44] Wu, E. ja Lehn, P. W. Digital current control of a voltage source converter with active damping of LCL resonance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(5):1364–1373, syyskuu 2006. ISSN 0885-8993. doi:10.1109/TPEL.2006.880271.
- [45] Ramos, C., Martins, A. ja Carvalho, A. Complex state-space current controller for grid-connected converters with an LCL filter. Teoksessa *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, ss. 296–301. marraskuu 2009. ISSN 1553-572X. doi:10.1109/IECON.2009.5414938.
- [46] Dannehl, J., Fuchs, F. W. ja Thøgersen, P. B. PI state space current control of grid-connected PWM converters with LCL filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(9):2320–2330, syyskuu 2010. ISSN 0885-8993. doi:10.1109/TPEL.2010.2047408.
- [47] Franklin, G. F., Powell, J. D. ja Emami-Naeini, A. *Feedback Control of Dynamic Systems*. Prentice-Hall, New Jersey, 2002. ISBN 0-13-032393-4.
- [48] Cheng, P.-T., Chen, J.-M. ja Ni, C.-L. Design of a state-feedback controller for series voltage-sag compensators. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 45(1):260–267, tammikuu/helmikuu 2009. ISSN 0093-9994. doi:10.1109/TIA.2008.2009606.
- [49] Xue, M., Zhang, Y., Kang, Y., Yi, Y., Li, S. ja Liu, F. Full feedforward of grid voltage for discrete state feedback controlled grid-connected inverter with LCL filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(10):4234–4247, lokakuu 2012. ISSN 0885-8993. doi:10.1109/TPEL.2012.2190524.
- [50] Mohamed, Y. A.-R. I., A-Rahman, M. ja Seethapathy, R. Robust line-voltage sensorless control and synchronization of LCL-filtered distributed generation inverters for high power quality grid connection. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(1):87–98, tammikuu 2012. ISSN 0885-8993. doi:10.1109/TPEL.2011.2159866.
- [51] Harnefors, L. ja Mossberg, K. Sampling of quadrature-phase quantities. Teoksessa *1995 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, osa 3, ss. 1808–1811. huhtikuu/toukokuu 1995. doi:10.1109/ISCAS.1995.523765.
- [52] Landau, I. D. ja Zito, G. *Digital Control Systems, Design, Identification and Implementation*. Springer, Germany, 2006. ISBN 978-1-84628-055-9.

## Liite A: Virtuaalivastuksen luominen takaisinkytkennän avulla

LCL-suodatin voidaan esittää kaksiporttisesityksen avulla käyttäen ketjuporttiparametreja ( $A$ ,  $B$ ,  $C$  ja  $D$ ), kun virtojen ja jännitteiden suunnat on esitetty kuvan A1 mukaan.



Kuva A1: Kaksiporttiparametriesitys ketjuporttiparametrien avulla.

Kirchoffin virta- ja jännitelakien perusteella voidaan ketjuporttiparametreille kirjoittaa

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{i}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_2 \\ \mathbf{i}_2 \end{bmatrix}, \quad (\text{A1})$$

kun

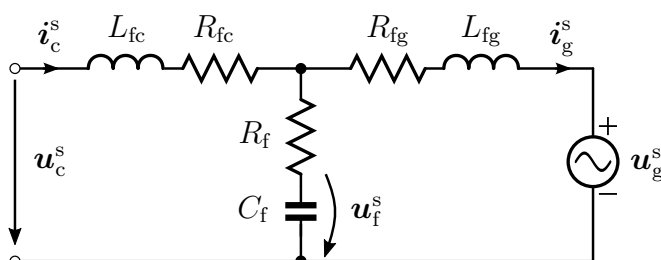
$$\frac{1}{A} = \left. \frac{\mathbf{u}_2}{\mathbf{u}_1} \right|_{\mathbf{i}_2=0} \quad \frac{1}{B} = \left. \frac{\mathbf{i}_2}{\mathbf{u}_1} \right|_{\mathbf{u}_2=0} \quad \frac{1}{C} = \left. \frac{\mathbf{u}_2}{\mathbf{i}_1} \right|_{\mathbf{i}_2=0} \quad \frac{1}{D} = \left. \frac{\mathbf{i}_2}{\mathbf{i}_1} \right|_{\mathbf{u}_2=0}. \quad (\text{A2})$$

Impedanssille  $Z$  ja admittanssille  $Y$  ketjuporttiparametrimatriisit  $K_Z$  ja  $K_Y$  ovat

$$K_Z = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad K_Y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{A3})$$

Määritellään kuvan A2 häviölliselle LCL-suodattimelle kaksiporttisuureet:

$$\mathbf{u}_1 = \mathbf{u}_c^s, \quad \mathbf{u}_2 = \mathbf{u}_g^s, \quad \mathbf{i}_1 = \mathbf{i}_c^s \quad \text{ja} \quad \mathbf{i}_2 = \mathbf{i}_g^s.$$



Kuva A2: Häviöllinen LCL-suodatin.

Ketjuporttiparametriesitystä varten LCL-suodatin voidaan ajatella koostuvan kolmesta osasta  $K_1$ ,  $K_2$  ja  $K_3$ , jotka muodostuvat LCL-suodattimen piirihaarojen impedansseista ja admittansseista

$$K_1 = \begin{bmatrix} 1 & sL_{fc} + R_{fc} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad K_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{sC_f}{sR_fC_f+1} & 1 \end{bmatrix} \quad K_3 = \begin{bmatrix} 1 & sL_{fg} + R_{fg} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{A4})$$

Koko LCL-suodattimen ketjuporttiparametriesitys  $K_{123}$  voidaan tällöin kirjoittaa tulona

$$K_{123} = \begin{bmatrix} 1 & sL_{fc} + R_{fc} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{sC_f}{sR_fC_f+1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & sL_{fg} + R_{fg} \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

jolloin ketjuporttiparametreiksi saadaan

$$\begin{aligned} A &= \frac{sR_fC_f + sC_f(sL_{fc} + R_{fc}) + 1}{sR_fC_f + 1} \\ B &= \frac{1}{sR_fC_f + 1} [(sR_fC_f + 1)(sL_{fg} + R_{fg}) + sC_f(sL_{fc} + R_{fc})(sL_{fg} + R_{fg}) \\ &\quad + (sL_{fc} + R_{fc})(sR_fC_f + 1)] \\ C &= \frac{sC_f}{sR_fC_f + 1} \\ D &= \frac{sC_f(sL_{fg} + R_{fg}) + sR_fC_f + 1}{sR_fC_f + 1}. \end{aligned} \quad (\text{A5})$$

Jos häviötermit  $R_{fc}$ ,  $R_{fg}$ , ja  $R_f$  jätetään huomiotta, pelkistyvät parametrit (A5) muotoon

$$\begin{aligned} A &= s^2L_{fc}C_f + 1 \\ B &= s^3L_{fc}C_fL_{fg} + s(L_{fg} + L_{fc}) \\ C &= sC_f \\ D &= s^2C_fL_{fg} + 1. \end{aligned} \quad (\text{A6})$$

Ketjuporttiparametrien (A1) perusteella voidaan suuntaajan jännitteelle  $\mathbf{u}_c^s$  ja virralle  $\mathbf{i}_c^s$  kirjoittaa porttiparametrien ja verkon puolen suureiden avulla

$$\mathbf{u}_c^s = \mathbf{A}\mathbf{u}_g^s + \mathbf{B}\mathbf{i}_g^s \quad (\text{A7})$$

$$\mathbf{i}_c^s = \mathbf{C}\mathbf{u}_g^s + \mathbf{D}\mathbf{i}_g^s. \quad (\text{A8})$$

Jos oletetaan verkkojännite eli toinen heräte nollassi  $\mathbf{u}_g^s = 0$  ja analysoidaan vain suuntaajan jännitteen  $\mathbf{u}_c^s$  vaikutuksia LCL-piiriin suureisiin, niin saadaan piirin virroiksi

$$\mathbf{i}_g^s = \frac{1}{B}\mathbf{u}_c^s \quad (\text{A9})$$

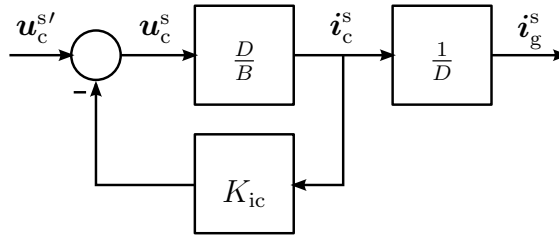
$$\mathbf{i}_c^s = \mathbf{D}\mathbf{i}_g^s = \frac{\mathbf{D}}{B}\mathbf{u}_c^s \quad (\text{A10})$$

Vastaavasti voidaan analysoida pelkästään verkkojännitteen vaikutuksia LCL-piirin virtoihin asettamalla suuntaajan jännite nolaksi  $\mathbf{u}_c = 0$ . Tällöin saadaan

$$\mathbf{i}_g^s = -\frac{A}{B}\mathbf{u}_g^s \quad (\text{A11})$$

$$\mathbf{i}_c^s = C\mathbf{u}_g^s + D\mathbf{i}_g^s = C\mathbf{u}_g^s - \frac{AD}{B}\mathbf{u}_g^s = \frac{CB - AD}{B}\mathbf{u}_g^s. \quad (\text{A12})$$

Osoitetaan seuraavaksi kaksiporttiparametreja hyödyntäen, että mikäli säätäjän rakenne on kuvan A3 kaltainen, voidaan takaisinkytkennän  $K_{ic}$  avulla tehdä niin kutsuttuja virtuaalisuureita LCL-suodattimen suuntaajan puoleiseen haaraan.



Kuva A3: Virtuaalisuureiden tekeminen takaisinkytkennällä.

Oletetaan jatkossa verkkojännite eli toinen heräte nolaksi  $\mathbf{u}_g^s = 0$ . Tämä voidaan tehdä piirin lineaarisuuden perusteella. Kuvan A3 perusteella voidaan kirjoittaa

$$\mathbf{i}_g^s = \frac{1}{D}\mathbf{i}_c^s \quad (\text{A13})$$

$$\mathbf{i}_c^s = \frac{D}{B}\mathbf{u}_c^s = \frac{D}{B + K_{ic}D}\mathbf{u}_c^{s'} = \frac{D'}{B' + K_{ic}D'}\mathbf{u}_c^{s'}, \quad (\text{A14})$$

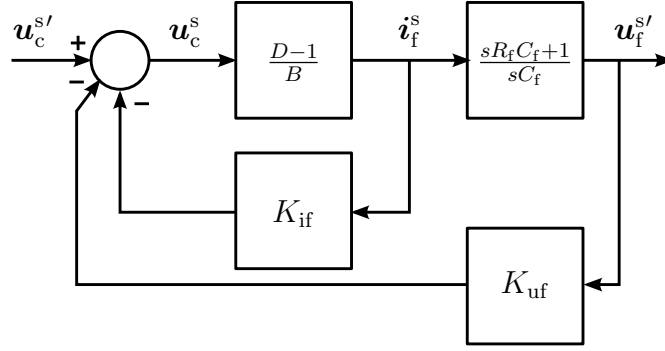
missä polynomeista  $B'$  ja  $D'$  on supistettu yhteinen tekijä  $\frac{1}{sR_fC_f+1}$  pois.

Yhtälöstä (A14) voidaan havaita, että takaisinkytkentä virrasta  $\mathbf{i}_c^s$  muuttaa karakteristisen polynomin  $B$  napoja:

$$\begin{aligned} B' + K_{ic}D' &= sC_f(sL_{fc} + R_{fc} + K_{ic})(sL_{fg} + R_{fg}) \\ &\quad + (sR_fC_f + 1)(sL_{fg} + R_{fg} + sL_{fc} + R_{fc} + K_{ic}). \end{aligned} \quad (\text{A15})$$

Yhtälöstä (A15) voidaan taas havaita, että jos  $K_{ic}$  on positiivinen vakio, vastus  $R_{fc}$  kasvaa yhtälön (A14) nimittäjässä eli karakteristisessa polynomissa virtuaalisesti vakion  $K_{ic}$  verran. Jos  $K_{ic}$  on sen sijaan derivoiva operaattori, voidaan sen avulla muuttaa karakteristisessa polynomissa induktanssia  $L_{fc}$  ja integroivalla operaattorilla voidaan induktanssin  $L_{fc}$  kanssa sarjaan luoda virtuaalinen kondensaattori karakteristiseen polynomiin. On kuitenkin hyvä huomioida, että yhtälön (A14) osoittajaan takaisinkytkentä ei vaikuta.

Analysoidaan seuraavaksi tapaukset, jossa säätimen takaisinkytkentäsilmutta on kuvan A4 mukaan kondensaattorihaaran yli mitatusta jännitteestä  $\mathbf{u}_f^{s'} = \mathbf{u}_f^s + R_f\mathbf{i}_f^s$  tai virrasta  $\mathbf{i}_f^s$ .



Kuva A4: Virtuaalisuureiden tekeminen takaisinkytkennällä kondensaattorin suureista.

LCL-suodattimen virroille pätee  $i_c^s = i_f^s + i_g^s$ , josta saadaan yhdessä yhtälöiden (A9) ja (A10) kanssa

$$i_f^s = \frac{D-1}{B} u_c^s = \frac{D-1}{B + K_{if}(D-1)} u_c^{s'} \quad (\text{A16})$$

kondensaattorin virrasta tehdyille takaisinkytkennälle  $K_{if}$ . Jos oletetaan yhtälössä (A16) yksinkertaisuuden vuoksi kuristinten häviöt nolllaksi  $R_{fc} = R_{fg} = 0$ , niin saadaan

$$i_f^s = \frac{s^2 C_f L_{fg}}{s(s^2 L_{fc} C_f L_{fg} + s C_f [(L_{fg} + L_{fc}) R_f + K_{if} L_{fg}] + L_{fg} + L_{fc})} u_c^{s'}. \quad (\text{A17})$$

Yhtälöstä (A17) voidaan havaita, että jos  $K_{if} = R_{vf}(L_{fg} + L_{fc})/L_{fg}$ , saadaan takaisinkytkennällä aikaan kondensaattorille virtuaalinen sarjavastus  $R_{vf}$ . Sarjavastuksen  $R_f$  ja kondensaattorin yli oleva jännite  $u_f^{s'}$  voidaan taas lausua

$$u_f^{s'} = u_f^s + R_f i_f^s = \frac{s R_f C_f + 1}{s C_f} i_f^s,$$

mistä nähdään, että jos  $R_f \approx 0$ , virta  $i_f^s$  saadaan jännitettä  $u_f^{s'}$  derivoimalla.

Mikäli kondensaattorin sarjavastusta  $R_f$  ei oleteta nolllaksi, niin jännitteelle  $u_f^{s'}$  pätee

$$\begin{aligned} u_f^{s'} &= \frac{s R_f C_f + 1}{s C_f} i_f^s = \frac{s R_f C_f + 1}{s C_f} \frac{D-1}{B} u_c^s \\ &= \frac{(s R_f C_f + 1)(D-1)}{s C_f B + K_{uf}(s R_f C_f + 1)(D-1)} u_c^{s'}. \end{aligned}$$

Jos edelleen oletetaan kuristimen häviöt pieniksi eli  $R_{fc} = R_{fg} = 0$ , niin saadaan

$$u_f^{s'} = \frac{(s R_f C_f + 1)(s L_{fg})}{s[(s R_f C_f + 1)(L_{fg} + L_{fc} + K_{uf} L_{fg}) + s^2 L_{fc} C_f L_{fg}]} u_c^{s'}. \quad (\text{A18})$$

Takaisinkytkennän  $K_{uf}$  vaikutus verkkovirtaan  $i_g^s$  voidaan vielä kirjoittaa yhtälön (A18) perusteella

$$i_g^s = \frac{sR_f C_f + 1}{s[(sR_f C_f + 1)(L_{fg} + L_{fc} + K_{uf}L_{fg}) + s^2 L_{fc} C_f L_{fg}]} u_c^{s'}, \quad (\text{A19})$$

koska verkkovirralla pätee  $i_g^s = u_f^{s'}/(sL_{fg} + R_{fg}) \approx u_f^{s'}/sL_{fg}$ .

Yhtälöstä (A19) voidaan havaita, että jos  $R_f \approx 0$ , niin takaisinkytkennän  $K_{uf}$  ollessa derivoiva, esimerkiksi  $K_{uf} = 2\zeta\omega_p s \cdot L_{fc}L_{fg}C_f/L_{fg}$ , vaimentuu yhtälön (A19) resonanssitaajuudella  $\omega_p$  oleva toisen asteen dynamiikka vaimennusvakiolla  $\zeta$ . Takaisinkytkennän  $K_{uf}$  ollessa vakiovahvistus, esimerkiksi  $K_{uf} = a(L_{fg} + L_{fc})/L_{fg}$ , kasvaa induktanssien summa  $L_{fg} + L_{fc}$  kertoimella  $a$  karakteristisessa polynomissa ja resonanssitaajuus muuttuu  $\omega_p^2 = (a + 1)(L_{fc} + L_{fg})/(L_{fc}L_{fg}C_f)$ .

Analysoidaan tilannetta tarkemmin ilman oletusta  $R_f = 0$ . Jos takaisinkytkennälle asetetaan  $K_{uf} = \frac{a(L_{fg}+L_{fc})}{L_{fg}} \frac{sC_f}{sR_f C_f + 1}$  (ylipäästösuodin), kasvaa karakteristisen polynomin vastus  $R_f$  termillä  $a$ . Yhtälön (A19) osoittajapolynomiin jää kuitenkin termi  $sR_f C_f + 1$ , joten vastuksen  $R_f$  kaltaisen komponentin luominen takaisinkytkennällä ei tarkalleen ottaen onnistu. Vastuksen  $R_f$  vaikutuksen lisääminen virtuaalisesti yhtälön (A19) nimittäjässä vaimentaa kuitenkin LCL-suodattimen sarjaresonanssi-ilmiötä.

Vaikka sarjaresonanssitaajuuden vaimennusta saadaan kasvatettua derivoivalla tai derivoinnin kaltaisella takaisinkytkennällä  $K_{uf}$ , vastuksen  $R_f$  kaltaista komponenttia ei tarkalleen ottaen saada aikaan, sillä yhtälön (A19) osoittajaan takaisinkytkentä ei vaikuta. Näin käy myös takaisinkytkennän ollessa kondensaattorin virrasta. Tämä voidaan havaita, jos kondensaattorin virrasta luodaan edelleen siirtofunktio verkon- tai suuntaajan virtaan. Takaisinkytkennällä voidaan kuitenkin saada aikaan vastuksen  $R_f$  lisäämistä vastaava vaikutus yhtälön (A19) nimittäjään eli karakteristiseen polynomiin, mikä voidaan ajatella virtuaalikomponentin luomisena virtasäädön näkökulmasta katsottuna.