

TAMPEREEN TEKNILLINEN YLIOPISTO

TUULIVOIMAKÄYTÖN LABORATORIOTESTAUSJÄRJESTELMÄ
Diplomityö

Tarkastaja: professori Heikki Tuusa
Tarkastaja ja aihe hyväksytty
Tieto- ja sähkötekniikan tiedekunta-
neuvoston kokouksessa 3. marras-
kuuta 2010

TIIVISTELMÄ

TAMPEREEN TEKNILLINEN YLIOPISTO

Sähkötekniikan koulutusohjelma

POKKINEN, OLLI: Tuulivoimakäytön laboratoriotestausjärjestelmä

Diplomityö, 86 sivua

Kesäkuu 2011

Pääaine: Sähkökäyttöjen tehoelektroniikka

Työn tarkastaja: professori Heikki Tuusa

Avainsanat: muuttuvanopeuksinen tuulivoimakäyttö, kestopagneettitahtigeneraattori, kolmitasoinen suuntaaja, LCL-suodin, testilaitteisto.

Uusiutuvien energianlähteiden ja etenkin tuulivoiman tutkimiseen on käytetty paljon resursseja lähivuosina. Tämän diplomityön tavoitteena oli rakentaa Tampereen teknillisen yliopiston Sähköenergiatekniikan laitokselle muun muassa muuttuvanopeuksisen tuulivoimakäytön tutkimiseen soveltuva laboratoriotestausjärjestelmä.

Laitteiston pohjana käytettiin laitokselle aiemmin tasasähkönjakelun tutkimiseen kehitettyä laitteistoa. Kyseinen laitteisto koostuu verkkosuuntaajasta ja kuormavaihtosuuntaajasta. Tuulivoimakäytön laboratoriotestausjärjestelmää varten olemassa olevaan laitteistoon täytyi siis lisätä vielä kestopagneettikonekäyttö ja säätöjärjestelmä koko laitteiston ohjausta varten. Lisäksi kestopagneettikoneeseen kytkettiin dc-konekäyttö simuloimaan tuuliturbiinin tai mekaanisen kuorman synnyttämää momenttia. Koko laitteiston ohjaamisesta huolehtii dSPACE-reaaliaiksimulaattori. Järjestelmän äly on kuitenkin pyritty pitämään mahdollisimman hajautettuna, ja varsinkin aikakriittiset virta- ja jännitesäädöt on toteutettu jo suuntaajissa.

Työn kirjallisessa osuudessa selvitetään perusteet tuulivoimakäytöistä, vektorimoduloidun kolmitasoisen suuntaajan toiminnasta ja säädöstä sekä kestopagneettikonekäytöstä ja sen säädöstä. Lisäksi työssä käydään läpi rakennetun laitteiston rakenne ja toiminta. Viimeiseksi esitellään simulointi- ja mittaustuloksia kahdesta eri testitilanteesta. Työssä päästiin tavoitteisiin, eli laitteisto saatiin toimintaan ilman suuria ongelmia, ja sen toiminta oli odotetun mukaista.

ABSTRACT

TAMPERE UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

Master's Degree Programme in Electrical Engineering

POKKINEN, OLLI: Wind power drive laboratory test platform

Master of Science Thesis, 86 pages

June 2011

Major: Power Electronics of Electrical Drives

Examiner: Professor Heikki Tuusa

Keywords: variable speed wind power drive, permanent magnet synchronous generator, three-level converter, LCL-filter, test equipment.

Lots of resources have been spent on research of renewable energy sources and especially wind power. The aim of this thesis was to build a laboratory test platform which is suitable for research of variable speed wind power drives, for instance. The thesis was carried out and the laboratory test platform was built at the Department of Electrical Energy Engineering of the Tampere University of Technology.

A test platform for LVDC distribution that was earlier built at the department was used as a base for the new platform. The LVDC distribution test platform consists of a grid converter and a load converter. So for the wind power drive test platform the existing platform had to upgrade with a PMSG drive and a high level control system to control all the equipment. In addition, a DC motor drive was connected to PMSG drive to simulate torque produced by a wind turbine or a mechanical load. A dSPACE real time simulator takes care of the control of the system. Intelligence of the system was, however, tried to keep as distributed as possible and especially all the time critical current and voltage control loops are realized in the converters.

Basics of wind power drives, functionality and control of vector modulated three-level converters and PMSG drives are explained in the literary part of the thesis. Also the configuration and functionality of the test platform are examined in the thesis. Finally, simulation and test results of two different test setups are represented. The aim of the thesis was reached, i.e. the test platform works as it was expected with no major problems.

ALKUSANAT

Tämä työ on tehty Tampereen teknillisen yliopiston Sähköenergiatekniikan laitokselle. Rahoitus työlle on saatu sekä Tekesin rahoittamalta *INCA*-projektilta että Suomen Akatemian projektilta *Hajautetun sähköntuotannon ja muiden ohjattavien resurssien vaikutus sähköjakeluverkon hallintaan*. Työn tarkastajana ja ohjaajana toimi professori Heikki Tuusa.

Haluan kiittää professori Heikki Tuusaa sekä monipuolisesta ja haasteellisesta aiheesta että työn kommentoinnista ja tarkastamisesta. Erittäin suuresta avusta laitteiston toimintaan saattamisessa, työn kommentoinnista ja pitkien iltojen seurasta saan kiittää DI Anssi Mäkistä. Myös DI Jarno Alahuhtala saa kiitokset monesta puhelinkonsultatiosta.

Kiitos myös kavereilleni ja perheelleni joiden ansiosta minulla on ollut oikeatakin elämää opintojen ohessa. Suurimmat ja vuolaimmat kiitokset kuitenkin kuuluvat vaimolleni Mialle, joka on jaksanut tukea ja kannustaa minua sekä tämän työn tekemisessä että opintojeni suorittamisessa vuosien varrella.

Tampereella 23.5.2011

Olli Pokkinen

LYHENTEET JA MERKINNÄT

Lyhenteet ja symbolit

A	pinta-ala
ac	vaihtosähkö
as	alisektori
A/D	analog/digital
b	välipiirin jännitteiden suhteellinen epäbalanssi, kitkavakio
c_p	hyötykerroin
C, C	kondensaattori, kapasitanssi
d	viive, pulssisuhde
D	diodi
dc	tasasähkö
DSP	Digital Signal Processor
ESL	Equivalent Series Inductance
ESR	Equivalent Series Resistance
I	virran keskiarvo
i	virran hetkellisarvo
\vec{i}	virran avaruusvektori
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
J	hitausmomentti
k	hidastussuhde
L, L	kuristin, induktanssi
M	välipiirin keskipiste
N	nollajohdin
NPC	Neutral Point Clamped
P	tehon keskiarvo, pätötehon keskiarvo
p	pätötehon hetkellisarvo, napapariluku
PI	Proportional, Integral
PWM	pulssinleveysmodulaatio (Pulse Width Modulation)
q	loistehon hetkellisarvo
R, R	vastus, resistanssi
R/D	resolver/digital
S	ohjattava puolijohdekytkin
swu	jännitteen kytkentäfunktio
THD	Total Harmonic Distortion

U	jännitteen keskiarvo
u	jännitteen hetkellisarvo
\underline{u}	jännitteen avaruusvektori
v	nopeus
η	hyötysuhde
θ	lapakulma, vektorin kulma reaaliakseliin nähden
ρ	tiheys
τ	vääntömomentti
φ	vaihesiirtokulma, verkkojännitteen kulma
ψ	magneettivuo
$\underline{\psi}$	magneettivuon avaruusvektori
ω	kulmanopeus, kulmataajuus

Alaindeksit

a, b, c	vaihesuure
avg	keskiarvo
bal	välipiirin jännitteiden tasapainotukseen liittyvä komponentti
C1, C2	välipiirin kondensaattoreihin liittyvä suure
damp	vaimennukseen liittyvä suure
dc1, dc2	välipiirin puolikkaisiin liittyvä suure
dis	särösuure
chg	välipiirin kondensaattoreiden lataamiseen liittyvä komponentti
d, q	vektorin reaali- ja imaginaarikomponentti synkronisessa koordinaatistossa
e	sähköinen suure
f	suotimeen liittyvä suure
h	harmoninen komponentti
load	kuormasuure
M	välipiirin keskipisteeseen liittyvä komponentti
m	kestomagneettiin liittyvä suure
n	nollajohtimeen liittyvä suure
o	ulostulosuure
r	suuntaajan suure, roottorin suure
ref	säätimen ohjearvo
res	resonanssiin liittyvä suure
RMS	tehollisarvo (Root Mean Square)
s	verkon suure, staattorin suure
t	tuuleen liittyvä suure
tip	tuuliturbiinin roottorin lavan kärkiin liittyvä suure
z	nollakomponentti
α, β	vektorin reaali- ja imaginaarikomponentti stationarisessa koordinaatistossa
σ	hajasuure

SISÄLLYS

1. JOHDANTO.....	1
2. TUULIVOIMAKÄYTTÖ.....	2
2.1. Tuulivoimalakonsepteja.....	2
2.2. Tuulivoimakäytön mekaniikan mallintaminen ja ohjaus.....	4
3. KOLMITASOINEN PWM-KOKOSILTASUUNTAAJA.....	8
3.1. Toimintaperiaate.....	8
3.2. Mallintamisessa käytettävä avaruusvektoriteoria.....	11
3.3. Vektorimodulointi.....	14
3.4. Välipiirin jännitteiden tasapainotus.....	19
4. KOLMITASOINEN NOLLAJOHTIMELLINEN VERKKOSUUNTAAJA.....	21
4.1. Perusmääritelmiä.....	21
4.2. Sääto käytettäessä L-suodinta.....	22
4.3. Säätojärjestelmän synkronointi.....	26
4.4. Sääto käytettäessä LCL-suodinta.....	27
4.5. LCL-suotimen suunnittelu.....	29
4.6. LCL-suotimen komponenttien mallintaminen.....	30
4.7. Testilaitteiston verkkosuuntaajan LCL-suotimen mallintaminen ja mitoitus.....	33
5. KESTOMAGNEETTITAHTIKONE.....	38
5.1. Rakenne.....	38
5.2. Mallintaminen.....	39
5.3. Sääto.....	41
6. LABORATORIOTESTAUSJÄRJESTELMÄ.....	44
6.1. Laitteiston suunnittelulähtökohdat.....	44
6.2. Ohjaus ja sääto.....	44
6.3. Rakenne.....	45
6.3.1. Verkkosuuntaaja.....	46
6.3.2. Kestomagneettikonekäyttö.....	51
6.3.3. Kuormasuuntaaja.....	53
6.4. Suojaukset.....	54
6.5. Järjestelmän simulointi.....	55
6.6. Simulointi- ja mittaustuloksia.....	57
6.6.1. Askelmainen momentin muutos vakionopeudella.....	57
6.6.2. Askelmainen kuorman muutos välipiirissä.....	71
7. YHTEENVETO.....	76

1. JOHDANTO

Tiukkojen päästönormien täyttämiseksi energia-ala panostaa uusiutuvien energianlähteiden tuottaman sähköenergian osuuden lisäämiseksi paljon resursseja. Fossiilisten energialähteiden käyttöä halutaan pienentää niiden ilmastonmuutosta edistävien hiilidioksidipäästöjen takia ja esimerkiksi lähiaikojen tapahtumien vuoksi ydinvoima koetaan vaaralliseksi, ja sen rakentaminen aiheuttaa paljon vastustusta. Erityisesti tuulivoiman tutkiminen ja rakentaminen on merkittävässä osassa uusiutuvan energian käytön lisäämisessä, mutta myös aurinkovoima saa jatkuvasti yhä enemmän huomiota.

Tehoelektroniikan komponenttien kehittyessä ja niiden hintojen laskiessa tuulivoimaloissa on mahdollista käyttää yhä edistyneempiä tekniikoita. Tavoitteena on muun muassa kasvattaa tuulivoimaloiden tuottamaa tehoa ja parantaa niiden vikasietoisuutta. Yksi ratkaisu tähän on täyden tehon muuttuvanopeuksinen tuulivoimakäyttö. Perinteiseen kiinteänopeuksiseen tuulivoimakäyttöön verrattuna sillä on monia hyviä puolia, kuten suurempi tehontuotto suhteessa tuulen tehoon, mekaanisten osien pienemmät rasitukset ja parempi ohjattavuus. Täyden tehon tuulivoimakäyttö on tekniikaltaan huomattavasti monimutkaisempi kuin kiinteänopeuksinen tuulivoimakäyttö, joten sen jatkuva kehittäminen vaatii paljon tutkimustyötä.

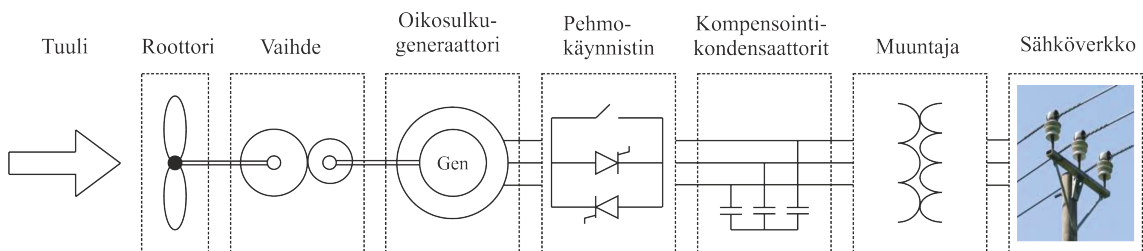
Tämän työn tavoitteena oli rakentaa muuttuvanopeuksisen tuulivoimakäytön tutkimiseen soveltuva laboratoriotestausjärjestelmä. Tuulivoimakäytön lisäksi järjestelmällä on mahdollista tutkia muun muassa hybridityökonekäyttöjä. Työ on tehty Tampereen teknillisen yliopiston Sähköenergiatekniikan laitoksella. Työn kirjallisessa osuudessa on dokumentoitu laitteiston käytännön toteutus ja perehdytty sen toiminnan teoriaan. Aluksi työssä käydään läpi tuulivoimakäyttöjen perusteita, eli erilaisia tuulivoimalakonsepteja ja niiden teoreettista mallintamista. Kolmannessa ja neljännessä luvussa syvennytään laitteiston toiminnan kannalta hyvin tärkeisiin komponentteihin, eli tehoelektroniisiin suuntaajiin. Viidennessä luvussa esitellään kestopagneettitahtikonekäytön rakenne, mallintaminen säätö. Kuudennessa luvussa käydään läpi rakennetun laitteiston rakenne sekä esitellään laitteistosta saatuja mittaustuloksia ja niitä vastaavia simulointituloksia.

2. TUULIVOIMAKÄYTTÖ

Tuulivoiman suosio energiantuotantomuotona ja tuulivoimaloiden yksikkökoot kasvavat jatkuvasti, mikä asettaa yhä suurempia vaatimuksia tuulivoimaloiden verkkoonliittymäl-
le. Esimerkiksi verkon vikatilanteissa suuria tuulivoimayksiköitä ei voida kytkeä
suoraan irti verkosta, koska suuren tuotantokapasiteetin äkillinen menettäminen voisi
johtaa koko sähköverkon stabiiliuden menettämiseen. Tämän vuoksi tuulivoimaloiden
tuottama pätö- ja loisteho tulee olla ohjattavissa. Ohjattavuus voidaan toteuttaa liittä-
mällä tuulivoimala verkkoon taajuusmuuttajan välityksellä. [1.]

2.1. Tuulivoimalakonsepteja

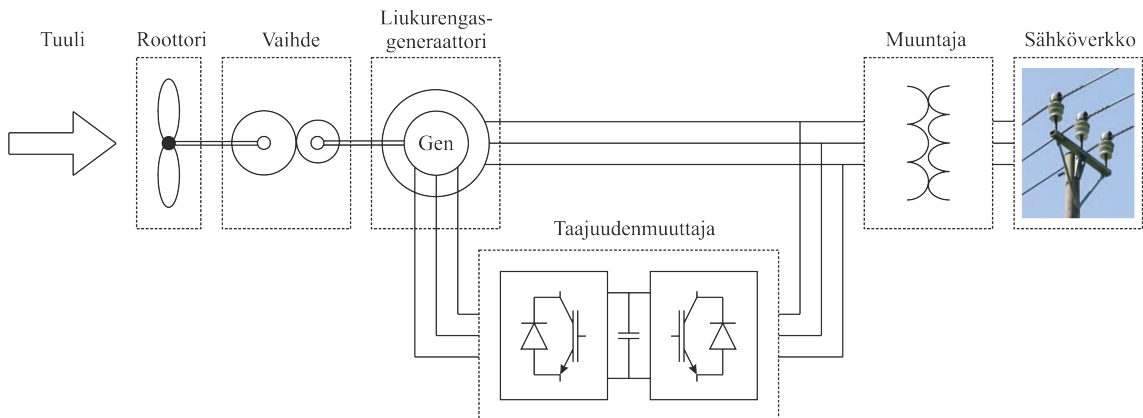
Kuvan 2.1 mukaisessa perinteisessä kiinteänopeuksisessa tuulivoimakäytössä generaattorina käytettävän oikosulkukoneen staattori on kytketty suoraan verkkoon, joten roottori pyörii lähes vakionopeudella. Voimalan käynnistysvirtaa pienennetään pehmo-
käynnistimellä. Lisäksi voimalassa täytyy olla kompensointikondensaattorit, jotka
tuottavat oikosulkukoneen magnetoinnin kuluttaman loistehon. Näistä lisäkomponen-
teista huolimatta järjestelmä on melko yksinkertainen, vakaa ja edullinen. Tuuliturbiinin
kiinteästä nopeudesta johtuen tuulen voimakkuuden vaihtelut näkyvät suoraan tuulitur-
biinin tuottamassa momentissa ja siten tuulivoimalan tuottamassa sähkötehossa.
Momentin voimakas vaihtelu rasittaa turbiinin ja generaattorin välissä olevaa vaihdetta.
Tehon vaihtelu voi aiheuttaa välkyntää varsinkin heikoissa sähköverkoissa. [1.]



Kuva 2.1. Kiinteänopeuksinen tuulivoimakäyttö [1].

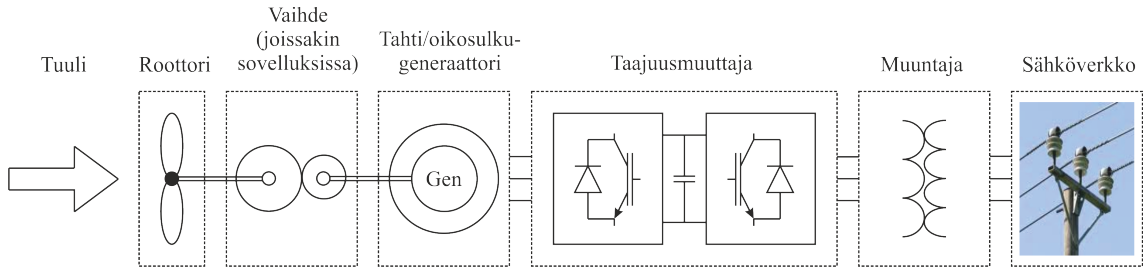
Muuttuvanopeuksisella tuulivoimakäytöllä on useita hyviä puolia verrattuna kiinteä-
nopeuksiseen käyttöön. Kun turbiinin nopeuden annetaan vaihdella tuulen
voimakkuuden mukaan, vaihteen ja muiden mekaanisten osien rasitukset vähenevät
huomattavasti. Myös tuulivoimalan tuottama teho on huomattavasti tasaisempaa, kun
tuulen voimakkuuden kasvaessa osa tuulen tehosta varastoituu tuuliturbiinin hitausmo-
mentteihin pyörimisenergiaksi, ja tuulen voimakkuuden puolestaan pienentyessä osa
turbiinin pyörimisenergiasta muunnetaan sähkötehoksi. Lisäksi tuulivoimalan tuottama
teho kasvaa, kun tuuliturbiinin pyörimisnopeus voidaan ohjata sopivaksi suhteessa tuu-
len nopeuteen.

Tuuliturbiinin pyörimisnopeuden muuttaminen ja tuulivoimalan tuottaman tehon säätö onnistuu liittämällä generaattori verkkoon vaihtosuuntaajan välityksellä. Taajuusmuuttaja voidaan kytkeä generaattoriin kahdella eri tavalla, riippuen käytettävän sähkökoneen tyypistä. Jos generaattorina käytetään liukurengaskonetta, sen staattori kytketään suoraan verkkoon ja roottori kytketään verkkoon taajuusmuuttajan välityksellä. Tällaista generaattoria kutsutaan kaksoissyötetyksi induktiogeneraattoriksi (DFIG, Doubly Fed Induction Generator). Taajuusmuuttajan mitoituksista riippuen DFIG:n jättämää ja täten pyörimisnopeutta voidaan säätää noin välillä $\pm 33\%$ synkronisesta pyörimisnopeudesta, eli kyseessä on osittain muuttuvanopeuksinen käyttö [2]. Jättämäteholla voidaan tuottaa noin 25 % tuulivoimalan koko tehosta, joten taajuusmuuttaja ja sen suodinkomponentit voidaan mitoittaa melko pieniksi, mikä vähentää sekä voimalan kustannuksia että häviöitä [3]. Kuvassa 2.2 on esitetty DFIG:llä varustetun tuulivoimakäytön perusrakenne.



Kuva 2.2. Osittain muuttuvanopeuksinen kaksoissyötetty liukurengaskonekäyttö [1].

Toinen tapa toteuttaa muuttuvanopeuksinen tuulivoimakäyttö on kytkeä generaattorin staattori taajuusmuuttajan välityksellä verkkoon, jolloin tuulivoimalan koko teho kulkee taajuusmuuttajan kautta, ja roottorin pyörimisnopeutta voidaan säätää täysin vapaasti. Tällaista käyttöä kutsutaankin täyden tehon suuntaajalla varustetuksi tai täysin muuttuvanopeuksiseksi tuulivoimakäytöksi. Generaattori voi olla joko tahti- tai epätahtikone. Viime vuosina paljon suosiota on kasvattanut kestmagneettitahtikoneen (PMSG, Permanent Magnet Synchronous Generator) käyttö. Kestomagneettitahtikoneen etuina on hyvä hyötysuhde, harjattomuus ja yksinkertainen rakenne. Kestomagneettikone on myös helppo rakentaa moninapaiseksi eli hitaasti pyöriväksi, jolloin generaattorin ja tuuliturbiinin väliin ei välttämättä tarvita lainkaan vaihdetta. Täysin muuttuvanopeuksinen tuulivoimakäyttö on paremmin ohjattavissa kuin osittain muuttuvanopeuksinen käyttö, mikä parantaa voimalan vikasietoisuutta [3]. Käytön rakenne on esitetty kuvassa 2.3. Tässä työssä keskitytään jatkossa ainoastaan kestmagneettitahtikoneella varustettuun täysin muuttuvanopeuksiseen tuulivoimakäyttöön.



Kuva 2.3. Täysin muuttuvanopeuksinen tuulivoimakäyttö [1].

2.2. Tuulivoimakäytön mekaniikan mallintaminen ja ohjaus

Tuulivoimalan tehtävä on muuttaa tuulesta saatava kineettinen energia sähköenergiaksi. Aluksi tuuliturbiini muuttaa tuulesta saadun tehon mekaaniseksi pyörimisliikkeeksi. Tämä pyörimisliike mahdollisesti muunnetaan sopivaan suuruusluokkaan vaihteen avulla, jonka jälkeen generaattori muuntaa pyörimisliikkeen sähköenergiaksi sähkömagneettisen induktion avulla. Generaattorista saatava sähkö on vielä muokattava sopivaan muotoon, jotta se voidaan siirtää eteenpäin.

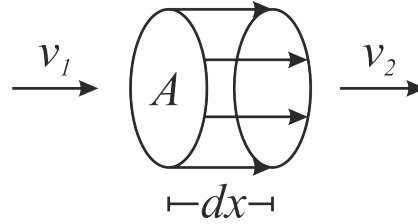
Tuuliturbiinina käytetään yleensä aksiaalista mallia eli sellaista, jossa ilma virtaa tuuliturbiinin roottorin akselin suuntaisesti. Yleisimmin tällaisessa tuuliturbiinissa käytetään kuvan 2.4 mukaista kolmilapaista roottoria.



Kuva 2.4. Kolmilapainen aksiaalinen tuuliturbiini [4].

Tuuliturbiinin mekaanisen mallintamisen tavoitteena on määrittää tuulen synnyttämä vääntömomentti generaattorin akselille. Kun tuuliturbiinin läpi kulkevan tuulen tehosta osa kuluu roottorin pyörittämiseen, on tuulennopeuden oltava eri suuruinen turbiinin etu- ja takapuolella. Merkitään turbiinin etupuolen keskimääräistä tuulennopeutta v_1 :llä ja takapuolella vallitsevaa tuulennopeutta v_2 :lla, kuten kuvassa 2.5. Roottorin pyyhkäisy-pinta-alan A läpi kulkeva ilmamassa dm ajassa dt voidaan laskea yhtälön (2.1) mukaisesti [5]. ρ on ilman tiheys ja v_{avg} pinta-alan A lävistävän tuulennopeuden keskiarvo.

$$\frac{dm}{dt} = A \rho \frac{dx}{dt} = A \rho v_{\text{avg}} = A \rho \frac{v_1 + v_2}{2} . \quad (2.1)$$



Kuva 2.5. Massavirtaus roottorin pyyhkäisyypinta-alan A läpi [5].

Turbiinin ilmasta ottama teho puolestaan voidaan laskea tuulen tehoerosta turbiinin etu- ja takapuolella:

$$P_t = P_1 - P_2 = \frac{1}{2} \frac{dm}{dt} (v_1^2 - v_2^2) \quad . \quad (2.2)$$

Sijoittamalla yhtälö (2.1) yhtälöön (2.2) saadaan tuulesta otetuksi tehoksi:

$$P_t = \frac{\rho}{4} A (v_1 + v_2) (v_1^2 - v_2^2) \quad . \quad (2.3)$$

Hyötykerroin c_p määritellään siten, että se on tuulivoimalan tuulesta ottaman tehon suhde tuulen tehoon ennen tuulivoimalaa:

$$c_p = \frac{P_t}{P_1} \quad (2.4)$$

Tuulen teho ennen tuulivoimalaa voidaan määrittää massavirtauksen ja tuulennopeuden perusteella:

$$P_1 = \frac{1}{2} \frac{dm_1}{dt} v_1^2 = \frac{1}{2} \rho A v_1^3 \quad , \quad (2.5)$$

eli hyötykerroin

$$c_p = \frac{P_t}{P_1} = \frac{1}{2} \left(1 - \left(\frac{v_2}{v_1} \right)^2 \right) \left(1 + \frac{v_2}{v_1} \right) \quad . \quad (2.6)$$

Suhdetta v_2/v_1 kutsutaan hidastussuhteeksi k . Hyötykerroimen ääriarvokohdat voidaan ratkaista sijoittamalla hidastussuhde yhtälöön (2.6) ja laskemalla yhtälön derivaatan nollakohdat hidastussuhteen funktiona:

$$\frac{dc_p}{dk} = \frac{1}{2} (1 - 2k - 3k^2) = 0 \quad \rightarrow \quad k = \frac{1}{3} \quad . \quad (2.7)$$

Derivaatan lausekkeen k :n toisen potenssin negatiivisesta etumerkistä voidaan päätellä, että derivaatan nollakohdassa on hyötykerroimen lausekkeen maksimiarvo. Tuulivoimalan tuulesta ottama teho on siis maksimissaan, kun hidastussuhteen k arvo on $1/3$. Hyötykerroin c_p on tällöin:

$$c_p = \frac{1}{2} \left(1 - \left(\frac{1}{3} \right)^2 \right) \left(1 + \frac{1}{3} \right) \approx 0,59 \quad (2.8)$$

Tämä tulos on nimeltään Betz:n laki, jonka kehitti saksalainen fyysikko Albert Betz vuonna 1919. Käytännössä Betz:n laki kertoo, että tuulen tehosta voidaan ottaa tuulivoi-

malalla talteen maksimissaan 59 %. Arvo on pelkästään teoreettinen ja todellisuudessa se on selvästi pienempi. Hyötykertoimen arvoon vaikuttaa roottorin lapojen muotoilu sekä kärkinopeussuhde λ , joka on lavan kärjen kehänopeuden v_{tip} suhde tuulennopeuteen:

$$\lambda = \frac{v_{\text{tip}}}{v_1} = \frac{r \omega_t}{v_1}, \quad (2.9)$$

missä r on turbiinin roottorin säde ja ω_t sen kulmanopeus. Hyötykerroin on maksimissaan vain tietyllä kärkinopeussuhteella. Liian pienellä nopeudella tuuliturbiinilla ei saada tuotettua sitä tehoa, joka tuulesta olisi saatavilla, ja liian suurella nopeudella erilaiset kitkahäviöt pienentävät tuulesta saatavaa tehoa. [5.]

Tuulivoimalan toimiessa alle nimellistuulennopeudella pyritään tuulesta saatava teho maksimoimaan ohjaamalla kärkinopeussuhde optimaaliseksi. Tämä tehdään säätämällä generaattorin tuottamaa vastamomenttia. Tuulennopeuden ollessa nimellistä suurempi täytyy tuulivoimalan teho rajoittaa nimellistehon suuruiseksi, jotta tuulivoimalan mekaanisten ja sähköisten komponenttien rasitukset pysyvät sallituissa rajoissa. Tehon rajoittaminen tapahtuu lapakulmaa θ säätämällä. Lapakulma vaikuttaa merkittävästi hyötykertoimeen ja siten tuuliturbiinin tuottamaan tehoon. Lapakulmasäätö onkin muodostunut vakiintuneeksi käytännöksi muuttuvanopeuksisissa tuulivoimakäytöissä. [5.]

Tuuliturbiinin tuulesta ottama teho saadaan yhdistämällä yhtälöt (2.5) ja (2.6):

$$P_t = c_p(\lambda, \theta) P_1 = \frac{1}{2} c_p(\lambda, \theta) \rho A v_1^3. \quad (2.10)$$

Yhtälöstä (2.10) on hyvä huomata tehon P_t verrannollisuus tuulennopeuden kolmanteen potenssiin. Tuuliturbiinin tuottama vääntömomentti τ_t voidaan ilmaista tehon P_t ja tuuliturbiinin kulmanopeuden ω_t osamääränä:

$$\tau_t = \frac{P_t}{\omega_t}. \quad (2.11)$$

Kun yhtälöön (2.11) sijoitetaan yhtälö (2.10), saadaan tuuliturbiinin vääntömomentiksi:

$$\tau_t = \frac{c_p(\lambda, \theta) \rho A v_1^3}{2 \omega_t}. \quad (2.12)$$

Monissa sovelluksissa tuuliturbiinin roottorin ja generaattorin akselin välissä on vaihde. Vaihteen avulla tuuliturbiinin pieni pyörimisnopeus ja suuri momentti muunnetaan useimmille generaattoreille paremmin sopivaksi suureksi pyörimisnopeudeksi ja pieneksi momentiksi. Tällaiset generaattorit ovat hyvin yleisiä ja suhteellisen edullisia. Vaihde kuitenkin lisää tuulivoimalan kustannuksia ja tarvitsee säännöllistä huoltoa, jonka järjestäminen etenkin merituulivoimaloille on hyvin kallista. Muun muassa näiden seikkojen vuoksi vaihde usein jätetään pois ja generaattoriksi valitaan esimerkiksi moninapaparinen kestopagneettikone.

Vaihteen mekaaninen mallintaminen on melko yksinkertaista. Vaihteen välityssuhde n määritellään seuraavasti:

$$n = \frac{\omega_g}{\omega_t} , \quad (2.13)$$

missä ω_g on generaattorin kulmanopeus ja ω_t tuuliturbiinin kulmanopeus. Vaihteen hyötysuhde η on generaattorin puoleisen tehon P_g ja tuuliturbiinin puoleisen tehon P_t osamäärä:

$$\eta = \frac{P_g}{P_t} . \quad (2.14)$$

Pyörimisliikkeen mekaaninen teho P määritellään kulmanopeuden ω ja momentin τ tulona:

$$P = \tau \omega \quad (2.15)$$

Yhtälöt (2.13) – (2.15) yhdistämällä saadaan vaihteen tuuliturbiinin puolella olevan momentin τ_t ja generaattorin puolella olevan momentin τ_g väliseksi yhteydeksi:

$$\tau_g = \frac{\eta \tau_t}{n} \quad (2.16)$$

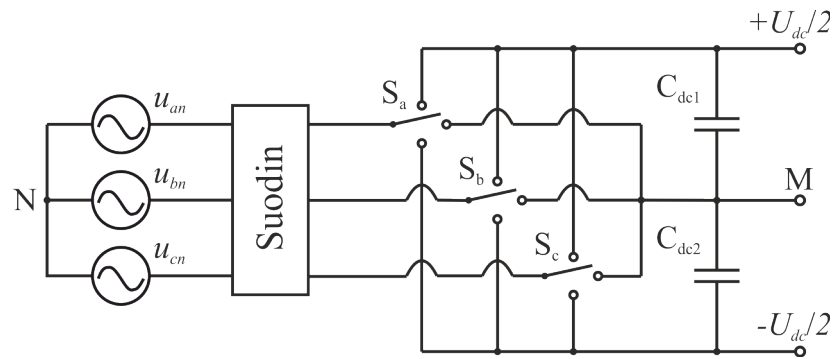
3. KOLMITASOINEN PWM-KOKOSILTASUUNTAAJA

Tehoelektronisten suuntaajien tarkoituksena on muokata tasasähköstä vaihtosähköä ja päinvastoin. Puhutaan siis vaihtosuuntaajasta ja tasasuuntaajasta. Erilaisia suuntaajatoologioita on paljon ja niitä voidaan luokitella esimerkiksi vaiheluvun, dc-puolen tasasuureen (jännite- tai virtasyöttöinen suuntaaja) tai dc-puolen jännitetasojen lukumäärän mukaan. Lisäksi kolmivaiheinen suuntaaja voidaan toteuttaa joko kolmi- tai nelijohtimisena. Nelijohtiminen toteutus tarkoittaa sitä, että vaihejohtimien lisäksi myös nollajohdin kytketään suuntaajaan. Useimmissa aktiivisin kytkinkomponentein toteutetuissa suuntaajissa tehon virtaussuuntaa voidaan muuttaa, eli suuntaajat voivat toimia joko tasa- tai vaihtosuuntaajina. Siksi nimitykset tasa- ja vaihtosuuntaaja ovat häilyviä, joten voidaan puhua myös pelkästään suuntaajasta ottamatta kantaa tehon virtaussuuntaan. Suuntaajien avulla tasasähköisiä järjestelmiä voidaan liittää esimerkiksi vaihtosähköverkkoon tai vaihtosähkökoneisiin. Sähköverkkoon liitettäessä suuntaajasta käytetään yleisesti nimitystä verkkosuuntaaja.

Kolmitasoisen suuntaajan nimitys tulee siitä, että se muodostaa vaihtojännitteen kolmesta eri tasajännitetasosta. Aktiivinen PWM-suuntaaja on sellainen, jonka kytkinkomponentit ovat pakkokommutoituja ja niitä kytketään suurella taajuudella pulsinleveysmoduloinnin (PWM, Pulse Width Modulation) periaatteiden mukaisesti. Tässä työssä keskitytään kolmitasoiisiin, jännitesyöttöisiin PWM-kokosiltasuuntaajiin. Tällainen suuntaaja on luonteeltaan jännitettä nostava, eli dc-puolen jännitteen on oltava suurempi kuin ac-puolen. Tehoa on mahdollista siirtää kumpaankin suuntaan.

3.1. Toimintaperiaate

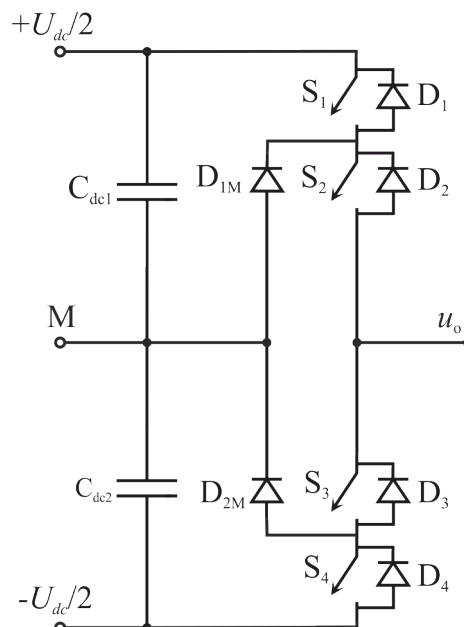
Kuvassa 3.1 on esitetty nollajohtimettoman, kolmivaiheisen ja -tasaisen suuntaajan rakenne. Kuvassa puolijohteet on korvattu kytkimillä S_a , S_b ja S_c . Kolmitasoisessa topologiassa kolmas tarvittava potentiaali muodostetaan välipiirin keskipisteeseen M jakamalla välipiirin jännite kahtia kondensaattoreiden C_{dc1} ja C_{dc2} avulla. Joissakin lähteissä käytetty kolmitasoisen suuntaajan nimitys NPC-suuntaaja (Neutral Point Clamped) johtuukin mahdollisuudesta kytkeä vaihelähdöt välipiirin keskipisteeseen.



Kuva 3.1. Kolmitasoinen suuntaaja.

Kolmitasoinen suuntaaja voidaan toteuttaa monella eri tavalla ja yksi- tai kaksisuuntaisella tehon virtaussuunnalla [6]. Tässä työssä käsitellään diodikiinnitettyä (Diode Clamped) topologiaa. Kuvassa 3.2 on esitetty kolmitasoisen diodikiinnitetyn puolisoltsuuntaajan päävirtapiiri. Kuvan kytkennässä ac-kuorma liitetään vaihelähdön u_o ja välipiiriin keskipisteen M välille. Nimensä mukaisesti keskipisteeseen kytkeytyminen tapahtuu diodien avulla. Kuvaan 3.2 nämä lukitusdiodit on merkitty symboleilla D_{1M} ja D_{2M} . Lisäksi kuvasta löytyy puolijohdekytkimet S_{1-4} ja niiden kanssa vastarinnankytketyt diodit D_{1-4} . Puolijohdekytkimet voivat olla esimerkiksi IGBT:itä (Insulated Gate Bipolar Transistor). Virran suunta voi olla joko välipiiristä vaihelähtöön tai päinvastoin.

Kytkekomponenttien ja diodien yli vaikuttaa aina maksimissaan vain $U_{dc}/2$ suuruinen jännite. Tämä on puolet vähemmän kuin kaksitasoisessa topologiassa. Puolijohteet, joiden estojännitekestoisuus on pienempi, maksavat vähemmän ja niiden häviöt ovat pienemmät.



Kuva 3.2. Diodikiinnitetty kolmitasoinen puolisoltsuuntaaja.

Suuntaajaa ohjataan taulukon 3.1 mukaisesti. Kytkimen johtotilaa merkitään 1:llä ja estotilaa 0:lla. Jos esimerkiksi halutaan kytkeä vaihelähtö u_o välipiiriin potentiaaliin $+U_{dc}/2$, ohjataan kytkimet S_1 ja S_2 johtaviksi. Jos virran suunta on välipiiristä vaiheläh-

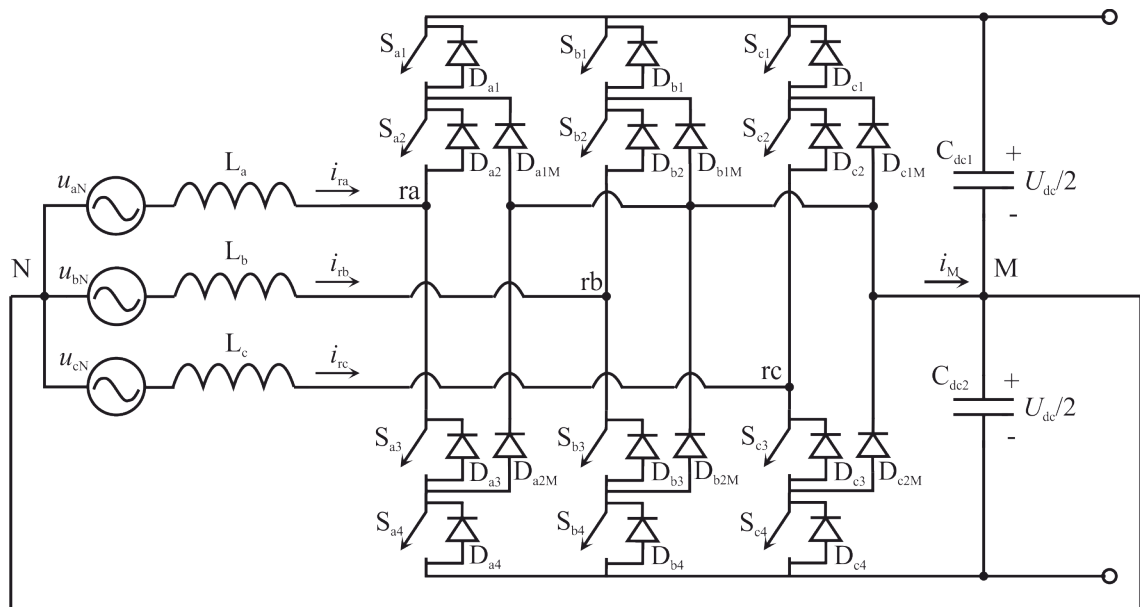
töön, kulkee se kytkimien S_1 ja S_2 kautta. Jos virran suunta taas on vaihelähdöstä välipiiriin päin, kulkee se diodien D_1 ja D_2 kautta. Keskipisteeseen kytkeytyminen puolestaan tapahtuu ohjaamalla kytkimet S_2 ja S_3 johtaviksi, jolloin virta kulkee sen suunnasta riippuen joko diodin D_{1M} ja kytkimen S_2 tai diodin D_{2M} ja kytkimen S_3 kautta.

Taulukko 3.1. Kytkentätilan ja vaihelähdön jännitteen suhde.

	S_1	S_2	S_3	S_4	u_o
Kytkentätila	1	1	0	0	$+U_{dc}/2$
	0	1	1	0	0
	0	0	1	1	$-U_{dc}/2$

Koska kytkinkomponenttien, kuten IGBT:iden, syttymis- ja sammumisviiveet ovat eripituisia, täytyy niiden kytkentöjä käytännössä viivästyä sopivasti, jotta välipiiri ei pääse oikosulkeutumaan. Kun vaihelähtö on esimerkiksi kytkettynä potentiaaliin $+U_{dc}/2$, niin seuraava kytkentä tehdään potentiaaliin 0. Jos kytkin S_3 tällöin ehtii siirtyä johtotilaan ennen kuin S_1 menee estotilaan, niin välipiiriin ylempi puolikas oikosulkeutuu kytkimien S_1 , S_2 ja S_3 sekä diodin D_{2M} kautta.

Kolmivaiheinen nelijohtiminen versio suuntaajasta on esitetty kuvassa 3.3. Sen voidaan ajatella rakentuvan kolmesta rinnankytketystä puolisuunnasta. Suotimena toimivat kuristimet L_a , L_b ja L_c . Kuten kuvasta nähdään, suuntaajassa on 12 aktiivikytkintä ja 18 diodia. Verrattuna vastaavan kaksitasoisen suuntaajan 6 kytkimeen ja 6 diodiin kolmitasoinen suuntaaja on melko monimutkainen, mikä lisää tarvittavan ohjauselektronikan määrää.



Kuva 3.3. Kolmivaiheinen nelijohtiminen kokosilta.

Kolmannen jännitetason takia kolmitasoiselle suuntaajalle on ominaista pienempi jännitesärö ja sitä kautta pienempi virtasärö kuin vastaavalla kaksitasoisella suuntaajalla [7]. Pienempi särö pienentää tarvittavien suotimien kokoa ja niissä tapahtuvia häviöitä. Vaikka kolmitasoisessa suuntaajassa onkin paljon enemmän puolijohteita kuin kaksita-

soisessa, niin kolmitasoisen suuntaajan kokonaishäviöt ovat tyypillisesti jopa pienemmät kuin kaksitasoisessa suuntaajassa. Tämä johtuu komponenttien estojännitekestoisuuden ja kytkettävän jännitteen puolittamisesta. Lisäksi pienemmän estojännitekestoisuuden ansiosta kolmitasoisen suuntaajan puolijohteiden kokonaishinta on vain hieman kaksitasoisen suuntaajan puolijohteiden hintaa suurempi. [8.] Kolmitasoisen suuntaajan tarvitsema monimutkaisempi ohjauselektronikka on jonkin verran kalliimpi kuin kaksitasoisella. Lisäksi kolmitasoisen suuntaajan säätö on ohjelmallisesti monimutkaisempaa.

3.2. Mallintamisessa käytettävä avaruusvektorteoria

Avaruusvektorteoria tarjoaa tehokkaan menetelmän analysoida kolmivaiheisia järjestelmiä. Avaruusvektorin avulla voidaan muuntaa mielivaltaiset kolmivaiheiset hetkellisarvot kompleksiseksi hetkellisarvo-osoittimeksi.

Sovellettaessa avaruusvektorteoriaa sähkökoneisiin tehdään yleensä seuraavat oletukset [9]:

- Magneettivuon jakautuma ilmavälissä on sinimuotoinen.
- Magneettiset väliaineet eivät kyllästy, eli magneetoimiskäyrä on lineaarinen.
- Rautahäviöt ovat häviävän pienet.
- Resistanssit ja reaktanssit ovat lämpötilasta riippumattomia.

Kolmivaiheisessa järjestelmässä vaihekäämit ovat 120 asteen kulmassa toisiinsa nähden. Otetaan käyttöön yksikkövektori $\underline{a} = e^{j2\pi/3}$. Vaihekäämien suunnat ovat tällöin:

$$a: \underline{a}^0 = 1$$

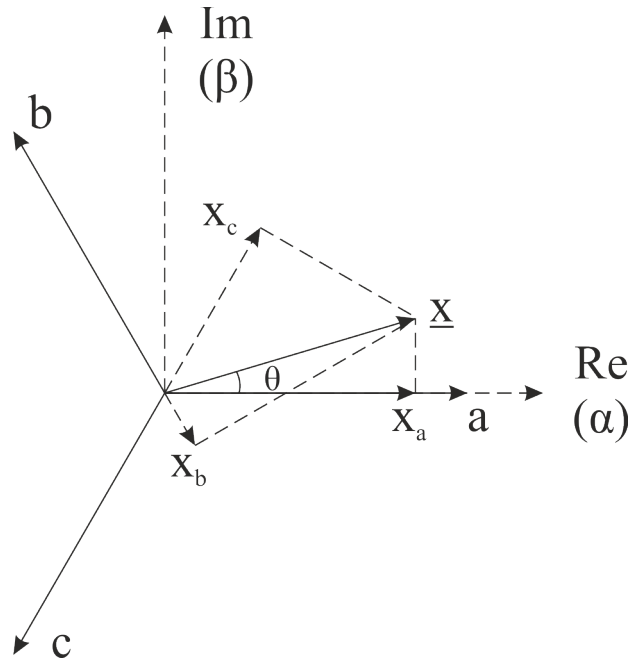
$$b: \underline{a}^1 = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$c: \underline{a}^2 = e^{j4\pi/3} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

Avaruusvektori \underline{x} kolmivaiheisen virran tai jännitteen hetkellisarvoille x_a , x_b ja x_c määritellään [9]:

$$\underline{x}(t) = \frac{2}{3} [x_a(t) + \underline{a}x_b(t) + \underline{a}^2x_c(t)] = |\underline{x}(t)| e^{j\theta}, \quad (3.1)$$

missä θ on avaruusvektorin ja reaaliakselin välinen kulma. Kertoimeksi on valittu $2/3$, koska tällä tavoin avaruusvektorin pituudeksi saadaan vastaavan symmetrisen kolmivaihejärjestelmän vaihesuureiden huippuarvo. Vaihesuureet voivat saada mitä tahansa toisistaan riippumattomia arvoja. Jatkossa kaavoista jätetään selvyuden vuoksi merkitsemättä suureiden aikariippuvuus, ellei se jostakin syystä ole tarpeellista. Kuva 3.4 havainnollistaa vaihesuureiden ja avaruusvektorin välistä riippuvuutta. Sähkökoneiden lisäksi avaruusvektorteoriaa voidaan soveltaa myös kolmivaiheisten suuntaajien mallintamiseen ja ohjaukseen.



Kuva 3.4. Avaruusvektorin ja vaihesuureiden välinen riippuvuus.

Merkitään kompleksitason reaali- ja imaginaariosia alaindekseillä α ja β . Avaruusvektori voidaan tällöin merkitä:

$$\underline{x} = x_\alpha + jx_\beta \quad . \quad (3.2)$$

Kolmivaihesuureen nollakomponentti x_z määritellään vaihesuureiden keskiarvona:

$$x_z = \frac{1}{3}(x_a + x_b + x_c) \quad . \quad (3.3)$$

Nollakomponentti ei säily avaruusvektorimuunnoksessa, vaan se on laskettava erikseen kolmivaihesuureista. Avaruusvektorimuunnos voidaan tehdä yhtälöistä (3.1) ja (3.3) johdetun muunnosmatriisin avulla:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_z \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Käänteismuunnos vastaavasti:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_z \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Jotta avaruusvektoreilla laskemisesta saataisiin mahdollisimman yksinkertaista, täytyy ne pystyä esittämään myös muissa kuin paikallaan pysyvässä, stationarisessa koordinaatistossa. Sovelluksesta riippuen, hyödyllisiä koordinaatistoja voi olla esimerkiksi verkkojännitteen tai vaihtosähkökoneen roottorin mukana pyörivä koordinaatisto.

Avaruusvektori \underline{x} voidaan yleisessä tapauksessa lausua muodossa

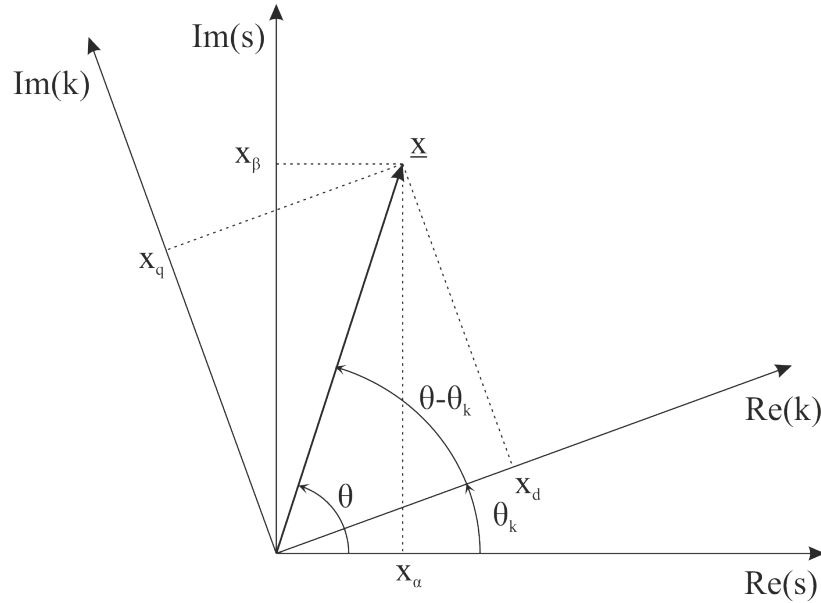
$$\underline{x}^s = |\underline{x}| e^{j\theta} \quad , \quad (3.6)$$

missä yläindeksi s tarkoittaa, että vektori on stationaarisessa koordinaatistossa, $|\underline{x}|$ on vektorin pituus ja θ on vektorin kulma. Sekä $|\underline{x}|$ että θ voivat olla ajasta riippuvia. Kuvassa 3.5 on merkitty pyörivän koordinaatiston reaaliakselin kulmaa θ_k :lla. Tällöin vektori \underline{x} ilmaistuna koordinaatistossa k on

$$\underline{x}^k = |\underline{x}| e^{j(\theta - \theta_k)} = \underline{x}^s e^{-j\theta_k} \quad (3.7)$$

Vastaavasti muunnos koordinaatistosta k stationaariseen koordinaatistoon s :

$$\underline{x}^s = \underline{x}^k e^{j\theta_k} \quad (3.8)$$



Kuva 3.5. Avaruusvektorin koordinaatistomuunnos.

Pyörivän koordinaatiston reaali- ja imaginaariosia merkitään tästä eteenpäin kirjaimilla d ja q . Nollakomponentti ei muutu koordinaatistomuunnoksessa. Myös koordinaatistomuunnos voidaan suorittaa muunnosmatriisin avulla [9]. Yhtälöistä (3.7) ja (3.8) saadaan, että

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & \sin(\theta_k) & 0 \\ -\sin(\theta_k) & \cos(\theta_k) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_z \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

ja

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & -\sin(\theta_k) & 0 \\ \sin(\theta_k) & \cos(\theta_k) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_z \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Jos nollakomponenttia ei ole, avaruusvektoreiden avulla lausuttuna hetkellinen pätöteho

$$p = \frac{3}{2} \operatorname{Re}\{\underline{u}i^*\} \quad (3.11)$$

ja imaginaarinen teho

$$q = \frac{3}{2} \text{Im}\{\underline{u}i^*\} \quad (3.12)$$

missä tahansa koordinaatistossa lausuttuna. Jos nollakomponentti täytyy ottaa huomioon,

$$p = \frac{3}{2} \text{Re}\{\underline{u}i^*\} + 3u_z i_z \quad (3.13)$$

3.3. Vektorimodulointi

Vektorimoduloinnin avulla voidaan laskea pulssinleveysmoduloinnissa tarvittavat puoli-johdekytkimien kytkentäajat avaruusvektoriteoriaa hyväksi käyttäen. Vektorimodulointi sopii erityisesti mikrokontrollerilla tai DSP:llä (Digital Signal Processor) toteutettavaan modulaattoriin, jossa laskenta tapahtuu täysin digitaalisesti. Lisäksi vektorimodulointia käyttämällä suuntaajan tuottama virtasärö on mahdollista saada pienemmäksi kuin perinteisellä kantoaaltopohjaisella moduloinnilla [10].

Kolmitasoisen suuntaajan vaihelähdöt voivat olla kolmessa eri potentiaalissa. Kolmivaiheisena tällainen suuntaaja voi siis muodostaa $3^3=27$ erilaista kytkentätilaa. Kytkentätilat on mielekästä esittää jännitteen kytkentävektorin \underline{swu} avulla. Jännitteen kytkentävektori muodostuu eri vaiheiden kytkentäfunktioista swu_a , swu_b ja swu_c siten, että

$$u_{aM} = swu_a \cdot \frac{U_{dc}}{2} \quad (3.14)$$

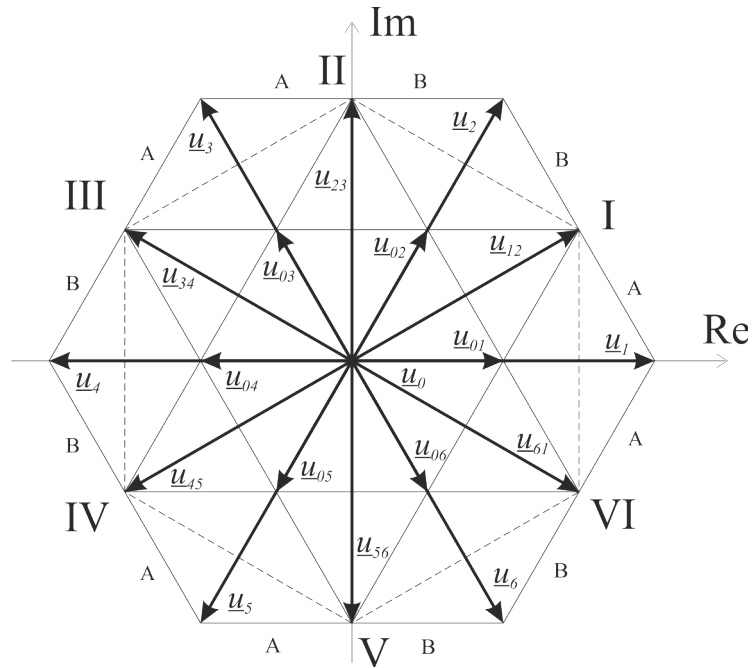
$$u_{bM} = swu_b \cdot \frac{U_{dc}}{2} \quad (3.15)$$

$$u_{cM} = swu_c \cdot \frac{U_{dc}}{2} \quad (3.16)$$

missä $u_{(a,b,c)M}$ ovat eri vaiheiden jännitteet välipiirin keskipisteeseen M nähden. Jännitteiden kytkentäfunktiot $swu_{(a,b,c)}$ voivat siis saada arvon -1, 0 tai 1. Suuntaajan muodostama jännitevektori voidaan laskea sijoittamalla yhtälöt (3.14) – (3.16) yhtälöön (3.1). Jännitteen nollakomponentti puolestaan lasketaan yhtälön (3.3) avulla.

Kuvaan 3.6 on piirretty kolmitasoisen suuntaajan mahdollisia kytkentätiloja vastaavat jännitevektorit kompleksitasossa. Kuten kuvasta huomataan, erilaisia vektoreita on 19, eli osa vektoreista on keskenään samanlaisia eli redundanteja. Kuvan 3.6 vektori-diagrammi jaetaan kuuteen eri pääsektoriin, joita merkitään luvuilla I – IV. Vektoreita on kolmea eri pituutta:

- päävektorit ($\underline{u}_1 - \underline{u}_6$): $\frac{2}{3} U_{dc}$
- jakovektorit ($\underline{u}_{12} - \underline{u}_{61}$): $\frac{1}{\sqrt{3}} U_{dc}$
- puolivektorit ($\underline{u}_{01} - \underline{u}_{06}$): $\frac{1}{3} U_{dc}$.



Kuva 3.6. Kolmitasoisen suuntaajan vektorit kompleksitasossa.

Taulukkoon 3.2 on listattu kolmitasoisen suuntaajan kaikki mahdolliset jännitevektorit \underline{u} , niiden kytkentävektorit \underline{swu} ja niiden aiheuttamat nollakomponentit u_z . Keskenään redundanttien vektoreiden jännitteen nollakomponentti poikkeaa toisistaan sekä suuruudeltaan että merkiltään. Näiden vektorien alaindeksissä esiintyvä '-' tai '+' tarkoittaa kyseisen vektorin aiheuttaman nollakomponentin merkkiä. Taulukosta nähdään, että pää- ja jakovektorit voidaan muodostaa vain yhdellä kytkinkombinaatiolla. Puolivektoreilla puolestaan on kaksi redundanttia vaihtoehtoa ja nollavektorilla kolme. Lisäksi taulukon viimeisessä sarakkeessa on suuntaajasta välipiiriin keskipisteeseen kulkeva virta i_M kullakin jännitevektorilla kun oletetaan, että $i_a + i_b + i_c = 0$, eli järjestelmä on nollajohtimeton.

Taulukko 3.2. Kolmitasoisen suuntaajan jännitevektorit, vaihejännitteiden aiheuttama nollakomponentti välipiirin keskipisteeseen M nähden ja keskipisteen virta.

\underline{u}	$\underline{swu} (U_{dc}/2)$	$u_z (U_{dc})$	i_M
\underline{u}_0	[0 0 0]	0	0
\underline{u}_{0+}	[1 1 1]	1/2	0
\underline{u}_{0-}	[-1 -1 -1]	- 1/2	0
\underline{u}_{01+}	[1 0 0]	1/6	$-i_a$
\underline{u}_{01-}	[0 -1 -1]	- 1/3	i_a
\underline{u}_1	[1 -1 -1]	- 1/6	0
\underline{u}_{12}	[1 0 -1]	0	i_b
\underline{u}_{02+}	[1 1 0]	1/3	i_c
\underline{u}_{02-}	[0 0 -1]	- 1/6	$-i_c$
\underline{u}_2	[1 1 -1]	1/6	0
\underline{u}_{23}	[0 1 -1]	0	i_a
\underline{u}_{03+}	[0 1 0]	1/6	$-i_b$
\underline{u}_{03-}	[-1 0 -1]	- 1/3	i_b
\underline{u}_3	[-1 1 -1]	- 1/6	0

\underline{u}	$\underline{swu} (U_{dc}/2)$	$u_z (U_{dc})$	i_M
\underline{u}_{34}	[-1 1 0]	0	i_c
\underline{u}_{04+}	[0 1 1]	1/3	i_a
\underline{u}_{04-}	[-1 0 0]	- 1/6	$-i_a$
\underline{u}_4	[-1 1 1]	1/6	0
\underline{u}_{45}	[-1 0 1]	0	i_b
\underline{u}_{05+}	[0 0 1]	1/6	$-i_c$
\underline{u}_{05-}	[-1 -1 0]	- 1/3	i_c
\underline{u}_5	[-1 -1 1]	- 1/6	0
\underline{u}_{56}	[0 -1 1]	0	i_a
\underline{u}_{06+}	[1 0 1]	1/3	i_b
\underline{u}_{06-}	[0 -1 0]	- 1/6	$-i_b$
\underline{u}_6	[1 -1 1]	1/6	0
\underline{u}_{61}	[1 -1 0]	0	i_c

Vektoridiagrammin jokainen pääsektori jaetaan vielä neljään alisektoriin 1 – 4 kuvan 3.7 mukaisesti. Vektorimodulointi perustuu referenssivektorin \underline{u}_{ref} keskiarvostamiseen yhden näytteistysjakson T_s aikana. Tämä tapahtuu siten, että valitaan referenssivektoria \underline{u}_{ref} kolme lähinnä olevaa vektoria, eli ne vektorit, jotka rajaavat alisektorin, jossa referenssivektori sijaitsee. Näitä kolmea vektoria keskiarvostamalla voidaan tuottaa mikä tahansa vektori kyseisen alisektorin sisällä. Mielivaltaiselle vektorille \underline{u}_{ref} voidaan kirjoittaa:

$$\underline{u}_{ref} = d_r \underline{u}_r + d_z \underline{u}_z + d_e \underline{u}_e \quad , \quad (3.17)$$

missä $\underline{u}_{(r,z,e)}$ ovat keskiarvostamiseen käytetyt vektorit ja $d_{(r,z,e)}$ niiden pulssisuhteet. Vektorit jaetaan alaindeksiensä mukaan kolmeen luokkaan [11]:

- r : redundantti vektori
- z : vektori, jonka nollakomponentti $u_z = 0$
- e : vektori, jota käytetään kytkentäsekvenssissä ilman redundanttia vastinetta

Pulssisuhteiden ratkaisemiseksi referenssivektori on jaettava pääsektoria rajoittavien päävektorien kanssa yhdensuuntaisiksi komponenteiksi. Kuvassa 3.7 näitä komponentteja on merkitty u_κ :lla ja u_λ :lla.

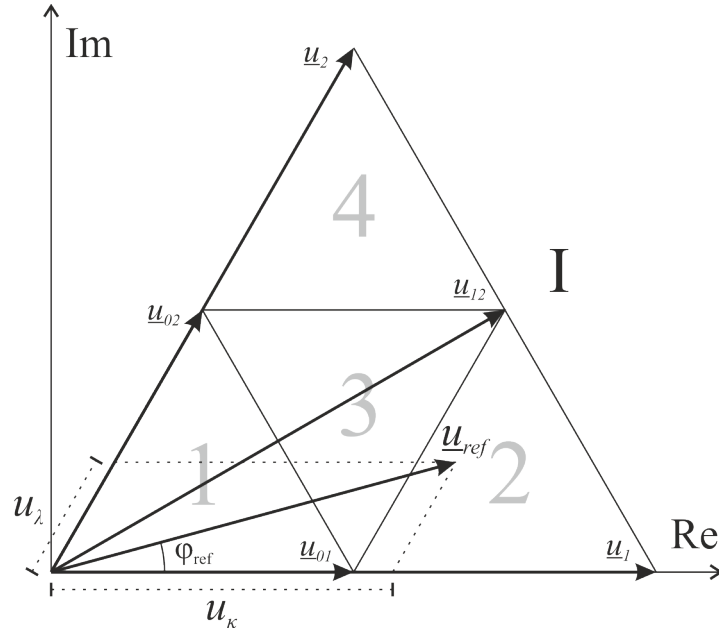
$$u_\kappa = |\underline{u}_{ref}| \left(\cos(\theta_{ref}) - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\theta_{ref}) \right) \quad (3.18)$$

$$u_\lambda = |\underline{u}_{ref}| \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\theta_{ref}) \quad , \quad (3.19)$$

missä θ_{ref} on vektorin \underline{u}_{ref} ja reaaliakselin välinen kulma. Komponentit skaalataan pienen vektorin pituuden suhteen, mistä saadaan normalisoidut pulssisuhteet d_κ ja d_λ : [11, 12]

$$d_{\kappa} = 3 \frac{u_{\kappa}}{U_{dc}} \quad (3.20)$$

$$d_{\lambda} = 3 \frac{u_{\lambda}}{U_{dc}} \quad (3.21)$$



Kuva 3.7. Pääsektorin I alisektorit ja referenssivektorin projektioiden muodostuminen.

Normalisoitujen pulssisuhteiden avulla voidaan määrittää alisektori, missä vektori \underline{u}_{ref} sijaitsee. Alisektori määritetään seuraavasti [12]:

$$\begin{aligned} IF(d_{\kappa} \geq 1) &\rightarrow as = 2 \\ IF(d_{\lambda} \geq 1) &\rightarrow as = 4 \\ ELSE IF \\ (d_{\kappa} + d_{\lambda} \geq 1) &\rightarrow as = 3 \\ (d_{\kappa} + d_{\lambda} \leq 1) &\rightarrow as = 1 \end{aligned} \quad (3.22)$$

missä as on alisektorin numero. Alisektorin ja vastaavaan kohdan normalisoitujen pulssisuhteiden avulla voidaan määrittää pulssisuhteet $d_{(r,z,e)}$, jotka on listattu taulukkoon 3.3.

Taulukko 3.3. Pulssisuhteet eri alisektoreissa [13].

Alisektori	d_r	d_z	d_e
1. ($\theta_{ref} < \pi/6$)	d_{κ}	$1-d_{\kappa}-d_{\lambda}$	d_{λ}
1. ($\theta_{ref} > \pi/6$)	d_{λ}	$1-d_{\kappa}-d_{\lambda}$	d_{κ}
2.	$2-d_{\kappa}-d_{\lambda}$	d_{λ}	$d_{\kappa}-1$
3. ($\theta_{ref} < \pi/6$)	$1-d_{\lambda}$	$d_{\kappa}+d_{\lambda}-1$	$1-d_{\kappa}$
3. ($\theta_{ref} > \pi/6$)	$1-d_{\kappa}$	$d_{\kappa}+d_{\lambda}-1$	$1-d_{\lambda}$
4.	$2-d_{\kappa}-d_{\lambda}$	d_{κ}	$d_{\lambda}-1$

Kuten taulukosta 3.2 nähdään, redundanteilla puolivektoreilla on erisuuriset ja -merkkiset jännitteen nollakomponentit. Lisäksi niiden aiheuttama keskipisteen virta i_M on samansuuruinen, mutta eri merkinen. Painottamalla redundanteja puolivektoreita

sopivasti keskenään voidaan siis ohjata suuntaajan tuottamaa jännitteen nollakomponenttia tai vaihtoehtoisesti keskipisteen virtaa.

Mitä lähempänä referenssivektori on redundanttia vektoria, sitä suurempi pulssisuhde d_r on. Mitä suurempi pulssisuhde d_r on, sitä suurempi vaikutus redundanttien pienten vektoreiden painottamisella on jännitteen nollakomponenttiin ja keskipisteen virtaan. Tämän takia alisektoreissa 1 ja 3 valitaan redundantiksi vektoriksi aina se pieni vektori, joka on lähempänä referenssivektoria \underline{u}_{ref} . Kuvaan 3.6 on piirretty katkoviivalla alue, jonka sisällä jännitteen nollakomponenttia u_z voidaan ohjata nollan molemmin puolin. Tarvittaessa referenssivektorin pituutta rajataan siten, että vektori mahtuu tämän alueen sisään. Luvussa 3.4 kerrotaan mihin jännitteen nollakomponentin ja keskipisteen virran ohjaamisella pyritään.

Vektoreiden kytkentäsekvenssi koostuu aina neljästä vektorista. Sekvenssi aloitetaan aina negatiivisella redundantilla vektorilla \underline{u}_r ja lopetetaan positiivisella redundantilla vektorilla \underline{u}_{r+} . Seuraava kytkentä tehdään aina sellaiseen vektoriin, jossa tarvitsee muuttaa vain yhden kytkimen tilaa. Tällä tavoin syntyvä särö ja kytkentähäviöt saadaan mahdollisimman pieniksi. Kuvaan 3.6 on merkitty jokaiseen pääsektoriin alueet A ja B. Vektoreiden \underline{u}_z ja \underline{u}_e keskinäinen järjestys voidaan päätellä siitä, että kummalla alueella referenssivektori \underline{u}_{ref} on. Mikäli ollaan A-alueella, niin \underline{u}_e kytketään ensiksi ja päinvastoin. Kun kytkentäsekvenssi on suoritettu, se suoritetaan vielä uudestaan päinvastaisessa järjestyksessä. Näihin kahteen sekvenssiin kuluu aikaa nimitetään modulointijaksoksi T_{mod} . Modulointijakson aikana jokainen ohjausvuorossa oleva kytkin muuttaa kerran tilaansa, eli kytkentätaajuus f_{sw} lasketaan lausekkeen (3.23) mukaisesti:

$$f_{sw} = \frac{1}{2T_s} = \frac{1}{T_{mod}} \quad (3.23)$$

Taulukossa 3.4 on esimerkki pääsektorin I kytkentäsekvensseistä ja niiden vektoreista. [14.]

Taulukko 3.4. Vektoreiden kytkentäsekvenssit pääsektorissa 1.

Alisektori	Alue A/B	Vektoreiden kytkentäsekvenssi	
1. ($\theta_{ref} < \pi/6$)	A	$\underline{u}_r - \underline{u}_e - \underline{u}_z - \underline{u}_{r+}$	$\underline{u}_{01-} - \underline{u}_{02-} - \underline{u}_0 - \underline{u}_{01+}$
1. ($\theta_{ref} > \pi/6$)	B	$\underline{u}_r - \underline{u}_z - \underline{u}_e - \underline{u}_{r+}$	$\underline{u}_{02-} - \underline{u}_0 - \underline{u}_{01+} - \underline{u}_{02+}$
2.	A	$\underline{u}_r - \underline{u}_e - \underline{u}_z - \underline{u}_{r+}$	$\underline{u}_{01-} - \underline{u}_1 - \underline{u}_{12} - \underline{u}_{01+}$
3. ($\theta_{ref} < \pi/6$)	A	$\underline{u}_r - \underline{u}_e - \underline{u}_z - \underline{u}_{r+}$	$\underline{u}_{01-} - \underline{u}_{02-} - \underline{u}_{12} - \underline{u}_{01+}$
3. ($\theta_{ref} > \pi/6$)	B	$\underline{u}_r - \underline{u}_z - \underline{u}_e - \underline{u}_{r+}$	$\underline{u}_{02-} - \underline{u}_{12} - \underline{u}_{01+} - \underline{u}_{02+}$
4.	B	$\underline{u}_r - \underline{u}_z - \underline{u}_e - \underline{u}_{r+}$	$\underline{u}_{02-} - \underline{u}_{12} - \underline{u}_2 - \underline{u}_{02+}$

Redundanttien vektoreiden painottamiseksi otetaan käyttöön kerroin $r \in [-1, 1]$, jonka avulla voidaan laskea redundanttien vektoreiden \underline{u}_r ja \underline{u}_{r+} pulssisuhteet d_r ja d_{r+} [14]:

$$d_{r+} = (1+r) \frac{d_r}{2} \quad (3.24)$$

$$d_{r-} = (1-r) \frac{d_r}{2} \quad (3.25)$$

Merkitään vektoreiden aiheuttamaa jännitteen nollakomponenttia alaindeksillä z . Nyt voidaan kirjoittaa:

$$u_{z,\text{ref}} = (1-r) \frac{d_r}{2} u_{r-,z} + d_z u_{z,z} + d_e u_{e,z} + (1+r) \frac{d_r}{2} u_{r+,z} \quad (3.26)$$

Alueella A pätee

$$u_{r-,z} = -\frac{1}{3} U_{\text{dc}} \quad , \quad u_{z,z} = 0 \quad , \quad u_{e,z} = -\frac{1}{6} U_{\text{dc}} \quad \text{ja} \quad u_{r+,z} = \frac{1}{6} U_{\text{dc}} \quad (3.27)$$

ja alueella B pätee

$$u_{r-,z} = -\frac{1}{6} U_{\text{dc}} \quad , \quad u_{z,z} = 0 \quad , \quad u_{e,z} = \frac{1}{6} U_{\text{dc}} \quad \text{ja} \quad u_{r+,z} = \frac{1}{3} U_{\text{dc}} \quad (3.28)$$

Sijoittamalla (3.27) ja (3.28) yhtälöön (3.26) saadaan

$$r_A = \frac{2}{3} \left(\frac{d_e}{d_r} \right) + \frac{1}{3} + \frac{4u_{z,\text{ref}}}{U_{\text{dc}} \cdot d_r} \quad (3.29)$$

$$r_B = \frac{4u_{z,\text{ref}}}{U_{\text{dc}} \cdot d_r} - \frac{2}{3} \left(\frac{d_e}{d_r} \right) - \frac{1}{3} \quad (3.30)$$

Painokertoimen r arvo riippuu siis vektorin u_{ref} kulmasta (A- vai B-alue), pulssisuhteista $d_{(r,e)}$ sekä välipiirin jännitteestä U_{dc} . Koska r voi saada arvoja vain väliltä $-1 \dots 1$, jännitteen nollakomponentin u_z toteutettavissa oleva arvo riippuu myös kyseisistä muuttujista.

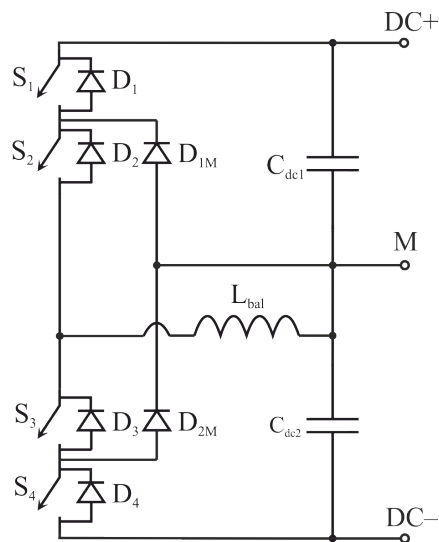
3.4. Välipiirin jännitteiden tasapainotus

Koska kolmitasoisessa suuntaajassa voidaan muodostaa virtatie välipiirin keskipisteen ja vaihelähtöjen välille, voivat vaihevirtojen epäsymmetria, päävirtapiirin komponenttien epäideaalisuudet ja kuormavirran äkilliset muutokset heiluttaa kondensaattoreiden jännitetasapainoa niin, että keskipisteen jännite lähtee ajautumaan [15]. Lisäksi nelijohdinsovelluksissa tasapainosäädöstä pitää huolehtia topologiasta riippumatta, koska vaihevirroissa mahdollisesti esiintyvä nollakomponentti kulkee suoraan välipiirin keskipisteeseen, minkä seurauksena välipiirin jännitteet lähtevät ajautumaan eri suuntiin. Joissain sovelluksissa välipiiriin voi olla kytketty myös epäsymmetrisiä kuormia, tai vain toinen välipiirin puolikas voi olla kuormitettu. Tasapainosta huolehtiminen on tärkeää paitsi komponenttien ylläpitämiseksi, niin myös vektorimoduloinnin toimivuuden takaamiseksi. Edellä esitetty vektorimodulointimenetelmä nimittäin olettaa, että välipiirin puolikkaiden jännitteet ovat yhtä suuret.

Nollajohtimettomassa suuntaajassa välipiirin puolikkaiden jännitetasapainoon voidaan vaikuttaa suoraan ohjaamalla suuntaajan tuottamaa keskipisteen virtaa i_M muuttelemalla painotuskerrointa r vaihevirtojen funktiona. Jos suuntaaja on nelijohtimi-

nen, vaikuttaa välipiirin puolikkaiden jännitteisiin myös nolajohtimesta keskipisteeseen kulkeva virta. Nollajohtimen virtaa voidaan ohjata jännitteen nollakomponentin avulla. Jännitetasapainosta huolehtiminen virran nollakomponentin avulla ei kuitenkaan ole suotavaa, koska ensinnäkin verkosta ei saa ottaa merkittävää tasavirtaa, ja toisekseen suuntaajan tehokerroin pienenee. Tällä menetelmällä voidaan siis korjata vain pientä tai väliaikaista epäbalanssia.

Toinen keino jännitteiden tasapainotukseen on lisätä välipiiriin kuvan 3.8 mukainen ylimääräinen kytkinhaara. Säättämällä kuristimen yli olevaa jännitettä voidaan säätää sen läpi kulkevaa virtaa, ja tätä kautta välipiirin keskipisteen jännitettä. Kolmitasoista kytkinhaaraa käytettäessä on järkevää kuitenkin käyttää vain kahta kytkentätilaa: $-U_{dc}/2$ ja $+U_{dc}/2$. Jos kuristimen L_{bal} toinenkin pää kytkettäisiin välipiirin keskipisteeseen M, kiertäisi virta silmukassa, eikä kondensaattoreiden läpi kuten on tarkoitus. Tasapainotuskytkinhaaraa käytettäessä nelijohtimisen suuntaajan virran nollakomponenttia ei tarvitse käyttää tasapainotukseen, joten se voidaan pitää nollana.



Kuva 3.8. Kytkentähaara välipiirin jännitteiden tasapainotukseen

Ohjaamalla jännitteen nollakomponenttia painokertoimen r avulla menetetään virran i_M täysi ohjattavuus ja virtaan i_M syntyy vaihtokomponentti, jonka määräävin taajuuskomponentti on kolme kertaa suuntaajan tuottaman vaihtojännitteen taajuus [16]. Tästä seuraa, että myös suuntaajan välipiirin jännitteissä näkyy samantaajuinen vaihtokomponentti, joka on vastakkaisvaiheinen välipiirin kummassakin puolikkaassa. Se ei siis näy koko välipiirin jännitteessä.

Koska vektorimoduloinnissa oletetaan, että välipiirin puolikkaiden jännitteet ovat joka hetkellä samansuuruiset, aiheuttaa niiden epäbalanssi virhettä tuotettuihin vaihejännitteisiin. Yksinkertainen keino välttää tämä ongelma on valita välipiirin kondensaattoreiden kapasitanssit niin suuriksi, että jännitevaihtelu välipiirissä on hyvin pientä. Tällä tavoin vektorimodulointi toimii kuten on tarkoitus, eikä suuntaaja tuota tahatonta nollakomponenttia vaihejännitteisiin. Toinen vaihtoehto on käyttää sellaista modulointimenetelmää, joka ottaa välipiirin jännitteiden epäbalanssin huomioon.

4. KOLMITASOINEN NOLLAJOHTIMELLINEN VERKKOSUUNTAAJA

Verkkosuuntaajan tehtävänä on syöttää tehoa vaihtosähköisestä verkosta dc-välipiiriin tai päinvastoin. Tämä pyritään tekemään siten, että suuntaajan verkkovirta olisi mahdollisimman sinimuotoista ja samassa vaiheessa kuin verkkojännite, eli tehokerroin pyritään saamaan mahdollisimman lähelle ykköstä. Seuraavissa alaluvuissa käsitellään kolmitasoisen nollajohtimellisen verkkosuuntaajan säätöä, jonka avulla edellä mainitut vaatimukset pyritään toteuttamaan. Nollajohtimen kytkemisellä välipiiriin keskipisteeseen estetään välipiiriin kytkeytyvien laitteiden potentiaalin kelluminen syöttöverkon nollaa vasten.

4.1. Perusmääritelmiä

Kaikki jatkuvat signaalit voidaan katsoa koostuvan eri taajuuksien komponenttiensa summasta. Kaikilla eri taajuuskomponenteilla voi olla eri vaihe ja amplitudi. Mielivaltaisen jaksollisen signaalin eri taajuuskomponentit voidaan selvittää Fourier-analyysillä. Signaalin hyödynnettävä komponentti määritellään yleensä perustaajuudeksi ja muut ovat sen moninkertoja (yliharmoniset) tai sen osia (aliharmoniset). Puhdas sinimuotoinen signaali sisältää vain yhtä taajuutta, eli perustaajuuttaan. Kaikki muut taajuudet signaalissa ovat harmonista säröä. Signaalin sisältämän särön määrää kuvataan usein kokonaissärökertoimella, eli *THD*:lla (Total Harmonic Distortion). Virran *THD* määritellään virran sisältämän särön tehollisarvon suhteena perusaallon tehollisarvoon:

$$THD_i = \frac{I_{dis}}{I_{s1}} = \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} = \sqrt{\sum_{h \neq 1} \left(\frac{I_{sh}}{I_{s1}} \right)^2} . \quad (4.1)$$

Jännitteen *THD* lasketaan samalla tavalla kuin virrankin.

Tehokerroin (PF, Power Factor) määritellään pätö- ja näennäistehon suhteena:

$$PF = \frac{P}{S} . \quad (4.2)$$

Jos oletetaan, että jännite on säröytymätön eli se sisältää vain perustaajuuden komponentin, saadaan yhtälöstä (4.2):

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi_1 , \quad (4.3)$$

missä ϕ_1 on jännitteen ja virran perusaallon välinen vaihesiirtokulma.

Suhteellisarvoesitystä käytetään usein hyväksi suuntaajien suotimien mitoittamisessa. Impedanssin, kapasitanssin ja induktanssin perusarvot voidaan määrittellä seuraavasti [17]:

$$Z_b = \frac{U_n^2}{P_n} \quad (4.4)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_n Z_b} \quad , \quad (4.5)$$

$$L_b = \frac{Z_b}{\omega_n} \quad (4.6)$$

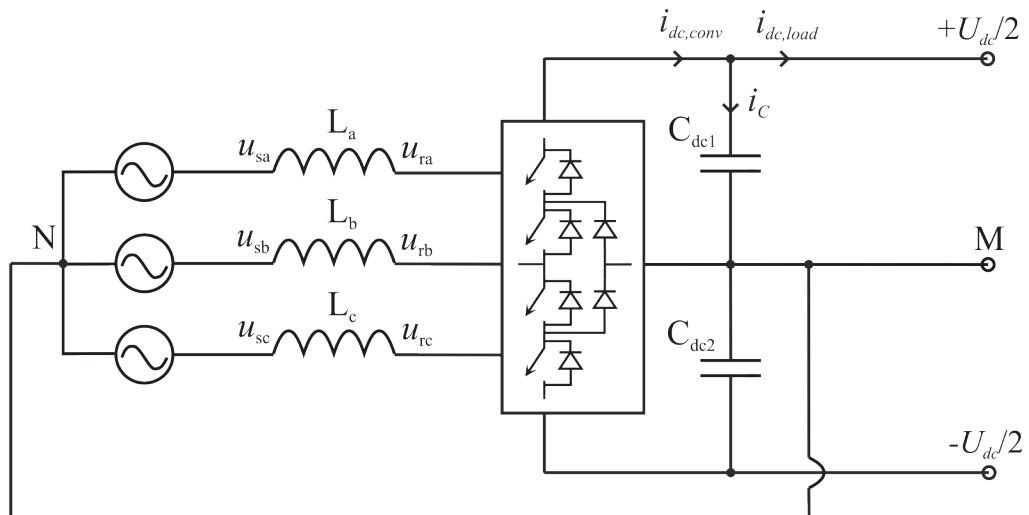
missä U_n on nimellinen pääjännite, P_n nimellisteho ja ω_n verkon kulmataajuus.

4.2. Sääto käytettäessä L-suodinta

Verkkosuuntaajan säädön yksi tavoite on pitää verkosta otetun tai siihen syötetyn tehon suuruus samana kuin välipiiriin kytkettyjen laitteiden tuottama tai ottama teho. Jos tästä tehojen tasapainosta ei huolehdita, se tarkoittaa, että kuvan 4.1 virrat $i_{dc,conv}$ ja $i_{dc,load}$ ovat erisuuruiset. Kuvasta nähdään, että virtojen erotus on

$$i_{dc,conv} - i_{dc,load} = i_{C_1} = C_1 \frac{du_{C_1}}{dt} \quad . \quad (4.7)$$

Tehojen epätasapaino siis vaikuttaa suoraan välipiirin kondensaattoreiden jännitteeseen. Käytännössä tehotasapainosta huolehtiminen tarkoittaa siis välipiirin jännitteen säätämistä vakioksi.



Kuva 4.1. Nelijohtiminen kolmitasoinen L-suotimella varustettu verkkosuuntaaja.

Verkkosuuntaajan sääto kannattaa toteuttaa verkkojännitevektorin kulmaan sidotussa koordinaatistossa. Tällöin säädettävistä suureista tulee dc-muotoisia, joten sääto on mahdollisimman yksinkertaista. Yhtälöiden (3.11) ja (3.12) mukaan verkosta otettu hetkellinen pätö- ja imaginaariteho voidaan kyseisessä koordinaatistossa kirjoittaa seuraavasti:

$$p = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \{ \underline{u}_s \dot{i}_s^* \} = \frac{3}{2} (u_{sd} i_{sd} + u_{sq} i_{sq}) = \frac{3}{2} u_{sd} i_{sd} \quad (4.8)$$

$$q = \frac{3}{2} \operatorname{Im} \{ \underline{u}_s \dot{i}_s^* \} = \frac{3}{2} (u_{sq} i_{sd} - u_{sd} i_{sq}) = -\frac{3}{2} u_{sd} i_{sq} \quad (4.9)$$

Yhtälöiden viimeiset muodot seuraavat siitä, että $u_{\text{sup},q} = 0$ valitussa koordinaatistossa. Kun $u_{\text{sup},d}$ on vakio, voidaan suuntaajan ottamaa pätötehoa säätää suoraan virran d -komponentilla ja loistehoa virran q -komponentilla.

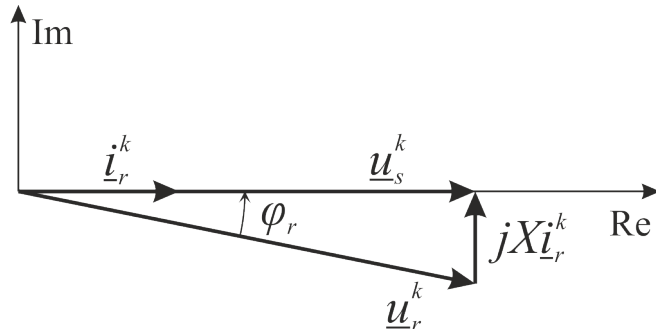
Yksinkertaisuuden vuoksi käsitellään aluksi kuvan 4.1 mukaista suuntaajaa, jonka verkkosuotimena toimii L-suodin. Stationaarissa koordinaatistossa suotimelle voidaan kirjoittaa:

$$\underline{u}_s^s = \underline{u}_r^s + R_s \dot{i}_s^s + L \frac{d}{dt} \dot{i}_s^s, \quad (4.10)$$

Missä R_s on suotimen resistanssi. Kun yhtälö (4.10) muunnetaan verkkojännitevektorin mukana pyörivään koordinaatistoon yhtälön (3.7) avulla, saadaan:

$$\underline{u}_s^k = \underline{u}_r^k + R_s \dot{i}_s^k + L \frac{d}{dt} \dot{i}_s^k + j \omega_s L \dot{i}_s^k. \quad (4.11)$$

Kun oletetaan, että $R_s \approx 0$ ja suuntaaja on tasapainotilassa, eli virta \dot{i}_s^k on vakio, niin yhtälön (4.11) perusteella voidaan piirtää kuvan 4.2 mukainen vektoridiagrammi.



Kuva 4.2. L-suotimella varustetun verkkosuuntaajan vektoridiagrammi. $X = \omega_s L$.

Yhtälö (4.11) on komponentteihin jaettuna:

$$u_{sd} = u_{rd} + R_s i_{sd} + L \frac{d}{dt} i_{sd} - \omega_s L i_{sq} \quad (4.12)$$

$$u_{sq} = u_{rq} + R_s i_{sq} + L \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_s L i_{sd}. \quad (4.13)$$

Nollakomponentille voidaan lisäksi kirjoittaa:

$$u_{sz} = u_{rz} + R_s i_{sz} + L \frac{d}{dt} i_{sz}. \quad (4.14)$$

Yhtälöistä (4.12) ja (4.13) huomataan, että suuntaajan tuottamilla jännitteillä u_{rd} ja u_{rq} ei suoraan voi vaikuttaa vastaaviin virtoihin i_{sd} ja i_{sq} , vaan d - ja q -komponenttien välillä on ristikkäisvaikutuksia. Ristikkäisvaikutukset voidaan kuitenkin kompensoida

säätöjärjestelmässä. Jos oletetaan suotimen resistanssi R_s häviävän pieneksi, voidaan yhtälöt (4.12) ja (4.13) esittää muodossa:

$$u_{sd} - u_{rd} + \omega_s L i_{sq} = L \frac{d}{dt} i_{sd} \quad (4.15)$$

$$u_{sq} - u_{rq} - \omega_s L i_{sd} = L \frac{d}{dt} i_{sq} \quad (4.16)$$

Nyt kun valitaan suuntaajan jännitevektorin d - ja q -komponenttien referensseiksi

$$u_{rd,ref} = u_{sd} + \omega_s L i_{sq} - u_{fd,ref} \quad (4.17)$$

ja

$$u_{rq,ref} = u_{sq} - \omega_s L i_{sd} - u_{fq,ref} \quad (4.18)$$

niin sijoittamalla ne yhtälöihin (4.15) ja (4.16) u_{rd} :n ja u_{rq} :n paikalle saadaan:

$$u_{fd,ref} = L \frac{d}{dt} i_{sd} \quad (4.19)$$

Ja

$$u_{fq,ref} = L \frac{d}{dt} i_{sq} \quad (4.20)$$

Nyt suotimen yli olevan jännitteen u_f d - ja q -komponenttien avulla voidaan vaikuttaa suoraan vastaaviin virtoihin ilman ristikkäisvaikutuksia. Tällaista ristikkäisvaikutukset kompensoivaa säätötapaa kutsutaan dekoplaavaksi säädöksi .

Verkkosuuntaajan säätöjärjestelmä on esitetty kuvassa 4.3. Koska kyseessä on nelijohtiminen suuntaaja ja tehokerroin halutaan maksimoida, niin välipiirin jännitteiden tasapainottaminen hoidetaan neljännen kytkinhaaran ja erillisen tasapainotuskuristimen L_{bal} avulla. Virran q -komponentin lisäksi siis myös virran nollakomponentti i_{sz} säädetään nollassi. Välipiirin kokonaisjännitettä U_{dc} säädetään verkkovirran d -komponentin avulla, kuten edellä selostettiin. Virran d -komponentin referenssi $i_{sd,ref}$ saadaan välipiirin jännitesäätimeltä.

Verkkojännitteen kulma φ_{s1} määritetään vaihelukitulla silmukalla (PLL, Phase Locked Loop), jonka toiminta selitetään luvussa 4.3. Kulmatietoa tarvitaan koordinaatistomuunnoksissa. Mitatut vaihejännitteet ja -virrat muutetaan verkkojännitteen kulman mukana pyörivään koordinaatistoon. Suuntaajan referenssijännitekomponentit $u_{r(d,q),ref}$ muodostetaan yhtälöiden (4.17) ja (4.18) mukaisesti virtasäätimen ulostulosta $u_{f(d,q),ref}$ ja verkkojännitekomponenteista $u_{s(d,q)}$. Ristikkäisvaikutukset kompensoidaan CCC-lohkossa (Cross Coupling Compensation). Lopuksi suuntaajan synkronisen koordinaatiston referenssijännitekomponentit $u_{r(d,q),ref}$ muunnetaan stationaariseen koordinaatistoon, jonka jälkeen referenssijännitekomponentit $u_{r(\alpha,\beta),ref}$ viedään modulaattorille.

Suuntaajan tuottaman jännitteen nollakomponentin referenssin $u_{rz,ref}$ muodostaminen on hieman yksinkertaisempaa, koska ristikkäisvaikutuksia ei esiinny. Jos resistanssit oletetaan merkityksettömiksi, saadaan yhtälöstä (4.14):

$$b = \frac{U_{C1} - U_{C2}}{U_{dc}} , \quad (4.24)$$

joka pyritään säätämään nollassi. Suhteellinen epäbalanssi b viedään PI-säätimelle, jonka ulostulona saadaan kuristimen L_{bal} virtaohje $i_{L_{bal},ref}$. Virtaohje toteutetaan mittaamalla kuristimen virta ja viemällä virran olo- ja ohjearvon erotus PI-säätimelle, jonka ulostulona saadaan ohjearvo kuristimen jännitteelle.

Kuten aikaisemmin mainittiin, täytyy tasapainotushaaraa moduloida siten, että kytkentä suoritetaan aina vain toiseen dc-kiskoista, ei välipiirin keskipisteeseen M . Kuristimen L_{bal} yli oleva jännite

$$u_{L_{bal}} = d_+ U_{C1} - d_- U_{C2} , \quad (4.25)$$

missä d_+ on pulssisuhde, joka kertoo kuinka suuren osa ajasta kuristin on kytkeytyneenä positiiviseen kiskoon ja d_- vastaavasti negatiiviseen kiskoon. Kun huomioidaan, että

$$d_- = 1 - d_+ , \quad (4.26)$$

niin voidaan ratkaista tarvittava pulssisuhde d_+ ohjeen $u_{L_{bal},ref}$ toteuttamiseksi:

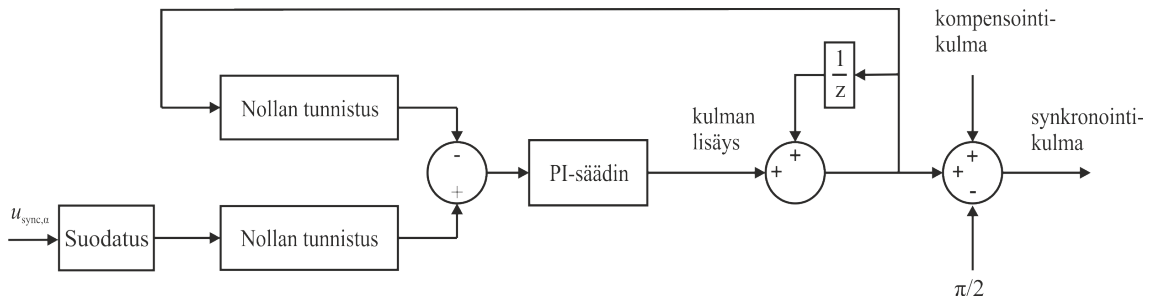
$$d_+ = \frac{u_{L_{bal},ref} + U_{C2}}{U_{dc}} . \quad (4.27)$$

Pulssisuhde d_+ vaikuttaa vain neljännen kytkinhaaran modulointiin.

4.3. Säätöjärjestelmän synkronointi

Säätöjärjestelmän synkronoimiseksi synkroniseen koordinaatistoon verkkojännitevektorin kulma täytyy määrittää vaihejännitteiden perusteella. Menetelmä perustuu verkkojännitevektorin stationaaristen kaksiakselisuureiden tarkasteluun. Muunnos vaihesuureista kaksiakselikomponenteiksi tapahtuu yhtälön (3.5) mukaisesti. Kun verkkojännitevektorin α -komponentti on maksimissaan ja β -komponentti nollassa, on vektorin kulma nolla. Jotta kulmatieto olisi käytettävissä jatkuvasti, eikä vain kerran verkkojakson aikana, on käytettävä vaihelukittua silmukkaa. Vaihelukitun silmukan avulla voidaan myös kompensoida vaihejännitteiden mittauksessa tapahtuvan viiveen vaikutus kulmatietoon.

Vaihelukitun silmukan diskreetti toteutus on esitetty kuvassa 4.4. Verkkojännitevektorin kulma määritetään pelkästään a-vaiheen jännitettä tarkastelemalla. Jännitesignaali ensiksi alipäästösuodatetaan, jonka jälkeen alempi *Nollan tunnistus* -lohko tarkkailee signaalin nollakohdan ohitusta. Kun a-vaiheen nouseva jännite ohittaa nollakohdan, eli sen kulma on nolla, on verkkojännitevektorin α -komponentti nolla ja β -komponentti minimissään, eli verkkojännitteen kulma on -90° . Verkkojännitevektorin kulma on siis nolla, kun a-vaiheen jännitteen kulma on $+90^\circ$.

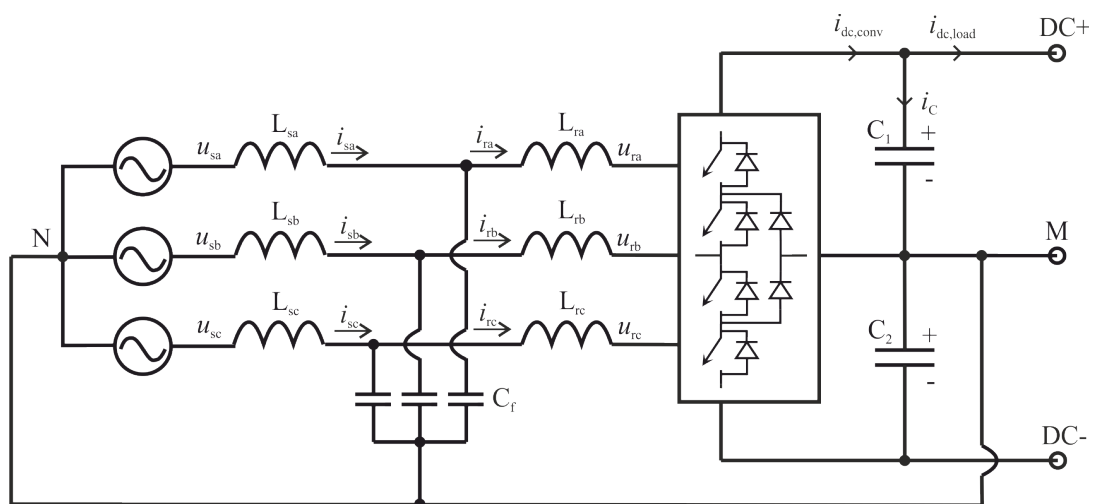


Kuva 4.4. Vaihelukitun silmukan diskreetti toteutus.

Ylempi *Nollan tunnistus* -lohko tarkkailee silmukassa muodostetun kulman arvoa, joka saa arvoja väliltä $0...360^\circ$. Lohko antaa ulostulonaan ajanhetken, jolloin kulma ohittaa arvon nolla. Ylemmän ja alemman *Nollan tunnistus* -lohkon antamien ajanhetkien erotus viedään PI-säätimelle, joka antaa ulostulonaan kulmaan lisättävän muutoksen. Kulman muutos summataan nykyiseen kulmaan diskreetin integraattorin avulla. Kun integraattorin tuottamasta kulmasta vähennetään 90° ja lisätään mittausviivettä kompensoiva kulma, saadaan verkkojännitevektorin kulma. Tällainen vaihelukitun silmukan toteutustapa toimii sellaisenaan vain kun verkkojännitteet ovat symmetriset.

4.4. Sääto käytettäessä LCL-suodinta

L-suotimella varustetun verkkosuuntaajan verkosta ottaman tai sinne syöttämän virran kytkentätaajuinen särö on usein aivan liian korkea standardeihin nähden tai verkkokuristin on fyysisesti todella iso ja kallis. Lisäksi suuritaajuinen virtasärö aiheuttaa kuristimen sydänmateriaalissa häviöitä. LCL-suotimella voidaan pienentää näitä ongelmia huomattavasti ja fyysisesti samankokoisella LCL-suotimella saadaan huomattavasti parempi vaimennus kuin pelkällä L-suotimella. Kuvassa 4.5 on esitetty kuvan 4.1 mukainen suuntaaja LCL-suotimella varustettuna.



Kuva 4.5. Nelijohtiminen kolmitasoinen LCL-suotimella varustettu verkkosuuntaaja.

LCL-suotimella varustettua suuntaajaa voidaan säätää hyvin samantyyppisesti kuin L-suotimellakin varustettua suuntaajaa. Jos kuristinten resistanssit oletetaan taas merkityksettömiksi, voidaan synkronisessa koordinaatistossa kirjoittaa:

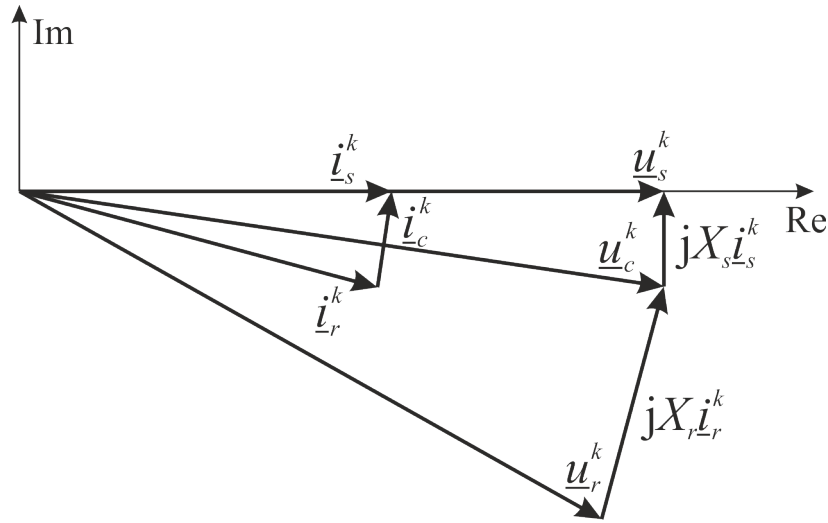
$$\underline{u}_s^k = \underline{u}_r^k + L_s \frac{d}{dt} \underline{i}_s^k + L_r \frac{d}{dt} \underline{i}_r^k + j\omega_s (L_s \underline{i}_s^k + L_r \underline{i}_r^k) , \quad (4.28)$$

joka komponentteihin jaettuna on:

$$u_{sd} = u_{rd} + L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + L_r \frac{d}{dt} i_{rd} - \omega_s (L_s i_{sq} + L_r i_{rq}) \quad (4.29)$$

$$u_{sq} = u_{rq} + L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + L_r \frac{d}{dt} i_{rq} + \omega_s (L_s i_{sd} + L_r i_{rd}) . \quad (4.30)$$

Tasapainotilassa virrat ovat synkronisessa koordinaatistossa vakioita, joten derivaatta-termit häviävät. Tasapainotilanteen vektoridiagrammi on esitetty kuvassa 4.6.



Kuva 4.6. LCL-suotimella varustetun verkkosuuntaajan tasapainotilan vektoridiagrammi. $X_s = \omega_s L_s$ ja $X_r = \omega_s L_r$.

Yhtälöistä (4.29) ja (4.30) huomataan, että ristikkäisvaikutukset saadaan kompensoitua parhaalla mahdollisella tavalla, jos mitataan sekä suuntaajan puoleinen virta i_r että verkon puoleinen virta i_s . Monesti kuitenkin riittää, että mitataan vain toinen näistä. Koska ensisijaisena tavoitteena on säätää verkkovirtavektori i_s samansuuntaiseksi kuin verkkojännitevektori u_s , niin olisi luontevaa valita se mitattavaksi virraksi. Kondensaattorin virran aiheuttama kulma virtojen i_s ja i_r välillä voidaan kuitenkin huomioida säädössä ja verkkovirta pystytään säätämään oikeaan kulmaan myös mittaamalla pelkästään suuntaajan puoleinen virta i_r . Tästä on lisäksi se hyöty, että jos L_r on suurempi kuin L_s , on ristikkäisvaikutuksien kompensointi helpompaa, jos tiedetään suuntaajan puoleinen virta. Lisäksi virtamittauksilla on säädön lisäksi yksi erittäin tärkeä tehtävä, nimittäin suuntaajan ylivirtasuojaus. Jotta suojaukset toimisivat mahdollisimman nopeasti ja varmasti, on suuntaajan puoleinen virta pakko mitata.

Jos tyydytään pelkästään suuntaajan puoleisen virran i_r mittaamiseen ja oletetaan, että $i_s \approx i_r$, niin tällöin suuntaajan jänniteohjeksi saadaan [18]:

$$u_{rd, \text{ref}} = u_{sd} - u_{fd, \text{ref}} + \omega_s (L_s + L_r) i_{rq} \quad (4.31)$$

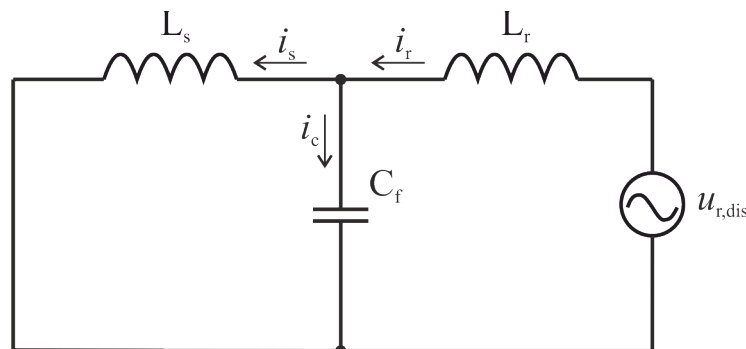
$$u_{rq, \text{ref}} = u_{sq} - u_{fq, \text{ref}} - \omega_s (L_s + L_r) i_{rd} \quad (4.32)$$

4.5. LCL-suotimen suunnittelu

LCL-suotimen mitoitusta varten tarvitsee määrittää joitakin suorituskykyvaatimuksia tietyssä toimintapisteessä. Suotimen toivotut ominaisuudet vaihtelevat eri sovelluksissa, joten yleispätevää tapaa mitoitaa LCL-suodin ei ole. Suorituskykyvaatimuksia voi olla esimerkiksi sekä suuntaajan että verkon puoleisen virran kokonaissärö, stabiilius ja häviöt. Lisäksi virtasäröä joudutaan joskus rajaamaan, jotta virtamittaukset toimisivat oikein. Toimintapisteeseen taas vaikuttavat muun muassa kytkentätaajuus, välipiirin ja verkon jännite sekä virtojen suuruudet. Lisäksi huomioon täytyy ottaa suotimen tuottama loisteho.

Suotimen päätarkoitus on vaimentaa suuntaajan synnyttämän korkeataajuisen jännitesärön vaikutus verkkovirtaan ja toimia suuntaajan toiminnan kannalta välttämättömänä energiavarastona. LCL-suotimella varustetun suuntaajan verkkovirran kokonaissärö pystytään monessa tapauksessa rajaamaan jopa pariin prosenttiin. Vaimennuskyvyn lisäksi erittäin tärkeä ominaisuus on suotimen stabiilius. Tähän voidaan vaikuttaa valitsemalla suotimen resonanssitaajuudet riittävän kauas järjestelmässä esiintyvien herätteiden taajuuksista. Tällaisia taajuuksia ovat verkkojännitteen perustaajuus ja määräävimmit harmoniset taajuudet sekä suuntaajan kytkentätaajuus. Resonanssitaajuisia herätteitä voi kuitenkin syntyä esimerkiksi säätöjärjestelmästä, joten useimmiten suotimeen täytyy lisätä joko passiivista tai aktiivista vaimennusta. Passiivinen vaimennus on helppo toteuttaa, mutta se lisää suotimessa syntyviä häviöitä. Aktiivinen vaimennus ei lisää häviöitä mutta vaatii monimutkaisemman säätöjärjestelmän. Passiivinen vaimennus voidaan tehdä esimerkiksi lisäämällä vaimennusvastukset kondensaattoreiden kanssa sarjaan tai vaihtoehtoisesti toisen kuristimen kanssa rinnan. [17.]

Kun jätetään suotimen parasitiittiset resistanssit ja passiivinen vaimennus huomioimatta, voidaan LCL-suotimelle piirtää kuvan 4.7 mukainen yksivaiheinen sijaiskytkentä. Koska ideaalisen syöttöverkon jännitteessä on vain perustaajuinen komponentti eikä lainkaan yliaaltoja, voidaan syöttöverkko yliaaltojen kannalta mallintaa pelkkänä oikosulkuna.



Kuva 4.7. Ideaalisen LCL-suotimen yksivaiheinen sijaiskytkentä suuntaajan tuottamien yliaaltojen kannalta.

Kuvan 4.7 kytkennän perusteella voidaan kirjoittaa siirtofunktio suuntaajan jännitteestä $u_{r,dis}$ verkkovirtaan i_s taajuuden ω funktiona:

$$H_{is|ur}(j\omega) = \frac{I_s(j\omega)}{U_{r,dis}(j\omega)} = \frac{-j}{\omega(L_s + L_r - \omega^2 L_s L_r)} \quad (4.33)$$

Yhtälö pätee vain kun taajuus ω on eri kuin verkkojännitteen taajuus. Yhtälön (4.33) mukainen järjestelmä on resonanssissa, kun sen siirtofunktion itseisarvo lähestyy ääretöntä. Resonanssitaajuus voidaan siis määrittää merkitsemällä nimittäjä nolllaksi, jolloin

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_s + L_r}{L_s L_r C_f}} \quad (4.34)$$

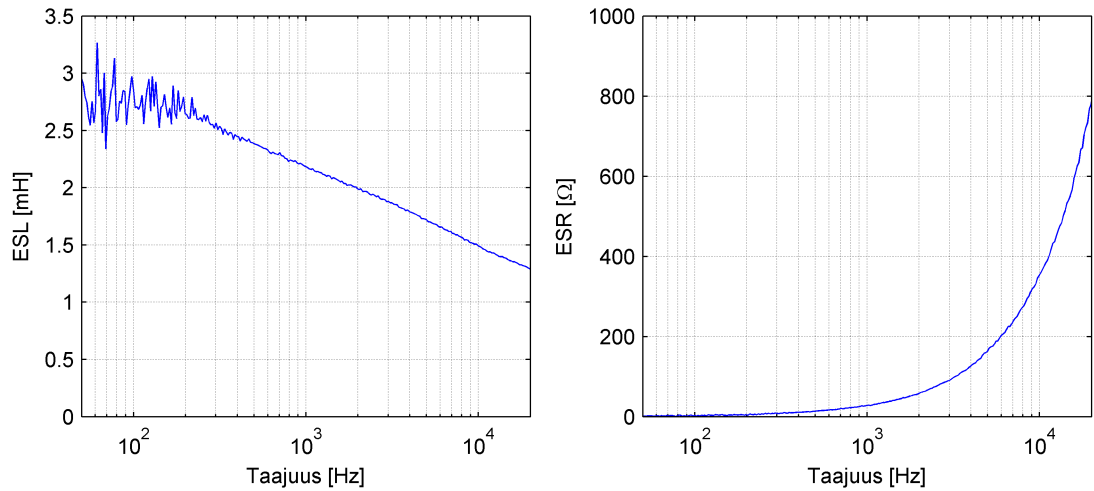
Resonanssiongelmien välttämiseksi taajuus ω_{res} tulee sijoittaa vähintään dekadin verran suuremmalle taajuudelle kuin verkkotaajuus ja maksimissaan puoleen kytkentätaajuudesta [17].

Suuntaajan puoleinen kuristin L_r valitaan suuntaajan virran i_r sallitun särötason mukaan. Huomiota tulee kiinnittää sekä virran kokonaissärötason että virtarippelin huippuarvoon. Kokonaissärötaso vaikuttaa kuristimen pyörrevirtahäviöihin, ja rippelin huippuarvo on pidettävä maltillisena, jotta virranmittaus toimisi riittävän tarkasti. Virtarippelin huippuarvo ei ole verkkojakson aikana vakio, vaan kolmitasoisen suuntaajan vaihevirran aaltoisuus on suurimmillaan, kun vaiheen jänniteohje on puolet välipiirin puolikkaan jännitteestä.

Kondensaattoreiden kokoa kasvattamalla voidaan pienentää kuristimien yhteiskokoa, mutta kondensaattorien tuottama loisteho tulisi kuitenkin pitää pienempänä kuin 5 % p.u. Lisäksi kokonaisinduktanssin arvo on hyvä rajata alle 10 % p.u., jotta virtasäätö pysyy riittävän nopeana. [17.] Verkon puoleisen kuristimen induktanssin ei yleensä tarvitse olla kovin suuri, koska sen virtasäro on jo muutenkin hyvin pieni. Yleensä riittää, että induktanssi on selvästi suurempi kuin verkon induktanssi, koska näin verkon induktanssin vaihtelu vaikuttaa suotimen käyttäytymiseen vähemmän.

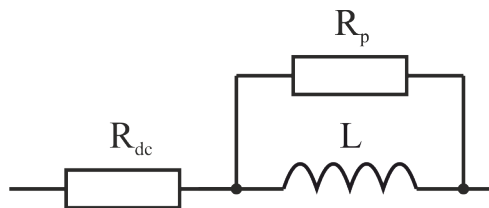
4.6. LCL-suotimen komponenttien mallintaminen

LCL-suotimen tarkka mallintaminen ei onnistu ottamatta huomioon kuristinsydämissä tapahtuvia pyörrevirtahäviöitä. Varsinkin, jos kuristinten sydämet on valmistettu korkeille taajuuksille soveltumattomasta materiaalista, kuten raudasta. Pyörrevirtojen seurauksena kuristimen ekvivalenttinen sarjainduktanssi (ESL, Equivalent Series Inductance) pienenee taajuuden funktiona ja ekvivalenttinen sarjaresistanssi (ESR, Equivalent Series Resistance) kasvaa. Kuvassa 4.8 on esimerkkinä 2,2 mH:n rautasydämissen kuristimen mitattu ESL ja ESR taajuusalueella 50 Hz – 20 kHz. Pyörrevirtahäviöiden lisäksi merkittäviä epäideaalisuuksia ovat käämijohtimien virranahto sekä sydämen saturoituminen ja hystereesihäviöt.



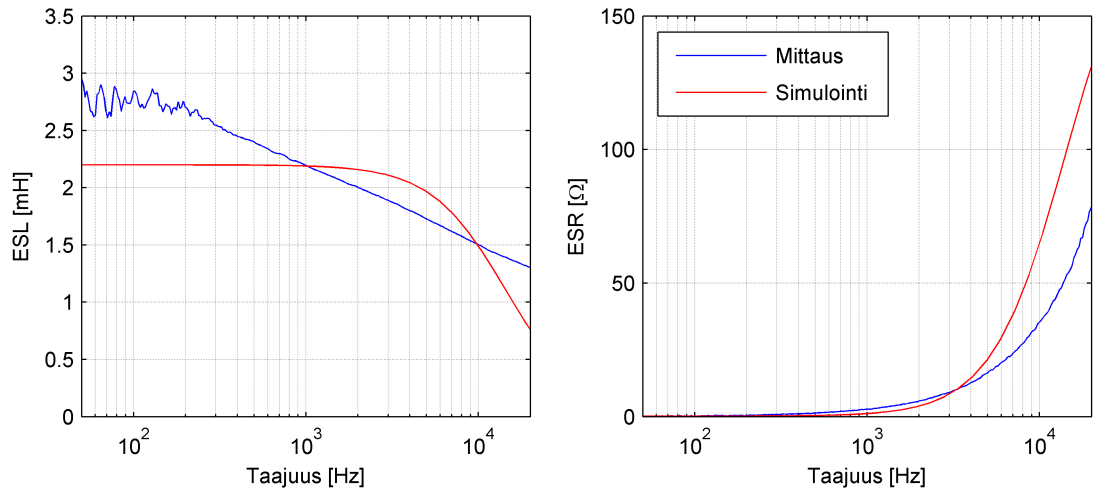
Kuva 4.8. 2,2 mH:n rautasydämisen kuristimen mitattu ESR ja ESL taajuuden funktiona.

Pyörrevirtojen aiheuttama ESR:n ja ESL:n taajuusriippuvuus voidaan huomioida simulointimallissa monella eri tavalla. Hyvin yleisesti käytetty tapa on mallintaa kuristin sarjaankytketyllä Fosterin ekvivalentilla. Mallinnuksessa täytyy tehdä aina kompromissi mallin tarkkuuden ja monimutkaisuuden välillä. Mitä monimutkaisempi malli on, sitä enemmän mallintaminen vaatii laskentaa. [19.] Kuvassa 4.9 on Fosterin sarjaankytkennän yksinkertaisin mahdollinen muoto. Siinä on ainoastaan yksi kuristin L , jonka rinnalle on kytketty vastus R_p . Lisäksi sarjaan näiden kanssa on kytketty sarjavastus R_{dc} . Vastuksella R_p mallinnetaan kuristimen sydämessä tapahtuvien pyörrevirtojen vaikutuksia, eli ESL:n ja ESR:n muutoksia taajuuden funktiona. Vastuksella R_{dc} puolestaan kuvataan kuparikäämityksen dc-resistanssia. Tällaista mallia kutsutaan ensimmäisen asteen sijaiskytkennäksi.



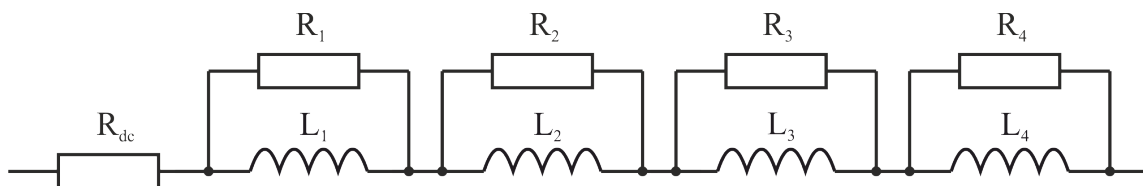
Kuva 4.9. Kuristimen 1. asteen häviöllinen malli.

Testilaitteiston verkkosuotimen mallinnuksessa ollaan ensisijaisesti kiinnostuneita suotimen käyttäytymisestä suuntaajan kytkentätaajuudella 10 kHz, koska suuntaajan tuottama jännitesärön spektri koostuu pääosin tästä taajuudesta. Kun 1. asteen mallin komponenttien arvot valitaan siten, että induktanssi on kytkentätaajuudella sama kuin kuvassa 4.8, eli noin $2/3$ nimellisarvosta, saadaan induktanssille kuvan 4.10 mukainen taajuusriippuvuus. Kuvasta nähdään, että muilla taajuuksilla kuin kytkentätaajuudella mitatun ja simuloitun ESL:n kuvaajat eivät kovin hyvin vastaa toisiaan. Simuloitu ESR on matalilla taajuuksilla melko tarkka, mutta virhe kasvaa taajuuden kasvaessa.



Kuva 4.10. 2,2 mH:n rautasydämisen kuristimen mitattu ja ensimmäisen asteen sijaiskytkennästä simuloitu ESL ja ESR.

Lähteessä [19] on tutkittu erilaisia kuristimen häviöllisiä malleja. Monimutkaisemmista malleista parhaaksi suhteessa piirikomponenttien määrään osoittautui Fosterin sarjaankytkentä. Kuvan 4.11 mukaisella neljännen asteen mallilla saatiin jo hyvin tarkkoja tuloksia, kun piirikomponenttien arvot valittiin optimaalisiksi. Fosterin sarjaankytkentä koostuu sarjaankytketyistä RL-soluista, joissa on rinnankytketyt kuristin ja vastus.



Kuva 4.11. Kuristimen 4. asteen häviöllinen malli.

Kasvattamalla RL-solujen määrää voidaan malli saada teoriassa äärettömän tarkaksi. Tämä kuitenkin vaatisi ääretöntä määrää optimaalisin arvoin varustettuja RL-soluja. Neljännen asteen mallin mitoitus voidaan yksinkertaistaa valitsemalla induktanssit siten, että

$$L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = \frac{L}{4} . \quad (4.35)$$

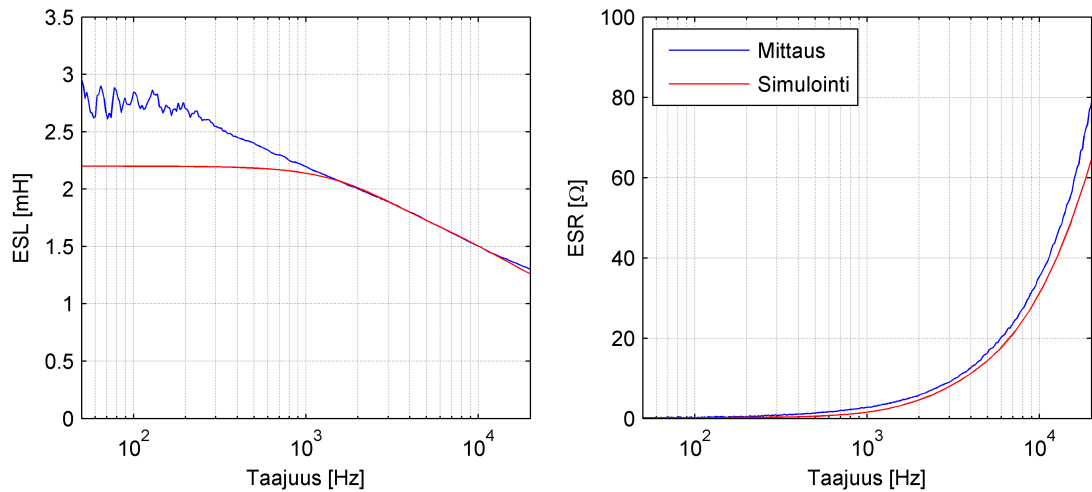
Kyseessä ei ole optimaalinen valinta, mutta tarkkuus riittää tässä sovelluksessa. Myös vastusten R₂ – R₄ arvojen valintaa voidaan yksinkertaistaa siten, että

$$R_n = k^n \cdot R_{n-1} . \quad (4.36)$$

Nyt malliin täytyy valita ainoastaan kerroin k ja R_1 . Ne valitaan siten, että sijaiskytkennän ESL ja ESR vastaavat mahdollisimman hyvin mitattuja arvoja. Kuvaan 4.12 on piirretty neljännen asteen sijaiskytkennän ESL ja ESR kun $R_1 = 10 \Omega$ ja $k = 5$. Nyt sijaiskytkennän induktanssi noudattaa jo melko tarkasti mittauksia, varsinkin yli 1 kHz:n taajuuksilla. Kuristimen 4. asteen sijaiskytkennän impedanssi

$$Z_L(j\omega) = R_{dc} + \sum_{i=1}^N \frac{j\omega L_i R_i}{R_i + j\omega L_i} \quad (4.37)$$

missä N on sarjaankytkettyjen RL-solujen lukumäärä.



Kuva 4.12. 2,2 mH:n rautasydämisen kuristimen mitattu ja neljännen asteen Fosterin ekvivalentista simuloitu ESL ja ESR.

Käyttämällä kuristimille 4. asteen sijaiskytkentää voidaan LCL-suodin mallintaa huomattavasti tarkemmin kuin ideaalisilla kuristimilla mallintamalla. Häviöt parantavat suotimen stabiiliutta madaltamalla resonanssipeikkoja, mutta kasvattavat luonnollisesti suotimessa syntyvää häviötehoa.

Suotimen kondensaattoreiden mallissa huomioidaan ainoastaan ESR, joka muodostuu kondensaattorin virtateiden sisäisestä resistanssista. Kondensaattorin impedanssi on siis yhtälön (4.38) mukainen.

$$Z_{Cf}(j\omega) = R_{ESR} + \frac{1}{j\omega C_f} \quad (4.38)$$

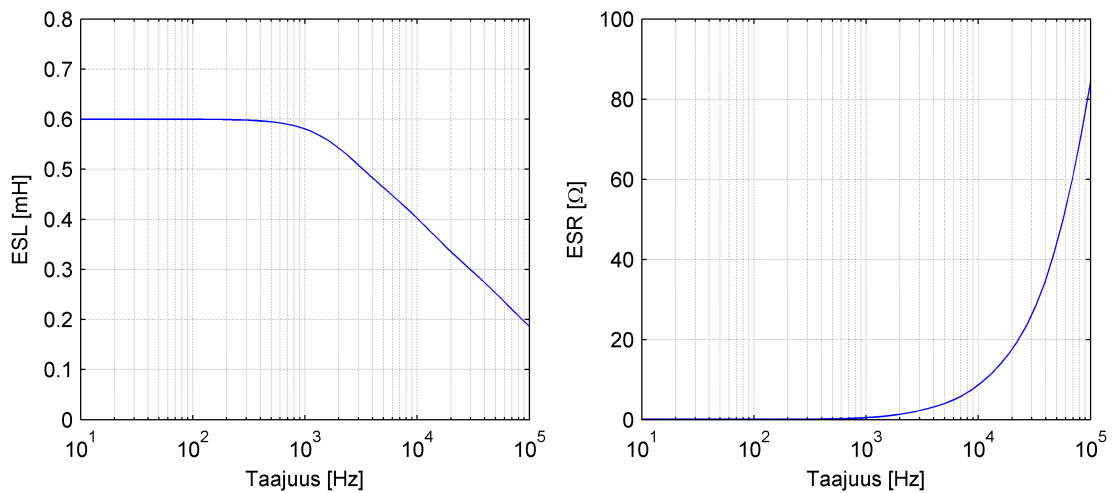
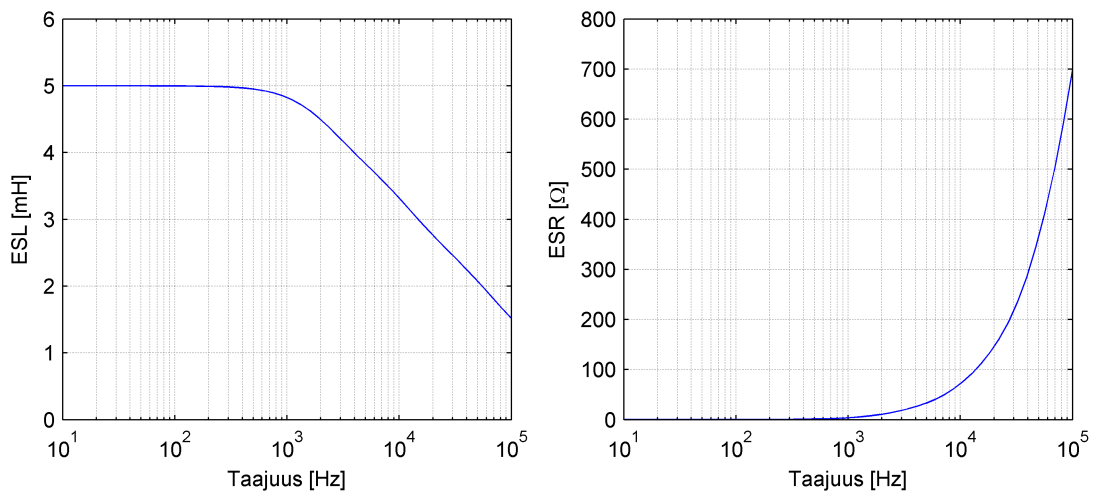
4.7. Testilaitteiston verkkosuuntaajan LCL-suotimen mallintaminen ja mitoitus

Testilaitteiston suuntaajan puoleiseksi kuristimeksi valittiin induktanssiltaan 5,0 mH:n, eli 10 % p.u.:n rautasydämisen kuristin. Valittu induktanssin arvo on melko suuri, koska suuntaaja suunniteltiin siten, että sitä on mahdollista käyttää maksimissaan 1500 voltin välipiirin jännitteellä. Kondensaattoreiden kapasitanssiksi valittiin 5 % p.u., eli 10 μ F. Verkon puoleinen kuristin saa olla huomattavasti pienempi kuin suuntaajan puoleinen, joten sen arvoksi valittiin 0,6 mH. Näillä arvoilla yhtälön (4.34) mukainen resonanssitaajuus on 2,175 kHz, joka on riittävän kaukana sekä verkko- että kytkentätaajuudesta. Kuristimien ja kondensaattoreiden mallintamisessa käytettiin taulukkoon 4.1 listattuja arvoja.

Taulukko 4.1. Testilaitteiston kuristimien mallintamisessa käytetyt komponenttiarvot.

	L	k	R_1	R_{dc}
L_s	0,6 mH	5	2,5 Ω	100 m Ω
L_r	5,0 mH	5	20 Ω	300 m Ω

Kuvissa 4.13 ja 4.14 on kuvaajat valittujen kuristimien ESR:stä ja ESL:stä taulukon 4.1 sekä yhtälöiden (4.35) ja (4.36) mukaisilla arvoilla. Kondensaattoreiden C_f ESR on 30 m Ω .

**Kuva 4.13.** 0,6 mH:n rautasydämisen kuristimen neljännen asteen Fosterin ekvivalentista simuloitu ESL ja ESR.**Kuva 4.14.** 5,0 mH:n rautasydämisen kuristimen neljännen asteen Fosterin ekvivalentista simuloitu ESL ja ESR.

Testilaitteiston verkkosuotimessa käytettiin passiivista vaimennusta, joka oli toteutettu verkkokuristimen rinnalle sijoitetuilla vaimennusvastuksilla R_{damp} , joiden arvoksi valittiin 18 Ω . Verkkokuristimen ja vaimennusvastuksen rinnankytkennän impedanssiksi saadaan:

$$Z_{LsR}(j\omega) = \frac{R_{\text{damp}} Z_{Ls}(j\omega)}{R_{\text{damp}} + Z_{Ls}(j\omega)} \quad (4.39)$$

Häviöllisen LCL-suotimen siirtofunktiot voidaan määrittää samantapaisesti kuin ideaalisenkin. Kuvan 4.7 LCL-suotimen yksivaiheisen sijaiskytkennän ideaalisten piirikomponenttien L_s , L_r ja C_f paikalle sijoitetaan niiden häviöllisten sijaiskytkentöjen impedanssit Z_{LsR} , Z_{Lr} ja Z_{Cf} .

LCL-suotimesta voidaan määrittää kolme kiinnostavaa siirtofunktiota suuntaajan tuottaman jännitesärön, suuntaajan virran ja verkkovirran välille. Siirtofunktioksi suuntaajan tuottamasta säröjännitteestä $u_{r,\text{dis}}$ suuntaajan virtaan i_r saadaan:

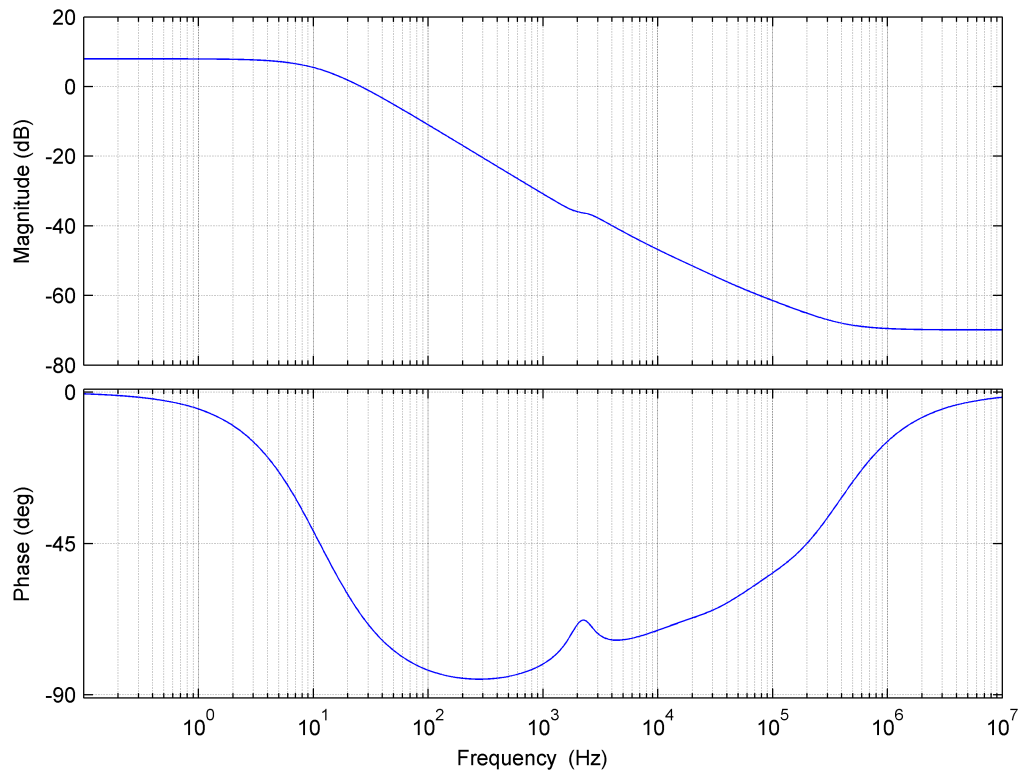
$$Y_{\text{irur}}(s) = \frac{I_r(s)}{U_r(s)} = \frac{Z_{Cf}(s) + Z_{LsR}(s)}{Z_{LsR}(s)Z_{Lr}(s) + Z_{LsR}(s)Z_{Cf}(s) + Z_{Lr}(s)Z_{Cf}(s)}, \quad (4.40)$$

jonka taajuusvaste on piirretty kuvaan 4.15. Siirtofunktio suuntaajan säröjännitteestä $u_{r,\text{dis}}$ verkkovirtaan i_s on yhtälön (4.41) mukainen:

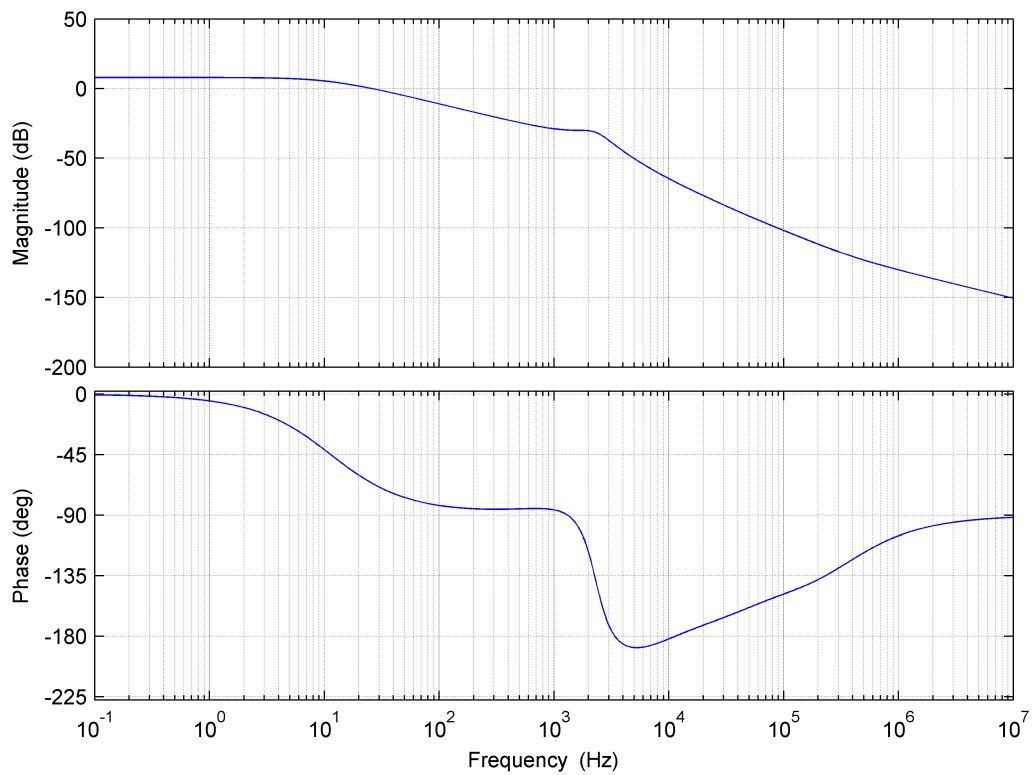
$$Y_{\text{isur}}(s) = \frac{I_s(s)}{U_r(s)} = \frac{Z_{Cf}(s)}{Z_{LsR}(s)Z_{Lr}(s) + Z_{LsR}(s)Z_{Cf}(s) + Z_{Lr}(s)Z_{Cf}(s)}, \quad (4.41)$$

josta piirretty taajuusvaste on esitetty kuvassa 4.16. Vaimennus kytkentätaajuudella 10 kHz on noin 65 dB. Verkkovirran riippuvuus suuntaajan virrasta voidaan esittää yhtälön (4.42) mukaisena siirtofunktiona ja kuvan 4.17 mukaisena taajuusvasteena. Kuvasta nähdään, että vaimennus kytkentätaajuudella on noin 18 dB, eli verkkovirran kytkentätaajuinen särö on noin 13 % suuntaajan virran kytkentätaajuisesta säröstä.

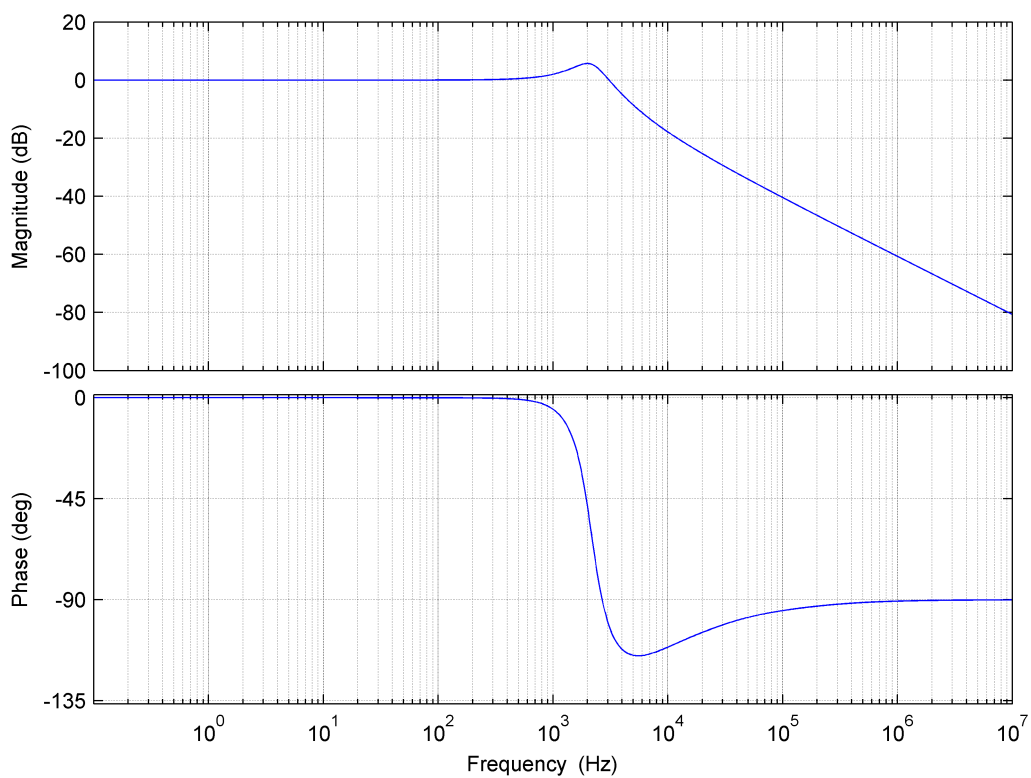
$$G_{\text{isir}}(s) = \frac{I_s(s)}{I_r(s)} = \frac{Z_{Cf}(s)}{Z_{LsR}(s) + Z_{Cf}(s)} \quad (4.42)$$



Kuva 4.15. Siirtofunktion ($I_r/U_{r,dis}$) taajuusvaste.



Kuva 4.16. Siirtofunktion ($I_s/U_{r,dis}$) taajuusvaste.



Kuva 4.17. Siirtofunktion (I_s/I_r) taajuusvaste.

5. KESTOMAGNEETTITAHTIKONE

Oikosulkukone on selvästi yleisin sähkökone teollisuudessa pieni- ja keskitehoisissa sovelluksissa. Tahtikoneita on perinteisesti käytetty lähinnä voimalaitosten generaattoreina ja suuritehoisissa moottorikäytöissä. Erillismagnetoidun tahtikoneen magnetointi luodaan roottorissa olevalla magnetointikäymyksellä. Magnetointikäymyksen ottama virta täytyy tuoda roottoriin joko liukurenkaiden tai induktiivisen kytkennän avulla. Lisäksi tahtikonetta ei voi käynnistäessä kytkeä suoraan verkkoon, vaan se on kiihdytettävä ensin lähelle tahtinopeutta erillisen häkkikäymyksen tai apumoottorin avulla. Nämä syyt nostavat tahtikonekäytön hankinta- ja ylläpitohintaa, minkä takia tahtikoneiden käyttö pieni- ja keskitehoisissa sovelluksissa on ollut vähäistä.

Kestomagneetikoneen ilmvälivuo luodaan roottoriin sijoitetuilla kestomagneeteilla, eikä kestomagneetikone täten tarvitse magnetointikäymystä tai epätahtikoneessa tarvittavaa loiskomponenttia staattorivirtaan. Tämän seurauksena kestomagneetikoneen hyötysuhde sekä teho/paino -suhde on epätahtikoneita ja erillismagnetoituja tahtikoneita parempi. Roottorista voidaan tehdä myös suhteellisen kevyt, joten kestomagneetikoneet soveltuvat hyvin servokäyttöihin. [20.] Viime vuosina kestomagneetikoneet ovatkin saaneet yhä kasvavaa huomiota. Suuntaajatekniikan ja kestomagneettimateriaalien kehittyminen sekä hintojen lasku todennäköisesti tukevat tätä kehitystä jatkossakin.

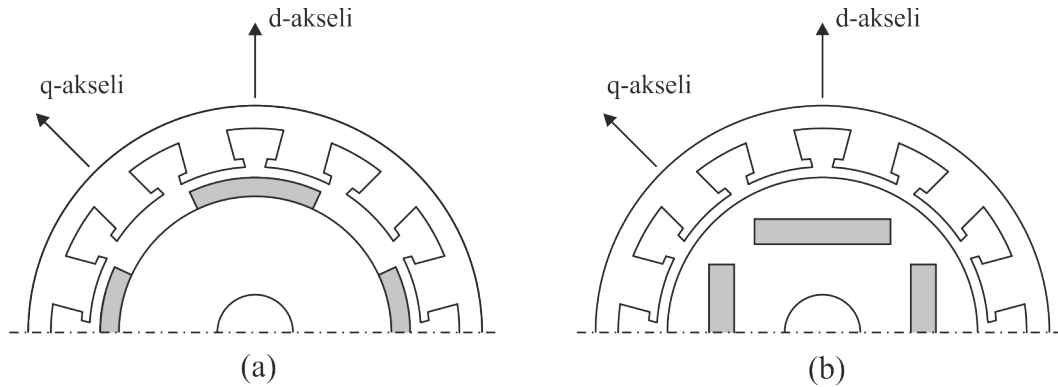
Kestomagneetikoneet voidaan jakaa kahteen ryhmään niiden muodostaman vastajännitteen perusteella. Varsinkin pienitehoisten koneiden vastajännite voi olla joko sini- tai trapetsiaallon muotoinen. Trapetsiaallon muotoisen vastajännitteen tuottavaa konetta kutsutaan myös harjattomaksi dc-koneeksi. Tässä työssä käsitellään jatkossa vain sini-mäisen vastajännitteen tuottavia koneita.

Kun kestomagneetikoneen kolmivaiheinen käämitys muunnetaan avaruusvektorteorian avulla kaksiakselimalliksi, voidaan staattorikäymitys ja -virrat esittää kahden komponentin avulla. Tahtikoneilla tämä kaksiakselinen koordinaatisto kannattaa sitoa roottorin mukana pyöriäksi synkroniseksi koordinaatistoksi. Kuten verkkosuuntaajan tapauksessa, näitä synkronisen koordinaatiston komponentteja merkitään d :llä ja q :lla. Roottorikoordinaatiston d -akseli sidotaan kestomagneettien aiheuttaman vuon suuntaiseksi.

5.1. Rakenne

Kestomagneetit voidaan asentaa joko roottorin pinnalle tai upottaa sen sisälle. Puhutaan siis pinta- ja uppomagneetikoneista. Kuvassa 5.1 on esitetty periaatteellinen poikkileikkaus nelinapaisesta pinta- ja uppomagneetikoneesta. Kestomagneetit on väritetty

kuvassa harmaalla. Sekä pinta- että uppomagneetikoneissa magneetit voidaan sijoittaa monella eri tavalla, kuva on ainoastaan esimerkki.



Kuva 5.1. Poikkileikkaus nelinapaisista radiaalivuokestomagneetikoneista. (a) Pintamagneetikone (b) Uppomagneetikone [21].

Kestomagneetin permeabiliteetti on lähes sama kuin ilmalla. Tästä johtuen pintamagneetikoneen d - ja q -akselin suuntaiset induktanssit L_d ja L_q ovat yhtä suuret. Uppomagneetikoneen roottoriin upotetut kestomagneetit pienentävät d -akselin suuntaista induktanssia L_d , joten roottori on magneettisesti epäsymmetrinen. Pintamagneetikone voidaan siis mieltää umpinapaiseksi tahtikoneeksi ja uppomagneetikone avonapaiseksi. Tosin uppomagneetikoneessa epäsymmetria on eri päin kuin avonapaisessa tahtikoneessa, jossa L_d on suurempi kuin L_q .

Kuvan 5.1 mukaisia koneita kutsutaan radiaalivuokoneiksi, koska magneettivuo kulkee roottorissa sen säteen suuntaisesti. Magneetit voidaan sijoittaa myös siten, että niiden tuottama vuo kulkee yhdensuuntaisesti koneen akselin kanssa. Tällaisia koneita kutsutaan aksiaalivuokoneiksi. Aksiaalivuokone rakennetaan yleensä siten, että sen halkaisija on hyvin suuri verrattuna pituuteen. Iso halkaisija puolestaan mahdollistaa monta napaparia, eli hitaan pyörimisnopeuden ja suuren momentin. Suuren halkaisijan takia aksiaalivuokoneen hitausmomentti on hyvin suuri, joten koneen pyörimisnopeuden säätö on melko hidasta radiaalivuokoneisiin verrattuna. Aksiaalivuokoneita käytetäänkin useimmiten hitaissa käytöissä, kuten tuulivoimaloissa ja hisseissä.

5.2. Mallintaminen

Tahtikoneen mallintaminen kannattaa suorittaa roottorin sähköiseen kulmaan sidotussa synkronisessa koordinaatistossa. Tällä tavoin mallintamisessa käytettävistä yhtälöistä tulee mahdollisimman yksinkertaisia: koneen induktanssit ja staattorivuo pysyvät roottorin kulman suhteen vakiona ja tasapainotilassa koneen säätösuureet ovat vakioita. [21.]

Roottorikoordinaatistossa tahtikoneen staattorijänniteyhtälö on:

$$\underline{u}_s^r = R_s \dot{i}_s^r + \frac{d\psi_s^r}{dt} + j\omega_e \psi_s^r, \quad (5.1)$$

missä R_s on staattorin resistanssi, i_s staattorivirta, ψ_s käämivuo ja ω_e roottorin sähköinen kulmanopeus. Jatkossa vuosta puhuttaessa tarkoitetaan käämivuota. Komponentteihin jakamalla saadaan [9]:

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \quad (5.2)$$

ja

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \quad (5.3)$$

Vuokomponentit ψ_d ja ψ_q määritellään:

$$\psi_d = L_d i_{sd} + \psi_m \quad (5.4)$$

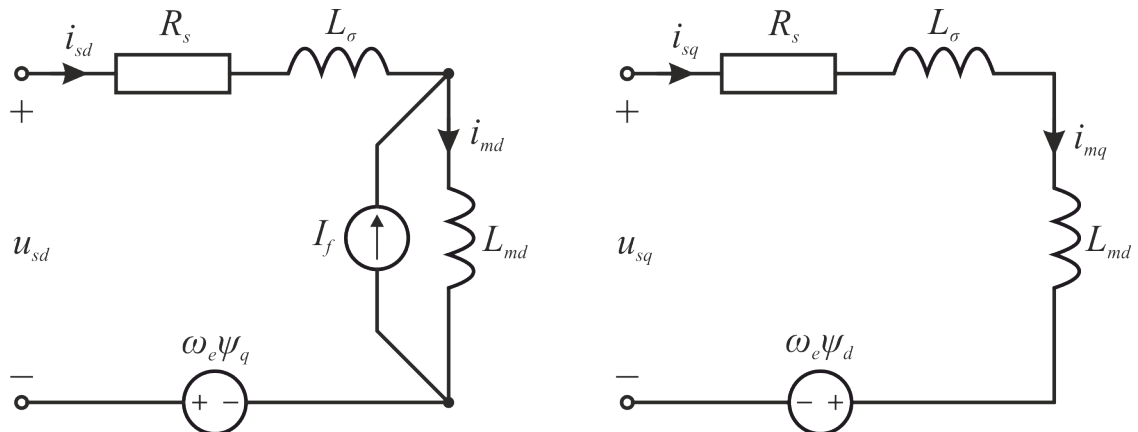
$$\psi_q = L_q i_{sq} \quad (5.5)$$

Ilmävälivuo siis muodostuu sekä kestopagneettien vuosta ψ_m että staattorin tahti-induktanssien L_d ja L_q läpi kulkevan virran synnyttämistä vuokomponenteista. Tahti-induktanssien voidaan kuvitella koostuvan staattorin hajainduktanssista sekä d - ja q -akselien suuntaisista magnetointi-induktansseista yhtälöiden (5.6) ja (5.7) mukaisesti.

$$L_d = L_{s\sigma} + L_{md} \quad (5.6)$$

$$L_q = L_{s\sigma} + L_{mq} \quad (5.7)$$

Kun yhtälöt (5.6) – (5.7) sijoitetaan yhtälöihin (5.4) – (5.5) ja nämä puolestaan yhtälöihin (5.2) – (5.3) saadaan kestopagneetikoneelle kuvan 5.2 mukaiset d - ja q -akselien suuntaiset sijaiskytkennät. Kestopagneettien synnyttämää vuota ψ_m kuvataan sijaiskytkennässä magnetointi-induktanssin rinnalle kytketyllä kuvitteellisella virtalähteellä I_f ($\psi_m = L_{md} I_f$).



Kuva 5.2. Kestomagneettitahtikoneen d - ja q -akselien suuntaiset sijaiskytkennät.

Kestomagneettikoneen sähköisen vääntömomentin τ_e lauseke on:

$$\tau_e = \frac{3}{2} p (\psi_d i_{sd} - \psi_q i_{sq}) = \frac{3}{2} p [\psi_m i_{sq} + (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq}] \quad (5.8)$$

missä p on koneen napapariluku [22]. Vääntömomentin lausekkeessa hakasulkeiden sisällä oleva osa koostuu termeistä $\psi_m i_{sq}$ ja $(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq}$. Ensimmäinen termi on

kestomagneettien aiheuttama osuus vääntömomentista, ja jälkimmäinen kuvaa niin sanottua reluktanssimomenttia. Uppomagneetikoneella $L_d \neq L_q$, eli sen momenttiin vaikuttaa staattorivirran kumpikin komponentti. Virran i_{sq} aiheuttama momentti on kuitenkin selvästi dominoiva. Tällaista magneettisesti epäsymmetristä kestomagneettikonetta kannattaa säätää valitsemalla staattorivirran komponentit siten, että staattorivirtavektorin pituus on mahdollisimman pieni. Pintamagneetikoneella $L_d \approx L_q$, joten yleensä riittävällä tarkkuudella pintamagneetikoneelle voidaan kirjoittaa:

$$\tau_e = \frac{3}{2} p \psi_m i_{sq} \quad (5.9)$$

Pintamagneetikoneen synnyttämä momentti riippuu siis ainoastaan kestomagneetin vuosta ψ_m ja virran q -komponentista i_{sq} . Staattorivirran d -komponentti i_{sd} kannattaa alle nimellisillä pyörimisnopeuksilla säätää nolllaksi. Tämä tekee momentin säädöstä melko yksinkertaista.

Koneen mekaniikan mallintamiseen tarvitaan vain yksi yhtälö:

$$\tau_e - \tau_L = J \frac{d\omega_r}{dt} + b\omega_r, \quad (5.10)$$

missä τ_L on koneen kuormamomentti, J hitausmomentti ja b kitkavakio. ω_r on koneen roottorin mekaaninen pyörimisnopeus. Sähköinen pyörimisnopeus ω_e saadaan kertomalla mekaaninen pyörimisnopeus napapariluvulla p :

$$\omega_e = p \omega_r \quad (5.11)$$

5.3. Säätö

Kuten mallintaminen, myös koneen säätö suoritetaan roottorin kulmaan sidotussa koordinaatistossa. Tarkastellaan aluksi koneen toimintaa stationarisessa toimintapisteessä. Kirjoitetaan yhtälö (5.1) uudelleen:

$$\underline{u}_s^r = R_s \dot{i}_s^r + \frac{d\psi_s^r}{dt} + j\omega_e \psi_s^r. \quad (5.12)$$

Kun koneen toimintaa tarkastellaan tasapainotilassa, ovat sen virrat ja jännitteet synkronisessa koordinaatistossa vakioita. Staattorivuovektorin

$$\psi_s^r = L_s \dot{i}_s^r + \psi_m \quad (5.13)$$

derivaatta on siis nolla. Sijoittamalla vuovektorin lauseke (5.13) jännitevektorin lausekkeeseen (5.12) saadaan:

$$\underline{u}_s^r = R_s \dot{i}_s^r + j\omega_r L_s \dot{i}_s^r + j\omega_e \psi_m, \quad (5.14)$$

joka komponentteihin jaettuna on:

$$u_{sd} = R_s \dot{i}_{sd} - \omega_e L_q \dot{i}_{sq} \quad (5.15)$$

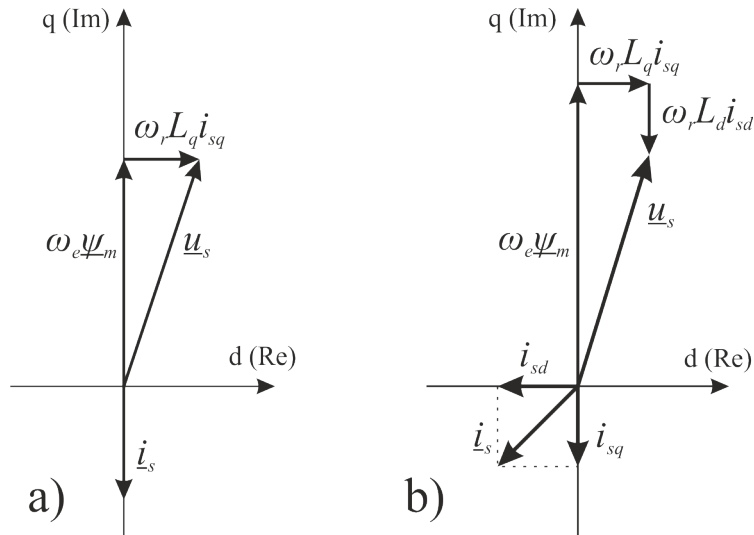
$$u_{sq} = R_s \dot{i}_{sq} + \omega_e L_d \dot{i}_{sd} + \omega_e \psi_m. \quad (5.16)$$

Yhtälön (5.16) viimeinen termi $\omega_e \psi_m$ on koneen liikejännitetermi, eli kestopagneetin synnyttämän pyörivän magneettikentän staattorikäimitykseen indusoima vastajännite. Vastajännite on suoraan verrannollinen roottorin pyörimisnopeuteen ω_r ja kestopagneetin synnyttämään vuohon ψ_m . [21.] Jos pyörimisnopeutta ω_r kasvatetaan suuremmaksi kuin koneen nimellipyörimisnopeus, kasvaa myös vastajännite samassa suhteessa. Koneetta syöttävällä suuntaajalla on kuitenkin tietty maksimijännite, jonka se pystyy tuottamaan. Lisäksi koneen staattorikäilytys on mitoitettu vain tiettyyn jännitteeseen asti ja jos tämä jännite ylitetään, käämieristykset saattaa vaurioitua. Koneen liitinjännitteen suuruus voidaan esittää sen komponenttien avulla:

$$|\underline{u}_s| = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \quad (5.17)$$

Yhtälön (5.16) mukaan staattorivirran d -komponentilla i_{sd} voidaan vaikuttaa jännitteen u_q suuruuteen. Säättämällä virta i_d negatiiviseksi jännite u_{sq} ja siten koneen liitinjännite pienenee. Näin voidaan tehdä, koska staattorivirran d -komponentti vaikuttaa koneen momenttiin hyvin vähän. Tällaista säätötapaa kutsutaan kentänheikennysäädöksi. Jos koneen d -suuntainen tahti-induktanssi on kovin pieni, jää virran i_{sd} vaikutus staattorivuohon melko pieneksi. Toisaalta kentänheikennys täytyy rajoittaa tiettyyn maksimiarvoon, jotta se ei aiheuttaisi kestopagneettien demagnetoitumista.

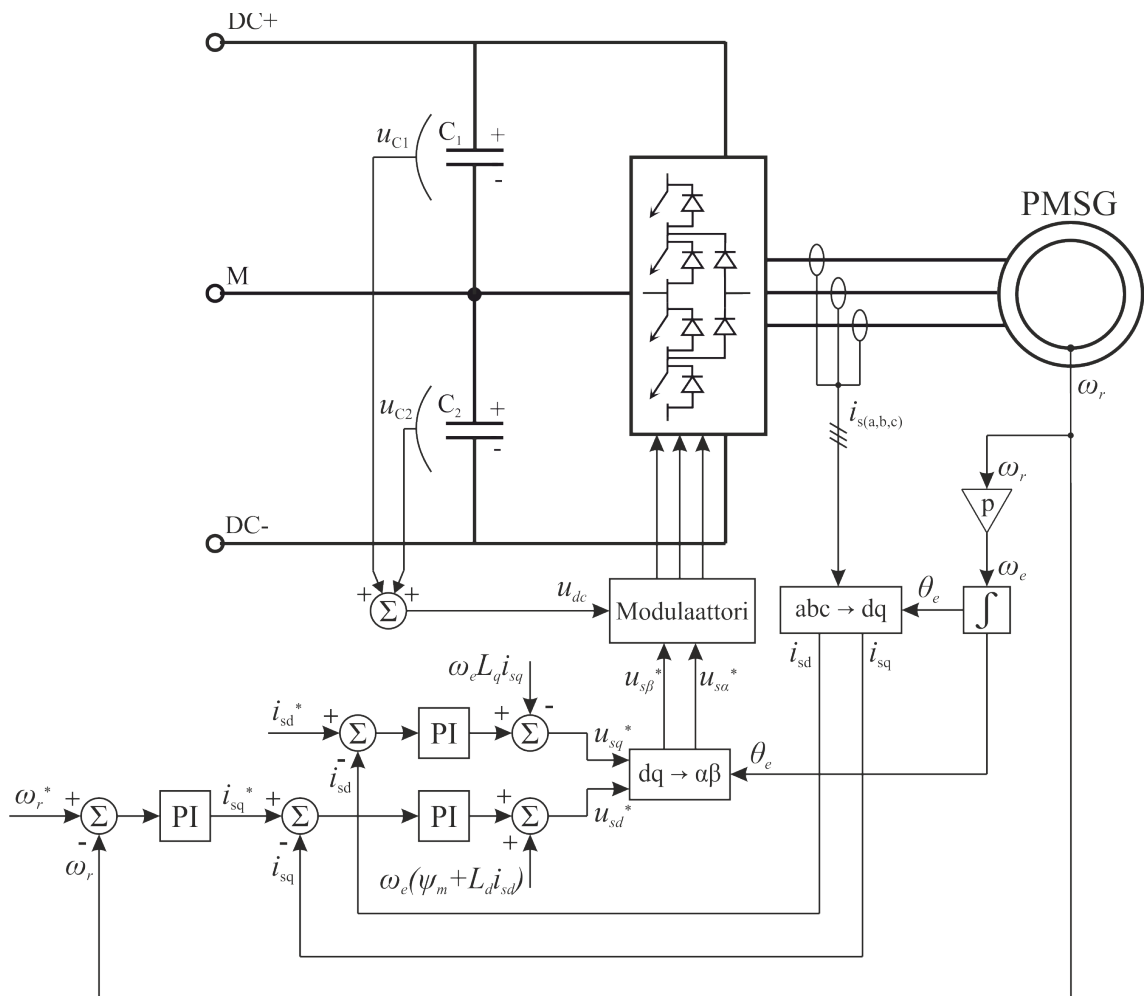
Yhtälöiden (5.15) ja (5.16) mukainen tasapainotilan vektoridiagrammi on kuvassa 5.3. Kuvaa on yksinkertaistettu siten, että staattoriresistanssin R_s aiheuttamaa jännitehäviötä ei ole otettu huomioon. Kuvassa 5.3a virta i_{sd} on nolla, ja kuvassa 5.3b kone toimii kentänheikennysalueella, eli virta i_{sd} on negatiivinen. Kummassakin kuvan tilanteessa kone toimii generaattorina.



Kuva 5.3. Generaattorina toimivan kestopagneettikoneen tasapainotilan vektoridiagrammi (a) alle nimellisellä pyörimisnopeudella ja (b) kentänheikennysalueella.

Kuvassa 5.4 on esitetty pintamagneettikoneen säätöjärjestelmä. Tilanpuutteen vuoksi säätöjärjestelmän ohjearvoja merkitään kuvassa yläindeksillä '*' alaindeksin 'ref' sijasta. Kuten edellä todettiin, pintamagneettikoneen momenttiin vaikuttaa ainoastaan staattorivirran q -komponentti, joten virta i_{sd} pyritään säätämään nolllaksi, jos ei toimita kentänheikennysalueella. Staattorivirroista mitataan kaksi vaihetta ja kolmas virta laske-

taan näiden perusteella. Vaihevirrat muunnetaan ensiksi kaksiakselikomponenteiksi ja sen jälkeen roottorin mukana pyörivään synkroniseen koordinaatistoon. Nopeussäätö muodostuu kahdesta sisäkkäisestä säätösilmukasta. Ulompi säätösilmukka säätää koneen pyörimisnopeutta. Nopeussäädin on PI-tyyppinen säädin, joka saa sisäänmenonaan nopeuden erosuureen ja antaa ulostulonaan staattorivirran q -komponentin ohjearvon i_{sq}^* , joka on suoraan verrannollinen koneen tuottaman momentin ohjearvoon. Sisempi säätösilmukka säätää staattorivirran d - ja q -komponentteja. PI-tyyppiset virtasäätimet saavat sisäänmenoinaan virtakomponenttien eroarvot, ja niiden ulostuloihin summataan ristikkäisvaikutuksien kompensointitermit ja liikejännitetermi. Tästä saatavat synkronisen koordinaatiston ohjejännitteet u_{sd}^* ja u_{sq}^* muunnetaan stationaariseen koordinaatistoon ja viedään modulaattorille.



Kuva 5.4. Pintamagneettikoneen säätökaavio.

6. LABORATORIOTESTAUSJÄRJESTELMÄ

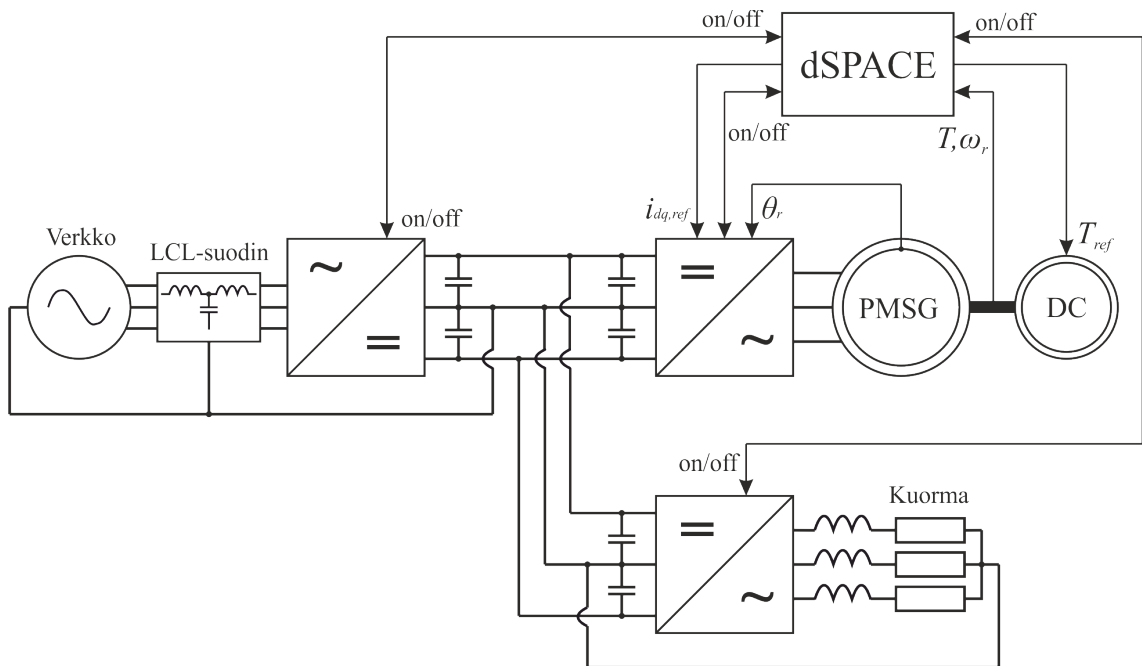
6.1. Laitteiston suunnittelulähtökohdat

Tavoitteena oli rakentaa järjestelmä, jolla voitaisiin testata muuttuvanopeuksisen tuulivoimakäytön toimintaa käytännössä. Lisäksi järjestelmän pitäisi soveltua pienin muutoksin erilaisten hybridityökonekäyttöjen tutkimiseen. Laitteiston pohjana käytettiin lähteessä [23] esiteltyä tasasähköjaketun tutkimiseen kehitettyä laitteistoa. Kyseinen laitteisto koostuu verkkosuuntaajasta ja kuormavaihtosuuntaajasta. Tuulivoimakäytön laboriotestausjärjestelmää varten olemassa olevaa laitteistoon täytyi siis lisätä vielä kestopagneettikonekäyttö ja säätöjärjestelmä koko laitteiston ohjausta varten. Lisäksi kestopagneettikoneeseen kytkettiin dc-konekäyttö simuloimaan tuuliturbiinin tai mekaanisen kuorman synnyttämää momenttia.

Kestopagneettikonekäyttö koostuu KONE MX18 -kestopagneettikoneesta ja sitä syöttävästä kolmitasoisesta suuntaajasta. Suuntaaja mitoitettiin samaan teholuokkaan kuin jo olemassa olevat suuntaajat, eli 10 kW:iin. Kaikki dc-välipiiriin kytketyt suuntaajat on mitoitettu maksimissaan 1500 voltin välipiirin jännitteelle. Tässä työssä järjestelmän toimintaa tutkitaan kuitenkin vain 750 voltin välipiirin jännitteellä. Dc-konekäyttö koostuu Siemensin dc-koneesta ja sitä syöttävästä nelikvadranttisesta ABB DCS500B -tyristorisuuntaajasta. Dc-koneen nimellispyörimisnopeus on 1060 rpm ja nimellismomentti 445 Nm. Dc-suuntaajan nimellisteho on 58 kW. Kestopagneettikone ja dc-kone on kytketty toisiinsa vaihteen välityksellä. Vaihteen välityssuhde on 1:4.

6.2. Ohjaus ja säätö

Koko laitteiston ohjaamisesta huolehtii dSPACE-reaaliaiksimulaattori. Järjestelmän äly on kuitenkin pyritty pitämään mahdollisimman hajautettuna, ja varsinkin aikakriittiset säädöt on toteutettu jo suuntaajissa. Verkkosuuntaajan virtasäätö ja välipiirin jännitesäätö suoritetaan verkkosuuntaajassa, kuten luvussa 4 esitettiin. Kestopagneettikoneen virtasäädöstä huolehtii sen oma suuntaaja. Koneen nopeussäätö ja mahdollinen kentänheikennyssäätö on toteutettu dSPACE:ssa, joka antaa ulostulonaan ohjearvot kestopagneettikoneen staattorivirran d - ja q -komponenteille roottorikoordinaatistossa. Dc-koneen momenttiohje tulee myös dSPACE:lta. Kuvassa 6.2 on esitetty dSPACE:n ja eri suuntaajien väliset signaalit. Säätösignaalien lisäksi dSPACE:sta lähtee on/off -komennot dc-välipiiriin kytketyille suuntaajille. Nämä suuntaajat myös antavat kuittauksen dSPACE:lle siitä, pystyttiinkö komento toteuttamaan. Kuvaan ei ole piirretty dc-käytön suuntaajaa, joka saa syöttönsä samasta verkosta kuin verkkosuuntaaja.

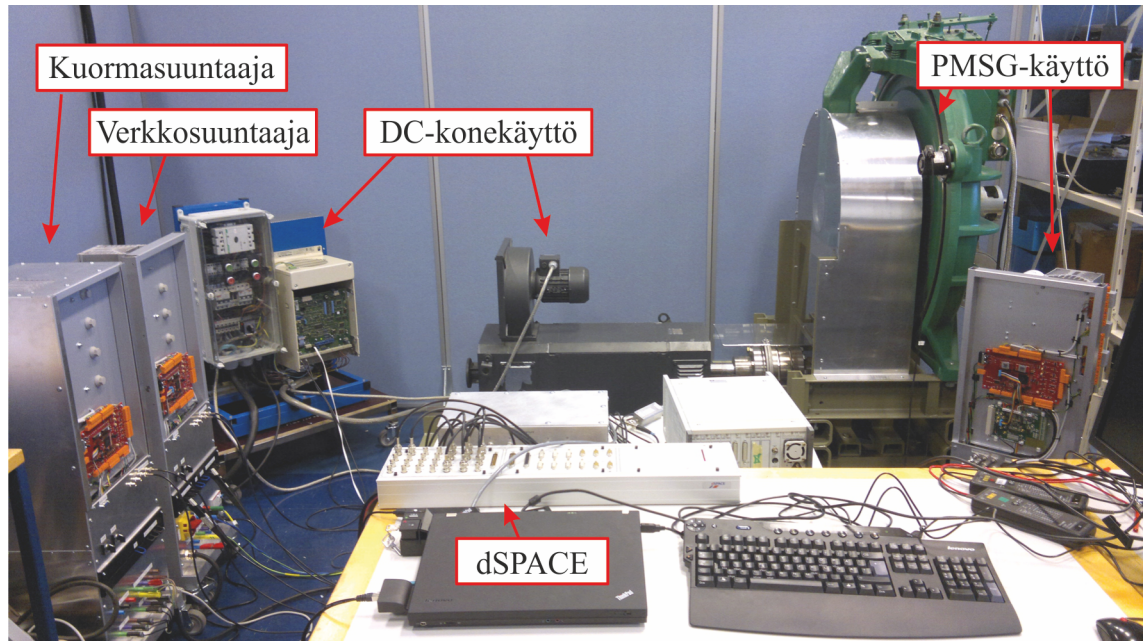


Kuva 6.1. dSPACE:n ja eri suuntaajien väliset signaalit.

Vaihteen ja dc-koneen välissä on HBM T10F momenttianturi, jonka antama ulostulo viedään vahvistimen kautta dSPACE:lle. Momenttianturi pystyy mittaamaan maksimissaan 2000 Nm:n suuruisen momentin. Nopeustakaisinkytkentä saadaan kestomagneetikoneen kehälle asennetulta takometriltä.

6.3. Rakenne

Kuvassa 6.2 on laboratoriotestausjärjestelmän käytännön toteutus. Kuvan ulkopuolelle jää kuormasuuntaajan kuormana käytettävä vastuskärry. dSPACE-liitäntäpaneelin takana olevassa kotelossa on Weidmüller WAS5 VVC HF -jännitesignaali-erottimia, jotka erottavat dSPACE:n galvaanisesti suuntaajista. Signaali-erottimien tarkoitus on estää mittauksia häiritsevien maalenkkien syntyminen. Signaali-erottimien taajuuskaista on valmistajan mukaan vähintään 15 kHz, mikä on riittävä kestomagneetikoneen nopeussäädölle ja järjestelmän ohjaussignaaleille. Signaali-erottimia on kahta eri mallia: toisen jännitealue on 0...+10 V ja toisen -10...+10 V.

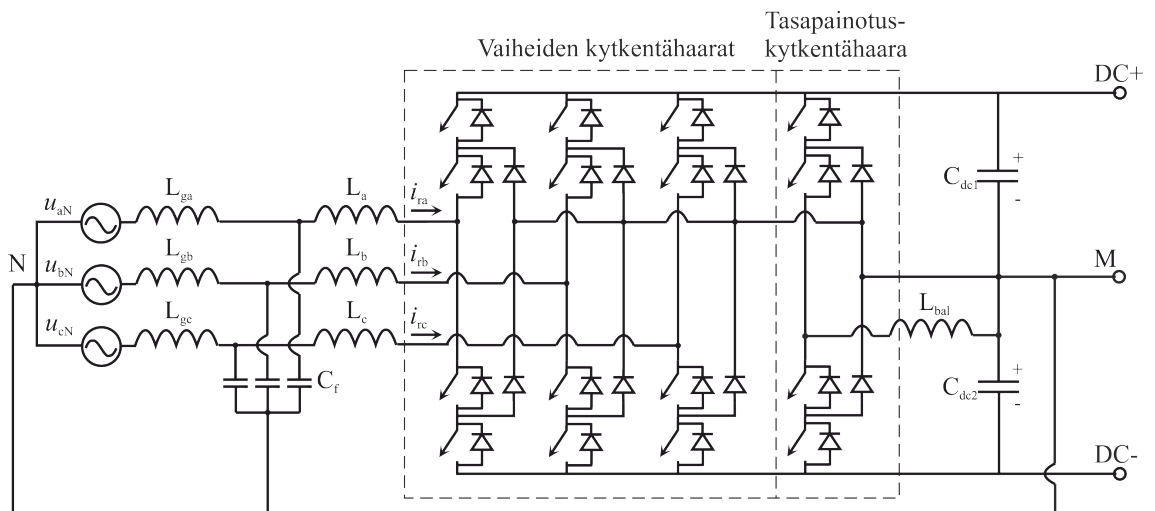


Kuva 6.2. Laboratoriotestausjärjestelmä.

Kaikissa dc-välipiiriin kytketyissä suuntaajissa on käytetty samaa päävirtapiirin topologiaa, eli luvussa 4 esiteltyä kolmitasoista PWM-kokosiltaa. Erot suuntaajien välillä löytyvät suotimista ja verkon/kuorman kytkentätavasta.

6.3.1. Verkkosuuntaaja

Verkkosuuntaaja on nelijohtiminen ja sen verkkosuotimena toimii luvuissa 4.4 – 4.7 analysoitu LCL-suodin. Lisäksi suuntaajassa on luvussa 3.4 esitelty neljäs kytkinhaara välipiiriin jännitteiden tasapainotusta varten.



Kuva 6.3. Verkkosuuntaajan päävirtapiiri.

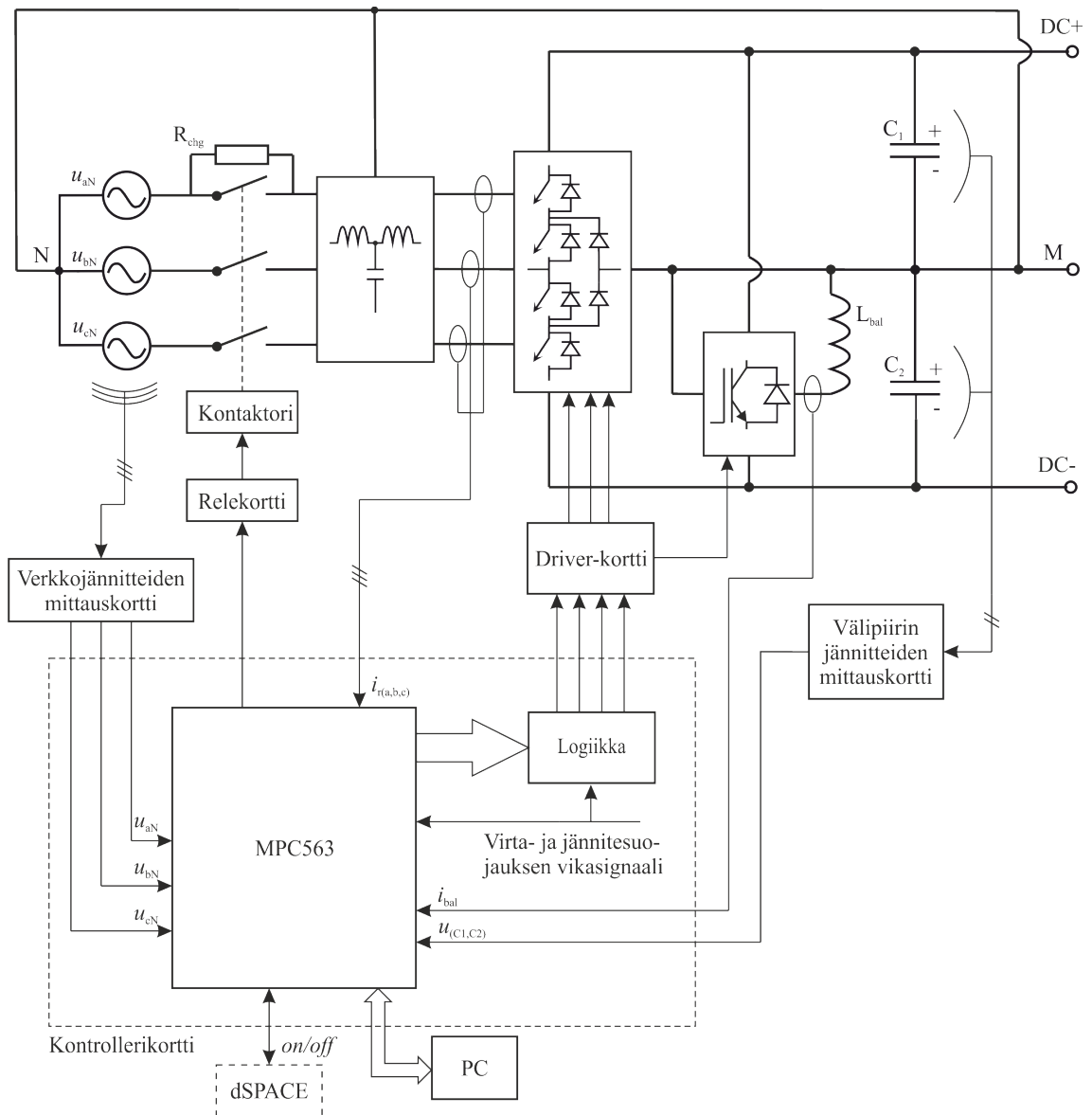
Kytkinnekomponentteina $S_{(a,b,c,z)1}$ – $S_{(a,b,c,z)4}$ diodeina $D_{(a,b,c,z)1}$ – $D_{(a,b,c,z)4}$ on käytetty Semikron SKM 75GB123D IGBT-moduuleja, jotka koostuvat kahdesta sarjaankytketystä IGBT:stä ja niiden kanssa vastarinnankytketyistä diodeista. Lukitusdiodeina $D_{(a,b,c,z)1M}$ –

$D_{(a,b,c,z)2M}$ on käytetty Semikron SKKD 40F10 diodimoduuleja, joista jokainen sisältää kaksi sarjaankytkettyä diodia. IGB-transistorien jännitekesto on 1200 V, eli ne kestävät helposti tarvittavan 750 V:n jännitteen transientteineen. Välipiiriin puolikkaiden yli, puolijohteiden välittömään läheisyyteen, on asennettu myös 470 nF:n snubber-kondensaattorit, kaksi kumpaakin puolta kohden.

Neljännän kytkinhaaran ja kuristimen L_{bal} avulla voidaan säätää välipiirin jännitteiden tasapainoa keskipisteeseen nähden. Kuristin on rautalevytydäminen ja sen nimellisinduktanssi on 5 mH.

Välipiiriin kondensaattorit C_{dc1} ja C_{dc2} koostuvat todellisuudessa kahdesta sarjaankytketystä 2200 μ F:n ja 450 V:n elektrolyyttikondensaattorista. Tällä tavalla kondensaattoreiden jännitekesto saatiin riittävän suureksi eli 900 volttiin välipiirin puolikasta kohden, ja kummankin välipiirin puolikkaan kapasitanssiksi saatiin 1100 μ F. Jokaisen kondensaattorin navoissa on 18 k Ω :n purku-/balansointivastukset.

Suuntaajien ohjauksessa ja säädössä tarvitaan suhteellisen paljon elektroniikkaa kolmitasoisen topologian takia. Kaiken sen keskuksena toimii TTY:n Tehoelektroniikan laitoksella kehitetty Freescale MPC563 -mikrokontrolleriin perustuva kontrollerikortti [24]. 32-bittisen mikrokontrollerin lisäksi kortilla on muun muassa virta- ja jännitemittauskytkennät, rautapohjainen ylivirtasuojaus, nollanylitysilmaisin ja logiikkapiirit modulaatiosignaalin muodostamiseksi. Kontrollerikorttiin saa yhteyden PC:llä sarjaväylän kautta. Kuvassa 6.4 on kaavio verkkosuuntaajan mittaus- ja ohjauselektroniikasta.



Kuva 6.4. Verkkosuuntaajan mittaus- ja ohjauselektronikka

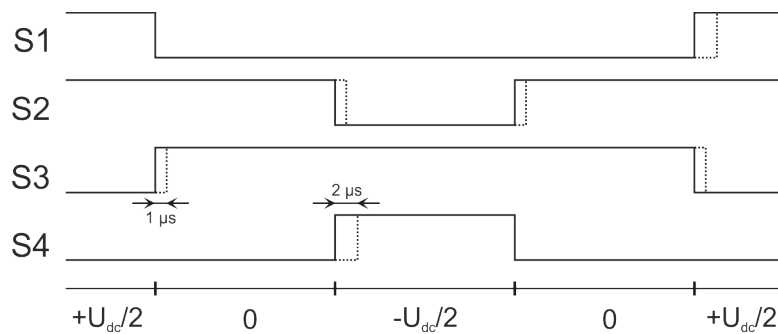
Ennen kuin verkkosuuntaaja voidaan kytkeä syöttävään verkkoon, täytyy välipiirin kondensaattorit ladata hallitusti, koska kytkettäessä suuntaaja suoraan verkkoon kondensaattoreiden latautuminen aiheuttaisi niin suuren virtapiikin, että syöttävän verkon suojaukset todennäköisesti laukeaisivat tai suuntaajan diodit vaurioituisivat. Lataaminen tapahtuu kuvassa 6.4 näkyvällä latausvastuksella R_{chg} . Kun välipiirin jännite on noussut riittävän lähelle lopullista arvoaan, mikrokontrolleri ohjaa relekortin avulla latausvastukset oikosulkevan kontaktorin kiinni.

IGBT-moduulien ohjaus on hoidettu niin ikään Tehoelektronikan laitoksella kehitetyllä ohjainkortilla, joka perustuu Concept SCALE -ohjainpiireihin. Tasasuuntaajassa on käytetty kahta kahdeksankanavaista versiota kortista, kun taas vaihtosuuntaajassa on käytetty kahta kuusikanavaista versiota. Kanavia on siis oltava yhtä monta kuin ohjattavia kytkimiäkin on.

Logiikkapiirit [24] saavat sisäänmenonaan jokaisen vaiheen kytkentäohjeen, eli mihiin välipiirin potentiaaliin vaihelähtö kytketään. Lisäksi logiikkapiirit tarkkailevat

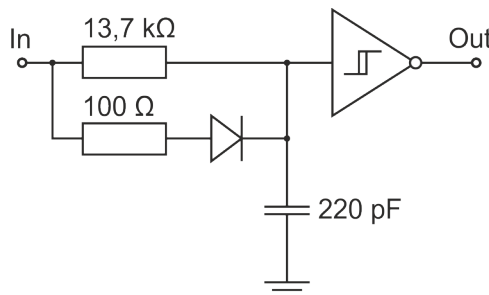
vikasignaalia, joka muodostetaan virtoja ja jännitteitä tarkkailevien komparaattoreiden ulostuloista. Ulostulonaan logiikkapiirit antavat IGBT-ohjainkortille erillisten kytkimien kytkentäohjeet. Ulostulot laitetaan nolaksi, jos vikasignaali on ylhäällä.

IGBT:iden kuolleet ajat ovat kuvan 6.5 mukaiset. Kuvaajat S1 – S4 esittävät yhden kytkinhaaran IGBT:iden ohjauksia kuvan alalaidassa näkyvän kuvitteellisen kytkentäsekvenssin aikana. Ylhäällä oleva signaali tarkoittaa kytkimen johtamista, ja alhaalla oleva estotilassa olemista. Logiikkapiirien muodostamat ideaaliset ohjausjännitteet on esitetty yhtenäisellä viivalla ja kuolleet aikojen lisäyksen seurauksena syntyneet ohjaukset katkoviivalla. Kuvasta nähdään, että kahden keskimmäisen IGBT:n ohjauksessa on sekä nousevalla että laskevalla reunalla samansuuruinen, noin $1 \mu\text{s}$:n pituinen viive. Ylimmän ja alimman IGBT:n ohjauksessa on nousevalla reunalla viive, jonka suuruus on $2 \mu\text{s}$, ja laskevalla reunalla ei ole lainkaan viivettä. Tällä tavalla jokaiseen kytkentämuutokseen saadaan riittävä $1 \mu\text{s}$:n suuruinen viive sammuvan ja syttyvän IGBT:n ohjauksien välille.

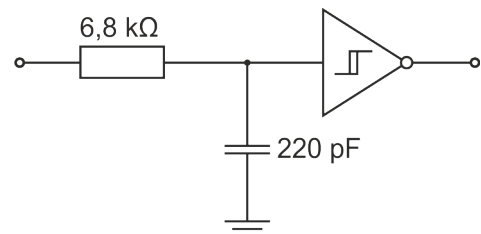


Kuva 6.5. Kuolleet ajat.

Kuolleet ajat on muodostettu kontrollerikortilla logiikkapiirien jälkeen kuvien 6.6 ja 6.7 mukaisilla kytkennöillä. Sisääntuloihin In tulevat signaalit ovat invertoituja ohjauksia, eli maissa oleva signaali (0) tarkoittaa kytkimen ohjausta johtavaksi ja ylhäällä oleva (1) estotilaan. Kun kuvan 6.6 kytkentään tuodaan ohjaus 1, pääsee kondensaattori latautumaan nopeasti 100Ω :n vastuksen ja diodin kautta. Kun jännite kondensaattorin navoissa nousee, antaa invertoitu schmitt-trigger ulostulon 0. Kun taas sisäänmenoon tuodaan ohjaus 0, purkautuu kondensaattori hitaasti $13,7 \text{ k}\Omega$:n vastuksen kautta, ja $2 \mu\text{s}$:n viiveen jälkeen schmitt-trigger antaa ulostulon 1. Kuvan 6.7 kytkentä toimii vastaavasti, mutta se tuottaa $1 \mu\text{s}$:n viiveen sekä nousevalla että laskevalla reunalla.



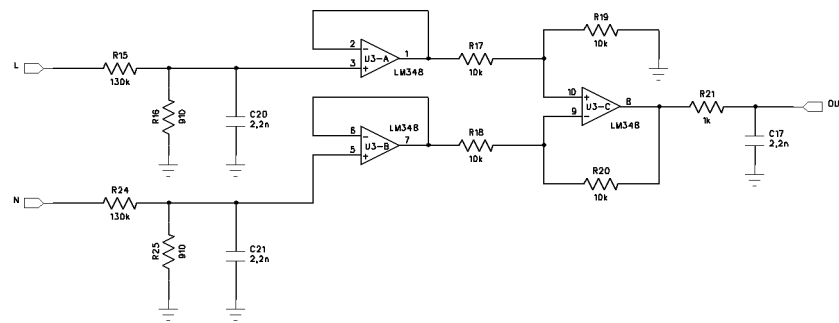
Kuva 6.6. IGBT:iden S1 ja S4 viivästys



Kuva 6.7. IGBT:iden S2 ja S3 viivästys

Virtamittaukseen käytettiin LEM LA55-P virtamuuntimia, jotka kykenevät mittaamaan virtoja 50 A:iin asti. Muuntosuhde on 1:1000, eli 50 A:n virran mennessä anturin läpi, se antaa ulostulonaan 50 mA:n virran. Tämä virta muunnetaan controllerikortilla jännitesignaaliksi viemällä se 2,5 voltin potentiaalissa kelluvan 100 Ω :n vastuksen läpi. Tällä tavoin signaaliin saadaan tasonnosto, joka takaa että jännitesignaali on aina positiivinen. Tämä tehdään sen takia, että AD-muuntimet voivat näyttöistä ainoastaan positiivisia jännitearvoja väliltä 0–5 V.

Verkkajännitteiden mittauskortti suunniteltiin ja rakennettiin itse, koska sopivaa ei ollut muuten saatavilla. Se on kolmivaiheinen differentiaalimittauskortti, eli kaikki vaiheet mitataan verkon nollaa vasten. Kuvassa 6.8 on esitetty mittauskytkentä yhden vaiheen osalta. Mittauskortin sisääntulona on yksinkertainen jännitejako, jonka jälkeen operaatiovahvistimilla toteutetaan sisäänmenojen puskurointi ja sen jälkeen erovahvistinkytkennällä jännitteen vertailu nollajohtimen jännitettä vasten. Kortti pystyy mittaamaan jännitteet ± 355 V asti ja antaa ulos tällöin $\pm 2,5$ V. Controllerikortilla signaalille tehdään vielä 2,5 voltin tasonnosto AD-muunnosta varten.



Kuva 6.8. Vaihejännitteiden differentiaalimittaus yhden vaiheen osalta

Välipiirin puolikkaiden jännitteet mitataan suuntaajan runkoa vasten. Mittaus on toteutettu jännitejaolla, josta signaali vietään suoraan controllerikortin AD-muuntimille.

Kuvissa 6.9 ja 6.10 näkyy verkkosuuntaajan käytännön toteutus. Kaikki suuntaajat on rakennettu pyörillä kulkevien pystymallisten metallirunkojen ympärille. Toteutuksesta ei ollut tarkoitus tehdä mahdollisimman kompaktia, vaan toimiva, turvallinen sekä helposti laajennettava ja muunneltava.



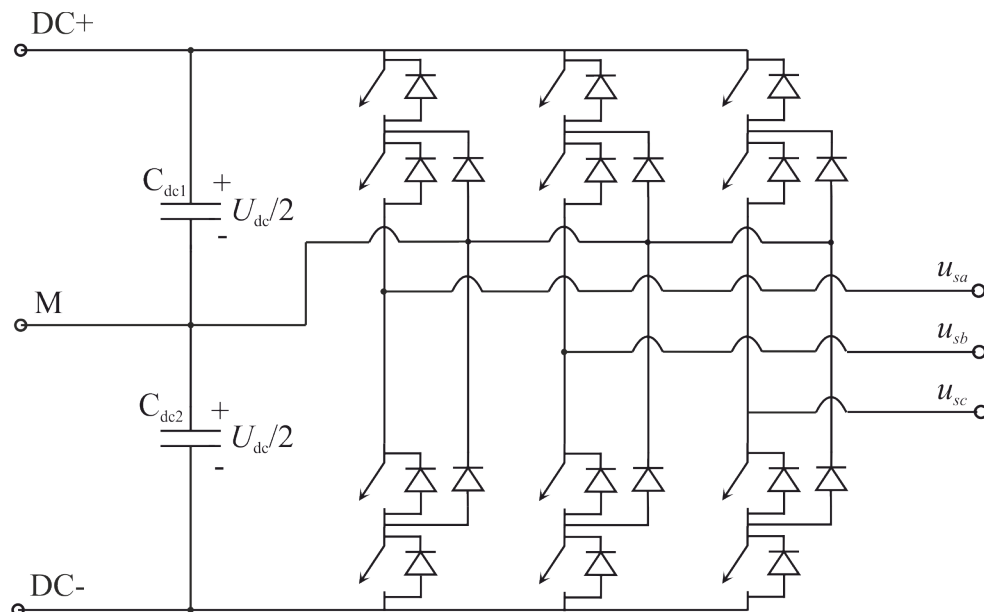
Kuva 6.9. Verkkosuuntaaja takaa.



Kuva 6.10. Verkkosuuntaaja edestä.

6.3.2. Kestomagneetikonekäyttö

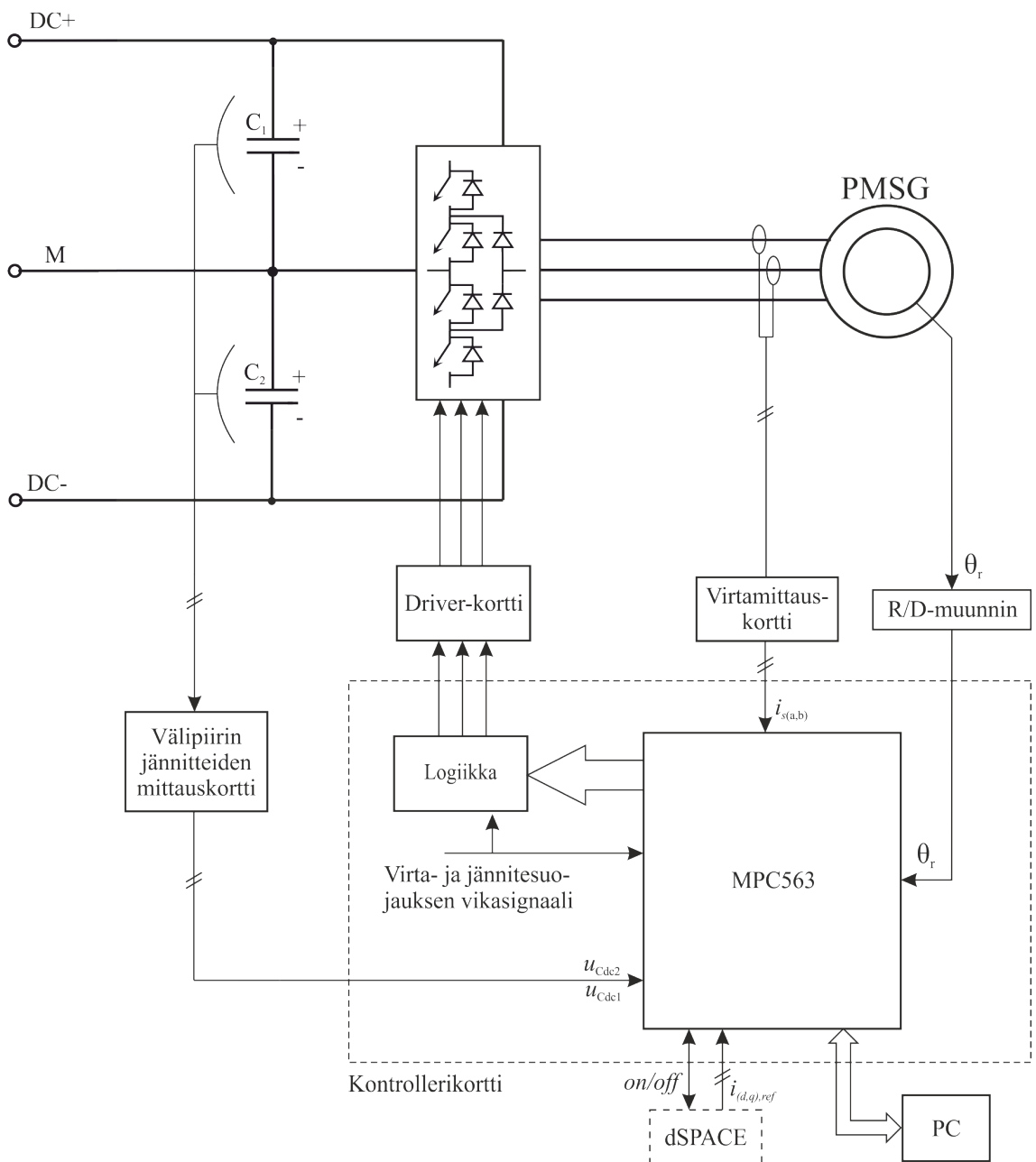
Kestomagneetikonekäyttö koostuu kestoplaneettikoneesta ja sitä syöttävästä suuntaajasta. Suuntaaja on kolmijohtiminen eikä sen vaihelähdöissä ole suodinta, sillä kestoplaneettikoneen staattorin induktanssit suodattavat virran kytkentätaajuuden särön melko hyvin pois. Suuntaajan päävirtapiiri on esitetty kuvassa 6.11.



Kuva 6.11. Kestomagneetikonesuuntaajan päävirtapiiri.

Suuntaajan päävirtapiiri on rakennettu samoista komponenteista kuin verkkosuuntaajakin, joten niitä ei käydä tässä tarkemmin läpi. Mittaus- ja ohjauselektronikka on myös hyvin samanlainen kuin verkkosuuntaajassa, mutta joitakin eroja on.

Koska säätöjärjestelmä toimii roottorikoordinaatistossa, on roottorin kulma mitattava. Tämä tapahtuu koneen akselille sijoitetulla resolverilla. Resolveri on luonteeltaan absoluuttinen kulma-anturi, eli sillä voidaan lukea roottorin kulman absoluuttinen arvo, eikä vain kulman lisäystä, kuten inkrementaaliset anturit tekevät. Resolverin antama analoginen signaali muunnetaan digitaalseksi kulmatiedoksi R/D-muuntimella (Resolver to Digital Converter), joka puolestaan lähettää kulmatiedon SPI-väylää (Serial Peripheral Interface) pitkin mikrokontrollerille [25]. Koska nollajohdinta ei ole, tarvitsee vaihevirroista mitata vain kaksi ja kolmas voidaan laskea näiden perusteella.



Kuva 6.12. Kestomagneetikonesuuntaajan mittaus- ja ohjauselektronikka.

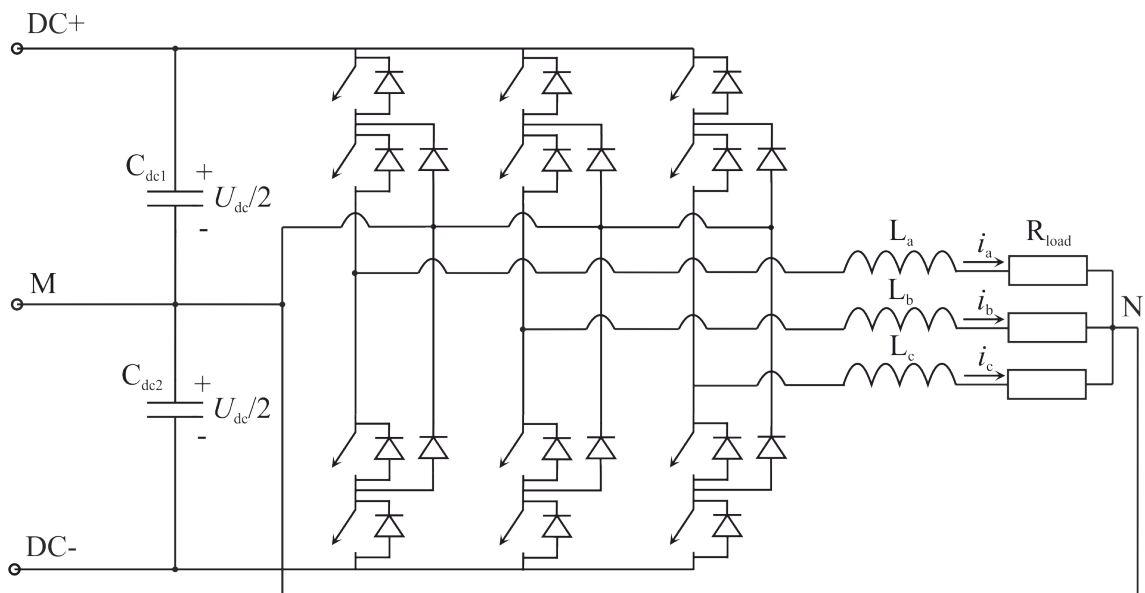
Testilaitteistossa käytettävä kestopagneettitahtikone on malliltaan KONE MX18. Se on hissikäyttöihin tarkoitettu 12 napaparinen pintamagneetti-aksiaalivuokone. Koneen mallintamisessa käytettävät parametrit on esitetty taulukossa 6.1.

Taulukko 6.1. KONE MX18 -kestopagneetikoneen mallintamisessa käytetyt parametrit ja nimellisarvot [21].

Staattori-resistanssi R_s	0,22 Ω
Tahti-induktanssit L_d ja L_q	9,2 mH
Kestomagneetin vuo ψ_m	1,2 Wb
Napapariluku p	12
Hitausmomentti J	17 kgm ²
Nimellispyörimisnopeus n_n	117 rpm
Nimellismomentti τ_n	1800 Nm
Kitkavakio b	8

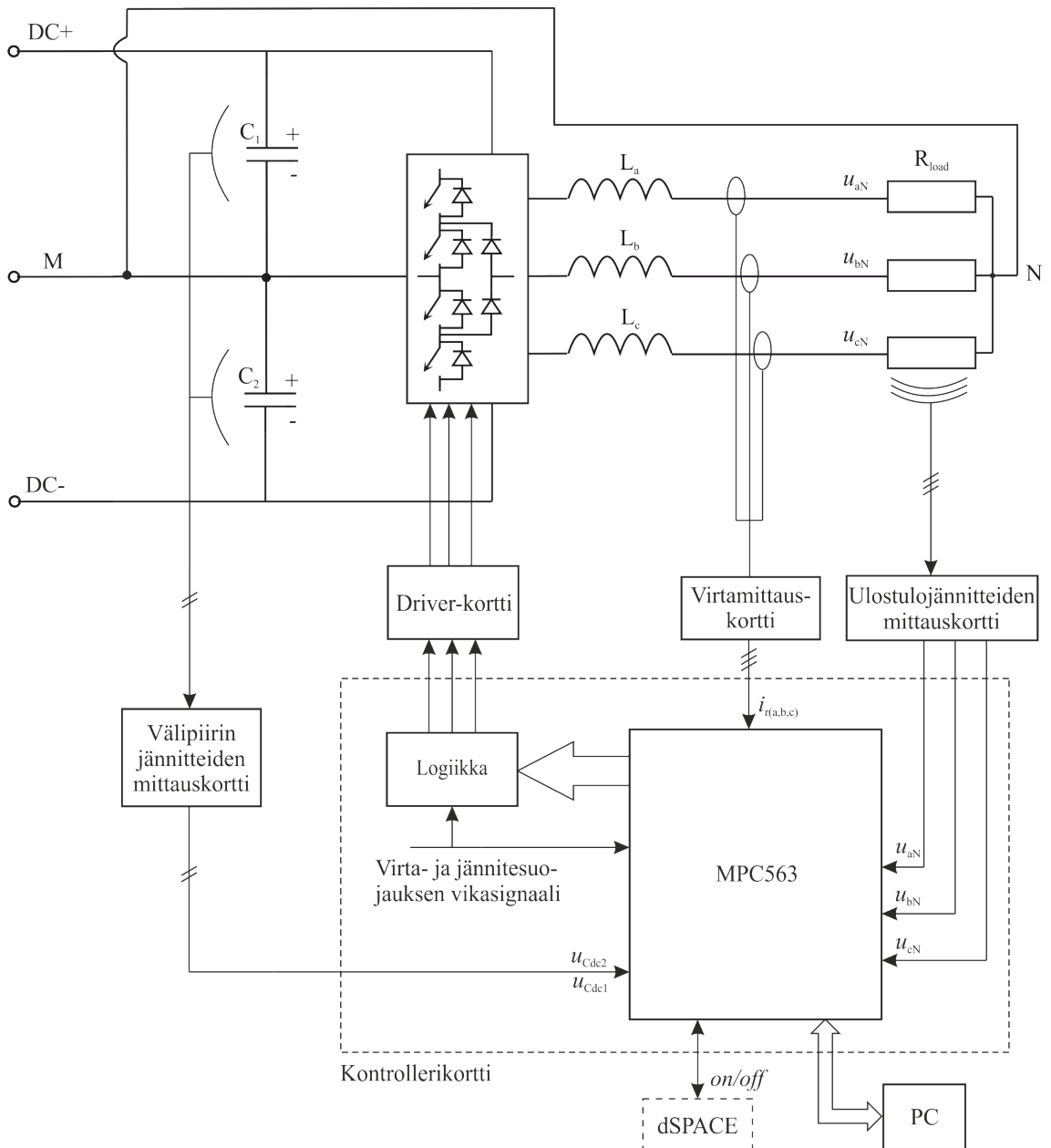
6.3.3. Kuormasuuntaaja

Kuormasuuntaaja on kaikista rakennetuista suuntaajista yksinkertaisin. Se on nolajohtimellinen, joten siihen voidaan kytkeä epäsymmetrisiäkin kuormia. Kuormasuotimena toimii 2,2 mH:n kuristin. Kuvassa 6.13 on esitetty kuormasuuntaajan päävirtapiiri. R_{load} kuvaa suuntaajaan ulkoisesti kytkettävää kuormaa.



Kuva 6.13. Kuormavaihtosuuntaajan päävirtapiiri.

Kuormasuuntaajassa ei ole mitään varsinaista säätöä, vaan se tuottaa vain vakiotaajuista ja -amplitudista jännitettä kuormalle. Suuntaajassa on kuitenkin mittaukset kuormavirroille, välipiirin jännitteille ja vaihejännitteille, joten monenlainen säätö on mahdollista. Kuvassa 6.14 on esitetty kuormasuuntaajan mittaus- ja ohjauselektronikka.



Kuva 6.14. Kuormasuuntaajan mittaus- ja ohjauselektronikka

6.4. Suojaukset

Suojausten tarkoituksena on estää laitteiston rikkoontuminen ja vaaratilanteiden syntyminen jonkin laitteen vikaantuessa. Laitteiston suojaukset koostuvat laite- ja järjestelmätason suojauksista. Laitetason suojaus tarkoittaa, että suojaus on toteutettu suuntaajan sisällä. Järjestelmätason suojaus puolestaan tarkoittaa dSPACE:een ohjelmoitua suojausta.

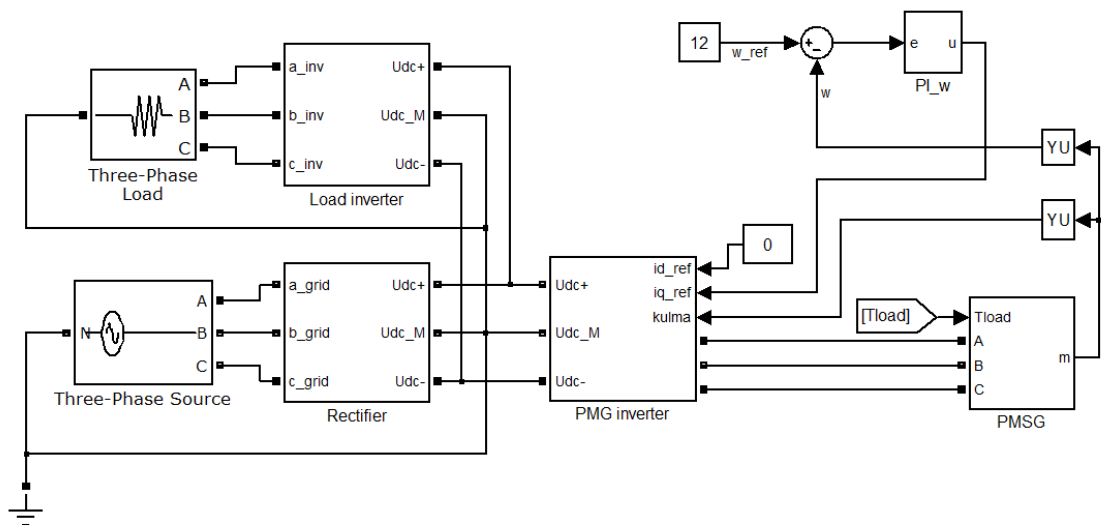
Laitetason suojaukset voivat olla joko rauta- tai ohjelmistopohjaisia. Jokaisessa suuntaajassa on analogiaelektronikalla toteutettu ylivirtasuojaus ja välipiirin ylijännitesuojaus. Suojaus toimii siten, että mikäli ylivirta tai -jännite havaitaan, suuntaajan

modulointi lopetetaan logiikkapiireille menevän vikasignaalin avulla. Samanlainen suojaus tehdään myös ohjelmistopohjaisesti. Näiden lisäksi jokaisessa suuntaajassa on myös johdonsuojakatkaisin vaihelähdöissä. Verkko- ja kuormasuuntaajassa johdonsuojakatkaisimen virtaraja on $20 A_{RMS}$ ja generaattorisuuntaajassa $40 A_{RMS}$. Henkilösuojausta varten sekä verkko- että generaattorisuuntaajassa on vikavirtasuoja.

Järjestelmätason suojaukset on toteutettu dSPACE:lla. dSPACE tarkkailee suuntaajien toimintaa kaksisuuntaisten on/off -signaalien avulla. Jos suuntaaja on komennettu päälle, mutta se ei anna siitä kuittausta, on suuntaajan sisäinen ylivirta- tai -jännitesuoja lauennut ja dSPACE tulkitsee tilanteen vikatilaksi. Jos jossain suuntaajassa havaitaan vika, dSPACE komentaa myös muut suuntaajat pois päältä. Dc-koneen suojana toimii dc-suuntaajan ylivirta- ja ylinopeussuoja.

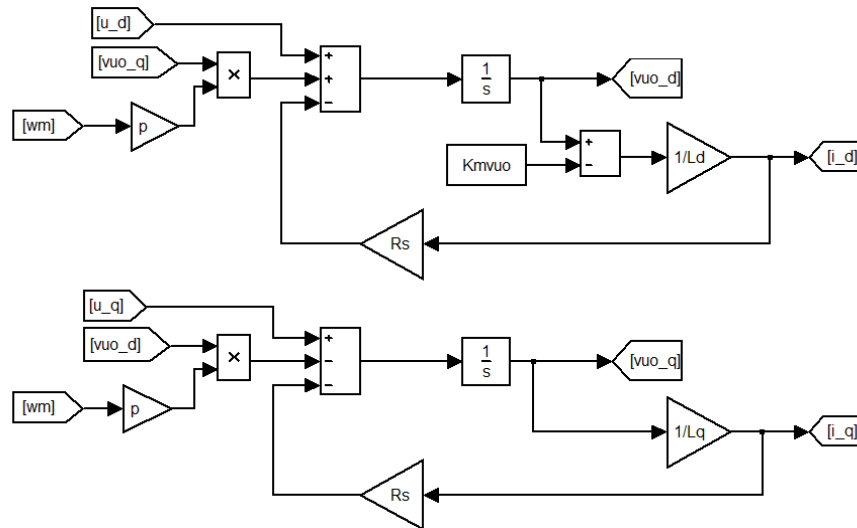
6.5. Järjestelmän simulointi

Järjestelmä on mallinnettu tietokoneella kokonaisuudessaan Matlab:n Simulink -laajenuksella käyttäen lisäksi Simulink:n SimPowerSystems-kirjastoa. Kuvassa 6.15 on esitetty simulointimallin ylin taso. Mallin rakenne on pyritty tekemään mahdollisimman samanlaiseksi kuin todellisen järjestelmän rakenne.

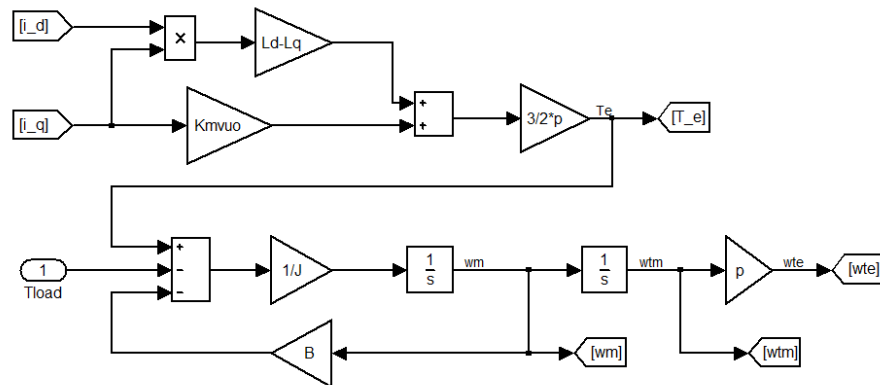


Kuva 6.15. Järjestelmän simulointimallin ylin taso.

Jokaisen verkkosuuntaajan ja kestopagneetikoneen säätö on suoritettu kuin luvuissa 4 ja 5 esitettiin. Jokaisen suuntaajan vektorimodulaattori on toteutettu kuten luvussa 3.3 kerrottiin. Vektorimodulaattorin malli on siis melko monimutkainen ja laskentatehoa vaativa, ja kun niitä on kolme yhdessä simulointimallissa, tulee simulointimallin suorittamisesta hidasta. Kestomagneetikoneen malli perustuu luvun 5.2 yhtälöihin. Sen sähkömagneetiikan malli on esitetty kuvassa 6.16 ja mekaniikan malli kuvassa 6.17.

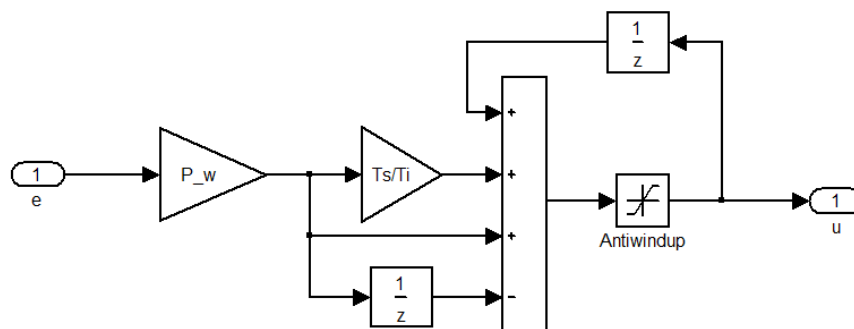


Kuva 6.16. Kestomagneetikoneen sähkömagneetiikan malli.



Kuva 6.17. Kestomagneetikoneen mekaniikan malli.

Kaikki järjestelmän PI-säätimet ovat kuvan 6.18 mukaisia. Säätimen malli on saatu diskretoimalla jatkuva-aikainen PI-säädin Backward Euler -menetelmällä. Säätimen ulostulo voidaan rajoittaa haluttuun arvoon ja siinä on antiwindup-toiminto, eli säädin lopettaa integroinnin kun ulostulon ylä- tai alaraja saavutetaan.



Kuva 6.18. Backward Euler -menetelmällä saatu diskreetti PI-säädin.

6.6. Simulointi- ja mittaustuloksia

Järjestelmän toimintaa testattiin kahdella erilaisella testillä. Ensimmäisestä testistä esitetään sekä mittaus- että simulointitulokset, toisesta vain mittaustulokset. Virrat ja jännitteet on mitattu Lecroy Waverunner LT354M oskilloskoopeilla, jonka näyttestystaajuus yhden sekunnin pyyhkäisyllä oli 100 kHz. Korkeiden taajuuksien laskostumisen estämiseksi mittauksista on suodatettu pois kaikki Nyquistin rajataajuuden eli 50 kHz:n yläpuoliset taajuudet. Suodatus tehtiin seitsemännen asteen butterworth-suotimella. Lisäksi tehon kuvaajista on suodatettu yli 5 kHz:n taajuudet, jotta kytkentätaajuinen vaihtelu ei näy niissä. Kaikki mittaustulokset eivät ole täsmälleen samasta testistä, koska mittalaitteita ei ollut tarpeeksi jotta kaikki jännitteet ja virrat olisi saatu mitattua samaan aikaan. Testit olivat kuitenkin toistettavissa hyvin, joten suurta virhettä tästä ei aiheudu.

Laitteiston säätimien parametreja ei ehditty työn puitteissa virittämään kovin hyvin, ja tästä johtuen erityisesti välipiirin jännitesäätö on testeissä hyvin hidas. Säätimien parametrit on listattu taulukossa 6.2. Näyttestysaika T_s on kaikissa säätimissä 50 μ s.

Taulukko 6.2. Säätimien parametrit.

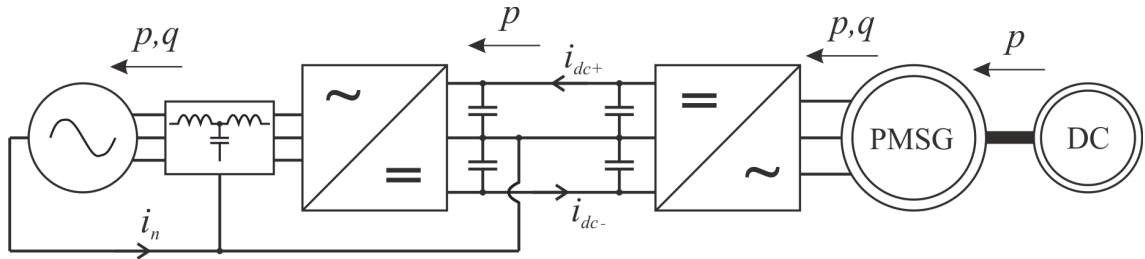
	K_p	T_i	Max. ulostulo
Verkkosuuntaajan virtasäätimet	6	8 ms	150 V
Välipiirin jännitesäädin	0,3	10 ms	25 A
PMSG:n virtasäätimet	3	5,5 ms	350 V
PMSG:n nopeussäädin	15	0,3 s	35 A

6.6.1. Askelmainen momentin muutos vakionopeudella

Ensimmäisessä testissä käytössä oli vain kestopagneettikonekäyttö ja verkkosuuntaaja. Kestomagneettikoneen nopeuden ohjearvoksi ω_{ref} asetettiin 12 rad/s, eli noin 115 rpm. Dc-kone ohjattiin tuottamaan kestopagneettikoneen akselille askelmaisesti arvojen -550 Nm ja 550 Nm välillä vaihteleva kuormamomentti. Kestomagneettikone toimi siis vuoroin moottorina ja vuoroin generaattorina. Kestomagneettikoneen toimiessa moottorina verkkosuuntaaja otti verkosta tehoa ja koneen toimiessa generaattorina verkkosuuntaaja syötti tehoa takaisin verkkoon.

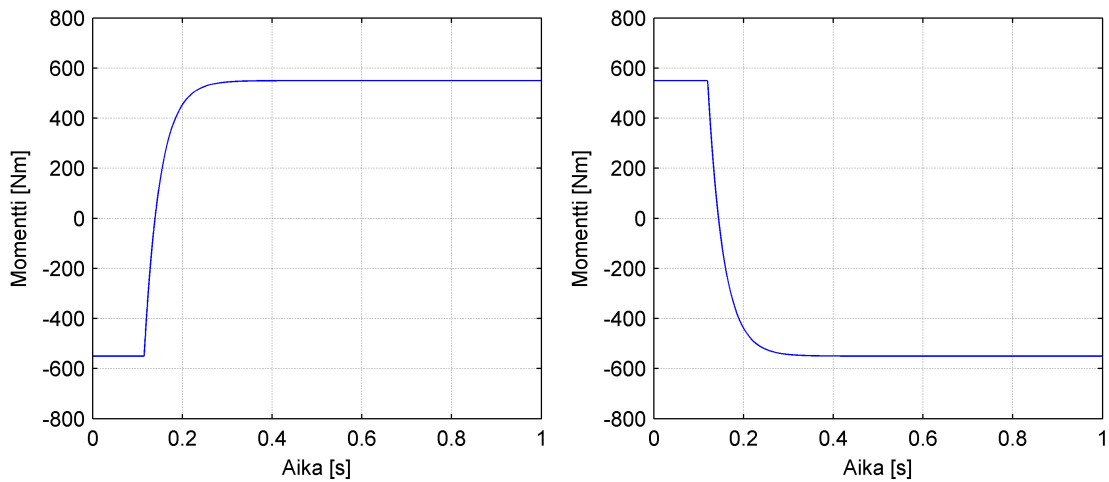
Vaikka dc-käytön momenttiohjetta muutetaan askelmaisesti, ei akselin momentti muutu yhtä nopeasti. Tämä johtuu suurimmaksi osaksi dc-käytön momenttisäädön hitauteista ja osittain siitä, että pieni osa dc-koneen tuottamasta momentista kuluu koneen hitausmomentin kiihdyttämiseen. Jotta simulointituloksista saatiin mahdollisimman todenmukaisia, täytyi dc-koneen simuloitua momentin muutosta myös hidastaa. Simulointia kuitenkin yksinkertaistettiin siten, että dc-koneen hitausmomentin vaikutusta tuotettuun akselimomenttiin ei otettu huomioon, vaan simuloitu akselimomentti

tuotettiin suodattamalla askelmainen momenttiohje ensimmäisen asteen alipäästösuotimella. Kuvissa 6.20 – 6.47 on mittaus- ja simulointituloksia testistä. Kuvien vasemman puoleisissa kuvaajissa kone siirtyy moottoriksi ja oikeanpuoleisissa generaattoriksi moottoriksi. Tehojen positiiviset suunnat ja jännitteiden sekä virtojen mittauskohdat on määritelty kuvassa 6.19.

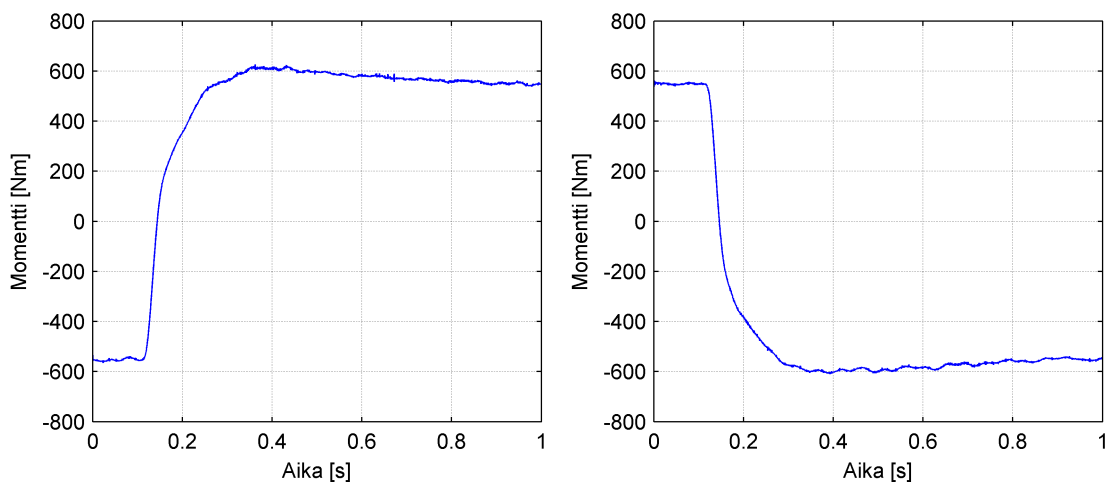


Kuva 6.19. Testijärjestelyn tehojen mittauskohdat ja positiiviset suunnat.

Akselin simuloitu ja mitattu momentti näkyy kuvissa 6.20 ja 6.21. Momentin positiivinen suunta kuvaajissa on määritelty samaksi kuin koneen pyörimissuunta.

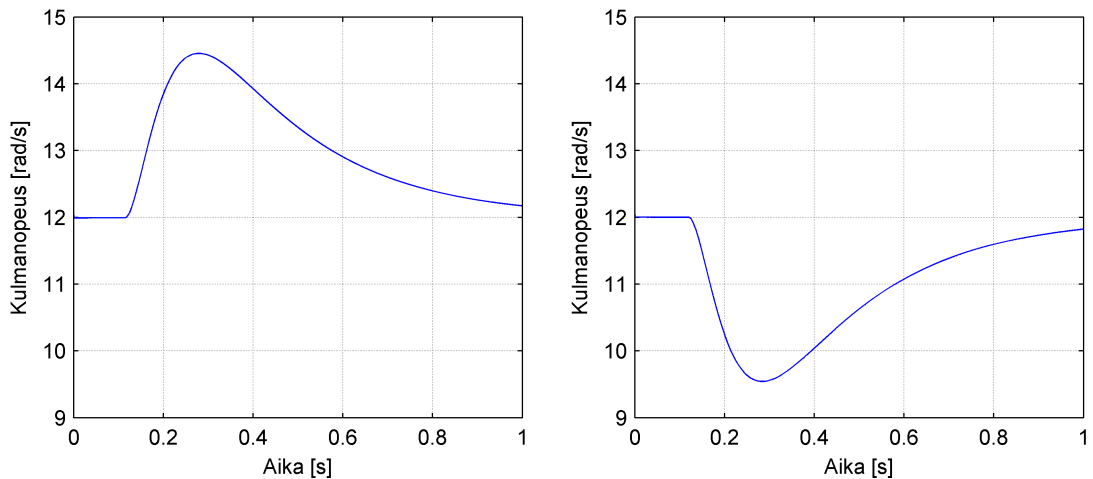


Kuva 6.20. Akselin simuloitu momentti.

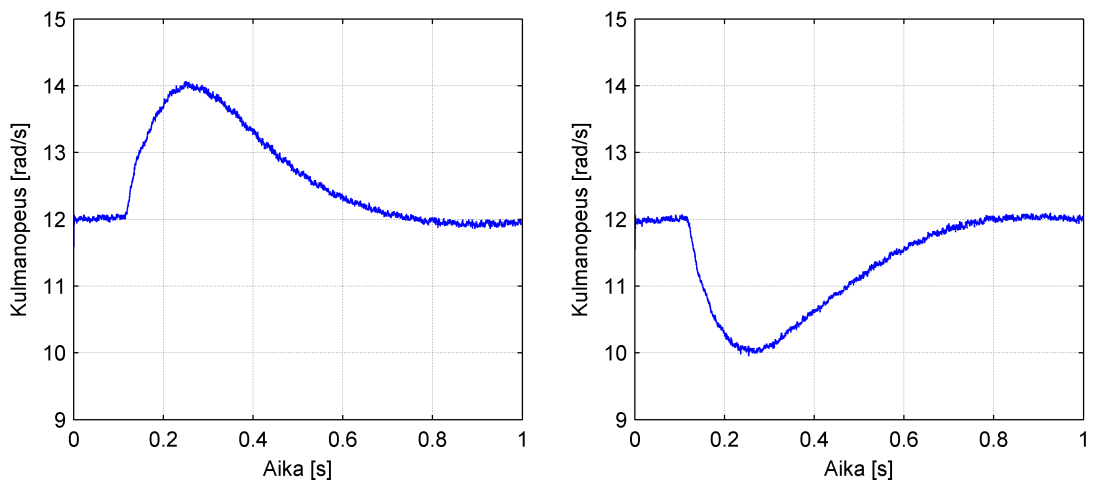


Kuva 6.21. Akselin mitattu momentti.

Kuvissa 6.22 ja 6.23 on kestopagneettikoneen simuloitu ja mitattu kulmanopeus. Kulmanopeus pääsee vaihtelevaan suhteellisen paljon kuormamomentin vaihdellessa, mikä johtuu kestopagneettikonekäytön pienestä maksimimomentista (noin 750 Nm). Simulointien ja mittausten välinen ero johtuu suurimmaksi osaksi simulointimallin virheellisistä mekaniikan parametreista, kuten kitkavakiosta b ja hitausmomentista J . Näitä parametreja on vaikea mitata ja sen vuoksi mekaniikan mallintaminen on epätarkempaa kuin sähköisten osien mallintaminen.

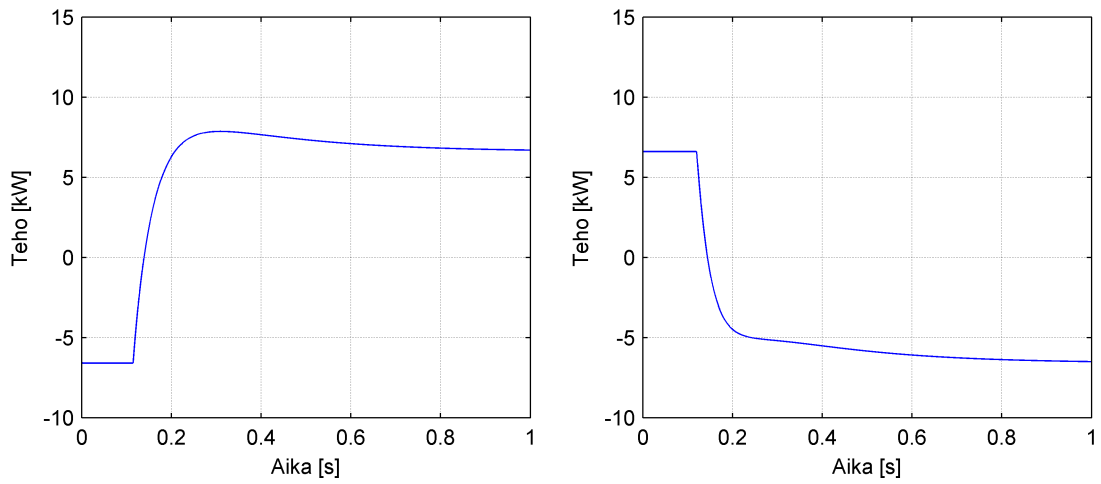


Kuva 6.22. Kestomagneettikoneen simuloitu pyörimisnopeus.

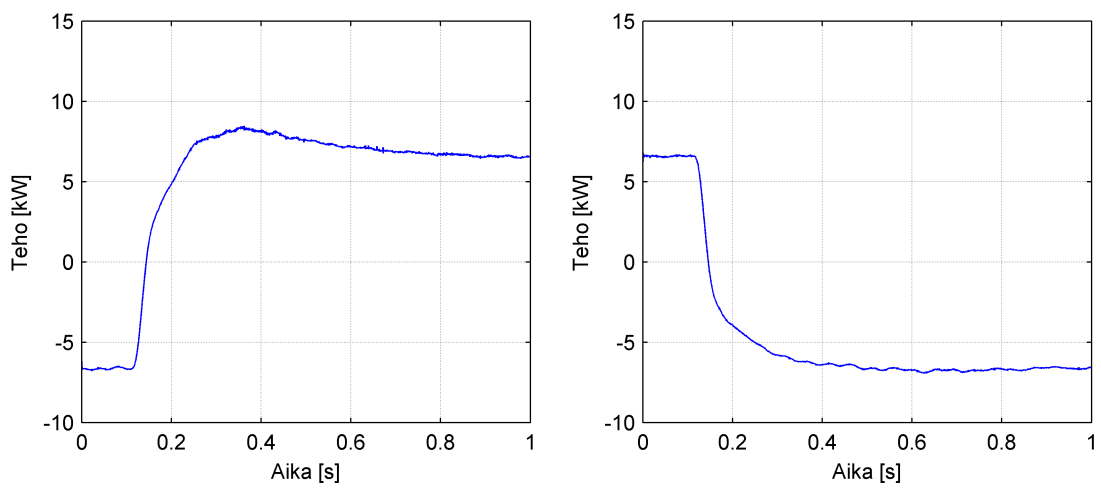


Kuva 6.23. Kestomagneettikoneen mitattu pyörimisnopeus.

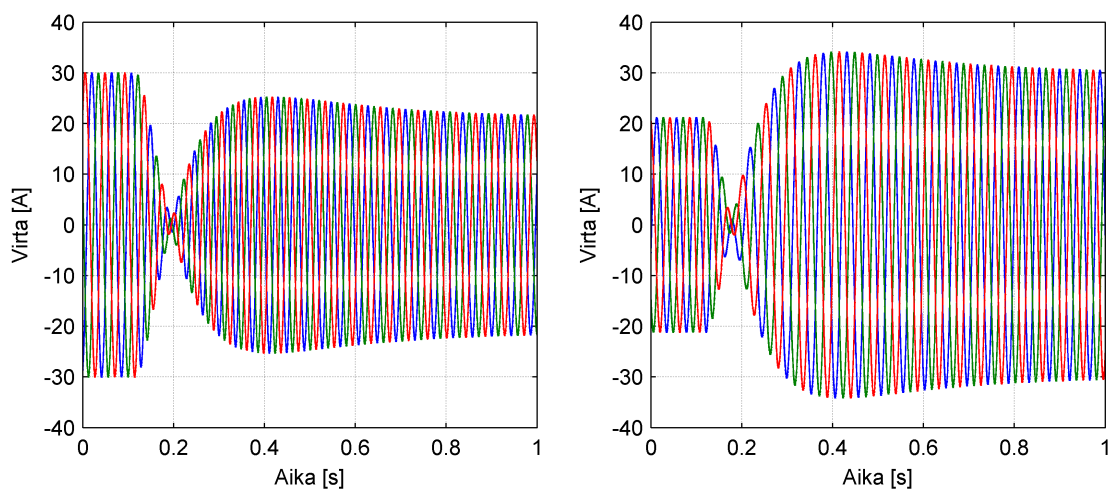
Kestomagneettikoneen akselin mekaaninen teho löytyy kuvista 6.24 ja 6.25. Kestomagneettikoneen simuloitujen ja mitattujen vaihevirtojen esitys on esitetty kuvissa 6.26 ja 6.27. Mitattujen virtojen huippujen epätasaisuus johtuu säätöjärjestelmän virtamittausten epätarkkuudesta.



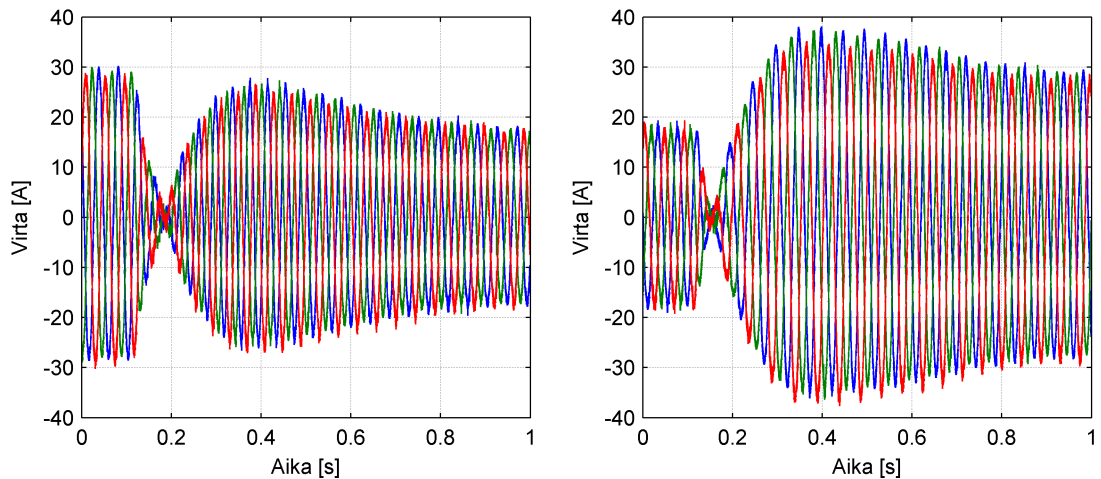
Kuva 6.24. Kestomagneetikoneen simuloitu mekaaninen teho.



Kuva 6.25. Kestomagneetikoneen mitattu mekaaninen teho.

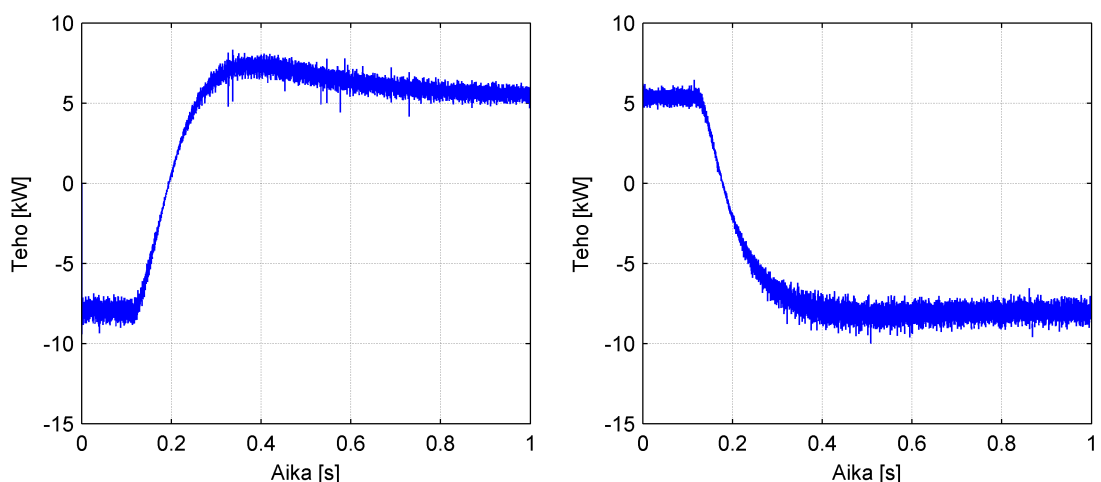


Kuva 6.26. Kestomagneetikoneen simuloituvat vaihevirrat.

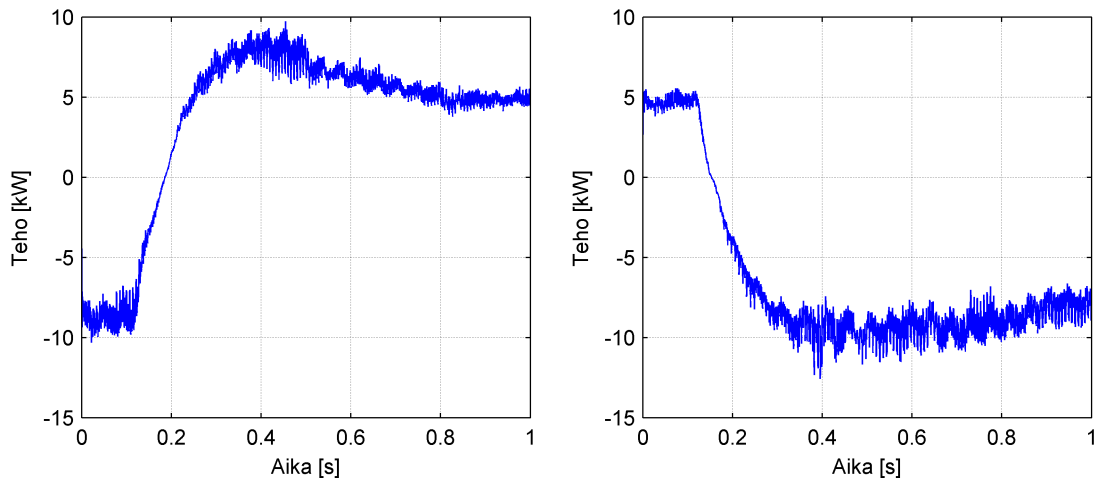


Kuva 6.27. Kestomagneettikoneen mitatut vaihevirrät.

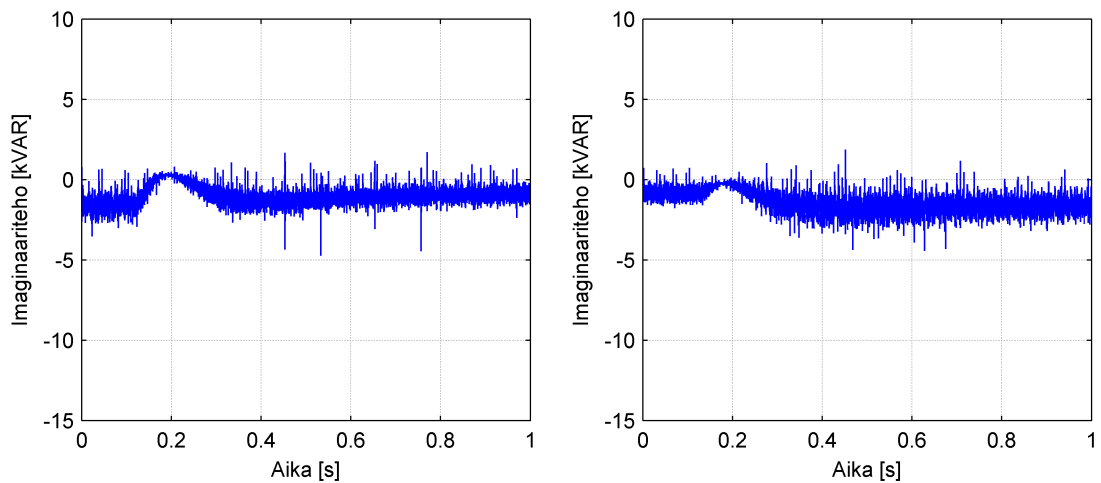
Kuvissa 6.28 – 6.31 on esitetty kestopagneettikoneen simuloituista ja mitatuista avaruusvektoreiksi muunnetuista pääjännitteistä ja vaihevirroista yhtälöiden (3.11) ja (3.12) avulla lasketut hetkelliset pätö- ja imaginaaritehot. Mitatuissa suureissa näkyy 23 Hz:n vaihtokomponentti, joka johtuu virtamittausten epätarkkuuden aiheuttamasta vaihevirrojen epäsymmetriasta. Tämä voitaisiin estää paremmalla virtamittausten ohjelmallisella korjauksella. Tällä hetkellä mittauksista poistetaan ohjelmallisesti offset, jonka jälkeen lineaarista virhettä pyritään korjaamaan korjauskertoimella kertomalla. Käytettävä mikrokontrolleri on kuitenkin niin hidas, että 20 kHz:n näytteistystaajuudella parempaa mittausten korjausta ei ehditä tekemään. Vertaamalla kuvien 6.24 ja 6.25 mekaanisia tehoja kuvien 6.28 ja 6.29 sähköisiin tehoihin nähdään, että kestopagneettikoneen ja vaihteen mekaaninen tehohäviö näyttäisi olevan noin 1,5 kW, eli erittäin suuri suhteessa käytön nimellistehoon. Tämä mekaaninen tehohäviö mallinnetaan simulointimallissa kitkavakiolla b .



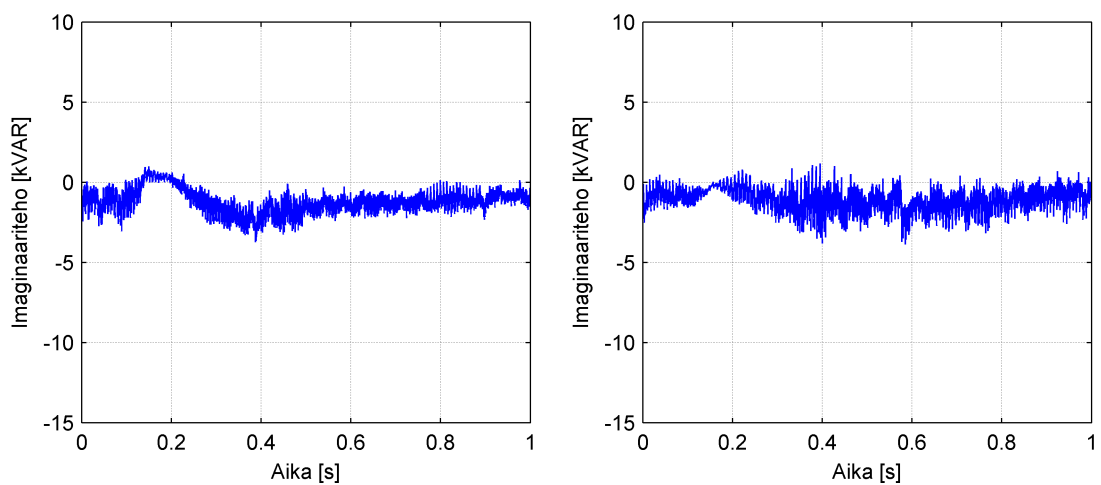
Kuva 6.28. Kestomagneettikoneen simuloituista vaihevirroista ja pääjännitteistä yhtälön (3.11) avulla laskettu hetkellinen pätöteho.



Kuva 6.29. Kestomagneettikoneen mitatuista vaihevirroista ja pääjännitteistä yhtälön (3.11) avulla laskettu hetkellinen pätöteho.

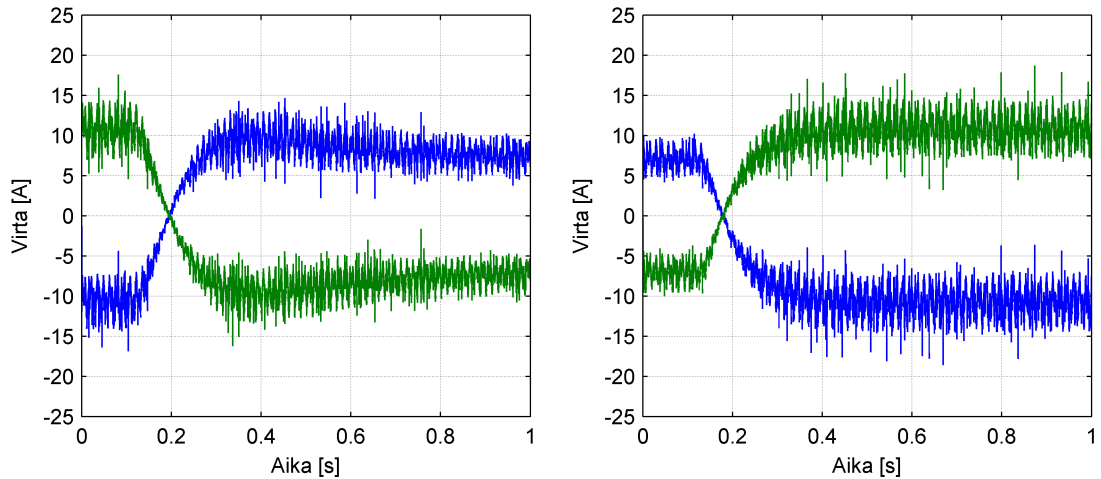


Kuva 6.30. Kestomagneettikoneen simuloituista vaihevirroista ja pääjännitteistä yhtälön (3.12) avulla laskettu hetkellinen imaginaariteho.

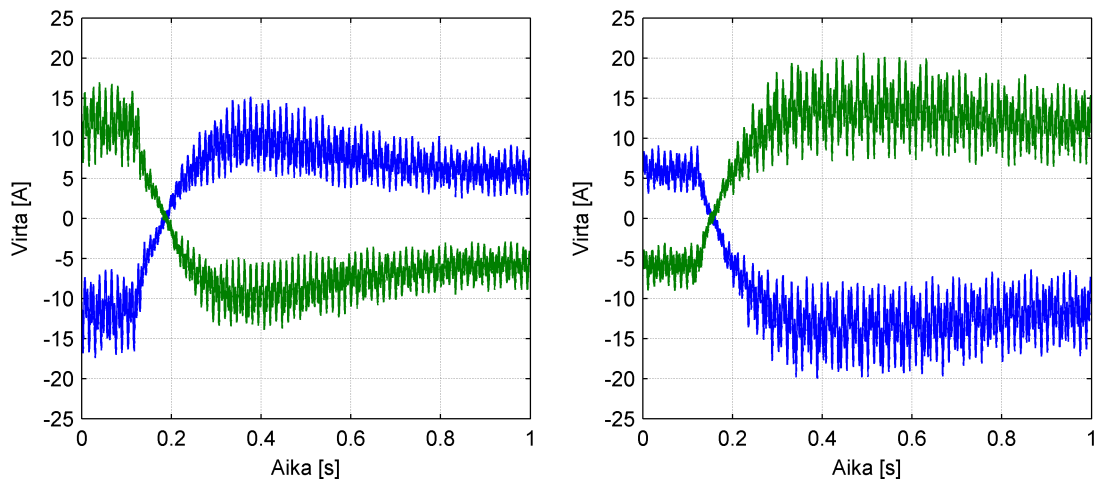


Kuva 6.31. Kestomagneettikoneen mitatuista vaihevirroista ja pääjännitteistä yhtälön (3.12) avulla laskettu hetkellinen imaginaariteho.

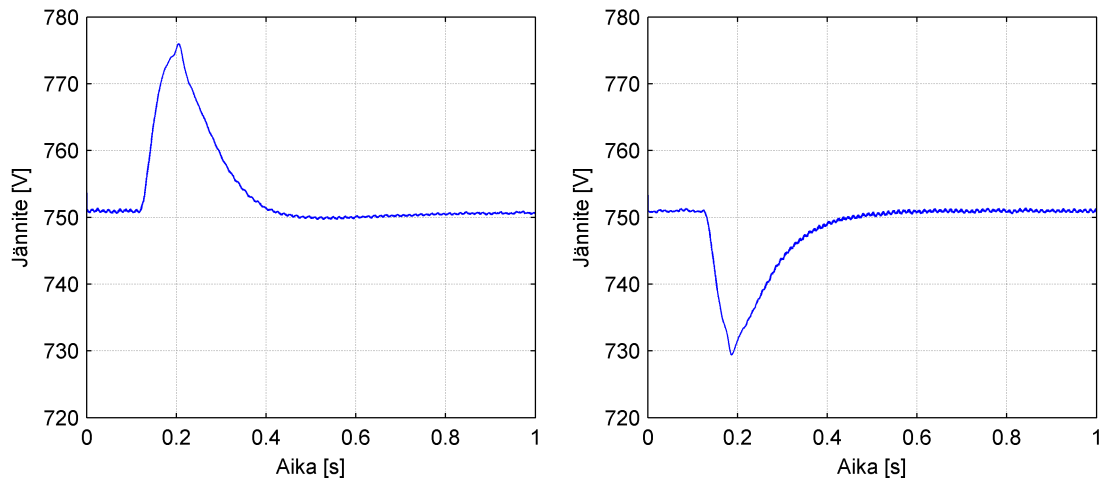
Kuvissa 6.32 ja 6.33 on esitetty dc-välipiirin positiivisen ja negatiivisen kiskon simuloidut ja mitatut virrat. Välipiirin kokonaisjännite on esitetty kuvissa 6.34 ja 6.35. Jännitesäätimen hitauden takia välipiirin jännite pääsee poikkeamaan melko paljon ohjearvostaan 750 V. Välipiirin simuloituista ja mitatuista virroista ja jännitteistä laskettu teho on esitetty kuvissa 6.36 ja 6.37.



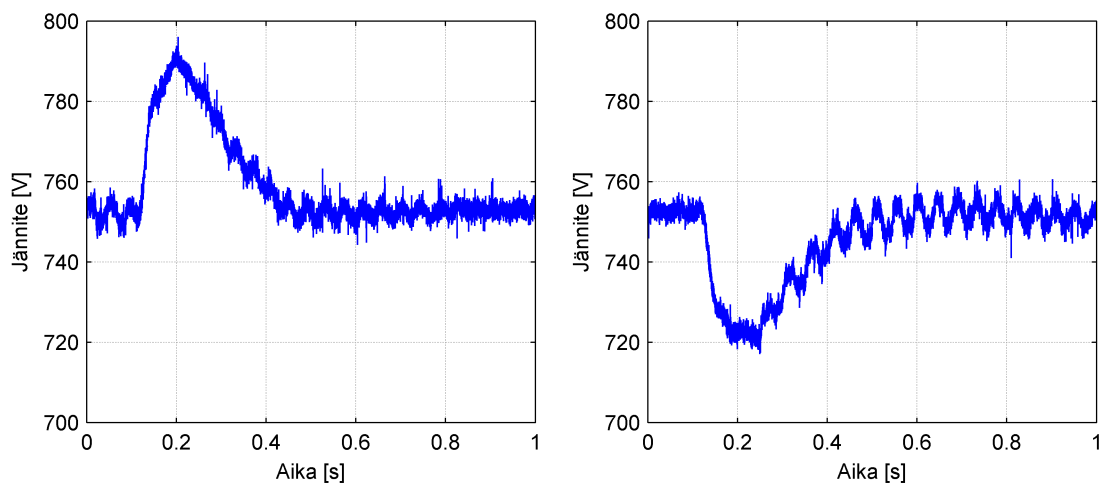
Kuva 6.32. Välipiirin positiivisen (sin.) ja negatiivisen (vih.) kiskon simuloidut virrat.



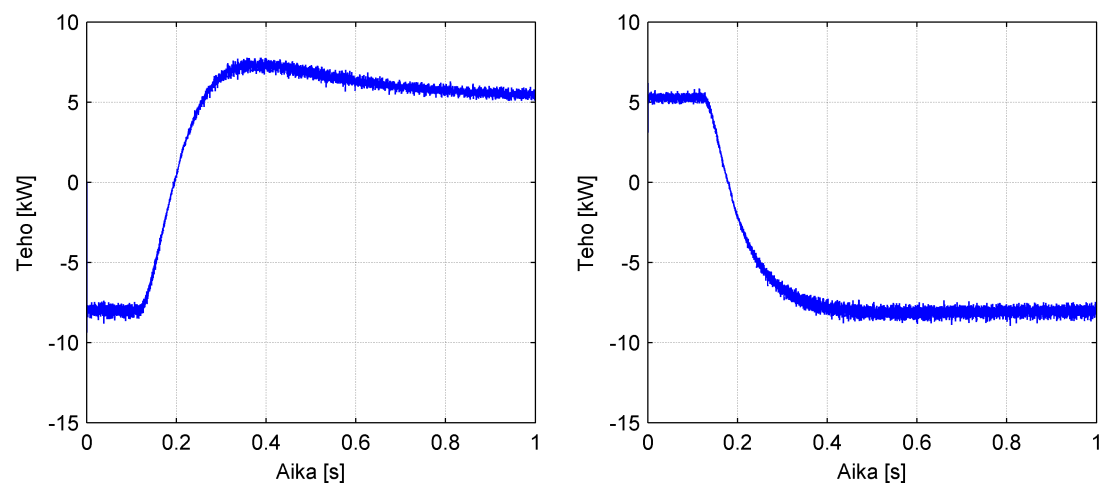
Kuva 6.33. Välipiirin positiivisen (sin.) ja negatiivisen (vih.) kiskon mitatut virrat.



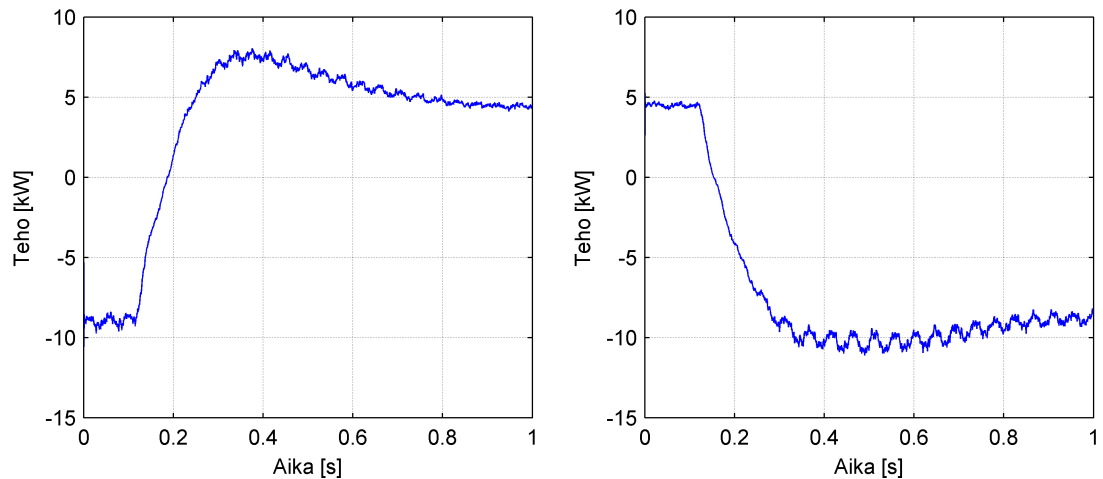
Kuva 6.34. Välipiirin simuloitu kokonaisjännite.



Kuva 6.35. Välipiirin mitattu kokonaisjännite.

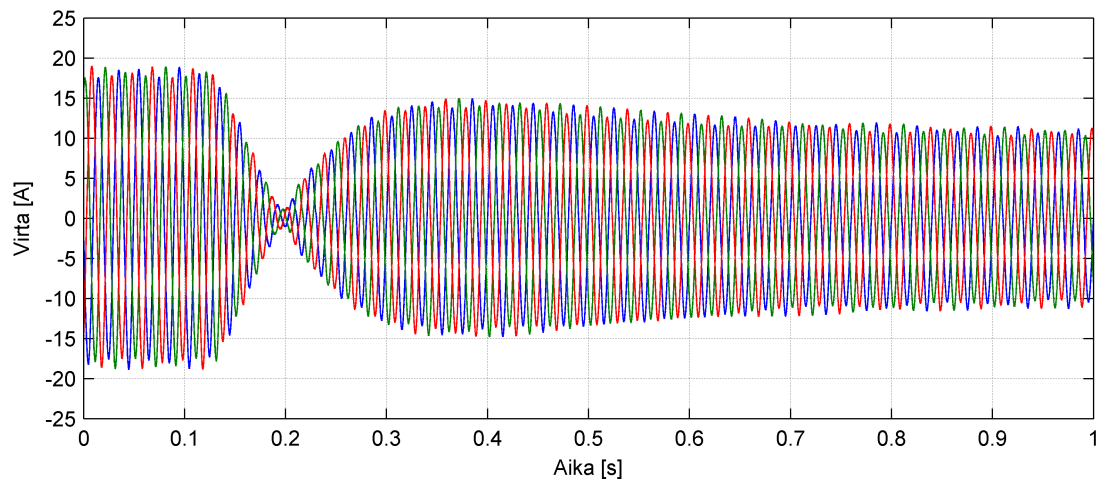


Kuva 6.36. Välipiirin simuloituista virroista ja jännitteistä laskettu teho.

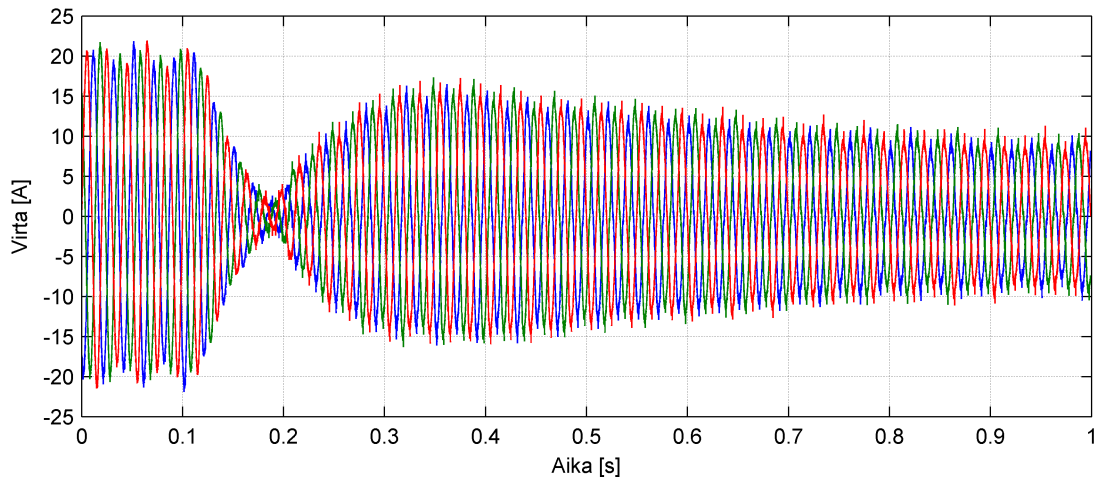


Kuva 6.37. Välipiirin mitatuista virroista ja jännitteistä laskettu teho.

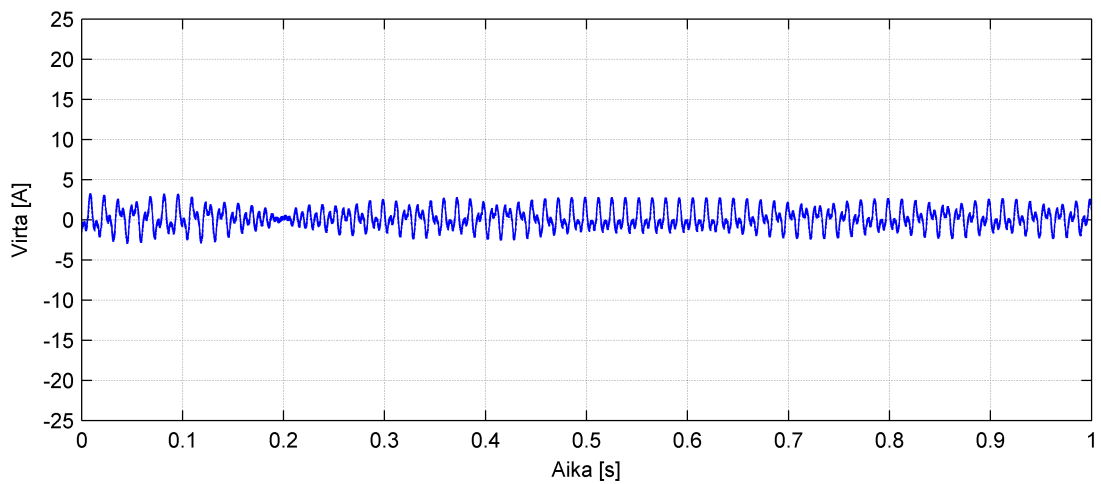
Verkkosuuntaajan simuloitua ja mitattua vaihevirtaa sekä nollavirtaa kestoplaneettakoneen siirtyessä moottorista generaattoriksi on esitetty kuvissa 6.38 – 6.49. Kuten kuvista huomataan, säätöjärjestelmä ei pysty säätämään nollavirtaa täsmälleen nolaksi, minkä takia vaihevirroissa on pientä epäsymmetriaa. Simuloituista ja mitatuista vaihevirroista ja -jännitteistä yhtälöiden (3.11) ja (3.12) avulla lasketut hetkelliset pätö- ja imaginaaritehot on esitetty kuvissa 6.44 ja 6.45.



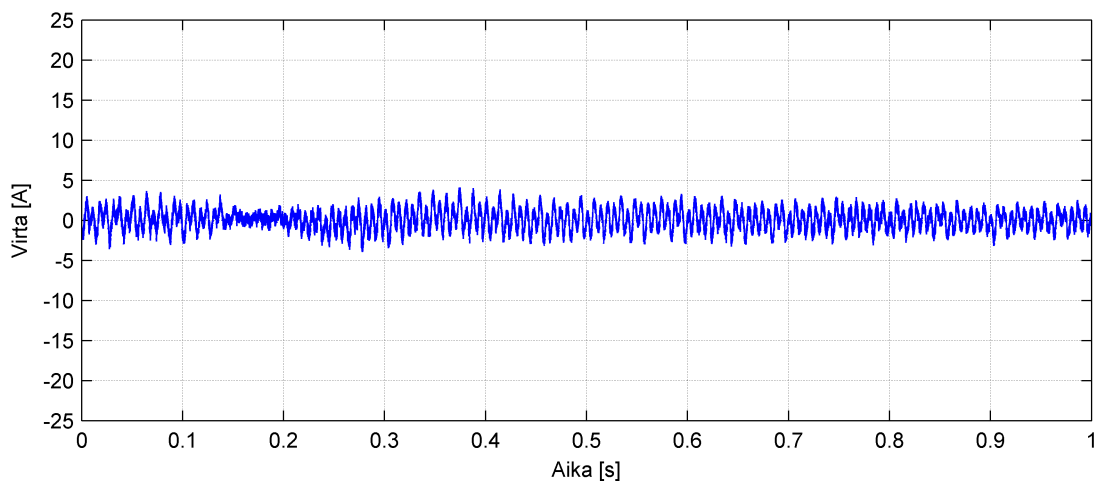
Kuva 6.38. Verkkosuuntaajan simuloitua vaihevirtaa kestoplaneettakoneen siirtyessä moottorista generaattoriksi.



Kuva 6.39. Verkkosuuntaajan mitatut vaihevirrat kestopagneettikoneen siirtyessä moottorista generaattoriksi.

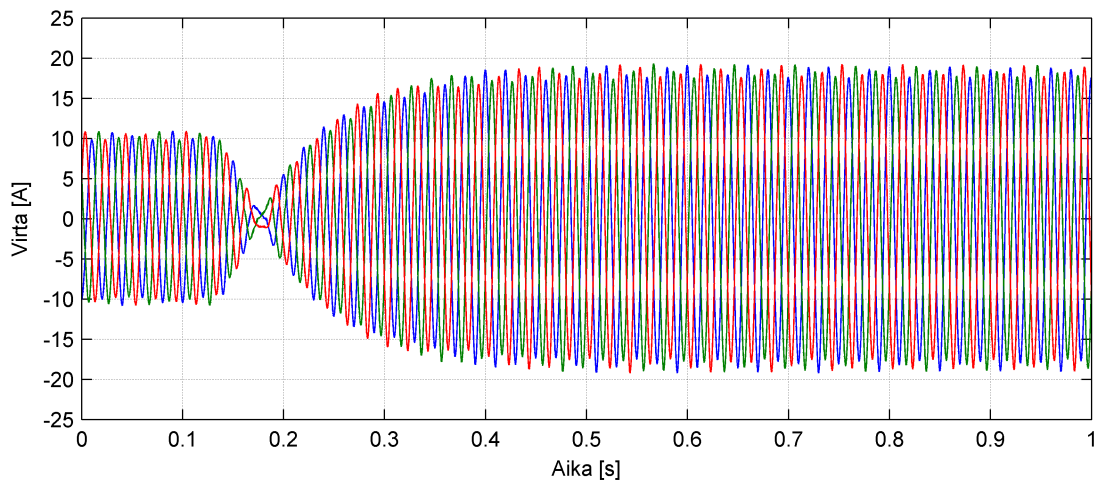


Kuva 6.40. Verkkosuuntaajan simuloitu nollavirta kestopagneettikoneen siirtyessä moottorista generaattoriksi.

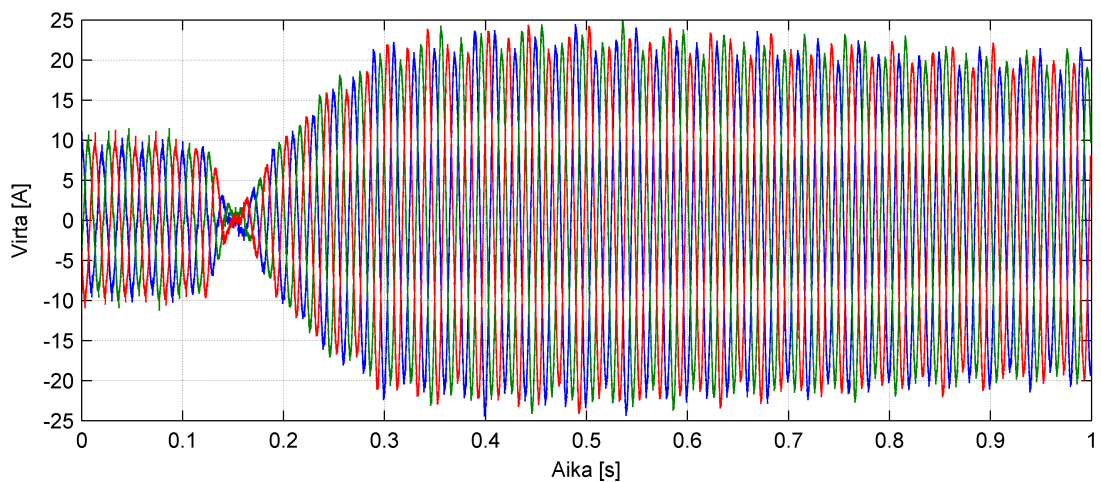


Kuva 6.41. Verkkosuuntaajan mitattu nollavirta kestopagneettikoneen siirtyessä moottorista generaattoriksi.

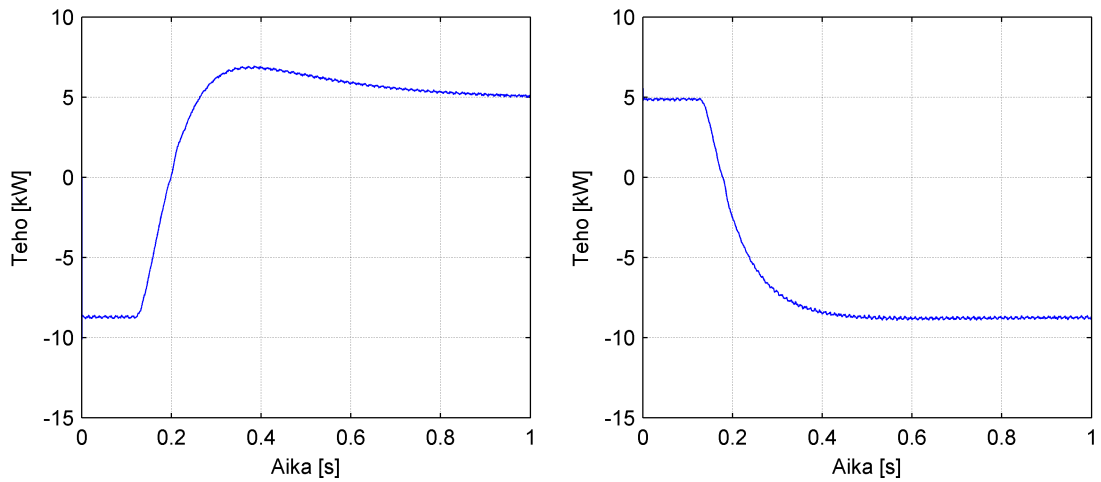
Verkkosuuntaajan simuloitut ja mitatut vaihevirrat kestopagneettikoneen siirtyessä generaattorista moottoriksi on esitetty kuvissa 6.42 ja 6.43. Näitä vastaavat hetkelliset pätö- ja imaginaaritehot on puolestaan esitetty kuvissa 6.44 – 6.47.



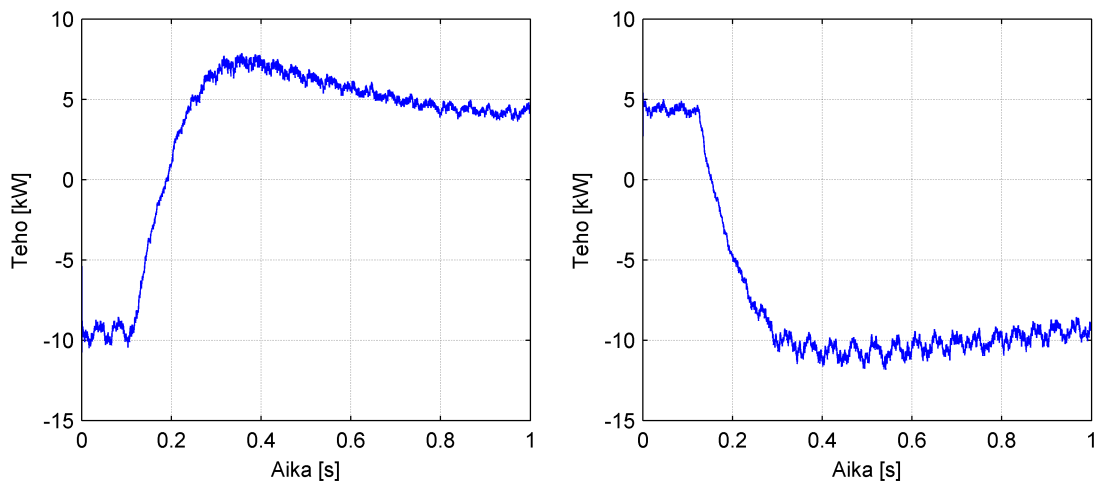
Kuva 6.42. Verkkosuuntaajan simuloitut vaihevirrat kestopagneettikoneen siirtyessä generaattorista moottoriksi.



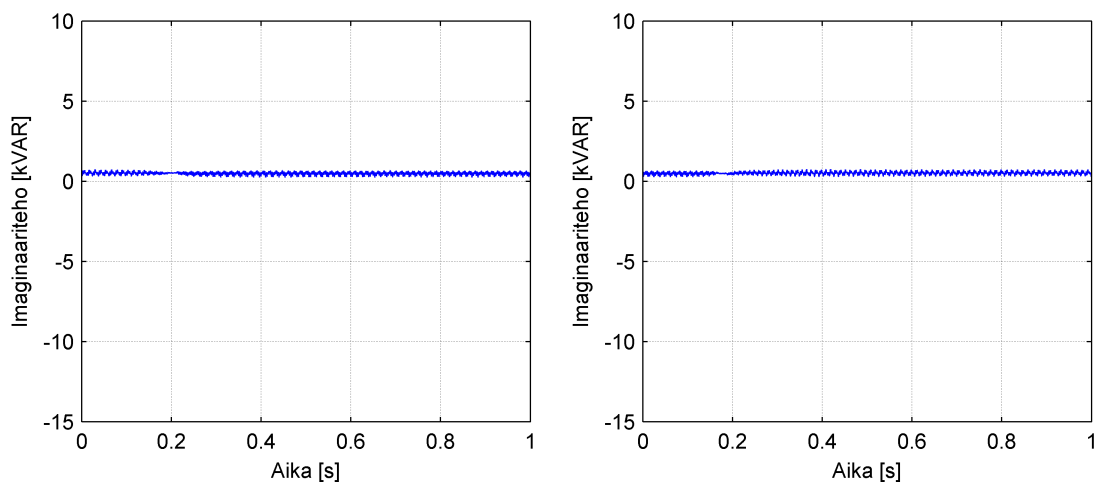
Kuva 6.43. Verkkosuuntaajan mitatut vaihevirrat kestopagneettikoneen siirtyessä generaattorista moottoriksi.



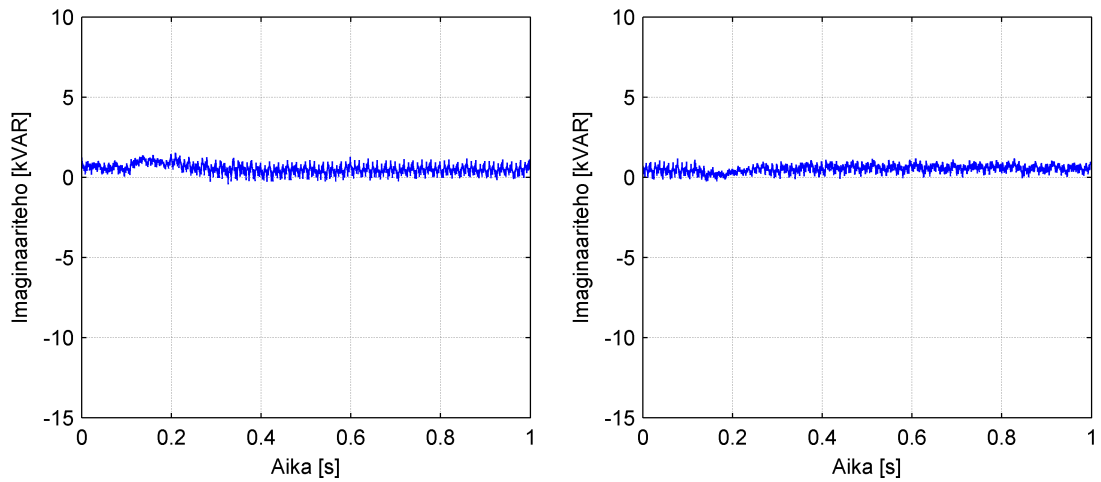
Kuva 6.44. Verkkosuuntaajan simuloituista vaihevirroista ja -jännitteistä yhtälön (3.11) avulla laskettu hetkellinen pätöteho.



Kuva 6.45. Verkkosuuntaajan mitatuista vaihevirroista ja -jännitteistä yhtälön (3.11) avulla laskettu hetkellinen pätöteho.

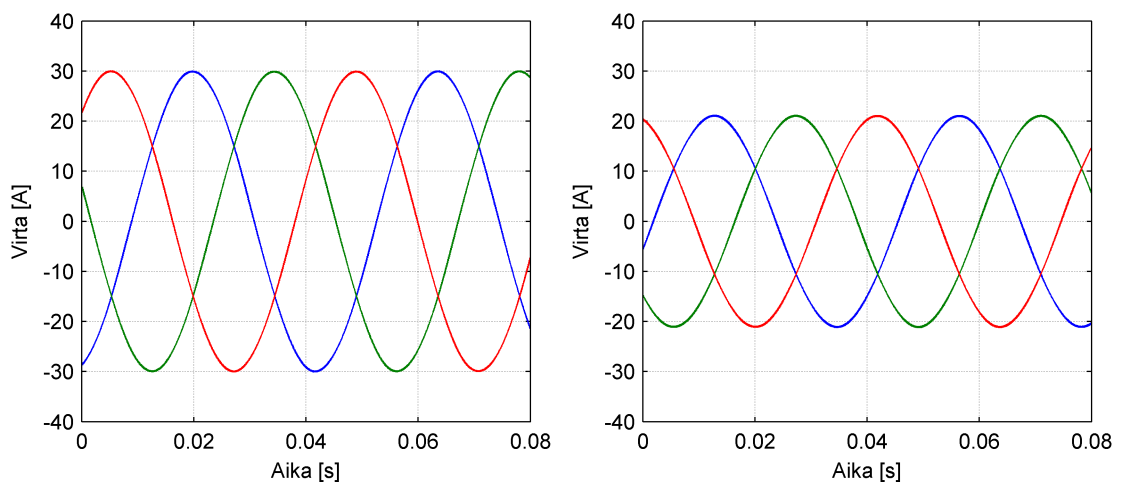


Kuva 6.46. Verkkosuuntaajan simuloituista vaihevirroista ja -jännitteistä yhtälön (3.12) avulla laskettu hetkellinen imaginaariteho.

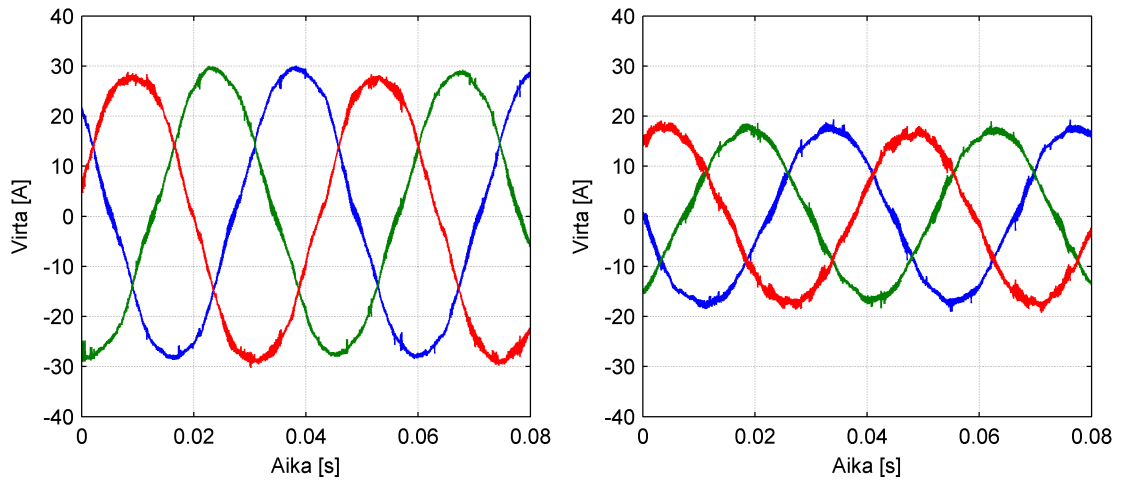


Kuva 6.47. Verkkosuuntaajan mitatuista vaihevirroista ja -jännitteistä yhtälön (3.12) avulla laskettu hetkellinen imaginaariteho.

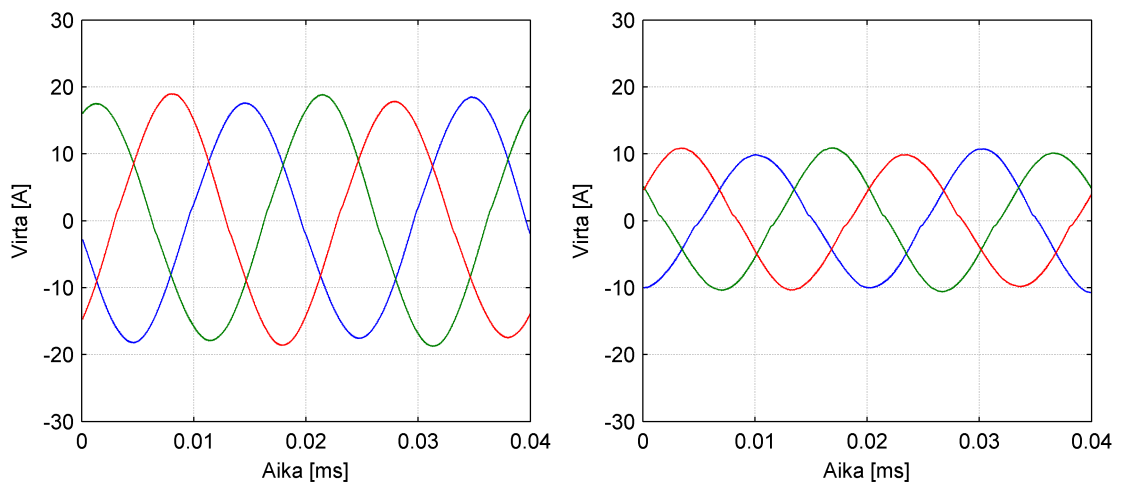
Kuvissa 6.48 ja 6.49 on esitetty kestomagneettikoneen stationaarisen tilan simuloitua ja mitattua vaihevirtaa. Nollajohtimen virta on kolmijohtimisessa järjestelmässä luonnollisesti nolla, joten sitä ei ole esitetty. Kuvissa 6.50 – 6.53 on puolestaan esitetty verkkosuuntaajan stationaarisen tilan simuloitua ja mitattua vaihe- ja nollavirtaa.



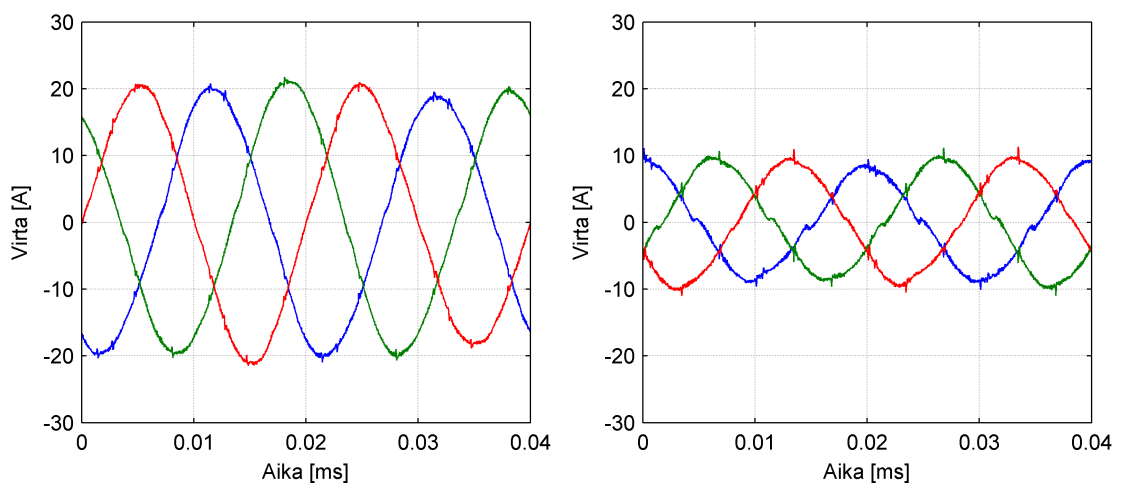
Kuva 6.48. Kestomagneettikoneen stationaarisen tilan simuloitua vaihevirtaa moottorina (vas) ja generaattorina (oik).



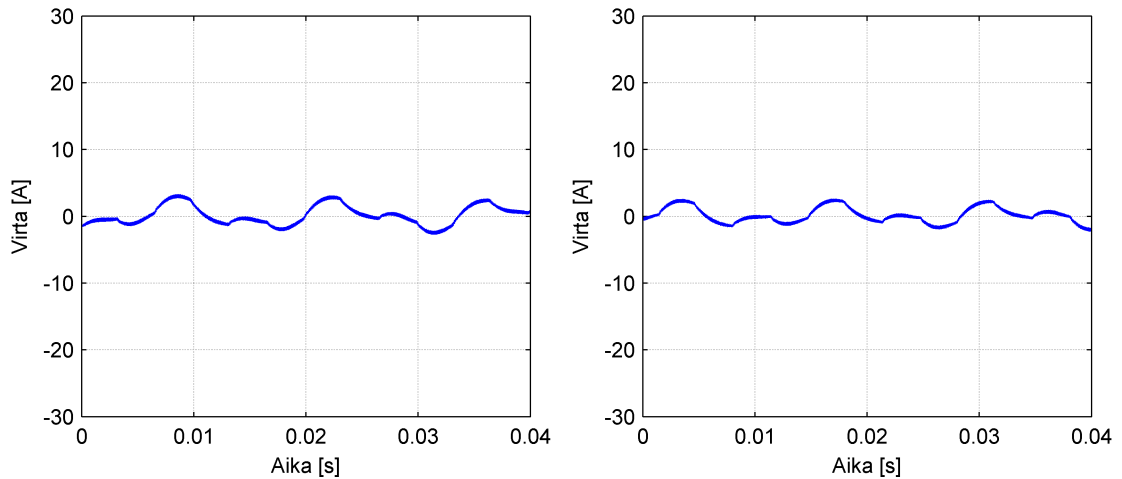
Kuva 6.49. Kestomagneetikoneen stationaarisen tilan mitatut vaihevirrat moottorina (vas) ja generaattorina (oik).



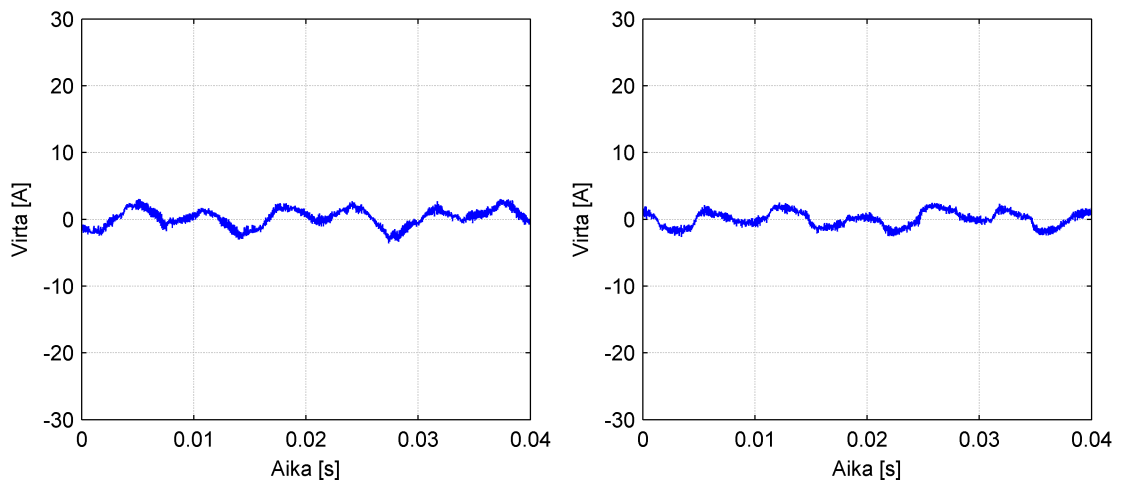
Kuva 6.50. Verkkosuuntaajan stationaarisen tilan simuloidut vaihevirrat kestopagneetikoneen toimiessa moottorina (vas.) ja generaattorina (oik.).



Kuva 6.51. Verkkosuuntaajan stationaarisen tilan mitatut vaihevirrat kestopagneetikoneen toimiessa moottorina (vas.) ja generaattorina (oik.).



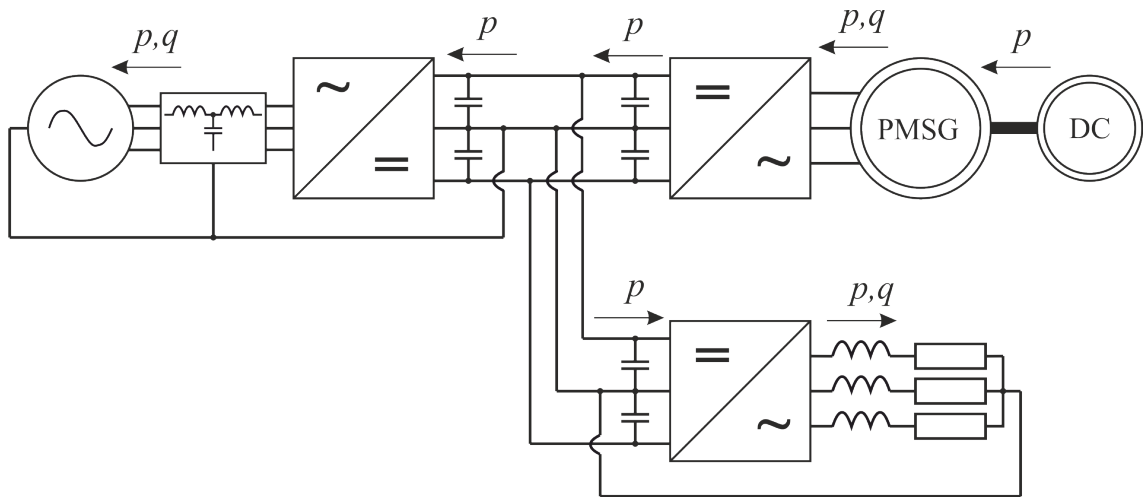
Kuva 6.52. Verkkosuuntaajan stationaarisen tilan simuloitu nollajohtimen virta kestopagneettikoneen toimiessa moottorina (vas.) ja generaattorina (oik.).



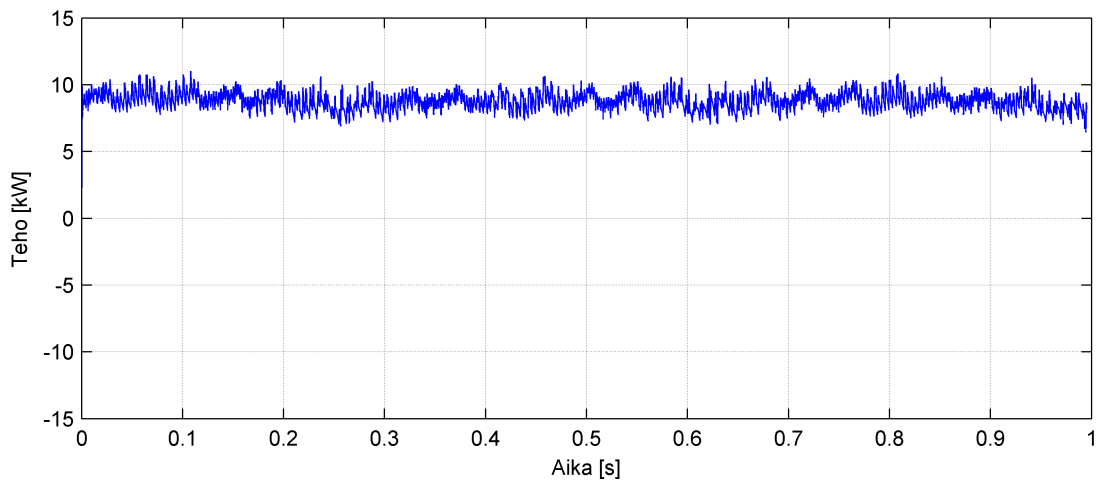
Kuva 6.53. Verkkosuuntaajan stationaarisen tilan mitattu nollajohtimen virta kestopagneettikoneen toimiessa moottorina (vas.) ja generaattorina (oik.).

6.6.2. Askelmainen kuorman muutos välipiirissä

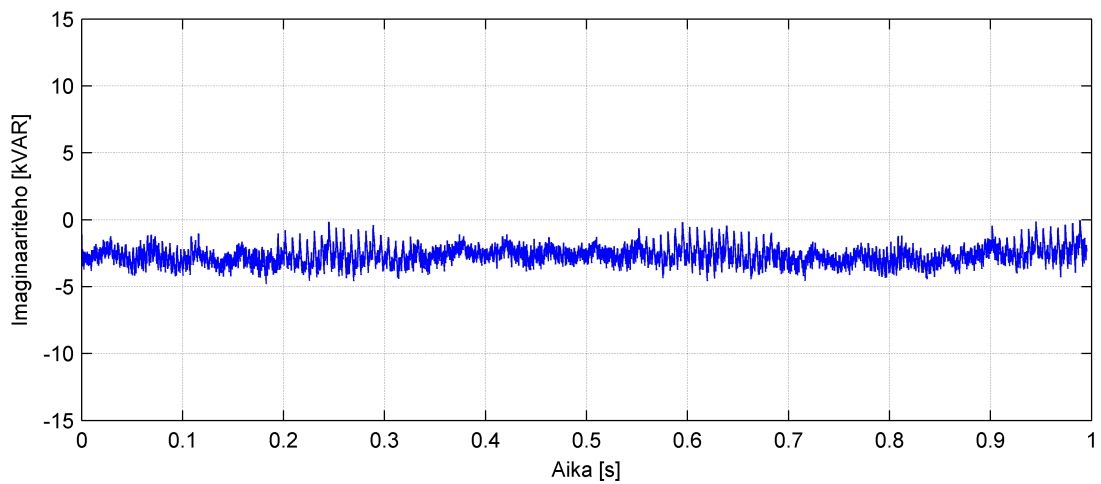
Toisessa testissä myös kuormasuuntaaja kytkettiin välipiiriin. Nyt järjestelmä simuloi dc-jakeluverkkoa, jossa on hajautettua tuotantoa ja muuttuvia kuormia. Testin alussa kestopagneettisuuntaaja tuottaa dc-piiriin vakio-tehoa, jonka verkkosuuntaaja syöttää verkkoon. Ajanhetkellä 0,4 s välipiiriin kytkeytyy kuormasuuntaaja, jonka kuluttama teho on suurempi kuin kestopagneettisuuntaajan tuottama teho. Tällöin verkkosuuntaaja alkaa tuottaa näiden tehojen erotusta dc-piiriin, eli sen tehon virtaussuunta muuttuu. Tästä testistä esitellään vain mitatut tulokset, ja niistäkin lähinnä tehojen käyrämuotoja. Tehojen mittauskohdat ja positiiviset suunnat on määriteltä kuvassa 6.54 ja varsinaiset mittaustulokset löytyvät kuvista 6.55 – 6.64.



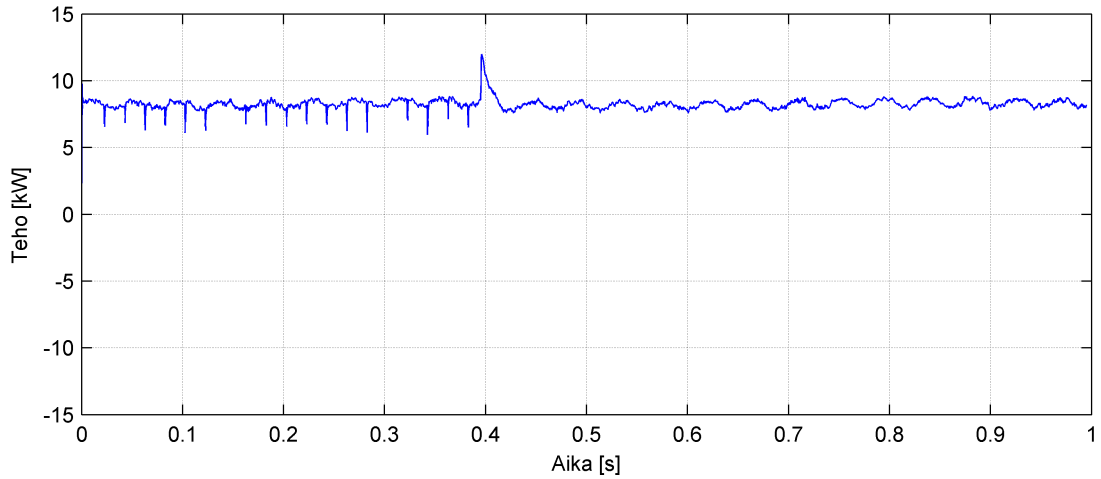
Kuva 6.54. Tehojen mittauskohdat ja positiiviset suunnat.



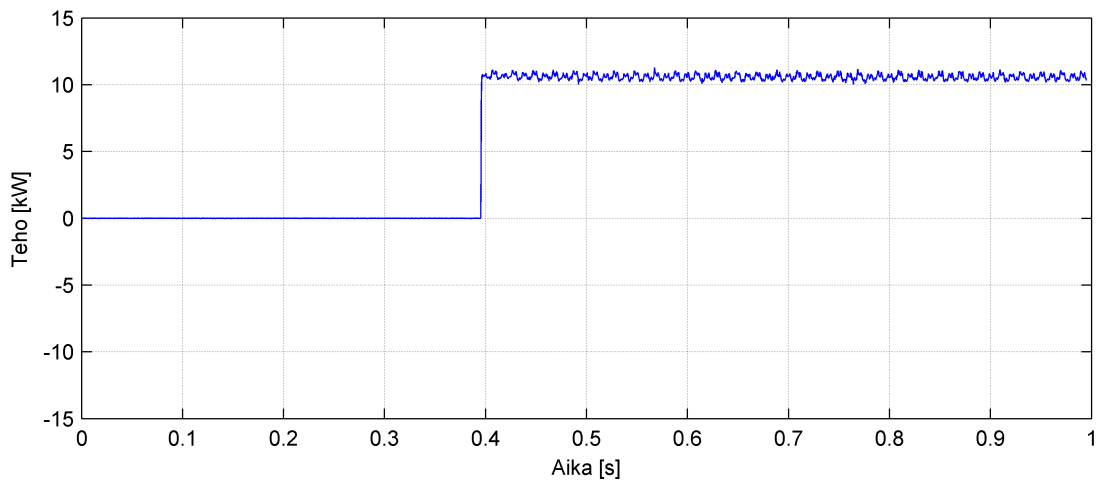
Kuva 6.55. Kestomagneettikoneen mitatuista vaihevirroista ja pääjännitteistä yhtälön (3.11) avulla laskettu hetkellinen pätöteho.



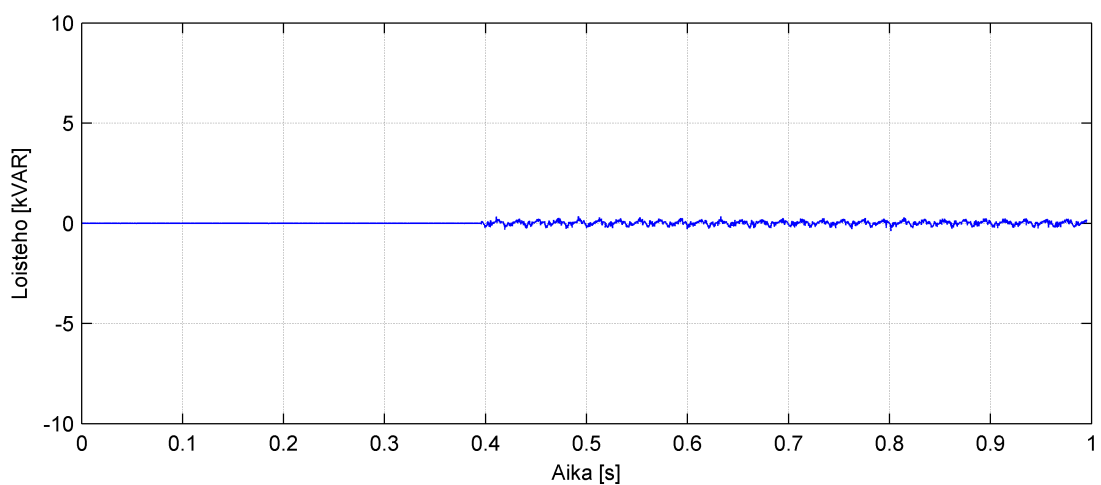
Kuva 6.56. Kestomagneettikoneen mitatuista vaihevirroista ja pääjännitteistä yhtälön (3.12) avulla laskettu hetkellinen imaginaariteho.



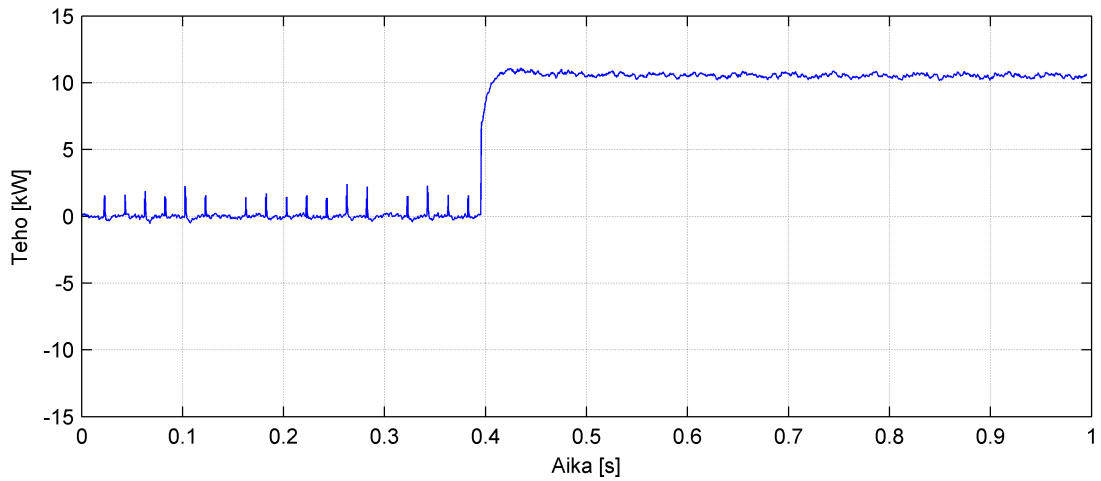
Kuva 6.57. Kestomagneettikonekäytön teho dc-puolelta mitattuna.



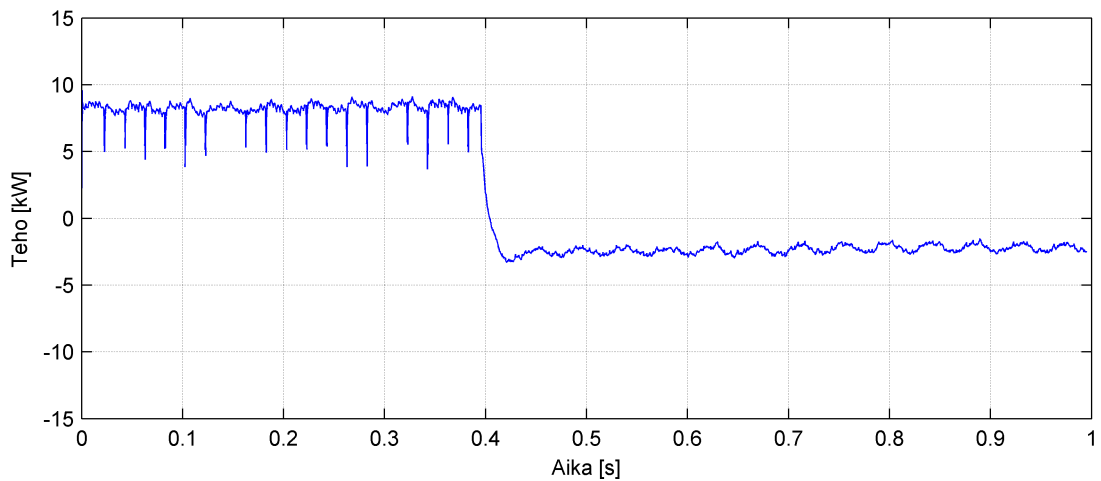
Kuva 6.58. Kuormasuuntaajan mitatuista vaihevirroista ja -jännitteistä yhtälön (3.11) avulla laskettu hetkellinen pätöteho.



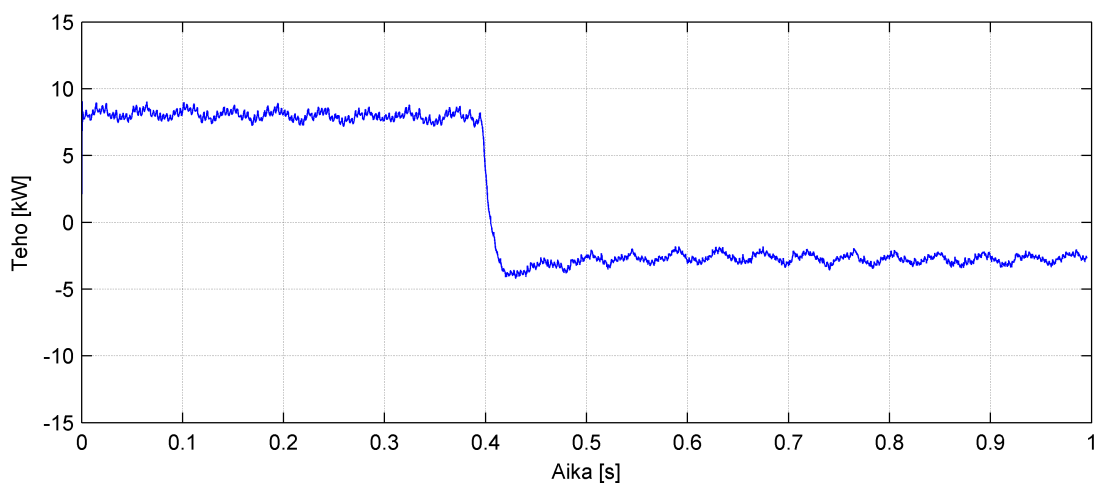
Kuva 6.59: Kuormasuuntaajan mitatuista vaihevirroista ja -jännitteistä yhtälön (3.12) avulla laskettu hetkellinen imaginaariteho.



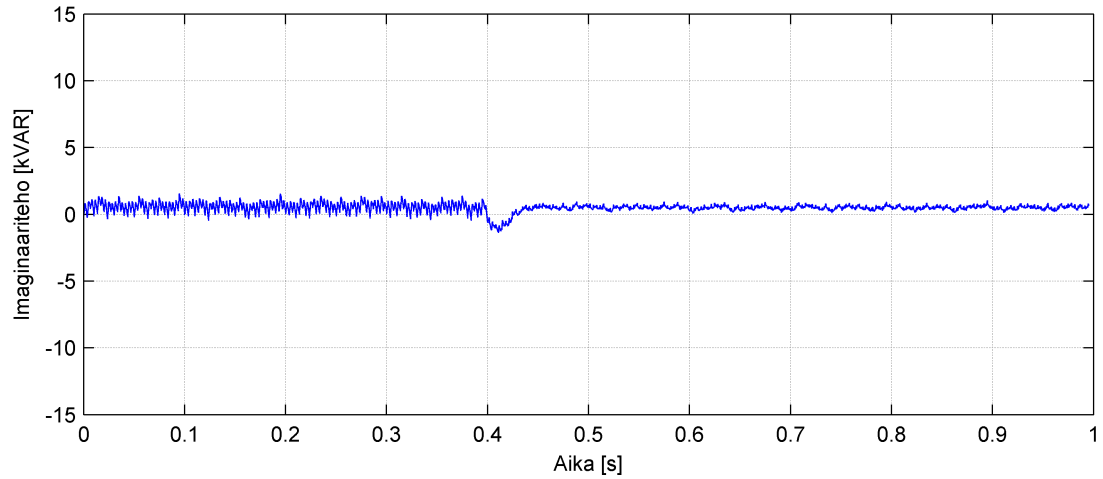
Kuva 6.60. Kuormasuuntaajan teho dc-puolelta mitattuna.



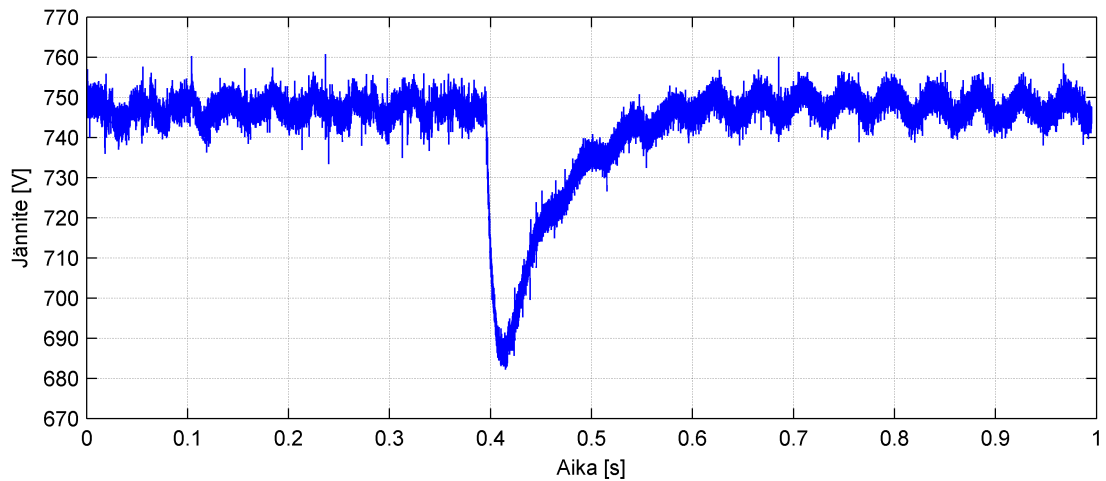
Kuva 6.61. Verkkosuuntaajan teho dc-puolelta mitattuna.



Kuva 6.62. Verkkosuuntaajan mitatuista vaihevirroista ja -jännitteistä yhtälön (3.11) avulla laskettu hetkellinen pätöteho.



Kuva 6.63. Verkkosuuntaajan mitatuista vaihevirroista ja -jännitteistä yhtälön (3.12) avulla laskettu hetkellinen imaginaariteho.



Kuva 6.64. Välipiirin mitattu kokonaisjännite.

7. YHTEENVETO

Työn tavoitteena oli rakentaa muuttuvanopeuksisen tuulivoimakäytön tutkimiseen soveltuva laboratoriotestausjärjestelmä. Työn kirjallisessa osuudessa analysoitiin järjestelmän toimintaa teoreettisella tasolla. Tämän jälkeen järjestelmästä rakennettiin simulointimalli, jolla todennettiin teoriassa läpi käydyt ohjaus- ja säätömenetelmät. Samalla kun laitteiston toimintaa todennettiin simuloimalla, alettiin rakentaa itse laitteistoa. Viimeiseksi rakennetun järjestelmän toiminta testattiin ja simulointi- sekä mittaustuloksia vertailtiin keskenään.

Rakennettu testausjärjestelmä koostuu verkkosuuntaajasta, kestromagneettiaktikonekäytöstä, dc-konekäytöstä ja kuormasuuntaajasta. Näiden laitteiden muodostaman järjestelmän ylimmän tason ohjausjärjestelmänä toimii dSPACE-reaaliaiksimulaattori.

Itse laitteiston rakentamisen ja sen toiminnan teoreettisen tarkastelun osalta työ sujui suunnitelmien mukaisesti. Säätöjärjestelmän parametrien viritys jäi keskeneräiseksi, mikä näkyi testeissä järjestelmän hitaana vasteena muutostilanteisiin. Lisäksi verkkosuuntaajan virran nollakomponentin säätö toimi melko huonosti. Parametrien säätö jälkikäteen on kuitenkin suhteellisen helppoa koska kaikki säätimet ovat digitaalisia, eli laitteistoon ei tarvitse tehdä fyysisiä muutoksia.

Kokonaisuutena työssä kuitenkin päästiin tavoitteeseen, eli laitteisto saatiin toimimaan ja sen toiminta oli simulointien mukaista. Jatkossa rakennetun järjestelmän dc-välipiiriin on mahdollista kytkeä esimerkiksi energiavarastoja, jolloin päästään tutkimaan vieläkin monipuolisempia järjestelmiä.

LÄHTEET

- [1] Ackermann, T. *Wind Power in Power Systems*. John Wiley & Sons Ltd, 2005, England. 691 p.
- [2] Morren, J. & Haan, S.W.H. Ridethrough of wind turbines with doubly-fed induction generator during a voltage dip. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 20, No. 2, June 2005. pp. 435–441.
- [3] Mäkinen, A. *Tuulivoimajärjestelmän simulointi RTDS/dSPACE -ympäristössä*. Diplomityö. Tampere 2008. Tampereen teknillinen yliopisto. 91 s.
- [4] WinWinD Oy. [WWW]. [Viitattu 10.4.2011]. Saatavissa: <http://www.winwind.com/fi/media/images/>
- [5] *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*. John Wiley & Sons, New York, USA, 385 p.
- [6] Farin, J., Peltonen, L., Pykälä, M-L. & Uski-Joutsenvuo, S. 2009. Taajuusmuuttajien rakenne, mitoitus ja säätö generaattorikäytöissä. VTT. 75 s.
- [7] Rekola, J. *Kolmitasoiset suuntaajat tasasähköjaka- lussa*. Diplomityö. Tampere 2009. Tampereen teknillinen yliopisto. 82 s.
- [8] Ikonen, M., Laakkonen O. & Kettunen, M. 2005. Two-level and three-level converter comparison in wind power application. [Viitattu 20.5.2011]. Saatavissa: www.elkraft.ntnu.no/smola2005/Topics/15.pdf
- [9] Luomi, J. *Sähkökoneiden muutosilmiöt*. 1982. Otakustantamo. 206 s.
- [10] Bellini, A. & Bifaretti, S. Comparison between sinusoidal PWM and Space Vector Modulation Techniques for NPC inverters. *Power Tech*, 2005 IEEE Russia, St. Petersburg, 27-30 June 2005. pp. 1–7.
- [11] Alahuhtala J. & Tuusa, H. Space vector Modulated and Vector Controlled Three-Level Four-Wire Unidirectional AC-DC-AC Converter. 2nd IEEE International Conference on Power and Energy (PECon 08), Johor Baharu, Malaysia, 1–3 Dec. 2008. pp. 781–786.
- [12] Fukuda, S., Matsumoto, Y. & Sagawa, A. Optimal-regulator-based control of NPC boost rectifiers for unity power factor and reduced neutral-point-potential variations. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 46, no. 3, June 1999, pp. 527–534.

- [13] Alahuhtala, J. and Tuusa, H. Experimental results of a three-level four-wire unidirectional AC-DC-AC converter. The 2010 International Power Electronics Conference, Sapporo, 21–24 June 2010. pp. 3080–3086.
- [14] Alahuhtala, J. & Tuusa, H. Space Vector Modulation Method for Unidirectional Four-Wire Three-Phase/Level/Switch (Vienna) rectifier. The 7th International Conference on Power Electronics, ICPE '07, Daegu, Korea, 22–26 Oct. 2007. pp. 742–749.
- [15] Alahuhtala J. Vienna-suuntaajan nelijohdintoteutus. Diplomityö. Tampere 2005. Tampereen teknillinen yliopisto. 90 s.
- [16] Yazdani, A. & Iravani, R. Voltage-sourced converters in power systems : modeling, control, and applications. New Jersey 2010, John Wiley & Sons. 451 p.
- [17] Liserre, M., Blaabjerg, F. & Hansen, S. Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 41, no. 5, September 2005, pp. 1281–1291.
- [18] Viitanen T. Kolmivaiheinen PWM-tasasuuntaus: Kokosilta- ja Vienna-suuntaajan vertailu. Lisensiaatintutkimus. Tampere 2003. Tampereen teknillinen yliopisto.
- [19] Happonen, T. 2002. Suodinkuristimen taajuusriippuvuuden mallintaminen simulointiohjelmistoissa. Tampere, 2002, Tampereen teknillinen korkeakoulu, Laitosraportti 6-2002, Tehoelektroniikka. 28 s.
- [20] Bose, B. K. Power Electronics and Variable Frequency Drives, Technology and Applications. New York 1997, IEEE Press. 640 p.
- [21] Kestomagneettimoottorin virtasäädön tutkiminen ja kehittäminen. Diplomityö. Tampere 2000. Tampereen teknillinen yliopisto. 109 s.
- [22] Vas, P. Vector control of AC machines. New York 1990, Oxford University Press. 332 p.
- [23] Pokkinen, O. Tasasähköjaketun tutkimiseen soveltuva testilaitteisto. Kandidaatintyö. Tampere 2010. Tampereen teknillinen yliopisto. 28 s.
- [24] Levonen, M. Virtavälipiirillisen nelijohtimisen verkkosuuntaajan mikrokontrolleripohjainen säätö. Diplomityö. Tampere 2005. 79s.
- [25] Analog Devices. [WWW]. [Viitattu 18.5.2011]. http://www.analog.com/static/imported-files/eval_boards/302570705EVAL_AD2S1200_1205CBZ.pdf