

TIIVISTELMÄ

Lappeenrannan teknillinen yliopisto

Teknillinen tiedekunta

Sähkötekniikan koulutusohjelma

Jasin Khabbal

Kestomagneettitahtikonekäyttöjen erot

Diplomityö

2014

69 sivua, 35 kuvaa, 7 taulukkoa, 1 liite

Työn tarkastajat: Professori Pertti Silventoinen

TkT Juhamatti Korhonen

Hakusanat: BLDC, PMSM, BLAC, sähkökäytöt, hyötysuhde, taajuusmuuttaja, VSI

Yli 10 kW:n kestopagneettisähkökäytöt olivat vielä 25 vuotta sitten kustannustehottomia korkeiden raaka-ainekustannusten takia. Moottoritekniikoiden kehittyminen, kilpailun kiristyminen ja standardien kiristyminen ovat aiheuttaneet sen, että kestopagneettisähkökäyttöjä näkee nykyään usein yli 10 kW:n teholuokissa.

Tutkimuksen tavoitteena on tutkia puhaltimissa yleistyvän BLDC-tekniikan suorituskyvyn skaalautumista tehon suhteen. Tutkittava sähkökäyttö koostuu jännitevälipiirillisestä tehoasteesta, kestopagneettimoottorista ja six-step-ohjauksella toimivasta säätöyksiköstä. BLAC-käyttöä käytetään verrokkina, joka koostuu jännitevälipiirillisestä taajuusmuuttajasta, kestopagneettimoottorista ja hystereesissäädöstä.

Tutkimuksen lopputulos on, että BLDC-tekniikkaa voidaan käyttää yli 10 kW:n teholuokissa, kunhan seuraavat tekijät huomioidaan sähkökäytön suunnittelussa: virran muutosnopeus, kytkinten kytkentätaajuus, moottorin sähköinen nimellisnopeus, vaiheinduktanssi ja taajuusmuuttajan virrankestoisuus. Raaka-aineiden hintojen vaihtelut luovat kestopagneettimoottoreille suurta hintapainetta, joka voi ääritilanteessa vaikuttaa siihen, että muut moottoritekniikat (induktio, tasavirta ja synkronireluktanssi) tulevat kasvattamaan markkinaosuuttaan.

ABSTRACT

Lappeenranta University of Technology

Faculty of Technology

Degree Program in Electrical Engineering

Jasin Khabbal

The differences of permanent magnet drives

Master's Thesis

69 pages, 35 figures, 7 tables, 1 appendix

Examiners: Professor Pertti Silventoinen

Dr. Juhamatti Korhonen

Keywords: BLDC, PMSM, BLAC, electrical drives, efficiency, inverter, VSI

Permanent magnet drives with nominal power over 10 kW were not a cost-sufficient system 25 years ago due to high material expenses. The improvements in motor drives, the rise in competition and the tightening of standards and regulations have caused that the PM-drives are more and more common in the over 10 kW nominal power range.

The goal of this thesis is to research the performance in relation to nominal power of a PM-drive technique that is vastly increasing its popularity in fan related devices. The studied motor technique brushless direct current drive (BLDC) consists of a voltage source inverter, permanent motor and six-step-control. The reference drive is a brushless alternating current drive (BLAC) which consists of a VSI, PM and a hysteresis control.

As a conclusion there are no major obstacles that would impede the BLDC-drive technique from expanding to larger power stages. The following factors must be taken into consideration when designing a BLDC-drive: motor's current change rate, inverter switching frequency, motor's nominal electric frequency, phase inductance and the current handling capability of the inverter. The fluctuating material costs create instability to the end prices of PM-motors that can in the worst case lead to diminished interest towards BLDC- and PM-drives in general.

ALKUSANAT

Tämä diplomityö on tehty Lappeenrannan teknillisen yliopiston sähkötekniikan osastolla. Haluan kiittää Pertti Silventoista ja Vacon Oy:tä, jotka mahdollistivat tämän työn.

Erityiskiitokset ansaitsee Juhamatti Korhonen, joka ohjeisti minua tutkimuksen edetessä. Lisäkiitokset kuuluu Arto Sankalalle, jonka tietämys BLDC-tekniikasta oli erittäin hyödyllistä mallinnukseen liittyvissä ongelmatilanteissa.

Lämpimät kiitokset ansaitsevat opiskelukaverini, joiden kanssa viimeiset 5 vuotta ovat vierähtäneet rattaosasti. Kiitän vanhempiani henkisestä ja taloudellisesta tuesta kuluneiden vuosien ajalta.

Haluan lopuksi kiittää tyttöystävääni Piaa opiskeluiden aikaisesta tuesta.

Lappeenrannassa 10.4.2014

Jasin Khabbal

SISÄLLYSLUETTELO

1	JOHDANTO	5
1.1	Tavoite ja rajaukset.....	5
1.2	Työn rakenne	6
2	KAKSITASOISEN TAAJUUSMUUTTAJAN RAKENNE JA TOIMINTAPERIAATE	7
2.1	Jännitevälipiirillinen taajuusmuuttaja (VSI).....	7
2.1.1	Modulointitekniikat	8
2.2	Häviöt.....	17
3	HIILIHARJATTOMIEN KESTOMAGNEETTIMOOTTORIEN RAKENNE JA TOIMINTA	20
3.1	Rakenne	20
3.1.1	Staattori.....	22
3.1.2	Roottori	25
3.2	Hiiliharjaton tasavirtamoottori (BLDC BrushLess Direct Current)	26
3.3	Hiiliharjaton vaihtovirtamoottori (BLAC BrushLess Alternating Current)	28
3.4	Häviöt.....	30
4	SIMULOINTI JA TULOKSET	32
4.1	Simulaatiomalli.....	32
4.1.1	Verkkomoduuli ja välipiiri.....	32
4.1.2	Säätöpiiri ja modulaattori.....	33
4.1.3	Tehoaste ja moottori	34
4.2	Simulaatiotulokset	35
5	BLDC-MOOTTOREIDEN TULEVAISUUDEN MARKKINAT	49
5.1	Yleistymistä nopeuttavat ja hidastavat tekijät	49
5.2	Hyvät ja huonot ominaisuudet	52
6	YHTEENVETO	54
	LÄHTEET	56

LIITTEET

LIITE 1 Käytetty Simulink-simulaatiomalli

KÄYTETYT MERKINNÄT JA LYHENTEET

Merkinnät

B	Magneettivuontiheys
D	Halkaisija
f	Taajuus
F	Voima
I, i	Virta
K	Konevakio
l	Roottorin pituus
m	Massa
N	Käämikierrosten lukumäärä
n	Vaiheiden lukumäärä
p	Napaparien lukumäärä
P	Teho
Q	Urien lukumäärä
q	Vakoluku
R	Resistanssi
T	Vääntömomentti
T_c	Kytentäaika
U, V, W	Vaiheet
U, u	Jännite
V	Nopeus
W_c	Kytentimen häviöenergia
β	Käämivuon ja virran välinen kulma
δ_m	Roottorin ja ilmavälin magneettivuon välinen napakulma
δ_r	Roottorin ja staattorin välinen kulma
θ_m	Ilmavälin magneettivuon ja staattorin välinen kulma
τ_p	Napajako
Ψ	Käämivuo

Tärkeimmät alaindeksit

dc	Tasavirta
fe	Rauta
fi	virran lasku, fall current
fv	jännitteen lasku, fall voltage
lisä	Lisä-tekijä
m	Magnetointi
out	Lähtö
r	Roottori
ri	virran nousu, rise current
rv	jännitteen nousu, rise voltage
s	Staattori

Lyhenteet

AC	Vaihtovirta, Alternating Current
BLAC	Hiiliharjaton vaihtovirta, BrushLess Alternating Current
BLDC	Hiiliharjaton tasavirta, BrushLess Direct Current
CSI	Virtavälipiiritaajuusmuuttaja, Current Source Inverter
DC	Tasavirta, Direct Current
IGBT	Hilaeristetty bipolaaritransistori, Insulated Gate Vipolar Transistor
PMSM	Kestomagneettitahtikone, Permanent Magnet Synchronous Motor
PWM	Pulssin leveys modulaatio, Pulse-Width Modulation
SVM	Tilavektorimodulaatio, Space Vector Modulation
VSI	Jännitevälipiiritaajuusmuuttaja, Voltage Source Inverter

1 JOHDANTO

Kestomagneettitahtikoneet (PMSM) ovat yleistyneet pumpuissa, puhaltimissa ja kompressoreissa kiristyvien lainsäädäntöjen ja päästörajoitusten takia. Kestomagneettimoottoreilla voidaan saavuttaa korkea hyötysuhde, sillä niiden roottorin magnetointi luodaan kestopagneeteilla, joten roottorissa ei ole hiiliharjallisille tasavirtamoottoreille tyypillisiä kuparihäviöitä tai induktiovoottoreille tyypillisiä jättämään perustuvia roottorihäviöitä. Kestomagneettitahtikoneet voidaan jakaa pääasiallisesti kahteen luokkaan: hiiliharjattomiin vaihto- ja tasavirtamoottoreihin. BLDC-moottori, eli hiiliharjattomien tasavirtamoottorien kommutointimenetelmä synnyttää paljon harmonisia häviöitä moottoriin, joten tällä hetkellä markkinoilla olevat hiiliharjattomat tasavirtamoottorit eivät ole taloudellinen ratkaisu suurnopeuskäyttöihin (Chong et al., 2010). Lisäksi BLDC-moottorin vääntömomentin väre on huomattava, josta voi olla tarkkuutta vaativissa prosesseissa suuresti haittaa. AC- eli vaihtovirtakäytöissä edellä mainittuja ongelmia ei ole. Ajoneuvoissa ihanne sähkökäyttö yhdistäisi BLAC-tekniikan pienen vääntömomentin väreen, laajan nopeusalueen ja BLDC-tekniikan suuremman tehosiheyden. Edellä mainittua yhdistettyä sähkökäyttöä on tutkittu julkaisuissa (Park et al., 2011) ja (Lu et al., 2011). BLDC-moottorien ohjauksessa käytetyillä kantiaalloilla voidaan saavuttaa BLAC-moottorin käyttämiin siniaaltoihin verrattuna 15 prosenttiyksikköä suurempi vääntömomentti samalla virran rms-arvolla olettaen, että kuparihäviöt ovat moottoreissa yhtä suuret (Krishnan, 2001).

1.1 Tavoite ja rajaukset

Tämän työn tavoitteena on selvittää, miksei BLDC-tekniikka sisältäviä sähkökäyttöjä ole yli 15 kW:n teholuokissa. Työssä simuloidaan eri tehotasoilla BLDC- ja BLAC-käyttöjä Matlab:lla ja Simulink-simulointityökalulla. Lisäksi työssä pohditaan BLDC-tekniikan markkinaosuutta tulevaisuuden sähkömoottorimarkkinoilla ja siihen vaikuttavia tekijöitä.

Työssä ei syvennytä sähkömoottoreiden, taajuusmuuttajien tai eri säätömenetelmien teoreettiseen toimintaan. Edellä mainitut konetyypit ja niiden säätömenetelmät käydään pintapuolisesti läpi, kuvaillaan niiden toimintaperiaatetta ja niissä syntyviä häviöitä.

Lisäksi työn aihealueen ulkopuolelle jää kestopagneeteilla varustetut

synkronireluktanssimoottorit.

1.2 Työn rakenne

Luvussa 2 käsitellään taajuusmuuttajien rakennetta ja toimintaa. Luvussa 3 käsitellään kestmagneettimoottorien perusrakennetta ja niiden toimintaperiaatetta. Lisäksi tarkastellaan BLDC- ja BLAC-moottoreiden eroja ja ominaisuuksia. Luvussa 4 simuloidaan kestmagneettikäyttöjä Matlab- ja Simulink-ohjelmistoilla, sekä esitellään saadut simulointitulokset. Luvussa 5 käsitellään BLDC-moottoreiden tulevaisuuden markkinoita ja niihin vaikuttavia tekijöitä. Liitteessä I on esitetty luvussa 4 käytetyt simulaatiomallit.

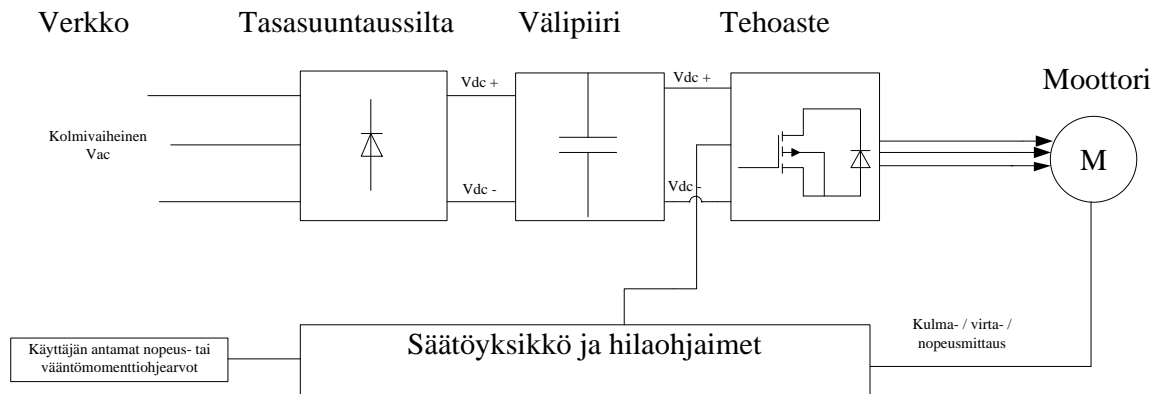
2 KAKSITASOISEN TAAJUUSMUUTTAJAN RAKENNE JA TOIMINTAPERIAATE

Tässä kappaleessa esitetään kaksitasoisten taajuusmuuttajien perustopologioita, niiden toimintaperiaatteita sekä yleisimpiä modulaatio- ja kommutaatiotekniikoita. Taajuusmuuttaja on linkki, jolla kytketään moottori sähköverkkoon. Usein moottoria ajetaan kuitenkin eri taajuudella, kuin mitä verkko pystyy tarjoamaan - tästä taajuusmuuttaja saa nimensä. Taajuusmuuttajalla otetaan verkosta tietyn taajuista vaihtojännitettä, josta tasasuuntaajilla ja kytkimillä saadaan luotua uusi jännitetaso taajuuksineen. Sähkömoottoreita voidaan säätää eri menetelmillä, jotka muokkaavat moottorille syötettävää jännitettä siten, että halutut vääntömomentti- ja nopeusohjeavot saavutetaan.

Taajuusmuuttajat voidaan karkeasti jakaa kolmeen eri luokkaan: muuttajat, jotka muuttavat taajuuden ja jännitteen suoraan vaihtovirrasta vaihtovirtaan; muuttajat, joiden välipiirinä toimii kondensaattori jännitelähteenä (VSI); muuttajat, joiden välipiirinä toimii kela virtalähteenä (CSI). CSI-topologioita ja suoran AC/AC muunnoksen konverttereita ei esitellä tässä työssä, vaan tutkittavana on kaksitasoinen VSI.

2.1 Jännitevälipiirillinen taajuusmuuttaja

VSI:llä tarkoitetaan taajuusmuuttajaa, jonka välipiirinä toimii kondensaattori. Verkon vaihtojännite tasasuunnataan joko passiivi- tai aktiivisillalla. Aktiivisillalla tarkoitetaan kytkinelementtiä, jonka kytkemistä ohjataan ulkoisella pulssilla. Kondensaattorilla suodatetusta tasajännitteestä muokataan säätöyksiköltä saatujen referenssijännitteiden avulla moottorille jännitepulssit. Kuvassa 2.1 on esitettyinä eri elementeistä koostuva VSI-käyttö. (Mohan et al., 2003)

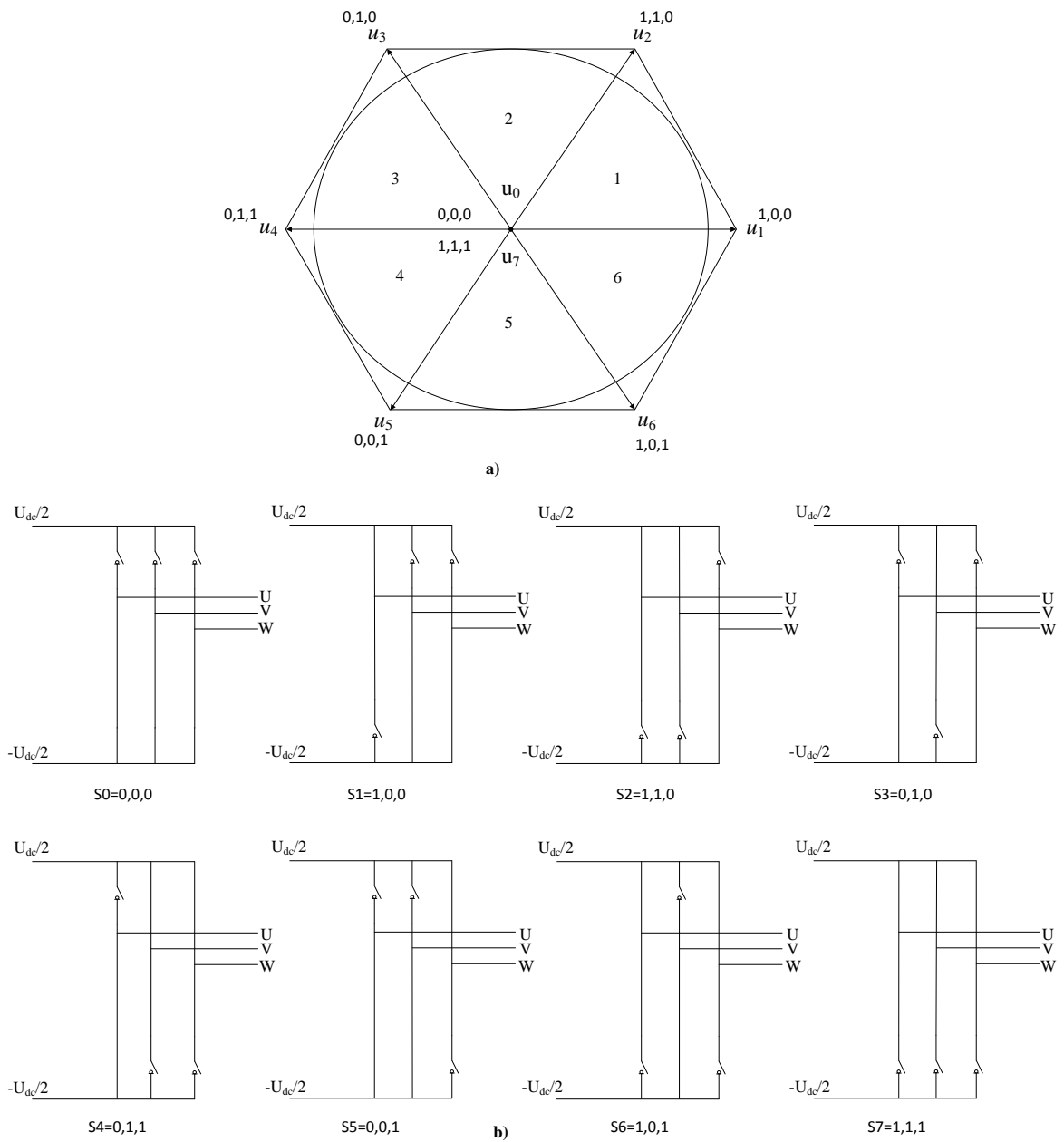


Kuva 2.1. VSI:n periaatekuva.

2.1.1 Modulointitekniikat

Välipiirin tasajännitettä ei sellaisenaan voida hyödyntää sähkökäytössä, joten sitä on muokattava. Signaalien muokkausta käyrämuodosta toiseen kutsutaan moduloinniksi. Käytännössä modulaatiossa yhdistetään kaksi signaalia: kantaalto ja referenssignaali. Yhdistetyllä signaalilla on ominaisuuksia, joita ei kummallakaan alkuperäisellä signaalilla ollut. Näitä ominaisuuksia on esimerkiksi rms-arvon säädettävyys ja kohinakestoisuus. Tehoelektronikassa käytetään moduloinnin erikoistapausta: Pulssinleveysmodulaatiota (PWM). PWM:ää käytetään muun muassa audio-, radio- ja sähkökäyttösovelluksissa. Modulaatiotekniikoita on useita erilaisia, jotka muokkaavat signaaleja eri muuttujien kuten taajuuden tai amplitudin mukaan. Kaikilla on tosin sama päämäärä: Moduloidun pulssin muuttujia säädetään siten, että se sisältää tulosignaalin taajuussisällön.

Taajuusmuuttajan kytkinkombinaatioiden avulla välipiirin jännitettä manipuloidaan moottorille syötettävä kolmivaiheinen lähtöjännite. Esimerkiksi kaksitasoisella kolmivaiheisella taajuusmuuttajalla on yhteensä kahdeksan eri kytkentäkombinaatiotilaa, joista kuusi sisältää aktiivisen jännitevektorin ja kaksi nollajännitevektoria. Kuvassa 2.2 on esitetty edellä mainitut kytkintilat jännitevektoreina ja fyysisinä piirikaavioina.



Kuva 2.2. Taajuusmuuttajan kytkinkombinaatiotaulukko a) jännitevektorimuodossa b) piirikaaviomuodossa. (Zhou & Wang, 2002)

Kuvan 2.2 a) jännitevektorit muodostuvat kytkinkombinaatioiden muodostamasta summasta, joka on tarkemmin ilmaistuna

$$u_n = \frac{2}{3}(a^0 u_{DC} + a^1 u_{DC} + a^2 u_{DC}), \quad (2.1)$$

missä muuttujalla a luodaan jännitevektoriin vaihesiirto ja muuttuja u_{DC} on välipiirin jännite. Vaihesiirtotermi a on vakio

$$a = e^{\frac{j2\pi}{3}}, \quad (2.2)$$

jonka avulla voidaan laskea taulukon 2.1 jännitevektoreiden arvot. (Pyrhönen, 2010)

Taulukko 2.1. Jännitevektorit sektoreittain. (Pyrhönen, 2010)

u_0	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6	u_7
0	$\frac{2}{3}(a^0 u_{DC})$	$-\frac{2}{3}(a^2 u_{DC})$	$\frac{2}{3}(a^1 u_{DC})$	$-\frac{2}{3}(a^0 u_{DC})$	$\frac{2}{3}(a^2 u_{DC})$	$-\frac{2}{3}(a^1 u_{DC})$	0

Pulssileveysmodulaatio

Pulssinleveysmodulaatio eli PWM, perustuu sini-kolmioaalto-vertailuun, jonka perusteella luodaan kytkimen ohjauspulssi. Kun sinimuotoisen referenssiaallon amplitudi on suurempi kuin kolmioaaltomuotoisen vertailuaallon amplitudi, saa kytkinpulssi arvon u_{DC} , joka on välipiirin jännite. Suodatetun PWM-signaalin amplitudi määräytyy sen modulaatioindeksistä, joka saadaan referenssjännitteen ja kolmioaallon amplitudien suhteesta

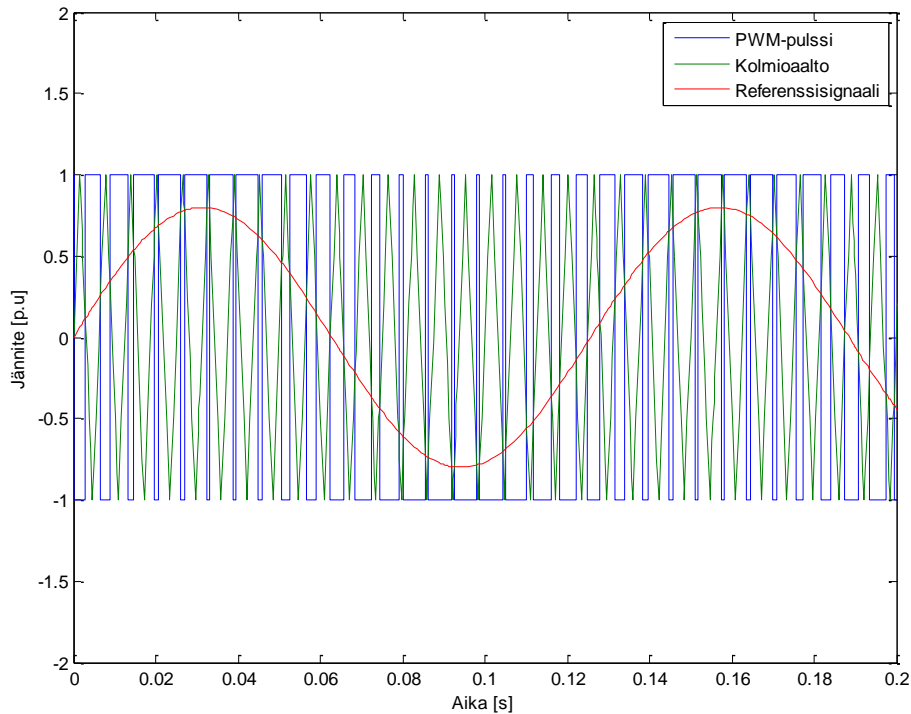
$$m_a = \frac{\hat{V}_{\text{control}}}{\hat{V}_{\text{tri}}}, \quad (2.3)$$

missä \hat{V}_{control} on referenssisignaalin ja \hat{V}_{tri} kolmioaallon amplitudi. Sinikolmioaaltovertailussa moduloidun jännitteen käyrämuotoon vaikuttaa amplitudimodulaatioindeksin lisäksi taajuusmodulaatioindeksi

$$m_f = \frac{F_{\text{tri}}}{F_{\text{control}}}, \quad (2.4)$$

missä F_{control} on sini- ja F_{tri} kolmioaallon taajuus. Kun taajuusmodulaatioindeksi on kokonaisluku, kutsutaan PWM:ia synkroniseksi. Kun puolestaan taajuusmodulaatioindeksi on murtoluku, kyseessä on tällöin asynkroninen PWM. Kun amplitudimodulaatioindeksi on yksi tai alle, PWM toimii lineaarialueella. Lineaarialueella tarkoitetaan tilaa, jossa PWM:n suodatettu ulostulo jäljittelee siniaaltoa. Kun amplitudimodulaatioindeksi on yli yksi, PWM-pulssi on ylimoduloitua eli sinisignaalin amplitudi on kolmioaallon amplitudia suurempi, tällöin PWM-pulssi saa useammin maksimiarvon 1. Amplitudimodulaatioindeksin ylittäessä arvon 3.24 ja taajuusmodulaatioindeksi saa arvon 15, moduloidun jännitteen käyrämuoto on kanttiaalto, jonka perustaajuus on sinisignaalin kanssa sama. (Mohan et al., 2003).

Kuvassa 2.3 on selvennetty edellä mainitun PWM- pulssin muodostus. PWM-pulssi saavuttaa maksimiarvon aina, kun punainen referenssisignaali ylittää vihreän kolmioaallon.



Kuva 2.3. Pulssileveysmoduloitu signaali, joka luodaan vertailemalla syöttösignaalin ja kolmioaallon amplitudien arvoja. Kuvan sinikolmioaaltovertailun $m_a = 0.8$ ja $m_f = 15$.

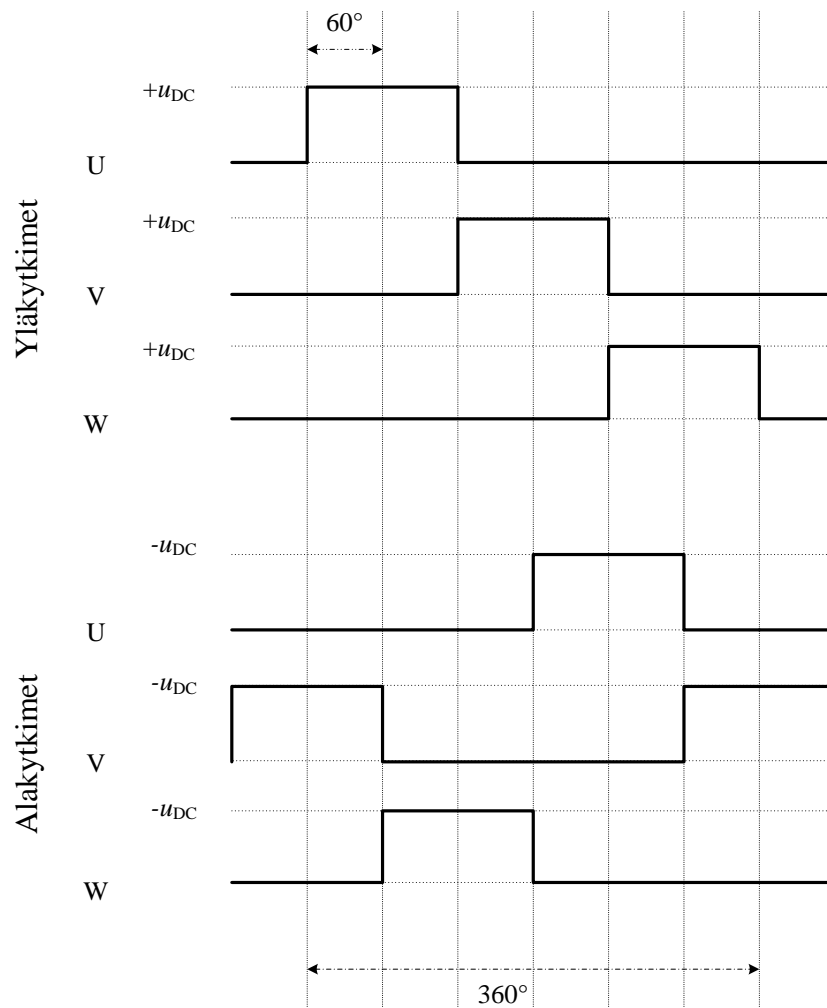
BLDC-ohjaustekniikka

BLDC-koneita tyypillisesti ohjataan kytkemällä ainoastaan aktiivisia jännitevektoreita. Six-step-ohjaustekniikan aktiiviset jännitevektorit eroavat kuvan 2.2 jännitevektoreista siten, että ne luodaan kahden vaiheen avulla kolmen sijasta. Aktiiviset jännitevektorit valitaan roottorin sähköisen kulmatiedon perusteella. Roottorin kulmatieto saadaan staattoriin kiinnitetyiltä Hall-antureilta. Hall-anturit lähettävät tietyn loogisen arvon altistuessaan magneettikentälle. Jokaisen vaiheen yhdelle navalle kiinnitetyillä Hall-antureilla voidaan selvittää roottorin kulmatieto ja siten seuraavaksi valittava jännitevektori. Taulukossa 2.2 on esitettyä logiikka, jonka mukaan tehoasteen kytkimiä kytketään. (Colton, 2010)

Taulukko 2.2. BLDC-ohjaustekniikan tilataulukko. (Colton, 2010)

Roottorin sähköinen kulma	Hall-anturien logiikka	Vaihe U	Vaihe V	Vaihe W
0°-60°	{0,0,1}	+	-	Auki
60°-120°	{0,1,1}	+	Auki	-
120°-180°	{0,1,0}	Auki	+	-
180°-240°	{1,1,0}	-	+	Auki
240°-300°	{1,0,0}	-	Auki	+
300°-360°	{1,0,1}	Auki	-	+

Vaiheen ollessa taulukon mukaan auki, haaran molemmat kytkimet ovat johtamattomuustilassa. Kun vaihe saa arvon +, ylempi transistori on johtavuus- ja alempi johtamattomuustilassa. Tilanne on päinvastainen, kun vaihe saa arvon -. Taulukon 2.2 muodostamat jännitteiden käyrämuodot ovat koottu kuvaan 2.4.



Kuva 2.4. BLDC-ohjaustekniikann tilataulukon avulla luodut pääjännitteet.

Kuvassa 2.4 esitetyillä käyrämuodoilla voidaan ajaa moottoria ja moottorin jatkuvuustilan pyörimisnopeutta voidaan muuttaa vaihtamalla jakson pituutta. Pyörimisnopeutta voidaan muuttaa myös muokkaamalla syötettävää jännitettä siten, että moottorille syötetään johtamistilassa aiemmin esiteltyä PWM-signaalia. PWM-signaalin pulssisuhdetta muuttamalla muutetaan jännitteen keskiarvoa. Six-stepille on kehitetty monia eri säätötapoja, joissa säädetään moottoria joko jännitteen tai virran perusteella. (Hendershot & Miller, 2010)

Avaruusvektorimodulaatio

Aikaisemmin esiteltyjä jännitevektoreita voidaan käyttää sellaisenaan Space Vector Modulation-menetelmää käyttäen (SVM). Tällöin moottorille valitaan syötettäväksi kaksi

aktiivista jännitevektoria u_1 , u_2 ja nollavektori. Aktiiviset jännitevektorit valitaan referenssijännitteen ja ensimmäisen jännitevektorin välisen kulman ωt perusteella. Molemmilla aktiivisilla jännitevektoreilla on omat pitoaikansa t_1 ja t_2 , jotka määräytyvät edellä mainitun kulman ja referenssijännitevektorin pituuden mukaan, kuten Taulukosta 2.3 voidaan havaita.

Taulukko 2.3. SVM-menetelmän aktiiviset jännitevektorit ja niiden kytkentäajat sektoreittain. (Zhou & Wang, 2002)

Sektori	Referenssi jännitevektorin kulma	Aktiiviset jännitevektorit	Pitoajat
1	$0 \leq \omega t < \frac{\pi}{3}$	u_1 u_2	$t_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{\pi}{6})$ $t_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{3\pi}{2})$
2	$\frac{\pi}{3} \leq \omega t < \frac{2\pi}{3}$	u_2 u_3	$t_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{11\pi}{6})$ $t_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{7\pi}{6})$
3	$\frac{2\pi}{3} \leq \omega t < \pi$	u_3 u_4	$t_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{3\pi}{2})$ $t_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{5\pi}{6})$
4	$\pi \leq \omega t < \frac{4\pi}{3}$	u_4 u_5	$t_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{7\pi}{6})$ $t_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{\pi}{2})$
5	$\frac{4\pi}{3} \leq \omega t < \frac{5\pi}{3}$	u_5 u_6	$t_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{5\pi}{6})$ $t_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{\pi}{6})$
6	$\frac{5\pi}{3} \leq \omega t < 2\pi$	u_6 u_1	$t_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{\pi}{2})$ $t_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{11\pi}{6})$

Avaruusvektori-menetelmä syöttää yhden kytkentäsekvenssin aikana yhteensä neljää eri jännitevektoria, kahta aktiivista (u_1 ja u_2) ja kahta nollavektoria (u_0 sekä u_7), Taulukon 2.4 mukaisesti.

Taulukko 2.4. SVM:ssä käytettävien jännitevektoreiden kytkentäajat. (Krah & Holtz, 1999)

Parittomilla sektoreilla käytettävät kytkentäajat							
$u0$	$u1$	$u2$	$u7$	$u7$	$u2$	$u1$	$u0$
$t_0/2$	t_1	t_2	$t_0/2$	$t_0/2$	t_2	t_1	$t_0/2$
Parillisilla sektoreilla käytettävät kytkentäajat							
$u0$	$u2$	$u1$	$u7$	$u7$	$u1$	$u2$	$u0$
$t_0/2$	t_2	t_1	$t_0/2$	$t_0/2$	t_1	t_2	$t_0/2$

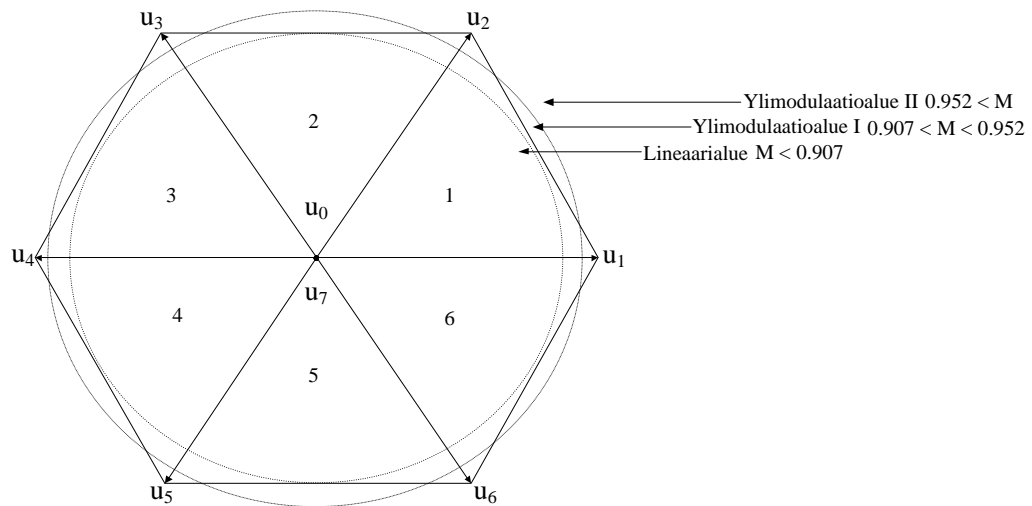
Nollavektoreiden kytkentäaika t_0 määritellään aktiivisten jännitevektoreiden kytkentäaikojen ja koko kytkentäsykliin käytetyn ajan T_s avulla

$$t_0 = \frac{T_s}{2} - t_1 - t_2. \quad (2.5)$$

SVM:n modulaatioindeksi määritellään referenssiaallon amplitudin ja välipiirin jännitteen suhteesta

$$M = \frac{\hat{u}_{\text{ref}}}{\frac{2}{\pi}u_{DC}}, \quad (2.6)$$

missä \hat{u}_{ref} on säätöpiirin antama referenssijännite ja u_{DC} välipiirin tasajännite. Edellä mainittu SVM:n referenssijännitevektorin pituus ei ole verrattavissa PWM:n sinisignaalin amplitudiin, koska SVM toimii täysin eri periaatteilla. Modulaattori on lineaaritulassa, kun haluttu jännitevektori eli referenssijännite pysyy Kuvan 2.5 sisimmän ympyrän sisällä. Lineaaritulassa tilavektorimodulaatio tuottaa lähtöjännitteen, joka sisältää siniaallon muotoisen signaalin taajuuskomponentin. Tässä tilassa modulaatioindeksi on alle 0.907, joka saadaan kun \hat{u}_{ref} saa maksimiarvonsa $(1/\sqrt{3})u_{DC}$. (Holtz et al., 1993)



Kuva 2.5. SVM-menetelmän eri modulaatioalueet. (Holtz, et al., 1993)

Modulaattori on ylimodulaatio I-tilassa, kun referenssijännite ylittää kuusikulmion pitkiltä sivuiltaan, muttei kulmista. Tällöin Holtzin mukaan joudutaan muuttujat t_1 ja t_2 määrittelemään uudestaan

$$t_1 = \frac{T_s \sqrt{3} \cos(\omega t) - \sin(\omega t)}{6 \sqrt{3} \cos(\omega t) + \sin(\omega t)} \quad (2.7a)$$

$$t_2 = \frac{T_s}{6} - t_1. \quad (2.7b)$$

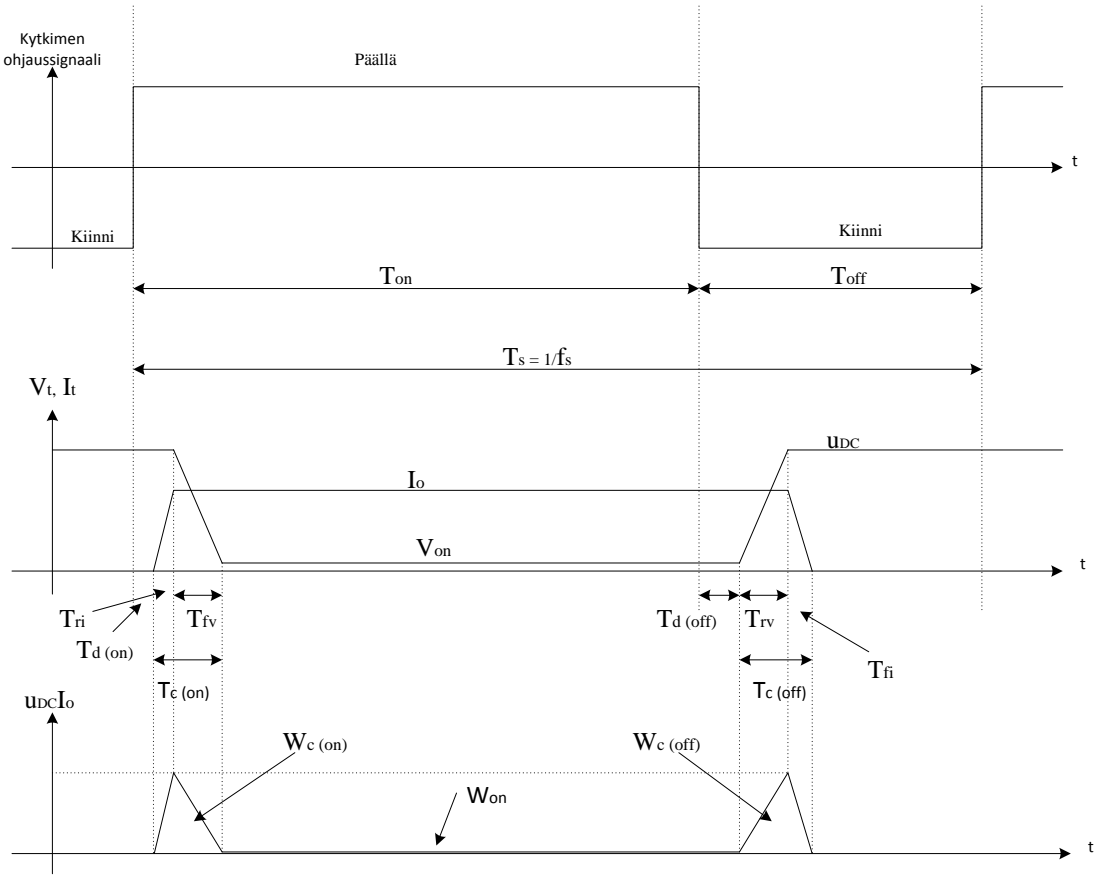
Jotta tuotettu jännitevektori seuraisi referenssijännitettä, nollavektoreita ei käytetä. Modulaatioindeksi on tällöin $0.907 < M < 0.952$. (Holtz et al., 1993)

Kolmas tila on nimeltään toinen ylimodulaatioalue. Tällöin referenssijännitevektori ylittää ulomman ympyrän. Toisella ylimodulaatioalueella tuotettu jännite on kanttiaallon muotoista. Tämä tila on verrattavissa pulssinleveysmodulaatioon modulaatioindeksillä 3.14 tai yli ($m_f = 15$). SVM:n modulaatioindeksi on tällöin puolestaan yli 0.952. Kun referenssijännitevektori ylittää kuusikulmion, moottorille syötetään lähin seuraava jännitevektori. (Krah & Holtz, 1999)

2.2 Häviöt

Taajuusmuuttajan häviöt koostuvat pääasiassa diodeissa ja kytkimissä muodostuvista kytkentähäviöistä ja johtotilan häviöistä. Kytkentähetkellä $T_{c(on)}$ sekä virta että jännite ovat ylhäällä samaan aikaan, jolloin ohmin lain mukaan kuluu tehoa, kuten kuvasta 2.6

nähdään.



Kuva 2.6. Kytkimen ohjaussignaali, virran ja jännitteen käyttäytyminen sekä häviöiden muodostuminen ajan funktiona. (Mohan, et al., 2003)

Kytettäessä kytkimessä syntyvät häviöenergiat $W_{c(on)}$ ja $W_{c(off)}$ voidaan laskea välipiirin jännitteen, virran ja kytkentäajan avulla

$$W_{c(on)} = \frac{1}{2} u_{DC} I_o T_{c(on)} \quad (2.8a)$$

$$W_{c(off)} = \frac{1}{2} u_{DC} I_o T_{c(off)}, \quad (2.8b)$$

missä I_o on virta, u_{dc} välipiirinjännite ja T_c on kytkentähetken pituus. Johtotilassa syntyvä häviöenergia voidaan laskea samalla tavalla

$$W_{on} = V_{on} I_o T_{on}, \quad (2.9)$$

missä T_{on} on aika, jonka ajan kytkin on johtotilassa. Kuvasta 2.6 nähdään, että kytkintä kytkettäessä syntyy suuria häviötehopiikkejä. Kytkimen keskimääräinen kytkentähäviöteho voidaan laskea jännitteen, virran, kytkentätaajuuden ja nousuajan sekä laskuajan perusteella

$$P_s = \frac{1}{2} u_{\text{DC}} I_o f_s (T_{c(\text{on})} + T_{c(\text{off})}), \quad (2.10)$$

missä f_s on kytkentätaajuus. Johtotilassa syntyvän häviötehon keskimääräinen arvo lasketaan seuraavasti

$$P_{\text{on}} = V_{\text{on}} I_o \frac{T_{\text{on}}}{T_s}, \quad (2.11)$$

missä T_s on koko kytkentäsekvenssin kytkentäaika. (Mohan et al., 2003)

3 HIILIHARJATTOMIEN KESTOMAGNEETTIMOOTTORIEN RAKENNE JA TOIMINTA

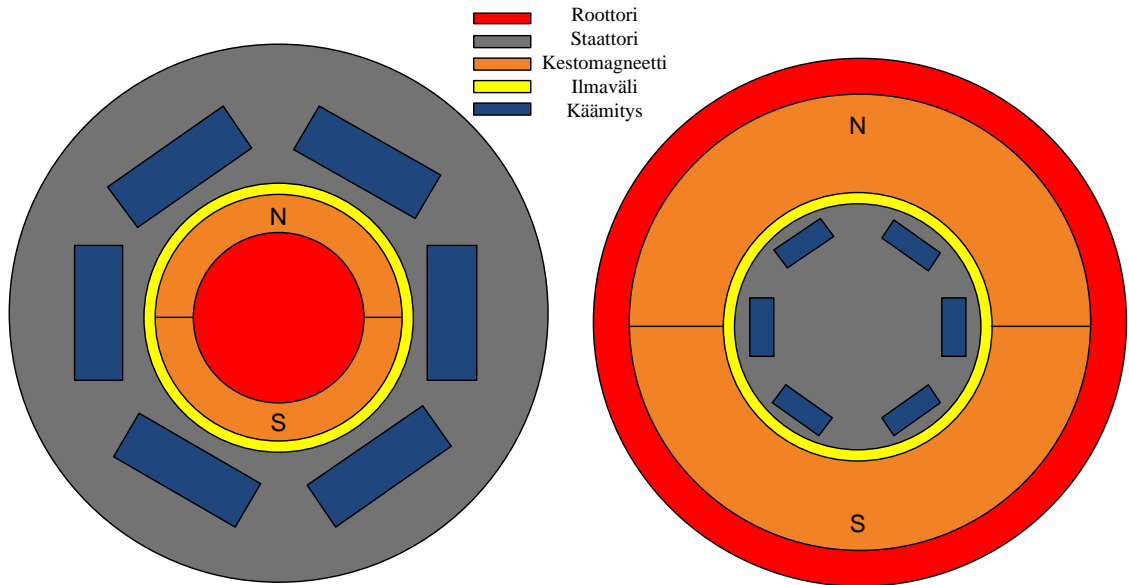
Tässä kappaleessa käydään läpi eri hiiliharjattomien kestmagneettimoottorien yleisimmät rakenteet, ominaisuudet ja niiden tyypillisimmät säätömenetelmät. PMSM:t voidaan jakaa kahteen eri luokkaan: BLDC- ja BLAC-moottoreihin. Tarkempaa ja laajempaa tietoa tässä työssä esiteltävistä moottoritekniikoista löytyy teoksista (Pyrhönen et al., 2008) ja (Hendershot & Miller, 2010)

3.1 Rakenne

Hiiliharjattomat kestmagneettimoottorit koostuvat karkeasti staattorista, roottorista, rungosta ja akselista. Kestomagneettimoottoreissa käytetään kestmagneetteja roottorin magnetoimiseen. Kestomagneetit saavat roottorin pyörimään staattorin käämitysten luoman pyörivän magneettikentän vaikutuksesta.

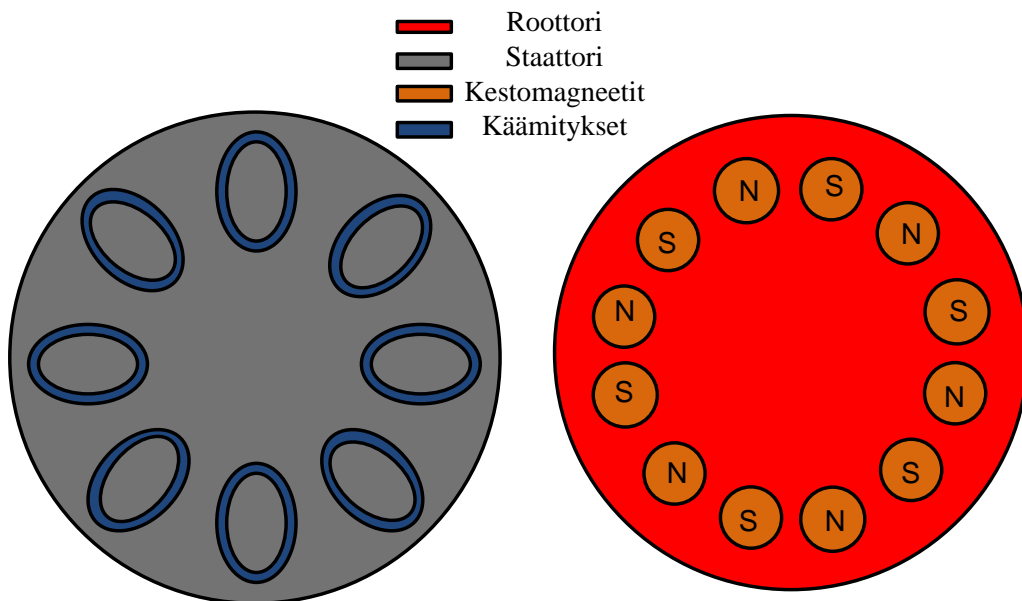
Hiiliharjattomissa tasavirtamoottoreissa kommutaatiolla tarkoitetaan staattorissa tapahtuvaa magneettikentän generointia siten, että sen vaikutuksesta kestmagnetoitu roottori pyörii. Tämä eroaa suuresti hiiliharjallisten tasavirtamoottoreiden kommutaatiosta, joka toteutetaan roottorin akselilta. Hiiliharjallisissa moottoreissa muokataan roottorin käämitysten luomaa kenttää.

Hiiliharjattomia kestmagneettimoottoreita on radiaali- ja aksiaalirakenteisina tai näiden yhdistelminä moottorin käyttökohteesta riippuen. Radiaalirakenteissa roottori pyörii Kuvan 3.1 mukaisesti joko moottorin sisä- tai ulkokehällä. Aksiaalimoottori voidaan sijoittaa esimerkiksi ajoneuvon vanteeseen tai sillä voidaan pyörittää roottoriin kiinnitettyä akselia.



Kuva 3.1. Radiaalirakenteen kaksi eri moottorityyppiä. Vasemman puoleisessa staattori on ulkokehällä ja oikeanpuoleisessa roottori on ulkokehällä.

Aksiaalirakenne eroaa radiaalirakenteesta siten, että magneettivuo kulkee akselin suuntaisesti aksiaalisesti, kun taas radiaalirakenteessa magneettivuo kulkee roottoripinnan normaalin suuntaisesti. Aksiaalirakenteessa ilmaväli on radiaalirakenteen tavoin magneettien ja käämityksen välissä. Kuvassa 3.2 sitä ei kuitenkaan ole esitetty, koska kyseessä on poikkileikkauskuva.



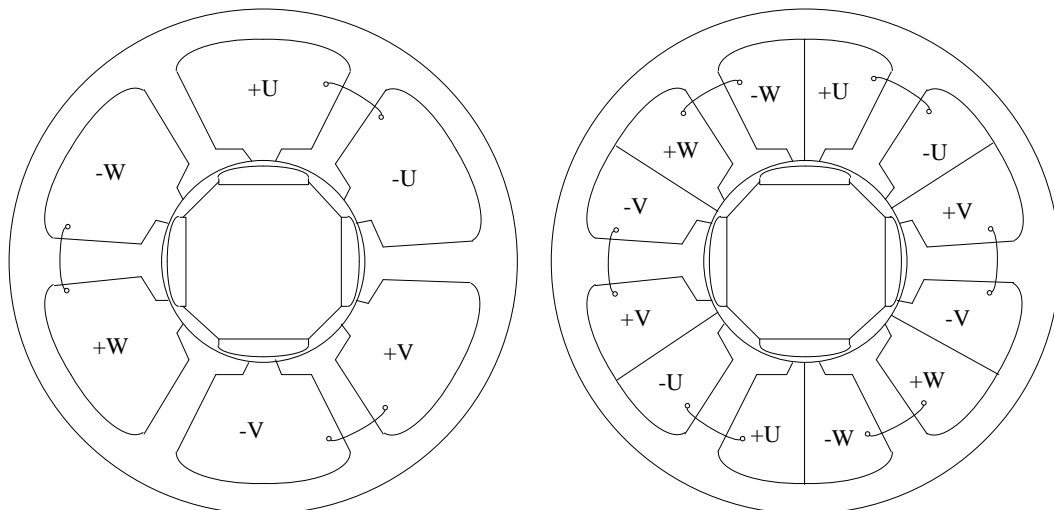
Kuva 3.2. Aksiaalirakenteinen moottori avattuna. Moottoripuoliskot asennetaan päällekkäin tai vierekkäin, magneetit ja

käämitykset vastakkain.

Kuvissa 3.1 ja 3.2 esitetyt moottorikuvat ovat vain rakenteiden havainnollistamiseen tarkoitettuja kuvia, varsinaiset moottorit eroavat muun muassa käämitysten ja magneettien sijoittelun osalta. Kuvissa ei myöskään ole esitettyä esimerkiksi moottoreiden tuuletusta, laakerointia eikä kaapelivetoja.

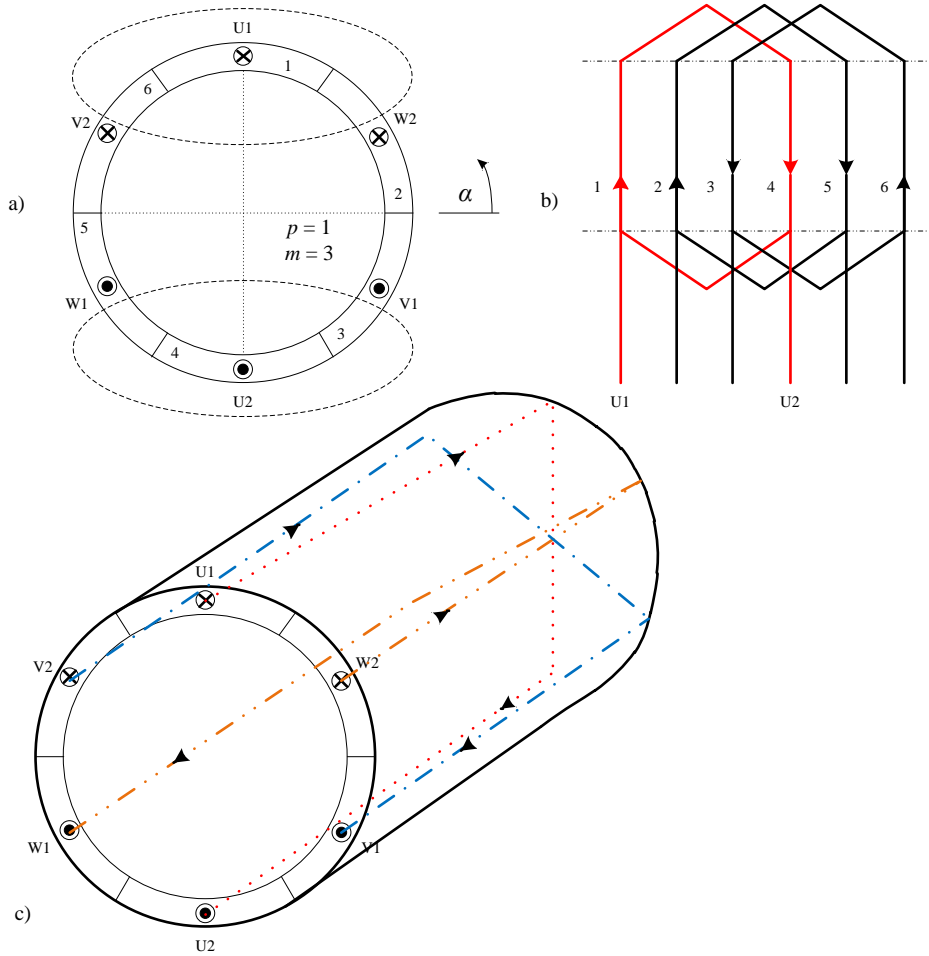
3.1.1 Staattori

Kestomagneettimoottorin staattori luo edellä mainitusti moottorin muuttuvan magneettikentän, joka on edellytys roottorin pyörimiselle. Kestomagneettimoottorin staattorin käämit on käämitetty monivaiheisesti joko kiertokenttäkäämityksellä tai napakäämityksellä. Napakäämityksessä käämit on käämitty rinnakkaisten staattorin urien välillä. Käämit luovat tällöin magneettivuon, joka muodostaa silmukan staattorihampaan, roottorin ja seuraavan/edellisen staattorihampaan ja -ikeen kautta Kuvan 3.3 mukaisesti.



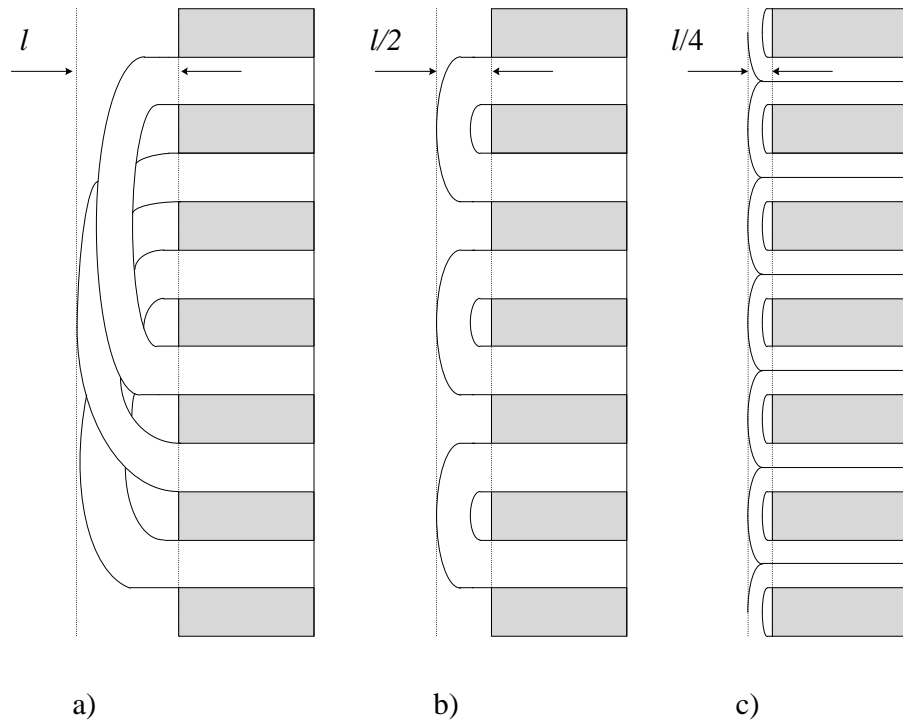
Kuva 3.3. Yksi- ja kaksikerrosnapakäämityksen ero. (Pyrhönen et al., 2008)

Kuvan 3.3 napakäämityksellisessä koneessa käämit kiertävät ainoastaan yhden staattorihampaan leveyden ja koneen pituuden muodostaman alan verran. Kiertokenttäkäämityksessä yksi kolmesta vaiheesta nimensä mukaisesti kiertää esimerkiksi Kuvan 3.4 mukaisen moottorin staattorin oikean puoleisesta ylälohkosta vastakkaiseen vasempaan alalohkoon staattorin otsapinnan kautta.



Kuva 3.4. Kiertokenttäkäämityksellisen koneen a) poikkileikkauskuva, b) staattorikehä c) virran kulku vaiheittain. (Pyrhönen et al., 2008)

Kuvassa 3.4 on esitetty kiertokenttäkäämity kone, jonka staattorirakenne on samankaltainen kuin kuvassa 3.3. Kuvista 3.4 a, b ja c huomataan, että käämitykset on kytketty siten, että jokainen käämi kiertää koko koneen. Kuvan 3.5 a ja b kohtia vertailemalla voidaan todeta, että käämitysten vyyhdenpäiden pituus on puolet yksikerrosnapakäämityksellisissä ja kaksikerrosnapakäämityksellisissä koneissa vyyhdenpäiden pituus on neljännes yksikerroskiertokenttäkoneiden vyyhdenpäiden pituuteen verrattuna. (Chong et al., 2010)



Kuva 3.5. a) Kiertokenttääämityksellisen, b) yksikerros- ja c) kaksikerrosnapakäämitysten vyyhdenpäiden pituuksien ero. (Chong et al., 2010)

Kuvan 3.5 a ja b käämityksistä aiheutuvat häviöt on koottu taulukkoon 3.1. Käämitysten häviöihin vaikuttaa vyyhdenpäiden lisäksi käämikierrosten pituus. Chong:n tutkimat käämitykset kuuluivat 1 kW:n BLAC-koneisiin. Tuloksista huomataan, että kiertokenttääämitykselliseen koneeseen kuluu kaksinkertainen määrä kuparia, joten kuparihäviötkin ovat kaksinkertaiset.

Taulukko 3.1. Kiertokenttä- ja napakäämityksellisten koneiden erot kuparihäviöiden, resistanssin ja käämien kokonaispituuden osalta. (Chong et al., 2010)

Käämitystyyppi	Yhden vaiheen käämin kokonaispituus	Kolmen vaiheen yhteisresistanssi	Kokonaiskuparihäviöt
Kiertokenttääämitys	126,9 m	15,99Ω	289 W
Napakäämitys	62,1 m	7,82 Ω	141 W

Valinta kiertokenttä- ja napakäämityksen välillä tehdään suunnitellun koneen vakoluvun perusteella, joka voidaan määrittää koneparametrien avulla

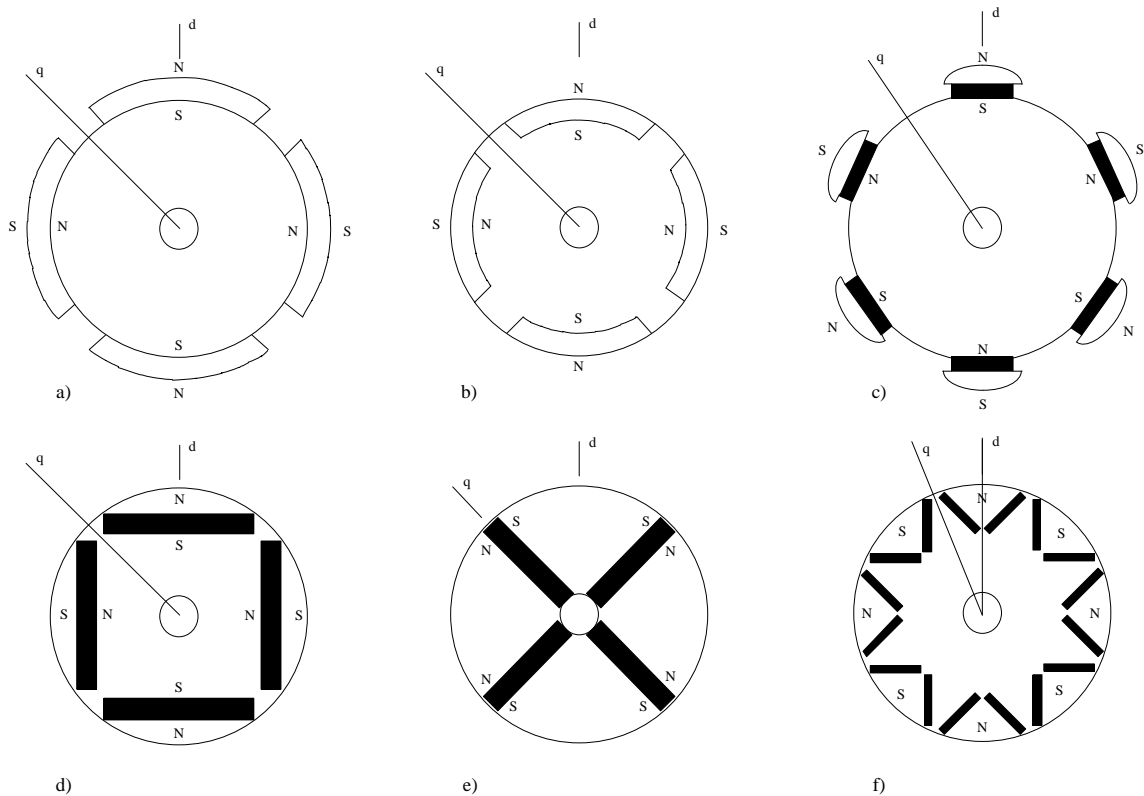
$$q = \frac{Q}{2pn}, \quad (3.1)$$

missä Q on staattorin uraluku, p napaparien lukumäärä ja n vaiheiden lukumäärä. Napapariluku tarkoittaa sitä, että kuinka monta magneettista pohjois- (N) ja etelä- (S) napaparia moottorin roottorissa on. Staattorin uraluku kertoo sen, kuinka monta käämitysuraa staattorissa on. Käytännössä vakoluku on staattorin urien lukumäärä suhteessa napapareihin ja vaiheisiin. Jos vakoluku on yhtä suuri tai suurempi kuin yksi, suositellaan käyttämään kiertokenttäkäämitystä. Jos vakoluku on alle yksi, niin silloin suositellaan käyttämään napakäämitystä, jota kutsutaan myös murtovakokäämitykseksi. (Pyrhönen et al., 2008)

3.1.2 Roottori

Kestomagneettimoottorin magneetit kiinnitetään roottoriin upottamalla roottorin sisälle tai liimaamalla roottorin pinnalle (Pyrhönen et al., 2008). Eri radiaalirakenteisia roottoreita on esitettyä kuvassa 3.7. Pinta-asennettukestomagneetti-roottori soveltuu hyvin alhaisille nopeuksille ja se pystyy tarjoamaan suuren vääntömomentin, sillä suuri osa magneettien luomasta magneetikentästä kulkee ilmapälin ja staattorin rautapiirin kautta. Suuremmilla nopeuksilla pyörrevirrat ja harmoniset aallot aiheuttavat magneeteissa häviöitä, joiden minimointi on välttämätöntä.

Asentamalla magneetit roottorin sisään niiden paksuuden verran, on moottorin induktanssi q -akselilla suurempi kuin d -akselilla. Mikäli edellä mainittujen akselien induktanssisuhde on eri suuri kuin 1, tuottaa roottori magneetikenttien vuorovaikutuksen luoman vääntömomentin lisäksi reluktanssivääntömomentin. Samainen ilmiö on havaittavissa napakenkäroottorissa. Kuvien 3.7 (d) ja 3.7 (e) mukaisissa tapauksissa magneettien efektiivinen magneettivuo ilmapälinissä on merkittävästi heikompi, sillä magneettivuo ei kierrä kokonaan ilmapälin kautta staattoriin ja takaisin, vaan se kiertää osittain suoraan roottorissa.



Kuva 3.6. Sisäkehäroottorissa a) kestopagneetit ovat roottorin pinnalla, b) kestopagneetit ovat upotettuna niiden paksuuden verran roottorin sisälle, c) napakenkäroottori, d) kestopagneetit ovat tangentialisesti upotettu roottoriin, e) magneetit ovat upotettu pinnan normaalin suuntaisesti roottoriin 90° välein, f) jokaisella roottorin navalla on kaksi kestopagneettia upotettuna V- asentoon. (Pyrhönen et al., 2008)

Asentamalla napaa kohti kaksi magneettia V-asentoon, saadaan ilmväliin huomattavasti suurempi magneettivuontiheys ja tämän seurauksena moottori pystyy tuottamaan suuremman vääntömomentin samansuuruisella staattorin magneettikentällä. Kun magneetit upotetaan roottorin sisälle, kohdistuu niihin vähemmän mekaanisia ja termisiä rasituksia. (Pyrhönen et al., 2008)

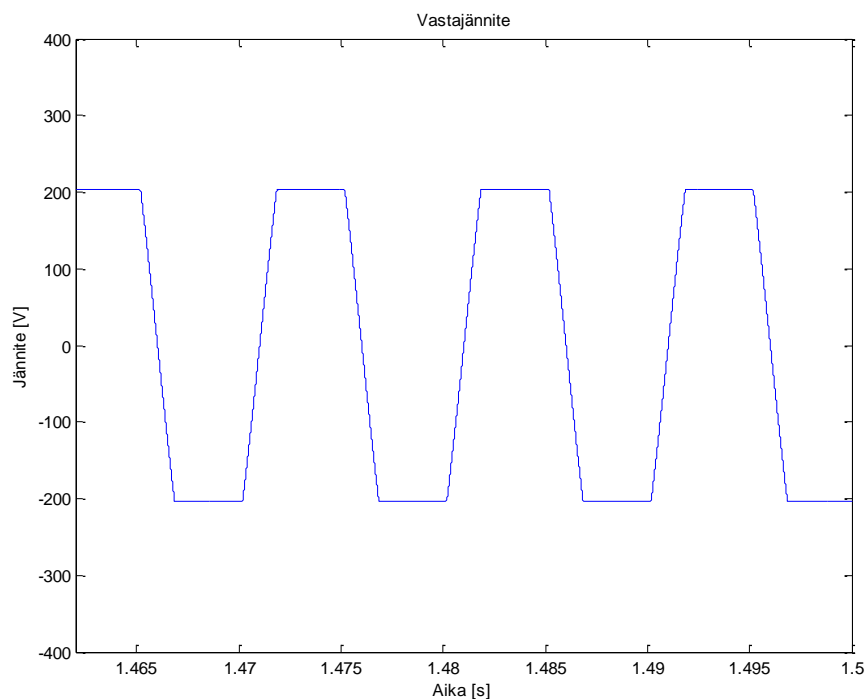
3.2 Hiiliharjaton tasavirtamoottori

BLDC-moottorit ovat pääasiassa kolmivaiheisia kuten BLAC-moottorit, mutta niissä käytetään kahta vaihetta samanaikaisesti BLAC-moottoreiden kolmen sijaan. Aktiivisten vaiheiden lukumäärä ja kommutointimenetelmät erottavat nämä kaksi tekniikkaa toisistaan.

Kun aktiivisia vaihepareja vaihdetaan, staattori synnyttää roottoria pyörittävän muuttuvan magneettikentän. Korvaamalla hiiliharjat sähköisellä kommutaatiolla, tasasähkömoottorista tulee luotettavampi ja se säteilee häiriösignaaleja ympäristöön vähemmän. (Miller, 1989)

BLDC-moottorit on käännetty napakäämityksellä, joten ne ovat poikkileikkauksina yleensä kuvien 3.3 a tai b mukaisia. BLDC-moottoreita esiintyy sekä aksiaalirakenteisina että radiaalirakenteisina. Kun BLDC-moottorin roottoria pyöritetään mekaanisesti, voidaan havaita, että vaiheiden välinen vastasähkömotorinen voima käyttäytyy Kuvan 3.7 mukaisesti.

BLDC-sähkömoottoria ohjataan Six-step-nimisellä ohjausmenetelmällä, joka on esitelty tarkemmin kappaleessa 2. BLDC-sähkömoottoreiden säätö voidaan toteuttaa mm. skalaari- ja vektorisäätö. Tämän työn simulaatioissa on käytetty edellä mainittua skalaarisäätömenetelmää, koska sen rakenne on hyvin yksinkertainen. Aiemmin esiteltyä SVM-menetelmää ei käytetä BLDC-koneilla, koska se käyttää kaikkia kolmea vaihetta staattorin magneettikentän luomiseen.



Kuva 3.7. Trapetsoidin muotoinen vastasähkömotorisen voiman käyrämuoto staattorin vaiheterminaaleista mitattuna.

3.3 Hiiliharjaton vaihtovirtamoottori

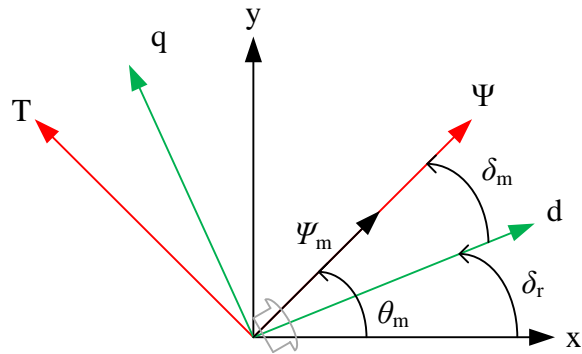
BLAC-konetyypin koneet käämitään yleensä kiertokenttäkäämityksellä, kuvan 3.4 mukaisesti. BLAC-koneita voidaan käämiä myös napakäämityksellä (Ponomarev, 2013). BLAC-koneita kutsutaan myös PMSM-koneiksi, joka on epätarkka määritelmä, sillä BLDC-koneet kuuluvat myös PMSM-määritelmään olemalla kestopagneettitahtikoneita. Tosin eroina ovat säätösignaalin ja moottorin itseinduktion jännitteen käyrämuodon lisäksi koneesta riippuen staattorin käämitykset ja roottorin rakenne.

BLAC-moottorien säätötekniikat ovat BLDC-moottorien six-step-säätöä monimutkaisempia, sillä niissä analysoidaan moottorille syötettävää vaihevirtaa ja vaihejännitettä halutun akselinopeuden ja -väännön suhteen. Kestomagneettitahtikoneita säädetään yleensä vektori- tai DTC-säädöllä (Direct Torque Control). DTC-säätömenetelmä ei kuulu tämän työn aihealueeseen, mutta DTC-säädöstä voi lukea esimerkiksi (ABB, 2007). Vektorisäädössä säädetään koneen käämivuota ja vääntömomenttia erikseen. Kiertokenttäkoneissa vääntömomenttivektori voidaan kuvata käämivuon ja virran vektoreiden ristitulona, joka voidaan ilmoittaa skalaaritulona

$$T = \frac{3}{2} |\Psi_s| |I_s| \sin \beta, \quad (3.2)$$

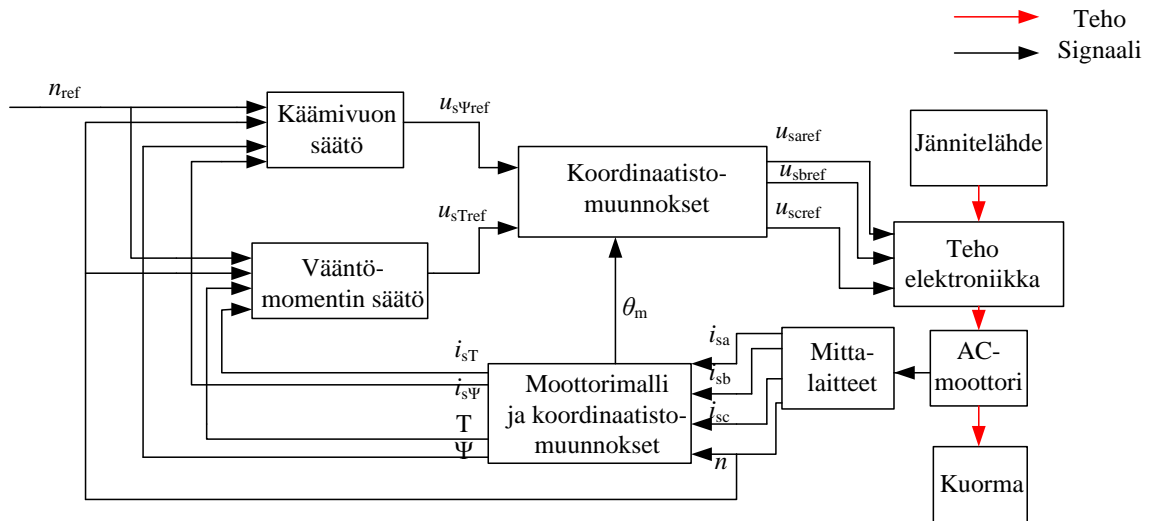
missä Ψ_s on staattorin käämivuovektori, I_s staattorin virtavektori ja β käämivuon ja virran välinen kulma. Yhtälön (3.2) mukaan moottorin tuottama vääntömomentti saa maksimiarvonsa, kun käämivuo ja virta syötetään sähköisesti 90° kulmassa toisiinsa nähden.

Nopeissa muutostilanteissa moottorille syötettävistä virroista on eroteltava käämivuota ja vääntömomenttia muuttavat virtakomponentit. Erottelu on mahdollista, kun virtakomponentit mielletään Kuvan 3.8 mukaisiksi vektoreiksi ja sidotaan eri tarkasteluakseleihin.



Kuva 3.8. AC-moottorin vektoriosoitinpiirros. (Pyrhönen, 2010)

Kuvassa 3.8 roottori on sidottu dq -akseliin, ilmavälin magneettivuo ΨT -akseliin ja xy -akseli on staattoriin sidottu. Muuttuja Ψ_m on ilmavälin magnetointivuo. δ_m on roottorin ja ilmavälin magneettivuon välinen napakulma. δ_r on roottorin ja staattorin välinen kulma. θ_m on ilmavälin magneettivuon ja staattorin välinen kulma, jota tarvitaan muun muassa Kuvan 3.9 koordinaatistomuunnoksissa.



Kuva 3.9. Vektorisäädön periaatekuva. (Pyrhönen, 2010)

Kuvan 3.9 AC-moottorilta mitatut virrat puretaan käämivuo- ja vääntömomenttikomponentteihin koordinaatistomuunnoksen ja moottorimallin avulla. Käämivuo- ja vääntömomenttivirtakomponentteihin tehdään käyttäjän toivomat muutokset säätöyksiköissä ja signaalit muutetaan jännitesignaaleiksi. Koordinaatistomuunnoksen jälkeen halutut referenssivaihejännitteet lähetetään modulaattorille. Modulaattorin

hilaohjeet syötetään hilaohjaimelle, joka asettaa kytkimet hilaohjeiden mukaisiin asentoihin, jotta vaihejännitteet ja -virrat asettuisivat lähelle referenssiarvoja.

Vektorisäätö on nykyään hyvin suosittu AC-koneiden säätötekniikka monipuolisuutensa puolesta. Vektorisäätö vaatii tarkat moottorimallin parametrit toimiakseen oikein. Esimerkiksi moottorimallin induktanssin ollessa liian suuri, virran ja käämivuon välinen kulma on yli 90°. Tämän takia moottorin tuottama vääntömomentti ei saavuta teoreettista huippuarvoaan.

3.4 Häviöt

Kestomagneettimoottorin päähäviölähteet ovat kuparihäviöt, rautahäviöt ja mekaaniset häviöt. Kuparihäviöt ovat staattorin käämitysten resistiivisen osan aiheuttamia lämpöhäviöitä, jotka saadaan ohmin lain avulla muotoon

$$P = NI^2R, \quad (3.3)$$

missä I on staattorissa kulkeva vaihevirta ja R staattorin käämityksen vaiheresistanssi. Yhden vaiheen kuluttama kuparihäviöteho skaalataan koko moottorille kertoimella N , joka on vaiheiden lukumäärä. Rautahäviöt staattorissa koostuvat hampaiden ja selän hystereesi- ja pyörrevirtahäviöistä ja ne voidaan laskea yhdistetysti

$$P_{fe} = k_{fe,y}P_{15}\hat{B}_y m_{fe,y} \left(\frac{f}{f_{15}}\right)^{\frac{3}{2}} + k_{fe,t}P_{15}\hat{B}_t m_{fe,t} \left(\frac{f}{f_{15}}\right)^{\frac{3}{2}}, \quad (3.4)$$

missä m_{fe} on sähköpeltialueen massa, \hat{B} alueen magneettivuontiheys, P_{15} ja f_{15} ovat sähköpeltivalmistajan ilmoittamia muuttujia, jotka ilmaisevat materiaalin kokonaisrautahäviöt massayksikköä kohti tietyllä vaihtovuontiheyden huippuarvolla ja taajuudella. (Vogt, 1996)

Staattoriurituksen aiheuttamat permeanssiharmoniset aiheuttavat pyörimisnopeuden funktiona magneeteille häviöitä. Pyörimisnopeuden ollessa matala, roottorin häviöt ovat niin pienet, että ne yleensä voidaan jättää huomioimatta. (Jussila, 2005)

Lisähäviöihin kuuluvat magneettivuossa esiintyvien harmonisten aaltojen aiheuttamat häviöt sekä muut häviöt, jotka eivät kuulu kupari- tai rautahäviöihin. Lisähäviöt ovat

konekohtaisia ja vaihtelevat eri käyttöolosuhteissa. Lisähäviöitä ei pystytä siis tarkalleen laskemaan, vaan ne määritellään yleensä empiirisesti määriteltyjen kertoimien avulla

$$P_{\text{lisä}} = k_{\text{lisä}} P_{\text{out}}, \quad (3.5)$$

missä $k_{\text{lisä}}$ on kone- ja tehokohtainen vakiotermin ja P_{out} on koneen lähtöteho. $k_{\text{lisä}}$ on alle 10 kW:n koneissa arvo välillä 0,03 - 0,05 ja koneissa 0,1 MW asti 0,005 – 0,01 (Gieras & Wing, 1997). Mekaaniset häviöt voidaan laskea seuraavasti

$$P_{\text{mec}} = k_p D_r (l_r + 0.6\tau_p) v_r^2, \quad (3.6)$$

missä k_p on konekohtainen vakio, D_r on roottorin halkaisija, l_r roottorin pituus, τ_p napajako ja v_r on roottorin nopeus (Pyrhönen et al., 2008).

4 SIMULOINTI JA TULOKSET

Tässä kappaleessa esitellään käytetyt simulaatiomallit ja BLDC- ja BLAC-käyttöjen väliset eroavaisuudet tehon funktiona. Simulointi toteutetaan Matlab-ympäristössä hyödyntäen Simulink-ohjelmistoa. Taulukossa 4.1 on esitettyinä simulaatioissa käytetyt lähtöparametrit.

Taulukko 4.1. Moottorin ja taajuusmuuttajan lähtöparametrit (Ponomarev, 2013) ja (Ane & Loron, 2008).

Teho	$P_{4,4} = 4,4 \text{ kW}, P_{26} = 26 \text{ kW}$
Akselinopeus	$N = 1500 \text{ rpm}$
Napapariluku	$p = 4$
Vääntömomentti	$T_{4,4} = 28 \text{ Nm}, T_{26} = 166 \text{ Nm}$
Vaiheresistanssi	$R_{4,4} = 0,25 \text{ } \Omega, R_{26} = 0,11 \text{ } \Omega$
Vaiheinduktanssi	BLAC: $L_{4,4q} = 4,1 \text{ mH}, L_{4,4d} = 4,8 \text{ mH}$, BLDC: $L_{4,4} = 5,0 \text{ mH}$ BLDC ja BLAC: $L_{26} = 2,3 \text{ mH}$
Välipiirin kondensaattorin kapasitanssi	$C_{dc} = 0,5 \text{ mF}$
Jarruvastuksen toimintaväli	$U = 580 - 600 \text{ V}$
Käyttöjännite	Kolmivaiheinen 230 VAC

4.1 Simulaatiomalli

BLDC- ja BLAC-sähkökäyttöjen simulaatiomallit koostuvat samoista moduuleista: verkosta, tasasuuntaajasta, välipiiristä, säätimestä, tehoasteesta ja moottorista. Alla esitellään lyhyesti käytetyt moduulit ja niiden mahdolliset eroavaisuudet käyttöjen välillä. Liitteessä I on esitetty kuvin simulaatiomallien eri moduulit.

4.1.1 Verkkomoduuli ja välipiiri

Verkkoa simuloidaan Kuvan L1.2 mukaisesti kolmella tähteen kytketyllä ideaalisella sinisignaalieneraattorilla ja sarjaan kytketyllä RL-piirillä. Tasasuuntaaja koostuu kuudesta diodista, jotka nimensä mukaisesti tasasuuntaavat vaihtojännitteen tasajännitteeksi.

Tasasuuntaajan jännite suodatetaan välipiirissä kondensaattorilla, jonka kapasitanssi on 0,5 mF. Välipiiriin on sisällytetty lisäksi jarruvastus, jolla pidetään välipiirin jännite toiminta-alueella. Moottorin pyöriessä on vaiheiden välillä aina jännite riippumatta virran suunnasta.

Kiihdyttäessä tehon suunta on välipiiristä moottoriin ja jarruttaessa tilanne on päinvastainen. Tämä regeneroituva teho on syötettävä verkkoon tai kulutettava jarruvastuksessa. Koska energian talteenotto ei kuulu tämän työn aihepiiriin, välipiiri on varustettu jarruvastuksella. Välipiiri on simuloitu kuvan L 1.3 mukaisella mallilla.

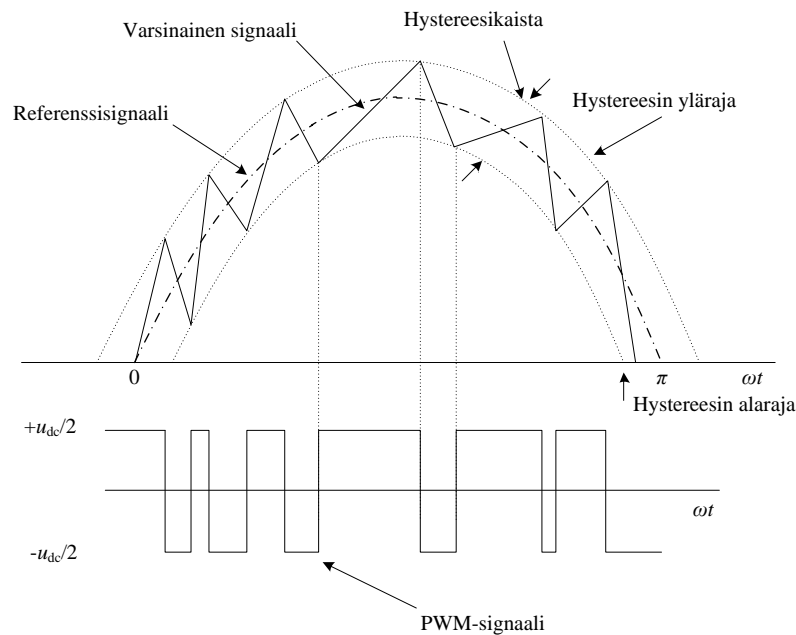
4.1.2 Säättöpiiri ja modulaattori

Molempien sähkökäyttöjen simulaatiomallien säättöpiirit ovat kaksiosaisia. Säättöpiirit koostuvat nopeus- ja virtasäätimistä.

Nopeussäädin on simulaatiomallissa toteutettu PI-säätimellä. PI-säätimelle syötetään nopeusohjeen ja varsinaisen nopeuden erotus, jota PI-säädin pyrkii lähtösignaalilla minimoimaan. Nopeussäätimen lähtösignaali skaalataan sallittujen minimi- ja maksimivääntömomenttien välille.

Nopeussäätimen lähtösignaali syötetään virtasäätimelle, jossa vääntömomenttiohje muunnetaan virtaohjeeksi ja BLDC-koneen säädössä yhdistetään Hall-sensorien tuottaman pulssisignaalin kanssa. Tämä toimenpide määrää käytännössä aktiiviset vaiheet ja vaihevirran suunnan. BLAC-koneessa virtaohje puolestaan määritetään pelkäksi q-akselin virraksi. Virtaohjetta tämän jälkeen verrataan molemmissa käytöissä vaihevirran kanssa ja niiden erosuuretta säädetään hystereesin avulla.

Hystereesisäätö perustuu siihen, että referenssisignaalin ympärille luodaan kaista, jolla varsinainen signaali saa arvonsa. PWM-signaalin ulostulon pulssisuhde riippuu täysin varsinaisen signaalin käyttäytymisestä edellä mainitun kaistan rajoihin. Kun kaistan raja ylitetään, suoritetaan kytkentä, joka saa varsinaisen signaalin siirtymään kohti toista rajaa. Kuvassa 4.1 on esitetty hystereesisäädön toimintaperiaate.



Kuva 4.1. Hystereesisäädön toimintaperiaate

Kaventamalla kuvassa 4.1 näkyvää hystereesikaistaa, varsinainen signaali seuraa referenssisignaalia pienemmällä väreellä. Tämä kuitenkin johtaa suurempaan kytkentätaajuuteen, sillä varsinainen signaali ylittää useammin hystereesirajat. Hystereesisäädön ja kytkentäsäätöjen avulla saadaan luotua kolmivaiheinen kuuden kytkimen ohjaussignaali.

Kuvassa L1.5 on esitelty BLDC-mallin edellä esiteltyt nopeus- ja virtasäätimet. Hystereesisäätöön perustuvat mallit valittiin siksi, että niiden rakenne on hyvin yksinkertainen ja niiden muokkaaminen on siten hyvin helppoa. Lisäksi valitut mallit ovat ainoat samantyyppiset BLDC- ja BLAC-tekniikoiden välillä, joten BLDC-tekniikan aiheuttamat eroavaisuudet ovat selvemmin nähtävissä. Hystereesisäätö aiheuttaa toimintaperiaatteen takia joko suuren väreiden tai suuren kytkentätaajuuden. Molemmat vaikutukset eivät ole haluttuja ja kompromissiin näiden kahden välillä on tyydyttävä hystereesimenetelmän kanssa.

4.1.3 Tehoaste ja moottori

Tehoaste koostuu kuudesta IGBT-kytkinkomponentista, joilla muokataan välipiirin tasajännitettä ohjaussignaalien mukaisesti ja lopuksi luotu jännitepulssi syötetään

moottorille.

Moottoreina käytetään Simulink:n valmiita kestopagneettitahtikonemalleja, joille täytyy syöttää seuraavat moottoriparametrit: vaiheresistanssi ja $-$ induktanssi, käämivuon voimakkuus, napapariluku, roottorin symmetrisyys d- ja q-akseleiden suhteen, inertia ja vaimennuskerroin. Lisäksi vastasähkömotorisen voiman käyrämuoto määritellään tässä lohossa. Kuvassa L1.4 on esitettyä edellä mainitut säätö-, kytkin- ja moottorimoduulit.

Moottoreilta saadaan seuraavat tiedot analysoitavaksi: vaihevirratt, sähköinen vääntömomentti, akselikulma, akselinopeus, nopeus- ja vääntömomenttiohje sekä vastasähkömotorinen voima. Välipiirilohkosta saadaan seuraavat tiedot: tasasuuntaajan lähtövirta, välipiirin jännite ja välipiirin lähtövirta. Moottorilta ja välipiiristä saatujen tietojen käsittelylohko on esitetty kuvassa L1.6.

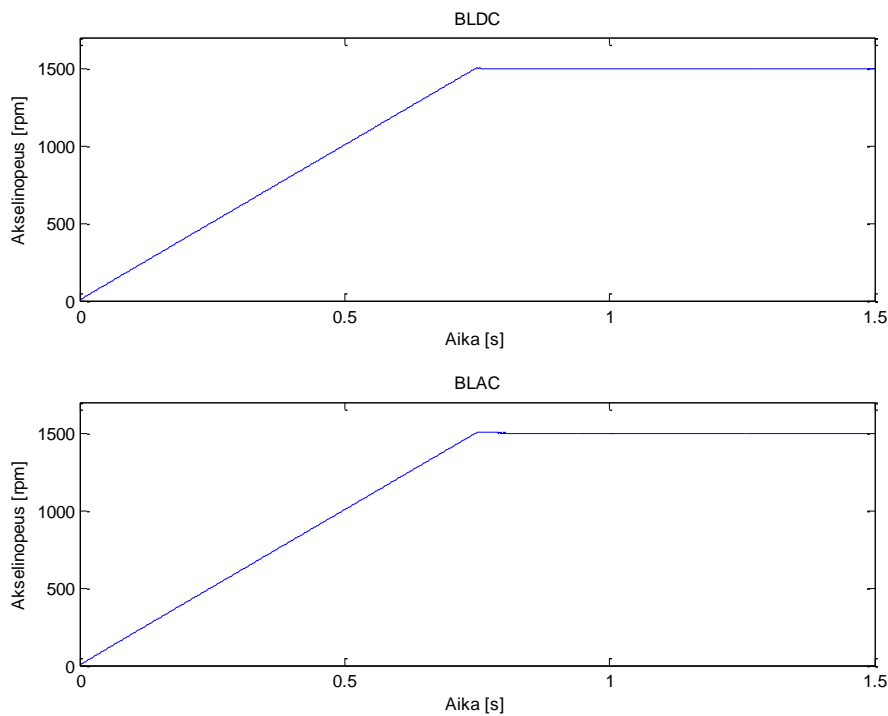
IGBT- ja moottori-mallit ottavat huomioon vain johtotilan häviöt, sillä IGBT-komponenteille määritellään vain johtavuustilan resistanssi eikä kytkentähäviöitä oteta lohkojen sisällä huomioon. Moottorimalleissa oletetaan, ettei moottoreissa esiinny rautaosien saturoitumista staattorissa tai roottorissa.

4.2 Simulaatiotulokset

Simulaatioissa keskityttiin vertailemaan kokonaishyötysuhteita, vääntömomentin amplitudien ja väreiden lisäksi virtaa ja nopeuskäyrää. Näiden avulla saadaan hahmoteltua, miten BLDC-tekniikka skaalautuu tehon funktiona. Simulaatiotulokset koostuvat kahdesta erillisestä simulaatiosta, joista toinen tehdään 4,4 kW ja toinen 26 kW:n sähkökäytöllä. Yli 26kW:n tehoisten kestopagneettimoottoreiden parametreja ei diplomityön tekohetkellä löytynyt, joten BLDC-tekniikan skaalautuvuutta tehon suhteen ei voitu tämän tehotason jälkeen simuloida. Käytännössä laajemman tehoalueen skaalautuvuutta varten olisi joutunut suunnittelemaan jokaisen tehotason moottorin erikseen analyttisesti ja mallintamaan FEM-laskentaohjelmalla. Moottorisuunnittelu ei kuulu työn aihepiiriin, joten tehoaluetta jouduttiin rajaamaan.

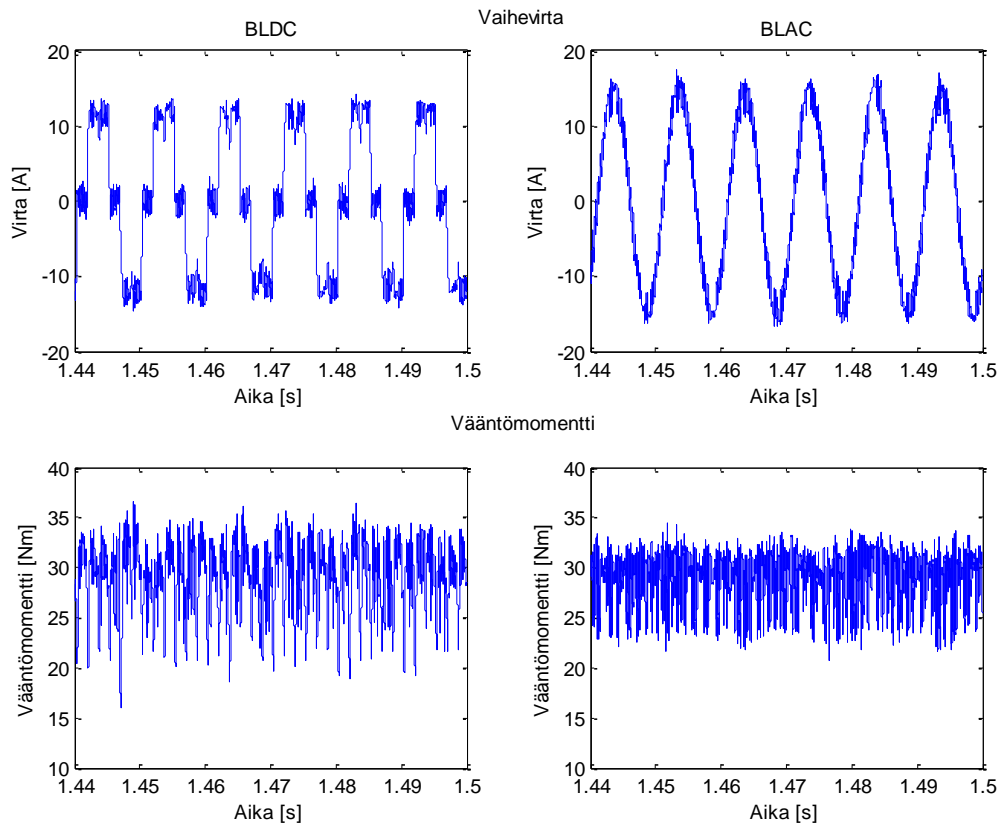
Ensimmäisessä simulaatiossa käytetään Yaskawa motors:n SGMGV-44D3A61 AC

servomoottoria mallin pohjana, jonka moottoriparametrit ovat talukossa 4.1. Valintaan vaikutti sopiva teholuokka ja moottoriparametrien saatavuus. Moottoria käytettiin myös BLDC-käytössä, koska moottori on teknisesti soveltuva tähän käyttöön. Simulaatiot suoritettiin siten, että moottori kiihdytettiin nimellinopeuteen, jonka jälkeen 1 s kohdalla moottorille annettiin nimellisvääntömomentin suuruinen nimellisvääntömomentin suuruinen kuormaisu. 1,5 sekunnin simulaatioaika on valittu siten, että jatkuvuustilaa päästään tarkkailemaan tarpeeksi pitkällä aikavälillä. Kuvassa 4.2 on esitettyä akselinopeuksien käyrämuodot ajan suhteen.



Kuva 4.2. 4.4kW:n sähkökäyttöjen akselinopeuden käyttäytyminen kiihdytyksessä ja kuormitustilanteessa ajan suhteen.

Kuvasta 4.2 nähdään, että molemmat tekniikat pysyvät nimellinopeudessa kuormaiskun lisäämisen jälkeen. Kuvaan 4.3 on koottu vaihevirrät ja moottorin tuottama sähköinen vääntömomentti.



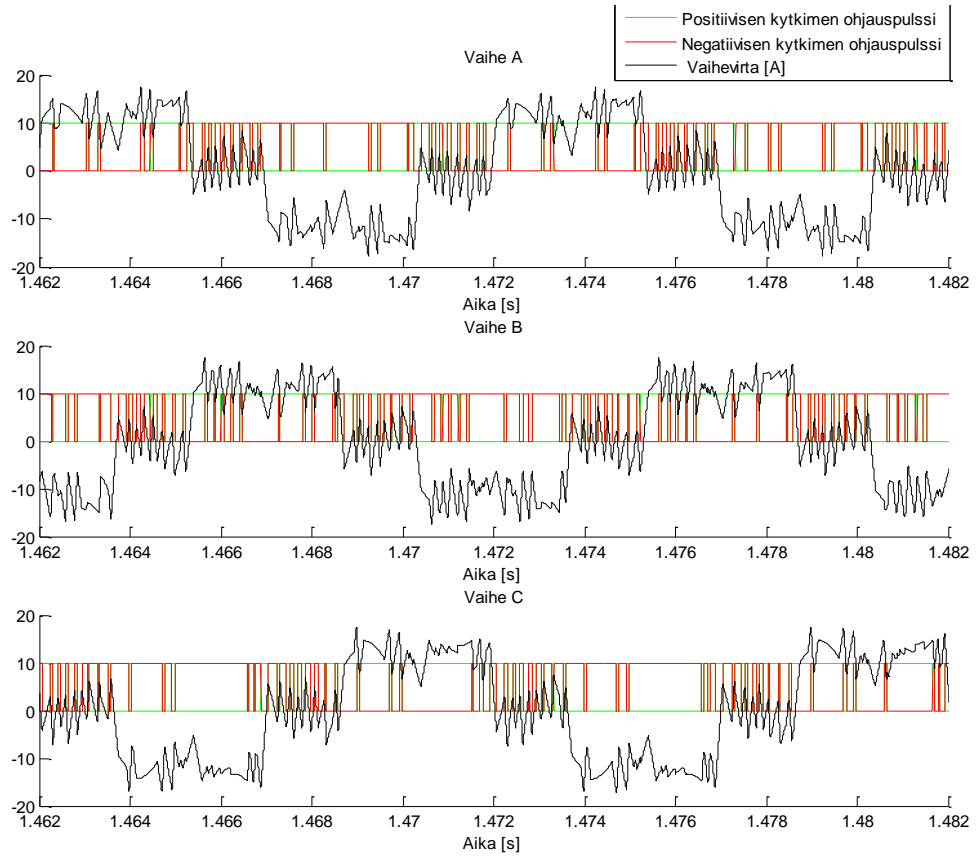
Kuva 4.3. BLDC- ja BLAC-käyttöjen vaihevirit ja sähköiset vääntömomentit ajan suhteen jatkuvuustilassa.

Kuvasta 4.3 voidaan nähdä, että BLDC-moottori käyttää huippuarvoltaan vähemmän virtaa toimiakseen nimellispisteessä kuin BLAC. BLDC-malli käyttää 4.4 kW:n simulaatiossa tehollisarvoltaan 9,7 A virtaa ja BLAC-malli 10,60 A. Pienemmän virran tehollisarvon ansiosta BLDC:llä 0,85 prosenttiyksikköä korkeampi kokonaissysteemin hyötysuhde kuin BLAC:lla.

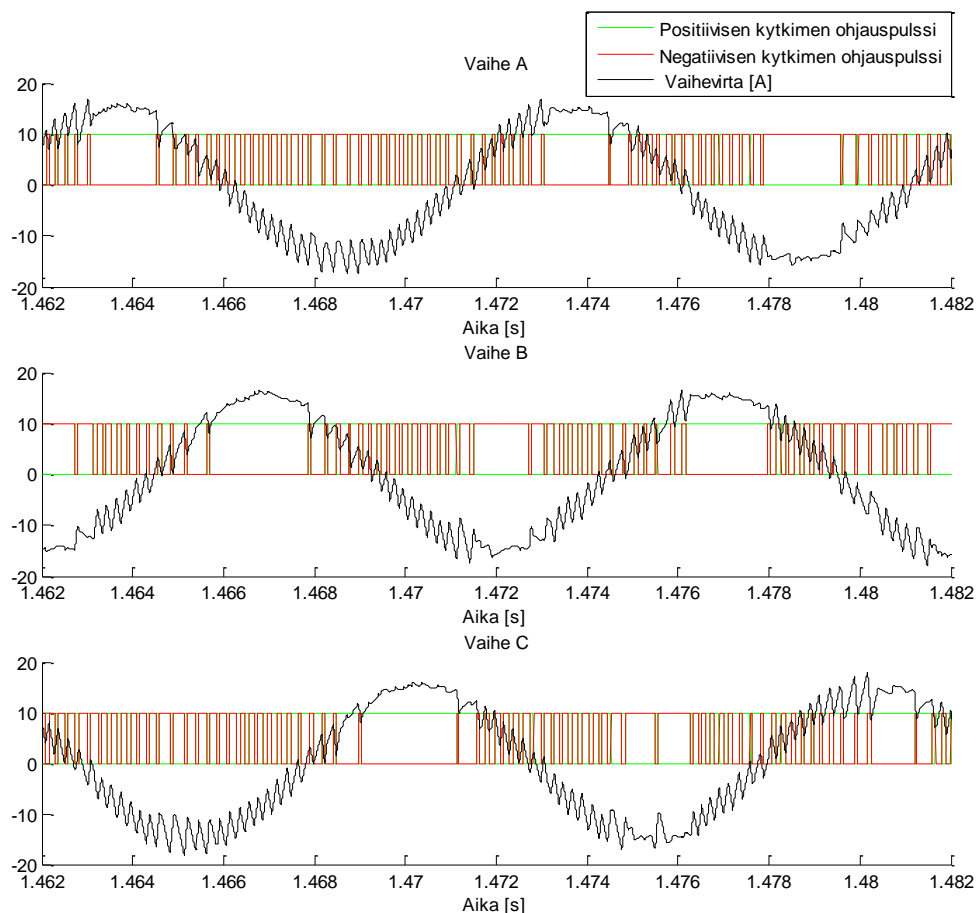
Sähköinen vääntömomentti on tässä vertailussa mekaanista vääntömomenttia parempi tarkastelukohte, sillä varsinaista kuormaa ei ole tehtävänannossa määritetty. Jokaisella kuormalla on yksilöllinen inertia ja vaimennuskerroin, jotka suodattavat sähköistä vääntömomenttia eri tavoin, joten varsinaista käyttökohdetta ei voida lähtötietojen perusteella simuloida.

Kuvissa 4.4 ja 4.5 on esitettyä moottorin vaihevirit ja ohjauspulssit sekä positiiviselle, että negatiiviselle kytkimelle kahden aallonpituuden ajalta. Kuvasta 4.4 voidaan nähdä

taulukon 3.2 mukainen kytkentäsekvenssi, jossa jokainen vaihe on yhden aallonpituuden tai 360° aikana kaksi kertaa negatiivinen, kaksi kertaa positiivinen ja kaksi kertaa johtamattomuustilassa. Edellä mainittu johtamattomuustila on toteutettu nopeasti kytkemällä kytkimiä siten, että vaihevirran keskiarvo on mahdollisimman lähellä nollaa.

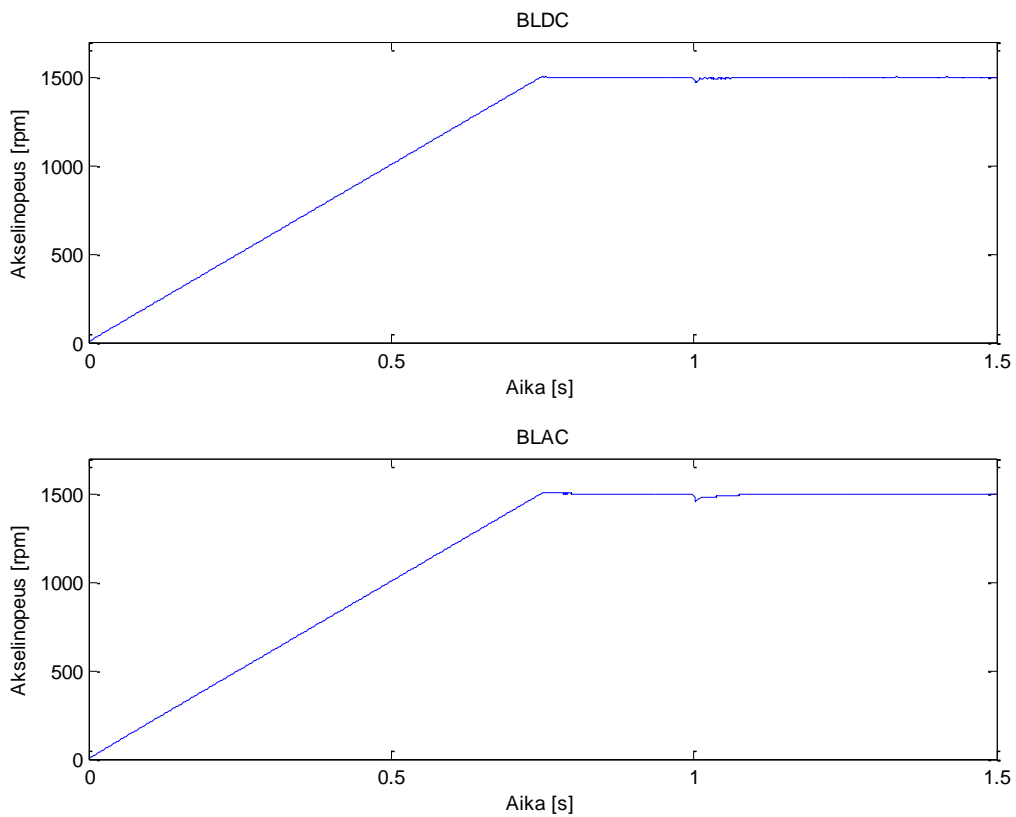


Kuva 4.4. 4,4 kW:n BLDC-moottorin vaiheiden virrat ja ohjauspulssit ajan suhteen.



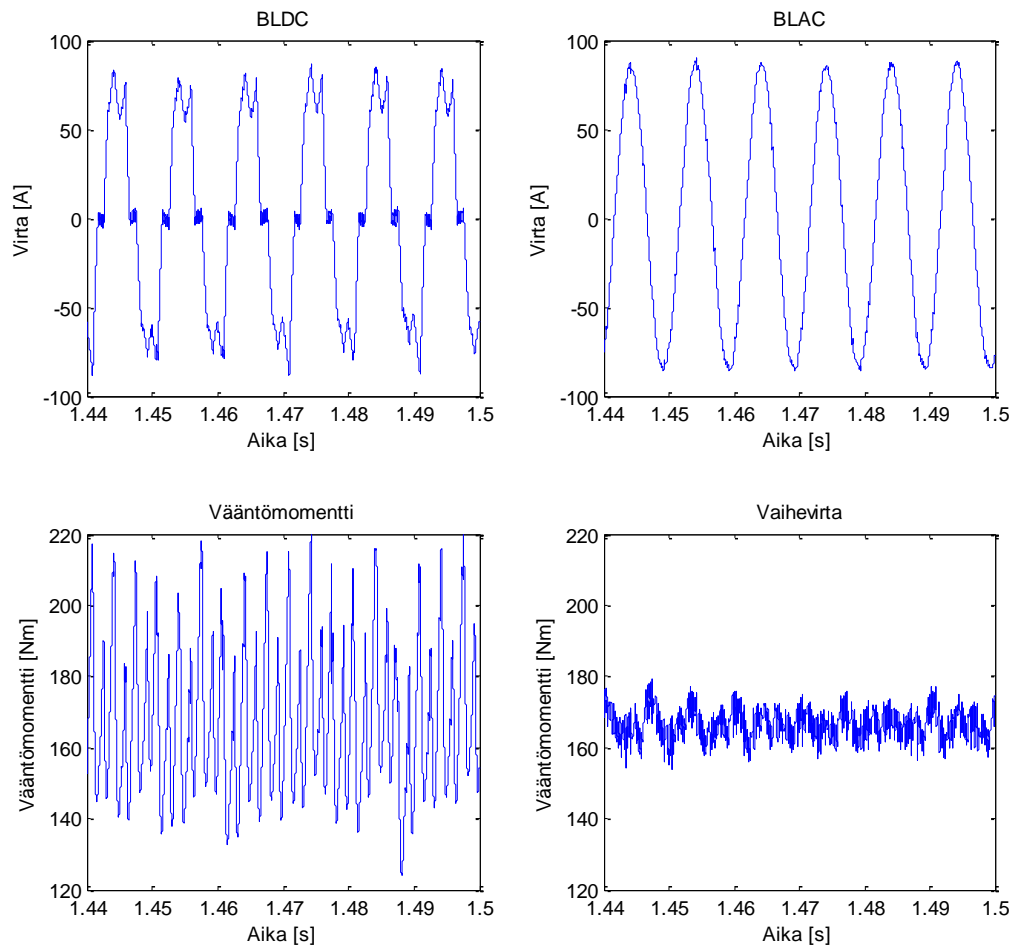
Kuva 4.5. 4,4 kW:n BLAC-moottorin vaiheiden virrat ja ohjauspulssit ajan suhteen.

Referenssinä BLDC:lle on BLAC:n simulaatiosta tilanne kuvassa 4.5, josta nähdään, että BLAC:lla on suurempi kytkentätaajuus. Kuvassa 4.6 on 4,4 kW simulaatiota vastaava 26 kW:n sähkökäyttöjen nopeusprofiilien käyrämuodot. Kuvasta huomataan, että kuormaiskun kohdalla askelinopeuksissa pienet väreet, joista molemmat sähkökäytöt palautuvat nopeasti.



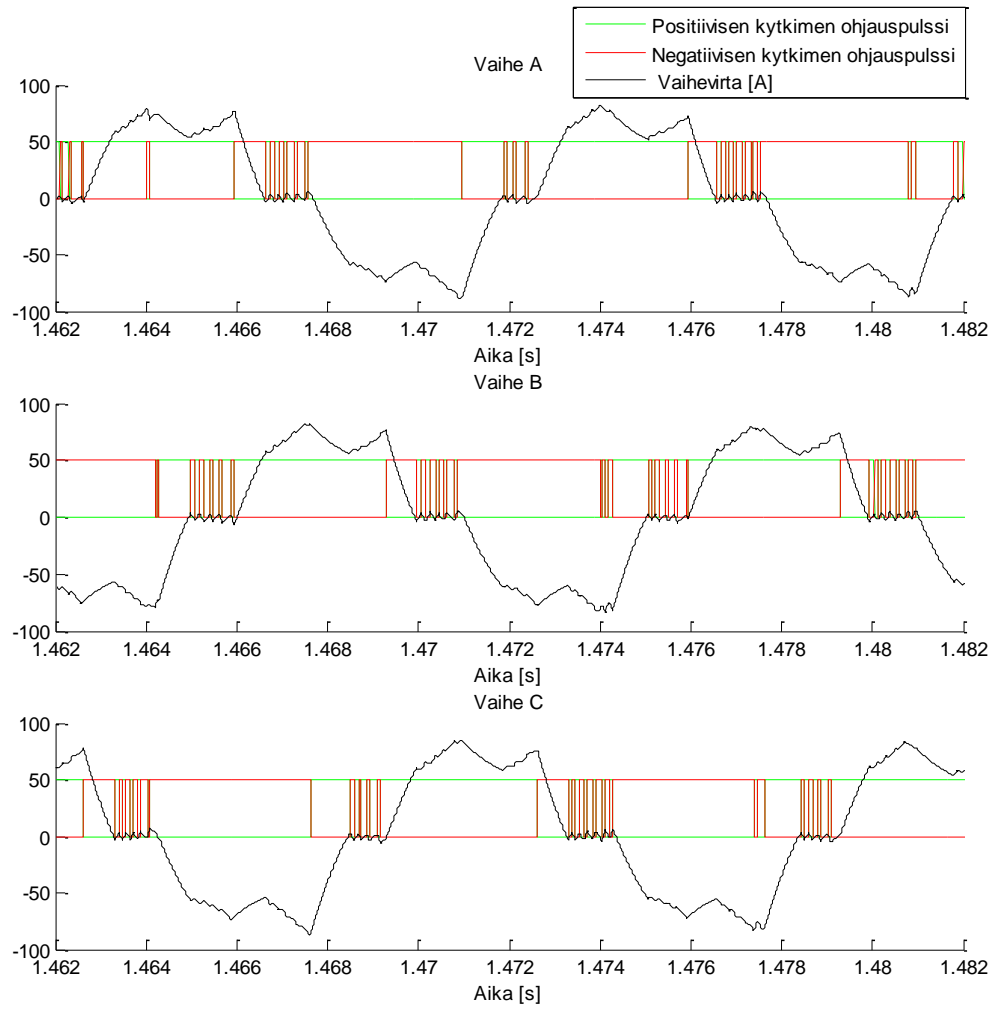
Kuva 4.6. 26 kW:n sähkökäyttöjen akselinopeuden käyttäytyminen kiihdytyksessä ja kuormitusilanteessa ajan suhteen.

Kuvassa 4.7 on esitettyä 26 kW:n simulaation vaihevirtojen ja vääntömomenttien käyrämuodot. Käyrämuodot eroavat 4,4 kW simulaation vastaavista käyrämuodoista luonnollisesti amplitudin puolesta, mutta lisäksi BLDC- ja BLAC-käytön välillä aiemmin huomattu sähköisten vääntömomenttien väre-ero on kasvanut huomattavasti vaikka hystereesirajat on samat. Kasvanut vääntömomenttien väre-ero johtuu äärellisestä virran muutosnopeudesta. BLDC:n aktiivisten vaiheiden vaihtuessa virta laskee ja nousee vakio nopeudella, tämä johtaa suurempaan vääntömomentin väreeseen. Samainen ilmiö on näkyvissä 4,4 kW simulaatitulosissa, mutta pienemmällä virralla vaikutus on vähäisempi. Koska ilmiö johtuu Six-step-ohjausperiaatteesta, sitä ei voida pienentää tai kompensoida nykyisillä metodeilla.

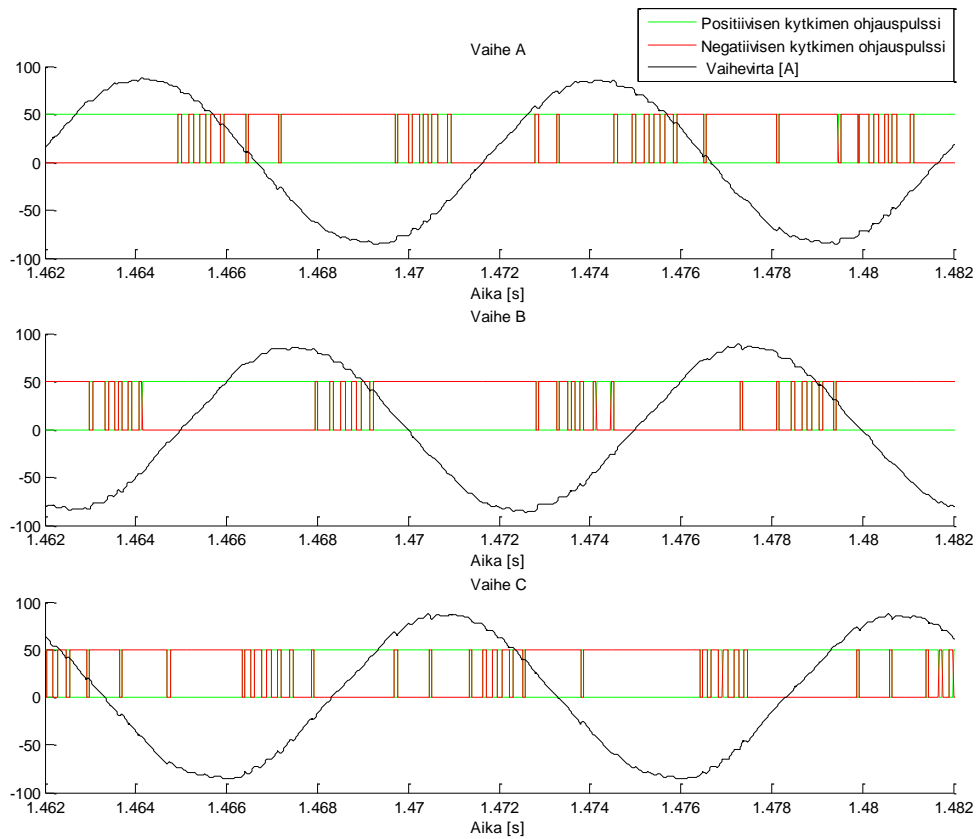


Kuva 4.7. BLDC- ja BLAC-käyttöjen vaihevirrat ja sähköiset vääntömomentit ajan suhteen jatkuvuustilassa.

BLDC-malli käyttää 26 kW:n simulaatiossa tehollisarvoltaan 53,30 A virtaa, kun BLAC-malli puolestaan käyttää 60,53 A. Kuvissa 4.8 ja 4.9 on esitettyä 26 kW:n simulaatiokuva BLDC- ja BLAC-käytön vaihevirroista ja vaiheiden kytkinten ohjauspulseista.



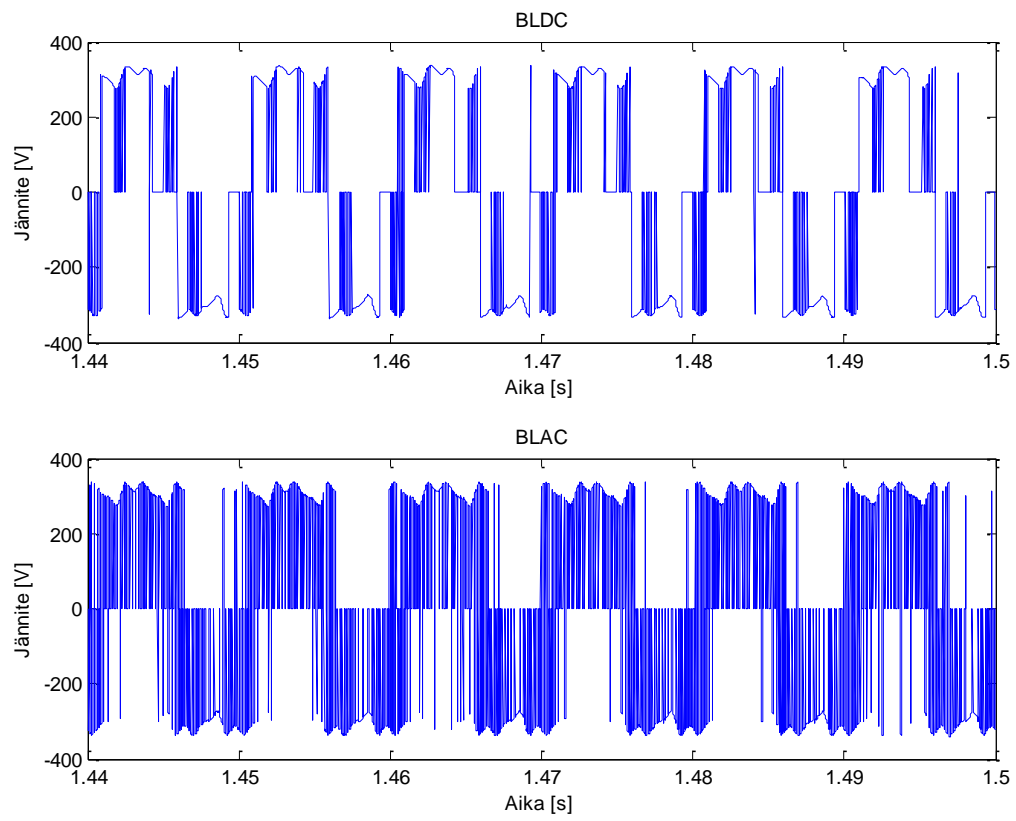
Kuva 4.8. 26 kW:n BLDC-moottorin vaiheiden virrat ja ohjauspulssit ajan suhteen.



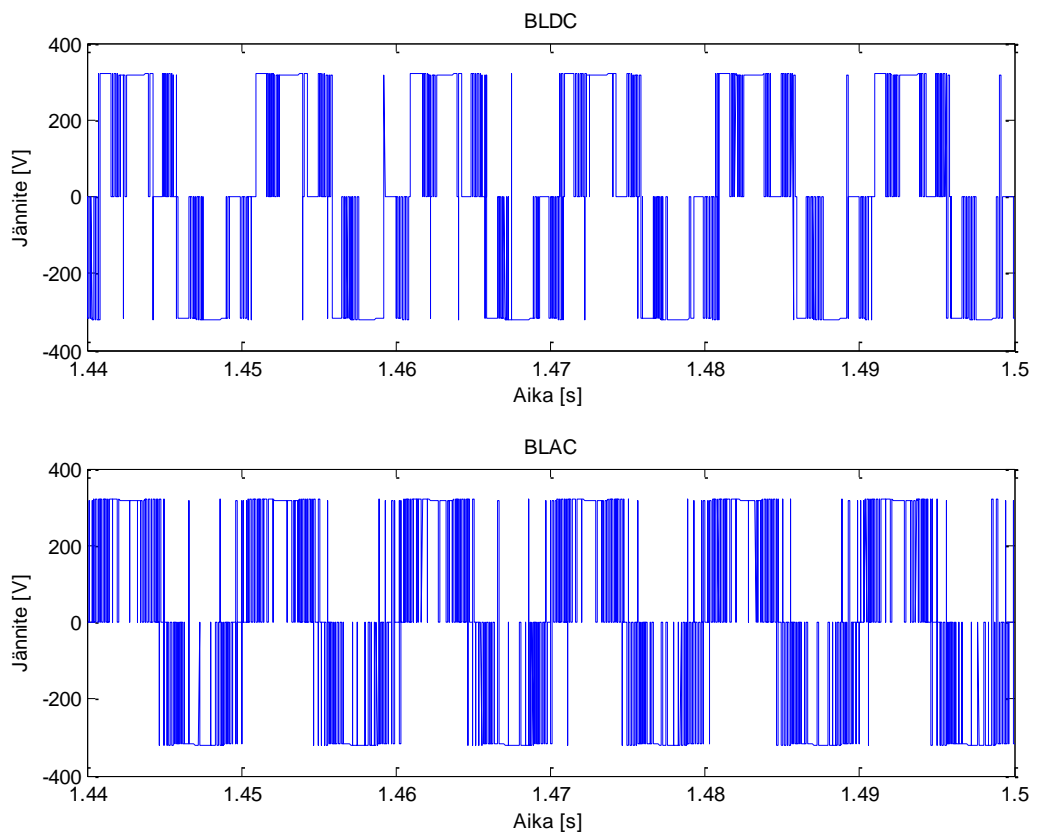
Kuva 4.9. 26 kW:n BLAC-moottorin vaiheiden virrat ja ohjauspulssit ajan suhteen.

Kuvista 4.8 ja 4.9 nähdään, että BLDC- ja BLAC-käyttöjä säädetään samoilla hystereesirajoilla kuin 4,4 kW:n tehotason simulaatioissa.

Viimeisenä tarkastelukohteena on moottorille syötettävät vaihejännitteet. 26 kW:n simulaatioiden pääjännitteet on esitetty kuvassa 4.10 ja 4.11, josta vahvistetaan jo aiemmin mainittu keskimääräisten kytkentätaajuuksien ero modulointitekniikoiden välillä. Käyrämuotojen amplitudien väre johtuu välipiirin jännitteen väreestä. Välipiirin jännitteen värettä voidaan pienentää kasvattamalla välipiirin kapasitanssia tai nostamalla kytkentätaajuutta. Molemmilla toimenpiteillä on ei-haluttuja vaikutuksia: suurempi kapasitanssinen kondensaattori maksaa enemmän ja kytkentätaajuuden nosto puolestaan lisää muun muassa kytkinten kytkentähäviöitä.

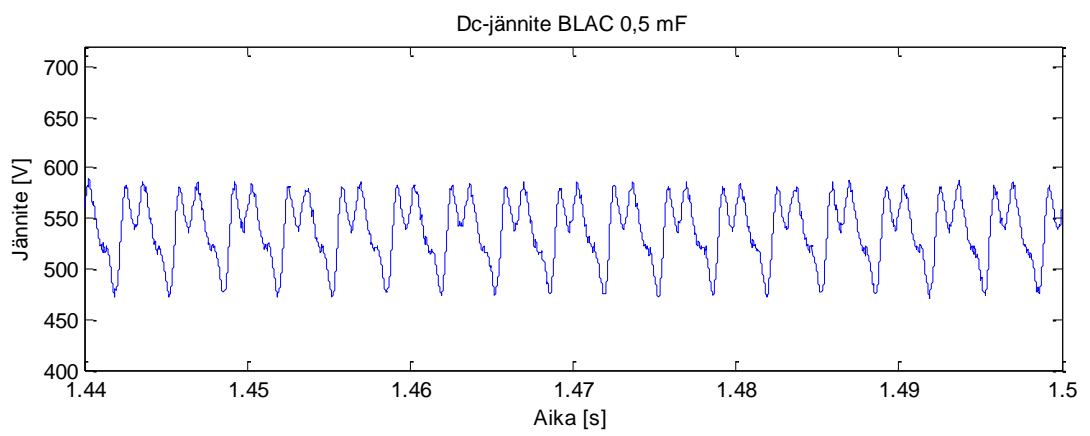
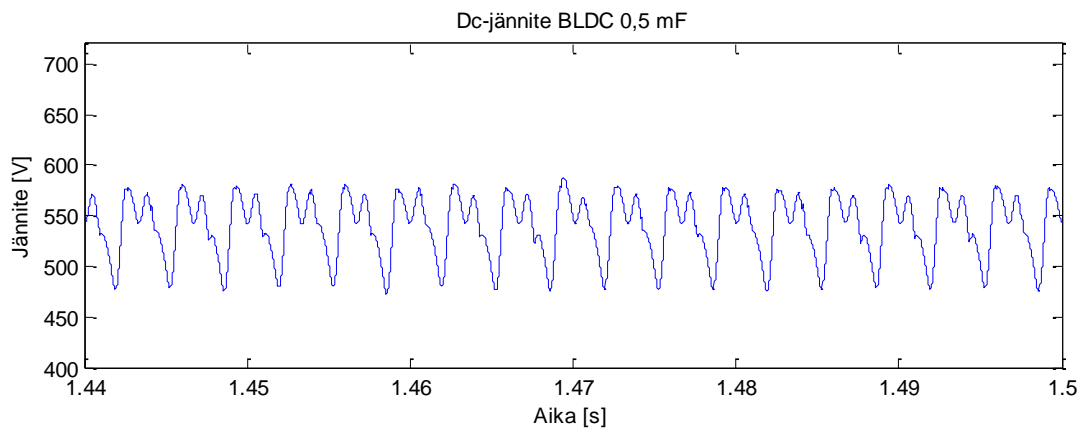


Kuva 4.10. Jatkuvuustilan pääjännitteiden käyrämuodot ajan suhteen, kun välipiirin kapasitanssi on 0.5 mF.

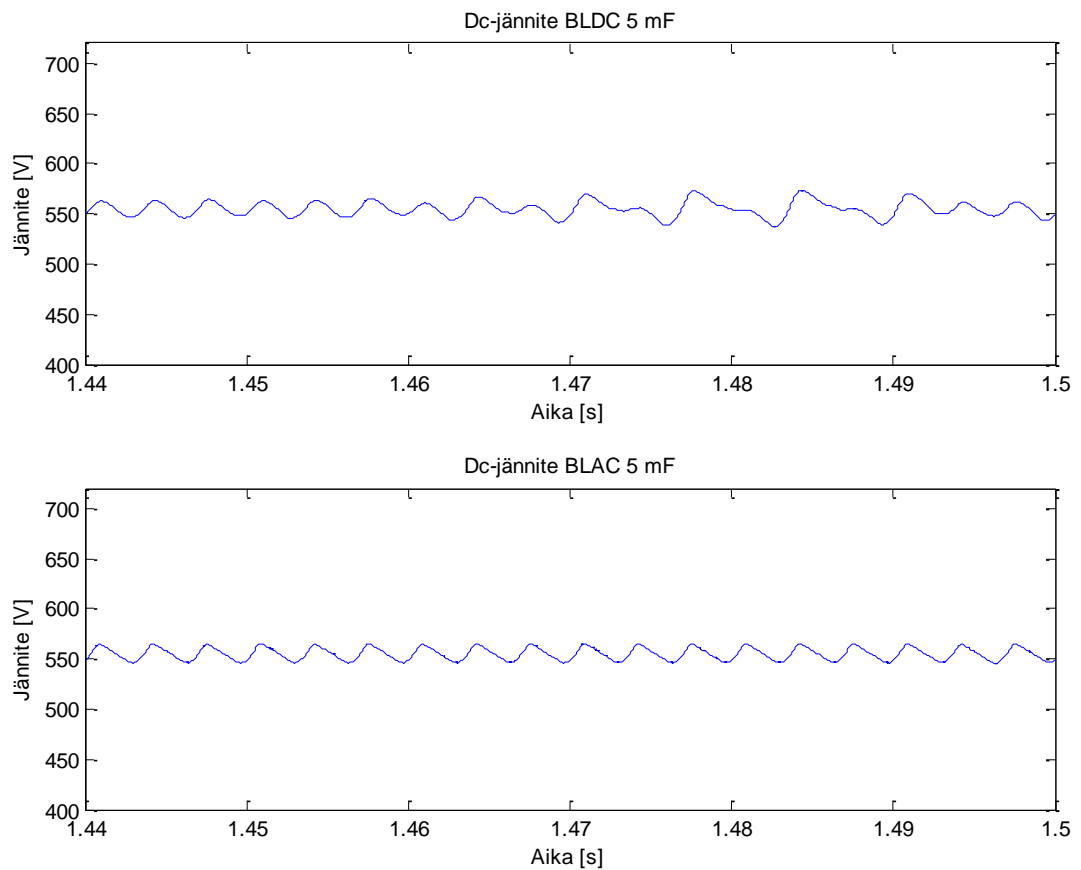


Kuva 4.11. Jatkuvuustilan pääjännitteiden käyrämuodot ajan suhteen, kun välipiirin kapasitanssi on 5 mF.

Kuvat 4.12 ja 4.13 vahvistavat aiemmin mainitun välipiirin jännitteen väreen suhteen välipiirin kapasitanssin välillä.



Kuva 4.12. Välipiirin jännitteen käyrämuoto kun kapasitanssi on 0,5 mF.



Kuva 4.13. Välipiirin jännitteen käyrämuoto kun kapasitanssi on 5 mF.

Kuvien 4.12 osoittama välipiirin jännitteen väre on hyvin suuri. Kymmenkertaistamalla välipiirin kapasitanssin väre tasoittuu sallittavalle tasolle. Kuvia 4.12 ja 4.13 vertailemalla huomataan, ettei tekniikoiden välillä ole juuri eroa välipiirin jännitteen käyrämuodoissa, kun välipiirin kapasitanssi on sama. Vertailussa tehotaso oli 26 kW, sillä 4.4 kW tehotasolla välipiirin jännitteen käyrämuodot olivat yhtenevät BLDC- ja BLAC-tekniikoiden välillä.

Simulaatioista saadut tulokset ovat kerätty taulukkoon 4.2. Saadut tulokset eivät kuvasta käytännön tilannetta tarkasti vaan ovat enemmän suuntaa-antavia, sillä käytetyt simulaatiomallit huomioivat vain moottorin kupari- ja taajuusmuuttajan johtotilanhäviöt.

Taulukko 4.2. Simulaatioista saadut tulokset

	BLDC 4,4 kW/ 26 kW	BLAC 4,4 kW/ 26 kW
Ottoteho [W]	4627 / 27179	4646 / 27454
Antoteho [W]	4560 / 26327	4539 / 26130
Hyötysuhde [%]	98,55 / 96,87	97,70 / 95,18
Syöttövirta [A]	13,85 / 64,70	13,86 / 66,23
Vääntömomentti [Nm]	29,03 / 167,64	28,90 / 166,35

Vaikka kytkentähäviöitä ei ole malleissa otettu huomioon, niiden suuruutta BLAC- ja BLDC-tekniikoiden välillä voidaan approksimoida. Kuvien 4.8 ja 4.9 perusteella voidaan sano, että BLDC:llä on todennäköisesti pienemmät kytkentähäviöt, sillä sen kytkimet kytkevät ainoastaan kahta vaihetta suurilla virroilla. BLAC:n kytkimet puolestaan kytkevät kaikkia kolmea vaihetta sekä pienillä että suurilla virroilla. BLDC:n passiivinen vaihe kytkee myös, mutta vain hyvin pienillä virroilla, joten sen vaikutus kytkentähäviöihin on pieni.

Koska virralla on staattorin käämien induktanssin takia äärellinen muuttumisnopeus, ideaalinen kanttiaalto muuntuu trapetsoidin muotoiseksi. Kuvia 4.4 ja 4.8 vertailemalla nähdään, että virran kasvaessa vaiheen johtotilan pituus maksimi amplitudilla lyhenee, sillä virralla kestää kauemmin nousta/laskea.

Malleissa käytetty hystereesisäätömenetelmä on suorituskyvyltään kelvollinen, sillä BLAC:n virran väre on pieni ja BLDC:n virran väre johtuu liian pienestä virran muutosnopeudesta. Hystereesisäädön eduksi voidaan mainita sen rakenteen yksinkertaisuus ja muokattavuus. Haittapuolena hystereesisäätö kytkee suurella kytkentätaajuudella. Koska malleissa on käytetty samantyyppistä säätömenetelmää, moottoreiden ja kommutointien erot heijastuvat suoraan tuloksiin.

5 BLDC-MOOTTOREIDEN TULEVAISUUDEN MARKKINAT

Tässä kappaleessa esitellään BLDC-moottoreiden yleistymistä nopeuttavat ja hidastavat tekijät. Lisäksi aiemmin mainitut BLDC-tekniikan hyvät ja huonot ominaisuudet käydään läpi tiivistetysti.

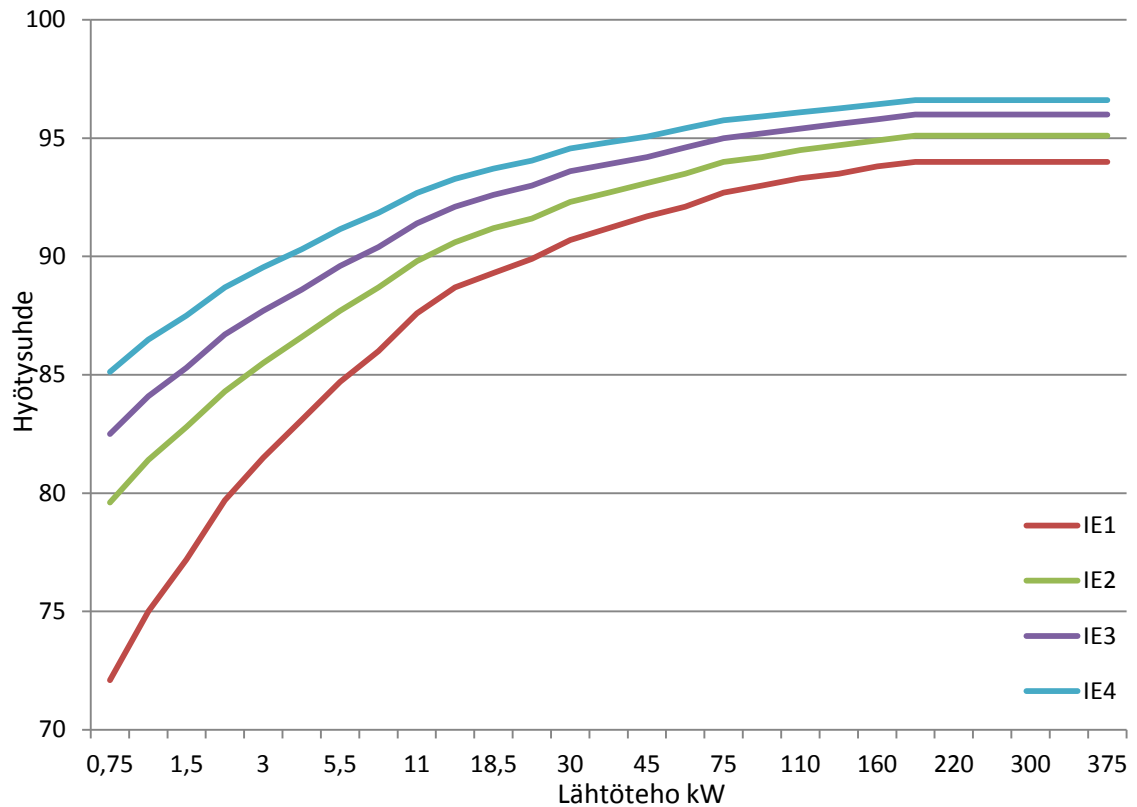
BLDC-tekniikkaa käytetään akkukäyttöisinä tai verkkokäyttöisinä. Verkosta ajettavat sähkökäytöt ovat prosessiteollisuuteen tai ilmanvaihtoon liittyvissä kohteissa, joissa akut ovat tarpeeton investointi. 10 kW tehotason jälkeen verkosta ajettavissa käytöissä induktiokonetekniikka on kestopagneettitekniikkaa yleisempi, sillä se on kustannustehokkaampi (Miller, 1989).

Nykyään kestopagneettikäytöt ovat suuresti yleistyneet kestopagneettien arvon kasvusta huolimatta. Kestopagneettikoneiden tehotiheys ja hyötysuhde ovat tärkeitä tekijöitä tässä muutoksessa. Lisäksi alati tiukkenevat standardit saavat moottorivalmistajat etsimään entistä energiatehokkaampia tekniikoita. Tästä esimerkkinä BLDC-tekniikkaa käyttävä 12 kW kammiopuhallin, joka on puhallinvalmistajan Epm-papst:n lanseeraama tuote.

5.1 Yleistymistä nopeuttavat ja hidastavat tekijät

Moottoritekniikoiden kehityksen motivaattorina toimii yleensä yritysten välinen kilpailu asiakkaista. Toisena motivaattorina toimii standardien kiristyminen. Standardit ovat käytännössä ehtoja, jotka tuotteiden on täytettävä päästäkseen myyntiin.

Sähkömoottoreiden hyötysuhteet määritellään vuonna 2008 julkaistun IEC 60034–30 standardin mukaisesti. Standardissa on määritelty kolme eri hyötysuhdeluokkaa: IE1, IE2 ja IE3. Vielä ilman tarkempaa määrittelyä oleva IE4-luokka, joka on korkein hyötysuhdeluokka. Kuvassa 5.1 on esitettyä edellä mainitut hyötysuhdeluokat lähtötehon funktiona.



Kuva 5.1. Neljänapaisten sähkökäyttöjen IE-hyötysuhdeluokat. (IEC, 2008)

16. kesäkuuta 2011 astui voimaan Euroopan unionin laatima ekosuunnitteluvaatimus, jossa määrättiin, että jatkossa myytävien sähkömoottoreiden on vastattava vähintään IE2 hyötysuhdetasoa. Samaisessa vaatimuksessa 1.1.2015 jälkeen moottoreiden, joiden teho on 7,5 – 375 kW on vastattava IE3 hyötysuhdetasoa tai oltava vähintään IE2 hyötysuhdetasoa ja taajuusmuuttajalla varustettuna. Lisäksi 1.1.2017 jälkeen tehoaluetta laajennetaan kattamaan pientehoisetkin moottorit (0,75 kW) samoilla hyötysuhdetasovaatimuksilla. (EU, 2009)

Todennäköistä on, että nykyinen ”vihreä”ajattelumalli jatkuu tulevaisuudessa, joten ihmiset haluavat säästää energiaa ja luonnonvaroja. Tämä lisää osaltaan energiatehokkaiden sähkömoottoritekniikoiden kuten, BLDC, markkinaosuutta.

Kestomagneettien hinnan kehitys sanelee suurelta osin kestoplaneettikoneiden hintaa tulevaisuudessakin. Kiina tuottaa tällä hetkellä lähes kaiken maapallolla käytettävästä

kestomagneettimateriaalista, vaikka Kiinan maaperässä on vain kolmasosa koko maapallon kestomagneettimineraalivarannoista. Tähän tilanteeseen jouduttiin, koska muut valtiot/yritykset eivät voineet kilpailla Kiinan alhaisen hinnan kanssa. Kiina kuristi kestomagneettien vientiä vuonna 2010, joka aiheutti seuraavana vuonna kestomagneettien arvon suuren nousun. Muun maailman havahduttua tilanteeseen, yritettiin pienempiä kaivoksia nostaa käyttökuntoon tuloksetta, sillä tietotaitoa kestomagneettimineraalien jalostamisesta ei ollut. Viimeisten kolmen vuoden aikana kestomagneettien hinta on kuitenkin ollut alenemaan päin. (Supermagnete, 2012)

Toinen arvokas raaka-aine kestomagneettisähkömoottoreissa on kupari, jota käytetään staattorin käämityksissä. Kuparin hinta on ollut melko vakaasti viimeisen 8 vuoden aikana 4,77 – 5,57 €/kg hintatasolla, tosin vuoden 2009 alussa kuparin hinta kävi laman aiheuttaman finanssialan romahtamispelon seurauksena 2,39 €/kg tasolla (Dorsch, 2011). Kuparia valmistaa useat eri valtiot, joista suurimpina on Kiina 22 % ja Chile 35 % (Analytica, 2008) & (Bowcott et al., 2008), joten kuparin hinnan kehitys on verrattain vakaampaa kuin kestomagneettien.

Hiilinanoputkista koostuvat johtimet tulevat mahdollisesti korvaamaan kuparin tulevaisuudessa muun muassa sähkömoottoreiden käämintämateriaalina. Tarpeeksi tiukkaan pakattujen hiilinanoputkien virranjohtavuus on noin 100 kertaa suurempi kuin kuparilla. Siihen, että kupari korvattaisiin kokonaan hiilinanoputkilla tai grafeenilla, on vielä hyvin pitkä matka, sillä tutkimukset ovat alkuvaiheessa (Calamia, 2009). Jos näin tulevaisuudessa tapahtuisi, johtaisi se siihen, että pienemmällä moottorilla tuotetaan sama lähtöteho tai samankokoisesta moottorista voitaisiin ottaa huomattavasti suurempi teho ulos paremmalla hyötysuhteella (olettaen, ettei moottorissa tapahdu suurta demagnetoitumista/kyllästymistä).

Raaka-aineiden lisäksi BLDC-koneiden yleistymistä hidastaa muiden konetyyppien kehittyminen. Esimerkiksi alumiinitankojen sijaan kuparitangoilla varustettu roottori nostaa induktiokoneen korkeammalla hyötysuhteellaan kestomagneetikoneiden tasolle. ABB:n kehittämä synkronireluktanssikonetyyppi tulee myös kilpailemaan

kestomagneetikoneiden kanssa, kun IE4-hyötysuhdeluokka julkaistaan.

5.2 Hyvät ja huonot ominaisuudet

BLDC-tekniikalla on simulaatioiden perusteella 0,5 - 3,2 prosenttiyksikköä parempi Nm/A- vaste kuin BLAC-tekniikalla eli jokaista syötettyä ampeeria kohden saadaan enemmän akselivääntöä. Tämä johtaa siihen, että sama vääntö voidaan tuottaa fyysisesti pienemmällä moottorilla.

BLDC-moottoreiden yksinkertainen rakenne ja toimintaperiaate mahdollistavat säätöyksikön integroimisen moottorin koteloon, jolloin sähkökäytöstä saadaan hyvin kompakti järjestelmä. Tällaiset järjestelmät ovat yleistymässä varsinkin puhallinkäytöissä, joita pitää asentaa usein hyvin hankaliin paikkoihin. BLDC-moottoreiden etuna on lisäksi kilpailevia tekniikoita korkeampi hyötysuhde nimellistoimintapisteen ulkopuolella (Ionel, 2010).

BLDC:n kommutaatio aiheuttaa ilmvälin magneettivuohon harmonisisällön, joka kasvaa lineaarisesti nopeuden suhteen (Kshirsagar & Krishnan, 2012). Harmonisisältöä lisää osaltaan myös BLDC-moottoreissa käytetty napakäämitystekniikka. Harmonisisällöllä on sekä positiivisia, että negatiivisia vaikutuksia: harmonisisältö kasvattaa rauta- ja magneettihäviöitä, mutta sen ansiosta pienemmällä virran amplitudilla saavutetaan suurempi vääntömomentti (Miyamasu & Akatsu, 2011).

Six-Step-ohjausperiaatteen mukaiset kommutaatiopulssit aiheuttavat simulaatioiden mukaan sähköiseen vääntömomenttiin suuren väreän, joka näkyy kuorman inertian ja vaimennuskertoimen suuruudesta riippuen nopeuden ja väännön eriasteisina heilahteluina. Six-step-kommutaatioperiaate vaatii moottorilta pienen vasteajan toimiakseen halutulla tavalla, tämä vasteaika on suoraan suhteessa virran muutosnopeuteen

$$\frac{di}{dt} = \frac{U-e}{L}, \quad (5.1)$$

missä U on moottorille syötettävä vaihejännite, e moottorin vastasähkömotorinen voima ja L vaiheinduktanssi (Mohan et al., 2003). Virran muutosnopeus ei ole vakio, sillä vaiheinduktanssi on kuormituksesta riippuva muuttuja (Ponomarev, 2013). Mikäli virran

muutosnopeus on liian alhainen, BLDC-moottorin tuottama vääntömomentin tuotto häiriintyy ja koko sähkökäytön hyötysuhde laskee, kun taajuusmuuttajan diodeissa syntyy lisähäviöitä (Colton, 2010). BLDC-moottorin induktanssi tulisi siis minimoida, tämä tosin Mohanin mukaan altistaa kuorman suuremmalle vääntömomentin väreille, jolloin värettä on pyrittävä vähentämään moottorin ohjauksella. Virran muutosnopeuteen ei voida vaikuttaa säädöllä tai ohjauksella, koska se on vakio. Mikäli vääntömomentin väre johtuu ainoastaan koneen liian pienestä virran muutosnopeudesta, on kone suunniteltava uudestaan.

6 YHTEENVETO

BLDC-sähkökäytöt yleistyvät laajasti puhallinteollisuudessa. BLDC-sähkökäyttö muodostuu tasasuuntaajasta, välipiiristä, tehoasteesta, säädinyksiköstä ja sähkömoottorista. BLDC-tekniikassa DC-käyttöille ominainen roottorikommutointi toteutetaan staattorin magneettikentän muokkaamisella. BLDC-tekniikka eroaa BLAC-tekniikasta siten, että staattorin muuttuva magneettikenttä tuotetaan BLDC-sähkökäytössä kahdella aktiivisella vaiheella BLAC:n kolmen sijaan.

Diplomityön tavoitteena oli tutkia BLDC-tekniikan hyötysuhteen skaalautumista tehon funktiona. Lisäksi tarkasteltiin BLDC-tekniikan markkinaosuuteen vaikuttavia tekijöitä ja tulevaisuuden uhkia yleistymiselle.

BLDC-tekniikan suorituskyvyn skaalautumista simuloitiin Matlab:n Simulink-mallilla. BLDC-sähkökäytölle verrokina toimi BLAC-sähkökäyttö. Vertailun perusteella nähtiin selvästi BLDC:n käyttämän Six-step-ohjausperiaatteen vaikutus vääntömomentin väreessä ja kantiaallon siniaaltoja korkeamman jännitteen tehollisarvon vaikutus pienempänä moottorin vaihevirtana.

Simulaatioiden ja kirjallisuustutkimusten perusteella ei ole estettä sille, ettei kyseisiä sähkökäyttöjä voisi laajentaa kattamaan nykyistä suurempaa tehoaluetta. Siirryttäessä AC-käytöistä BLDC-tekniikkaan, lisääntyvä harmonisisältö on otettava huomioon taajuusmuuttajan virrankestossa ja moottorin suunnittelussa. Lisäksi moottorin induktanssi ja kommutaatioperiaatteen vaatima vasteaika vaikuttavat vääntömomentin tuottoon suuresti, joten kompromissi on tehtävä vääntömomentin väreen ja sen amplitudin välillä. Raaka-aineiden hintojen vaihtelu tulee ottaa huomioon myös konesuunnittelussa aktiivisen ja passiivisen materiaalin määrässä sekä materiaalihävikki on pidettävä tuotantoprosessissa mahdollisimman vähäisenä.

Tutkimuksessa saatiin suuntaa antavia tuloksia, mutta tavoitteen mukaista tehon skaalautumista ei voitu mallintaa tarkasti käytetyillä malleilla, sillä ne jättivät muun muassa taajuusmuuttajan kytkentähäviöt ja moottorin rauta- ja hystereesihäviöt kokonaan

huomioimatta. Kattavamman kuvan BLDC- ja BLAC-tekniikoiden eroista saa suunnittelemalla jokaisen tehotason ja tekniikan moottorin FEM-simulointiohjelmalla ja taajuusmuuttajat tarkemmalla Simulink-mallilla. Moottorin sekä taajuusmuuttajan kytkinten ja diodien muut häviöt ovat johtotilan häviöiden lisäksi otettava mukaan tarkasteluun. Lisäksi laboratoriomittaus voisi tarkemman mallinnuksen lisäksi

LÄHTEET

ABB, 2007. *Motor control with DTC*.
[http://www05.abb.com/global/scot/scot201.nsf/veritydisplay/9f01a97f33f3df6bc125744f003b2db8/\\$file/factfiletd1_motor_control_with_dtc_revb_en_lowres.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot201.nsf/veritydisplay/9f01a97f33f3df6bc125744f003b2db8/$file/factfiletd1_motor_control_with_dtc_revb_en_lowres.pdf) [Viitattu 16.12.2013].

Analytica, 2008. *Forbes*. http://www.forbes.com/2008/12/09/chile-copper-budget-cx_1210oxford.html [Viitattu 2.3.2014].

Ane, T. & Loron, L., 2008. Sensorless control of a PMSM using an improved implementation of MATSUI's method. Ajaccio, 2008. The 14th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference.

Bolognani, S. & Zigliotto, M., 1996. Space vector Fourier analysis of SVM inverters in the overmodulation range. New Delhi, 1996. Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth.

Bowcott, O., Glaister, D. & Branigan, T., 2008. *Guardian*. [Online] Available at: <http://www.theguardian.com/world/2008/mar/20/internationalcrime> [Accessed 28 January 2014].

Calamia, J., 2009. *IEE SPECTRUM*.
<http://spectrum.ieee.org/semiconductors/nanotechnology/can-carbon-put-copper-down-for-the-count> [Viitattu 3.2.2014].

Chong, L., Dutta, R., Quang Dai, N. & Rahman, M.F., 2010. Comparison of concentrated and distributed windings in an IPM machine for field weakening applications. Christchurch, 2010. 20th Australasian Universities Power Engineering Conference AUPEC.

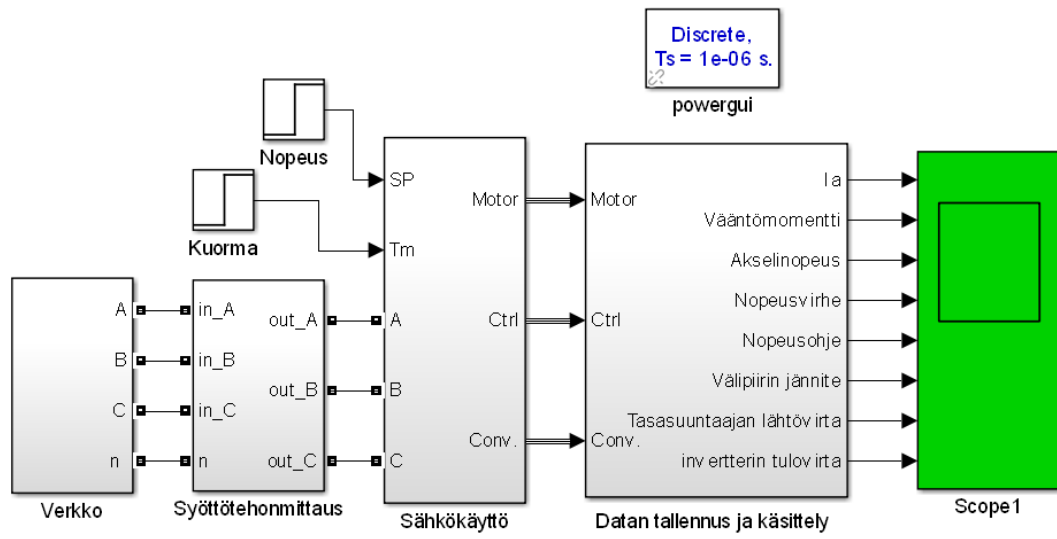
Colton, S.W., 2010. *Design and Prototyping Methods for Brushless Motors*. Massachusetts: Massachusetts Institute of Technology MIT: Master's thesis/Diplomityö.

- Dorsch, G., 2011. *BullionVault*.
http://goldnews.bullionvault.com/copper_prices_101320118 [Viitattu 27.1.2014].
- EU, 2009. *Sähkömoottoreiden ekologista suunnittelua koskevat vaatimukset*. Bryssel: Euroopan Unioni.
- Gieras, F. & Wing, M., 1997. *Permanent Magnet Motor Technology - Design and Applications*. New York: Marcel Dekker, Inc.
- Hendershot, J.R. & Miller, T.J.E., 2010. *Design of Brushless Permanent-Magnet Machines*. 2nd ed. Florida: Motor Design Books LLC.
- Holtz, J., Lotzkat, W. & Khambadkone, A., 1993. On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 8(4), pp.546-53.
- IEC, 2008. *IEC 60034-30*. Geneve: International Electrotechnical Commission, IEC.
- Ionel, D.M., 2010. High-efficiency variable-speed electric motor drive technologies for energy savings in the US residential sector. Basov, 2010. 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM).
- Jussila, H., 2005. *Napakäämityn murtovakokestomagneettitahtikoneen suunnittelu*. Lappeenranta: Lappeenrannan teknillinen yliopisto: Diplomityö.
- Krah, J.-O. & Holtz, J., 1999. High-performance current regulation and efficient PWM implementation for low-inductance servo motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 35(5), pp.1039-49.
- Krishnan, R., 2001. *Electric Motor Drives Modeling, Analysis and Control*. 1st ed. New Jersey: Prentice Hall, Inc.
- Kshirsagar, P. & Krishnan, R., 2012. High-Efficiency Current Excitation Strategy for Variable-Speed Nonsinusoidal Back-EMF PMSM Machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 48(6), pp.1875 - 1889.

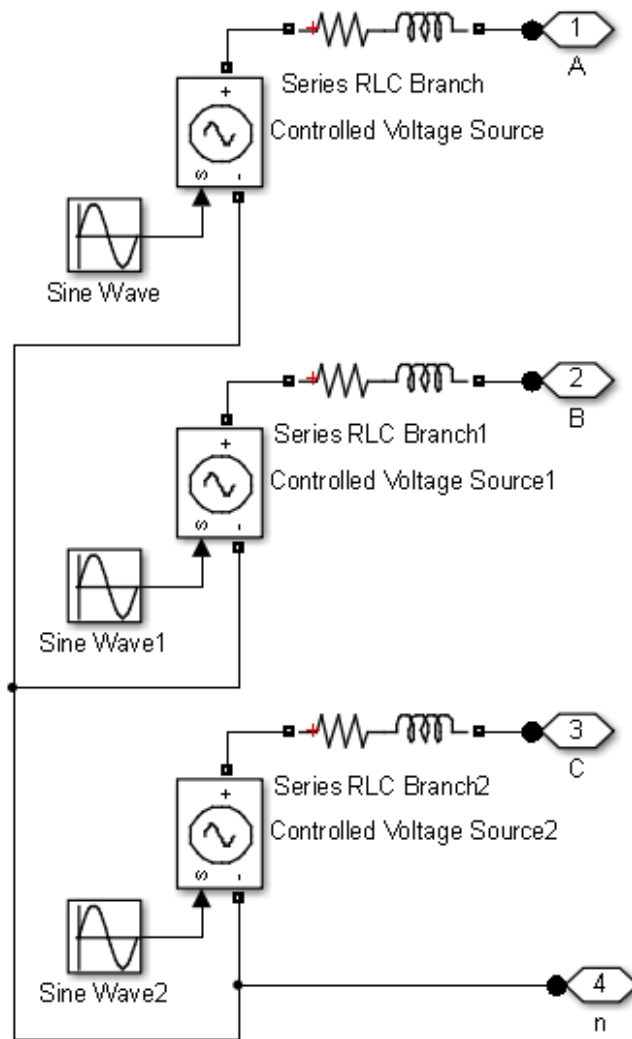
- Lu, D., Li, J., Ouyang, M. & Gu, J., 2011. Research on hub motor control of four-wheel drive electric vehicle. Chicago, 2011. Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC).
- Miller, T.J.E., 1989. *Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives*. New York: Oxford University Press.
- Miyamasu, M. & Akatsu, K., 2011. Efficiency comparison between Brushless dc motor and Brushless AC motor considering driving method and machine design. Melbourne, 2011. 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society IECON.
- Mohan, N., Undeland, T.M. & Robbins, W.P., 2003. *Power Electronics: Converters, Applications and design*. 3rd ed. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc.
- Park, S.-Z. et al., 2011. Operation method of electric bicycle using change of BLDC operation mode and PMSM operation mode. Jeju, 2011. 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia.
- Ponomarev, P., 2013. *Tooth-Coil Permanent Magnet Synchronous Machine Design for Special Applications*. Lappeenranta: Lappeenrannan teknillinen yliopisto: Väitöskirja.
- Pyrhönen, J., 2010. *Electrical Drives*. Lappeenranta: Lappeenranta University of Technology LUT: Luentomateriaali.
- Pyrhönen, J., Jokinen, T. & Hrabovcová, V., 2008. *Design of Rotating Electrical Machines*. 1st ed. Chichester: John Wiley & Sons, Ltd.
- Supermagnete, 2012. *What is the development of neodymium magnet prices*. <http://www.supermagnete.de/eng/faq/What-is-the-development-of-neodymium-magnet-prices>[Viitattu 29.1.2014].
- Vogt, K., 1996. *Berechnung elektrischer Maschinen*. 1st ed. Weinheim: VCH, mbH.
- Zaim, S., Martin, J.P., Nahid-Mobarakeh, B. & Meibody-Tabar, F., 2011. High Performance Low Cost Control of a Permanent Magnet Wheel. Chicago, 2011. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference VPPC.

Zhou, K. & Wang, D., 2002. Relationship Between Space-Vector Modulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(1), pp.186-96.

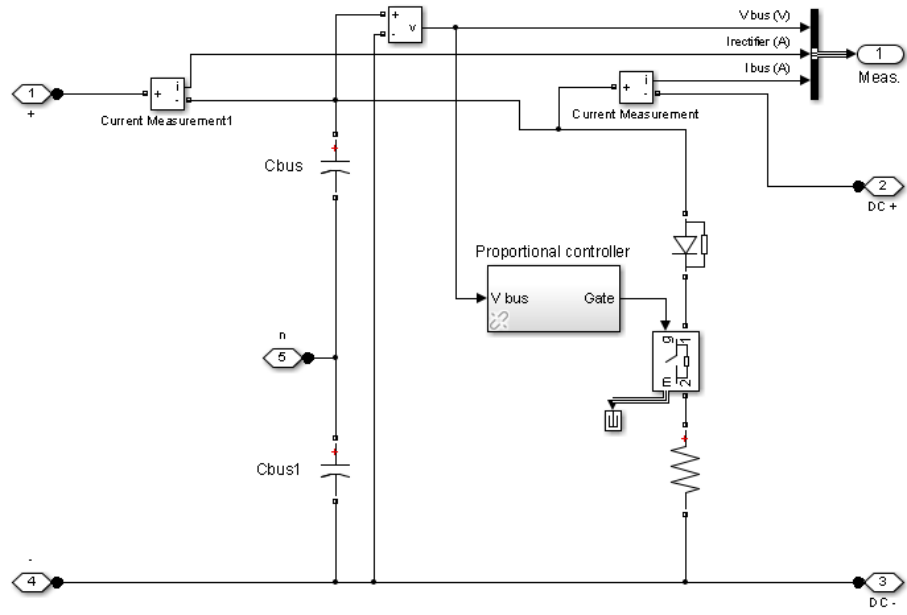
LIITE 1 KÄYTETTY SIMULINK-SIMULAATIOMALLI



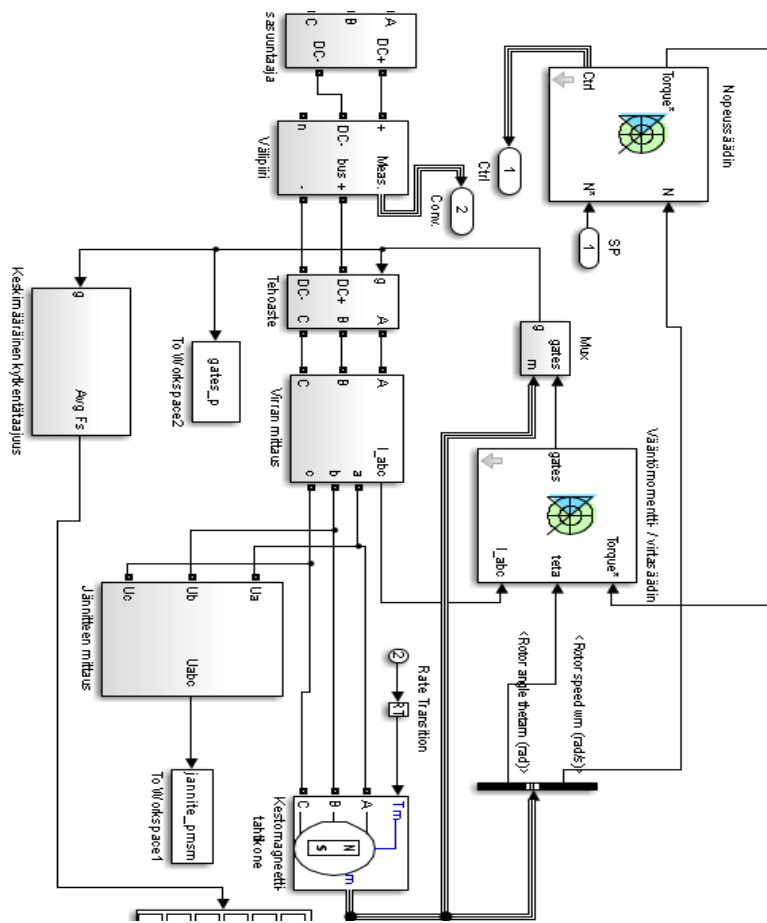
Kuva L1.1. BLDC- ja BLAC-mallien simulaatioissa käytetty perusrunko.



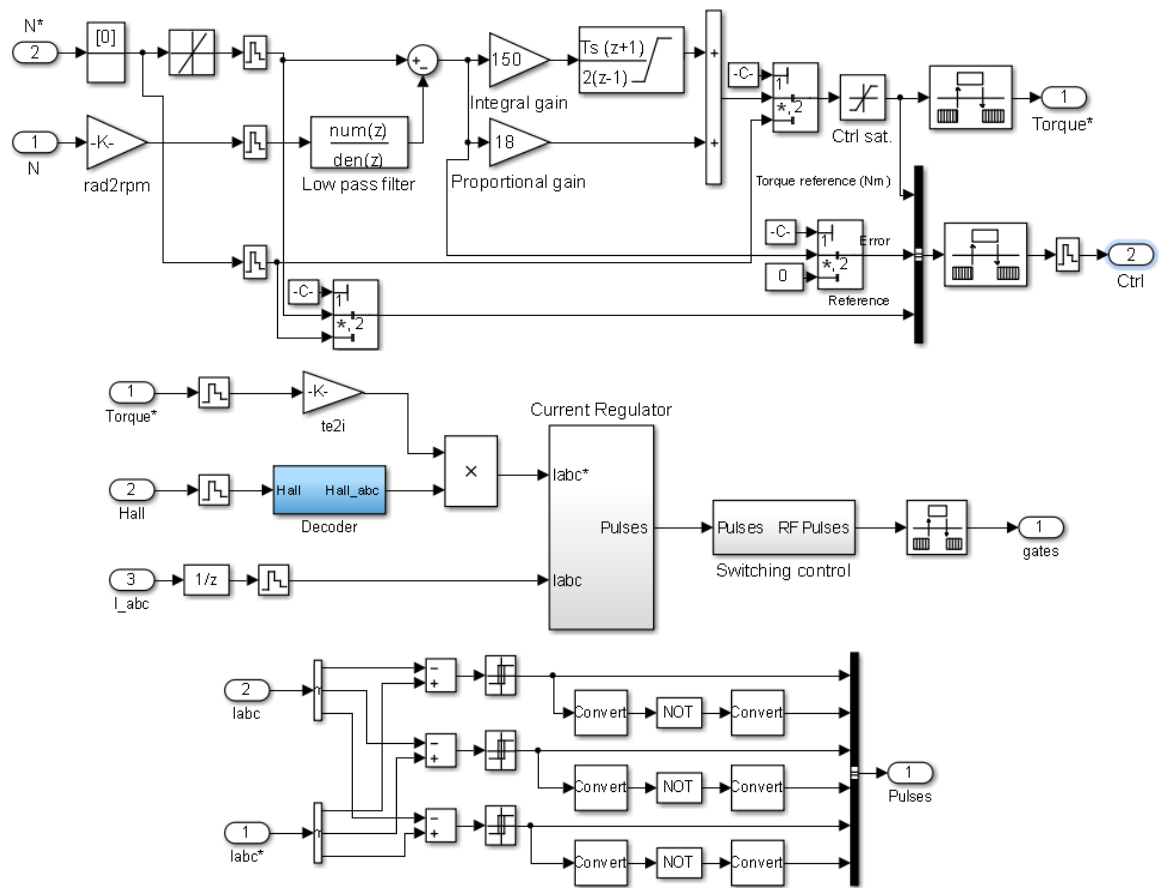
Kuva L1.2. Sähkökäyttöjä syöttävän verkon malli.



Kuva L1.3. Välipiirin simuloimiseen käytetty malli. Kuvassa keskellä on jarruvastusjärjestelmä.



Kuva L1.4. Sähkökäytön simulaatiomalli. Säätimet ovat kuvan yläosassa, tehoaste ja moottori ovat kuvan keskiosassa ja kuvan alaosassa on kytkentätaajuuden keskimääräinen mittaus ja jännitteen mittaus.



Kuva L1.5. PI-nopeussäädin ja hystereesisäätöön perustuva virtasäädin.

