

TEKNILLINEN KORKEAKOULU
Elektroniikan, tietoliikenteen ja automaation tiedekunta

Tuomo Sipilä

OIKOSULKUMOOTTORIKÄYTÖN KOKONAISHÄVIÖIDEN PIENEN-
TÄMINEN VAIHTOSUUNTAAJAN KYTKENTÄTAAJUUDEN VALIN-
NALLA

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi diplomi-insinöörin
tutkintoa varten Espoossa 16.6.2009

Työn valvoja:

Prof. Jorma Luomi

Työn ohjaaja:

Dos. Marko Hinkkanen

Tekijä: Tuomo Sipilä		
Työn nimi: Oikosulkumoottorikäytön kokonaishäviöiden pienentäminen vaihtosuuntaajan kytkentätaajuuden valinnalla		
Päivämäärä: 16.6.2009	Kieli: Suomi	Sivumäärä: 1+60
Tiedekunta: Elektroniikan, tietoliikenteen ja automaation tiedekunta		
Professuuri: Sähkökäytöt		Koodi: S-81
Valvoja: Prof. Jorma Luomi		
Ohjaaja: Dos. Marko Hinkkanen		
<p>Tässä työssä tutkitaan vaihtosuuntaajan kytkentätaajuuden vaikutusta oikosulkumoottorikäytön kokonaishäviöihin. Jännitevälipiirillisellä taajuusmuuttajalla syötetylle oikosulkumoottorille kehitetään simulointimalli, jonka avulla voidaan analysoida vaihtosuuntaajan kytkentätaajuuden ja käytön toimintapisteen vaikutusta taajuusmuuttajassa ja oikosulkumoottorissa syntyviin häviöihin. Lisäksi työssä toutetaan käytön tulotehon minimin löytävä hakumenetelmäpohjainen kytkentätaajuuden valinta-algoritmi. Simuloituja vaihtosuuntaajan häviöitä verrataan kirjallisuudessa esitetyillä analyttisillä menetelmillä saatuihin tuloksiin. Oikosulkumoottorin osalta simuloituja yliaaltojen aiheuttamia häviöitä verrataan sekä analyttisesti että elementtimenetelmällä laskettuihin tuloksiin. Simulointien avulla esitetään, kuinka kytkentätaajuus vaikuttaa käytön häviöihin ja kuinka käytön toimintapiste vaikuttaa häviöiden kannalta optimaalisen kytkentätaajuuden arvoon. Lopuksi kytkentätaajuuden säätöalgoritmin toimintaa havainnollistetaan pysyvässä tilassa ja muuttuvassa toimintapisteessä.</p>		
Avainsanat: hyötysuhteen optimointi, häviöiden minimointi, kytkentätaajuus, kytkentähäviöt, yliaaltohäviöt, oikosulkumoottorikäyttö		

Author: Tuomo Sipilä		
Title: Loss Reduction in an Induction Motor Drive by Means of Switching Frequency Selection		
Date: 16.6.2009	Language: Finnish	Number of pages: 1+60
Faculty: Faculty of Electronics, Communications and Automation		
Professorship: Electric drives	Code: S-81	
Supervisor: Prof. Jorma Luomi		
Instructor: Dos. Marko Hinkkanen		
<p>This thesis deals with the influence of the inverter switching frequency on the total power losses of an induction motor drive. A simulation model is developed for a voltage source converter and an induction motor in order to analyze the effect of the inverter switching frequency and the operating point of the drive on the losses dissipated in the converter and the induction motor. In addition, a search algorithm is implemented for the switching frequency giving the minimum input power of the drive. Simulated inverter losses are compared with the results of analytical methods presented in literature. Losses induced in the induction motor by harmonics are compared with the results of both analytical methods and the finite element method. The impact of the switching frequency on drive losses and the impact of the operating point on the optimal switching frequency value are also presented. Finally, the operation of the switching frequency control is illustrated in a steady state and as the operating point changes.</p>		
Keywords: Efficiency optimization, Loss minimization, Switching frequency, Switching losses, Harmonic losses, Induction motor drive		

Esipuhe

Tämä diplomityö on tehty osana EFFDRI -projektia (Reduction of losses in electric drives) Teknillisen korkeakoulun sähkötekniikan laitoksella. Erityiskiitokset diplomityöni ohjaajalle dos. Marko Hinkkaselle aina saatavilla olleesta korvaamattomasta avusta.

Suuret kiitokset työni valvojalle prof. Jorma Luomille työn kirjoittamiseen liittyvistä neuvoista ja kommentteista. Haluan myös kiittää TkT Anna-Kaisa Repoa tätä työtä varten tehdyistä elementtimenetelmäsimuloinneista. Kiitos Suomen Akatemialle tämän työn rahoittamisesta. Lopuksi kiitos kaikille niille, jotka ovat minua tukemalla ja kannustamalla edesauttaneet tämän työn valmistumista.

Otaniemi, 16.6.2009

Tuomo Sipilä

Sisältö

Tiivistelmä	1
Tiivistelmä (englanniksi)	2
Esipuhe	3
Sisällysluettelo	4
Symbolit ja lyhenteet	6
1 Johdanto	8
2 Jännitevälipiirillinen taajuusmuuttaja	10
2.1 Rakenne ja toimintaperiaate	10
2.2 Avaruusvektorit	11
2.3 Pulssinleveysmodulointimenetelmät	11
2.4 Taajuusmuuttajan häviöt	13
2.4.1 Hetkellisarvoiset häviöt	14
2.4.2 Analyttiset häviömallit	18
2.4.3 Simulointimalli	20
3 Oikosulkumoottori	22
3.1 Rakenne ja toimintaperiaate	22
3.2 Oikosulkumoottorin malli	23
3.3 Oikosulkumoottorin häviöt	25
3.3.1 Hetkellisarvoiset häviöt	26
3.3.2 Analyttiset häviömallit	28
3.3.3 Simulointimalli	31
3.4 Vektorisäätö	31
4 Häviötä pienentävät optimointimenetelmät	33
4.1 Häviötä pienentävät vuon optimointimenetelmät	33
4.1.1 Hakumenetelmät	33
4.1.2 Mallipohjaiset menetelmät	34
4.2 Kytkentätaajuuden optimointi	34

	5
4.2.1 Optimointialgoritmi	34
5 Tulokset	37
5.1 Simulointimalli	37
5.2 Analyttiset menetelmät	41
5.2.1 Vaihtosuuntaajan johto- ja kytkentähäviöt	41
5.2.2 Oikosulkumoottorin yliaaltohäviöt	43
5.3 Elementtimenetelmä	46
5.4 Optimaalinen kytkentätaajuus	50
6 Johtopäätökset	56
Viitteet	58

Symbolit ja lyhenteet

Symbolit

E_{sw}	kytkentähäviöenergia
f_n	kertaluvun n yliaallon taajuus
f_s	staattoritaajuus
f_{sw}	kytkentätaajuus
i_L	puolijohdekomponentin virta
\underline{i}_m	magnetointivirran avaruusvektori
\underline{i}_r	roottorivirran avaruusvektori
\underline{i}_s	staattorivirran avaruusvektori
L_s	magnetointi-induktanssi
$L_{\sigma a}$	roottorin hajainduktanssin kyllästymätön arvo
$L_{\sigma b}$	roottorin hajainduktanssin vakio-osa
n	yliaallon kertaluku
P_{in}	taajuusmuuttajan tuloteho
p	moottorin napapariluku
R_F	johtotilan resistanssi
R_{Fe}	staattorin rautahäviöresistanssi
R_a	roottorin rautasydämen pyörrevirtaresistanssi
R_b	roottorin käämityksen virranahtoresistanssi
R_r	roottoriresistanssi
R_s	staattoriresistanssi
T_e	sähkömagneettinen vääntömomentti
T_L	kuormavääntömomentti
T_N	nimellisvääntömomentti
t_{ave}	taajuusmuuttajan tulotehon keskiarvoistamisaika
t_c	kytkentätaajuutta vastaavan jaksonajan porrastusaika
U_d	välipiirin jännite
U_{on}	kynnysjännite
\underline{u}_s	staattorijännitteen avaruusvektori
Y_n	yliaallon n piensignaaliadmittanssi
$\Delta P_{in,min}$	taajuusmuuttajan tulotehon muutoksen minimiarvo kahden peräkkäisen näytteen välillä
φ	vaihe-ero jännitteen ja virran perusaaltojen välillä
$\underline{\psi}_r$	roottorivuo
$\underline{\psi}_s$	staattorivuo
ω_m	sähkökulmanopeus
ω_N	nimellinen kulmanopeus

Lyhenteet

AC	vaihtovirta (Alternating current)
EMI	sähkömagneettinen häiriö (Electromagnetic interference)
ESR	ekvivalenttinen sarjaresistanssi (Equivalent series resistance)
FEM	elementtimenetelmä (Finite element method)
IGBT	eristehilatransistori (Insulated gate bipolar transistor)
IM	oikosulkumoottori (Induction motor)
PWM	pulssinleveysmodulointi (Pulse width modulation)
p.u.	suhteellisarvo (Per unit)

Koordinaatistot (yläindeksit)

\underline{x}^k	yleinen koordinaatisto
\underline{x}^r	roottorikoordinaatisto
\underline{x}^s	staattorikoordinaatisto
\underline{x}	roottorivuon koordinaatisto

1 Johdanto

Säädetty sähkömoottorikäyttö eli sähkökäyttö koostuu sähkömoottorista ja moottorin ohjauslaitteistosta. Teollisuuden yleisimmän säädetyin sähkökäytön muodostavat kolmivaiheinen oikosulkumoottori ja jännitevälipiirillinen taajuusmuuttaja. Oikosulkumoottorin pyörimisnopeutta voidaan ohjata taajuusmuuttajan avulla, mikä säästää huomattavat määrät energiaa esimerkiksi pumpuissa ja kompressoreissa.

Sähkömoottorit käyttävät yli puolet teollisuusmaissa kulutetusta sähköenergiasta. Euroopan Unionin alueella sähkömoottorit käyttävät tyypillisesti 60–80 % teollisuuden kokonaissähkönkulutuksesta (Almeida ja Fonseca, 1997). Yhdysvalloissa sähkömoottorit tuottavat yli neljä viidesosaa muissa kuin ajoneuvoissa käytetystä akselitehosta ja käyttävät yli 60 % kokonaissähkönkulutuksesta (Nadel et al., 2002). Suurin osa sähkömoottoreiden kuluttamasta sähköenergiasta käytetään oikosulkumoottoreissa. Esimerkiksi Italiassa vuosina 1990–1995 tehdyssä tutkimuksessa sähkömoottorien käyttämästä energiasta 92 % kului oikosulkumoottoreissa (Carra ja Pacati, 1997).

Oikosulkumoottorissa syntyvien häviöiden pienentämiseksi on kehitetty lukuisia määriä erilaisia moottorin ohjaus- ja säätömenetelmiä. Myös taajuusmuuttaja sisältää useita tehonkäsittelyyn osallistuvia komponentteja, jotka aiheuttavat häviöitä. Koko sähkökäytön energiankulutusta voidaan vähentää ottamalla moottorin ohjaus- ja säätöprosessissa huomioon sekä moottorissa että taajuusmuuttajassa syntyvät tehohäviöt. Pienitehoisilla, 1–10 kW:n sähkökäyttöillä hyötysuhteet vaihtelevat tyypillisesti oikosulkumoottorilla 77–89 % ja taajuusmuuttajalla 96–98 % välillä (Abrahamsen, 2000).

Sähkökäytön häviöitä voidaan pienentää optimoimalla sen ohjausta moottorin vuotason, vaihtosuuntaajan pulssikuvion ja kytkentätaajuuden valinnalla. Moottorin vuotason valinnalla voidaan vaikuttaa mm. moottorin rautahäviöihin ja resistiivisiin häviöihin, taajuusmuuttajassa syntyviin häviöihin ja käytön dynamiikkaan. Esimerkiksi tämän diplomityön kanssa samaan projektikonaisuuteen kuuluvassa tutkimuksessa (Tiainen, 2009) oikosulkumoottorin vuotason optimointia on tutkittu moottorissa syntyvien häviöiden osalta. Saadut tulokset ovat varsin lupaavia. Oikosulkumoottorissa syntyvät häviöt pienenevät jopa 33 % vuotason optimointia käytettäessä.

Eri pulssinleveysmodulointitekniikoiden vaikutukset sähkökäytön häviöihin ovat olleet viime vuosikymmenet intensiivisen tutkimuksen kohteena. Kirjallisuudessa on esitetty lukuisia määriä erilaiset lähtökohdat ja vaatimukset huomioon ottavia pulssinleveysmodulointimenetelmiä vaihtosuuntaajan kytkimien ohjaukseen. Holtz (1992) on vertaillut ja jaotellut näitä artikkelissaan. Menetelmien tarkoituksena on tuottaa staattorikäännytykseen perusaallon lisäksi mahdollisimman vähän yliaaltoja sisältävä jännite mahdollisimman pienellä kytkentämäärällä. Sähkökäytölle sopivan modulointistrategian valinta on kuitenkin hyvin tapauskohtaista, riippuen esim. käytetystä taajuusmuuttaja- ja moottorityypistä ja käytön tehtävän luonteesta.

Taajuusmuuttajan merkitys koko sähkökäytön hyötysuhteeseen lisääntyy suurite-

hoisilla käytöillä (Abrahamsen, 2000). Tämän vuoksi kytkentätaajuuden valinnan vaikutus käytön häviöihin on sitä suurempi, mitä suuritehoisempi käyttö on kyseessä. Kytkentätaajuuden suurentaminen pienentää moottorin häviöitä, koska tällöin mm. virran yliaaltojen aiheuttamat häviöt moottorissa pienenevät. Yliaaltojen aiheuttamat häviöt 1,5 kW:n oikosulkumoottorissa olivat esimerkiksi Boglietti et al. (2007) suorittamien mittausten mukaan 5 kHz:n kytkentätaajuudella kuormituksen riippuen noin luokkaa 1–3 % moottorin tulotehosta. Toisaalta kytkentätaajuutta suurennettaessa vaihtosuuntaajan kytkentähäviöt kasvavat. Abrahamsenin (2000) mukaan taajuusmuuttajan hyötysuhde laskee lineaarisesti kytkentätaajuuden kasvaessa. Jotta sähkökäytön häviöt saataisiin minimoitua, olisi kytkentätaajuudelle löydettävä optimiarvo näiden kahden tilanteen välillä.

Tämän diplomityön tavoitteena on:

- 1) toteuttaa sähkökäytölle (taajuusmuuttaja ja oikosulkumoottori) tietokoneella simuloitava häviömalli,
- 2) kehittää optimointimenetelmä, jonka perusteella valitaan sähkökäytön häviöiden kannalta sopiva kytkentätaajuus.

Taajuusmuuttajan ja oikosulkumoottorin komponenteissa syntyvien häviöiden arviointiin ja laskentaan on kirjallisuudessa erilaisia analyttisiä malleja. Yleisesti käytettyjä ovat esimerkiksi taajuusmuuttajan osalta (Kolar et al., 1991), (Blaabjerg et al., 1995) ja (Bierhoff ja Fuchs, 2004), oikosulkumoottorin osalta (Buck et al., 1984) ja (Cummings, 1986) ja koko käytön osalta (Sousa et al., 1992), joiden avulla laskettuja häviöitä voidaan verrata simulointimallin antamiin häviöihin.

Luvussa 2 käsitellään jännitevälipiirillisen taajuusmuuttajan rakennetta ja toimintaperiaatetta yleisesti ja tutustutaan sekä aikatazon häviömalleihin että analyttisiin häviömalleihin. Luvussa 3 tutustutaan oikosulkumoottorin peruseräiteisiin ja tarkastellaan kirjallisuudessa esitettyjä aikatazon häviömalleja ja analyttisiä häviömalleja. Luvussa 4 käsitellään häviöitä pienentäviä vuon ja kytkentätaajuuden optimointimenetelmiä ja esitetään simuloinneissa käytettävä kytkentätaajuuden ohjausalgoritmi. Luvussa 5 esitellään simulointien ja analyttisten menetelmien tulokset sekä arvioidaan ja vertaillaan saatuja tuloksia.

2 Jännitevälipiirillinen taajuusmuuttaja

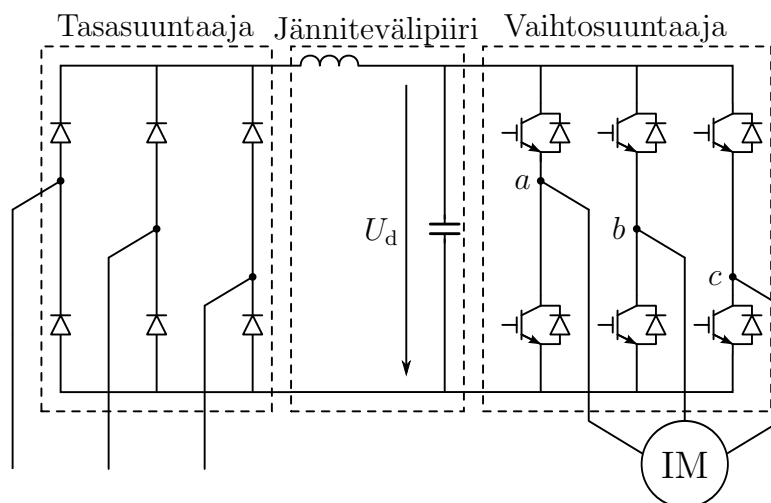
Taajuusmuuttajan tärkeimmät käyttökohteet ovat säädetyt moottorikäytöt, vara-voimavaihtosuuntaajat ja induktiokuumentimet (Kyyrä, 2007). Jännitevälipiirillistä taajuusmuuttajaa käytetään jännitteiden ja virtojen amplitudin, vaiheen ja taajuuden muuttamiseen. Taajuusmuuttajan yleisimmässä käyttökohteessa, nopeussäädetyssä moottorikäytössä, taajuusmuuttajan lähtöjännitteeltä vaaditaan sekä taajuuden että jännitteen ohjattavuutta.

2.1 Rakenne ja toimintaperiaate

Jännitevälipiirillinen taajuusmuuttaja koostuu tasasuuntaajasta, jännitevälipiiristä ja vaihtosuuntaajasta (kuva 1). Tasasuuntaava silta on yleensä kolmivaiheinen kuusi-pulssidiodisilta tai kolmesta tyristorista ja kolmesta diodista koostuva silta. Diodien sijasta voidaan käyttää myös tehotransistoreita tai tyristoreja, jolloin tehoa voidaan syöttää sähköverkkoon eli moottorin käyttäminen generaattorina on mahdollista. Kolmivaiheinen verkkojännite muutetaan tasasuuntaajassa tasajännitteeksi.

Jännitevälipiiriin kuuluu tasasuuntaajan lähtövirtaa suodattava kuristin ja tasasuunnatun verkkojännitteen vaihtokomponentteja suodattava kondensaattori. Tavallisesti kuristin on kupari- tai alumiinikäämityksellä varustettu kaksipyöväskuristin. Toisin kuin kuvassa 1, kuristin voi myös olla kolmeen vaiheeseen kytkettynä tasasuuntaajan tulopuolella. Välipiirin kondensaattoriparisto koostuu yleensä useasta alumiinielektrolyyttikondensaattorista, joiden päätehtävänä on välipiirijännitteen vaihtokomponenttien suodattaminen. Lisäksi jännitevälipiiriin voi kuulua jarruvastushaara, jossa moottorin ylimääräinen jarrutusenergia muutetaan lämmöksi. Toiminnallisesti jännitevälipiiriin voidaan ajatella vastaavan LC-alipäästösuodatinta.

Vaihtosuuntaajan tehotransistoreiden kytkentälogiikalla luodaan jännitevälipiiriin tasajännitteestä vaihtojännite halutulla taajuudella taajuusmuuttajan lähtöön.



Kuva 1: Oikosulkumoottoria syöttävä taajuusmuuttaja.

Transistoreiden ohjaukseen käytetään erillistä ohjausyksikköä, ns. pulssinleveysmodulaattoria, jonka tuottamien pulssien avulla transistorit kytketään johtaviksi ja johtamattomiksi. Taaajuusmuuttajan lähtöjännite sisältää perusaallon lisäksi huomattavat määrät yliaaltoja. Moottorin virta on käämi-induktanssin vuoksi kuitenkin lähes sinimuotoista. Kunkin tehotransistorin rinnalla on vastakkaiseen suuntaan johtava tehodiodeja, ns. nolladiodeja. Vaihtosuuntaajissa käytettyjä transistorityyppejä on olemassa useita, mutta tämän työn yhteydessä keskitytään vain IGBT-tyypin tehotransistoriin.

2.2 Avaruusvektorit

Avaruusvektori on kompleksinen suure, jonka pituus ja kulma muuttuvat ajan funktiona. Muunnos staattorijännitteen hetkellisarvoisista vaihesuureista avaruusvektoriksi on

$$\underline{u}_s^s = \frac{2}{3} (u_{sa} + u_{sb}e^{j2\pi/3} + u_{sc}e^{j4\pi/3}) , \quad (1)$$

missä u_{sa} , u_{sb} ja u_{sc} ovat a-, b- ja c-vaiheiden staattorijännitteet. Yläindeksi s tarkoittaa, että suure on staattorikoordinaatistossa. Eksponenttitermit vastaavat jännitevektoreiden kulman kiertymistä kompleksitasossa $2\pi/3$ ja $4\pi/3$ radiaania. Staattorijännite voidaan myös esittää reaali- ja imaginaariosaansa $u_{s\alpha}$ ja $u_{s\beta}$ jaettuna

$$\underline{u}_s^s = u_{s\alpha} + j u_{s\beta} . \quad (2)$$

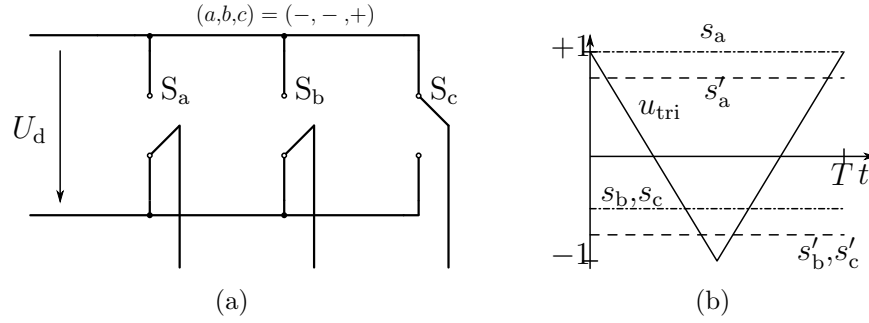
Eksponenttitermit voidaan esittää muodossa

$$e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (3)$$

$$e^{j4\pi/3} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} . \quad (4)$$

2.3 Pulssinleveysmodulointimenetelmät

Vaihtosuuntaaja voidaan mallintaa kolmen vaihtokytkimen, S_a , S_b ja S_c , avulla (kuva 2a). Kytkimet voivat olla kytkettyinä joko jännitevälipiiriin ylä- tai alakiskoon, joten erilaisia kytkinyhdistelmiä on kahdeksan. Kytkinyhdistelmien komennot tulevat ohjausyksiköltä, jossa suoritetaan signaalien vertailua. Tavallinen tapa on verrata kunkin vaiheen signaalitasoisia jänniteohjeita s_a , s_b ja s_c kolmioaaltoon u_{tri} (kuva 2b). Kun ohjausjännite on suurempi kuin kolmioaalto, kytkin on yläkiskossa. Kytkin on alakiskossa kun ohjausjännite on pienempi kuin kolmioaalto.



Kuva 2: a) Vaihtosuuntaajan kytkinmalli. Kytkimet ovat tilassa $(-, -, +)$. b) Kolmiovertailun vaihejänniteohjeet s_a , s_b ja s_c , symmetrisen kolmiovertailun vaihejänniteohjeet s'_a , s'_b ja s'_c ja kolmioaalto u_{tri} .

Jokainen kytkinyhdistelmistä tuottaa erilaisen jännitevektorin kompleksitasossa, lukuun ottamatta tilannetta jolloin kaikki kytkimet ovat joko ylä- tai alakiskossa (kuva 3). Tällöin kompleksitasoon syntyy nollavektori. Yhdistämällä kytkentätilat näytevälillä keskiarvoistamalla voidaan muodostaa mikä tahansa vektori kuvassa 3 olevan kuusikulmion sisäpuolella (Holtz, 1992).

Kolmiovertailua käytettäessä taajuusmuuttajan lähtöjännitevektorin pituus kompleksitasossa on maksimissaan

$$|\underline{u}_s^s| = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{U_d}{\sqrt{3}} \approx 0,87 \frac{U_d}{\sqrt{3}}, \quad (5)$$

missä $U_d/\sqrt{3}$ on kuvassa 3b esitetyn ympyrän säde. Tällöin ei voida hyödyntää koko kuusikulmion sisäpuolella olevaa aluetta, vaan modulointialue rajoittuu kuvan 3a ympyrän sisäpuolelle. Symmetrisellä kolmiovertailulla päästään samaan keskiarvoiseen vektoriin, kun ohjaussignaalit symmetroidaan siten että (Harnefors, 2003)

$$\max_{x=\{a,b,c\}} s'_x = - \min_{y=\{a,b,c\}} s'_y. \quad (6)$$

Tästä johtuen valitaan nollakomponentiksi

$$\Delta = \frac{\max(s_a, s_b, s_c) + \min(s_a, s_b, s_c)}{2} \quad (7)$$

ja vähennetään se ohjaussignaaleista, jolloin vaiheiden symmetroiduiksi ohjaussignaaleiksi saadaan

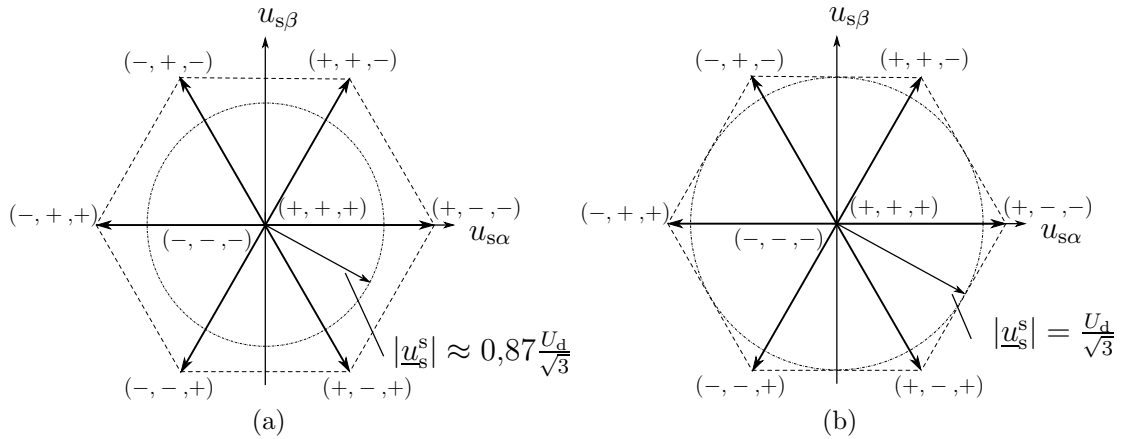
$$s'_x = s_x - \Delta, \quad x = \{a, b, c\}. \quad (8)$$

Kolmiovertailulla maksimipituinen taajuusmuuttajan lähtöjännitevektori (5) voidaan luoda esimerkiksi ohjaussignaaleilla $s_a = 1$, $s_b = s_c = -1/2$ (kuva 2b). Sama

jännitevektori tuotetaan symmetristä kolmiovertailua käyttämällä yhtälöillä (7) ja (8) laskettuja ohjaussignaaleita, jolloin saadaan

$$s'_a = \frac{3}{4}, s'_b = s'_c = -\frac{3}{4}. \quad (9)$$

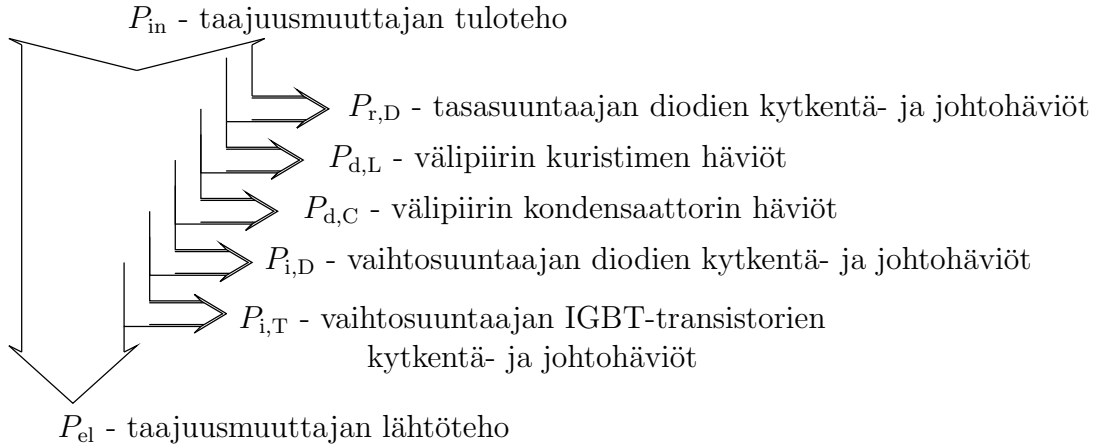
Tällöin ohjaussignaaleja on mahdollista vielä kasvattaa ja modulointialue laajenee kuvan 3b ympyrän sisäpuolella olevalle alueelle. Kasvatettaessa ohjaussignaaleita arvolla $1/4$ saadaan $\{s'_a, s'_b, s'_c\} = \{1, -1, -1\}$, jolloin symmetrisellä kolmiovertailulla saavutetaan maksimipituinen jännitevektori. Jännitevektorin kasvattamista kuvaan 3b merkityn ympyrän ulkopuolelle kutsutaan ylimoduloinniksi. Tätä ei kuitenkaan tulisi tehdä käytön toimiessa pysyvässä tilassa, koska se tuottaa säröä jännitteen aaltomuotoihin (Harnefors, 2003).



Kuva 3: Kytkeyhdistelmiä vastaavat jännitevektorit staattorikoordinaatistossa. Modulointi rajoittuu ympyrän sisäpuolelle käytettäessä a) kolmiovertailua tai b) symmetristä kolmiovertailua.

2.4 Taajuusmuuttajan häviöt

Taajuusmuuttajassa syntyvät tehohäviöt jakaantuvat kuvan 4 mukaan. Häviöitä syntyy tasasuuntaajan diodeissa, välipiirin kuristimessa ja kondensaattorissa sekä vaihtosuuntaajan diodeissa ja IGBT-transistoreissa.



Kuva 4: Taajuusmuuttajassa syntyvät tehohäviöt.

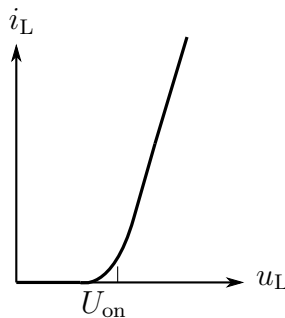
2.4.1 Hetkellisarvoiset häviöt

Tasasuuntaajan häviöt syntyvät kytkentäilmiöiden ja päästöjännitteiden seurauksena. Kytkentähäviöt muodostavat hyvin vähäisen osan diodisillan häviöistä, koska 50 Hz verkkoon liitettyssä tasasuuntaajassa esiintyy kytkentöjä varsin alhaisella taajuudella (300 Hz) (Pyrhönen ja Pyrhönen, 1994). Lisäksi tasasuuntaajan diodien kytkentä tapahtuu pehmeästi, jolloin päälle- ja pois kytkentähetkellä diodin yli vaikuttava jännite on lähellä nollaa.

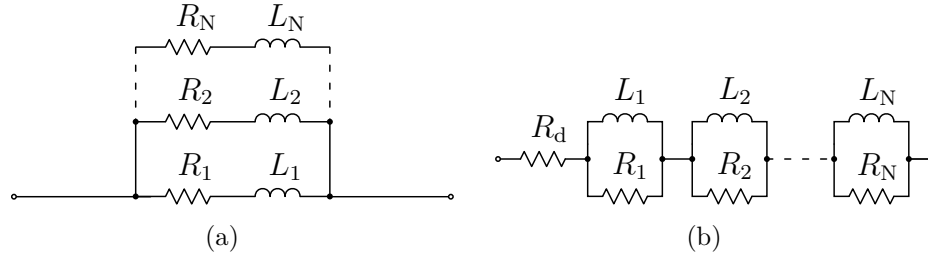
Yleisesti tunnettu approksimaatio tehopuolijohdekomponentin johtotilan häviölle muodostuu kynnyksijännitteestä U_{on} ja päästötilan resistanssin R_F aiheuttamasta jännitehäviöstä, jotka voidaan määrittää kuvan 5 ominaiskäyrältä. Johtotehohäviön hetkellisarvo voidaan siten esittää diodille yhtälöllä

$$p_{con} = (U_{on} + R_F i_L) i_L. \quad (10)$$

Johtohäviöille on olemassa myös hieman tarkempi malli, jossa yhtälöön (10) sovelletaan potenssifunktiota (Blaabjerg et al., 1995).



Kuva 5: Diodin ja IGBT-transistorin periaattellinen ominaiskäyrä. u_L on komponentin yli vaikuttava jännite ja i_L on komponentin virta.



Kuva 6: Fosterin sijaiskytkennät kuristimelle: a) rinnakkaismuotoinen, b) sarjamuotoinen.

Jännitevälipiirin kuristin ja kondensaattori eivät ole komponentteina ideaalisia, joten niissä syntyy häviöitä. Kuvassa 6 on välipiirin kuristimelle esitetty ns. Fosterin rinnakkais- ja sarjamuotoiset mallit, joissa resistanssi- ja induktanssiparista koostuvien RL -solujen avulla on otettu huomioon välipiirin kuristimen häviöiden riippuvuus virran taajuudesta.

Fosterin malleja voidaan tarkentaa lisäämällä RL -solujen määrää. Rinnakkaismuotoisen mallin (kuva 6a) kokonaisimpedanssi on

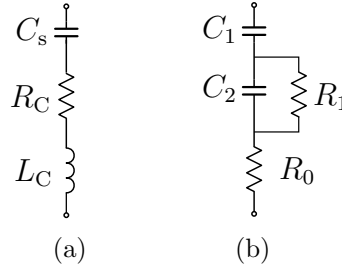
$$Z_{\text{rF}}(\omega) = \frac{1}{\sum_{i=1}^N \frac{1}{R_i + j\omega L_i}}, \quad (11)$$

missä N on RL -solujen lukumäärä. Pienillä taajuuksilla kuristimen sarjamuotoinen malli on tarkempi kuin rinnakkaismuotoinen malli. Kuvan 6b mukaisen sijaiskytkennän kokonaisimpedanssi on

$$Z_{\text{sF}}(\omega) = R_d + \sum_{i=1}^N \frac{j\omega L_i R_i}{R_i + j\omega L_i}. \quad (12)$$

Pienillä taajuuksilla virta pyrkii kulkemaan induktanssien kautta. Taajuuden ω kasvaessa yhä suurempi osa virrasta siirtyy kulkemaan vastinresistanssien kautta (Leon ja Semlyen, 1993).

Välipiirin kondensaattorissa häviöitä aiheutuu kondensaattorin virrassa olevista vaihtokomponenteista sekä tasajännitteen aiheuttamasta vuotovirrasta (Niiranen, 1997). Dioidisillan lähtöjännitteestä yliaaltojen osuus on vain 4,2 %, joten se ei aiheuta merkittäviä häviöitä välipiirin kondensaattorissa (Pyrhönen ja Pyrhönen, 1994). Kondensaattori voidaan mallintaa joko ekvivalenttisen sarjaresistanssin, ekvivalenttisen sarjainduktanssin ja kondensaattorin sarjakapasitanssin (kuva 7a) tai sisäistä rakennetta mallintavan sijaiskytkennän (kuva 7b) avulla (Gasperi, 1997).



Kuva 7: a) Ekvivalenttisen sarjaresistanssin, ekvivalenttisen sarjainduktanssin ja sarjakapasitanssin yhdistelmä. b) Sisäistä rakennetta mallintava sijaiskytkentä.

Kuvan 7a kondensaattorin sijaiskytkennän impedanssi on

$$Z_C(\omega) = R_C + j \left(\omega L_C - \frac{1}{\omega C_s} \right), \quad (13)$$

missä R_C on ekvivalenttinen sarjaresistanssi, L_C on ekvivalenttinen sarjainduktanssi ja C_s on sarjakapasitanssi. Kuvassa 7b esitetyn sijaiskytkennän impedanssi on

$$Z_C(\omega) = R_0 + \frac{1}{1/R_1 + j\omega C_2} - j\frac{1}{\omega C_1}, \quad (14)$$

missä C_1 on liityntäjohtimien kapasitanssi, C_2 on dielektrinen kapasitanssi, R_0 on yhdistetty folion ja liityntäjohtimien sekä oksidikerroksen dielektrinen häviöresistanssi ja R_1 on elektrolyytin resistanssi.

Taajuusmuuttajan suurimmat häviöt syntyvät yleensä vaihtosuuntaajassa suuren kytkentätaajuuden vuoksi. Kytkennän aikana kytkimen yli vaikuttavat samanaikaisesti suuri jännite ja suuri virta, jotka yhdessä muodostavat korkean hetkellisen tehopiikin. Vaihtosuuntaajassa syntyy myös puolijohdekomponenttien johtotilan häviöitä.

Vaihtosuuntaajan IGBT-transistorien ja tehodiodien johtohäviöt saadaan yhtälöllä (10). Parametrit U_{on} ja R_F voidaan määrittää ominaiskäyrältä (kuva 5) esimerkiksi yhtälöillä

$$U_{on} = 2U_{on,05} - U_{on,1} \quad (15)$$

$$R_F = \frac{U_{on,1} - U_{on,05}}{\frac{1}{2}I_{L,N}}, \quad (16)$$

missä $U_{on,05}$ on komponentin päästöjännite, kun virta on puolet nimellisarvostaan, $U_{on,1}$ on komponentin päästöjännite nimellisvirralla ja $I_{L,N}$ on komponentin nimellisvirta (Tiihonen, 2005).

Kytkentähäviöt aiheutuvat komponenttien päälle- ja poiskytkennän viiveistä. Ideaalinen tehopuolijohdekomponentti siirtyy johtavaan tilaan välittömästi saatuaan

riittävän ohjaussignaalin. Sen yli oleva jännite laskee noltaan ja virta kasvaa kuormavirran suuruiseksi täysin viiveettömästi. Käytännössä asia ei ole kuitenkaan näin, sillä IGBT:llä on sisäistä resistanssia, kapasitanssia ja induktanssia. Viivettä kuitenkin aiheuttavat pääasiassa vain IGBT:n sisäiset kapasitanssit (Tiihonen, 2005).

Kuvassa 8a on kuvattu yksi haarapari puolijohdekomponentteineen ja kuvassa 8b on havainnollistettu IGBT-transistorissa syntyviä kytkentähäviöitä yhden kytkentäjaksos aikana. Kuormavirran i_L oletetaan tässä olevan vakio. Aluksi kuormavirta kulkee kytkimen (IGBT-transistori) T_2 kautta. Kytkettäessä ohjaussignaalin avulla T_2 pois kytkimen yli oleva jännite u_{T2} kasvaa kohti välipiirin jännitteen arvoa U_d . Piirin hajainduktanssien vuoksi kytkimen yli olevassa jännitteessä näkyy jännitteen U_d ylittävä piikki. Vasta kun jännite u_{T2} on saavuttanut transientin huippuarvon, alkaa kytkimen virta i_{T2} heiketä kohti noltoa. Kytkimen T_2 poiskytkennän jälkeen vaihtosuuntaajan lähtövirta i_L kulkee diodin D_1 kautta. Kytkimessä syntyvää tehohäviötä

$$p_{T2} = u_{T2}i_{T2}$$

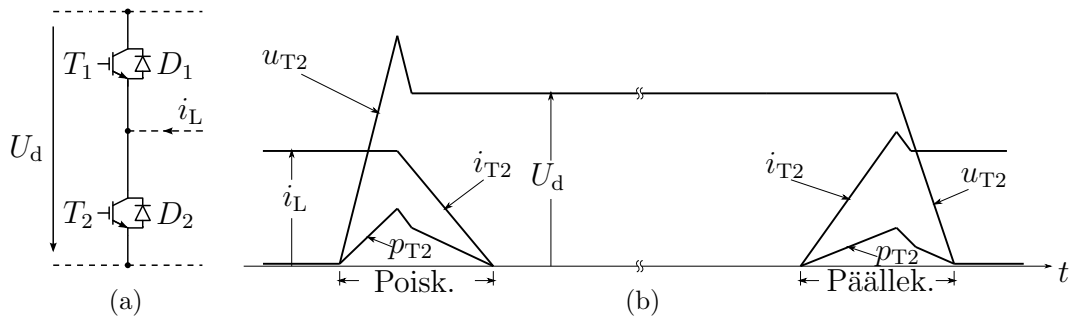
poiskytkennän aikana on havainnollistettu kuvassa 8b.

Ennen kytkimen T_2 päällekytkentää virta i_L kulkee diodin D_1 kautta. Kun T_2 kytketään päälle, i_{T2} kasvaa kohti kuormavirran arvoa i_L . Kuvassa 8b on nähtävissä diodin D_1 takavirran aiheuttama virtapiikki. Kun diodi on palautunut, kytkimen virta asettuu arvoon i_L (Mohan et al., 1995). Kytkimessä syntyvä tehohäviö päällekytkennän aikana on nähtävissä kuvassa 8b.

Tehodiodin päällekytkennässä jännitteessä esiintyy selvä ylitys transientin jälkeiseen pysyvän tilan arvoon verrattuna. Ilmiö on varsin lyhyt, alle 250 ns, joten siitä ei tavallisesti ole haittaa (Niiranen, 1997). Valtaosa vaihtosuuntaajan tehodiodien kytkentähäviöistä aiheutuu ns. takavirtailmiön seurauksena. Tällöin varauksenkuljettajien määrä diodin sisällä ei ehdi nopeasti muuttua, vaan diodin virta kääntyy eli diodi johtaa hetkellisesti estosuuntaan (Mohan et al., 1995).

Tavalliset approksimaatiot kytkimen päälle- ja poiskytkennän häviöenergioille ovat

$$E_{sw,on} = \frac{1}{2}U_d i_L t_{on} , \quad (17)$$



Kuva 8: a) Vaihtosuuntaajan yhden vaiheen haarapari. b) IGBT-transistorin yksinkertaistetut päälle- ja poiskytkennän käyrämuodot.

$$E_{\text{sw,off}} = \frac{1}{2} U_d i_L t_{\text{off}} , \quad (18)$$

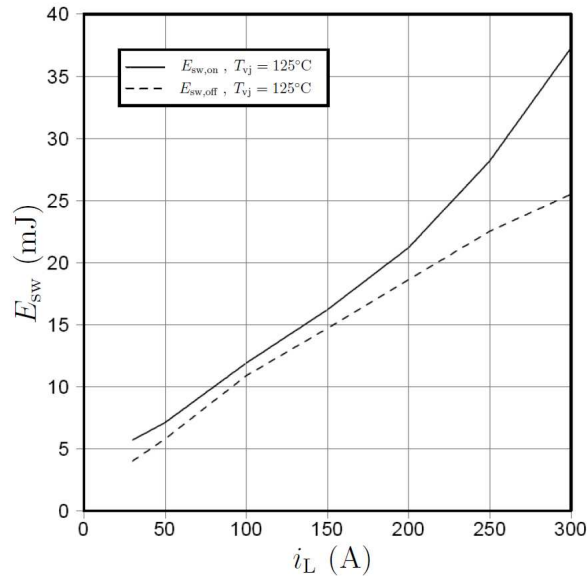
missä t_{on} ja t_{off} ovat kytkimen päälle- ja poiskytkentäajat (Mohan et al., 1995). Yhtälöissä (17) ja (18) on kuitenkin oletettu kytkennän aikana tapahtuvat muutokset kytkimen kautta kulkevassa virrassa ja kytkimen yli vaikuttavassa jännitteessä lineaarisiksi. Lisäksi kytkimen päälle- ja poiskytkennästä aiheutuvat jännitteen ja virran transientit lisäävät kytkimenä toimivan komponentin häviöitä.

Blaabjerg et al. (1995) esittivät kytkentähäviöenergioille yhtälöt

$$E_{\text{sw,on}} = A_{\text{sw,on}} i_L^{B_{\text{sw,on}}} , \quad (19)$$

$$E_{\text{sw,off}} = A_{\text{sw,off}} i_L^{B_{\text{sw,off}}} , \quad (20)$$

mitkä soveltuvat sekä IGBT:n että tehodiodin kytkentähäviöiden laskemiseen. Yhtälöissä (19) ja (20) $A_{\text{sw,on}}$ ja $B_{\text{sw,on}}$ ovat käyrään sovitetut parametrit komponentin päällekytkennässä sekä $A_{\text{sw,off}}$ ja $B_{\text{sw,off}}$ ovat käyrään sovitetut parametrit komponentin poiskytkennässä. Parametrit A_{sw} ja B_{sw} voidaan määrittää mitatuista kytkentähäviöenergiäkäyristä (kuva 9) käyttäen ensimmäisen asteen käyräänsovittamista.



Kuva 9: IGBT-transistorin (1200 V, 150 A) päälle- ja poiskytkennässä syntyvä kytkentähäviöenergia kuormavirran funktiona. (Eupec, 2004)

2.4.2 Analyttiset häviömallit

Kolar et al. (1991) johtivat yhtälöt kuvan 8a tehodiodin (D1) ja tehodiodin (T2) virran perusaallon jaksonajalla keskiarvoistetulle johtohäviölle

$$\begin{aligned}
P_{\text{con,D1}} &= \frac{U_{\text{on,iD}} \hat{i}_L}{2} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{2} \frac{\hat{u}_{s,1}}{U_d} \cos\varphi \right) \\
&\quad + R_{\text{F,iD}} \hat{i}_L^2 \left(\frac{1}{8} - \frac{2}{3\pi} \frac{\hat{u}_{s,1}}{U_d} \cos\varphi - \frac{1}{30\pi} \frac{\hat{u}_{s,1}}{U_d} \cos 3\varphi \right)
\end{aligned} \tag{21}$$

$$\begin{aligned}
P_{\text{con,T2}} &= \frac{U_{\text{on,iT}} \hat{i}_L}{2} \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \frac{\hat{u}_{s,1}}{U_d} \cos\varphi \right) \\
&\quad + R_{\text{F,iT}} \hat{i}_L^2 \left(\frac{1}{8} + \frac{2}{3\pi} \frac{\hat{u}_{s,1}}{U_d} \cos\varphi + \frac{1}{30\pi} \frac{\hat{u}_{s,1}}{U_d} \cos 3\varphi \right),
\end{aligned} \tag{22}$$

missä \hat{i}_L on virran perusaallon huippuarvo, $\hat{u}_{s,1}$ on staattorijännitteen perusaallon huippuarvo, φ on vaihtosuuntaajan lähdön vaihejännitteen ja vaihevirran perusaaltojen välinen vaihesiirto. Tässä virta i_L oletetaan sinimuotoiseksi, joten yhtälöillä (21) ja (22) lasketut tehohäviöt eivät täysin vastaa todellisia häviöitä. Kohdassa 2.3 esitettyä symmetristä kolmiovertailua on approksimoitu lisäämällä johtohäviöiden lausekkeiden ohjausjännitteeseen staattorijännitteen kolmatta yliaaltoa 25 % perusaallon amplitudista.

Bierhoffin ja Fuchsin (2004) artikkelissa on esitetty virran perusaallon jaksonajalle keskiarvoistetulle vaihtosuuntaajan kytkentätehohäviölle yhtälö

$$P_{\text{sw}} = \frac{6}{\pi} (E_{\text{sw,on,T}} + E_{\text{sw,off,T}} + E_{\text{sw,off,D}}) \frac{U_d}{U_L} \frac{\hat{i}_L}{I_L} f_{\text{sw}}, \tag{23}$$

missä f_{sw} on kytkentätaajuus, $E_{\text{sw,on,T}}$ ja $E_{\text{sw,off,T}}$ ovat valmistajan ilmoittamat IGBT-transistorin päälle- ja poiskytkentäenergiat, $E_{\text{sw,off,D}}$ on valmistajan ilmoittama takavirran aiheuttama häviöenergia tehodiodin siirtyessä johtamattomaksi. U_L ja I_L ovat puolijohdekomponentin päälle- ja poiskytkentäenergioita vastaavat estotilan jännite ja johtotilan virta.

Kolar et al. (1991) johtivat kuvan 8a transistorin T2 ja diodin D1 kytkentähäviölle yhtälön

$$P_{\text{sw,T2,D1}} = \frac{1}{\pi} (k_T + k_D) \hat{i}_L f_{\text{sw}}, \tag{24}$$

missä k_T ja k_D määritellään

$$k_T = \frac{E_{\text{sw,T}}}{I_{L,T}} \tag{25}$$

$$k_D = \frac{E_{\text{sw,D}}}{I_{L,D}}, \tag{26}$$

missä $E_{sw,T}$ ja $E_{sw,D}$ ovat valmistajan ilmoittamat transistorin ja diodin kytkentähäviöenergiat vastaten johtotilan virtoja $I_{L,T}$ ja $I_{L,D}$. Yhtälöissä (23) ja (24) häviöiden laskenta eroaa toisistaan siinä, että yhtälössä (23) on otettu välipiirin jännitteen vaikutus huomioon.

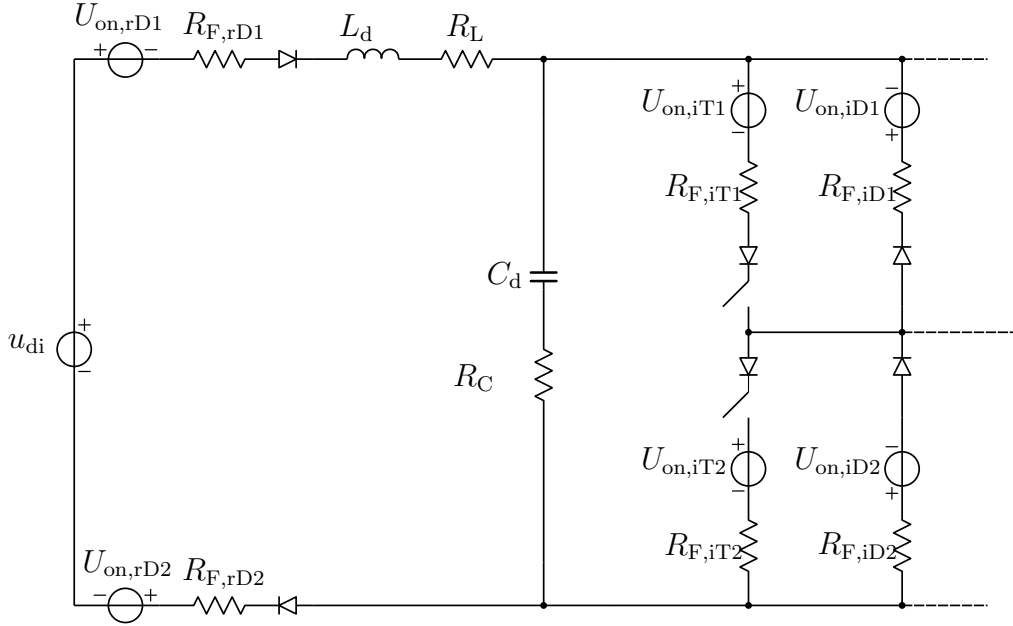
2.4.3 Simulointimalli

Taajuusmuuttajalle muodostettiin aikatason simulointeja varten sijaiskytkentä, jolla mallinnettiin tasasuuntaajassa, jännitevälipiirissä ja vaihtosuuntaajassa syntyvät tehohäviöt. Komponenttien lämpötilan vaihtelu aiheuttaa muutosta häviömallin parametriarvoissa. Mallissa tämä on jätetty huomiotta, mikä aiheuttaa jonkin verran virhettä todellisiin arvoihin verrattuna.

Tasasuuntaajan diodien kytkentähäviöitä ei mallinnettu, koska pienen kytkentätaajuuden ja pehmeästi tapahtuvan kytkennän vuoksi ne ovat kokonaisuudessaan merkityksettömät. Välipiirin induktanssin ja kondensaattorin sijaiskytkennät toteutettiin komponenttien kanssa sarjassa olevien ekvivalenttisten sarjaresistanssien avulla. Tasa- ja vaihtosuuntaajan diodien sekä IGBT-transistorien johtohäviöt mallinnettiin yhtälön (10) avulla. Taajuusmuuttajan sijaiskytkentä häviöiden osalta on kuvassa 10. Kuvaa on yksinkertaistettu esittämällä diodisilta vain johtavien vaiheiden osalta ja jättämällä vaihtosuuntaajan b- ja c- haarat kuvan ulkopuolelle. u_{di} on tasasuuntaajan lähtöjännitteen hetkellisarvo, joka lasketaan hetkellisen maksimi- ja minimivaihejännitteen erotuksena

$$u_{di} = \max(u_a, u_b, u_c) - \min(u_a, u_b, u_c), \quad (27)$$

missä u_a , u_b ja u_c ovat verkon vaihejännitteet.



Kuva 10: Simuloinneissa käytetyn taajuusmuuttajan sijaiskytkentä. $U_{on,rD1}$, $U_{on,rD2}$ ja $R_{F,rD1}$, $R_{F,rD2}$ ovat johtavien diodien kynnyksjännitteet ja päästötilan resistanssit tasasuuntaajassa sekä $U_{on,iT1}$, $U_{on,iT2}$, $U_{on,iD1}$, $U_{on,iD2}$ ja $R_{F,iT1}$, $R_{F,iT2}$, $R_{F,iD1}$, $R_{F,iD2}$ ovat vaihtosuuntaajan a-haaran transistorien ja diodien kynnyksjännitteet ja päästötilan resistanssit.

Perustuen yhtälöihin (17) ja (18) vaihtosuuntaajassa syntyvät IGBT-transistorin ja diodin kytkentähäviöt mallinnettiin yhtälöillä

$$P_{sw,T} = 6 \frac{U_d}{\frac{1}{2}U_{L,N}} \frac{i_L}{I_{L,N}} E_{sw,TN} f_{sw} \quad (28)$$

$$P_{sw,D} = 6 \frac{U_d}{\frac{1}{2}U_{L,N}} \frac{i_L}{I_{L,N}} E_{sw,DN} f_{sw} , \quad (29)$$

missä $U_{L,N}$ on komponentin nimellinen jännite, $E_{sw,TN}$ on valmistajan ilmoittama IGBT:n häviöenergia yhdessä pois- ja päällekytkennässä ja $E_{sw,DN}$ on valmistajan ilmoittama diodin takavirrasta aiheutuva häviöenergia (Tiihonen, 2005).

3 Oikosulkumoottori

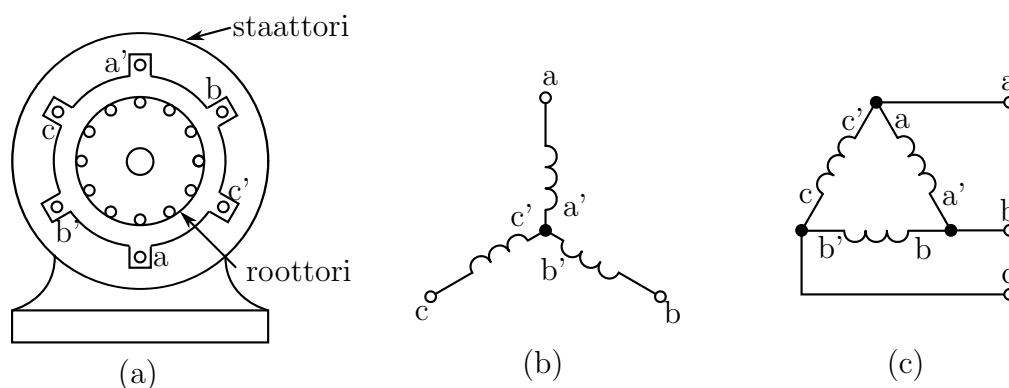
Oikosulkumoottori on kestävin ja eniten käytetty moottori teollisuudessa. Sen staattorissa on kolmivaihekäämitys ja roottorissa häkkikäämitys. Oikosulkumoottorissa sekä staattorin että roottorin käämityksissä kulkee vaihtovirta. Tämä tuotetaan suoraan staattorin käämityksiin ja sähkömagneettisen induktion avulla roottorin käämityksiin, minkä vuoksi oikosulkumoottoria kutsutaan myös induktiomoottoriksi (Luomi et al., 2006).

3.1 Rakenne ja toimintaperiaate

Kuvassa 11a on kaksinapaisen oikosulkumoottorin poikkileikkausnäkökulmä hieman yksinkertaistettuna. Kolmivaiheinen staattorikäämitys, joka käytännössä on urakäämitys, esitetään yksinkertaisuuden vuoksi kolmen keskitetyn käämin avulla. Sähkökulma käämien välillä on 120° . aa' , bb' ja cc' esittävät vaiheiden a, b ja c käämejä. Staattorin käämit voivat olla joko tähti- tai kolmiokytkennässä (kuvat 11b ja c).

Koska vaiheiden välillä on 120° :een vaihesiirto, staattorikäämitykseen syntyy pyörivä magneettikenttä eli kiertokenttä. Roottorin ollessa paikallaan magneettikenttä leikkaa roottorikäämityksen johtimia ja indusoi niihin sähkömotorisen voiman. Koska roottorin virtapiiri on suljettu, roottorikäämitykseen syntyy virtoja samaan tapaan kuin oikosuljettuun muuntajan toisiokäämiin. Lenzin lain mukaisesti virrat ovat sellaisia, että ne pyrkivät vastustamaan magneettikentän pyörimistä roottoriin nähden. Tällöin roottoriin kohdistuu vääntömomentti, joka pyörittää roottoria staattorikentän pyörimissuuntaan (Luomi et al., 2006).

Kun moottoria syötetään suoraan sähköverkosta, jonka taajuus on 50 Hz, kaksinapaisen koneen pyörimisnopeus on noin 3000 1/min. Usein kuitenkin tarvitaan pienempiä nopeuksia. Tällöin valitaan staattori, jossa on enemmän kuin kaksi napaa (napapariluku $p > 1$). Useimmissa epätahtikoneissa napapariluku p on 2 tai 3. Tällöin staattorikäämityksen rakenne on periaattessa samanlainen kuin kuvassa 11a, mutta se toistuu p kertaa koneen kehän ympäri kuljettaessa (Luomi et al., 2006).



Kuva 11: Kolmivaiheinen oikosulkumoottori: a) moottorin poikkileikkaus, b) staattorikäämityksen tähtikytkentä, c) staattorikäämityksen kolmiokytkentä.

3.2 Oikosulkumoottorin malli

Oikosulkumoottorin dynaaminen malli esitetään yleisessä koordinaatistossa. Staattorikoordinaatisto ($\alpha\beta$ -koordinaatisto) on paikallaan, mutta yleinen koordinaatisto pyörii kulmanopeudella ω_k . Muunnos staattorikoordinaatistosta yleiseen koordinaatistoon tapahtuu yhtälön

$$\underline{i}_s^k = e^{-j\vartheta_k} \underline{i}_s^s \quad (30)$$

avulla, missä kulma on

$$\vartheta_k = \int \omega_k dt . \quad (31)$$

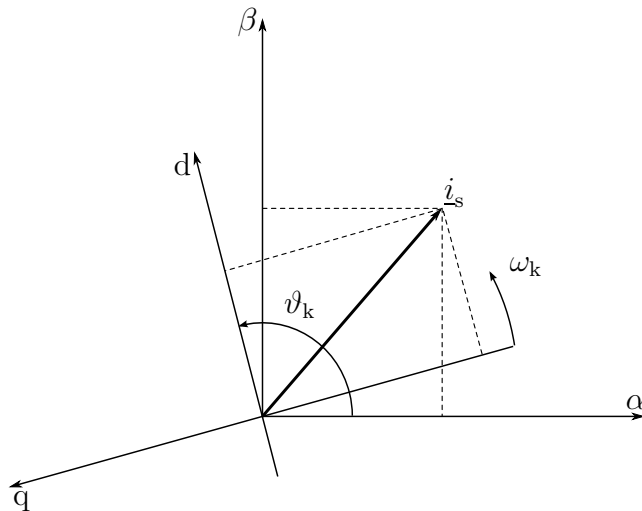
Yläindeksi k tarkoittaa että suure on yleisessä koordinaatistossa. \underline{i}_s^k ja \underline{i}_s^s ovat staattorivirran avaruusvektorit yleisessä koordinaatistossa ja staattorikoordinaatistossa. Muunnos staattori- ja yleisen koordinaatiston välillä on esitetty kuvassa 12 (Harnefors, 2003).

Oikosulkumoottorin dynaamisen Γ -sijaiskytkennän jänniteyhtälö staattorille on

$$\frac{d\underline{\psi}_s^k}{dt} = \underline{u}_s^k - R_s \underline{i}_s^k - j\omega_k \underline{\psi}_s^k , \quad (32)$$

missä $\underline{\psi}_s^k$ on staattorin käämivuon avaruusvektori, \underline{u}_s^k on staattorijännitteen avaruusvektori ja R_s on staattoriresistanssi. Vastaava yhtälö roottorille on

$$\frac{d\underline{\psi}_r^k}{dt} = -R_r \underline{i}_r^k - j(\omega_k - \omega_m) \underline{\psi}_r^k , \quad (33)$$



Kuva 12: Yleinen koordinaatisto (d, q) ja staattorikoordinaatisto (α, β).

missä $\underline{\psi}_r^k$ ja \underline{i}_r^k ovat roottorivuon ja -virran avaruusvektorit, R_r on roottoriresistanssi ja ω_m on moottorin kulmanopeus. Vuoyhtälöt staattorille ja roottorille ovat

$$\underline{\psi}_s^k = L_s \underline{i}_s^k + L_s \underline{i}_r^k, \quad (34)$$

$$\underline{\psi}_r^k = L_s \underline{i}_s^k + (L_\sigma + L_s) \underline{i}_r^k, \quad (35)$$

missä L_s on staattorin induktanssi ja L_σ on kokonaishajainduktanssi. Γ -sijaiskytkentä on esitetty kuvassa 13.

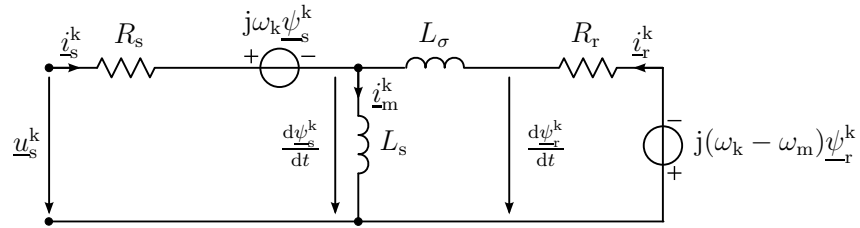
Oikosulkumoottorin vääntömomentti on

$$T_e = \frac{3}{2} p \text{Im}\{\underline{\psi}_s^* \underline{i}_s\} = -\frac{3}{2} p \text{Re}\{\underline{\psi}_r^* \underline{i}_r\}, \quad (36)$$

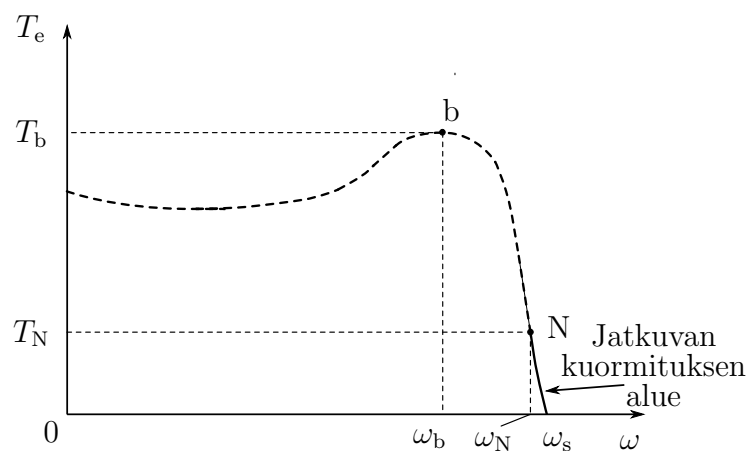
missä $\underline{\psi}_s^*$ ja $\underline{\psi}_r^*$ ovat staattorin ja roottorin käämivoiden kompleksikonjugaatit. Kuvassa 14 on esimerkki oikosulkumoottorin vääntömomenttikäyrästä pyörimisnopeuden funktiona. Roottoria kiihdyttävä momentti saadaan moottorin ja kuorman liikeyhtälöllä

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L, \quad (37)$$

missä J on pyörivien osien hitausmomentti ja T_L on kuorman vääntömomentti (Luomi et al., 2006).



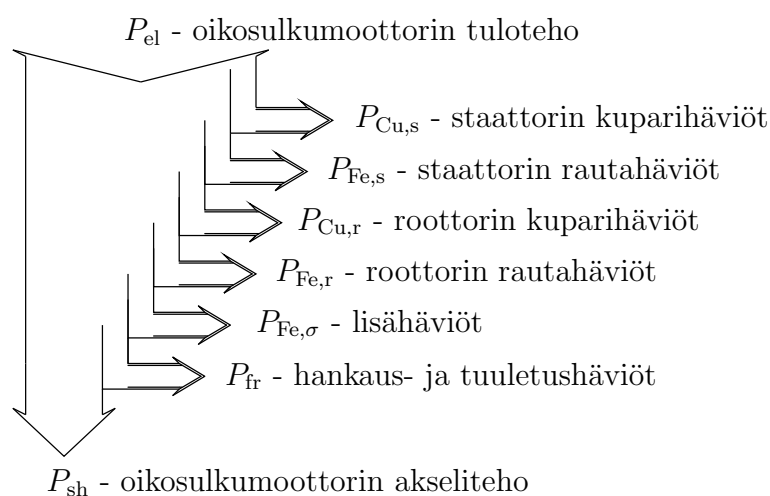
Kuva 13: Oikosulkumoottorin dynaaminen Γ -sijaiskytkentä yleisessä koordinaatistossa.



Kuva 14: Oikosulkumoottorin vääntömomenttikäyrä. T_b on maksimimomentti, T_N on moottorin nimellinen vääntömomentti, ω_b on moottorin kippijättämäkulmataajuus ja ω_N on moottorin nimellinen kulmanopeus.

3.3 Oikosulkumoottorin häviöt

Oikosulkumoottorin häviöt jakautuvat kuvan 15 mukaan. Staattorin rautahäviöt voidaan jakaa kahteen osaan: hystereesi- ja pyörrevirtahäviöihin. Hystereesihäviöt ovat suoraan verrannollisia staattorivuon taajuuteen kun taas pyörrevirtahäviöt ovat verrannollisia taajuuden neliöön. Sekä pyörrevirta- että hystereesihäviöt riippuvat vuon amplitudista. Lisähäviöillä kuvataan moottorin kuormituksesta riippuvia rautahäviöitä. Kuparihäviöitä syntyy staattorin ja roottorin käämityksissä. Lisäksi moottorissa häviöitä aiheutuu kitkasta, ilmanvastuksesta ja tuuletuksesta johtuvista hankaus- ja tuuletushäviöistä.



Kuva 15: Oikosulkumoottorissa syntyvät tehohäviöt.

3.3.1 Hetkellisarvoiset häviöt

Oikosulkumoottorissa syntyvien häviöiden arviointi on monimutkaista jo pelkästään puhtaasti sinimuotoisella syötöllä. Taajuusmuuttajasyöttöä käytettäessä arviointi vaikeutuu entisestään magneettivuon- ja virrantiheydessä lisääntyvän yliaaltosisälön vuoksi. Lisäksi käytön toimintapiste vaikuttaa syntyviin häviöihin merkittävästi. Näin ollen sopivien häviömallien kehittäminen on vaikeaa. Seuraavassa on esitelty yliaaltojen vaikutuksen huomioiva oikosulkumoottorin aikatazon malli viitteiden (Ranta et al., 2009a) ja (Ranta et al., 2009b) pohjalta.

Oikosulkumoottorissa voidaan käyttää epälineaarista rautahäviöresistanssia, joka mallintaa staattorin rautasydämessä syntyviä häviöitä. Ranta et al. (2009a) esittivät staattorin rautahäviöresistanssin hetkellisarvolle yhtälön

$$R_{\text{Fe}}(u, \psi_s) = \frac{R_{\text{Ft}}}{1 + k_{\text{Fe}} \psi_s^{n-1} / u}, \quad (38)$$

missä R_{Ft} ja k_{Fe} ovat positiivisia vakioita ja eksponentti n on tavallisesti välillä 1–2. Päävuovektorin pituus on $\psi_s = \sqrt{\psi_{\text{sd}}^2 + \psi_{\text{sq}}^2}$. Rautahäviöresistanssin yli olevan jännitteen itseisarvo on

$$u = |\underline{u}_s^k - R_s \underline{i}_s^k|, \quad (39)$$

mikä voidaan esittää myös yhtälöllä

$$u = \left| \frac{d\underline{\psi}_s^k}{dt} + j\omega_k \underline{\psi}_s^k \right|. \quad (40)$$

Resistanssin yhtälö (38) voidaan tulkita kahden resistanssin rinnankytkentänä: vakioresistanssi R_{Ft} vastaten pyörrevirtahäviöitä sekä jännitteestä ja vuosta riippuva epälineaarinen resistanssi $R_{\text{Ft}} u / (k_{\text{Fe}} \psi_s)^{n-1}$ vastaten hystereesihäviöitä. Resistanssin yhtälöstä saadaan staattorin rautahäviöiden hetkellinen arvo

$$p_{\text{Fe}} = \frac{u^2 + k_{\text{Fe}} \psi_s^{n-1} u}{R_{\text{Ft}}}, \quad (41)$$

mikä voidaan esittää pysyvässä tilassa muodossa

$$P_{\text{Fe}} = \frac{\omega_s^2 \psi_s^2 + k_{\text{Fe}} |\omega_s| \psi_s^n}{R_{\text{Ft}}} \quad (42)$$

päävuon ja staattorin kulmataajuuden vakioarvoilla ψ_s ja ω_s . Parametri k_{Fe} määrittelee pyörrevirta- ja hystereesihäviöiden välisen suhteen. Valitsemalla $n = 2$ saadaan molemmat termit riippumaan vuosta neliöllisesti.

Roottorissa syntyvät yliaaltohäviöt voidaan mallissa ottaa huomioon resistansseista ja induktansseista koostuvan Cauer-verkon avulla. Kuvan 16 sijaiskytkennässä

Cauer-verkko induktanssin $L_{\sigma a}$ rinnalla mallintaa pyörrevirtoja kyllästyvässä roottorin rautasydämessä ja induktanssin $L_{\sigma b}$ rinnalla oleva Cauer-verkko virranahdon vaikutusta roottorikäimityksessä. Sijaiskytkentä on esitetty roottorikoordinaatistossa, jolloin koordinaatisto pyörii staattorikoordinaatistoon verrattuna roottorin kulmanopeudella $\omega_k = \omega_m$. $\underline{i}_{\text{Fe}}^r$ on staattorin rautahäviöresistanssin virta

Kuvan 16 mallissa huomioidaan magneettisen keskinäiskyllästyksen aiheuttama epälinearisuus magnetointi-induktanssissa L_s ja hajainduktanssissa $L_{\sigma a}$. Magnetointi- ja hajainduktanssi määritellään tavallisesti

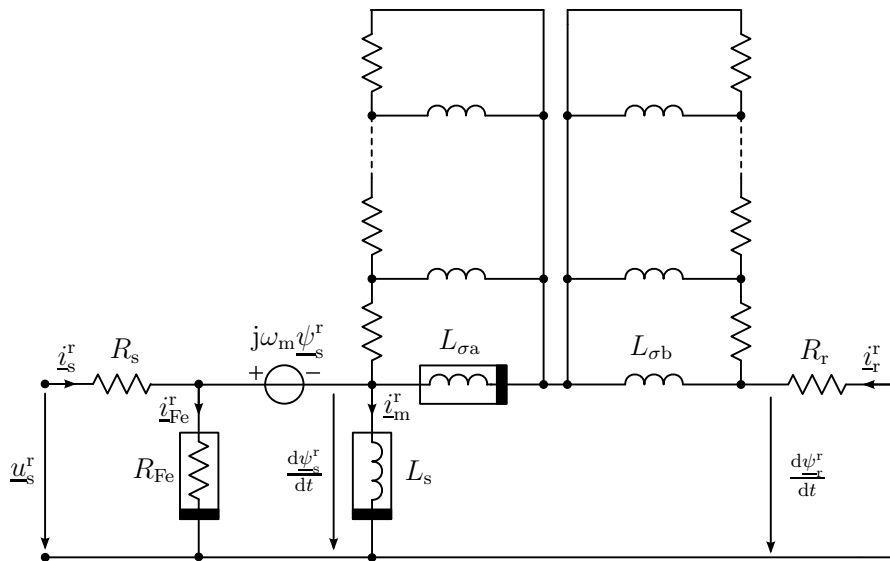
$$L_s(\psi_s) = \frac{\psi_s}{i_m(\psi_s)} \quad (43)$$

$$L_{\sigma a}(\psi_{\sigma a}) = \frac{\psi_{\sigma a}}{i_r(\psi_{\sigma a})}, \quad (44)$$

missä $\psi_{\sigma a}$ on roottorin hajavuo. Magnetointi-induktanssin virtaan $i_m(\psi_s)$ vaikuttaa kuitenkin päävuon ψ_s lisäksi roottorin hajavuo $\psi_{\sigma a}$ ja hajainduktanssin virtaan $i_r(\psi_{\sigma a})$ roottorin hajavuo lisäksi päävuon. Näin ollen magnetointi- ja hajainduktanssin hetkelliset arvot riippuvat sekä pää- että hajavuo- hetkellisistä arvoista. Riippuvuus voidaan mallintaa Tuovisen (2008) esittämällä yhtälöillä

$$L_s(\psi_s, \psi_{\sigma a}) = \frac{L_{su}}{1 + \alpha \psi_s^a + \frac{\gamma L_{su}}{d+2} \psi_s^c \psi_{\sigma a}^{d+2}} \quad (45)$$

$$L_{\sigma a}(\psi_s, \psi_{\sigma a}) = \frac{L_{\sigma au}}{1 + \beta \psi_{\sigma a}^b + \frac{\gamma L_{\sigma au}}{c+2} \psi_s^{c+2} \psi_{\sigma a}^d}, \quad (46)$$



Kuva 16: Oikosulkumoottorin dynaaminen Γ -sijaiskytkentä roottorikoordinaatistossa häviö- ja kyllästysmallilla täydennettynä.

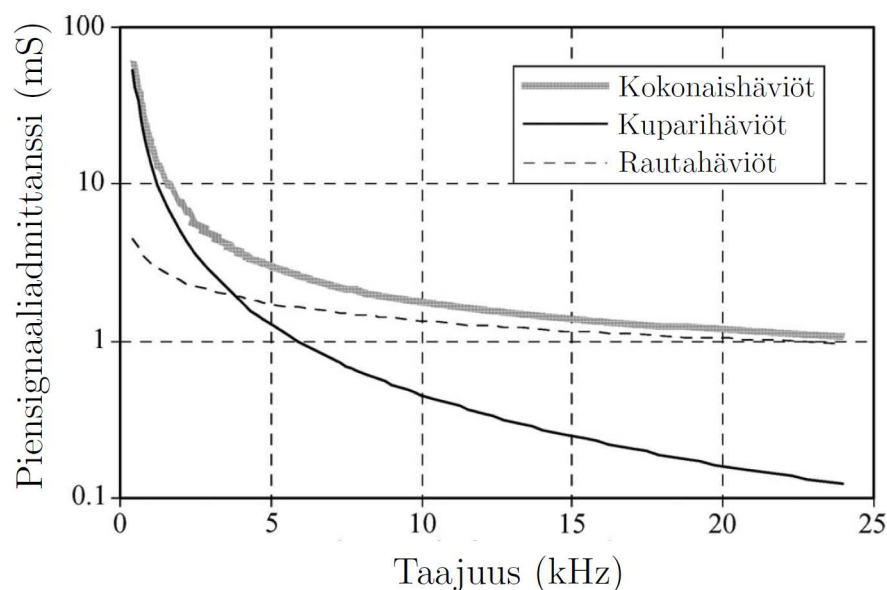
missä L_{su} ja $L_{\sigma au}$ ovat kyllästymättömät magnetointi- ja hajainduktanssin arvot ja vakioparametreille pätee $\{a,b,c,d\} \geq 0$, $\{\alpha,\beta,\gamma\} \geq 0$.

3.3.2 Analyttiset häviömallit

Kirjallisuudessa on olemassa erilaisia analyttisiä malleja staattorivirran ja -jännitteen kytkentätaajuisten yliaaltokomponenttien aiheuttamien häviöiden estimointiin oikosulkumoottorissa. Periaatteellisesti voidaan ajatella jännitteen yliaaltojen vaikuttavan rautahäviöihin ja virran yliaaltojen kuparihäviöihin. Kuvassa 17 on esimerkki tyypillisistä oikosulkumoottorin piensignaaliadmittanssin (yliaaltohäviökerroin) arvoista rauta- ja kupariadmittansseihin eriteltynä. Kuparihäviöt ovat dominoivia pienillä taajuuksilla, mutta ne pienenevät suurilla taajuuksilla lähes merkityksettömiksi. Rautahäviöt pienenevät, mutta säilyvät suurina myös korkeilla taajuuksilla sisältäen sekä pää- että hajavuosta aiheutuvat häviöt (Bradley et al., 2008).

Oikosulkumoottorin yliaaltojen aiheuttamia häviöitä laskettaessa on tunnettava kutakin jännitteen yliaaltoa n vastaava jännite U_n eli jännitteen yliaaltospektri. Yksittäisen yliaallon aiheuttamien tehohäviöiden saamiseksi tarvitaan siis kutakin yliaaltoon vastaava piensignaaliadmittanssi Y_n . Tästä johtuen analyttiset lausekkeet yliaaltohäviöille esitetään kutakin yliaaltoon vastaavan piensignaaliadmittanssin avulla.

Chalmers ja Sarkar (1968) vertailivat mitattuja ja häviömallin avulla laskettuja yliaaltojen aiheuttamia häviöitä oikosulkumoottorissa. Häviömallissa huomioitiin staattorin ja roottorin kuparihäviöt sisältäen virranahdon vaikutuksen sekä vinou- raisuuden ja vyyhdenpäiden aiheuttamat hajavuohäviöt. Päävuon aiheuttamia rau-



Kuva 17: Oikosulkumoottorin tyypillinen yliaaltohäviökerroin nimellisellä kuormituksella esitettynä taajuuden funktiona (Bradley et al., 2008).

tahäviöitä ja epäsinimuotoisesti ilmaväliin jakautuneesta magnetomotorisesta voimasta aiheutuvia häviöitä ei otettu mallissa huomioon. Mallin antamat häviöt vastasivat varsin hyvin mitattuja häviöitä. Mittauksissa syöttöjännitteenä käytettiin puhdasta siniaaltoja eri taajuuksilla, siniaallon perustaajuisista ja perustaajuuden yliaaltoja sisältävää aaltomuotoa sekä neljää erilaista aaltomuototyyppiä. Mittaukset kuitenkin rajoittuivat suhteellisen pienille taajuuksille $f_n < 3,5$ kHz.

Buck et al. (1984) esittivät yhtälön oikosulkumoottorin suhteelliselle piensignaaliadmittanssille

$$Y_n = \left(\frac{f_{1,N}}{f_n L_{\sigma,N}} \right)^2 \left(1 + \left(\frac{f_n}{K} \right)^{\alpha+0,3} \right), \quad n \neq 3k, \quad (47)$$

missä f_n on kertaluvun n yliaaltotaajuus, $f_{1,N}$ on perusaallon nimellinen taajuus ja $L_{\sigma,N}$ on moottorin nimellisen hajainduktanssin suhteellisarvo. K ja α ovat moottorin nimellistehosta riippuvia vakioita, joille on annettu käyrästöt viitteessä (Buck et al., 1984). K :n vaihteluväli on 250–30 ja α :n 1,1–0,8, kun moottorin nimellisteho vaihtelee 1–1000 kW. Moottorin yliaaltohäviöt riippuvat siten kahdesta termistä, joista toinen on käänteisesti verrannollinen taajuuden neliöön, toinen riippuu käänteisesti taajuudesta eksponentilla 0,6–0,9 riippuen vakiosta α . Yhtälön oletetaan pätevän arvioitaessa yliaaltohäviöitä taajuusalueella 0,1–20 kHz. Buck et al. (1984) testasivat mallin toimivuutta vertaamalla yhtälön antamia häviöestimaatteja mitattuihin häviöihin ja lasketut häviöt vastasivat melko hyvin kokeellisia tuloksia.

Cummings (1986) esitti yksinkertaistetun lausekkeen yliaaltojen aiheuttamien häviöiden estimointiin oikosulkumoottorissa. Mallissa ei jaotella kupari- ja rautahäviöitä, vaan piesignaaliadmittanssi esitetään yhden termin avulla

$$Y_n \approx \frac{I_{LR}^2}{n} \left(\frac{R_B}{R_B + R_{Fe}} \right), \quad n \geq 5, \quad (48)$$

missä I_{LR} on lukitun roottorin virran suhteellisarvo, R_B on staattorin ja roottorin kuparihäviöistä ja lisähäviöistä koostuvan resistanssin suhteellisarvo ja R_{Fe} on avoimen piirin rautahäviöresistanssin suhteellisarvo. Näille voidaan ilmoittaa tyypilliset arvot

$$I_{LR} \approx 6,5 \quad (49)$$

$$\frac{R_B}{R_B + R_{Fe}} \approx 0,83, \quad (50)$$

jolloin yhtälö (48) yksinkertaistuu muotoon

$$Y_n \approx \frac{35}{n}, \quad n \geq 5. \quad (51)$$

Undeland ja Mohan (1988) mittasivat pulssinleveysmoduloinnin aiheuttamat yliaaltohäviöt oikosulkumoottorissa taajuusalueella 0,3–10 kHz, ja käyttivät käyränsovituksessa mallia

$$Y_n = \frac{A}{f_n^{1,5}} + \frac{B}{f_n^\beta}, \quad (52)$$

missä A , B ja β ovat moottorille ominaiset kertoimet. Yhtälön avulla lasketut ja mitatut häviöt olivat hyvin yhtäpitäviä.

Novotny et al. (1990) esittivät likimääräiset yhtälöt rauta- ja kuparihäviöitä vastaavien piensignaaliadmittanssien riippuvuudelle yliaaltotaajuudesta. Yhtälöt pätevät taajuusalueelle 15–25 kHz asti tai jopa näitäkin suuremmille taajuuksille. Piensignaaliadmittanssit ovat verrannollisia yliaaltotaajuuteen seuraavasti: kuparihäviöitä vastaava admittanssi staattorissa ja roottorissa

$$Y_{\text{Cu},n} \sim \frac{1}{f_n^{1,2}} \quad (53)$$

ja rautahäviöitä vastaava admittanssi staattorissa ja roottorissa

$$Y_{\text{Fe},n} \sim f_n^{0,5}. \quad (54)$$

Lähellä perusaaltotaajuutta edellä esitty kuparihäviöiden taajuusriippuvuus staattorin käämityksen osalta ei kuitenkaan päde. Tällöin staattorin käämityksen admittanssi muuttuu

$$Y_{\text{Fe},n} \sim \frac{1}{f_n^{3,3}}. \quad (55)$$

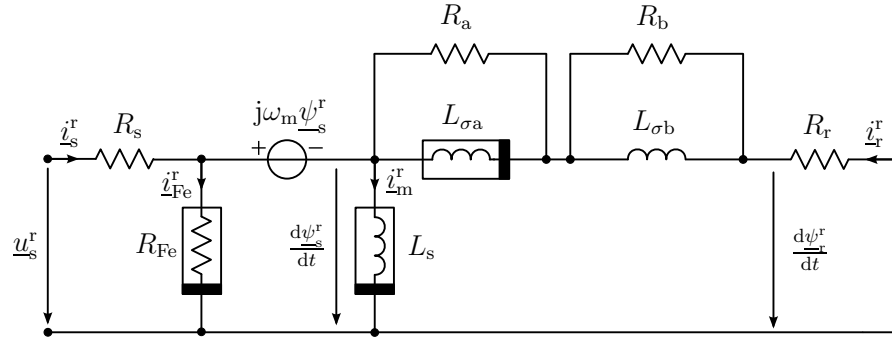
Kun yliaaltotaajuus kasvaa, staattorin käämityksen admittanssin taajuusriippuvuus muuttuu kohti yhtälön (53) admittanssin taajuusriippuvuuden arvoa.

Bradley et al. (2008) tutkivat yliaaltojen vaikutusta oikosulkumoottorin häviöihin signaali-injektiomenetelmän avulla. Menetelmän perusajatuksena on lisätä haluttua yliaaltoa staattorijännitteeseen ja mitata lisäyksen vaikutus mahdollisimman tarkasti moottorin häviöissä. Kokeet toteutettiin taajuusalueella 0–25 kHz lisäämällä vain yhtä taajuuskomponenttia kerrallaan ja mittaamalla syntyneet tehohäviöt kalorimetrin avulla. Taajuusaluetta voidaan laajentaa suuremmille taajuuksille käyrän sovitusta käyttämällä. Tällä tavoin voidaan määrittää kohtuullisen tarkasti yksittäisen oikosulkumoottorin ominaiskäyrä piensignaaliadmittanssin riippuvuudelle taajuudesta. Artikkelissa käytetty yhtälö on muuten sama kuin yhtälö (52), mutta ensimmäisen termin nimittäjän potenssi 1,5 on korvattu muuttujalla α .

3.3.3 Simulointimalli

Oikosulkumoottorille muodostettiin aikatason simulointeja varten sijaiskytkentä, jolla mallinnettiin staattorissa ja roottorissa syntyvät rauta- ja kuparihäviöt. Mallissa jätettiin huomiotta tuuletus- ja hankaushäviöt sekä komponenttien lämpenemisestä aiheutuva mallin parametrien muuttuminen. Simuloidut oikosulkumoottorin häviöt eroavat näiltä osin todellisista häviöistä.

Staattorin rautahäviöresistanssin hetkellisarvo mallinnettiin yhtälössä (38) esitetyllä tavalla. Roottorin häviöille käytettiin kuvan 18 yksinkertaistettua mallia, koska siihen on saatavissa viitteestä (Ranta et al., 2009b) mittaustuloksiin sovitettuja parametriarvot. Resistanssilla R_a mallinnettiin pyörrevirtojen aiheuttamia häviöitä kylästyvässä roottorin rautasydämessä ja resistanssilla R_b virranahdon aiheuttamia häviöitä roottorin käämityksessä.



Kuva 18: Aikatason simuloinneissa käytetty oikosulkumoottorin dynaaminen Γ -sijaiskytkentä roottorikoordinaatistossa kyllästysmallilla ja yksinkertaistetulla häviömallilla täydennettynä.

3.4 Vektorisäätö

Moottorin säädössä on edullista käyttää roottorin (estimoituun) käämivuohon kiinnitettyä koordinaatistoa. Tällöin koordinaatisto pyörii staattorikoordinaatistoon verrattuna roottorivuon kulmanopeudella $\omega_k = \omega_s$. Roottorivuo-orientoidussa vektorisäädössä moottorin vääntömomenttia voidaan suoraan ohjata staattorivirran q-komponentilla ja roottorin käämivuota staattorivirran d-komponentilla (Harnefors, 2003). Kuvassa 19 on esitetty vektorisäätimellä varustetun oikosulkumoottorin lohkokaaevio. Mitattu staattorivirta i_s^s muutetaan roottorivuon koordinaatistoon ja palautetaan virtasäätäjälle. Mitatun virran i_s ja ohjearvovirran $i_{s,ref}$ perusteella virtasäätäjältä syötetään jännitteen ohjearvo $u_{s,ref}^s$ pulssinleveysmodulaattorille, jossa tuotetaan hilaohjeet vaihtosuuntaajan transistoreille. Suureiden muuttaminen staattorikoordinaatistosta roottorivuon koordinaatistoon ja päinvastoin vaatii vuon kulman $\vartheta_k = \vartheta_s$ tuntemista (yhtälö (31)). Kulman suora mittaaminen on vaikeaa ja epäkäytännöllistä, joten vektorisäädön yhteydessä käytetään aina vuon kulmaestimaattoria.

4 Häviöitä pienentävät optimointimenetelmät

Sähkökäytön häviöitä voidaan pienentää moottorin vuotason, vaihtosuuntaajan pulssikuvion ja kytkentätaajuuden optimointimenetelmillä. Kytkentätaajuudella on vaikutusta lähinnä vaihtosuuntaajan kytkentähäviöihin ja oikosulkumoottorin yliaaltohäviöihin. Optimaalisella kytkentätaajuudella vaihtosuuntaajan ja oikosulkumoottorin muodostamat kokonaishäviöt ovat minimissään.

4.1 Häviöitä pienentävät vuon optimointimenetelmät

Häviöitä pienentävät vuon ohjausmenetelmät vektorisäädetyissä käytöissä voidaan jakaa kahteen pääryhmään:

- 1) hakumenetelmät (search controllers)
- 2) mallipohjaiset menetelmät (loss model-based controllers).

Hakumenetelmissä moottorin vuota säädetään, kunnes sähkökäytön tuloteho on minimissään. Mallipohjaisissa menetelmissä kehitetään käytölle häviömalli, jonka perusteella etsitään häviötason minimi. Lisäksi on olemassa ns. hybridimenetelmät, jolloin käytön ohjauksessa hyödynnetään sekä haku- että mallipohjaisia menetelmiä (Abrahamsen, 2000). Kirjallisuudessa esitetyissä haku- ja mallipohjaisissa menetelmissä on yleensä otettu huomioon vain oikosulkumoottorissa syntyvät häviöt. Taajuusmuuttajan häviöiden merkitystä optimointimenetelmissä on sen sijaan hyvin vähän tutkittu (Abrahamsen, 2000).

4.1.1 Hakumenetelmät

Hakumenetelmiä on olemassa useita tyyppejä riippuen siitä mitä suureita halutaan minimoida. Tavallisesti sovelletaan käytön ottotehon, välipiirin tehon tai staattorivirran minimointimenetelmiä. Virran minimointi on helpompaa kuin tehon minimointi, ja tarvittavat mittausanturit ovat halvemmat. Lisäksi staattorivirralla on selkeämmin havaittava minimikohta (Kioskeridis and Margaris, 1996). Toisaalta staattorivirran käyttäminen hakumenetelmässä johtaa alhaisempaan vuotason, pienentää maksimimomenttia ja näin ollen huonontaa robustisuutta kuorman häiriöitä vastaan (Abrahamsen, 2000).

Hakumenetelmien merkittävin etu on, että häviöiden kannalta optimaalinen toimintapiste voidaan löytää ilman tietoa taajuusmuuttajan tai moottorin parametreista. Lisäksi laitteiston parametrien vaihtelu esim. muuttuneen lämpötilan vaikutuksesta ei vaikuta hakumenetelmän tarkkuuteen. Merkittävin haittatekijä on pitkä konvergoitumisaika. Hakumenetelmien iteraatioprosessi vie aikaa yli 4 s, joten ne eivät sovi tehtäviin, joissa on toistuvia nopeuden tai kuorman muutostiloja (Abrahamsen, 2000).

4.1.2 Mallipohjaiset menetelmät

Mallipohjaisissa menetelmissä sähkökäytön säätöyksikössä tarvitaan käyttöä mallintavia yhtälöitä, joten taajuusmuuttajan ja moottorin parametrit täytyy ennalta tuntea. Kun käytön malli on tiedossa, moottorin vuotaso voidaan valita siten, että mallin antamat häviöt minimoituvat. Mallipohjaisten menetelmien merkittävin haittatekijä on sähkökäytön parametrien tarve. Mallipohjaiset menetelmät ovat kuitenkin nopeita (Abrahamsen, 2000).

4.2 Kytkentätaajuuden optimointi

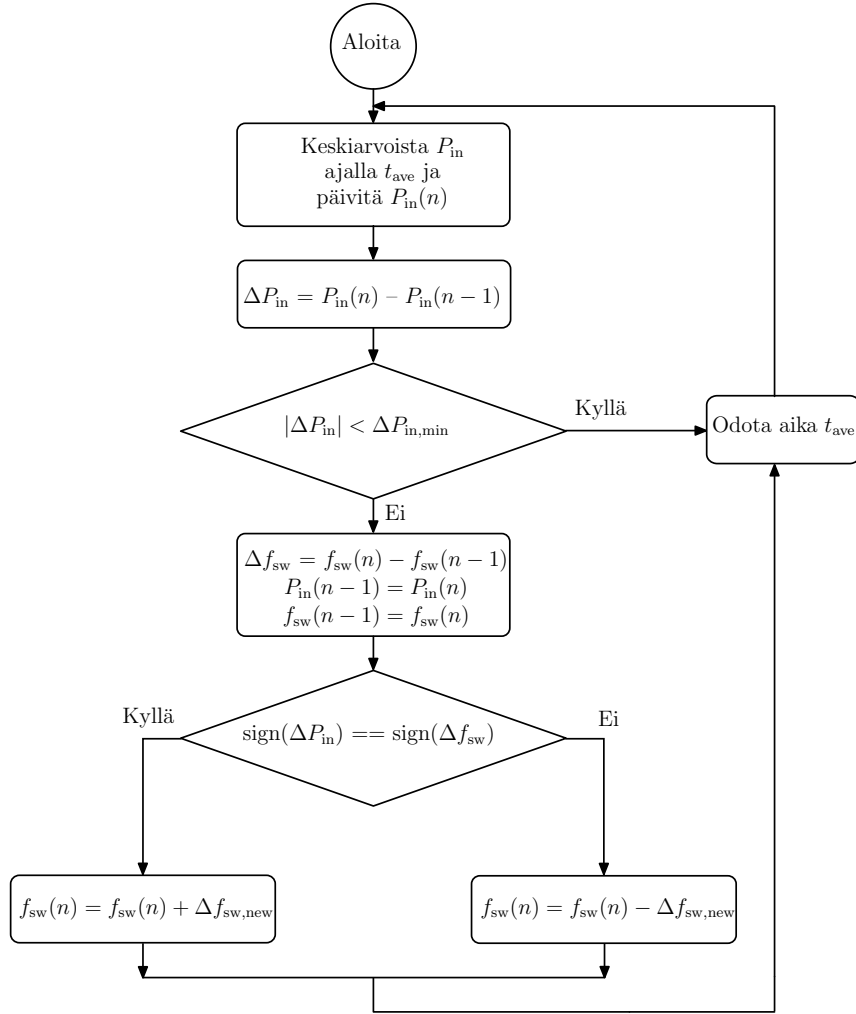
Kirjallisuudessa tasasähkökatkojille on esitetty kytkentätaajuuden optimointimenetelmiä (Al-Hoor et al., 2007) ja (Abu-Qahouq et al., 2008). Optimointimenetelmät perustuvat hakupohjaisiin menetelmiin. Samaa periaatetta voidaan hyödyntää myös vaihtosuuntaajan kytkentätaajuuden optimoinnissa.

Al-Hoor et al. (2007) esittivät tulotehon minimointiin perustuvan kytkentätaajuuden valintamenetelmän tasasähkökatkojalle. Algoritmin peruseriaate toimii myös kolmivaiheisen oikosulkumoottorikäytön häviöitä minimoitaessa. Ohjausyksikkö löytää automaattisesti tehohäviöiden kannalta katkojalle optimaalisen kytkentätaajuuden arvon. Katkojan tulotehoa keskiarvoistetaan ja lasketaan muutos tulotehossa. Tulotehon muutossuunnan ja edellisen iteraatiokierroksen kytkentätaajuuden muutossuunnan perusteella ratkaistaan mihin suuntaan kytkentätaajuutta on muutettava.

Viitteessä (Abu-Qahouq et al., 2008) kytkentätaajuuden valintamenetelmää on parannettu siten, että kytkentätaajuuden muutosaskeleen suuruus ei ole vakio vaan riippuu katkojan tulovirran ja kytkentätaajuuden muutoksesta. Lisäksi menetelmällä minimoidaan katkojan tulotehon sijasta tulovirtaa. Koemittauksissa päästiin varsin lähelle optimaalista kytkentätaajuuden arvoa. 23:n iteraatioaskeleen jälkeen ero optimaalisen ja algoritmin antaman kytkentätaajuuden välillä oli 0,134 %.

4.2.1 Optimointialgoritmi

Simulointimallissa kytkentätaajuuden optimointimenetelmänä käytettiin viitteessä (Al-Hoor et al., 2007) esitettyä hakupohjaista kytkentätaajuuden valintamenetelmää. Kytkentätaajuutta muutetaan pienin askelin pitämällä moottorin lähdön tehotaso vakiona ja etsimällä taajuusmuuttajan tulotehon minimiarvo. Optimointialgoritmin toimintaperiaate on esitetty signaalivuokaavion avulla kuvassa 20.



Kuva 20: KytKentätaajuuden optimointialgoritmin signaalivuokaavio.

Taajuusmuuttajan tulotehoa keskiarvoistetaan ajan t_{ave} välein. Tulotehon muutos ΔP_{in} lasketaan tämänhetkisen tehon $P_{in}(n)$ ja edellisen kytKentätaajuuden muutoksen aikana mitatun tehon $P_{in}(n-1)$ välisenä erotuksena. Kun tulotehon muutos on pienempi kuin $\Delta P_{in,min}$, kytKentätaajuuden arvoa ei muuteta. KytKentätaajuuden muutoksen $\Delta f_{sw,new}$ arvo ei ole vakio, vaan riippuu hetkellisestä kytKentätaajuuden arvosta. KytKentätaajuutta vastaavassa jaksonajassa T_{sw} halutaan välttyä päättymättömältä desimaaliluvulta. Siksi sitä joko kasvatetaan tai pienennetään vakioajalla t_c

$$T_{sw,new} = T_{sw} + t_c, \quad (56)$$

$$T_{sw,new} = T_{sw} - t_c, \quad (57)$$

riippuen siitä, halutaanko kytKentätaajuutta pienentää vai kasvattaa. Uusi kytKentätaajuus on kytKentätaajuuden jaksonajan käänteisarvo $1/T_{sw,new}$. Aika t_{ave} on lait-

teistokohtainen parametri, joka riippuu mm. näytetaajuudesta ja käytön dynamiikasta. Kytkeätaajuus rajoitetaan normaalin toiminnan taajuuksialueelle 1–20 kHz.

5 Tulokset

Simulointimallin antamia taajuusmuuttajan häviöitä verrataan analyttisillä lausekkeilla laskettuihin häviöihin. Oikosulkumoottorin osalta simulointimallin häviöitä verrataan analyttisillä menetelmillä ja elementtimenetelmällä (FEM) saatuihin häviöihin. Lisäksi simulointimallilla tehdään joitakin esimerkkisimulointeja.

5.1 Simulointimalli

Simuloinnit toteutettiin käyttäen Matlab/Simulink-simulointiympäristöä. Taajuusmuuttajan häviömallin oikeellisuus varmistettiin mallintamalla taajuusmuuttajan häviöt Simulinkiin saatavalla Plecs-piirisimulointityökalulla.

Simuloitava käyttö koostui nelinapaisesta 45 kW:n oikosulkumoottorista ja sitä ohjaavasta taajuusmuuttajasta. Oikosulkumoottorin nimellis- ja perusarvot ovat taulukoissa 1 ja 2.

Taulukko 1: Nelinapaisen, 45 kW:n oikosulkumoottorin (M3GP 225SMC 4) nimellisarvot.

Teho	P_N	45	kW
Taajuus	f_N	50	Hz
Jännite (RMS)	U_N	400	V
Virta (RMS)	I_N	81	A
Vääntömomentti	T_N	291	Nm
Nopeus	n_N	1477	1/min
Tehokerroin	$\cos\varphi_N$	0,86	
Hitausmomentti	J_N	0,49	kgm ²

Taulukko 2: Nelinapaisen, 45 kW:n oikosulkumoottorin (M3GP 225SMC 4) perusarvot.

Kulmanopeus	$\omega_B = 2\pi f_N$	314,16	rad/s
Jännite	$U_B = \sqrt{2/3}U_N$	326,60	V
Virta	$I_B = \sqrt{2}I_N$	114,55	A
Impedanssi	$Z_B = U_B/I_B$	2,85	Ω
Induktanssi	$L_B = Z_B/\omega_B$	0,009	H
Vuo	$\Psi_B = U_B/\omega_B$	1,040	Wb

Simuloinneissa käytetyn mallin lohkoavaio on esitetty kuvassa 21. Mallin tuloina ovat roottorin sähkökulmanopeuden ohjearvo $\omega_{m,ref}$, kuorman aiheuttama vääntömomentti T_L ja kolmivaiheinen verkkojännite. Oikosulkumoottori mallinnettiin kuvan 18 mukaisesti. Järjestelmän mekaniikka mallinnettiin yhtälön (37) mukaan. Taajuusmuuttajalohko sisälsi kuvan 10 häviömallin. Pulssinleveysmoduloinnissa käytettiin kohdassa 2.3 esitettyä symmetristä kolmiovertailua. Roottorivuo-orientoitu

naisesta heilahtelusta. Tästä johtuen kytkentätaajuuden säätölohkolle syötettävä taajuusmuuttajan tuloteho keskiarvoistettiin ajan $t_{ave} = 1$ s välein, jotta kytkentätaajuuden säädössä tarvittava lähtötehon mittauservo vastaisi pysyvän tilan arvoa. Toinen simuloinneissa asetettava parametri on taajuusmuuttajan tulotehon muutoksen minimiarvo kahden peräkkäisen näytteen välillä $\Delta P_{in,min}$, jolloin kytkentätaajuutta vielä muutetaan. Jos tämä arvo on liian suuri, kytkentätaajuus hakeutuu kohti optimaalista kytkentätaajuutta, mutta stabiloituu ennen optimaalisen pisteen löytämistä. Minimiarvon ollessa liian pieni, optimaalisen kytkentätaajuuden piste löytyy. Tällöin kytkentätaajuuden arvo ei kuitenkaan stabiloitu, vaan heilahtelee keskiarvoistetussa tulotehossa olevan satunnaisen värähtelyn vuoksi. Simuloinneissa käytetty arvo oli 2 W. Kolmas tärkeä säädön parametri on kohdassa 4.2.1 esitelty kytkentätaajuuden porrastukseen liittyvä jaksonaika t_c , jolle simuloinneissa käytettiin arvoa 50 μs .

Tasasuuntaajan diodien kynnysjännitteet ja päästötilan resistanssit saatiin valmistajan datalehdessä (Eupec, 2000). Välipiirin kondensaattorin ja kuristimen ekvivalenttien sarjaresistanssien suuruudet arvioitiin nimellisasteissa syntyvien häviöiden mukaan. Vaihtosuuntaajan diodien ja IGBT-transistorien kynnysjännitteet, päästötilan resistanssit ja kytkentähäviöenergiat on löydettävissä valmistajan datalehdessä (Eupec, 2004).

Tässä työssä simuloituja oikosulkumoottorin yliaaltohäviöitä verrattiin elementtimenetelmällä saatuihin häviöihin. Lämpötilalla on varsin merkittävä vaikutus komponenttien häviöihin, joten moottorin parametrit on valittu vastaamaan elementtimenetelmän mallia seuraavalla tavalla:

- 1) staattorikämmityksen resistanssi R_s moottorin nimelliskäytössä saatiin valmistajalta,
- 2) roottorikämmityksen resistanssi R_r valittiin siten, että moottorin nimellisasteissa staattorivirran perusaaltokomponentti vastasi moottorin nimellisvirtaa,
- 3) resistanssit R_a ja R_b valittiin siten, että moottorissa syntyvät yliaaltohäviöt vastasivat elementtimenetelmällä saatuja yliaaltohäviöitä yhdessä toimintapisteesä.

Tällä tavoin muodostettiin malli oikosulkumoottorissa syntyville yliaaltohäviöille. Mallin antamat tulokset ovat vertailukelpoisia elementtimenetelmällä laskettujen tulosten kanssa. Parametriarvot staattorin rautahäviöresistanssille ja vakioille k_{Fe} ja n saatiin viitteestä (Ranta et al., 2009a).

Magneettisen kyllästysmallin parametrien arvot pohjautuvat viitteessä (Tuovinen et al., 2008) esitettyihin mittaustuloksiin. Viitteessä esitettyjen parametrien arvoja muutettiin jakamalla roottorin hajainduktanssi kyllästyvään ja kyllästymättömään osaan. Simuloinneissa käytettävät oikosulkumoottorin Γ -sijaiskytkennän, taajuusmuuttajan ja kyllästysmallin parametrit on esitetty taulukoissa 3–4.

Taulukko 3: 45 kW:n oikosulkumoottorin Γ -sijaiskytkennän parametrit.

Staattorin rautahäviömallin vakio	R_{Ft}	206	p.u.
Staattorin rautahäviövakio	k_{Fe}	3,05	p.u.
Staattorin rautahäviövakio	n	2	
Staattorin resistanssi	R_s	0,0184	p.u.
Roottorin resistanssi	R_r	0,0170	p.u.
Roottorin rautasydämen pyörrevirtaresistanssi	R_a	212,583	p.u.
Roottorin käämityksen virranahtoresistanssi	R_b	1,328	p.u.

Taulukko 4: Magneettisen kyllästysmallin parametrit.

Staattori-induktanssin kyllästymätön arvo	L_{su}	3,2369	p.u.
Roottorin hajainduktanssin kyllästymätön arvo	$L_{\sigma a}$	0,2547	p.u.
Roottorin hajainduktanssin vakio-osa	$L_{\sigma b}$	0,1180	p.u.
Vakio	α	0,1029	
Vakio	β	3,4388	
Vakio	γ	1,7209	
Vakio	a	6,5	
Vakio	b	1	
Vakio	c	1	
Vakio	d	0	

Taulukko 5: Taaajuusmuuttajan (400 V, 90 A, 45 kW) sijaiskytkennän parametrit.

Tasasuuntaajan diodin kynnysjännite	$U_{on,rD}$	0,8	V
Tasasuuntaajan diodin päästötilan resistanssi	$R_{F,rD}$	5,7	m Ω
Välipiirin kuristin	L_d	0,54	mH
Välipiirin kuristimen ESR	R_L	14	m Ω
Välipiirin kondensaattori	C_d	2,4	mF
Välipiirin kondensaattorin ESR	R_C	12	m Ω
Vaihtosuuntaajan IGBT-transistorin kynnysjännite	$U_{on,iT}$	0,8	V
Vaihtosuuntaajan IGBT-transistorin päästötilan resistanssi	$U_{F,iT}$	8,0	m Ω
Vaihtosuuntaajan IGBT-transistorin kytkentähäviöenergia	$E_{sw,TN}$	17,25	mJ
Vaihtosuuntaajan diodin kynnysjännite	$U_{on,iD}$	0,8	V
Vaihtosuuntaajan diodin päästötilan resistanssi	$R_{F,iD}$	5,7	m Ω
Vaihtosuuntaajan diodin takavirtaenergia	$E_{sw,DN}$	12,5	mJ

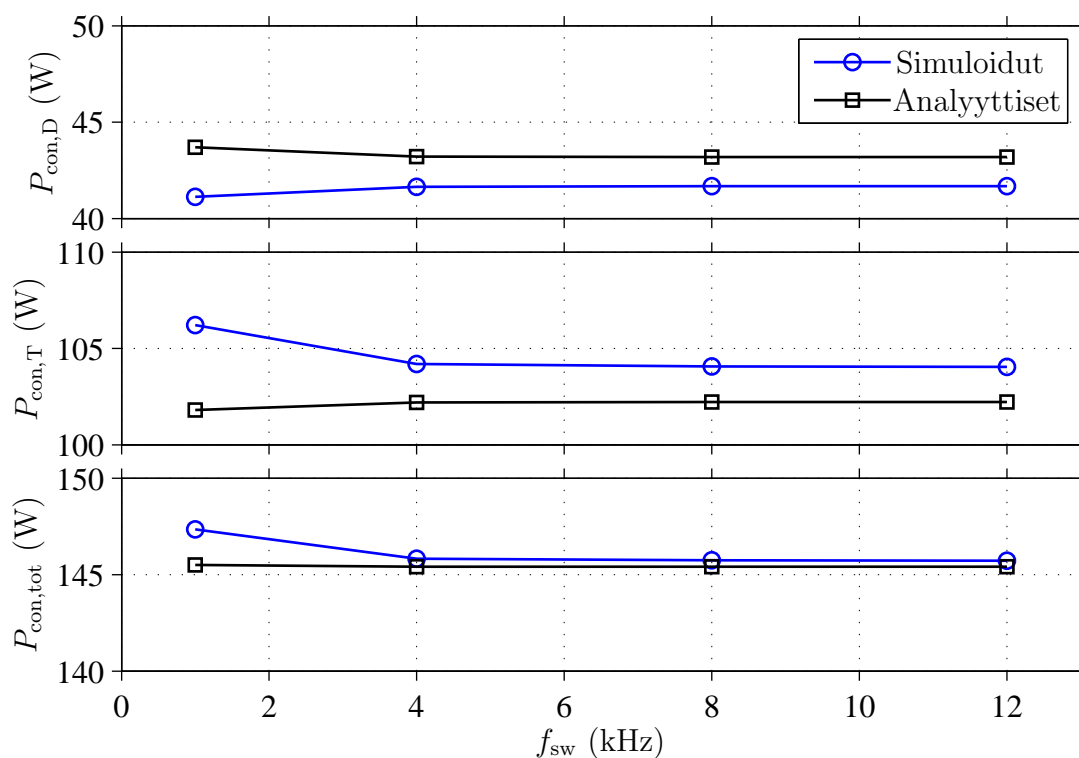
5.2 Analyttiset menetelmät

Simulointimallin antamia tuloksia taajuusmuuttajan ja oikosulkumoottorin osalta verrataan kohdissa 2.4.2 ja 3.3.2 esitetyillä analyttisillä menetelmillä laskettuihin arvoihin.

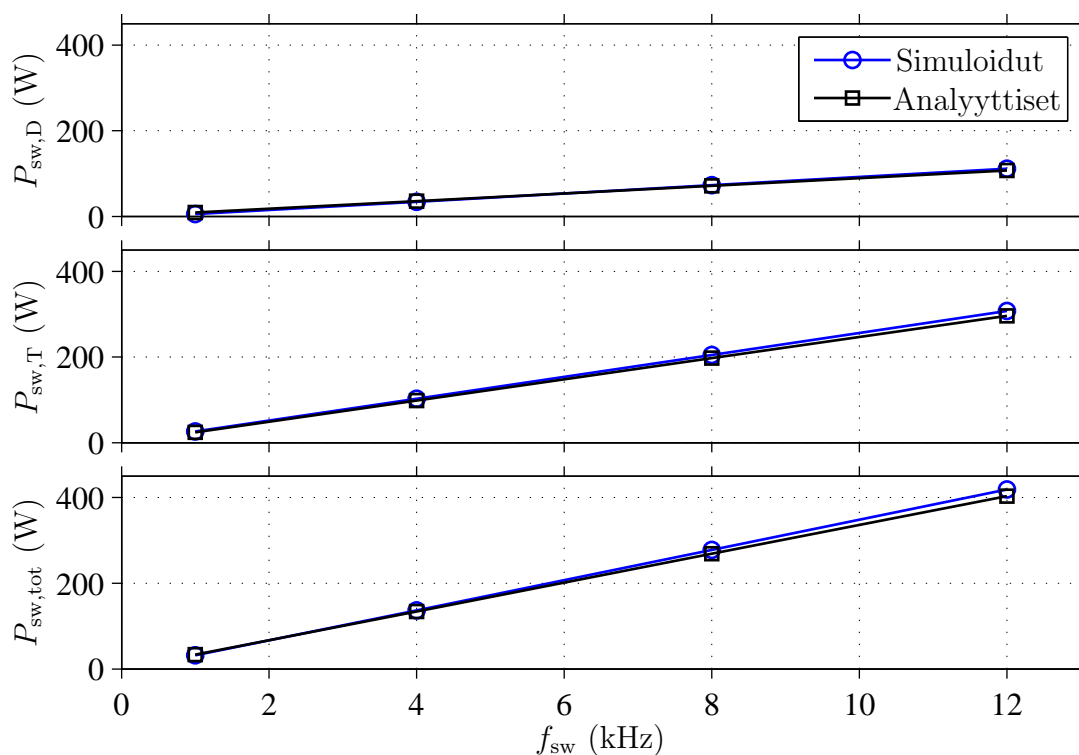
5.2.1 Vaihtosuuntaajan johto- ja kytkentähäviöt

Vaihtosuuntaajan johtohäviöt laskettiin yhtälöillä (21) ja (22) (Kolar et al., 1991). Kuvassa 22 on esitetty simuloitua ja analyttisesti lasketua johtohäviötä vaihtosuuntaajan diodien ja IGBT-transistoreiden osalta kytkentätaajuuden funktiona. Simuloinnit on toteutettu neljällä eri kytkentätaajuudella (1, 4, 8 ja 12 kHz). Kytkentätaajuudella ei ole juurikaan vaikutusta johtohäviöihin, etenkin suurilla kytkentätaajuuksilla. Pienillä kytkentätaajuuksilla komponentin yli vaikuttavassa virrassa ja jännitteessä on enemmän suuritaajuisia komponentteja, jotka hieman suurentavat johtohäviötä. Ero analyttisesti laskettujen ja simuloitujen häviöiden välillä on noin 2 %, joten tulokset vastaavat hyvin toisiaan.

Simuloitua vaihtosuuntaajan diodien ja IGBT-transistorien kytkentähäviötä on esitetty kuvassa 23, jossa niitä on verrattu yhtälöllä (24) (Kolar et al., 1991) laskettuihin kytkentähäviöihin. Kytkentähäviöt kasvavat lineaarisesti kytkentätaajuuden funktiona. Analyttisesti lasketut häviöt vastaavat hyvin simuloitua häviötä sekä diodien että IGBT-transistorien osalta.



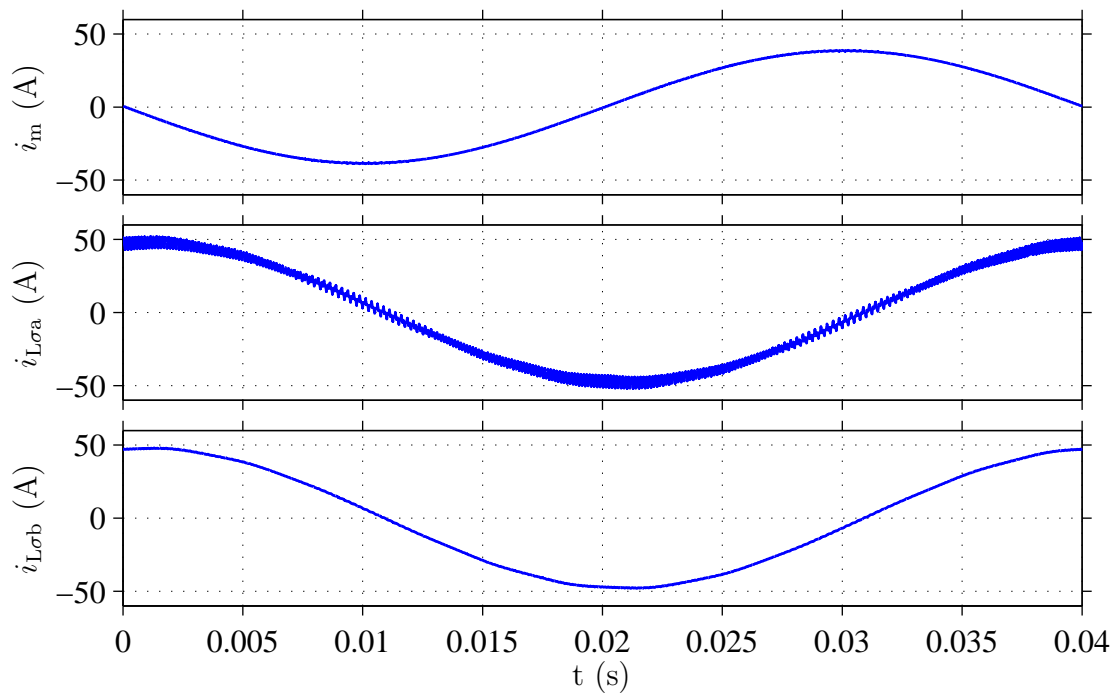
Kuva 22: Simuloidut ja analyttisesti lasketut johtohäviöt vaihtosuuntaajan diodeille ja IGBT-transistoreille kytkentätaajuuden funktiona, kun kulmanopeus $\omega_m = 0,5$ p.u. ja kuormamomentti $T_L = 0,5T_N$.



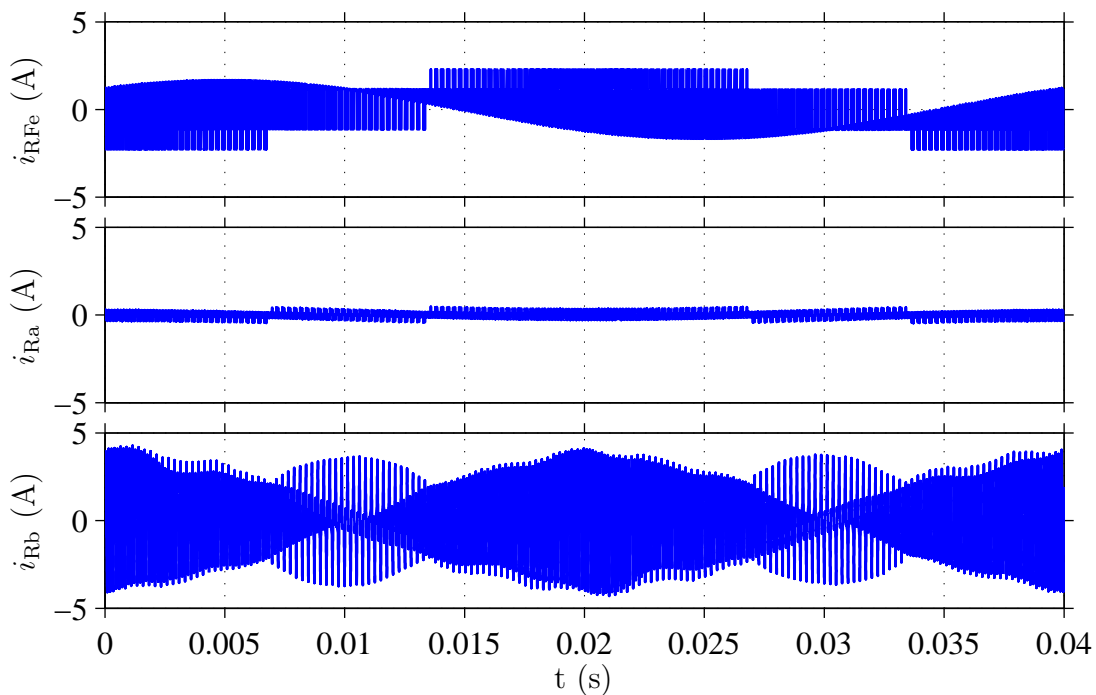
Kuva 23: Simuloidut ja analyttisesti lasketut kytkentähäviöt vaihtosuuntaajan diodeille ja IGBT-transistoreille kytkentätaajuuden funktiona, kun $\omega_m = 0,5$ p.u. ja $T_L = 0,5T_N$.

5.2.2 Oikosulkumoottorin yliaaltohäviöt

Kuvissa 24 ja 25 on esitetty kuvan 18 oikosulkumoottorin sijaiskytkennän induktanssien ja resistanssien kautta kulkevat virrat ajan funktiona simulointimallissa, kun kytkentätaajuus on 4 kHz ja syöttötaajuus 25 Hz. Suuren induktanssin vuoksi staattorijännitteen perusaallosta 90° vaihesiirtynyt magnetointivirta i_m on hyvin suodattunutta. Staattorin rautahäviöresistanssin virrassa i_{RFe} on selvästi havaittavissa staattorijännitteestä aiheutuva suuritaajuinen komponentti. Suuren roottorin rautasydämen pyörrevirtaresistanssin R_a vuoksi suurin osa virran yliaalloista kulkee hajainduktanssin $L_{\sigma a}$ kautta. Virta $i_{L\sigma a}$ on 90° vaihesiirtynyt magnetointiinduktanssin L_s yli vaikuttavan jännitteen perusaallosta. Virranahdon vaikutusta roottorin käämityksessä mallintava resistanssi R_b on varsin pieni verrattuna sen rinnalla olevaan hajainduktanssiin $L_{\sigma b}$. Tämä aiheuttaa roottorivirran suuritaajuisien komponenttien kulkeutumisen resistanssin R_b kautta, minkä vuoksi virta $i_{L\sigma b}$ on lähes sinimuotoista.



Kuva 24: Induktanssien L_s , $L_{\sigma a}$ ja $L_{\sigma b}$ virrat ajan funktiona, kun kytkentätaajuus $f_{sw} = 4$ kHz, staattorin pääjännitteen perusaallon tehollisarvo $U_{ab,1} = 200$ V ja staattoritaajuus $f_s = 25$ Hz.



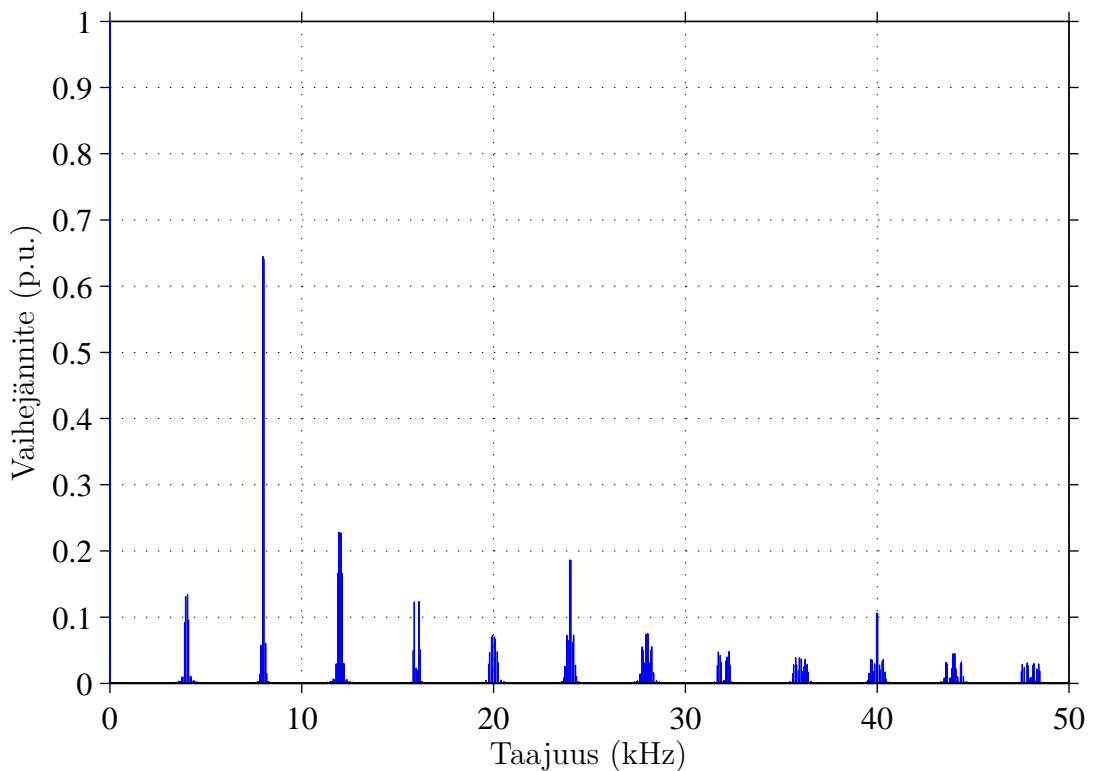
Kuva 25: Resistanssien R_{Fe} , R_a ja R_b virrat ajan funktiona, kun $f_{sw} = 4$ kHz, $U_{ab,1} = 200$ V ja $f_s = 25$ Hz.

Oikosulkumoottorin yliaaltohäviöille voidaan laskea estimaatit yhtälöillä (47) (Buck et al., 1984) ja (51) (Cummings, 1986). Yhtälöiden käyttö vaatii staattorijännitteen spektrin tuntemista. Estimaattien laskemisessa käytettiin kuvassa 26 esitettyä teoreettista pulssinleveysmoduloinnilla tuotettua vaihejännitteen spektriä, joka koostuu perusaallosta ja kytkentätaajuuden monikertojen ympärillä olevista yliaaltokomponenteista

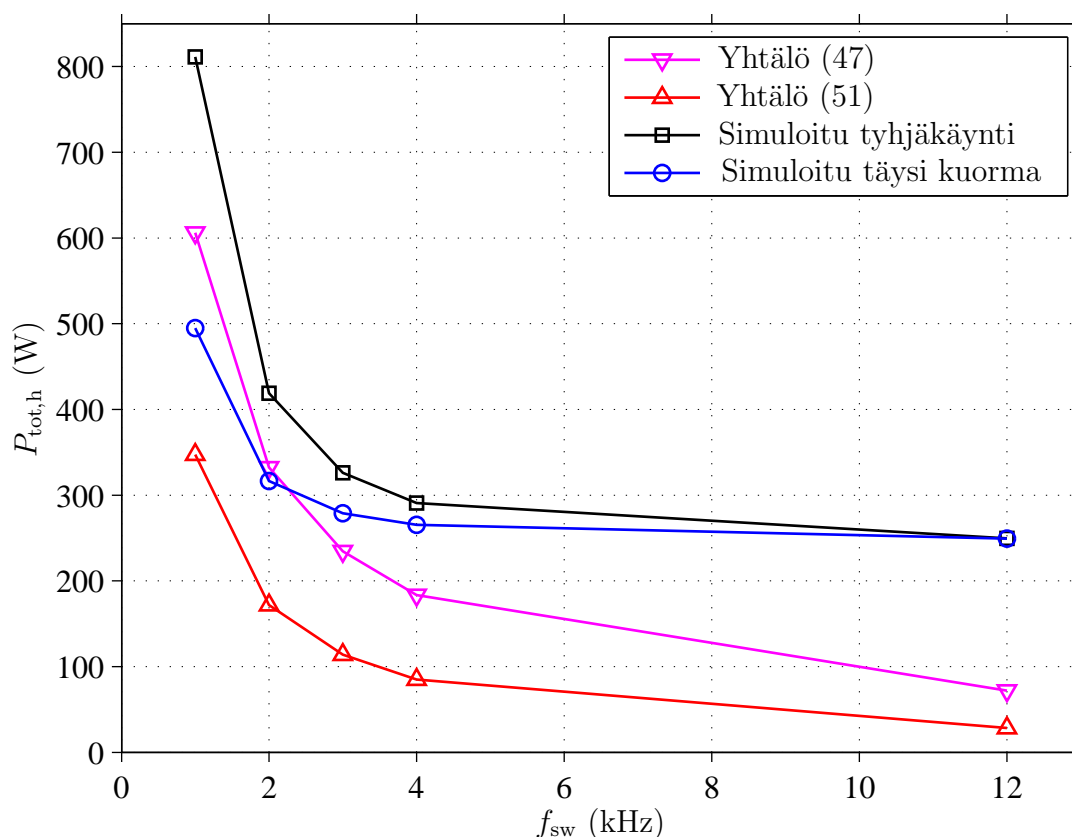
$$f_n = m f_{sw} \pm n f_s, \quad (59)$$

missä f_n on yliaallon taajuus, f_s on perusaallon taajuus, m ja n ovat taajuuksien kertaluvut. Lisäksi vaaditaan että kun m on pariton, niin n on parillinen tai kun m on parillinen, niin n on pariton (Kyyrä, 2007).

Kuvassa 27 on esitetty yhtälöillä (47) ja (51) lasketut oikosulkumoottorin yliaaltohäviöt. Häviöiden laskennassa käytettiin apuna kuvassa 26 esitettyä teoreettisen staattorijännitteen spektriä. Häviöt laskettiin simulointimallin ja analyttisten menetelmien osalta viidellä eri kytkentätaajuudella (1, 2, 3, 4 ja 12 kHz). Vertailun vuoksi kuvassa on esitetty simuloidut yliaaltohäviöt tyhjäkäynnissä ja täydellä kuormalla, koska yhtälöt (47) ja (51) eivät ota huomioon kuormituksesta syntyviä yliaaltohäviöitä eli lisähäviöitä. Yhtälön (47) laskuissa käytetyt parametriarvot ovat $K = 70$, $\alpha = 0,85$ ja $L_{\sigma,N} = 0,1564$ p.u. Matalilla kytkentätaajuuksilla simulointimal-



Kuva 26: Staattorin vaihejännitteen teoreettinen spektri, kun $f_{sw} = 4$ kHz, $U_{ab,1} = 200$ V ja $f_s = 25$ Hz.



Kuva 27: Simuloidut ja yhtälöillä (47) sekä (51) lasketut oikosulkumoottorin yliaaltohäviöt kytkentätaajuuden funktiona, kun $U_{ab,1} = 200$ V ja $f_s = 25$ Hz.

lin antamat häviöt vastaavat hyvin yhtälön (47) ennustamia yliaaltohäviöitä. Eroa syntyy siirryttäessä suuremmille kytkentätaajuuksille, jolloin simuloidut häviöt ovat huomattavasti yhtälön ennustamia häviöitä suuremmat. Yli 4 kHz:n kytkentätaajuuksilla kytkentätaajuuden kasvattaminen vaikuttaa enää hyvin vähän moottorissa syntyviin yliaaltohäviöihin. Samoin kuormituksen vaikutus yliaaltohäviöihin on 4 kHz suuremmilla kytkentätaajuuksilla hyvin pieni. Sen sijaan 1 kHz kytkentätaajuudella yliaaltohäviöt täydellä kuormalla ja tyhjäkäynnissä eroavat yli 300 W. Simuloidut häviöt ovat koko lasketulla taajuuskaistalla huomattavasti yhtälöllä (51) ennustettuja häviöitä suuremmat, joten yhtälön antamat tulokset eivät vaikuta erityisen luotettavilta. Kytkentätaajuuden kasvaessa yliaaltohäviöiden pieneneminen on hyvin samankaltaista kuin yhtälöllä (47) lasketuilla häviöillä, mikä viittaa siihen että yhtälöt (47) ja (51) ennustavat yliaaltohäviöt parhaiten pienillä taajuuksilla.

5.3 Elementtimenetelmä

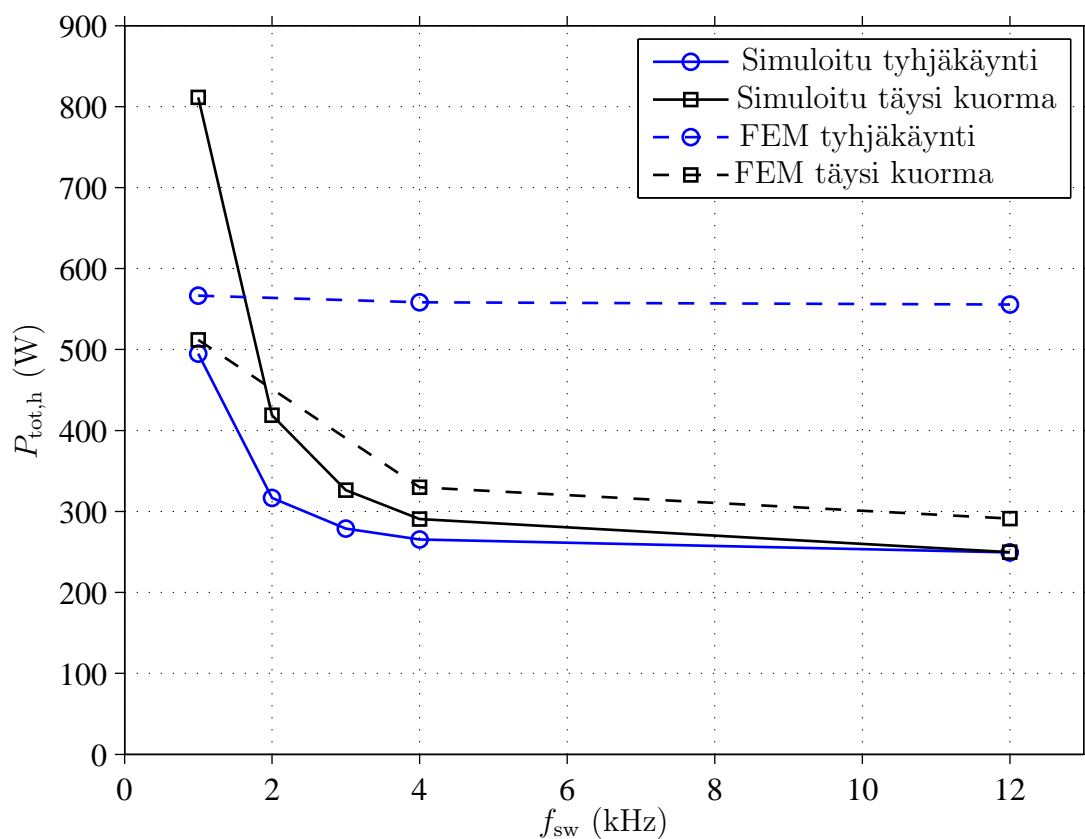
Oikosulkumoottorissa häviöt syntyvät jakautuneina käämityksiin ja rautasydämeen. Elementtimenetelmässä moottorin poikkileikkaus jaetaan ns. elementtiverkkoon. Kenttäsuureita approksimoidaan jokaisessa elementissä yksinkertaisilla funktioilla,

joiden arvot solmupisteiden kohdalla ovat tuntemattomia. Näiden solmuarvojen ratkaisemiseksi muodostetaan yhtälöryhmä, joka on raudan magneettisen kyllästyksen vuoksi epälineaarinen. Ajasta riippuvissa tapauksissa yhtälöryhmä diskretoidaan myös ajan suhteen. Ratkaisusta voidaan laskea kupari- ja rautahäviöt koneen eri osissa. Ratkaisun tarkkuus riippuu oleellisesti käytetyn elementtiverkon tiheydestä ja tyypistä. Simulointimallin antamien tulosten vertailuun käytettiin Arkkion (1987) väitöskirjassaan esittelemää elementtimenetelmää. Rautahäviöiden mallinukseen käytettiin viitessä (Belahcen ja Arkkio, 2008) esiteltyä menetelmää.

Kuvassa 28 on esitetty simuloidut ja elementtimenetelmän avulla lasketut oikosulkumoottorin yliaaltohäviöt. Häviöt laskettiin simulointimallin osalta viidellä kytkentätaajuudella (1, 2, 3, 4 ja 12 kHz) ja elementtimenetelmällä kolmella kytkentätaajuudella (1, 4 ja 12 kHz). Elementtimenetelmän tyhjäkäyntipistettä lukuun ottamatta yliaaltohäviöt pienenevät merkittävästi roottorikäämityksen yliaaltohäviöiden heiketessä, kun kytkentätaajuus kasvaa välillä 1–4 kHz. Suuremmilla kytkentätaajuuksilla häviöiden taajuuskäyttäytyminen stabiloituu. Suuri ero tyhjäkäyntisimulointien välillä selittyy ainakin osaksi sillä, että elementtimenetelmäsimuoinneissa käytettiin tyhjäkäyntipisteessä 30 °C lämpötilan staattori- ja roottorikäämityksen resistanssiarvoja. Simulointimallissa resistanssiarvot vastasivat nimellispisteen arvoja. Täydellä kuormalla elementtimenetelmäsimuoinneissa käytettiin 90 °C:n staattori- ja roottori-resistanssia ja 120 °C:n roottori-resistanssia.

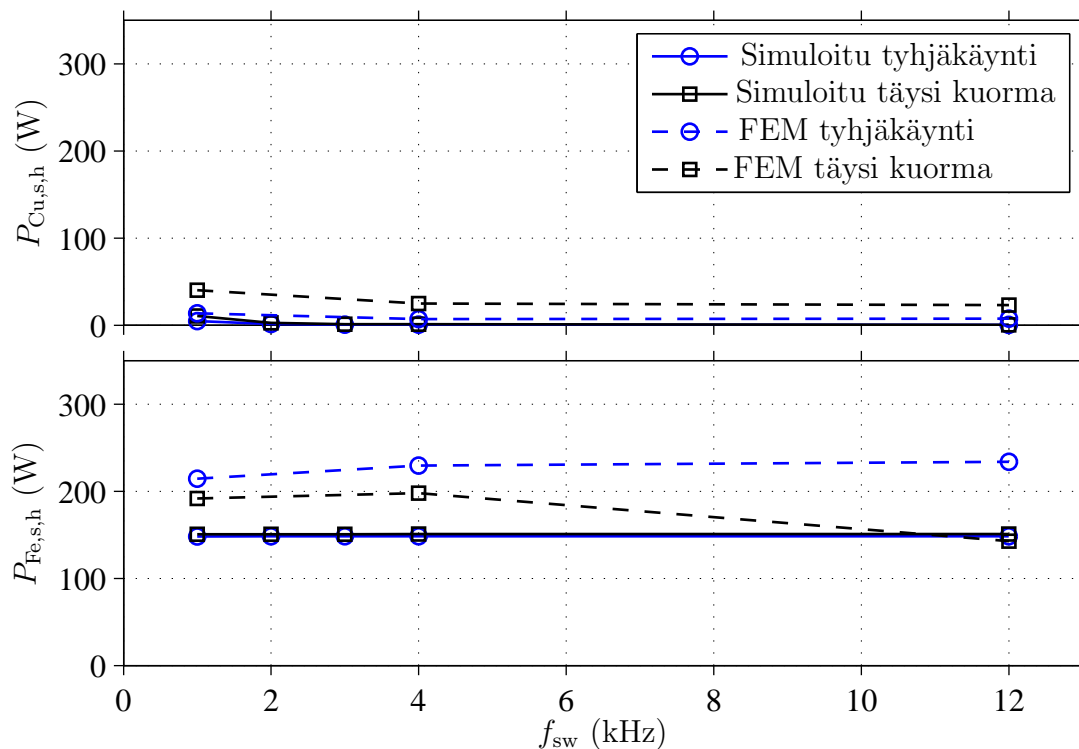
Kuvassa 29 on esitetty simuloidut ja elementtimenetelmän avulla lasketut yliaaltojen aiheuttamat kupari- ja rautahäviöt staattorissa. Yliaaltohäviöt staattorikäämityksessä ovat melko pienet, erityisesti simulointitulosten osalta, eikä kytkentätaajuuden muuttaminen vaikuta häviöihin paljoakaan. Staattorin rautasydämessä syntyvät yliaaltohäviöt pysyvät simulointimallin osalta kytkentätaajuuden muuttuessa vakioina. Sen sijaan elementtimenetelmä ennustaa rautahäviöiden täydellä kuormituksella pienenevän. Tällöin moottorin induktanssit suodattavat vuon yliaaltoja, jolloin yliaaltohäviöt vastaavasti pienenevät.

Kuvassa 30 on esitetty roottorissa yliaaltojen aiheuttamat kupari- ja rautahäviöt simulointien ja elementtimenetelmän osalta. Simuloidut roottorin kupari- ja rautahäviöt asetettiin elementtimenetelmällä laskettujen häviöiden kanssa yhtä suuriksi kuorman ollessa puolet nimellisestä kytkentätaajuudella 4 kHz kohdassa 5.1 esitetyllä tavalla. Tämä selittää tulosten samankaltaisuuden kytkentätaajuudella 4 kHz. Pienillä kytkentätaajuuksilla virranahdon aiheuttamat roottorin käämityksen yliaaltohäviöt ovat erittäin merkittävät. Häviöt pienenevät jyrkästi kytkentätaajuuden kasvaessa välillä 1–4 kHz. Elementtimenetelmään verrattuna simulointimalli antaa suuremmat roottorin käämityksen yliaaltohäviöt alle 4 kHz:n kytkentätaajuuksilla, mutta suuremmilla kytkentätaajuuksilla häviökäyttäytyminen on hyvin samankaltaista. Simulointimallia voisi täydentää lisäämällä RL-soluja induktanssien $L_{\sigma a}$ ja $L_{\sigma b}$ rinnalle kuvan 16 tapaan, jolloin mallin tarkkuus paranisi suuremmalla taajuuskaistalla. Tällöin mallin antamat roottorin käämityksen yliaaltohäviöt todennäköisesti pienenisivät pienillä kytkentätaajuuksilla. Pyörrevirtojen aiheuttamat roottorin rautasydämen yliaaltohäviöt pysyvät lähes vakioina kytkentätaajuuden muuttuessa. Elementtimenetelmällä lasketut suuret tyhjäkäynnin yliaaltohäviöt roottorin

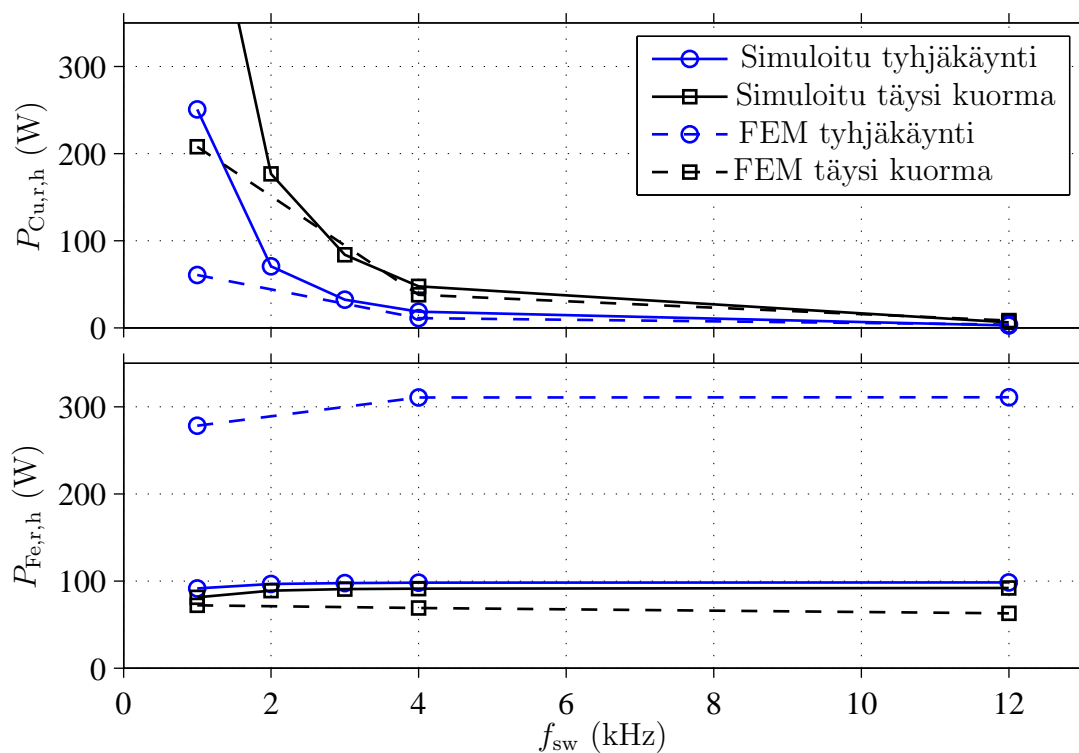


Kuva 28: Simuloidut ja elementtimenelmällä lasketut oikosulkumoottorin yliaaltohäviöt $P_{\text{tot,h}}$, kun $U_{\text{ab},1} = 200$ V ja $f_s = 25$ Hz.

rautasydämessä aiheutuvat simuloinneissa käytettyjen matalan lämpötilan staattori- ja roottorikäätymisen resistanssiarvoista.



Kuva 29: Simuloidut ja elementtimenetelmällä lasketut staattorin yliaaltohäviöt oikosulkumoottorille, kun $U_{ab,1} = 200$ V ja $f_s = 25$ Hz.

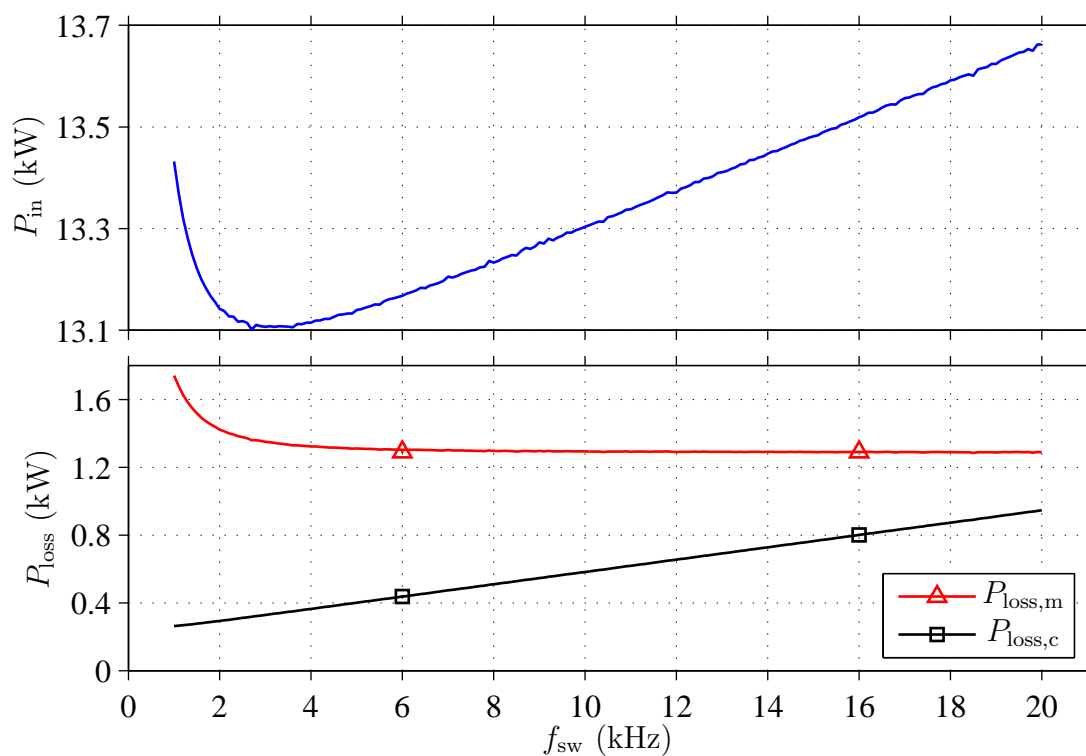


Kuva 30: Simuloidut ja elementtimenetelmällä lasketut roottorin yliaaltohäviöt oikosulkumoottorille, kun $U_{ab,1} = 200$ V ja $f_s = 25$ Hz.

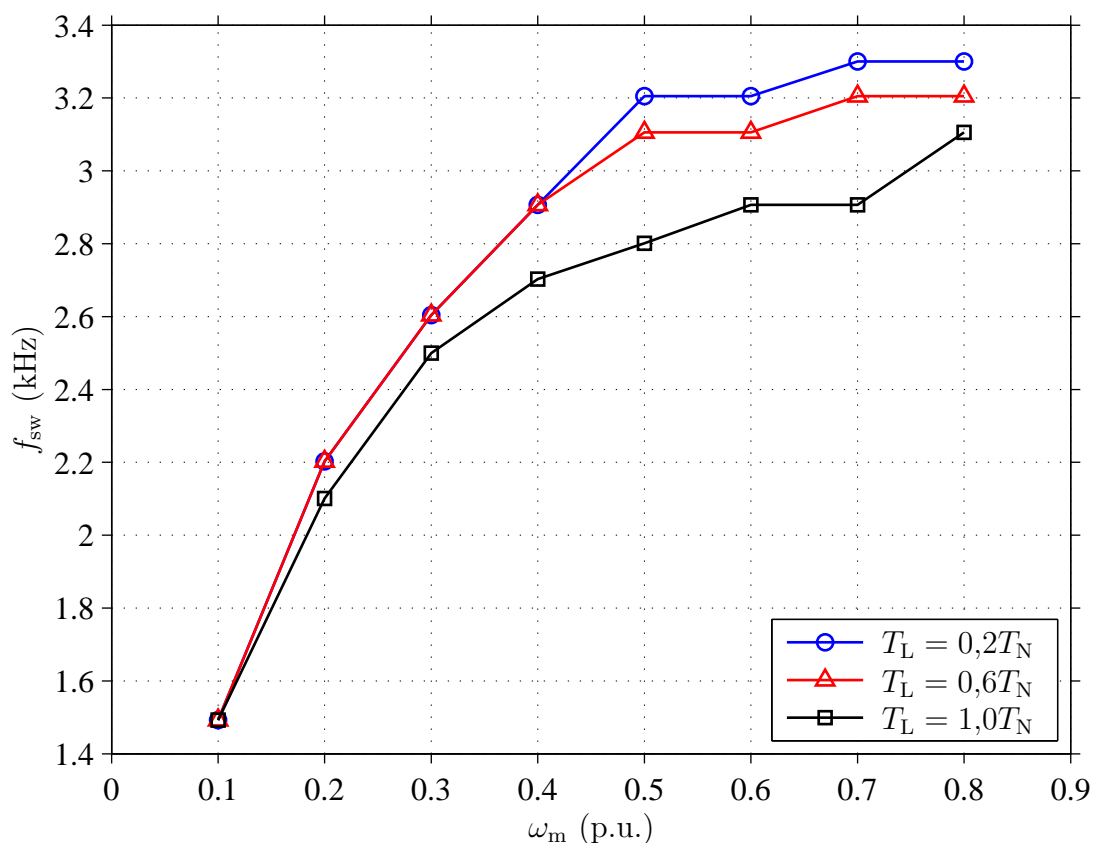
5.4 Optimaalinen kytkentätaajuus

Kuvassa 31 on esitetty simulointimallin taajuusmuuttajan tuloteho sekä moottorin ja taajuusmuuttajan häviöt vaihtosuuntaajan kytkentätaajuuden funktiona taajuusalueella 1–20 kHz. Taajuusmuuttajan tulotehon minimi on noin kytkentätaajuudella 3 kHz. Tätä pienemmillä kytkentätaajuuksilla moottorin häviöt kasvavat hyvin voimakkaasti staattorivirrassa lisääntyvien yliaaltojen vuoksi. Tosin moottorin häviömalli on rajoittunut pienelle taajuuskaistalle, joten häviöiden kasvu voi todellisuudessa olla hitaampaa. Taajuusmuuttajan häviöt kasvavat lineaarisesti kytkentätaajuuden funktiona. Kytkentätaajuuden ollessa yli 5 kHz sen kasvattaminen ei enää pienennä moottorin häviöitä vaan ne pysyvät lähes vakiona. Suurilla kytkentätaajuuksilla taajuusmuuttajan häviöiden merkitys siis korostuu.

Kuvassa 32 on esitetty simulointimallin vaihtosuuntaajan optimaalinen kytkentätaajuus moottorin kulmanopeuden funktiona kolmella eri kuormamomentin arvolla. Kuormamomentin kasvaessa häviöiden kannalta optimaalinen kytkentätaajuus pienenee, kun taas kulmanopeuden kasvaessa käytön häviöt minimoiva kytkentätaajuus kasvaa. Optimaalisen kytkentätaajuuden vaihtelu simuloitujen eri toimintapisteiden välillä on maksimissaan noin luokkaa 2 kHz. Kun kuormamomentti pienenee tai kulmanopeus kasvaa, oikosulkumoottorissa syntyvät yliaaltohäviöt kasvavat suhteessa koko käytön häviöihin enemmän kuin vaihtosuuntaajan kytkentähäviöt. Tällöin käytön hyötysuhteen kannalta on edullista kasvattaa kytkentätaajuutta. Yli 3 kHz:n kytkentätaajuuksilla staattorivirran ja -vuon yliaaltosisältö on jo erittäin pieni, jolloin yliaaltojen aiheuttamat häviöt oikosulkumoottorissa alkavat olla koko käytön häviöiden kannalta lähes merkityksettömiä.



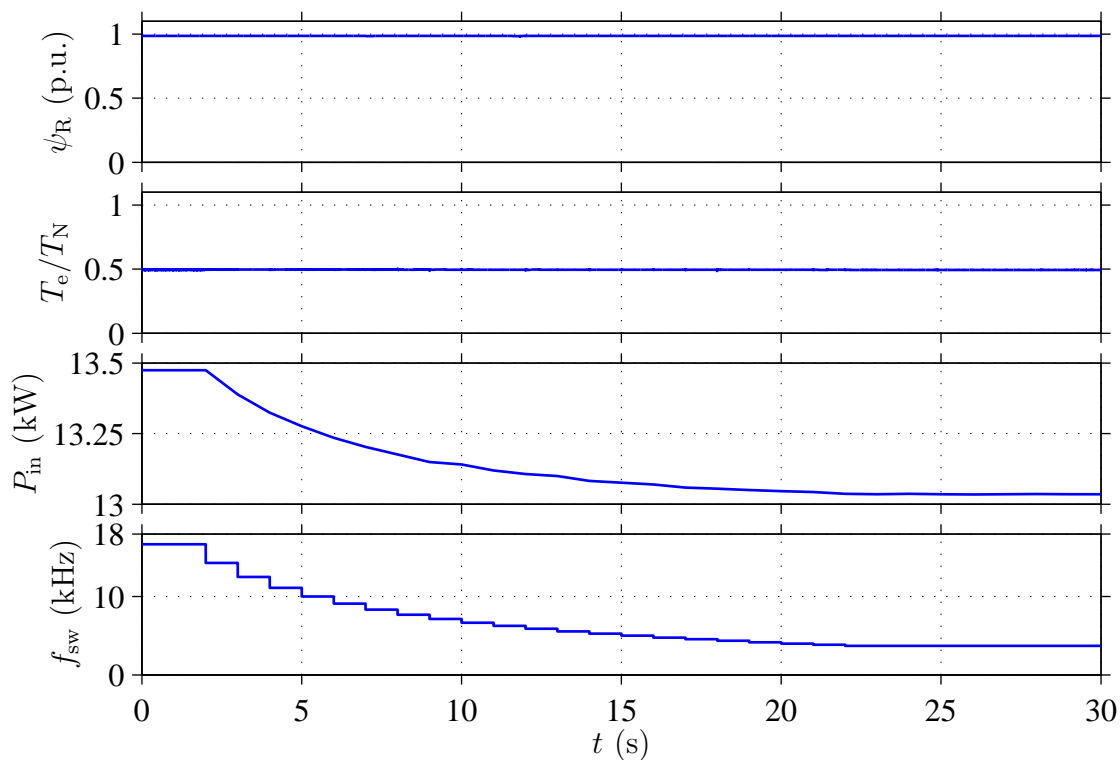
Kuva 31: Ylempi kuva: keskiarvoistettu taajuusmuuttajan tuloteho P_{in} . Alempi kuva: keskiarvoistetut moottorin ja taajuusmuuttajan häviöt $P_{loss,m}$ ja $P_{loss,c}$. Moottorin kulmanopeus $\omega_m = 0,5$ p.u. ja kuormamomentti $T_L = 0,5T_N$.



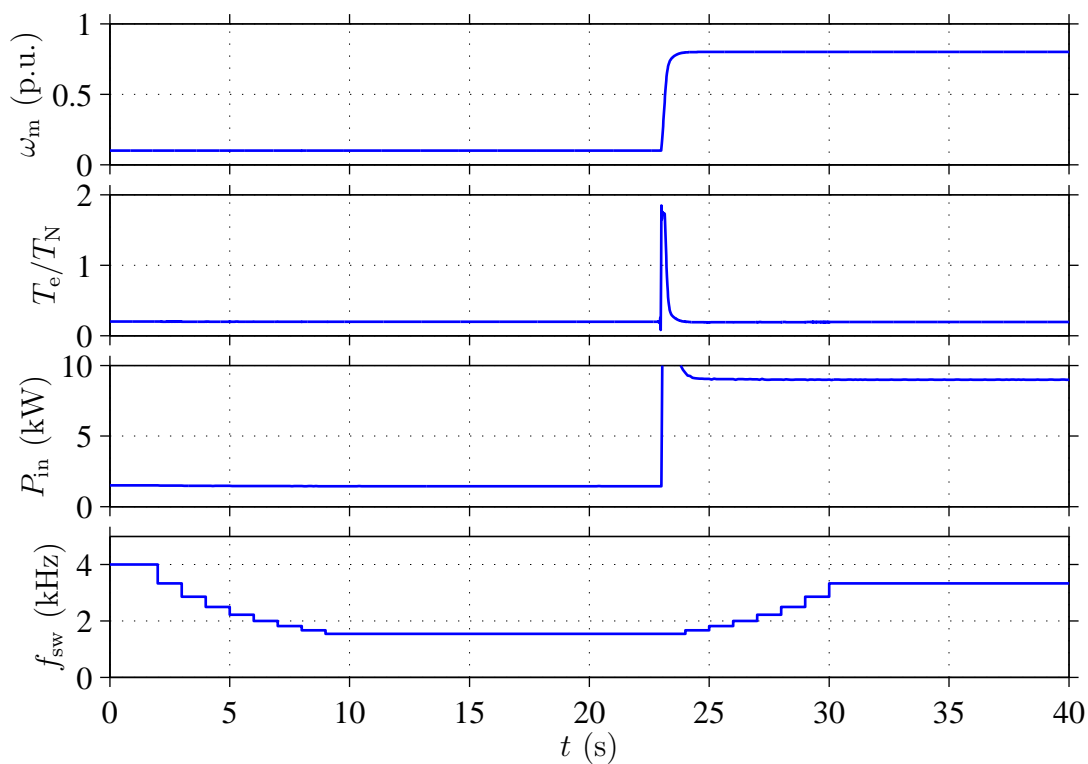
Kuva 32: Optimaalinen kytkentätaajuus kulmanopeuden funktiona kolmella eri kuormamomentin arvolla.

Kuvassa 33 on esimerkkisimulointi kohdassa 4.2.1 esitetyllä hakupohjaisella säätömenetelmällä ohjatun oikosulkumoottorikäytön toiminnasta pysyvässä tilassa. Simuloinnissa käytetyt optimointiparametrit olivat $t_{\text{ave}} = 1$ s, $t_c = 50$ μ s ja $\Delta P_{\text{in,min}} = 2$ W. KytKentätaajuuden ohjaus kytketään päälle hetkellä $t = 1$ s. KytKentätaajuuden alkuarvon ollessa 16,7 kHz se hakeutuu 21 sekunnissa säätömenetelmän avulla arvoon 3,7 kHz, jolloin käytön tuloteho on minimissään. Taajuusmuuttajaan syötetty teho pieneni n. 450 W, joten käytön kokonaishäviöt pienenevät lähes 21 %. Asetettaessa kytKentätaajuuden alkuarvoksi käytön häviöiden kannalta optimaalista 3,7 kHz:a pienempi arvo säätömenetelmä ohjaa kytKentätaajuuden likimain samaan arvoon. Taajuusmuuttajan tulotehokäyrän optimi on sen verran laakea, että lähellä optimaalista kytKentätaajuutta satunnainen värähtely taajuusmuuttajan tulotehossa vaikuttaa säädön toimintaan. Sen vuoksi säätö ei välttämättä löydä aivan optimaalista kytKentätaajuutta. Roottorivuon amplitudi on hieman alle 1 p.u. ja sähkömagneettinen vääntömomentti hieman alle $0,5T_N$. KytKentätaajuuden vaihtelulla ei ole vaikutusta roottorivuon ja sähkömagneettisen vääntömomentin arvoihin.

Kuvassa 34 on simulointi kytKentätaajuuden säädön toiminnasta, kun käytön toimintapiste muuttuu. Simuloinnin optimointiparametrit olivat $t_{\text{ave}} = 1$ s, $t_c = 50$ μ s, $\Delta P_{\text{in,min}} = 2$ W ja kytKentätaajuuden alkuarvo oli 4 kHz. Aluksi kulmanopeus on arvossa 0,1 p.u. KytKentätaajuuden ohjaus kytketään päälle hetkellä $t = 1$ s. Taajuusmuuttajan tuloteho pienenee hieman, kun kytKentätaajuus hakeutuu arvoon 1,5 kHz. Hetkellä $t = 23$ s kulmanopeuden ohjearvo nostetaan arvoon 0,8 p.u., jolloin taajuusmuuttajaan syötettävä teho kasvaa moninkertaiseksi. KytKentätaajuuden arvo muuttuu muutostilassa olevan käytön tulotehon mukaan. Hetkellä $t = 24$ s, kytKentätaajuus alkaa laskea kohti uuden toimintapisteen optimaalista arvoa $f_{\text{sw}} = 3,3$ kHz. Simuloituja toimintapisteitä voidaan verrata kuvan 32 tuloksiin. Toimintapisteissä $\omega_m = 0,8$ p.u. ja $T_L = 0,2T_N$ ja $\omega_m = 0,1$ p.u. ja $T_L = 0,2T_N$ kuvan 32 optimaaliset kytKentätaajuudet ovat vastaavasti 3,3 kHz ja 1,5 kHz, eli tulokset vastaavat täsmälleen kuvan 34 simulointeja.



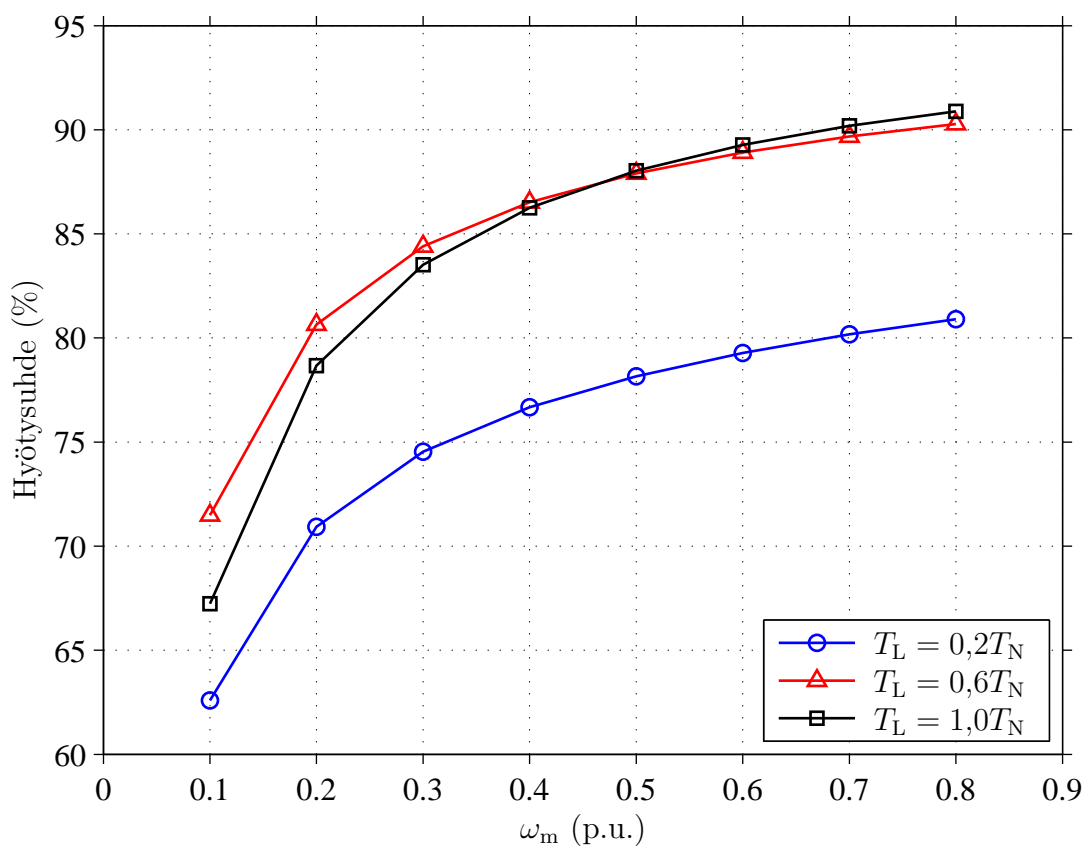
Kuva 33: Sähkökäytön pysyvän tilan simulointi kytkentätaajuuden säätöalgoritmia käytettäessä. Kytkentätaajuuden alkuarvo $f_{sw} = 16,7$ kHz, $\omega_m = 0,5$ p.u. ja $T_L = 0,5T_N$.



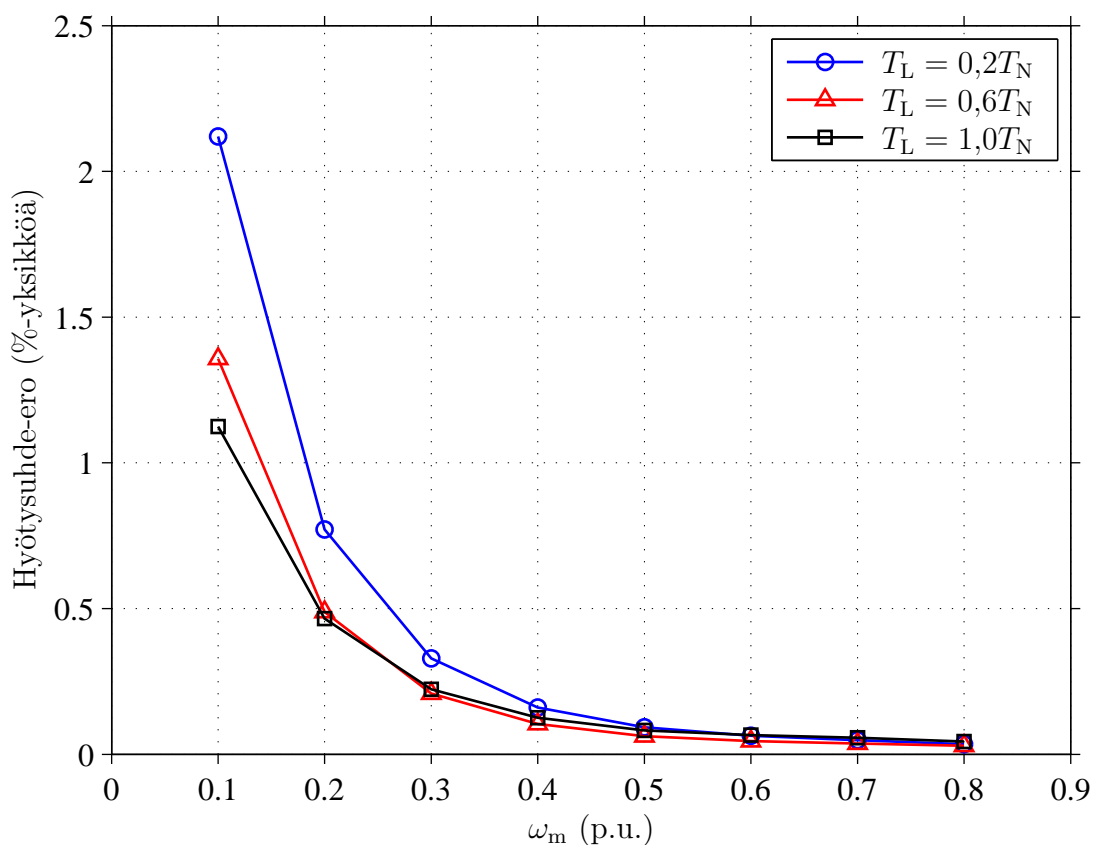
Kuva 34: Sähkökäytön muutostilan simulointi kytkentätaajuuden säätöalgoritmia käytettäessä. Kulmanopeus nostetaan hetkellä $t = 23$ s arvoon 0,8 p.u. Alkuarvot ovat $f_{sw} = 4$ kHz, $\omega_m = 0,1$ p.u. ja $T_L = 0,2T_N$.

Kuvassa 35 sähkökäytön hyötysuhde on esitetty häviöiden kannalta optimaalisella kytkentätaajuudella eri toimintapisteissä. Sekä kulmanopeudella että kuormamomentilla on merkittävä vaikutus käytön hyötysuhteeseen. Pienillä kulmanopeuksilla ja kuormamomenteilla hyötysuhdetta voidaan parantaa moottorin vuotasa optimoimalla. Simulointimallissa vuotason optimointi ei kuitenkaan ollut käytössä. Hyötysuhde paranee kulmanopeuden kasvaessa ja hyötysuhteissa on selvä ero kuormamomenteilla $0,2T_N$ ja $0,6T_N$, mutta ero on enää hyvin pieni vääntömomentin arvoilla $0,6T_N$ ja $1,0T_N$. Alle 0,5 p.u.:n kulmanopeuksilla hyötysuhde on jopa parempi kuormamomentin ollessa $0,6T_N$ kuin sen ollessa nimellinen. Kulmanopeudella ja kuormamomentilla on epälineaarinen vaikutus käytön hyötysuhteeseen, ja hyötysuhteen kasvu hidastuu suurilla kulmanopeuden ja kuormamomentin arvoilla. Hyötysuhde on suurimmillaan n. 91 %, jolloin kulmanopeus on 0,8 p.u. ja kuormamomentti nimellisarvossaan.

Kuvassa 36 on esitetty optimaalisella ja 4 kHz:n kytkentätaajuudella toimivien käytöjen hyötysuhteiden välinen ero. Pienillä kulmanopeuden ja kuormamomentin arvoilla hyötysuhteet eroavat merkittävästi toisistaan. Kulmanopeudella on kuormamomenttia suurempi vaikutus hyötysuhteiden väliseen eroon. Kulmanopeuden ja kuormamomentin kasvaessa ero hyötysuhteiden välillä pienenee epälineaarisesti, saavuttaen lopulta n. 0,05 %-yksikköä kulmanopeudella 0,8 p.u. Pienenevä ero hyötysuhteissa kulmanopeuden fuktiona johtuu optimaalisen kytkentätaajuuden arvon kasvusta kulmanopeuden kasvaessa, jolloin optimaalinen kytkentätaajuus lähestyy arvoa 4 kHz (kuva 32).



Kuva 35: Sähkötöiden hyötysuhde optimaalisella kytkentätaajuudella kulmanopeuden funktiona kolmella eri kuormamomentin arvolla.



Kuva 36: Sähkötöiden hyötysuhde-ero optimaalisella ja 4 kHz:n kytkentätaajuudella kulmanopeuden funktiona kolmella eri kuormamomentin arvolla.

6 Johtopäätökset

Tässä työssä kehitettiin Matlab/Simulink-simulointiympäristössä simuloitava häviömalli taajuusmuuttajalle ja oikosulkumoottorille sekä tutkittiin vaihtosuuntaajan kytkentätaajuuden vaikutusta sähkökäytön häviöihin. Lisäksi työssä kehitettiin kytkentätaajuuden ohjauslogiikka, jonka avulla on mahdollista löytää kytkentätaajuutta säätämällä taajuusmuuttajan tulotehon minimi.

Työn alussa käsiteltiin kirjallisuudessa esitetyjä häviömalleja ja esiteltiin simuloinneissa käytettävä häviömalli taajuusmuuttajalle ja oikosulkumoottorille. Tämän jälkeen esiteltiin kytkentätaajuuden säätöön valittu hakumenetelmäpohjainen taajuusmuuttajan tulotehon minimoiva ohjausalgoritmi. Lopuksi simulointituloksia verrattiin kirjallisuudessa esitetyillä analyttisillä menetelmillä ja elementtimenetelmällä laskettuihin tuloksiin.

Simulointimalli toteutettiin 45 kW:n vektorisäädetylle oikosulkumoottorille ja sitä ohjaavalle taajuusmuuttajalle. Sähkökäytön tuottamia häviöitä simuloitiin eri kytkentätaajuuksilla, kulmanopeuksilla ja kuormamomenteilla. Kytkentätaajuudet vaihtelivat välillä 1–20 kHz, kulmanopeudet välillä 0,1–0,8 p.u. ja kuormamomentit välillä 0–100 % nimellisestä kuormasta.

Simuloituja häviöitä verrattiin kirjallisuudessa esitetyillä analyttisillä lausekkeilla ja elementtimenetelmällä saatuihin tuloksiin. Simuloidut vaihtosuuntaajan johto- ja kytkentähäviöt olivat varsin lähellä analyttisesti laskettuja arvoja. Oikosulkumoottorin yliaaltohäviöiden osalta kytkentätaajuudella 1 kHz analyttisesti lasketut tulokset vastasivat melko hyvin simulointimallin antamia tuloksia, mutta siirryttäessä suuremmille kytkentätaajuuksille analyttisesti lasketut yliaaltohäviöt olivat huomattavasti pienemmät simuloituihin häviöihin verrattuna. Elementtimenetelmällä lasketut oikosulkumoottorin kokonais- ja yliaaltohäviöt olivat hiemat suuremmat verrattuna simulointimallin antamiin häviöihin.

Kytkentätaajuuden vaikutus käytön häviöihin ei ole kovin merkittävä, mutta kytkentätaajuuden ohjauksella käytön kokonaishäviöitä on mahdollista pienentää. Esimerkkisimuloinnissa, jossa kytkentätaajuutta muutettiin arvosta 16,7 kHz arvoon 3,7 kHz, käytön häviöt pienenevät n. 21 %. Tosin taajuusmuuttajissa käytetään yleensä huomattavasti 16,7 kHz pienempää kytkentätaajuutta. Kehitetty kytkentätaajuuden ohjausalgoritmi löytää taajuusmuuttajan tulotehon minimiarvon käytön toimiessa sekä pysyvässä että muutostilassa. Toimintapiste vaikuttaa syntyviin häviöihin taajuusmuuttajassa ja oikosulkumoottorissa eri tavalla, joten toimintapisteen muuttaminen vaikuttaa myös käytön häviöiden kannalta optimaalisen kytkentätaajuuden arvoon.

Jatkossa tulisi kehittää oikosulkumoottorin häviömalleja erityisesti kytkentätaajuisien yliaaltojen aiheuttamien häviöiden osalta. Simuloinneissa käytetty häviömalli ennustaa yliaaltohäviöt riittävän tarkasti vain kapealta taajuuskaistalta. Mallin parametrit asetettiin kytkentätaajuudella 4 kHz vastaamaan elementtimenetelmän parametriarvoja. Siirryttäessä tätä huomattavasti pienemmille tai suuremmille kytkentätaajuuksille simulointimallin antamat yliaaltohäviöt eivät vastaa todellisia arvoja.

Käytön parametrien lämpötilariippuvuus olisi syytä myös ottaa mallissa huomioon. Kytkeätaajuuden säätöalgoritmissa on kehitettävää optimointiparametrien (taajuusmuuttajan tulotehon keskiarvoistamisaika, taajuusmuuttajan tulotehon muutoksen minimiarvo ja kytkeätaajuuden porrastus) valinnassa. Jos jokin näistä parametreista on väärin valittu, kytkeätaajuuden säätö ei löydä optimaalista arvoa. Jatkossa tulisi tehdä käytännön kokeet ja mittaukset käytön häviöille ja kytkeätaajuuden säädölle. Käytännön mittauksissa on olemassa ongelmia, jotka pitäisi ratkaista. Simuloinneissa oletettiin, että käytössä on ideaalinen tulotehon mittausta. Käytännön mittauksessa syntyy aina jonkin verran virhettä ja tehon mittaukseen käytettävät tehoanalysaattorit ovat kalliita. Siksi tulotehon arviointi tulisi toteuttaa laskennallisesti estimoiden helpommin mitattavien suureiden avulla.

Viitteet

- Abrahamsen, F. (2000). *Energy optimal control of induction motor drives*. Ph.D. thesis, Institute of Energy Technology, Aalborg University, Aalborg East, Denmark.
- Abu-Qahouq, J. A., Al-Hoor, W., Mikhael, W., Huang, L., and Batarseh, I. (2008). “Adaptive step-size digital controller for switching frequency auto-tuning.” In *Proc. IEEE ISCAS’08*, vol. 1, pp. 2614–2616, Seattle, WA.
- Al-Hoor, W., Abu-Qahouq, J. A., Huang, L., and Batarseh, I. (2007). “Adaptive variable switching frequency digital controller algorithm to optimize efficiency.” In *Proc. IEEE ISCAS’07*, vol. 1, pp. 781–784, New Orleans, LA.
- Almeida, A. T. and Fonseca, P. (1997). *Characterisation of the Electricity Use in European Union and the Savings Potential in 2010*, in Almeida, A. T., Bertoldi, P. and Leonhard, W. *Energy Efficiency Improvements in Electric Motors and Drives*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, Germany, 1st edn.
- Arkkio, A. (1987). *Analysis of induction motors based on the numerical solution of the magnetic field and circuit equations*. Ph.D. thesis, Laboratory of Electromechanics, Helsinki University of Technology, Espoo, Finland.
- Belahcen, A. and Arkkio, A. (2008). “Comprehensive dynamic loss model of electrical steel applied to fe simulation of electrical machines.” *IEEE Trans. Magn.*, **44**(6), pp. 886–889.
- Bierhoff, M. H. and Fuchs, F. W. (2004). “Semiconductor losses in voltage source and current source IGBT converters based on analytical derivation.” In *Proc. IEEE PESC’04*, vol. 4, pp. 2836–2842, Aachen, Germany.
- Blaabjerg, F., Jaeger, U., Munk-Nielsen, S., and Pedersen, J. K. (1995). “Power losses in PWM-VSI inverter using NPT or PT IGBT devices.” *IEEE Trans. Power Electron.*, **10**(3), pp. 358–367.
- Boglietti, A., Cavagnino, A., Knight, A. M., and Zhan, Y. (2007). “Factors affecting losses in induction motors with non-sinusoidal supply.” In *Conf. Rec. Ind. Appl. Conf. Rec. Annu. Meeting*, vol. 1, pp. 1193–1199, New Orleans, LA.
- Bradley, K., Cao, W., Clare, J., and Wheeler, P. (2008). “Predicting inverter-induced harmonic loss by improved harmonic injection.” *IEEE Trans. Power Electron.*, **23**(5), pp. 2619–2624.
- Buck, F., Gistelinck, P., and Backer, D. (1984). “A simple but reliable loss model for inverter-supplied induction motors.” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **20**(1), pp. 190–202.
- Carra, D. and Pacati, G. (1997). *Efficient use of electricity in motors and drives: the utilities’ perspective*, in Almeida, A. T., Bertoldi, P. and Leonhard, W. *Energy Efficiency Improvements in Electric Motors and Drives*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, Germany, 1st edn.

- Chalmers, B. J. and Sarkar, B. R. (1968). "Induction motor losses due to nonsinusoidal supply waveforms." *Proc. Inst. Elec. Eng.*, **115**(12), pp. 1177–1182.
- Cummings, P. G. (1986). "Estimating the effect of system harmonics on losses and temperature rise of squirrel-cage motors." *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **22**(6), pp. 1121–1126.
- Eupec (2000). "Diode module with chopper-IGBT DDB6U134N16RR technical information." http://www.infineon.com/dgdl/b6u134n_rr.pdf?folderId=db3a304412b407950112b430217a4f3577&fileId=db3a304412b407950112b433eac35e2a (20.5.2009).
- Eupec (2004). "IGBT-module FS150R12KT3 technical information." http://www.infineon.com/dgdl/DB_FS150R12KT3.pdf?folderId=db3a304412b407950112b4095b0601e3&fileId=db3a304412b407950112b431b65a5543 (20.5.2009).
- Gasperi, M. L. (1997). "A method for predicting the expected life of bus capacitors." In *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, vol. 2, pp. 1042–1047, New Orleans, LA.
- Harnefors, L. (2003). *Control of variable-speed drives, Applied signal processing and control*. Department of Electronics, Mälardalen University.
- Holtz, J. (1992). "Pulsewidth modulation – a survey." *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **39**(5), pp. 410–420.
- Kioskeridis, I. and Margaris, N. (1996). "Loss minimization in scalar-controlled induction motor drives with search controllers." *IEEE Trans. Power Electron.*, **11**(2), pp. 213–220.
- Kolar, J. W., Ertl, H., and Zach, F. C. (1991). "Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a pwm converter system." *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **27**(6), pp. 1063–1075.
- Kyyrä, J. (2007). *Suuntaajatekniikka, kurssin S-81.3110 luennot*. Teknillisen korkeakoulun Tehoelektronikan laboratorion julkaisuja.
- Leon, F. and Semlyen, A. (1993). "Time domain modelling of eddy current effects of transformer transients." *IEEE Trans. Power Del.*, **8**(1), pp. 271–280.
- Luomi, J., Niiranen, J., and Niemenmaa, A. (2006). *Sähkömekaniikka ja sähkökäytöt, kurssin S-17.2020 luentomoniste Osa 2*. Teknillisen korkeakoulun Tehoelektronikan laboratorion ja Sähkömekaniikan laboratorion luentomonisteita.
- Mohan, T., Undeland, T. M., and Robbins, W. P. (1995). *Power electronics, Converters, Applications and Design*. John Wiley & Sons, New York, NY, 2nd edn.
- Nadel, S., Elliott, R., Shepard, M., Greenberg, S., Katz, G., and de Almeida, A. T. (2002). *Energy Efficient Motor Systems: A Handbook on Technology, Program and Policy Opportunities*. American Council for Energy Efficient Economy, Washington DC, 2nd edn.

- Niiranen, J. (1997). *Tehoelektroniikan komponentit*. Otatieto, Helsinki, 4th edn.
- Novotny, D., Naser, S., Maly, D., and Jeftenic, B. (1990). “Frequency dependence of time harmonic losses in induction machines.” In *Conf. Rec. Electr. Machines Conf. Rec. Annu. Meeting*, vol. 1, pp. 233–238, Cambridge, MA.
- Pyrhönen, J. and Pyrhönen, O. (1994). *Taajuusmuuttajapumppukäytön hyötysuhde. Teoksessa: Pyrhönen J., Partanen J. (toim.) Tehokas sähkön käyttö*. Lappeenrannan teknillinen korkeakoulu, Energiatekniikan osasto, Sähkövoimatekniikan laitos.
- Ranta, M., Hinkkanen, M., Dlala, E., Repo, A.-K., and Luomi, J. (2009a). “Inclusion of hysteresis and eddy current losses in dynamic induction machine models.” In *Proc. IEEE IEMDC’09*, Miami, FL, CD-ROM.
- Ranta, M., Hinkkanen, M., Dlala, E., Repo, A.-K., and Luomi, J. (2009b). “Rotor parameter identification of saturated induction machines.” In *Proc. IEEE ECCE’09*, San Jose, CA, accepted.
- Sousa, G. C. D., Bose, B. K., Cleland, J., Spiegel, R. J., and Chappell, P. J. (1992). “Loss modeling of converter induction machine system for variable speed drive.” In *Proc. IEEE IECI’92*, vol. 1, pp. 114–120, San Diego, CA.
- Tiainen, T. (2009). *Loss minimizing control methods for induction motor drives*. Master’s thesis, Faculty of Electronics, Communications and Automation, Helsinki University of Technology, Espoo.
- Tiihonen, T. (2005). *Taajuusmuuttajan häviöiden simulointityökalun kehitys*. Diplomityö, Sähkötekniikan osasto, Lappeenrannan teknillinen yliopisto, Lappeenranta.
- Tuovinen, T., Hinkkanen, M., and Luomi, J. (2008). “Modeling of mutual saturation in induction machines.” In *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, Edmonton, Alberta, Canada.
- Undeland, T. M. and Mohan, N. (1988). “Overmodulation and loss considerations in high-frequency modulated transistorized induction motor drives.” *IEEE Trans. Power Electron.*, **3**(4), pp. 447–452.