

8.	TAHTIKONEEN NAPAKÄÄMIVIRTA, LOISTEHO JA DYNAMIIKKA .....	1
8.1	Tahtigeneraattori sähköverkossa.....	6
8.2	Napakäämivirran syöttömenetelmät .....	9
8.3	Vektorisäädetyin tahtimoottorin dynaaminen vaste DTC-käytössä eri napakäämivirroilla	12
8.4	DTC-tahtikonekäytön napakäämivirran ohjaus .....	16
8.4.1	Magnetointivirran ohjaus vakiovualueella.....	16
8.4.2	Magnetointivirran ohjaus kentänheikennysalueella.....	17

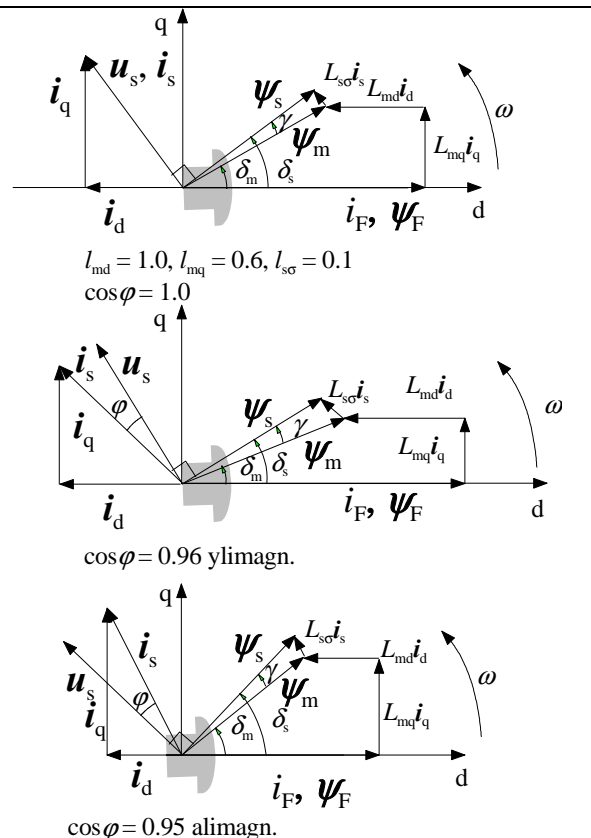
## 8. TAHTIKONEEN NAPAKÄÄMIVIRTA, LOISTEHO JA DYNAMIIKKA

Lukuunottamatta yksinään saarekkeessa käyvää generaattoria pienen tahtikoneen magnetointitilan määrää pääasiassa verkon määräämä staattorin napajännite. Jos unohdamme staattorin resistiivisen jännitehäviön ja pidämme tahtikonetta - moottoria tai generaattoria - teholtaan pienenä verkon oikosulkutehohon nähden, määräytyy staattorin käämivuo suoraan staattorin napajännitteestä. Suuret voimalaitosgeneraattorit pystyvät vaikuttamaan paikallisesti verkon jännitteeseen, ja siksi niiden napajännitettä voidaan säätää esim. PI-tyyppisellä säätimellä.

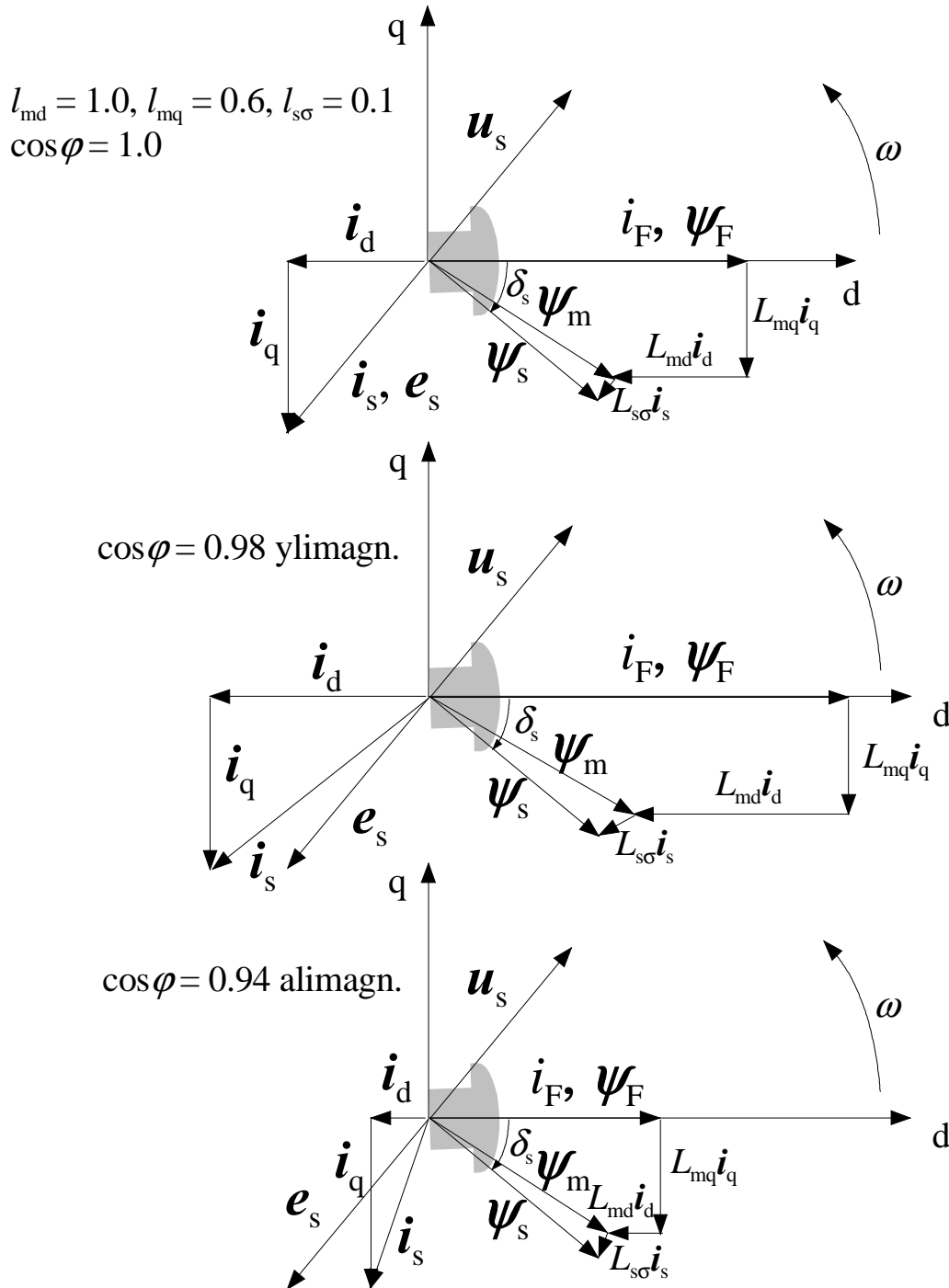
Voidaanko ollenkaan puhua tahtimoottorin magnetoinnin säädöstä? Napakäämivirta vaikuttaa kyllä koneen magneettiseen tilaan, vaikka ei voikaan määrätä staattorikäämivuota. Sensijaan staattorikäämivuon ja ilmavälikäämivuon suhde ja sitä kautta koneen loisteho määräytyy napakäämivirran perusteella. Ehkä olisikin siis paras puhua napakäämivirran säädöstä.

Kuva 8.1 esittää avonapaista tahtimoottoria eri magnetointitiloissa. Kyseessä on kone, jonka suhteellinen magnetointi-induktanssi pitkittäissuunnassa on  $L_{md} = 1$ , poikittaissuunnassa  $L_{mq} = 0.6$  ja hajaannus  $L_{\sigma s} = 0.1$ . Kone toimii nimellisvääntömomentillaan.

Kuva 8.1 Tahtimoottorin napakäämivirran vaikutus koneen magnetointitilaan koneen toimiessa jäykässä verkossa tai invertterin määräämällä napajännitteellä. Staattorikäämivuon ja jännitteen välinen kulma on aina 90 sähköastetta. Kukin kone tuottaa saman vääntömomentin. Kuvasta on helppo havaita, että koneen napakulma on riippuvainen napakäämivirrasta. Ylimagnetoidun koneen tehokulma  $\delta_s$  on pienin. Jännite ja staattorikäämivuo ovat kussakin kuvassa ykkösen suuruisia. Huomaa, että napakäämivirran täytyy olla ykköistä suurempi, jotta ankkurireaktion vaikutus tulee kompensoiduksi, kuvien tilanteessa  $i_F = 1.5$ ,  $i_F = 1.8$ ,  $i_F = 1.25$ .



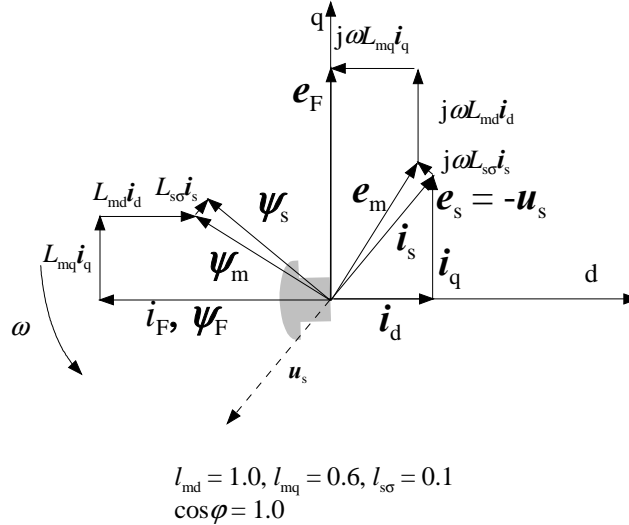
Kuva 8.2 esittää vastaavasti moottorilogiikan mukaisesti piirrettyjä tahtigeneraattoreita. Jokainen hyötöjarruttava tahtimoottori siirtyy sujuvasti toimimaan tässä esitettyä vektoripiirrosta vastaavasti. Vääntömomenttia ei ole nyt pidetty vakiona, vaan kussakin toimintatilassa on staattorikämmivuon tehokulma  $\delta_s$  pidetty vakiona. Tästä seuraa se, että ylimagnetoidun koneen vääntömomentti on suurin.



Kuva 8.2 Avonapaisen tahtigeneraattorin vektoripiirroksia eri magnetointitiloissa moottorilogiikan mukaisesti esitetynä.

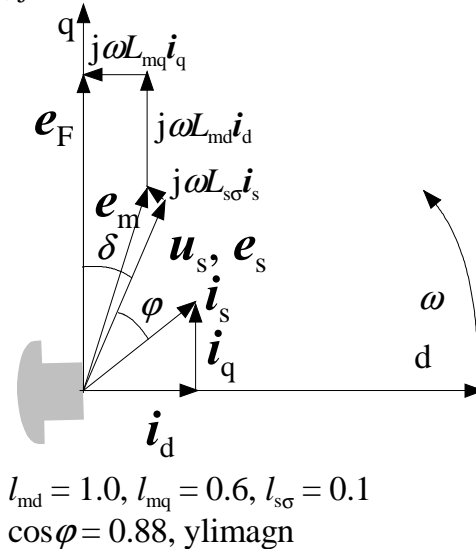
Kuvassa 8.3 esitetään tavallinen tahtigeneraattorin vektoripiirros generaattorilogiikan mukaisesti. Tässä tapauksessa käytetään negatiivista napajännitevektoria, joka merkitään yhtä suureksi kuin

staattorikämmivuoinduktio  $e_s$ . Voimme ajatella vektorioppiirroksen synnyn seuraavasti. Kyseessä on pieni kone, jonka napajännitteen määrää jäykkä sähköverkko. Tämä napajännite määrää staattorikämmivuon  $\psi_s$ , joka on 90 sähköastetta jäljessä napajännitteestä. Tästä kämmivuosta seuraa sen pyöriessä induktio  $e_s$ , joka kumoo verkon napajännitteen. Staattorivirta syntyy napajännitteen ja staattorikämmivuon induktion summan vaikutuksesta koneen staattoriresistanssissa. Kuvassa 8.3 kyseinen summa on nolla, koska  $R_s = 0$ .



Kuva 8.3 Avonapaisen tahtigeneraattorin vektoripiirros generaattorilogiikan mukaisesti. Piirroksen on otettu mukaan ankkurireaktioita ja hajakämmivuota vastaavat reaktiiviset jännitehäviöt. Induktio  $e_F$  on kuviteltu napakämmivuon indusoima jännite  $e_m$  on ilmavälikämmivuon indusoima jännite ja  $e_s$  on staattorikämmivuon indusoima jännite.

Kuva 8.4 esittää generaattorin yksinkertaistettua vektoripiirrosta, joka on yhdenmuotoinen tehollisarvo-osoitinpiirroksen kanssa. Tässä ajattelutapa on toinen; napakämmivirta synnyttää kämmivuon, joka indusoi päälähdejännitteen. Ankkurireaktio pienentää kuormitetun generaattorin staattori-induktion  $e_s$ :n suuruiseksi, joka on sitten likimäärin sama kuin napajännite  $u_s$ .



kuva 8.4 Tahtigeneraattorin yksinkertaistettu vektoripiirros ylimagnetoidulle generaattorille.

Kuvassa 8.5 on havainnollistettu umpinapaisen generaattorin käyttäytymistä vakioteholla eri tehokertoimilla. Voidaan osoittaa, että vakiojännitteellä virtavektorin kärjen ja kuvitteellisen päälähde-

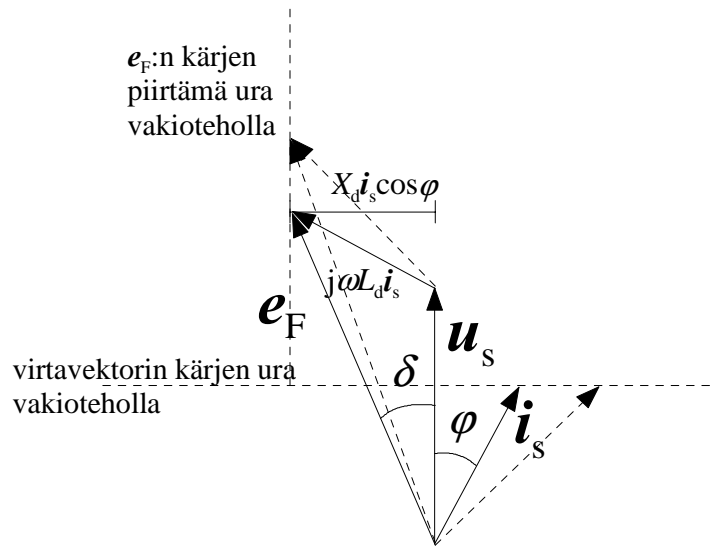
jännitevektorin kärjen piirtämät urat ovat suoria toimittaessa eri tehokertoimilla ja vakiopäätteholla. Koneen teho vääntömomenttilausekkeen avulla on

$$P = \left| \frac{\omega}{p} \mathbf{t}_e \right| = \left| \frac{\omega}{p} \frac{3}{2} p \boldsymbol{\psi}_s \times \mathbf{i}_s \right| = \left| \omega \frac{3}{2} \boldsymbol{\psi}_s \times \mathbf{i}_s \right| = \left| \frac{3}{2} \mathbf{j} \mathbf{u}_s \times \mathbf{i}_s \right| = \frac{3}{2} \mathbf{u}_s \cdot \mathbf{i}_s = \frac{3}{2} u_s i_s \cos \varphi. \quad (8.1)$$

Toisaalta tiedämme, että näennäisteho on

$$\underline{S} = \frac{3}{2} \mathbf{u}_s \mathbf{i}_s^* = \frac{3}{2} u_s i_s \cos \varphi + j \frac{3}{2} u_s i_s \sin \varphi. \quad (8.2)$$

Kun teho pidetään vakionapajännitteellä vakiona,  $i_s \cos \varphi$  pysyy vakiona ja virtavektorin kärki piirtää siten kuvaan merkittyä suoraa, jos koneen napakäämivirtaa muutellaan.



Kuva 8.5 Umpinapageneraattorin vektoripiirros kahdella eri tehokertoimen arvolla vakionapajännitteellä  $\mathbf{u}_s$ . Magne-  
toinnin kasvattaminen kasvattaa päälähdejännitettä  $\mathbf{e}_F$  ja pienentää napakulmaa  $\delta$  sekä kasvattaa tehokulmaa  $\varphi$ .

Ankkurireaktion aiheuttama kokonaisjännitehäviö  $j\omega L_d \mathbf{i}_s$  voidaan ilmaista

$$\begin{aligned} j\omega L_d \mathbf{i}_s &= jX_d \mathbf{i}_s = jX_d (\mathbf{i}_s \cos \varphi) - jX_d (\mathbf{j} \mathbf{i}_s \sin \varphi) \\ &= X_d (\mathbf{i}_s \sin \varphi) + jX_d (\mathbf{i}_s \cos \varphi) \end{aligned} \quad (8.3)$$

Mikäli  $X_d$  on vakio, komponentti  $X_d (\mathbf{i}_s \cos \varphi)$  pysyy vakiona ja magnetointitilan muuttuessa päälähdejännitevektori piirtää kuvan pystysuoraa uraa. Tämä komponentti voidaan ilmaista myös tehokulman ja päälähdejännitevektorin avulla

$$X_d (\mathbf{i}_s \cos \varphi) = \mathbf{e}_F \sin \delta \quad (8.4)$$

Ratkaistaan tästä virta

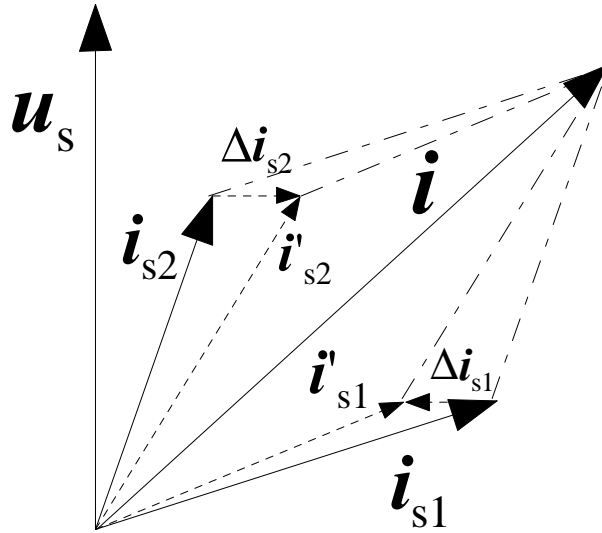
$$\mathbf{i}_s = \frac{\mathbf{e}_F \sin \delta}{X_d(\cos \varphi)}, \quad (8.5)$$

ja sijoitetaan tehon lausekkeeseen

$$P = \frac{3}{2} |\mathbf{u}_s| |\mathbf{i}_s| \cos \varphi = \frac{3}{2} |\mathbf{u}_s| \frac{|\mathbf{e}_F| \sin \delta}{X_d}. \quad (8.6)$$

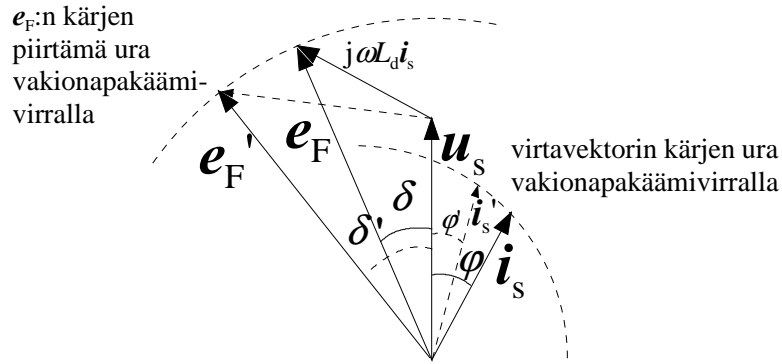
Olemme löytäneet umpinapakoneen tutun tehokulmayhtälön. Kun napajännite pidetään vakiona, täytyy  $|\mathbf{e}_F| \sin \delta$ :n pysyä vakiona, joten kuvan pystysuora ura päälähdejännitevektorille toteutuu.

Tarkastellaan vielä kuvassa 8.6 kahden rinnankäyvän samanlaisen tahtikoneen loistehonjakoa. Kuvassa pidetään napajännite vakiona. Generaattorin 1 teho on vain noin 40 % generaattorin 2 tehosta. Huomaa, että loisvirtamuutosten aikana molemmat koneet käyttäytyvät kuten edellä tarkasteltu tilanne vakioteholla osoitti. Alkutilanteessa generaattorit tuottavat virrat  $\mathbf{i}_{s1}$  ja  $\mathbf{i}_{s2}$ . Generaattorin 2 napakäämivirtaa lisätään ja jotta jännite generaattorien navoissa säilyisi vakiona generaattorin 1 napakäämivirtaa pienennetään samalla, jolloin tullaan katkoviivoilla esitettyihin uusiin virtoihin  $\mathbf{i}'_{s1}$  ja  $\mathbf{i}'_{s2}$ . Virtojen muutokset  $\Delta \mathbf{i}_{s1}$  ja  $\Delta \mathbf{i}_{s2}$  ovat yhtäsuuret ja päinvastaiset, joten verkon kannalta tilanne ei muutu. Jotta loistehon jako rinnankäyvien koneitten välillä toimisi järkevällä tavalla, on generaattoreiden loistehoa säädettävä ns. loisvirtastatiikan avulla.



Kuva 8.6. Kahden rinnankäyvän generaattorin välinen loistehonjako. Huomaa, että napakäämivirtojen päinvastaiset muutokset synnyttävät vastaavat koneitten loistehomuutokset.  $\Delta \mathbf{i}_{s1}$  ja  $\Delta \mathbf{i}_{s2}$  ovat kohtisuorassa napajännitettä vastaan ja edustavat siten loistehoa.

Tarkastellaan kahden rinnankäyvän generaattorin käyttäytymistä, kun generaattorin tehoa kasvatetaan napakäämivirtaa muuttamatta. Toinen kone pitää huolen vakionapajännitteen säilymisestä. Kun vääntömomenttia lisätään, kiihtyy generaattori hetkeksi ja sen napakulma kasvaa, kunnes uusi tehotasapaino on saavutettu. Koska napakäämivirta pidetään vakiona on ilmeistä, että päälähdejännite pysyy vakiona ja vektorin kärjen piirtämä ura on ympyrä. Tätä havainnollistaa kuva 8.7. Koska ankkurireaktion vektorin kärki kulkee samaa uraa kuin  $\mathbf{e}_F$ , täytyy virrankin kärjen kulkea ympyrää pitkin, kuten kuvassa esitetään.



Kuva 8.7 Umpinapageneraattorin käyttäytyminen vakionapakäämivirralla tehon kasvaessa.

Jotta napajännite säilyy on toiseen generaattoriin tehtävä vastaavat muutokset, ts. sen pätötehoa on pienennettävä ja napakäämivirtaa lisättävä. Jos yhteinen verkkovirtavektori on  $i$ , saadaan generaattorin 2 virroille alku- ja lopputilassa

$$i_{s2} = i - i_s, \quad i_{s2}' = i - i_s'. \quad (8.7)$$

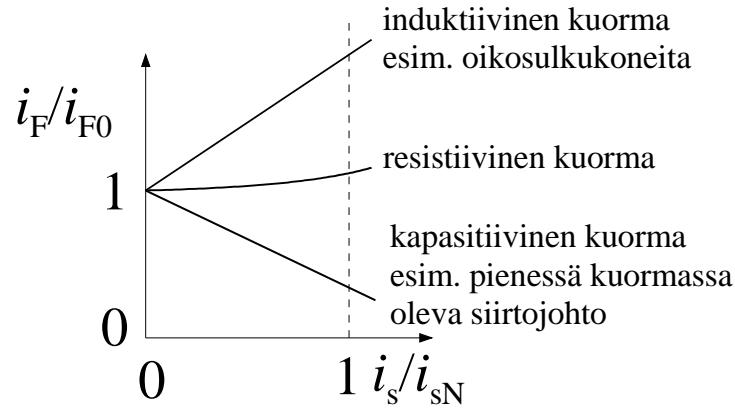
Generaattorin 2 päälähdejännitteeksi on säädettävä

$$e_{F2}' = u_s + jX_{d2} i_{s2}'. \quad (8.8)$$

### 8.1 Tahtigeneraattori sähköverkossa

Sähkön laadun kannalta on tärkeää pitää verkon taajuus ja jännitteen itseisarvo mahdollisimman hyvin vakiona. Generaattori on sähkömekaaninen energianmuunnin, joka sähköverkkoon liitettynä asettuu voimakoneen vääntömomenttia vastaavalle tehokulmalle, mikäli jatkuvan toiminnan edellytykset ovat voimassa. Voimakoneitten vääntömomentin säätö perustuu verkon taajuuden mittaamiseen. Muutoksen vääntömomenteissa aiheuttavat pieniä taajuusmuutoksia sähköverkossa. Koska kyseessä on monikonejärjestelmä, ei ole mahdollista käyttää integroivaa pyörimisnopeussäätöä, vaan voimakoneen tehonsäätö suoritetaan ns. statiikan avulla. Statiikkaa merkitsee sitä, että taajuuden pienentyessä voimakoneelta pyydetään entistä suurempaa vääntömomenttia. Statiikka sallii kuitenkin jatkuvan säätövirheen, mitä integroiva säädin ei sallisi. Jos verkon rinnalla käyvän pienen generaattorin voimakoneessa olisi integroiva säädin antaisi voimakone alle 50 Hz:n taajuudella aina maksimitehonsa ja vastaavasti yli 50 Hz:n verkkotaajuudella nolllatehon. Tämä ei ole tarkoituksenmukaista ja siksi käytetään statiikkasäätöä.

Tahtigeneraattorin napajännite on pyörimisnopeuden, magnetoimisvirran, kuormitusvirran ja verkon impedanssin funktio. Jäykässä verkossa käyvä pieni generaattori ei voi vaikuttaa verkon jännitteeseen merkittävästi, vaan verkko määrää koneen napajännitteen. Mitä suurempi kone sitä enemmän se voi vaikuttaa verkon paikalliseen jännitteeseen. Kuva 8.8 havainnollistaa napakäämivirran käyttäytymistä vakionapajännitteellä erityyppisillä kuormitusvirroilla. Kuormituksen tyypillä on ratkaiseva merkitys generaattorin napakäämivirran tarpeeseen.



Kuva 8.8 Tahtigeneraattorin kuormituksen vaikutus koneen napakäämivirran tarpeeseen.

Generaattorien napakäämivirran säätö tapahtuu kahdella periaatteella. Pienten koneitten tapauksessa annetaan generaattorille tai moottorille sopivaksi katsottu loisteho-ohje, jota koneen napakäämivirtasäätäjä pyrkii toteuttamaan. Tämä säätötapa on kätevä silloin, kun kone ei pysty vaikuttamaan käytännössä verkon paikalliseen jännitetasoon. Jos taas kone on suuri, ja sen magnetointilalla voidaan vaikuttaa verkon jännitteeseen käytetään PI-tyyppistä jännitesäätäjää, joka asettelee napakäämivirran sopivaksi.

Varsinaisen voimalaitoskoneen jännitesäädöllä on useita erityyppisiä toimintaolosuhteita ja tehtäviä. Näitä selvitetään taulukossa 8.1

Taulukko 8.1 Suuren voimalaitosgeneraattorin jännitesäädön toimintaolosuhteita ja tehtäviä

toimintatila	verkkotapahtuma	muutostila	jännitesäätimen tehtävät
staattinen	monta suurta konetta laajassa verkossa lähes staattisessa tilassa	pieniä tehon ja loistehon muutoksia	jännitteen pitäminen vakiona, tasoitusilmiöiden vaimentaminen
Dynaaminen	kytkentätilanne	muutoksia tehossa, loistehossa, napajännitteessä, virrassa, napakäämivirrassa	mahdollisimman vakaa siirtyminen uuteen toimintatilaan
	lyhyt vikatilanne, vian poiskytkentä	voimakkaita lyhytaikaisia muutoksia tehossa, loistehossa, napajännitteessä, virrassa, napakäämivirrassa. Vaimennuskäämit auttavat	Stabiiliuden ylläpito ja napakulmaheilahteluitten vaimennus
	epäonnistunut vian poiskytkentä, pikajälleenkytkentä, pysyvä vika	voimakkaita perättäisiä lyhytaikaisia muutoksia tehossa, loistehossa, napajännitteessä, virrassa, napakäämivirrassa. Vaimennuskäämit auttavat	Siirtyminen mahdollisimman juohevasti uuteen toimintatilaan, vaimennus, loistehon ja jännitteen hallinta, pikasulku, turbiinin ja generaattorin suojaaminen

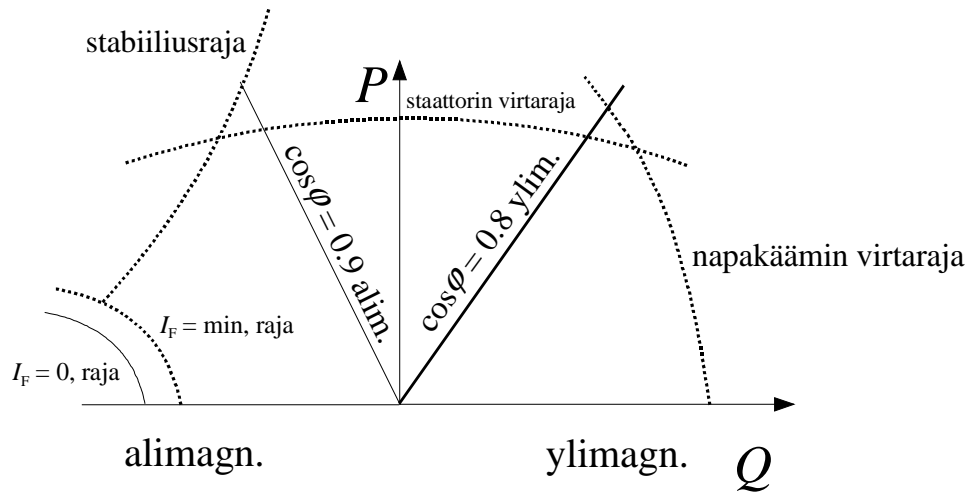
Jännitteesäädön tärkein tehtävä on pitää generaattorin napajännite haluttuna normaalissa toimintatilassa, jossa esiintyy jatkuvasti pieniä teho- ja loistehomuutoksia. Toissijainen tehtävä on rin-

nankäyvien generaattoreiden loistehon jako ja verkon stabiiliuden parantaminen. Mörsky esittää generaattoreitten jännitteen säädölle seuraavan taulukon mukaiset vaatimukset.

Taulukko 8.2 Jännitteensäädölle asetettavia vaatimuksia (Mörsky Voimalaitosten yhteiskäytön tekniikka 1994)

Suure	Vaatus
Staattinen tarkkuus: sallittu jännitteen poikkeama nimellisarvosta jännitteen tasaannuttua muutostilan jälkeen	n. 1 %
Dynaaminen tarkkuus: sallittu jännitteen poikkeama nimellisarvosta kytkettäessä nimelliskuorma generaattoriin tai generaattorista	n. 15 %
Säätönopeus: aika, jonka kuluessa jännitteen on palattava staattisen tarkkuuden edellyttämäksi nimelliskuorman poiskytkennän jälkeen	n. 1 ... 3 s
Loistehon jakautumisen sallittu poikkeama nimellistehoon verrattuna rinnankäyvien generaattoreiden kesken	n. 10 %

Tahtikonetta voidaan kuormittaa hetkellisesti erittäin suurella teholla nimellistehoonsa nähden. Varsinkin säädettävissä moottorikäytöissä konetta kuormitetaan suorastaan säälimättä - tehoelektronikan mitoitukselta riippuen - jopa viisinkertaisella nimellisvääntömomentilla hetkellisesti. Jatkuvasa toiminnassa verkkokäyttöisille koneille esitetään tyypillisesti  $PQ$ -diagrammi (kuva 8.9), joka ilmaisee tahtikoneen kuormitettavuuden erilaisiin rajoituksiin perustuen.



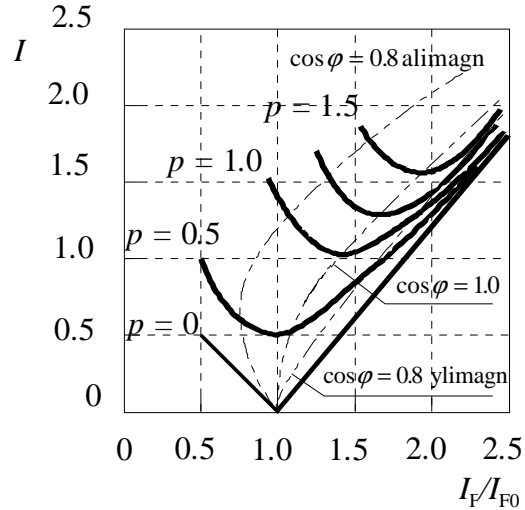
Kuva 8.9 Voimalaitosgeneraattorille asetettavat jatkuvan toiminnan rajat.

Kuvan 8.9 mukaiselle stabiiliusrajalle tullaan, jos koneen napakäämivirta on liian alhainen. Tehokulmayhtälöstä havaitsemme, että tällöin  $e_F$  pienenee ja napakulman  $\delta$  on vastaavasti kasvettava. Jos päälähdejännite on liian pieni, kone kippaa vääntömomentin kasvaessa.

Tahtikoneen käydessä vakiojänniteverkossa ankkurivirta on magnetointivirran funktio. Jos staattoriresistanssi jätetään huomiotta ja tarkastellaan umpinapakonetta, saadaan V-käyrät, kun koneen staattorivirta piirretään magnetointivirran funktiona. Kuvan 8.10 eheät käyrät edustavat kyllästymättömän tahtimoottorin V-käyriä, kun tahtireaktanssi suhdearvona on  $x_d = 1,0$ . Katkoviivat edustavat vakio  $\cos \varphi$ -arvoja. Yleensä myös tahtimoottorit käyvät ylimagneetoituna tuottaen rinnallaan käyville oikosulkumoottoreille magnetointivirran. Tahtikonetta on myös mahdollista käyttää ns.

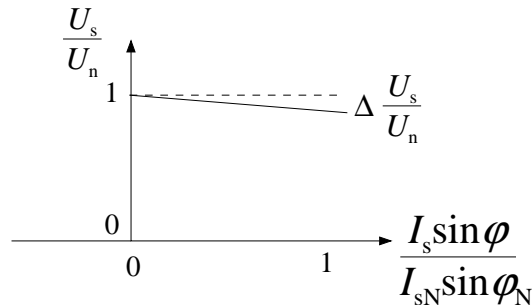


ns. synkronisena kondensaattorina, jolloin kone käy tyhjäkäynnissä ja ylimagnetoituna. Näin voidaan magnetointivirtaa säädellen saada "portaattomasti säädettävä kondensaattori".



Kuva 8.10 Tahtikoneen V-käyrä. Virta-akselit ovat suhdearvoilla samoin parametrina olevat teho.

Rinnankäyviän generaattoreitten loistehojako suoritetaan käytännössä loisvirtastatiikan avulla. Loisvirtastatiikka on kuvan 8.11 mukainen jännitesäätimen ominaisuus, jonka avulla jännitteen ohjearvoa pudotetaan generaattorin antaman loisvirran kasvaessa. Tyypillisesti loisvirtastatiikan arvo on 3 %:n luokkaa.



Kuva 8.11 Loisvirtastatiikan peruseriaate

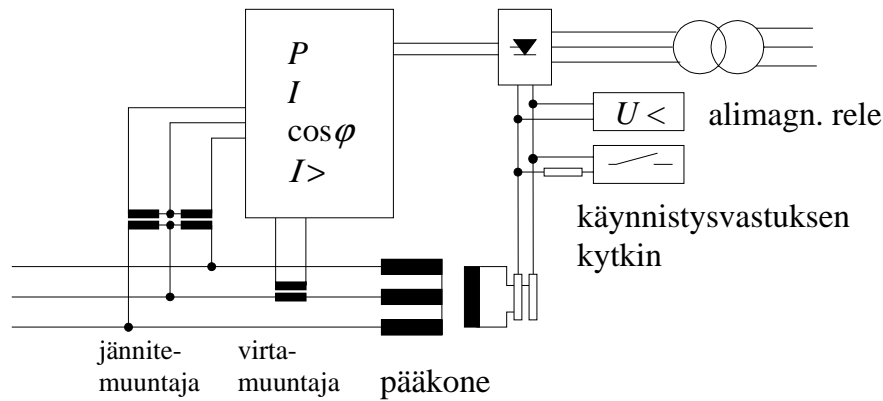
## 8.2 Napakäämivirran syöttömenetelmät

Edellä esitetyn perusteella on helppo havaita napakäämivirran olennainen vaikutus tahtikoneen toimintaan. Jäykässä verkossa toimittaessa napakäämivirta määrää koneen tehokertoimen sekä tehokulman. Myös dynaamisissa tiloissa napakäämivirran oikea säätö parantaa koneen stabiiliutta huomattavasti.

Eriyisesti tehoelektronikan ohjaamisissa säätökäytöissä on tarpeen kyetä hyvin nopeaan napakäämivirran muutokseen. Tämän johdosta dynamiikaltaan vaativissa käytöissä käytetään vieras-magnetoitua liukurenkaallista konetta. Syötettäessä koneen roottoria 400 V:n verkosta tyristorisillalla napakäämin resistanssi mitoitetaan tavallisesti niin, että nimellistoimintapisteessä jännite on noin 100 V:n luokkaa. Tällöin tyristorisilta voi dynaamisessa tilassa syöttää hetkellisesti napakäämiä 560 V:n jännitteellä, jolloin on mahdollista päästä nopeaan muutokseen. Tässä yhteydessä on syytä muistaa, että ilmvälikämmivuon muuttaminen vaatii suuressa koneessa pitkän ajan. Tahtikoneen aikavakio  $\tau_{d0}$  voi olla sekuntien luokkaa. Ilmvälikämmivuon muuttaminen onnistuu sitä nopeammin, mitä suurempi jännitereservi napakäämiä syöttävässä suuntaajassa on. Toisaalta

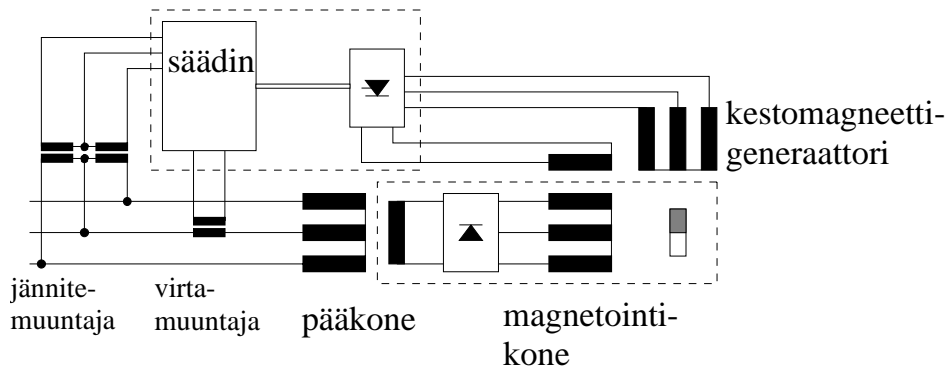
tyristorisilta mahdollistaa myös suuren negatiivisen jännitteen ohjaamisen napakäämiin virran pienentämiseksi esimerkiksi silloin, kun koneen kuormitustila laskee äkillisesti.

Kuva 8.12 esittää normaalia tahtimoottorin napakäämivirran syöttöjärjestelyä. Siinä napakäämiä syötetään sähköverkosta tyristorisillan avulla. Tämä on säätötekniikan kannalta paras menetelmä, sillä suurella ylijännitteellä saadaan napakäämivirta muuttumaan dynaamisissa tiloissa nopeasti. Tyristorisilta takaa tarvittaessa myös negatiivisen napakäämijännitteen, jolla virta saadaan nopeasti alas.



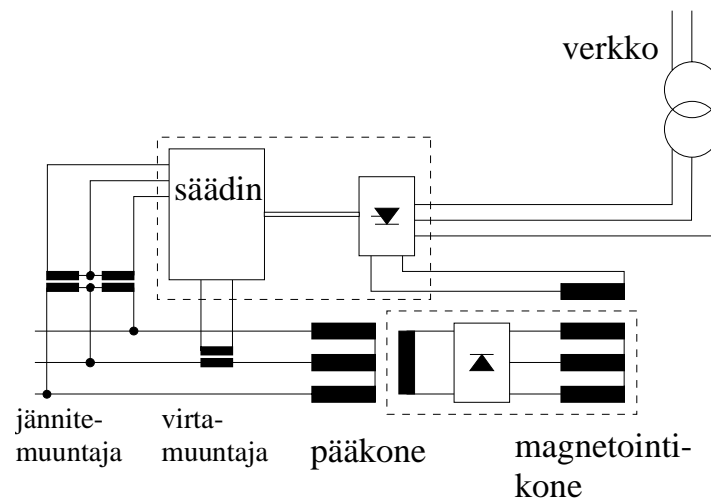
Kuva 8.12 Vierasmagnetoidun liukurenkain varustetun koneen tyristorisiltamagnetointi. Jos kone käynnistetään verkkoon vaimennuskäämityksen avulla, tarvitaan napakäämin oikosulku tai kuvassa näkyvä vastus käynnistyksen ajaksi. Säätölohko sisältää mittaukset virran, jännitteen, tehon ja tehokertoimen määrittämiseksi. Alimagnetointirele laukaisee käytön, jos napakäämivirta katoaa. Sama säätömenetelmä soveltuu käytettäväksi myös tahtigeneraattoreissa. Tällöin käynnistys tapahtuu tietenkin voimakoneen avulla.

Monesti jatkuvaan käyttöön suunnitellulta koneelta vaaditaan harjatonta magnetointia. Kuva 8.13 esittää täysin itsenäisen generaattorin magnetointijärjestelmää. Kestomagneettigeneraattori tuottaa magnetointitehon ulkonapatahtikoneelle, jonka ankkurikäämitys on asennettu pääkoneen roottorin kanssa samalle akselille. Myös tasasuuntaaja pyörii roottorin mukana. Tämä antaa harjattoman ratkaisun, mutta napakäämivirran dynamiikka kärsii huomattavasti. Menetelmä ei sovellu helposti käytettäväksi dynaamisesti vaativissa käytöissä.



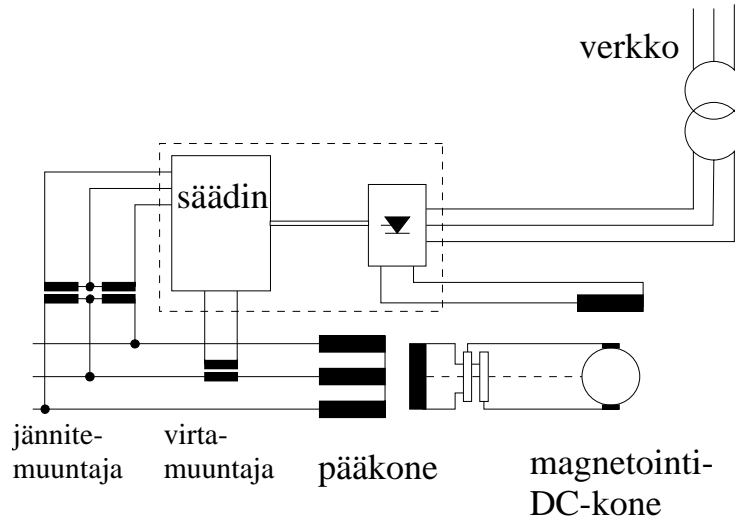
Kuva 8.13 Saarekkeessa toimivan tahtigeneraattorin harjaton magnetointijärjestelmä. Napakäämivirran muuttaminen tapahtuu kolmen generaattorin aikavakioiden kautta. Tosin kestomagneetikoneen aikavakiot saadaan haluttaessa lyhyiksi, joten sen käyttö ei merkittävästi hidasta pääkoneen napakäämivirran säätöä.

Kuva 8.14 esittää edellisen version verkkokäyttöön tarkoitettua muunnosta, jossa magnetointikoneen napakäämin tarvitsema energia otetaan sähköverkosta tyristorisillan avulla.



Kuva 8.14 Tahtigeneraattorin harjaton magnetointijärjestelmä. Napakäämivirran muuttaminen tapahtuu kahden generaattorin aikavakioiden kautta. Järjestelmästä saadaan ainakin periaatteessa nopeampi kuin edellisestä. Tämä menetelmä on yleinen myös jatkuvatoimisissa moottoreissa. Kone on kuitenkin käynnistettävä apujärjestelmän avulla. Mikäli kone halutaan käynnistää vaimennuskäämien avulla, on napakäämille järjestettävä suojausmenetelmä (esim. vastus) käynnistyksen yhteydessä esiintyviä suuria indusoituneita jännitteitä vastaan. Tosin tällaista suojajärjestelmää tarvitaan mahdollisesti myös generaattorin vikatilanteita silmälläpitäen.

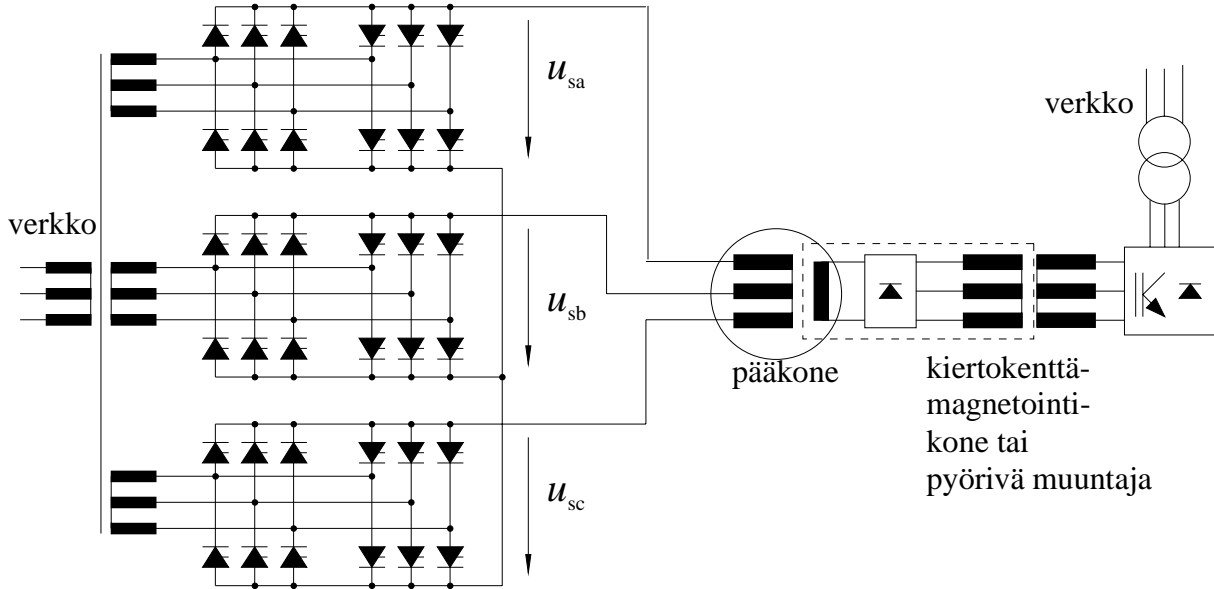
Kuva 8.15 esittää jo vanhahtavaa DC-generaattorin käyttöä tahtikoneen magnetointiin. Vierasmagnetoitu DC-generaattori on samalla akselilla pääkoneen kanssa, mutta nyt vaaditaan sekä liukurenkaat, että kommutaattori. Menetelmän mukaisia laitteita ei enää valmistettane.



Kuva 8.15 Perinteinen DC-generaattorimagnetointi.

Harjattomien generaattoreiden napakäämivirtajärjestelyt soveltuvat periaatteessa käytettäväksi verkkokäyttöisissä moottoreissa, mutta mikäli halutaan tehoelektronikalla ohjattava harjaton moottori, on sen napakäämivirta pystyttävä syöttämään myös nolllanopeudella. Tällöin tarvitaan esimerkiksi kuvan 8.16 mukainen syklokonvertterikäyttöön liittyvä ratkaisu, jossa napakäämivirran tuottaa kiertokenttäkone, jonka sekä staattorilla että roottorilla on monivaiheinen käämitys. Tällöin pääkoneen nolllanopeudella toimittaessa on mahdollista syöttää siihen napakäämivirtaa kiertomagnetoinnilla herätinkonetta. Herätinkoneen kiertomagnetoinnin suunta kannattaa valita päinvastaiseksi kuin pääkoneen pyörimissuunta, jolloin pääkoneen startatessa herätinkoneen taajuus

pyrkii kasvamaan ja kiertomagnetoinnin taajuutta voidaan haluttaessa laskea. Pääkoneen kiihdyttyä nimellisnopeuteensa, voidaan herätinkoneen monivaihekäämitykseen syöttää haluttaessa tasavirtaa. Dynaamisissa muutostiloissa voidaan herätinkoneen "napakäämiä" syöttää invertterin avulla vaihtelevilla taajuuksilla, jolloin induktiota voidaan periaatteessa tehostaa tarpeen mukaan. Joka tapauksessa menetelmä on periaatteessa dynamiikaltaan laiskempi kuin liukurenkaut. Esimerkiksi laivakäytöissä menetelmää voidaan suosia sen kulumattomuuden vuoksi.



Kuva 8.16 Menetelmä harjattoman tahtimoottorin napakäämivirran syöttämiseksi niin, että syklokäytön toiminta nol-lanopeudellakin on mahdollista.

### 8.3 Vektorisäädetyin tahtimoottorin dynaaminen vaste DTC-käytössä eri napakäämivirroilla

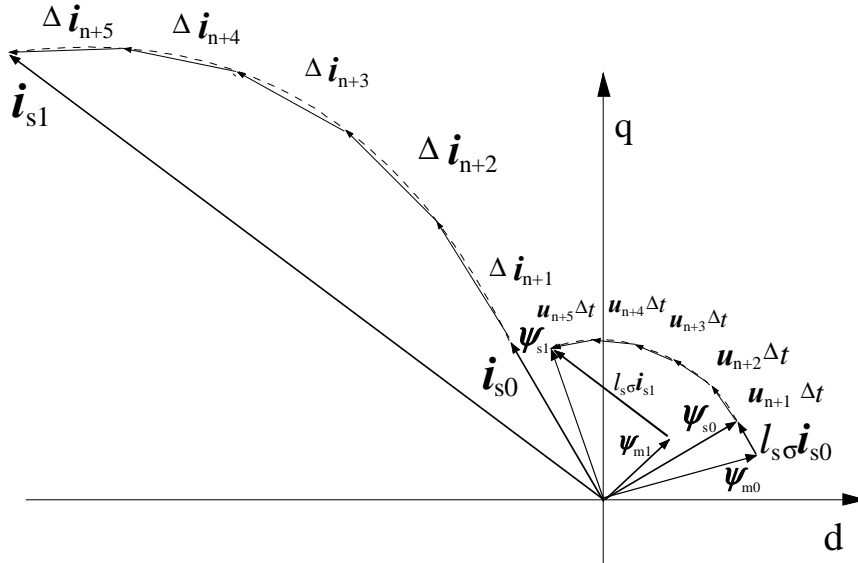
Kuva 8.17 esittää staattorivirran ja staattorikäämivuon käyttäytymistä vääntömomenttiaskelen aikana vektorisäädetyssä tahtimoottorissa. Tahtikoneen muutosilmiöitä voidaan tarkastella parhaiten roottorikoordinaatistossa. Staattorikäämivuon kulmanopeus roottorikoordinaatistossa riippuu käytettävissä olevasta jännitereservistä, joka on sähkömotorisen voiman ja käytettävissä olevan staattorijännitteen erotus

$$u_{\text{res}} \approx |\mathbf{u}_s|_{\text{max}} - |\mathbf{e}_s| = |\mathbf{u}_s|_{\text{max}} - \omega |\boldsymbol{\psi}_s|, \quad R_s \approx 0. \quad (8.9)$$

Kun jännitereservi on tunnettu, voidaan käämivuovektorin kulmanopeus määrittellä suhdarvoyhtälöllä

$$\omega^r = \frac{1}{\omega_b} \frac{\partial \delta}{\partial t} = \frac{\partial \delta}{\partial \tau} = \frac{u_{\text{res}}}{|\boldsymbol{\psi}_s|}. \quad (8.10)$$

Yhtälössä (8.10)  $\delta$  edustaa staattorikäämivuon napakulmaa, eli roottorin ja staattorikäämivuon välistä kulmaa. Jos jännitereservi  $u_{\text{res}}$  oletetaan vakioksi, DTC kääntää käämivuovektoria vakio kulmanopeudella roottorikoordinaatistossa vääntömomenttiaskelen aikana. Sen sijaan staattorivirran käyttäytyminen riippuu magnetointivirran ohjauksesta.

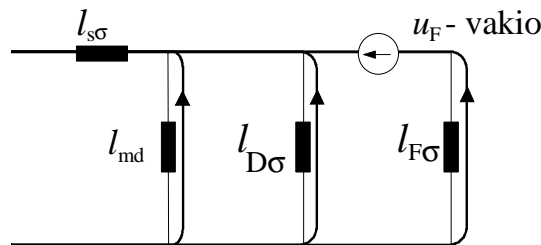


Kuva 8.17 Staattorikämmivuon ja staattorivirran käyttäytyminen muutosilmiössä. Staattorivirran käyttäytyminen riippuu napakäämivirran ohjauksesta. Tässä tapauksessa on käytetty vakionapakäämijännitettä.

Tarkastellaan seuraavaksi vääntömomenttiaskelta kolmella eri napakäämivirran säätömenetelmällä, jotka ovat vakiojännite napakäämissä, vakiovirta napakäämissä ja reaktio-ohjaus. Viimeksi mainittu menetelmä pitää ilmavälikämmivuon d-komponentin vakiona, eli kompensoi staattorivirran muutokset d-akselilla vastaavan suuruisella vastakkaisella muutoksella napakäämissä. Oletetaan lisäksi, että muutosilmiö on nopea verrattuna vaimennuskäämien aikavakioihin. Tällöin muutosilmiötä voidaan tarkastella niin sanotun transientti-induktanssin avulla, joka kuvaa staattorikämmivuon ja staattorivirran välistä riippuvuutta nopeassa muutosilmiössä.

Kun napakäämijännite pidetään vakiona, d-akselin staattorivirtakomponentilla on magnetointi-induktanssin lisäksi kaksi hajavuoreittia ja transientti-induktanssi on muotoa

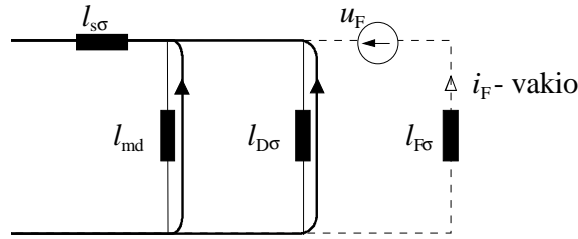
$$l_{d, \text{tr}, u_F\text{-vakio}} = l_{s\sigma} + \frac{l_{D\sigma} \cdot l_{md} \cdot l_{F\sigma}}{l_{md} \cdot l_{D\sigma} + l_{md} \cdot l_{F\sigma} + l_{D\sigma} \cdot l_{F\sigma}}. \quad (8.11)$$



Kuva 8.18 Staattorivirran d-komponentin reitit muutosilmiössä, kun napakäämijännite pidetään vakiona

Mikäli napakäämijännitteen sijasta pidetään vakiona napakäämivirta, napakäämin hajavuoreitti katoaa edelliseen verrattuna ja transientti-induktanssi on muotoa

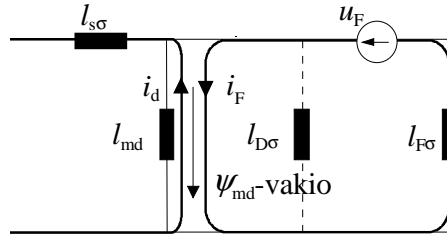
$$l_{d, \text{tr}, i_F\text{-vakio}} = l_{s\sigma} + \frac{l_{D\sigma} \cdot l_{md}}{l_{D\sigma} + l_{md}}. \quad (8.12)$$



Kuva 8.19 Staattorivirran d-komponentin reitit muutosilmiossä, kun napakäämivirta pidetään vakiona

Viimeisessä tapauksessa käytetään reaktio-ohjausta, jolloin ilmvälivuon d-komponentti pysyy vakiona. Tällöin transientti-induktanssi on muotoa

$$l_{d,tr,reaktio-ohjaus} = l_{s\sigma} \quad (8.13)$$



Kuva 8.20 Staattorivirran d-komponentin reitit muutosilmiossä, kun ilmvälivuon d-komponentti pidetään vakiona

Poikittaisakselilla ei ole ohjattavia roottorikäämejä, joten transientti-induktanssi siinä suunnassa on aina sama,

$$l_{q,tr} = l_{s\sigma} + \frac{l_{mq} \cdot l_{Q\sigma}}{l_{mq} + l_{Q\sigma}} \quad (8.14)$$

Kun nyt tiedetään DTC:n pyörittävän staattorikäämivuota vakionopeudella roottorikoordinaatistossa vääntömomentiaskelen aikana, ja toisaalta tunnetaan staattorikäämivuon ja staattorivirran välinen yhteys muutosilman aikana, voidaan myös vääntömomentin käyttäytyminen määrittää.

Staattorivirtakomponentin muutos voidaan lausua staattorikäämivuokomponentin muutoksen ja transientti-induktanssin avulla,

$$\begin{aligned} \Delta i_d &= \frac{1}{l_{d,tr}} \Delta \psi_{sd} , \\ \Delta i_q &= \frac{1}{l_{q,tr}} \Delta \psi_{sq} . \end{aligned} \quad (8.15)$$

Vääntömomentti saadaan staattorikäämivuon ja staattorivirran ristitulosta,

$$|t_e| = \psi_{sd} i_q - \psi_{sq} i_d = (\psi_{sd0} + \Delta \psi_{sd})(i_{q0} + \Delta i_q) - (\psi_{sq0} + \Delta \psi_{sq})(i_{d0} + \Delta i_d)$$

$$= (\psi_{sd0} + \Delta\psi_{sd})(i_{q0} + \frac{1}{l_{q,tr}}\Delta\psi_{sq}) - (\psi_{sq0} + \Delta\psi_{sq})(i_{d0} + \frac{1}{l_{d,tr}}\Delta\psi_{sd}). \quad (8.16)$$

Oletetaan lisäksi alkutilan lähtevän tyhjäkäynnistä, jolloin  $\psi_{sq0} = 0$ , ja yhtälö sievenee edelleen

$$|t_e| = (\psi_{sd0} + \Delta\psi_{sd})\frac{1}{l_{q,tr}}\Delta\psi_{sq} - \Delta\psi_{sq}\frac{1}{l_{d,tr}}\Delta\psi_{sd}. \quad (8.17)$$

Muutokset staattorikämmivuokomponenteissa voidaan ilmaista napakulman ja staattorikämmivuon itseisarvon avulla

$$\begin{aligned} \Delta\psi_{sd} &= (\cos\delta - 1)|\psi_s|, \\ \Delta\psi_{sq} &= \sin\delta|\psi_s|. \end{aligned} \quad (8.18)$$

Sijoittamalla yhtälö (8.18) yhtälöön (8.17) saadaan

$$|t_e| = |\psi_s|^2 \sin\delta \left( \frac{1}{l_{d,tr}} + \left( \frac{1}{l_{q,tr}} - \frac{1}{l_{d,tr}} \right) \cos\delta \right). \quad (8.19)$$

Maksimiarvo vääntömomentille voidaan ratkaista derivoimalla yhtälö (8.19) napakulman  $\delta$  suhteen

$$\frac{\partial |t_e|}{\partial \delta} = |\psi_s|^2 \left( 2 \cdot \left( \frac{1}{l_{q,tr}} - \frac{1}{l_{d,tr}} \right) \cos^2\delta + \frac{1}{l_{d,tr}} \cos\delta - \frac{1}{l_{q,tr}} + \frac{1}{l_{d,tr}} \right). \quad (8.20)$$

Lopulta voidaan ratkaista  $\cos\delta$ , jolla maksimi vääntömomentti saavutetaan

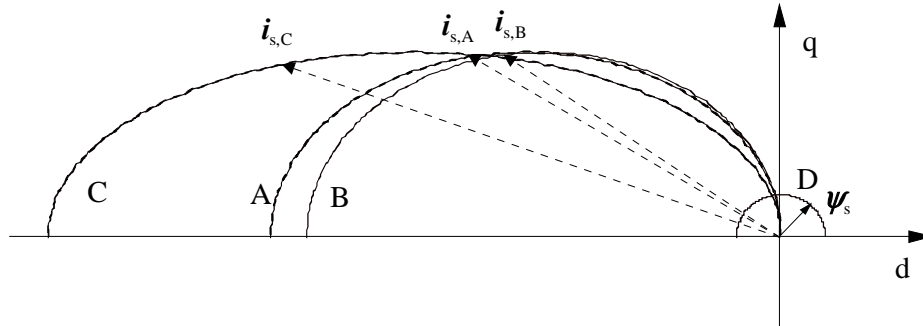
$$\cos\delta = \frac{-\frac{1}{l_{d,tr}} + \sqrt{\frac{1}{l_{d,tr}^2} + 8 \left( \frac{1}{l_{q,tr}} - \frac{1}{l_{d,tr}} \right)^2}}{4 \left( \frac{1}{l_{q,tr}} - \frac{1}{l_{d,tr}} \right)}. \quad (8.21)$$

Taulukossa (8.3) on laskettu esimerkkitapaus vääntömomenttitransienteille eri napakäämivirran säätömenetelmillä, kun kämmivuon itseisarvo on  $|\psi_s| = 0.3$  pu, eli toimitaan kentänheikennyksessä. Käytetyt moottoriparametrit on esitetty luvun lopussa.

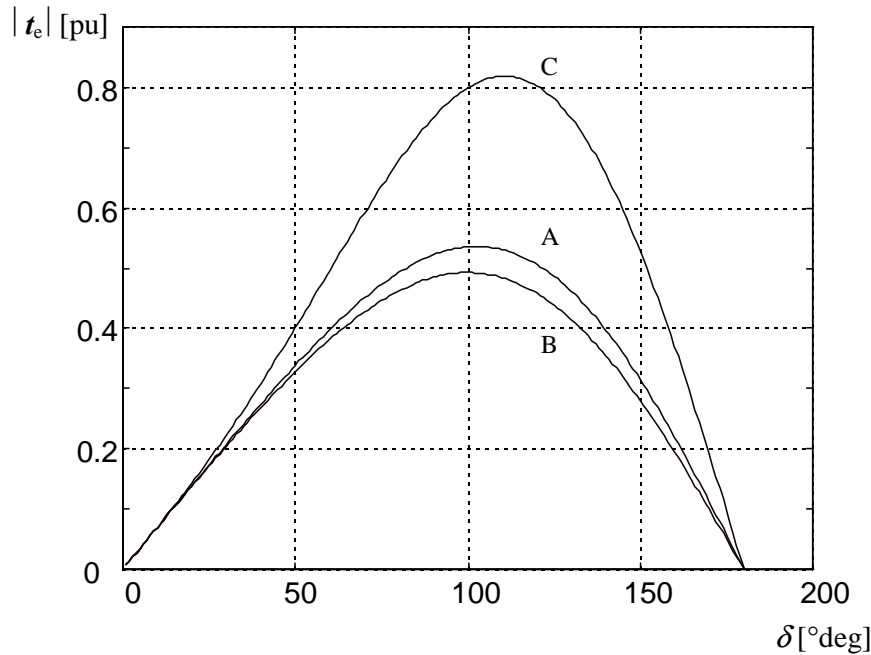
Taulukko 8.3 Vääntömomenttitransienttien ominaisuuksia eri napakäämivirran säätömenetelmillä

napakäämivirran säätö	$l_{d,tr}$ [pu]	$l_{q,tr}$ [pu]	$ t_{e d,max}$ [pu]	$\delta_{d,max}$ [°deg]
A. Vakiojännite	0.1724	0.2268	0.5361	102.5
B. Vakiovirta	0.1856	0.2268	0.4925	99.8
C. Vaimennuskäämivirran kompensointi	0.1200	0.2268	0.8184	110.7

Kuva 8.21 esittää staattorivirtavektorin ja staattorikämmivuovektorin käyttäytymisen eri magnetointimenetelmillä ja kuva 8.22 esittää vääntömomentin kehittymisen napakulman funktiona eri tapauksilla.



Kuva 8.21 Staattorikämmivuon ja staattorivirran käyttäytyminen vääntömomenttiaskelen aikana, kun A) vakiojännite napakäämissä, B) vakiovirta napakäämissä, C) käytetään reaktiomagnetointia.



Kuva 8.22 Vääntömomentin kehittyminen vääntömomenttiaskellessä napakulman funktiona, kun A) vakio jännite napakäämissä, B) vakiovirta magnetointi-käämissä, C) käytetään reaktiomagnetointia.

Tarkempi muutosilmiön analyysi voidaan suorittaa käyttämällä operaattori-induktansseja, jotka ottavat huomioon myös roottorin resistiiviset jännitehäviöt muutosilmiön aikana.

## 8.4 DTC-tahtikonekäytön napakäämivirran ohjaus

### 8.4.1 Magnetointivirran ohjaus vakiovoalueella

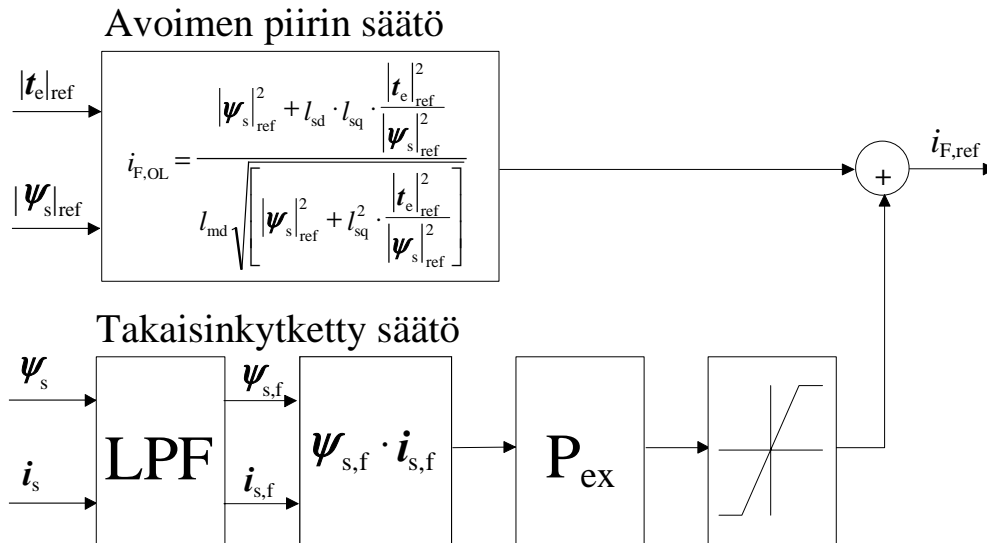
DTC-menetelmässä staattorivirta ei ole ohjattava suure. Sen sijaan ohjataan staattorikämmivuon itseisarvoa ja vääntömomenttia. Tällöin perinteiset tahtikonekäytön magnetointivirran ohjausmenetelmät, jotka on yhdistetty staattorivirtakomponenttien ohjaukseen, eivät ole käyttökelpoisia.



DTC-ohjaus kykenee pitämään vääntömomentin asetusarvossa tahtikoneen stabiililla toiminta-alueella. Magnetointivirran ohjauksen dynaamiset virheet eivät ole ongelma vääntömomenttisäädön tarkkuudelle. Kuitenkin magnetointivirran tulee kyetä pitämään käyttö stabiililla toiminta-alueella lisäämällä magnetointivirtaa vääntömomentin funktiona. Tehokertoimen 1 tuottava napakäämivirtareferenssi voidaan laskea vääntömomentin ja käämivuon funktiona, mikäli tahtikoneen induktanssit tunnetaan,

$$i_{F,ref} = \frac{|\psi_{s,ref}|^2 + l_{sd} \cdot l_{sq} \cdot \frac{|T_e|_{ref}^2}{|\psi_{s,ref}|^2}}{l_{md} \sqrt{|\psi_{s,ref}|^2 + l_{sq}^2 \cdot \frac{|T_e|_{ref}^2}{|\psi_{s,ref}|^2}}} \quad (8.22)$$

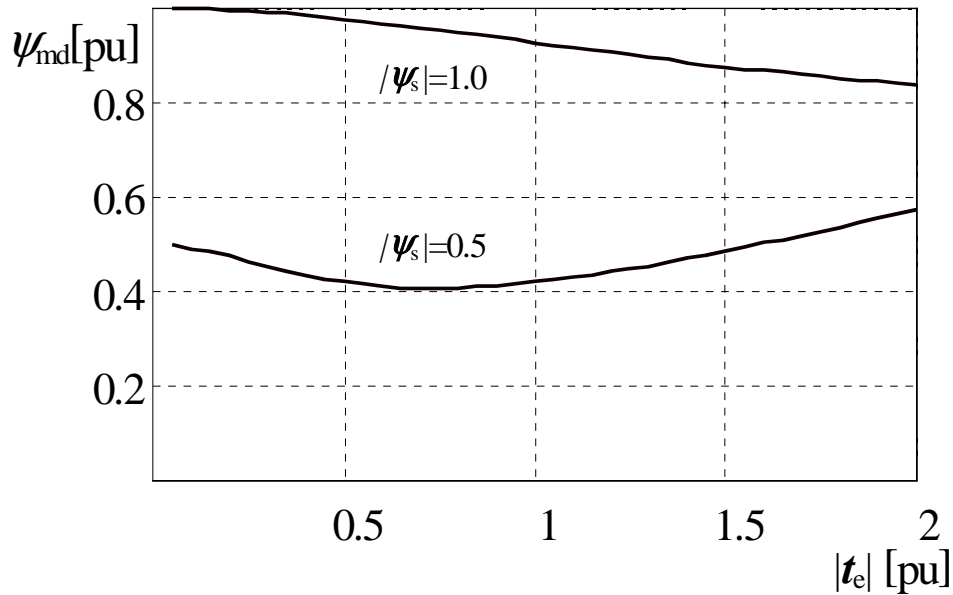
Käyttämällä yhtälöä (8.22) magnetointivirran ohjaus on sidottu DTC:n pääohjaussuureiden ohjaukseen, ja magneettisen energian värähtely staattorin ja roottorin välillä voidaan välttää. Kyllästyksen myös induktanssiarvoihin tulee virhettä. Korjausermi saadaan tutkimalla staattorikäämivuon ja staattorivirran välistä kulmaa, jonka tulee olla suora kulma tehokertoimella 1. Tällöin kokonaisuutena napakäämivirtasäätö voidaan toteuttaa kuvan 8.23 mukaisesti.



Kuva 8.23 DTC tahtikonekäytön magnetoinnin säätö vakiovoalueella

#### 8.4.2 Magnetointivirran ohjaus kentänheikennysalueella

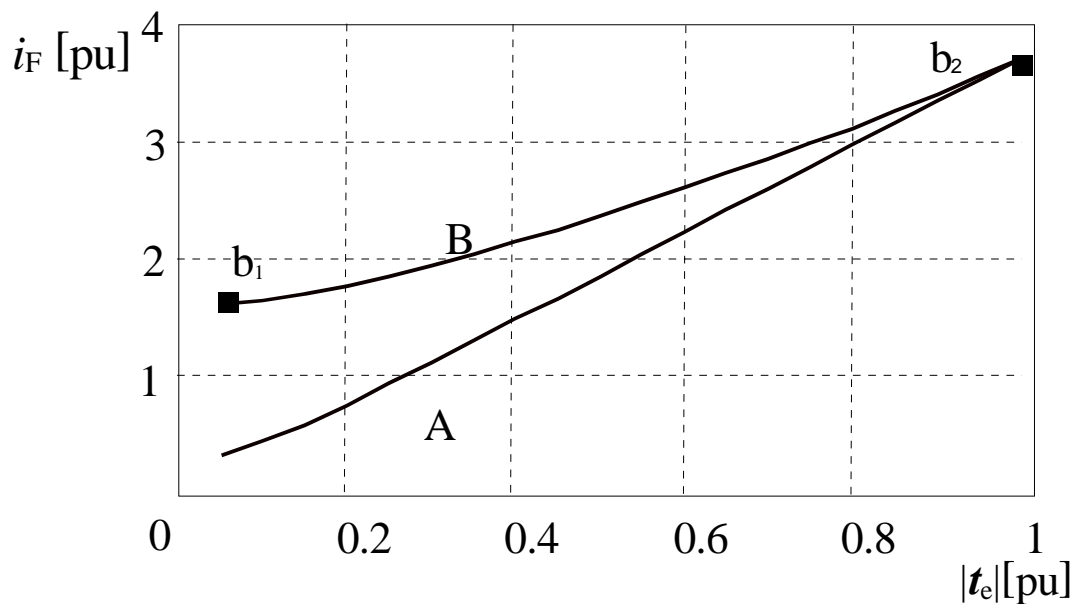
Kentänheikennysalueella käytön suorituskykyä rajoittaa kaksi tekijää; pieni jännitereservi ja toisaalta käytön virtaraja. Aiemmassa dynaamisessa analysissä havaittiin, että paras vääntömomenttivaste saadaan käyttämällä reaktio-ohjausta. Reaktio-ohjaus on ristiriidassa yhtälön (8.22) napakäämivirtareferenssin kanssa, sillä yhtälö (8.22) ei pidä ilmavälikämmivuon d-komponenttia vakiona, kuva 8.24.



Kuva 8.24 Ilmavälikämmivuon d-komponentin käyttäytyminen, kun  $\cos\varphi = 1$ , napakäämivirtareferenssi lasketaan yhtälön (8.22) mukaisesti.

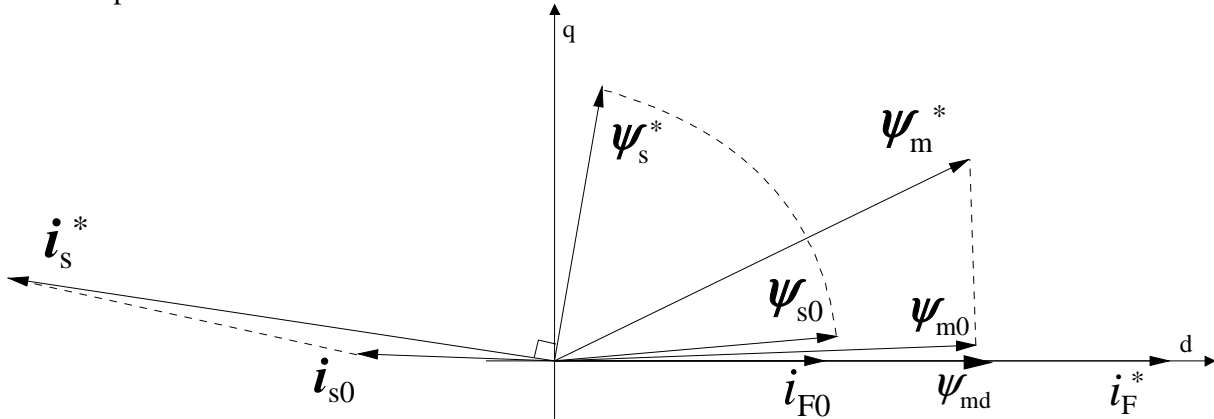
Magnetointivirtaa on kuitenkin mahdollista ohjata siten, että toisaalta ilmavälikämmivuon d-komponentti pysyy vakiona, ja toisaalta tehokerroin  $\cos\varphi = 1$  saavutetaan samalla, kun tullaan käytön virtarajalle. Tällöin dynamiikka on hyvä ja käytettävissä oleva staattorivirran maksimiarvo tuottaa teoreettisen maksimivääntömomentin. Tällöin magnetointikäyrä on kuvan 8.25 mukainen.

Menetelmän haittapuoli on suuri staattori- ja roottorivirta pienillä kuormilla, jolloin käytön häviöt lisääntyvät merkittävästi. Toinen ongelma, mikä liittyy suureen ylimagnetointiin, on korkea ylijännite vikatilanteessa.



Kuva 8.25 Magnetointikäyrä B, joka pitää ilmavälivuon d-komponentin vakiona vääntömomentista riippumatta. Myös  $\cos\varphi = 1$  käyrä A on esitetty. Huomaa, että tehokerroin 1 saavutetaan oletetulla maksimivirralla, piste  $b_2$ .

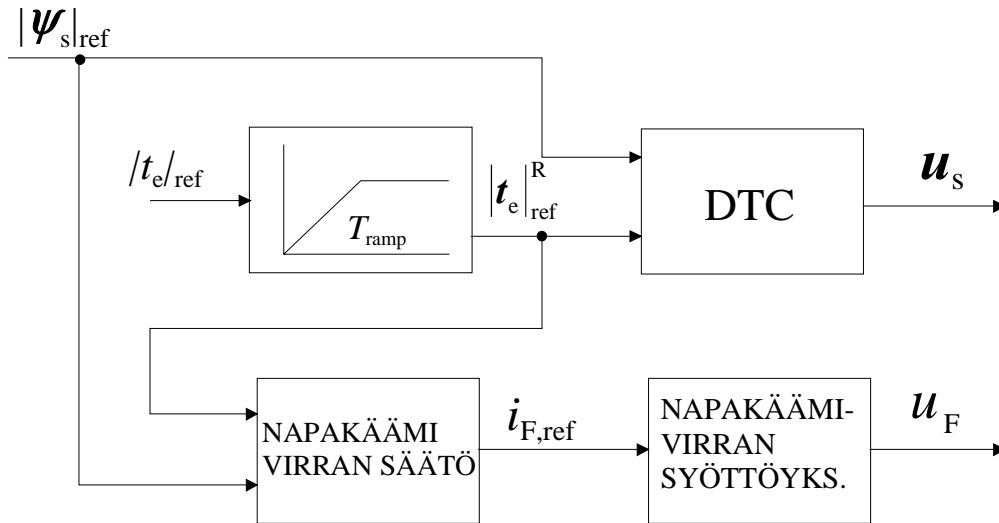
Kuva 8.26 esittää vektoreitten alku ja lopputiloja dq-koordinaatistossa käytettäessä kuvan 8.25 mukaista napakäämivirtaa.



Kuva 8.26 Ilmavälikämmivuon d-komponentti pysyy vakiona, kun magnetointivirtaa ohjataan kuvan 8.25 magnetointikäyrän B mukaisesti. Tyhjäkäynnissä kone on siis reippaasti ylimagneitoitu, mikä käy hyvin kuvasta ilmi.

Kuva 8.27 esittää reaktio-ohjauksen toteuttamista DTC-tahtikonekäytössä. Reaktio-ohjauksen tapauksessa nopeinta mahdollista napakäämivirran nousua rajoittaa käytettävissä oleva napakäämijännitereservi. Pienillä nopeuksilla staattoripuolelle saadaan erittäin nopeasti suuria muutoksia aikaan ja sitä varten onkin vääntömomentille sallittua nousunopeutta rajoitettava riippuen käytettävissä olevasta napakäämijännitereservistä. Jännitereservi on luonnollisesti DC-käämissä

$$u_{F, \text{res}} = u_{F, \text{max}} - i_F r_F \quad (8.23)$$



Kuva 8.27 Reaktio-ohjaus DTC-tahtikonekäytössä. Vääntömomenttiohjeen nousuaikaa on rajoitettava. Aikavakiota säädetään parhaan vääntömomenttivasteen saamiseksi.

Laskuesimerkeissä käytetyt moottoriparametrit on esitetty taulukossa 8.4.

Taulukko 8.4 Laskuesimerkeissä käytetyt moottoriparametrit.

Parametrit	arvo	Huom!
pitkittäisakselin magnetointi-induktanssi $l_{md}$	1.05	Muuttuu kyllästyksessä
poikittäisakselin magnetointi-induktanssi $l_{mq}$	0.45	Muuttuu kyllästyksessä
Staattorihajaannus $l_{s\sigma}$	0.12	
Staattoriresistanssi $r_s$	0.05	
Napakäämihajaannus $l_{s\sigma}$	0.27	
D-vaimennuskäämihajaannus $l_{D\sigma}$	0.07	
Q-vaimennuskäämihajaannus $l_{Q\sigma}$	0.14	
D-vaimennuskäämiresistanssi $r_D$	*	Muuttuu transienttitilassa
Q-vaimennuskäämiresistanssi $r_Q$	*	Muuttuu transienttitilassa

9.	KESTOMAGNEETTITAHTIKONE .....	1
9.1	Kestomagneettitahtikoneen rakenteita .....	2
9.2	Kestomagneettitahtikoneen vektoriinpiirros .....	5
9.3	Virtavektorisäätö .....	7
9.4	$i_d = 0$ -Säätö .....	7
9.5	Staattorivirran minimointi .....	8
9.6	Suora käämivuon ja vääntömomentin säätö .....	11
9.7	Nopeus- ja asentotakaisinkytkemättömät säätötavat .....	12
9.8	Säätöperiaatteiden vertailu .....	14

## **9. KESTOMAGNEETTITAHTIKONE**

Kestomagneettimateriaalien kehittyminen ja siitä seurannut kestomagneettitahtikoneiden kehitys on mahdollistanut monien erilaisten vektorisäätöperiaatteiden käyttöönoton kestomagneettitahtikonekäytöissä. AINiCo-magneettien heikkojen demagnetoimisominaisuuksien vuoksi aluksi sovellettiin ns.  $I_d = 0$  -säätöä, mutta NdFeB- ja SmCo- magneettien käyttöönotto mahdollistaa myös demagnetoivan virran käytön. Demagnetoivaa virtaa käytetään erityisesti pyrittäessä kestomagneettikoneen kentänheikennykseen.

Erot muiden AC-moottoreiden säätöperiaatteisiin aiheutuvat kestomagneettien magneettisista ominaisuuksista. Kestomagneettimateriaalien suhteellinen permeabiliteetti  $\mu_r$  on lähellä ykköstä, minkä vuoksi PM-koneiden efektiivisestä pitkittäisestä ilmvälistä tulee usein hyvin suuri. Siksi myös koneen induktanssit jäävät tavallisesti melko pieniksi. Erona on myös se, että pitkittäinen tahtiinduktanssi on poikittaista pienempi, kun suhde avonapaisessa vierasmagnetoitussa tahtikoneessa on päinvastoin.

PM-koneen kentänheikennys joudutaan tekemään demagnetoivalla staattorivirralla. Jos induktanssit ovat hyvin pienet, ei kentänheikennys ole järkevää. Riittävä pyörimisnopeusalue saadaan usein aikaan mitoittamalla koneen nimellistaajuus riittävän suureksi. Roottoriin upotettuja magneetteja käytettäessä induktanssit voidaan kuitenkin saada niin suuriksi, että pyörimisnopeusalueetta saadaan laajennettua. Usein moottorin nimellisvirran rajoissa pysyttäessä toiminta-alueeksi jää kuitenkin noin kaksinkertainen nimellisopeus. Kentänheikennystä käytettäessä on kuitenkin pidettävä mielessä, että kestomagneettien aiheuttama vasta-smv on suoraan verrannollinen koneen pyörimisnopeuteen. Jos demagnetoiva virta jostain syystä menetetään, on invertterin kestettävä tämä jännite.

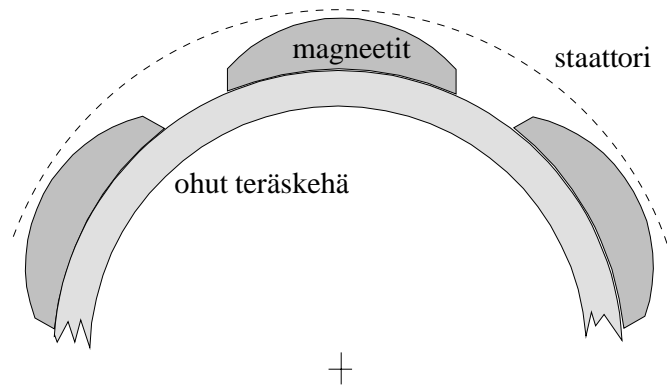
Kestomagneettien erilaiset sijoitusmahdollisuudet roottoriin aiheuttavat sen, että täysin yleiskäyttöisen kaikille kestomagneettitahtikoneille hyvin soveltuvan säätöperiaatteen käyttäminen ei välttämättä ole järkevää. Säätötapa on valittava koneen rakenteen mukaan. Useimmat säätöperiaatteet pohjautuvat PM-tahtikoneen malliin roottorikoordinaatistossa. Näihin säätötapoihin tarvitaan tieto roottorin kulmasta, joten nopeus- tai asentotakaisinkytkentätieto on välttämätön. Useissa sovelluksissa on käytettävä absoluuttianturia, koska roottorin alkukulman estimoimiseen ei ole esitetty luotettavaa yleiskäyttöistä algoritmia.

Asentotakaisinkytkemättömät PM-käytöt ovat laajan tutkimuksen kohteena. Monet esitetyistä menetelmistä pohjautuvat estimaattoreihin, jotka vaativat melkoisesti laskentakapasiteettia. Useissa tutkimuksissa on esitetty hyviä tuloksia suurilla taajuuksilla, mutta hyvä toiminta lähellä nolanopeutta on vielä ratkaisematta.

## 9.1 Kestomagneettitahtikoneen rakenteita

Kestomagneetikoneen ominaisuudet riippuvat voimakkaasti roottorin rakenteesta. Roottori voidaan toteuttaa hyvin monella tavalla. Käytettäessä nykyaikaisia voimakkaita kestopagneetteja voidaan koneen roottori rakentaa jopa kokonaan ilman rautaa. Tällöin roottorin runko valmistetaan esimerkiksi alumiinista, jonka päälle liimataan muotoillut kestopagneetit siten, että koneen ilmaväliin saadaan sinimuotoinen vuontiheysjakauma. Raudaton roottorirakenne tuhlaa kestopagneettimateriaalia, sillä roottoripuolella magneettipiiri sulkeutuu ilmaa pitkin. Tavallisesti käytetäänkin ohutta teräskehää, johon magneetit on liimattu, kuva 9.1. Kehä voidaan valmistaa joko laminaateista, jolloin roottorin pyörrevirtahäviöt jäävät hyvin vähäisiksi tai ohuesta teräsputkesta, jolloin on tosin vaarana, että roottori lampenee staattorin aikaharmonisten vaikutuksesta.

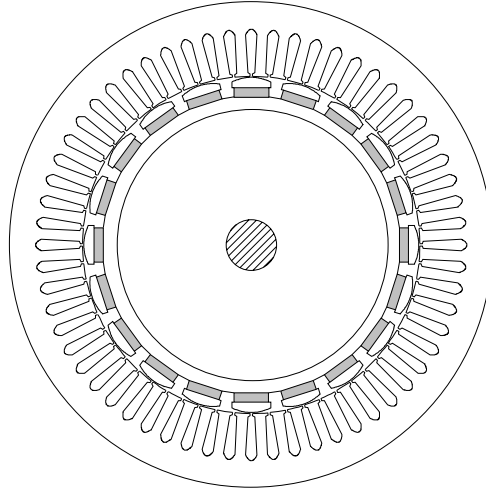
Pintamagneetikoneen induktanssit ovat erittäin pieniä, joten jännitevälipiiritaajuudenmuuttajalta edellytetään suurta kytkentätaajuutta, jotta koneen virrat käyttäytyisivät kauniisti. Rakennetta sovelletaan mm. servomooottoreissa, joilta edellytetään mahdollisimman pientä hitausmomenttia. Koneen pitkittäinen ja poikittainen induktanssi muodostuvat tässä tapauksessa yhtäsuuriksi ja kone on luonteeltaan siis umpinapainen.



Kuva 9.1 Pieni-induktiivinen kestopagneettitahtikoneen roottorirakenne

Yleensä koneissa käytetään kestopagneettimateriaalin säästämiseksi rautaosia. Koneen induktanssien säätely toivotuksi onnistuu myös usein rautaosien avulla. Magneettien päälle voidaan asentaa vielä napakengät, joilla saadaan ilmavälivuontiheyden muoto sinimuotoiseksi haluttaessa. Napakenkiä käytettäessä magneetit on suojattu hyvin sekä sähköisiä- että magneettisia rasituksia vastaan. Lisäksi erityisesti asennusvaiheessa napakengistä on hyötyä. Napakengät suojaavat magneetteja mekaanisesti vaurioitumiselta. Tällaisella rakenteella on mahdollista toteuttaa erittäin moninapaisia, hidaskäyntisiä koneita. Napakengin varustetun massiivirakenteisen koneen mahdollinen rakenne on esitetty kuvassa 9.2.

Massiiviset napakengät toimivat myös vaimennuksena. Näin koneesta saadaan käynniltään tasainen ja hiljainen. Napakenkiä käytettäessä ne on syytä muotoilla tuottamaan sinimuotoinen vuontiheysjakauma ilmaväliin. Nykyisten kovien kestopagneettimateriaalien suhteellinen permeabiliteetti on vain hieman ykkösestä poikkeava, joten materiaali vastaa aineominaisuuksiltaan lähes ilmaa. Näin koneen ilmavälistä muodostuu suuri. Suuren ilmavälin takia ankkurireaktion vaikutus jää pieneksi, eikä pienestä staattorin vakoluvusta johtuvat harmoniset aiheuta suurta vääntövärettä. Koneen pitkittäinen magnetoimisinduktanssi on pienempi kuin poikittainen. Tämä seikka antaa koneelle omat erityisominaisuutensa.

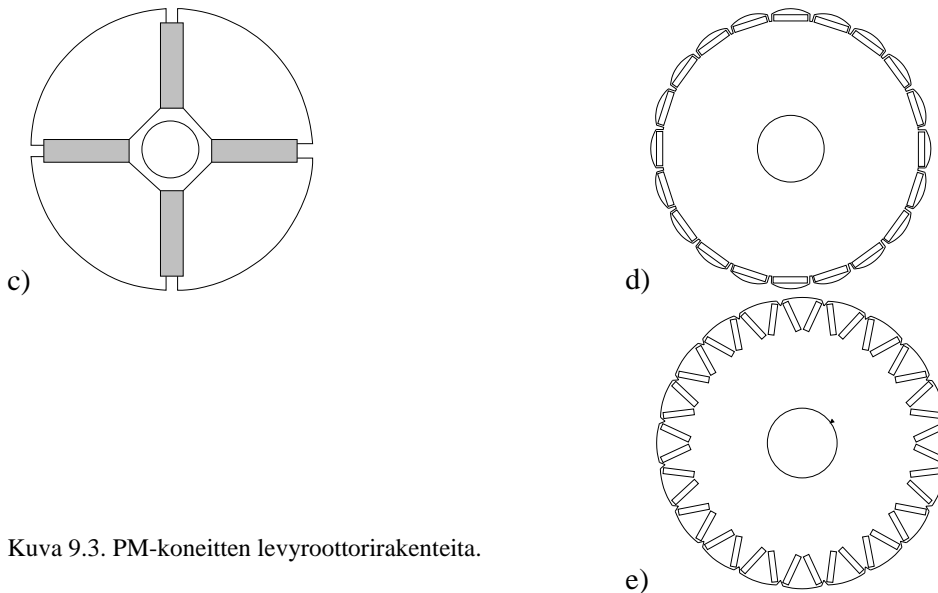


Kuva 9.2 Massiivirakenteisen napakenkäkoneen poikkipinta. Rakenteessa staattoriselkä on kestopagneettikoneeseen tarpeettoman paksu, mutta kustannussyistä käytetty. Kuvassa on esitetty magneettivuon tarvitsema paksuus roottorissa, loppuosaa voidaan haluttaessa keventää painon pudottamiseksi.

Massiivinapakoneilla pitkittäinen magneetoimisinduktanssi jää melko pieneksi, jolloin koneen pyörimisnopeuden nostaminen kentänheikennyspistettä suuremmaksi tarvitsee paljon virtaa. Kone ei siten sovellu helposti käytettäväksi suurta kentänheikennystä vaativissa kohteissa. Kallis kestopagneettimateriaali tulee hyvin käytetyksi massiivirakenteisella roottorilla. Magneettivuo kulkee lähes kokonaan ilmavälin kautta, magneettinen hajaannus on hyvin pieni. Napakenkiä käytettäessä kestopagneetit on suojattu hyvin demagnetoitumista vastaan. Suuri osa demagnetoimaan pyrkivistä voimista ei kulje lainkaan magneettien kautta, vaan ohjautuu muualle napakenkien avulla. Napakenkiä käytettäessä magneetit voivat olla suorakaiteen muotoisia, koska napakenkä voidaan muotoilla.

Kestomagneettikoneiden roottorit voidaan rakentaa sähkölevystä samalla tavalla kuin epätahtimootoreiden roottoritkin. Levyrakenteiselle roottorille on paljon mahdollisia rakenteita, joilla saadaan koneelle erilaiset ominaisuudet. Levyroottorilla varustetun kestopagneettikoneen staattori on edelleen samankaltainen induktiomootorin staattorin kanssa. Kestomagneetit voidaan kiinnittää roottorin pinnalle liimalla kuten massiivirakenteiseen roottoriinkin. Magneetit voidaan kuitenkin myös upottaa roottoriin joko kokonaan tai osittain. Upotettavia magneetteja käytettäessä magneetit voidaan asentaa roottoriin eri asentoihin. Mahdollisia levyroottorirakenteita on esitetty kuvassa 9.3.





Kuva 9.3. PM-koneitten levyroottorirakenteita.

Kuvien 9.3 a-c tyypisissä koneissa ilmaväli on vakio. Tällaisen koneen staattoriin indusoituva jännite sisältää runsaasti harmonisia. Vääntömomenttiin voi siten ilmaantua harmonisia, jotka aiheuttavat värinää ja ääntä. Jos koneelta halutaan tasaista vääntömomenttia, on vähintään joko staattori- tai roottori-mmv:n oltava sinimuotoinen. Muuten samantaajuiset harmoniset muodostavat vääntömomenttia ja vääntömomenttivärettä. Kestomagneetikoneen kilpailukyky varsinkin hitaissa käytöissä edellyttää tasaista vääntömomenttia, joka on pyritty saavuttamaan kuvien d ja e rakenteilla. Niissä roottorilevyihin on muotoiltu avanapakoneen tapaiset navat, joilla saadaan sini-muotoinen vuontiheys.

Levyrakenteisilla koneilla on erilaisia ominaisuuksia valitusta roottorirakenteesta riippuen. Kuvien 9.3 a ja c koneet ovat luonteeltaan hybridikoneita, jotka toimivat reluktanssikoneina ilman magneetteja. Niissä suuri osa vääntömomentista muodostuu d- ja q-suuntien erilaisista induktansseista. Induktanssierosta johtuvaa vääntömomenttia sanotaan reluktanssivääntömomentiksi. Lisäämällä hybridikoneisiin magneetit on saatu aikaan koneiden ominaisuuksien huomattava parantuminen verrattuna reluktanssikoneen vastaaviin ominaisuuksiin. Koneiden käynnistysominaisuudet, hyötysuhde ja tehokerroin ovat erityisesti parempia.

Kuvassa 9.3 b on radiaalisesti magnetoitu kone. Ilman vaimennusta kestomagneetikoneen käynnistäminen verkkoon on mahdotonta. Avonapakoneissa napakengät voivat toimia vaimennuksena. Kuvan 9.3 b rakenteessa magneetit on upotettu roottorin pinnalle. Tällöin saadaan reluktanssiero pitkittäis- ja poikittaisakseleiden välillä. Reluktanssieron johdosta suurin koneen tuottama vääntömomentti esiintyy huomattavasti yli 90 asteen napakulmalla. Kestomagneeteilla suurin vääntömomentti saavutetaan tyypillisesti yli 90 asteen napakulmilla, koska poikittaissuunnassa induktanssi on suurempi kuin pitkittäissuunnassa.

Kuvien 9.3 d ja e rakenteet on kehitetty, jotta saataisiin rakennetuksi tasaisesti ja äännettömästi käyviä hitaasti pyöriviä koneita. Koska kestomagneetikone voidaan rakentaa suoraan hitaasti käyväksi hyvällä hyötysuhteella ja tehokertoimella, voidaan kestomagneetikoneita käyttämällä jättää vaihteisto pois. Vaikka taajuudenmuuttajasyötön avulla koneen perustaajuus voidaan valita halutuksi, kannattaa hitaasti pyörivän koneen napaluku valita kohtuullisen suureksi. Tätä puoltaa staattoriselän paksuuden suhteellisen osuuden pieneneminen, mikä mahdollistaa suurimman roottorihalkaisijan tietyn ulkohalkaisijan koneessa. Koneen vakoluku  $q$  voi olla jopa yksi. Siten staattori-mmv sisältää paljon harmonisia. Koska staattori-mmv:n harmoniset ovat suuret, on roottori-mmv saatava sini-



muotoiseksi tasaisen käynnin aikaansaamiseksi. Kuvien 9.3 d ja e rakenteilla saattaa esiintyä kuitenkin reluktanssieroista johtuvia vääntövärtelyitä, jotka kuitenkin saadaan sopivalla suunnittelulla eliminoiduksi.

Levyroottorisissa koneissa esiintyy magneettista hajaannusta, jota voidaan pienentää esimerkiksi kuvassa 9.3 a olevilla vuonohjaimilla. Vuonohjain voi olla ilmaa tai jotain magneettisesti huonosti johtavaa materiaalia. Myös kuvien 9.3 d ja e napojen muotoiluilla pyritään ohjaamaan vuota sini-muotoiseksi, ja samalla pienentämään magneettista hajaannusta. Magneettien käyttökerroin jää upotetuilla magneeteilla alemmaksi kuin esimerkiksi avonapakoneella, jossa magneettivuo kulkee lähes kokonaisuudessaan ilmavälin kautta. Levyroottorirakenteella voidaan ilmavälivuontiheyttä nostaa käyttämällä kahta magneettia napaa kohti kuvan 9.3 d mukaisesti, jolloin magneettien pinta-ala napajaon suhteen kasvaa. Samalla kuitenkin magneettimateriaalin tilavuus kasvaa ja hinta nousee.

Pienten koneitten valmistajien kannalta levyrakenteiset koneet ovat kiinnostavampia kuin massiivirakenteiset koneet. Levyrakenteisena roottorilevyt voidaan valmistaa samalta linjalta kuin epätahtimoottoreiden levytkin. Näin saadaan käyttöön myös staattorilevyjen leikkaamisessa käyttämättä jäävät levyt, jolloin kustannukset alenevat. Magneettien kiinnittäminen roottoriin aiheuttaa toki lisää työtä. Kuvien 9.3 d ja e rakenteilla on pyritty yhdistämään avonapaisen koneen hyvät ominaisuudet ja levyrakenteisen roottorin helppo valmistettavuus.

## 9.2 Kestomagneettitahtikoneen vektoripiirros

Vierasagnetoitujen tahtikoneiden tapaan kestomagneettitahtikoneita käsitellään tavallisesti roottoriin sidotussa dq-koordinaatistossa (kuva 4). Jos malliin otetaan mukaan vaimennuskäämit, eivät PM-koneen jänniteyhtälöt poikkea vierasagnetoidusta tahtikoneesta muuten kuin magnetointikäänin jänniteyhtälön puuttumisena.

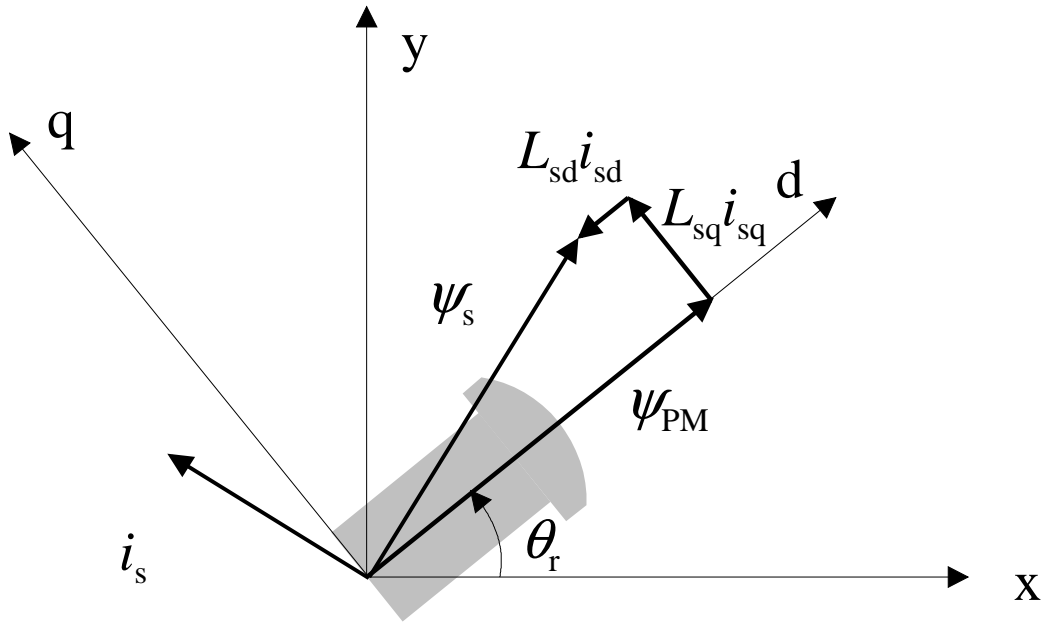
PM-koneen jänniteyhtälöt roottorikoordinaatistossa ovat siten tutut:

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega \psi_{sq}, \quad (9.1)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega \psi_{sd}, \quad (9.2)$$

$$0 = R_D i_D + \frac{d\psi_D}{dt}, \quad (9.3)$$

$$0 = R_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt}. \quad (9.4)$$



Kuva 9.4 Kestomagneettitahtikoneen vektoripiirros. Staattorikoordinaatisto ( $xy$ ) ja roottorikoordinaatisto ( $dq$ )

Yhtälöissä esiintyvät käännavuot määritellään yhtälöillä

$$\psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + L_{md} i_D + \psi_{PM}, \quad (9.5)$$

$$\psi_{sq} = L_{sq} i_{sq} + L_{mq} i_Q, \quad (9.6)$$

$$\psi_D = L_{md} i_{sd} + L_D i_D + \psi_{PM}, \quad (9.7)$$

$$\psi_Q = L_{mq} i_{sq} + L_Q i_Q. \quad (9.8)$$

Kestomagneetin käännavuon  $\psi_{PM}$  voidaan kuvitella syntyvän magnetointivirralla

$$i_{PM} = \frac{\psi_{PM}}{L_{md}}, \quad (9.9)$$

jolloin käännavuon määritelmät eivät poikkea vierasmagnetoidun tahtikoneen määritelmistä. On kuitenkin huomattava, että magnetoimisinduktanssin  $L_{md}$ :n kyllästymisen johdosta  $i_{PM}$  ei ole vakio. Usein kestopmagneettitahtikoneissa ei ole vaimennuskäämitystä, jolloin käännavuot ovat yksinkertaisesti

$$\psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \psi_{PM}, \quad (9.10)$$

$$\psi_{sq} = L_{sq} i_{sq}, \quad (9.11)$$

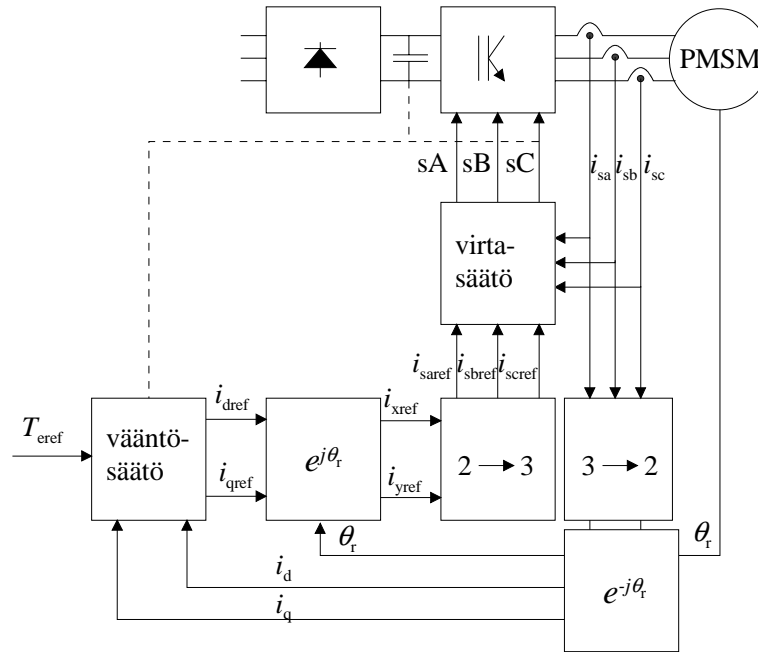
Vääntömomentin yhtälö saadaan kestopmagneettitahtikoneessa muotoon

$$T_e = \frac{3}{2} p \left[ \psi_{PM} i_{sq} - (L_{mq} - L_{md}) i_{sd} i_{sq} + L_{md} i_D i_{sq} + L_{mq} i_Q i_{sd} \right]. \quad (9.12)$$

Yhtälöä käytetään lähtökohtana erilaisten PM-koneen säätöperiaatteiden kehittämisessä.

### 9.3 Virtavektorisäätö

Virtavektorisäädössä virran d- ja q-komponenteille muodostetaan referenssit  $i_{dref}$  ja  $i_{qref}$ . Tavallisesti referenssit muodostetaan suoraan vääntömomenttiferenssistä, mutta joissakin menetelmissä lähtökohtana on pyörimisnopeussäätäjän antama staattorivirtareferenssi  $|i_{sref}|$ . dq-referensseistä muodostetaan siten 2 → 3-muunnoksella vaihevirroille referenssit. Virtareferenssit toteutetaan virtasäätäjällä, joka voi olla esim. hystereesissäätäjä. Kuvassa 9.5 on esitetty tällaisen säätöjärjestelmän periaatekuva.



Kuva 9.5 Virtavektorisäädön periaatekaavio.

### 9.4 $i_d = 0$ -Säätö

Jos kestopaaneetit asennetaan roottorin pinnalle, ovat koneen pitkittäis- ja poikittaissuuntaiset induktanssit likimain yhtä suuret,  $L_d \approx L_q$ . Vääntömomentin yhtälö yksinkertaistuu staattisessa tilassa muotoon

$$T_e \approx \frac{3}{2} p [\psi_{PM} i_{sq}]. \quad (9.13)$$

Pitkittäisellä virralla ei siten ole merkitystä vääntömomenttiin ja staattorivirran minimi vakiovääntömomentillä saavutetaan, kun  $i_d = 0$ . Tämä muodostaa perustan  $i_d = 0$  -säädölle. Jättämällä ankkurireaktion huomiotta saadaan virtareferensseille

$$i_{qref} = \frac{T_{eref}}{\frac{3}{2} p \psi_{PM}}, \quad (9.14)$$

$$i_{dref} = 0. \quad (9.15)$$

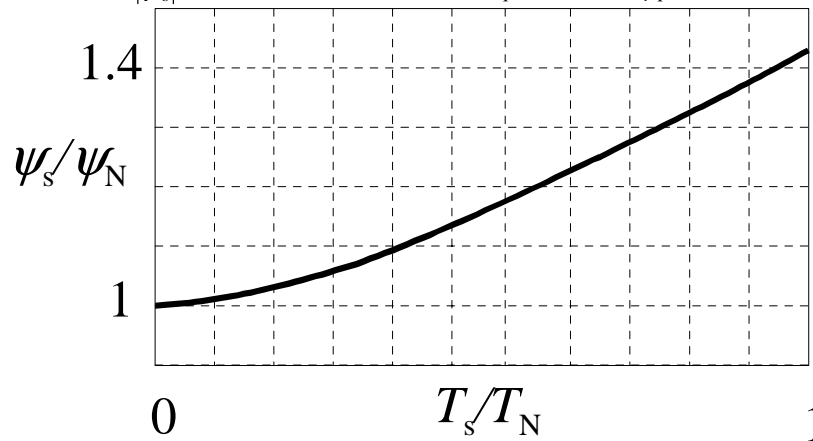
Säätötapa on erittäin helppo toteuttaa. Vääntömomentin säätö tapahtuu kuten täysin kompensoidussa DC-koneessa - vääntömomentti on suoraan verrannollinen staattorivirtaan. Se soveltuu parhaiten koneelle, jonka induktanssit ovat hyvin pienet ja ankkurireaktio siten mitätön. Pinnalle

asennettavilla magneeteilla varustetussa napapariluvultaan pienessä koneessa induktanssien suhteellisarvot ovat tyypillisesti n. 10 ... 20 %:n luokkaa. Useimmat pienitehoiset servomoottorit ovat juuri tällaisia.

Jos induktanssit ovat merkittävät, tätä säätötapaa ei kannata käyttää. Syynä tähän on se, että staattorikäänivuon amplitudi kasvaa vääntömomentin funktiona

$$|\psi_s| = \sqrt{\psi_{PM}^2 + \left( \frac{T_e L_{sq}}{\frac{3}{2} p \psi_{PM}} \right)}. \quad (9.16)$$

Kuvassa 9.6 on esimerkki  $|\psi_s|$ :n käyttäytymisestä, kun  $L_q = 1$  pu. ja  $\psi_{pm} = 1$  pu.



Kuva 9.6. Staattorikäänivuon itseisarvo  $|\psi_s|$  vääntömomentin  $T_e$ , funktiona, kun  $L_{sq} = 1$  pu. ja  $\psi_{PM} = 1$  pu.

$|\psi_s|$ :n kasvaessa kasvaa myös staattorijännite ja invertterin maksimijännitteen rajoittama maksiminopeus pienenee. Kentänheikennys ei ole mahdollista, ellei d-virralla anneta negatiivista referenssiä. Useimmiten kuitenkin tätä säätötapaa sovelletaan koneilla, joiden induktanssit ovat niin pienet, ettei vuon pienentäminen staattorivirran avulla ole käytännöllistä. Pieni-induktanssisia koneita syötettäessä joudutaan virran suurten muutosnopeuksien vuoksi käyttämään melko korkeita kytkentätaajuuksia.

## 9.5 Staattorivirran minimointi

Palataan jälleen vääntömomentin yhtälöön (9.12) staattisessa tilassa

$$T_e = \frac{3}{2} p \left[ \psi_{PM} i_{sq} - (L_{mq} - L_{md}) i_{sd} i_{sq} \right]. \quad (9.17)$$

Havaitaan, että reluktanssivääntömomenttitermi  $(L_{md} - L_{mq}) i_{sd} i_{sq}$  on merkittävä, jos magnetoimisinduktanssien ero on suuri. Koska PM-koneessa monesti  $L_{md} < L_{mq}$  on tämä termi  $i_{sq}$ :n kanssa samanmerkinen, kun  $i_{sd} < 0$ . Staattorivirran minimoivat dq-koordinaatiston virtareferenssit saavutetaan siis, kun  $i_{dref} < 0$ .

Staattorivirran minimimoivasta säätötavasta on esitetty kaksi erilaista toteutusta lähteissä [1] ja [2]. Käsitellään ensin [1]:ssä esitetty menetelmä. Otetaan käyttöön seuraavat normalisoinnit

$$T_{\text{en}} = \frac{T_e}{T_{\text{eb}}}, i_{\text{qn}} = \frac{i_{\text{sq}}}{i_b}, i_{\text{dn}} = \frac{i_{\text{sd}}}{i_b}, \quad (9.18)$$

missä

$$i_b = \frac{\psi_{\text{PM}}}{L_{\text{sq}} - L_{\text{sd}}}, \quad (9.19)$$

$$T_{\text{eb}} = \frac{3}{2} \psi_{\text{PM}} i_b. \quad (9.20)$$

Normalisoidulle vääntömomentille  $T_{\text{en}}$  saadaan silloin

$$T_{\text{en}} = i_{\text{qn}}(1 - i_{\text{dn}}). \quad (9.21)$$

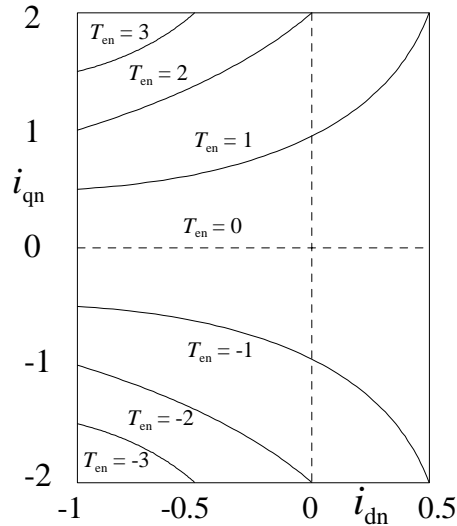
Nähdään, että vääntömomentin tasa-arvokäyrät  $i_{\text{dn}}$   $i_{\text{qn}}$ -tasossa ovat hyperbelejä (kuva 9.7)

$$i_{\text{qn}} = \frac{T_{\text{en}}}{1 - i_{\text{dn}}}. \quad (9.22)$$

Staattorivirran minimipiste vakiovääntömomentilla saadaan minimoimalla hyperbelin pisteen etäisyys origosta. Ratkaisuna saadaan staattorivirran minimoivat virtareferenssit  $i_{\text{dnref}}$  ja  $i_{\text{qnref}}$ , jotka ovat seuraavien yhtälöiden ratkaisuuina

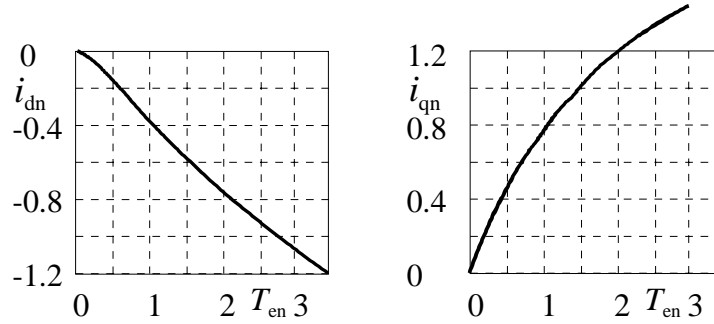
$$T_{\text{enref}} = \sqrt{i_{\text{dnref}}(i_{\text{dnref}} - 1)^3}, \quad (9.23)$$

$$T_{\text{enref}} = \frac{i_{\text{qnref}}}{2} \left(1 + \sqrt{1 + 4i_{\text{qnref}}^2}\right). \quad (9.24)$$



Kuva 9.7 Normalisoidun vääntömomentin  $T_{\text{en}}$  tasa-arvokäyriä  $i_d$   $i_q$ -tasossa.

Virtareferenssit  $i_{dnref}$  ja  $i_{qnref}$  on laskettava joko iteratiivisesti tai funktiot  $i_{dnref} = f(T_{enref})$  ja  $i_{qnref} = f(T_{enref})$  on laskettava valmiiksi. Funktioiden kuvaajat on esitetty kuvassa 9.8.



(a) Pitkittäinen virta  $i_{dnref}$       (b) Poikittainen virta  $i_{qnref}$

Kuva 9.8 Staattorivirran minimoivat virtareferenssifunktiot  $i_{dnref} = f(T_{enref})$  ja  $i_{qnref} = f(T_{enref})$

Invertteri ei pysty toteuttamaan säädön pyytämiä referenssejä, kun vasta-smv ylittää välipiirin jännitteen. Tällöin invertterin lähtöä ei enää moduloida, vaan jännite on vakio puolijakson ajan. Kentänheikennys toteutuu automaattisesti, mutta virran käyrämuoto vääristyy epäsinimuotoiseksi ja vääntömomenttiin tulee runsaasti väreitä. Jotta kentänheikennysalue olisi käyttökelpoinen pitäisi virtareferenssit muodostaa kentänheikennysalueella toisella periaatteella.

Toinen esitystapa staattorivirran minimoivalle säädölle saadaan muokkaamalla vääntömomentin yhtälö muotoon [2]

$$T_e = \frac{3}{2} p \left[ \psi_{PM} |i_s| \sin \alpha - \frac{1}{2} (L_{sq} - L_{sd}) |i_s|^2 \sin 2\alpha \right], \quad (9.25)$$

missä  $\alpha$  on virtavektorin kulma roottorikoordinaatistossa. Vääntömomentin ja staattorivirran suhteelle löytyy helposti minimi  $\alpha$ :n funktiona. Sijoitettaessa löydettävä  $\alpha_{opt}$  pitkittäisen virran lausekkeeseen saadaan optimaaliselle pitkittäiselle virralle

$$i_{sdopt} = \frac{\psi_{PM} - \sqrt{\psi_{PM}^2 + 8(L_{sq} - L_{sd})^2 |i_{sopt}|^2}}{4(L_{sq} - L_{sd})}. \quad (9.26)$$

Poikittaisen virran optimiarvo on

$$i_{sqopt} = \text{sign}(i_{sopt}) \sqrt{|i_{sopt}|^2 - i_{sdopt}^2}. \quad (9.27)$$

Jos nopeussäätäjän lähtö on  $i_{sref}$ , virtareferenssit dq-koordinaatistossa saadaan seuraavasti

$$i_{sdref} = \frac{\psi_{PM} - \sqrt{\psi_{PM}^2 + 8(L_{sq} - L_{sd})^2 |i_{sref}|^2}}{4(L_{sq} - L_{sd})}. \quad (9.28)$$

Poikittaisen virran optimiarvo on

$$i_{s\text{ref}} = \text{sign}(i_{s\text{ref}}) \sqrt{|i_{s\text{ref}}|^2 - i_{sd\text{ref}}^2} \quad (9.29)$$

Mikäli tämän menetelmän yhteydessä halutaan käyttää vääntömomenttisäätöä, on lisäksi vielä laskettava muunnos  $T_{\text{eref}} = f(i_{s\text{ref}})$ .

## 9.6 Suora käämivuon ja vääntömomentin säätö

Alunperin viitteessä [3] esitettyä käämivuon ja vääntömomentin suoraan säätöön perustuvaa säätötapaa on tutkittu erityisesti oikosulkumoottoreille. Periaatetta käytetään DTC-nimellä myös kaupallisessa tuotteessa [4]. Säätötapaa on pyritty käyttämään nopeustakaisinkytkemättömässä säädössä, esim. synkronireluktanssikoneelle [5] ja PM-koneelle [6]. Käämivuo estimoidaan staattorikoordinaatistossa integraalilla  $\psi_{s,\text{est}} = \int (\mathbf{u}_{s,\text{est}} - \mathbf{i}_{s,\text{meas}} R_s) dt$ . Tässä yhtälössä on DTC:n vahvuus. Staattorikäämivuon laskemiseksi ei tarvita moottorin parametreja ja laskenta on konetyypistä riippumaton. Siinä piilee myös DTC:n heikkous. Staattorijännitettä ei tavallisesti mitata suoraan, vaan se lasketaan välipiirin jännitteestä, kytkinten tilasta ja kytkinten mallista. Myös staattoriresistanssin tarkka estimaatti on oleellinen käämivuon estimoinnissa. Pienellä nopeudella integraalissa esiintyvä resistiivinen jännitehäviö tulee dominoivaksi staattorijännitteeseen verrattuna ja käämivuon estimaatti ajautuu helposti virheelliseksi ja sen vuoksi tehdään huonoja jännitevektorivalintoja.

Staattorikäämivuon estimointia voidaan oikosulkumoottorissa parantaa laskemalla käämivuo moottorin parametrien avulla [3], [4]. Tahtikoneen virtamalli vaatii tiedon roottorin kulmasta eikä käämivuon laskenta onnistu ilman tätä. Tahtikoneelle kaikilla pyörimisnopeuksilla käyttökelpoinen säätöjärjestelmiä saadaan lisäämällä takaisinkytkentä roottorin kulmasta ja laskemalla staattorikäämivuo yhtälöihin  $\psi_{sd} = L_{sd}i_{sd} + L_{md}i_D + \psi_{PM}$  ja  $\psi_{sq} = L_{sq}i_{sq} + L_{mq}i_Q$  perustuen [7]. Kuvassa 9.9 on esitetty asentotakaisinkytketyn DTC-säädön lohkokaavio sovellettuna kestopagneetitahdikonelle.





PM-koneen asentotakaisinkytkemättömän säädön toteutuksessa lienee hankalinta roottorin alkukulman löytäminen. Tähän on kehittänyt menetelmiä mm. Julius Luukko [18]. Monissa menetelmissä käytetään skalaarisäätöä roottorin kiihdyttämiseen sellaiseen nopeuteen, jossa tilaestimaattori havaitsee roottorin kulman. Yleiskäyttöistä kaikille PM-koneille sopivaa tapaa alkukulman löytämiseen ei ole esitetty. Induktanssin d- ja q-komponenttien eron havainnointiin perustuvat menetelmät on esitetty esimerkiksi viitteissä [14] ja [10].

Käsitellään esimerkkinä alunperin viitteessä [9] esitelty ja viitteessä [10] hieman yksinkertaistettu menetelmä. Staattorikäämivuolle lasketaan estimaatti kuten suorassa käämivuon ja vääntömomentin säädössä yhtälöllä  $\boldsymbol{\psi}_{s,\text{est}} = \int (\mathbf{u}_{s,\text{est}} - \mathbf{i}_{s,\text{meas}} R_s) dt$ , joka on diskreetissä muodossa xy-komponentteihin jaettuna

$$\hat{\boldsymbol{\psi}}_{sx}(k) = T[u_{sx}(k) - R_s i_{sx}(k)] + \hat{\boldsymbol{\psi}}_{sx}(k-1), \quad (9.30)$$

$$\hat{\boldsymbol{\psi}}_{sy}(k) = T[u_{sy}(k) - R_s i_{sy}(k)] + \hat{\boldsymbol{\psi}}_{sy}(k-1). \quad (9.31)$$

$T$  on integrointiaika. Integrointia parannetaan vertaamalla staattorivirran estimaatteja  $\hat{i}_{sx}$  ja  $\hat{i}_{sy}$  mitattuihin virtoihin  $i_{sx}$  ja  $i_{sy}$

$$\Delta i_{sx} = i_{sx} - \hat{i}_{sx}, \quad (9.32)$$

$$\Delta i_{sy} = i_{sy} - \hat{i}_{sy}. \quad (9.33)$$

Staattorikäämivuo määritellään yhtälöillä

$$\boldsymbol{\psi}_{sx} = L_s i_{sx} + \boldsymbol{\psi}_{PM} \cos \theta, \quad (9.34)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{sy} = L_s i_{sy} + \boldsymbol{\psi}_{PM} \sin \theta, \quad (9.35)$$

joten staattorivirtaestimaatit lasketaan seuraavasti

$$\hat{i}_{sx} = \frac{1}{L_s} [\hat{\boldsymbol{\psi}}_{sx} - \boldsymbol{\psi}_{PM} \cos \hat{\theta}(k)], \quad (9.36)$$

$$\hat{i}_{sy} = \frac{1}{L_s} [\hat{\boldsymbol{\psi}}_{sy} - \boldsymbol{\psi}_{PM} \sin \hat{\theta}(k)], \quad (9.37)$$

missä  $\theta(k)$  on roottorikulmaestimaatti ja on oletettu, että pitkittäis- ja poikittaissuuntaiset induktanssit ovat yhtä suuret  $L_d = L_q = L_s$ . Jos vielä oletetaan, että induktanssi on vakio, käämivuo on virran ja roottorikulman funktio. Siten sille voidaan kirjoittaa kokonaisdifferentiaali

$$\Delta \boldsymbol{\psi} = \left( \frac{\partial \boldsymbol{\psi}}{\partial \mathbf{i}} \right) \Delta \mathbf{i} + \left( \frac{\partial \boldsymbol{\psi}}{\partial \theta} \right) \Delta \theta. \quad (9.38)$$

Tehdään roottorikulmaestimaattiin  $\hat{\theta}$  sellainen korjaus  $\Delta \hat{\theta}$ , että käämivuovirhe  $\Delta \boldsymbol{\psi}$  menee nolnaan. Korjaus  $\Delta \hat{\theta}$  voidaan silloin laskea yhtälöllä

$$\Delta\hat{\theta} = \Delta i \left( \frac{\partial\psi}{\partial i} / \frac{\partial\psi}{\partial\theta} \right). \quad (9.39)$$

Korjattu roottorikulmaestimaatti  $\hat{\theta}_c(k)$  on

$$\hat{\theta}_c(k) = \hat{\theta} + \Delta\hat{\theta} \quad (9.40)$$

Lasketaan osittaisderivaatat ja saadaan korjaustermit xy-komponentteina

$$\Delta\hat{\theta}_x = \Delta i_{sx} \frac{L_s}{\psi_{PM} \sin\hat{\theta}}, \quad (9.41)$$

$$\Delta\hat{\theta}_y = -\Delta i_{sy} \frac{L_s}{\psi_{PM} \cos\hat{\theta}}. \quad (9.42)$$

Näiden yhtälöiden hankaluutena ovat nimittäjän nollakohdat. Tästä päästään eroon tarkastelemalla virhe- ja korjaustermejä estimoidussa roottorikoordinaatistossa. Roottorikulmaestimaatin korjaustermiksi saadaan silloin

$$\Delta\hat{\theta} = \Delta i_{sq} \frac{L_s}{\psi_{PM}}. \quad (9.43)$$

Käämivuolle lasketaan vielä päivitetyllä roottorikulmaestimaatilla uudet arvot

$$\psi_{sx} = L_s i_{sx} + \psi_{PM} \cos\hat{\theta}_c(k), \quad (9.44)$$

$$\psi_{sy} = L_s i_{sy} + \psi_{PM} \sin\hat{\theta}_c(k). \quad (9.45)$$

Algoritmi toimii artikkelin mukaan hyvin sekä staattisessa että dynaamisessa tilassa noin 3 Hz:stä nimelliseen nopeuteen. Useiden muiden estimointialgoritmien tapaan tämä menetelmä on kuitenkin parametriherkkä. Varsinkin staattori-resistanssiestimaatin vaikutus on suuri. Lisäksi induktanssien kyllästyminen on otettava huomioon. Menetelmässä on myös oletettu pitkittäinen ja poikittainen induktanssi yhtäsuuriksi.

## 9.8 Säättöperiaatteiden vertailu

Oheisessa taulukossa on esitetty pikainen yhteenveto edelläesitetyistä kestomagneettitahtikoneitten säätötavoista. On huomattava, että taulukossa esitetty kentänheikennysoveltuvuus riippuu menetelmän lisäksi huomattavasti koneen ominaisuuksista. Ainoastaan  $i_d = 0$  menetelmä sulkee jo periaatteensa mukaisesti kentänheikennyksen pois.

Taulukko 9.1. PM-koneen säätöperiaatteiden vertailu. 1, pieni, 5, suuri.

Menetelmä	$i_d = 0$	$i_s$ minimi	kulma-anturi- ton DTC	kulma- anturillinen DTC	kulma-anturiton
Tarvittavat para- metrit	$\psi_{PM}$	$L_{sd}, L_{sq}, \psi_{PM}$	$R_s$	$L_{sd}, L_{sq}, \psi_{PM}, R_s$	$L_{sd}, L_{sq}, \psi_{PM}, R_s$
Parametriherk- kyys	1	2	4	2	5
Laskentateho	1	2	3	4	5
Kentänheiken- nys- mahdollisuus	ei	ei/kyllä	kyllä	kyllä	riippuu mene- telmästä
Soveltuvuus eri koneille	$L_{sd}$ :n ja $L_{sq}$ :n oltava pieniä	$L_{sd} < L_{sq}$	ei rajoituksia	ei rajoituksia	riippuu mene- telmästä
muuta			alkukulma?		alkukulma?

## Viitteet

[1] T. M. Jahns, G. B. Kliman, and T. W. Neumann, "Interior permanent-magnet synchronous motors for adjustable-speed drives," *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. IA-22, pp. 738-747, July/August 1986.

[2] J.-M. Kim and S.-K. Sul, "Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-33, pp. 43-48, January/February 1997.

[3] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, pp. 820-827, September/October 1986.

[4] P. Tiitinen, P. Pohjalainen, and J. Lalu, "The next generation motor control method: direct torque control DTC," *EPE Journal*, vol. 5, pp. 14-18, March 1995.

[5] R. Lagerquist, I. Boldea, and T. J. E. Miller, "Sensorless control of the synchronous reluctance motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-30, pp. 673-682, May/June 1994.

[6] L. Zhong, M. Rahman, W. Hu, and L. Lim, "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PE-12, pp. 528-536, May 1997.

[7] J. Luukko, J. Kaukonen, M. Niemelä, O. Pyrhönen, J. Pyrhönen, P. Tiitinen, and J. Väänänen, "Permanent magnet synchronous motor drive based on direct flux linkage control," in *Proceedings of the 7th European Conference on Power Electronics and Applications*, vol. 3, pp. 683-688, 1997.

[8] R. Wu and G. R. Slemon, "A permanent magnet motor drive without a shaft sensor," in *Conference Record of IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 553-558, 1990.

[9] N. Ertugrul and P. Acarnley, "A new algorithm for sensorless operation of permanent magnet motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-30, pp. 126-133, January/February 1994.

- [10] S. Östlund and M. Brokemper, "Sensorless rotor-position detection from zero to rated speed for a PM synchronous motor drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-32, pp. 1158-1165, September/October 1996.
- [11] J.-S. Kim and S.-K. Sul, "New approach for high-performance PMSM drives without rotational position sensors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PE-12, pp. 904-911, September 1997.
- [12] A. Consoli, S. Musumeci, A. Raciti, and A. Testa, "Sensorless vector and speed control of brushless motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE-41, pp. 91-96, February 1994.
- [13] J. F. Moynihan, M. G. Egan, and J. M. D. Murphy, "The application of state observers in current regulated PM synchronous drives," in *IEEE IECON*, pp. 20 25, 1994.
- [14] M. Schroedl, "Operation of the permanent magnet synchronous machine without a mechanical sensor," in *Int. Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives*, pp. 51-55, 1990.
- [15] R. Dhaouadi and M. Shigyo, "Design and implementation of an extended Kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. IE-6, pp. 491-497, July 1991.
- [16] A. B. Kulkarni and M. Ehsani, "A novel position sensor elimination technique for the interior permanent-magnet synchronous motor drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-28, pp. 144-150, January/February 1992.
- [17] Niemelä, Markku, Position sensorless electrically excited synchronous motor drive for industrial use, based on direct flux linkage and torque control. Diss. LUT 1999
- [18] Luukko, Julius, Kestomagneettitahtikoneitten säätöperiaatteet, julkaisematon.

10.	SYNKRONINEN RELUKTANSSIKONE .....	1
10.1	Synkronisen reluktanssikoneen rakenne .....	1
10.2	Synkronisen reluktanssikoneen malli ja vektoripiirros.....	4
10.3	Synkronisen reluktanssikoneen säätö .....	5
10.3.1	Virtavektorisäätö.....	6
10.3.2	$i_{sd}$ = vakio -säätö .....	6
10.3.3	Kulma $\kappa$ = vakio -säätö.....	8
10.3.4	Yhdistetty virta- ja jännitevektori säätö.....	9
10.3.5	Suora vääntömomentin ja käämivuon säätö.....	10
10.4	Synkroninen reluktanssikone generaattorina .....	10

## **10. SYNKRONINEN RELUKTANSSIKONE**

Oikosulkukone on edullisin teollisuusmoottori, mutta koneen ja käytön kehittäminen nykyistä paremmaksi on jo vaikeaa. Uudet moottoritekniikat, kuten kestopagneettitahtikoneet ja synkroniset reluktanssikoneet saattavat yleistyä tulevaisuudessa joittenkin hyvien ominaisuuksiensa johdosta. Oikosulkumoottori on edullisempi kuin kestopagneettitahtikone, mutta oikosulkumoottorin hyötysuhde on roottorihäviöitten vuoksi huonompi kuin tahtikoneissa. Lisäksi oikosulkukoneen säätö pienillä nopeuksilla on vaikeaa, mikäli pyritään nopeusanturittomiin käyttöihin. Toisaalta kestopagneettitahtikoneelle joudutaan asettamaan huippuvääntömomenttirajoituksia ja roottorin lämpötilarajoituksia kestopagneettien demagnetoitumisen estämiseksi.

Periaatteeltaan yksinkertaisin kiertokenttäkone on synkroninen reluktanssikone, jossa on yksinkertainen, laminoitu ja käämityksetön roottori. Yksinkertaisen rakenteensa puolesta konetyyppi olisi edullinen vaihtoehto moniin käyttökohteisiin, mutta synkronireluktanssikone kykenee harvoin toimimaan ilman vektorisäätöä.

Synkronireluktanssikoneessa on potentiaalia kehittyä oikosulkumoottoria paremmaksi ainakin säätökäytössä. Suoraan verkkoon käynnistymiseksi synkronisen reluktanssikoneen roottorissa tarvitaan häkkikäämitystä, mikä induktanssisuhteen pienentyessä heikentää koneen tehokerrointa ja hyötysuhdetta verrattuna häkittömällä roottorilla varustettuun synkronireluktanssikoneeseen.

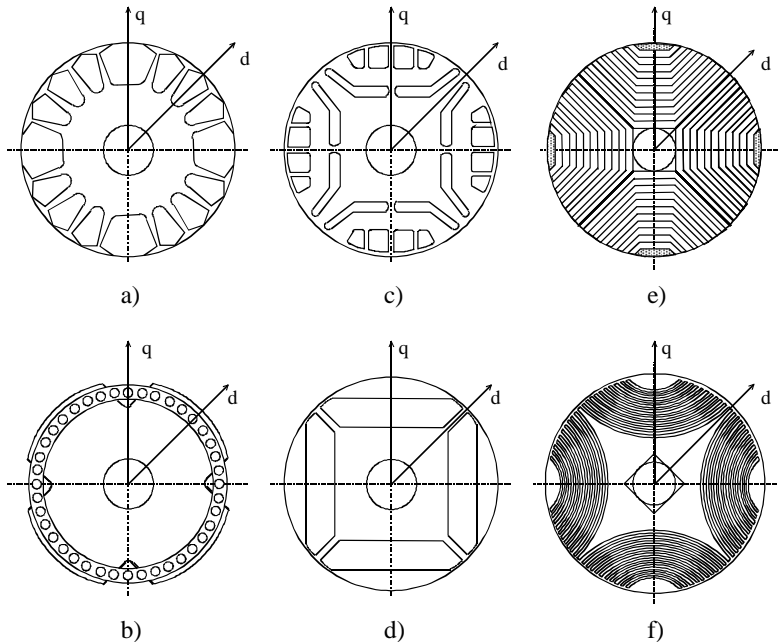
### **10.1 Synkronisen reluktanssikoneen rakenne**

Synkroninen reluktanssikone on avonapainen kiertokenttätahtikone, jonka roottorissa ei ole magneetointia. Vaimennuskäämi kuuluu perinteisesti synkronireluktanssikoneen roottoriin, kun koneen halutaan käynnistyvän suoraan verkkoon. Staattorissa on tavanomaisen kiertokenttäkoneen monivaiheinen (esim. 3-vaiheinen) staattorikäämitys. Synkroninen reluktanssikone on periaatteessa avonapainen tahtikone ilman napakäämivirtaa. Yksinkertaisimmin kaksinapaisen synkronisen reluktanssikoneen saa oikosulkukoneesta leikkaamalla sen roottorin vastakkaisilta puolilta yhtäsuuret segmentit pois. Käytännöllisissä koneissa ferromagneettinen roottori on kuitenkin muotoiltu tai laminoitu siten, että vaiheinduktanssivaihtelu olisi roottorin kiertymän suhteen mahdollisimman suuri. Synkronisen reluktanssikoneen magneettipiirin rautaosien ei sallita magneettisesti kyllästyvän normaalissa käyttötilanteessa, sillä koneen toiminta-alue pyritään pitämään lineaarisena.

Tyypillisiä synkronisen reluktanssikoneen käyttökohteita ovat servokäytöt, pumput ja kuljettimet, synteettisiä kuituja valmistavat laitteet sekä pakkaus- ja käärintäkoneet. Uusina sovelluskenttinä ovat tulossa liikennevälinekäytöt, robotit sekä tuuli- ja pienoisvesivoimaloiden generaattorit. /1, s. 55/

Synkronisen reluktanssikoneen roottori pyritään valmistamaan sellaiseksi, että koneen pitkittäisinduktanssin  $L_d$  ja poikittaisinduktanssin  $L_q$  suhde on mahdollisimman suuri. Tällöin koneen tuottama reluktanssivääntömomentti on myös mahdollisimman suuri. Roottorin pitkittäisinduktanssin  $L_d$  ja poikittaisinduktanssin  $L_q$  suhde määrittelee pääasiallisesti synkronisen reluktanssikoneen ominaisuudet: mikä on koneen huippuvääntömomentti, kuinka nopeasti kone vastaa dynaamisiin muutoksiin, millainen tehokerroin ja hyötysuhde koneella saavutetaan. Jotta synkroninen reluktanssikone pystyy kilpailemaan saman kokoisen oikosulkumoottorin kanssa täytyy induktanssisuhteen olla vähintään noin kymmenen. Tarkastellaan seuraavaksi lähemmin koneen eri roottorivaihtoehtoja ja niillä saavutettavia induktanssisuhteita.

Rakenteellisesti yksinkertaisin synkronisen reluktanssikoneen roottori saadaan perinteisen oikosulkumoottorin roottorista poistamalla siitä hampaita kuvan 10.1 a mukaisesti. Näin valmistetussa roottorissa pitkittäisen ja poikittaisen induktanssin suhde jää kuitenkin niin pieneksi ( $L_d/L_q < 3$ ), ettei roottorilla ole juuri käytännön sovellusarvoa. Kuvan 10.1 b roottori on vastaava kuin tavallisen avonapaisen tahtikoneen roottori, josta magnetointikämmitykset on poistettu. Avonapainen roottori voidaan valmistaa myös massiivirautaisista lovetuista segmenteistä. Perinteisen avonapaisen roottorin induktanssisuhde jää kuitenkin auttamatta liian pieneksi, jotta tällaisella roottorilla varustettu synkroninen reluktanssikone voisi kilpailla samalla staattorilla varustetun oikosulkumoottorin kanssa. Tyypilliseksi induktanssisuhteeksi on roottorille saatu 3...4 /2/.



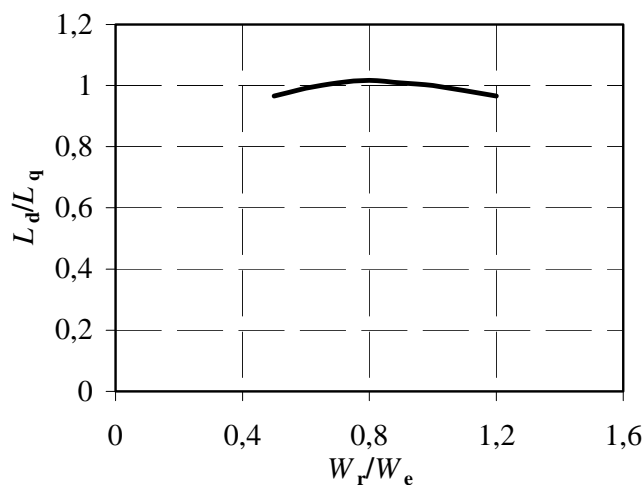
Kuva 10.1. Synkronisen reluktanssikoneen nelinapaisia roottoreita. a) yksinkertaisin malli, joka saadaan tavallisesta oikosulkumoottorin roottorista poistamalla tiettyjä hampaita, b) avonapainen roottori, jossa on myös häkkikämmitys vaimennuskäämityksenä, c) häkillinen yksikerroksinen vuoesteroottori, d) häkitön yksikerroksinen vuoesteroottori, e) aksiaalisesti laminoitu roottori, tummennetut alueet ovat epämagneettisesta materiaalista valmistettuja napapidikkeitä, f) monikerroksinen vuoesteroottori. /1, s. 26/ /2/

Kuvissa 10.1 c ja 10.1 d esitetyt yksinkerroksiset vuoesteroottorit on suunniteltu siten, että vuon kulkua  $q$ -suunnassa estämään tarkoitettuun eristeväliin voidaan haluttaessa asettaa kestopäätimet parantamaan koneen ominaisuuksia ja pienentämään tehonsyöttöön tarvittavan invertterin kokoa. Itse asiassa kuvan 10.1 d mukainen roottorirakenne esiintyy kestopäätetuissa tahtikoneissa, joissa magnetit on sijoitettu roottorin sisään. Kuvan 10.1 c roottori on eräänlainen avonapaisen ja

kestomagnetoidun roottorirakenteen sekoitus. Vuoesteenä käytetään monia epämagneettisia materiaaleja kuten alumiinia, kuparia, uraeristepaperia tai jopa muoveja [5]. Kuvan 10.1 c roottorilla varustettu synkroninen reluktanssikone voidaan käynnistää suoraan verkkoon, koska roottorin pinnalla q-akselin suunnassa olevat sauvat muodostavat häkkikäämityksen. Radiaalisesti laminoidun roottorin, jossa on magneettivuon kulkua ohjailevat epämagneettisesta materiaalista valmistetut vuoesteet häkkikäämityksen sauvojen alapuolella, poikkitaakselin magnetointi-induktanssi pienenee nopeasti staattorin q-akselin suuntaisen virran kasvaessa. Lisäksi roottorin hajainduktanssi on pieni käynnistyksen aikana. Häkkikäämityksen sauvojen poikkipinta-ala jätetään pieneksi suuren roottoriresistanssin aikaansaamiseksi käynnistyksessä, jolloin koneen käynnistysvääntömomentti kasvaa. Induktanssisuhde on tällä roottorityypillä luokkaa 6...8. [1, s. 26, 43-44] [2/

Kaikkein suurimpiin induktanssisuhteisiin on päästy kuvan 10.1 e aksiaalisesti laminoidulla roottorilla ja kuvan 10.1 f monikerroksisella vuoesteroottorilla.  $L_d/L_q$  -arvoiksi näillä roottoreilla saadaan normaalisti yli 10 ja parhaimmillaan jopa yli 15 [1, s. 27/.

Monikerroksisessa vuoesteroottorissa on roottorilevystä leikattu pois useita kaarevia alueita, jotka roottoripaketin koonnin yhteydessä voidaan painevalaa täyteen haluttua epämagneettista materiaalia, jolloin rakenteesta tulee mekaanisesti lujempi kuin mitä se olisi jos alueet jätettäisiin täyttämättä. Käytettäessä epämagneettisena eristeenä kevyttä materiaalia, saadaan myös roottorin hitausmomentti pieneksi. Laminaattikerrosten eli johde- ja eristekerroksien paksuuksien suhteella on merkittävä vaikutus koneen induktanssisuhteeseen. Kuvassa 10.2 on esitetty erään 6 kW:n synkronisen reluktanssikoneen induktanssisuhteen riippuvuus roottorin rauta- ja eristekerrosten paksuuksien suhteesta. Kun rautakerroksen osuutta laminaattikerroksessa kasvatetaan, suurenee d-suuntaisen vuon magneettipiirin poikkileikkauksen pinta-ala, jolloin  $L_d$  kasvaa, mutta samanaikaisesti eristekerroksen ohetessa sen vuon kulkua estävä vaikutus pienenee ja poikittainen induktanssi  $L_q$  kasvaa. Kuvasta nähdään, että optimisuhte on ykkösen tienoilla. Johteen ja eristeen yhdessä muodostamien kerrosten lukumäärällä sen sijaan ei ole merkittävää vaikutusta induktanssisuhteeseen, jos kerrosten lukumäärä on yli kymmenen. [2/ [3/.



Kuva 10.2. Erään 6 kW:n synkronisen reluktanssikoneen induktanssisuhde  $L_d/L_q$ .  $W_e$  on eristekerroksen paksuus,  $W_r$  on rautakerroksen paksuus. Kerrosten (rauta+eriste) lukumäärä 24. Induktanssisuhteiden  $L_d/L_q$  arvot on normalisoitu paksuussuhdetta 1 vastaavan arvon suhteen.

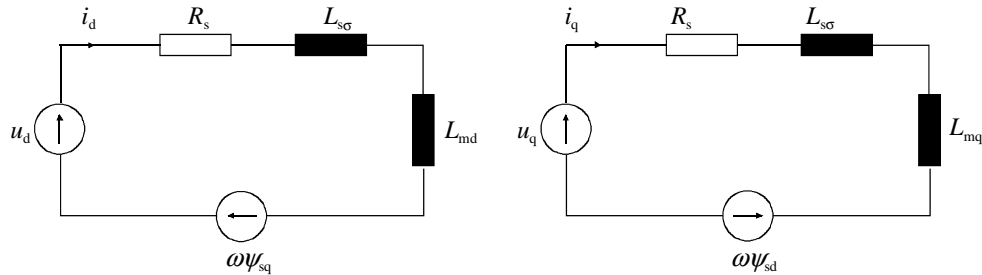
Roottorin rakenteellisten seikkojen lisäksi koneen pitkittäis- ja poikittaissuuntaiset induktanssit ovat riippuvaisia myös virroista  $i_d$  ja  $i_q$ , staattorin urituksesta ja vyyhdenpäiden muotoilusta. Induktans-

sisuhteen riittävän tarkka määrittäminen esimerkiksi koneen säätöä ajatellen ei ole yksinkertaista. Usein joudutaan turvautumaan induktanssien estimointiin ja määrittämiseen moottorimallien avulla.

## 10.2 Synkronisen reluktanssikoneen malli ja vektoripiirros

Nykyaikainen säädettävä sähkökäyttö taajuudenmuuttajineen sallii sähkömoottorin käynnistämisen myös ilman vaimennuskäämityksiä. Tämä tekee säädettävissä käytöissä synkronisesta reluktanssikoneesta vakavan kilpailijan oikosulkumoottorille, koska reluktanssikoneen roottori voidaan tällöin valmistaa ilman häkkikäämistä, jolloin koneen hyötysuhde ja tehokerroin paranevat roottorihäviöiden jäädessä pois ja roottorisuunnittelun painottuessa vain induktanssisuhteen  $L_d / L_q$  maksimoimiseen ja tahtikäynnin optimoimiseen. Samalla koneen vasteajat vääntömomentin muutoksiin pienenevät roottorin keventyessä. Seuraavaksi esitetäänkin matemaattinen malli ainoastaan vaimennuskäämityksettömälle synkroniselle reluktanssikoneelle. Mallissa ei ole otettu huomioon rautapiirin häviöitä.

Synkronisen reluktanssikoneen voidaan ajatella vastaavan magnetoimatonta avonapaista tahtikonetta, koska molemmissa roottorin rakenne aiheuttaa sen, että koneen ominaisuudet pitkittäis- ja poikittaissuunnissa ovat erilaiset. Kuvan 10.3 synkronisen reluktanssikoneen kaksiakselimallin mukainen sijaiskytkentä voidaan johtaa siten avonapakoneen vastaavasta mallista jättämällä roottorin magnetointi- ja vaimennuskäämistä kuvaavat komponentit pois.



Kuva 10.3 Synkronisen reluktanssikoneen kaksiakselimallin mukainen sijaiskytkentä. Staattorijännitteen ja virran komponenttien merkitsemiseen on käytetty alaindeksijä d ja q. Alaindeksi  $\sigma$  viittaa hajakomponenttiin. Rautahäviöitä ei ole otettu huomioon.

Sijaiskytkentää vastaavat jänniteyhtälöt ovat kuvan 10.3 merkinnöin

$$u_d = R_s i_s + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega\psi_{sq}, \quad (10.1)$$

$$u_q = R_s i_s + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega\psi_{sd}. \quad (10.2)$$

Yhtälöissä esiintyvät käämivuokomponentit määritellään

$$\psi_{sd} = L_d i_d = (L_{md} + L_{s\sigma}) i_d, \quad (10.3)$$

$$\psi_{sq} = L_q i_q = (L_{mq} + L_{s\sigma}) i_q. \quad (10.4)$$

Synkronisen reluktanssikoneen staattorikäämivuo muodostuu staattorin hajakäämivuosta ja il-mavälikäämivuosta



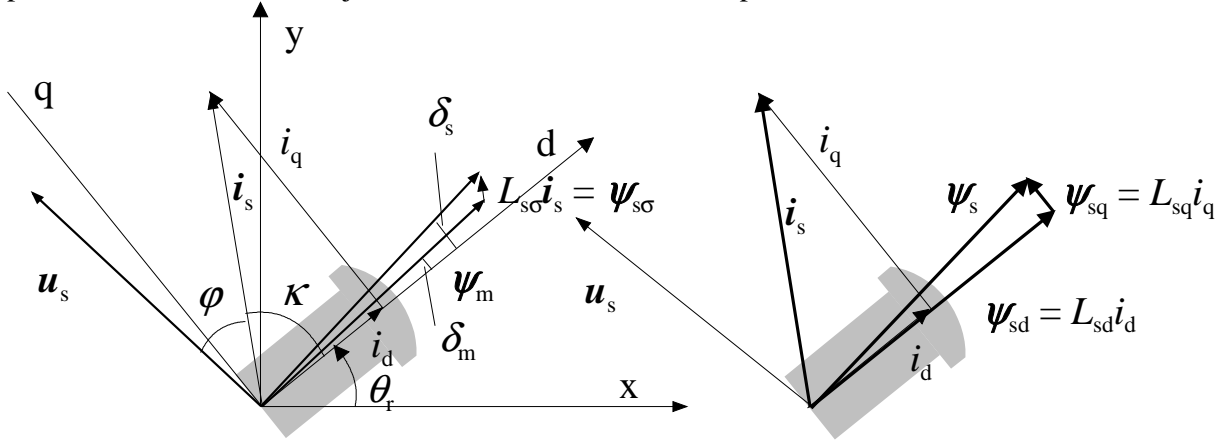
$$\psi_s = \psi_{s\sigma} + \psi_m, \quad (10.5)$$

jossa  $\psi_s$  on staattorikäänivuo,  $\psi_{s\sigma}$  on staattorin hajakäänivuo ja  $\psi_m$  on ilmvälikäänivuo. Staattorin hajakäänivuo voidaan lausua staattorin hajainduktanssin avulla

$$\psi_{s\sigma} = L_{s\sigma} i_s, \quad (10.6)$$

jossa  $i_s$  on staattorivirta.

Kuvaan 10.4 on piirretty synkronisen reluktanssimoottorin vektoripiirros. Vektorit voidaan jakaa pitkittäisakselin suuntaisiin ja niitä vastaan kohtisuoriin komponentteihin.



Kuva 10.4 Hyvän synkronisen reluktanssikoneen vektoripiirroksia. Kuvassa  $i_s$  on staattorivirtavektori ja  $\kappa$  virtavektorin kulma d-akselilta mitattuna,  $\psi_s$  on staattorikäänivuovektori,  $\psi_m$  on ilmvälikäänivuovektori,  $\psi_{s\sigma}$  staattorin hajakäänivuovektori ja  $u_s$  on staattorijännitevektori. Käänivuovektoreiden ja d-akselin välisiä kulmia  $\delta_s$  ja  $\delta_m$  sanotaan staattorikäänivuon napakulmaksi ja ilmvälikäänivuon napakulmaksi. Kulma  $\kappa$  on staattorivirtavektorin ja roottorin d-akselin välinen kulma. Kuvassa on merkitty myös staattorijännitteen  $u_s$  ja staattorivirran  $i_s$  välinen vaihekulma  $\varphi$ , joka määrää tehokerroimen  $\cos\varphi$ , roottorin kulma  $\theta_r$  ja staattoriin sidottu xy-koordinaatisto. Oikeanpuoleinen kuva selventää staattorikäänivuon muodostumista. Huomaa, että poikittaisen induktanssin tulee olla todella pieni, jotta staattorikäänivuo ja ilmvälikäänivuo eivät kääntyisi merkittävästi d-akselilta.

Koska vektoreiden ristitulon itseisarvo on verrannollinen sen suunnikkaan pinta-alaan, jonka sivuina vektorit ovat, voidaan todeta, että koneen tuottama vääntömomentti on verrannollinen kuvan 10.4 vektoreiden  $\psi_s$ ,  $\psi_m$  ja  $\psi_{s\sigma}$  rajaaman kolmion pinta-alaan. Näin ollen ohjauksen tehtävänä voidaan ajatella olevan kunkin säätötavan mukaisen optimikolmion muodon määrittäminen tarvittavalle vääntömomentille. Muutostilanteessa ohjauksen tehtävänä on taas toteuttaa koneen tilan muutos kolmiosta toiseen mahdollisimman nopeasti.

### 10.3 Synkronisen reluktanssikoneen säätö

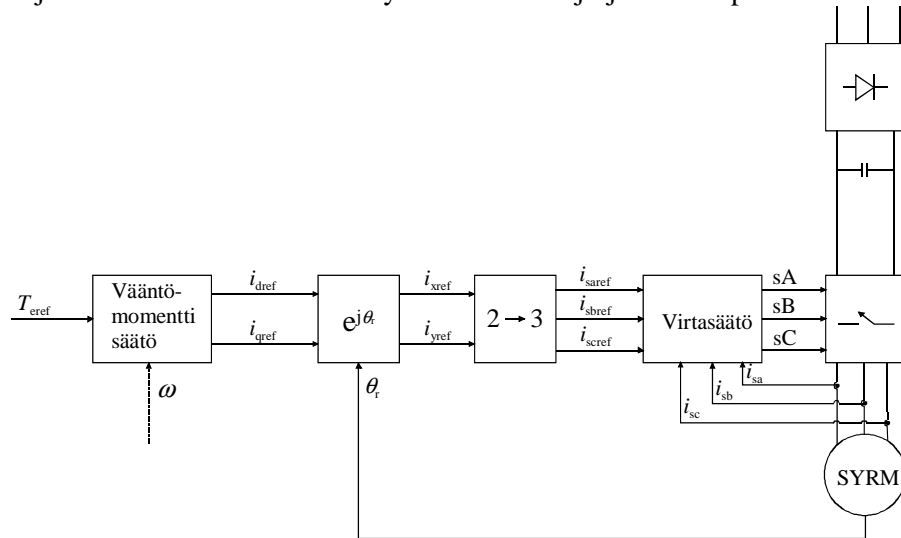
Vaikka synkronisen reluktanssikoneen toimintaperiaate ja teoria tunnettiin jo vuosisadan alussa, rajoittivat sen heikko vääntömomentti-virta-suhde, suuri vääntömomentin väre, huono tehokerroin ja alhainen hyötysuhde koneen kehittymistä vakavaksi kilpailijaksi säädettävänänopeuksisissa sähkökäytöissä. Taajuudenmuuttajakäyttö sallii synkronisen reluktanssikoneen häkittömän roottorin suunnittelun mahdollisimman tehokkaaksi tahtikäyttöä ajatellen. Käämityksetön roottori parantaa koneen hyötysuhdetta ja pienentää roottorin hitausmomenttia, mikä taas parantaa koneen vasteaikaa muutostilanteissa. Staattorin identtisuuden epätahtikoneen kanssa ja samanlaisista komponenteista muodostettavan, mutta toteutukseltaan yksinkertaisemman säätöjärjestelmän vuoksi, synkronisen

reluktanssikonekäytön kustannukset jäävät vastaavaa oikosulkukonekäyttöä ja kestopagneetti-  
tahtikonekäyttöä pienemmiksi.

Koska synkronisen reluktanssikoneen säätöteoriat on käytännössä kehitetty jo muiden vaihtosäh-  
koneiden säätöteorioiden yhteydessä, esitetään seuraavaksi vain oleelliset ja käytännön  
kannalta ajankohtaisimmat säätöperiaatteet. Säätöperiaatteet pohjautuvat esitettyyn synkronisen  
reluktanssikoneen kaksiakselimalliin roottorikoordinaatistossa. Näihin säätötapoihin tarvitaan tieto  
roottorikulmasta, jolloin asento- tai nopeustakaisinkytkentä on välttämätön. Tunnuksomaista esitet-  
täville säätömenetelmille on estimaattoreiden käyttö, mikä vaatii ohjausjärjestelmältä suurta  
laskentakapasiteettia.

### 10.3.1 Virtavektorisäätö

Virtavektorisäädössä virran d- ja q-komponenteille muodostetaan referenssit  $i_{dref}$  ja  $i_{qref}$ . Tavallisesti  
referenssit muodostetaan suoraan vääntömomenttiferenssistä  $T_{eref}$ , mutta joissakin menetelmissä  
ja tilanteissa, kuten kentänheikennyksessä, virtareferenssien lähtökohtana on mitattu pyörimis-  
nopeus tai pyörimisnopeussäätäjän antama vääntömomenttiferenssi. /7/ Vääntömomentin säätö -  
lohko tuottaa virtareferenssit valitun säätöstrategian mukaan. Säätöstrategioita on kahta päätyyppiä:  
kulma  $\kappa = \text{vakio}$  -säätö ja  $i_{sd} = \text{vakio}$  -säätö. Jälkimmäinen näistä soveltuu ensimmäistä paremmin  
käytettäväksi nimellinopeutta pienemmillä nopeuksilla. /6, s. 195/ /4/ Kaksiakselimallin virtarefer-  
enssistä muodostetaan koordinaatisto- ja 2→3 -muunnoksilla vaihevirroille referenssiarvot.  
Mitattujen staattorin vaihevirtojen ja vaihevirtareferenssien avulla toteutetaan virtasäätö esimerkiksi  
hystereesissäätäjällä. Kuvassa 10.5 on esitetty tällaisen säätöjärjestelmän periaate lohkokkaaviona.



Kuva 10.5 Periaatekuva synkronisen reluktanssikoneen virtavektorisäätöjärjestelmästä.

### 10.3.2 $i_{sd} = \text{vakio}$ -säätö

Synkronisen reluktanssikoneen vääntömomentin yhtälö on

$$T_e = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q. \quad (10.7)$$

Käämivuon itseisarvo

$$\psi_s = \sqrt{\psi_{sd}^2 + \psi_{sq}^2} = \sqrt{(L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2}. \quad (10.8)$$

Sijoittamalla yhtälöstä (10.8) ratkaistu  $i_q$  yhtälöön (10.7) saadaan vääntömomentti muotoon

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{L_q} (L_d - L_q) i_d \sqrt{\psi_s^2 - L_d^2 i_d^2}, \quad (10.9)$$

josta ratkaisemalla  $\partial T_e / \partial i_d = 0$  saadaan

$$i_d = \frac{\psi_s}{\sqrt{2} L_d}. \quad (10.10)$$

Maksimivääntömomentti tietyllä käänmivuon itseisarvolla on

$$T_{e\max} = \frac{3}{4} p \frac{L_d - L_q}{L_d L_q} \psi_s^2. \quad (10.11)$$

Nimellisnopeutta pienemmillä nopeuksilla  $i_{sd}$  pidetään vakioarvossa, joka saadaan vääntömomentti-referenssin avulla yhtälöstä

$$i_{d\text{ref}} = \frac{\psi_{\max\text{ref}}}{\sqrt{2} L_d} = \text{vakio}, \quad (10.12)$$

jossa referenssikäänmivuon maksimiarvo on yhtälöstä

$$\psi_{\max\text{ref}} = \sqrt{\frac{4 |T_{e\text{ref}}| L_d L_q}{3p(L_d - L_q)}}. \quad (10.13)$$

Kentänheikennyksessä  $i_{d\text{ref}}$ -komponenttia pienennetään nopeuden mukana seuraavasti

$$i_{d\text{ref}} = \frac{\psi_{\max\text{ref}}}{\sqrt{2} L_d} \frac{\omega_n}{\omega}. \quad (10.14)$$

Staattorivirran poikittaiskomponentin referenssiarvo  $i_{q\text{ref}}$  saadaan yhtälöstä

$$i_{q\text{ref}} = \frac{2T_{e\text{ref}}}{3p(L_d - L_q) i_{d\text{ref}}}. \quad (10.15)$$

On huomattava että, kun  $i_{sd}$  vaihtelee, jolloin myös  $L_d$  muuttuu, ei vääntömomentti ole enää suorassa suhteessa poikittaissuuntaiseen virtakomponenttiin  $i_{sq}$ . Tällöin on käytettävä esitettyä edistyneempiä menetelmiä, kuten itsevirittyviä ja adaptiivisia säätäjiä tuottamaan virtareferenssi  $i_{sq\text{ref}}$ . /6, s. 196-197/

### 10.3.3 Kulma $\kappa$ = vakio -säätö

Staattorivirtavektorin ja roottorin d-akselin välisen kulman  $\kappa$  vakiona pitämiseen perustuvia säätöstrategioita on kolme: suurin vääntömomentin muutosnopeus-säätö, maksimi vääntömomentti-virta-suhde säätö ja maksimitehokerroin säätö. Voidaan osoittaa, että kaikki edelliset säätötavoitteet ovat riippuvaisia kulman  $\kappa$  tangentista. /6. s. 197/

Tarkastellaan ensin, miten saavutetaan nopein vääntömomenttivaste. Yhtälön (10.9) ääriarvo-probleeman ratkaisusta saadaan yhtälö poikittaiselle virtakomponentille

$$i_q = \frac{\psi_s}{\sqrt{2}L_q}. \quad (10.16)$$

Jakamalla yhtälö (10.16) puolittain yhtälöllä (10.10) saadaan

$$\frac{i_q}{i_d} = \frac{\psi_s/\sqrt{2}L_q}{\psi_s/\sqrt{2}L_d} = \frac{L_d}{L_q}, \quad (10.17)$$

joka voidaan tulkita kuvan 10.4 perusteella kulman  $\kappa$  tangentiksi. Suurin vääntömomentin muutosnopeus saavutetaan siis kun staattorivirtavektorin ja d-akselin välinen kulma on

$$\kappa = \arctan \frac{L_d}{L_q}. \quad (10.18)$$

Pitkittäissuuntaisen virran referenssi  $i_{sdref}$  saadaan sijoittamalla yhtälöstä (10.10) ratkaistu käämi-vuon itseisarvo yhtälöön (10.11) ja korvaamalla todellinen vääntömomentti  $T_{emax}$  referenssillään

$$i_{dref} = \sqrt{\frac{2T_{eref}}{3p(L_d - L_q)\tan\kappa}}. \quad (10.19)$$

Poikittaissuuntaiselle virralle saadaan referenssi yhtälöistä (10.17) ja (10.18)

$$i_{qref} = \frac{i_{dref} \operatorname{sgn}(T_{eref})}{\tan\kappa}. \quad (10.20)$$

Maksimi vääntömomentti-virta-suhde säätöstrategiassa on yhtälön (3.36) perusteella ilmeistä, että suhteen suurin arvo saavutetaan virran ja roottorin d-akselin välisen kulman  $\kappa$  ollessa  $\pi/4$ . Maksimitehokerroin säätöperiaatteen virtareferenssien laskemiseksi tarkastellaan synkronisen reluktanssikoneen tehokertoimen yhtälöä, joka ilman staattorikäymityksen ja rautapiirin häviöitä on /4, s 198-199/

$$\cos\varphi = \frac{2T_e\omega}{3pu_s i_s}. \quad (10.21)$$

$\omega$  on roottorin sähkökulmanopeus,  $u_s$  staattorijännitevektorin itseisarvo ja  $i_s$  staattorivirtavektorin itseisarvo. Sijoittamalla tähän vääntömomentin yhtälö (10.7) sekä käyttämällä yhtälöä (10.8) ja seuraavia yhteyksiä

$$u_s = \omega \psi_s, \quad (10.22)$$

$$i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}, \quad (10.23)$$

saadaan tehokertoimelle yhtälö

$$\cos \varphi = \frac{(L_d - L_q) i_d i_q}{\sqrt{(L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2} \sqrt{i_d^2 + i_q^2}}. \quad (10.24)$$

Derivoimalla yhtälö (10.24)  $i_d/i_q$  :n suhteen ja merkitsemällä saatu lauseke nollassi saadaan maksimitehokertoimen ehdoksi

$$\frac{i_q}{i_d} = \sqrt{\frac{L_d}{L_q}}. \quad (10.25)$$

Edelleen yhtälöstä (10.25) ja kuvasta 10.4 nähdään, että tehokerroin on suurimmillaan, kun staattorivirran kulma d-akselin suhteen on

$$\kappa = \arctan \sqrt{\frac{L_d}{L_q}}. \quad (10.26)$$

dq-koordinaatiston virtareferenssit saadaan samoin kuin maksimi vääntömomentti-virta-suhde säädössä.

### 10.3.4 Yhdistetty virta- ja jännitevektori säätö

Yhdistettyä virta- ja jännitevektori säätöä voidaan käyttää suurilla pyörimisnopeuksilla, jolloin vältetään vaihevirtareferenssien muodostamisviivestä ja kyllästyksestä aiheutuvia haittoja. /6, s. 199/ Roottorin pyörimisnopeustieto syötetään funktiogeneraattoriin, jonka lähdöstä saadaan d-suuntaisen staattorikäämivuon referenssi  $\psi_{s\text{dref}}$ . Kentänheikennyksessä referenssi on funktio koneen pyörimisnopeudesta. Staattorikäämivuon komponenttien oloarvot tai niiden estimaatit muodostetaan mitattujen vaihevirtojen sekä koneen pitkittäis- ja poikittaisinduktanssien avulla käämivuoestimaattorissa. Vuosäätäjä (PI-säädin) muodostaa poikittaisen staattorikäämivuokomponentin referenssi- ja oloarvon erotuksesta  $i_{\text{dref}}$ :n, jonka erotus mitatun d-suuntaisen staattorivirtakomponentin kanssa virtasäätäjään (PI-säädin) syötettynä antaa edelleen d-suuntaisen jännitekomponenttiohjeen. Virtasäätäjän antamasta jänniteohjeesta pitää vähentää vielä poikittaisen staattorikäämivuon indusoima liikejännite, kuten kuvan 10.3 sijaiskytkennästä voidaan huomata.

Vääntömomenttiferenssi  $T_{\text{eref}}$  toteutetaan nopeussäätäjällä, joka on sekin tavallisesti PI-säädin. q-suuntaisen virran referenssi muodostetaan



invertterin avulla voidaan generaattorin jännite myös tasasuunnata, jolloin synkroninen reluktanssikone toimii tasajännitteen generaattorina.

Kuten moottorikäytössäkin tärkein parametri generaattorina toimivassa synkronisessa reluktanssikoneessa on induktanssisuhde  $L_d/L_q$ , sillä generaattorin hyötysuhde ja tehokerroin ovat siihen suoraan verrannollisia. Tehokertoimen ja hyötysuhteen maksimiarvoille on kirjallisuudessa esitetty yhtälöt /10/

$$\eta_{\max} = 1 - \frac{2}{\omega} \frac{\sqrt{(R_s + k_i \omega^2 L_d^2)(R_s + k_i \omega^2 L_q^2)}}{L_d - L_q} \quad (10.29)$$

$$(\cos \varphi)_{\max} = \frac{L_d/L_q - 1}{L_d/L_q + 1}. \quad (10.30)$$

Laajamittainen tutkimus- ja kehitystyö synkronisen reluktanssigenaattorin kohdalla on kuitenkin vasta alussa. Koska synkronireluktanssikoneen ominaisuudet saadaan hyviksi vain siinä tapauksessa, että koneen induktanssisuhde saavuttaa riittävän korkean arvon, on helppo todeta, että erittäin moninapaisen koneen valmistaminen on vaikeaa tässäkin tapauksessa, kuten oikosulkukoneenkin tapauksessa. Tämä johtuu siitä, että erittäin moninapaisissa koneissa staattorihajaannus pyrkii kasvamaan niin suureksi, että sekä induktiokoneen, että synkronireluktanssikoneen ominaisuudet heikkenevät. Rakennettaessa moninapaisia koneita vierasmagnetoidut ja kestopagneettitahtikoneet ovat ylivoimaisia. Synkroninen reluktanssikone soveltuu parhaiten napapariluvuille  $p = 1 \dots 3$ .

## LÄHTEET

- /1/ Boldea, I. Reluctance synchronous machines and drives. Oxford, Clarendon Press, 1996. 230 s. ISBN 0-19-859391-0.
- /2/ Staton, D. A., Miller, T. J. E., Wood, S. E. Maximising the saliency ratio of the synchronous reluctance motor. IEE Proceedings-B, Vol. 140, No. 4, July 1993. s. 249-259.
- /3/ Matsuo, T., Lipo, T. A. Rotor design optimization of synchronous reluctance machine. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 9, No. 2, June 1994. s. 359-365.
- /4/ Betz, R.E. Theoretical aspects of control of synchronous reluctance machines. IEE Proceedings-B, Vol. 139, No. 4, July 1992. s. 355-364.
- /5/ Betz, R.E., Lagerquist, R., Jovanovic, M., Miller, T. J. E., Middleton, R. H. Control of synchronous reluctance machines. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 6, November/December 1993. s. 1110-1122.
- /6/ Vas, P. Sensorless vector and direct torque control. Oxford University Press 1998. 729 s. ISBN 0-19-856465-1.
- /7/ Luukko, J. Kestopagneettitahtikoneiden vektorisäätöperiaatteet. Lappeenrannan teknillinen korkeakoulu, 1998. (julkaisematon)
- /8/ Salo, J., Pyrhönen, J. (toim.). Avonapareluktanssikoneet. Opetusmoniste EN C-99. Lappeenrannan teknillinen korkeakoulu, 1997. ISBN 951-764-124-9.
- /9/ <http://www.reliance.com/prodserv/motgen/b2565.html>.
- /10/ Boldea, I., Fu, Z. X., Nasar, S. A. High-performance reluctance generator. IEE Proceedings-B, Vol. 140, No. 2, March 1993. s. 124-130.
- /11/ Riku Pöllänen, sähkövoimatekniikan käyttösovelluksia, seminaarikurssin esitelmä 1998

10.	SYNKRONINEN RELUKTANSSIKONE .....	1
10.1	Synkronisen reluktanssikoneen rakenne .....	1
10.2	Synkronisen reluktanssikoneen malli ja vektoripiirros.....	4
10.3	Synkronisen reluktanssikoneen säätö .....	5
10.3.1	Virtavektorisäätö.....	6
10.3.2	$i_{sd}$ = vakio -säätö .....	6
10.3.3	Kulma $\kappa$ = vakio -säätö.....	8
10.3.4	Yhdistetty virta- ja jännitevektori säätö.....	9
10.3.5	Suora vääntömomentin ja käämivuon säätö.....	10
10.4	Synkroninen reluktanssikone generaattorina .....	10

## **10. SYNKRONINEN RELUKTANSSIKONE**

Oikosulkukone on edullisin teollisuusmoottori, mutta koneen ja käytön kehittäminen nykyistä paremmaksi on jo vaikeaa. Uudet moottoritekniikat, kuten kestopagneettitahtikoneet ja synkroniset reluktanssikoneet saattavat yleistyä tulevaisuudessa joittenkin hyvien ominaisuuksiensa johdosta. Oikosulkumoottori on edullisempi kuin kestopagneettitahtikone, mutta oikosulkumoottorin hyötysuhde on roottorihäviöitten vuoksi huonompi kuin tahtikoneissa. Lisäksi oikosulkukoneen säätö pienillä nopeuksilla on vaikeaa, mikäli pyritään nopeusanturittomiin käyttöihin. Toisaalta kestopagneettitahtikoneelle joudutaan asettamaan huippuvääntömomenttirajoituksia ja roottorin lämpötilarajoituksia kestopagneettien demagnetoitumisen estämiseksi.

Periaatteeltaan yksinkertaisin kiertokenttäkone on synkroninen reluktanssikone, jossa on yksinkertainen, laminoitu ja käämityksetön roottori. Yksinkertaisen rakenteensa puolesta konetyyppi olisi edullinen vaihtoehto moniin käyttökohteisiin, mutta synkronireluktanssikone kykenee harvoin toimimaan ilman vektorisäätöä.

Synkronireluktanssikoneessa on potentiaalia kehittyä oikosulkumoottoria paremmaksi ainakin säätökäytössä. Suoraan verkkoon käynnistymiseksi synkronisen reluktanssikoneen roottorissa tarvitaan häkkikäämitystä, mikä induktanssisuhteen pienentyessä heikentää koneen tehokerrointa ja hyötysuhdetta verrattuna häkittömällä roottorilla varustettuun synkronireluktanssikoneeseen.

### **10.1 Synkronisen reluktanssikoneen rakenne**

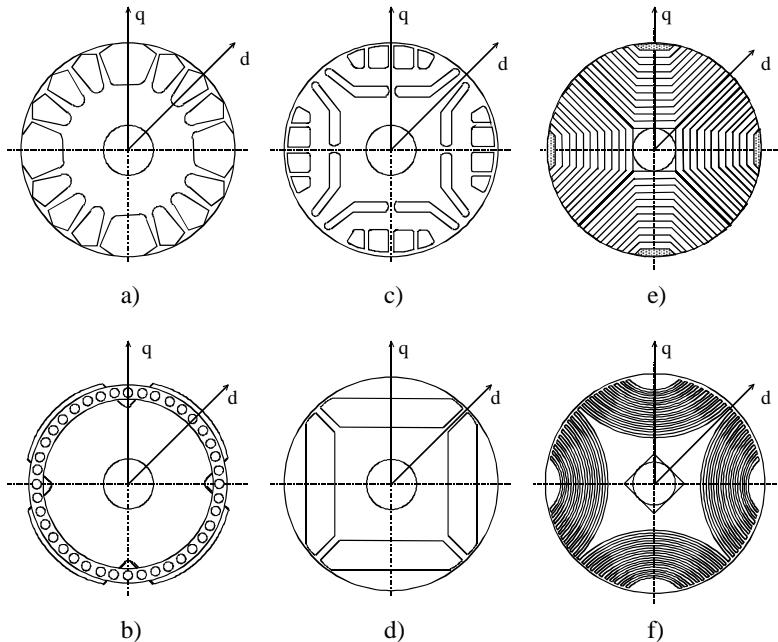
Synkroninen reluktanssikone on avonapainen kiertokenttätahtikone, jonka roottorissa ei ole magneetointia. Vaimennuskäämi kuuluu perinteisesti synkronireluktanssikoneen roottoriin, kun koneen halutaan käynnistyvän suoraan verkkoon. Staattorissa on tavanomaisen kiertokenttäkoneen monivaiheinen (esim. 3-vaiheinen) staattorikäämitys. Synkroninen reluktanssikone on periaatteessa avonapainen tahtikone ilman napakäämivirtaa. Yksinkertaisimmin kaksinapaisen synkronisen reluktanssikoneen saa oikosulkukoneesta leikkaamalla sen roottorin vastakkaisilta puolilta yhtäsuuret segmentit pois. Käytännöllisissä koneissa ferromagneettinen roottori on kuitenkin muotoiltu tai laminoitu siten, että vaiheinduktanssivaihtelu olisi roottorin kiertymän suhteen mahdollisimman suuri. Synkronisen reluktanssikoneen magneettipiirin rautaosien ei sallita magneettisesti kyllästyvän normaalissa käyttötilanteessa, sillä koneen toiminta-alue pyritään pitämään lineaarisena.

Tyypillisiä synkronisen reluktanssikoneen käyttökohteita ovat servokäytöt, pumput ja kuljettimet, synteettisiä kuituja valmistavat laitteet sekä pakkaus- ja käärintäkoneet. Uusina sovelluskenttinä ovat tulossa liikennevälinekäytöt, robotit sekä tuuli- ja pienoisvesivoimaloiden generaattorit. /1, s. 55/



Synkronisen reluktanssikoneen roottori pyritään valmistamaan sellaiseksi, että koneen pitkittäisinduktanssin  $L_d$  ja poikittaisinduktanssin  $L_q$  suhde on mahdollisimman suuri. Tällöin koneen tuottama reluktanssivääntömomentti on myös mahdollisimman suuri. Roottorin pitkittäisinduktanssin  $L_d$  ja poikittaisinduktanssin  $L_q$  suhde määrittelee pääasiallisesti synkronisen reluktanssikoneen ominaisuudet: mikä on koneen huippuvääntömomentti, kuinka nopeasti kone vastaa dynaamisiin muutoksiin, millainen tehokerroin ja hyötysuhde koneella saavutetaan. Jotta synkroninen reluktanssikone pystyy kilpailemaan saman kokoisen oikosulkumoottorin kanssa täytyy induktanssisuhteen olla vähintään noin kymmenen. Tarkastellaan seuraavaksi lähemmin koneen eri roottorivaihtoehtoja ja niillä saavutettavia induktanssisuhteita.

Rakenteellisesti yksinkertaisin synkronisen reluktanssikoneen roottori saadaan perinteisen oikosulkumoottorin roottorista poistamalla siitä hampaita kuvan 10.1 a mukaisesti. Näin valmistetussa roottorissa pitkittäisen ja poikittaisen induktanssin suhde jää kuitenkin niin pieneksi ( $L_d/L_q < 3$ ), ettei roottorilla ole juuri käytännön sovellusarvoa. Kuvan 10.1 b roottori on vastaava kuin tavallisen avonapaisen tahtikoneen roottori, josta magnetointikämmitykset on poistettu. Avonapainen roottori voidaan valmistaa myös massiivirautaisista lovetuista segmenteistä. Perinteisen avonapaisen roottorin induktanssisuhde jää kuitenkin auttamatta liian pieneksi, jotta tällaisella roottorilla varustettu synkroninen reluktanssikone voisi kilpailla samalla staattorilla varustetun oikosulkumoottorin kanssa. Tyypilliseksi induktanssisuhteeksi on roottorille saatu 3...4 /2/.



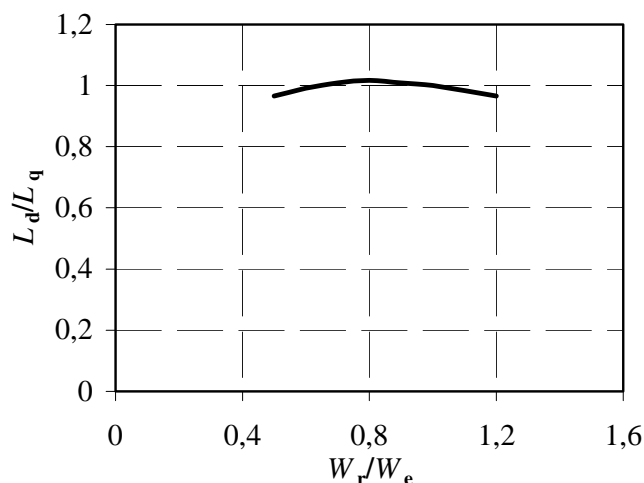
Kuva 10.1. Synkronisen reluktanssikoneen nelinapaisia roottoreita. a) yksinkertaisin malli, joka saadaan tavallisesta oikosulkumoottorin roottorista poistamalla tiettyjä hampaita, b) avonapainen roottori, jossa on myös häkkikämmitys vaimennuskäämityksenä, c) häkillinen yksikerroksinen vuoesteroottori, d) häkitön yksikerroksinen vuoesteroottori, e) aksiaalisesti laminoitu roottori, tummenneet alueet ovat epämagneettisesta materiaalista valmistettuja napapidikkeitä, f) monikerroksinen vuoesteroottori. /1, s. 26/ /2/

Kuvissa 10.1 c ja 10.1 d esitetyt yksikerroksiset vuoesteroottorit on suunniteltu siten, että vuon kulkua  $q$ -suunnassa estämään tarkoitettuun eristeväliin voidaan haluttaessa asettaa kestopäällykkeet parantamaan koneen ominaisuuksia ja pienentämään tehonsyöttöön tarvittavan invertterin kokoa. Itse asiassa kuvan 10.1 d mukainen roottorirakenne esiintyy kestopäällykkeitä käyttävissä tahtikoneissa, joissa magnetit on sijoitettu roottorin sisään. Kuvan 10.1 c roottori on eräänlainen avonapaisen ja

kestomagnetoidun roottorirakenteen sekoitus. Vuoesteenä käytetään monia epämagneettisia materiaaleja kuten alumiinia, kuparia, uraeristepaperia tai jopa muoveja [5]. Kuvan 10.1 c roottorilla varustettu synkroninen reluktanssikone voidaan käynnistää suoraan verkkoon, koska roottorin pinnalla q-akselin suunnassa olevat sauvat muodostavat häkkikäämityksen. Radiaalisesti laminoidun roottorin, jossa on magneettivuon kulkua ohjailevat epämagneettisesta materiaalista valmistetut vuoesteet häkkikäämityksen sauvojen alapuolella, poikkittaisakselin magnetointi-induktanssi pienenee nopeasti staattorin q-akselin suuntaisen virran kasvaessa. Lisäksi roottorin hajainduktanssi on pieni käynnistyksen aikana. Häkkikäämityksen sauvojen poikkipinta-ala jätetään pieneksi suuren roottoriresistanssin aikaansaamiseksi käynnistyksessä, jolloin koneen käynnistysvääntömomentti kasvaa. Induktanssisuhde on tällä roottorityypillä luokkaa 6...8. [1, s. 26, 43-44] [2/

Kaikkein suurimpiin induktanssisuhteisiin on päästy kuvan 10.1 e aksiaalisesti laminoidulla roottorilla ja kuvan 10.1 f monikerroksisella vuoesteroottorilla.  $L_d/L_q$  -arvoiksi näillä roottoreilla saadaan normaalisti yli 10 ja parhaimmillaan jopa yli 15 [1, s. 27/.

Monikerroksisessa vuoesteroottorissa on roottorilevystä leikattu pois useita kaarevia alueita, jotka roottoripaketin koonnin yhteydessä voidaan painevalaa täyteen haluttua epämagneettista materiaalia, jolloin rakenteesta tulee mekaanisesti lujempi kuin mitä se olisi jos alueet jätettäisiin täyttämättä. Käytettäessä epämagneettisena eristeenä kevyttä materiaalia, saadaan myös roottorin hitausmomentti pieneksi. Laminaattikerrosten eli johde- ja eristekerroksien paksuuksien suhteella on merkittävä vaikutus koneen induktanssisuhteeseen. Kuvassa 10.2 on esitetty erään 6 kW:n synkronisen reluktanssikoneen induktanssisuhteen riippuvuus roottorin rauta- ja eristekerrosten paksuuksien suhteesta. Kun rautakerroksen osuutta laminaattikerroksessa kasvatetaan, suurenee d-suuntaisen vuon magneettipiirin poikkileikkauksen pinta-ala, jolloin  $L_d$  kasvaa, mutta samanaikaisesti eristekerroksen ohetessa sen vuon kulkua estävä vaikutus pienenee ja poikittainen induktanssi  $L_q$  kasvaa. Kuvasta nähdään, että optimisuhte on ykkösen tienoilla. Johteen ja eristeen yhdessä muodostamien kerrosten lukumäärällä sen sijaan ei ole merkittävää vaikutusta induktanssisuhteeseen, jos kerrosten lukumäärä on yli kymmenen. [2/ [3/.



Kuva 10.2. Erään 6 kW:n synkronisen reluktanssikoneen induktanssisuhde  $L_d/L_q$ .  $W_e$  on eristekerroksen paksuus,  $W_r$  on rautakerroksen paksuus. Kerrosten (rauta+eriste) lukumäärä 24. Induktanssisuhteiden  $L_d/L_q$  arvot on normalisoitu paksuussuhdetta 1 vastaavan arvon suhteen.

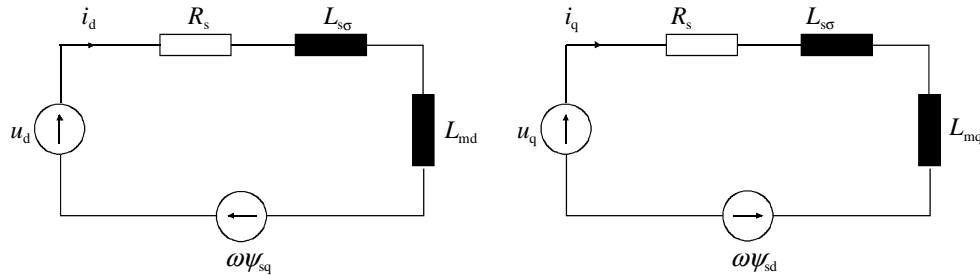
Roottorin rakenteellisten seikkojen lisäksi koneen pitkittäis- ja poikittaissuuntaiset induktanssit ovat riippuvaisia myös virroista  $i_d$  ja  $i_q$ , staattorin urituksesta ja vyyhdenpäiden muotoilusta. Induktans-

sisuhteen riittävän tarkka määrittäminen esimerkiksi koneen säätöä ajatellen ei ole yksinkertaista. Usein joudutaan turvautumaan induktanssien estimointiin ja määrittämiseen moottorimallien avulla.

## 10.2 Synkronisen reluktanssikoneen malli ja vektoripiirros

Nykyaikainen säädettävä sähkökäyttö taajuudenmuuttajineen sallii sähkömoottorin käynnistämisen myös ilman vaimennuskäämityksiä. Tämä tekee säädettävissä käytöissä synkronisesta reluktanssikoneesta vakavan kilpailijan oikosulkumoottorille, koska reluktanssikoneen roottori voidaan tällöin valmistaa ilman häkkikäämistä, jolloin koneen hyötysuhde ja tehokerroin paranevat roottorihäviöiden jäädessä pois ja roottorisuunnittelun painottuessa vain induktanssisuhteen  $L_d / L_q$  maksimoimiseen ja tahtikäynnin optimoimiseen. Samalla koneen vasteajat vääntömomentin muutoksiin pienenevät roottorin keventyessä. Seuraavaksi esitetäänkin matemaattinen malli ainoastaan vaimennuskäämityksettömälle synkroniselle reluktanssikoneelle. Mallissa ei ole otettu huomioon rautapiirin häviöitä.

Synkronisen reluktanssikoneen voidaan ajatella vastaavan magnetoimatonta avonapaista tahtikonetta, koska molemmissa roottorin rakenne aiheuttaa sen, että koneen ominaisuudet pitkittäis- ja poikittaissuunnissa ovat erilaiset. Kuvan 10.3 synkronisen reluktanssikoneen kaksiakselimallin mukainen sijaiskytkentä voidaan johtaa siten avonapakoneen vastaavasta mallista jättämällä roottorin magnetointi- ja vaimennuskäämistä kuvaavat komponentit pois.



Kuva 10.3 Synkronisen reluktanssikoneen kaksiakselimallin mukainen sijaiskytkentä. Staattorijännitteen ja virran komponenttien merkitsemiseen on käytetty alaindeksijä d ja q. Alaindeksi  $\sigma$  viittaa hajakomponenttiin. Rautahäviöitä ei ole otettu huomioon.

Sijaiskytkentää vastaavat jänniteyhtälöt ovat kuvan 10.3 merkinnöin

$$u_d = R_s i_s + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega\psi_{sq}, \quad (10.1)$$

$$u_q = R_s i_s + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega\psi_{sd}. \quad (10.2)$$

Yhtälöissä esiintyvät käämivuokomponentit määritellään

$$\psi_{sd} = L_d i_d = (L_{md} + L_{s\sigma}) i_d, \quad (10.3)$$

$$\psi_{sq} = L_q i_q = (L_{mq} + L_{s\sigma}) i_q. \quad (10.4)$$

Synkronisen reluktanssikoneen staattorikäämivuo muodostuu staattorin hajakäämivuosta ja il-mavälikäämivuosta

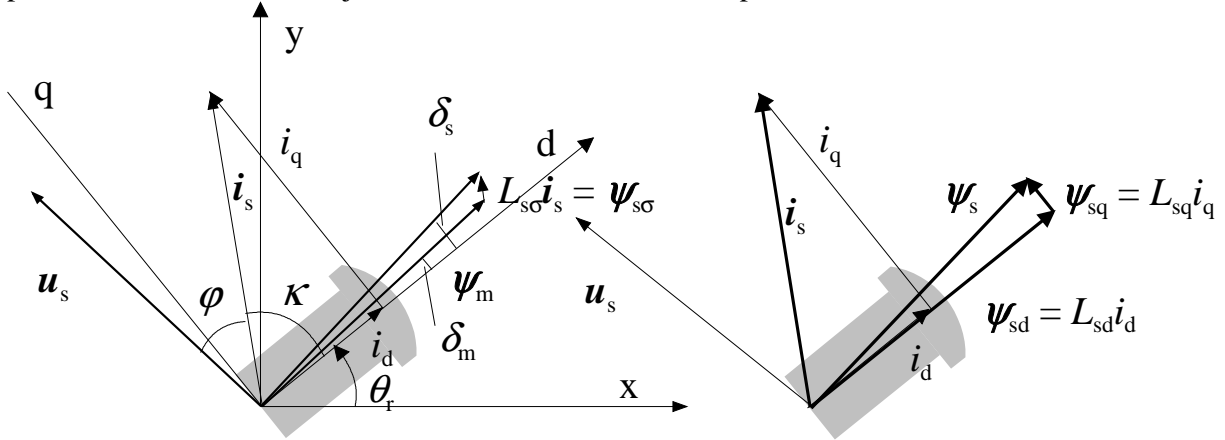
$$\psi_s = \psi_{s\sigma} + \psi_m, \quad (10.5)$$

jossa  $\psi_s$  on staattorikäänivuo,  $\psi_{s\sigma}$  on staattorin hajakäänivuo ja  $\psi_m$  on ilmvälikäänivuo. Staattorin hajakäänivuo voidaan lausua staattorin hajainduktanssin avulla

$$\psi_{s\sigma} = L_{s\sigma} i_s, \quad (10.6)$$

jossa  $i_s$  on staattorivirta.

Kuvaan 10.4 on piirretty synkronisen reluktanssimoottorin vektoripiirros. Vektorit voidaan jakaa pitkittäisakselin suuntaisiin ja niitä vastaan kohtisuoriin komponentteihin.



Kuva 10.4 Hyvän synkronisen reluktanssikoneen vektoripiirroksia. Kuvassa  $i_s$  on staattorivirtavektori ja  $\kappa$  virtavektorin kulma d-akselilta mitattuna,  $\psi_s$  on staattorikäänivuovektori,  $\psi_m$  on ilmvälikäänivuovektori,  $\psi_{s\sigma}$  staattorin hajakäänivuovektori ja  $u_s$  on staattorijännitevektori. Käänivuovektoreiden ja d-akselin välisiä kulmia  $\delta_s$  ja  $\delta_m$  sanotaan staattorikäänivuon napakulmaksi ja ilmvälikäänivuon napakulmaksi. Kulma  $\kappa$  on staattorivirtavektorin ja roottorin d-akselin välinen kulma. Kuvassa on merkitty myös staattorijännitteen  $u_s$  ja staattorivirran  $i_s$  välinen vaihekulma  $\varphi$ , joka määrää tehokerroimen  $\cos\varphi$ , roottorin kulma  $\theta_r$  ja staattoriin sidottu xy-koordinaatisto. Oikeanpuoleinen kuva selventää staattorikäänivuon muodostumista. Huomaa, että poikittaisen induktanssin tulee olla todella pieni, jotta staattorikäänivuo ja ilmvälikäänivuo eivät kääntyisi merkittävästi d-akselilta.

Koska vektoreiden ristitulon itseisarvo on verrannollinen sen suunnikkaan pinta-alaan, jonka sivuina vektorit ovat, voidaan todeta, että koneen tuottama vääntömomentti on verrannollinen kuvan 10.4 vektoreiden  $\psi_s$ ,  $\psi_m$  ja  $\psi_{s\sigma}$  rajaaman kolmion pinta-alaan. Näin ollen ohjauksen tehtävänä voidaan ajatella olevan kunkin säätötavan mukaisen optimikolmion muodon määrittäminen tarvittavalle vääntömomentille. Muutostilanteessa ohjauksen tehtävänä on taas toteuttaa koneen tilan muutos kolmiosta toiseen mahdollisimman nopeasti.

### 10.3 Synkronisen reluktanssikoneen säätö

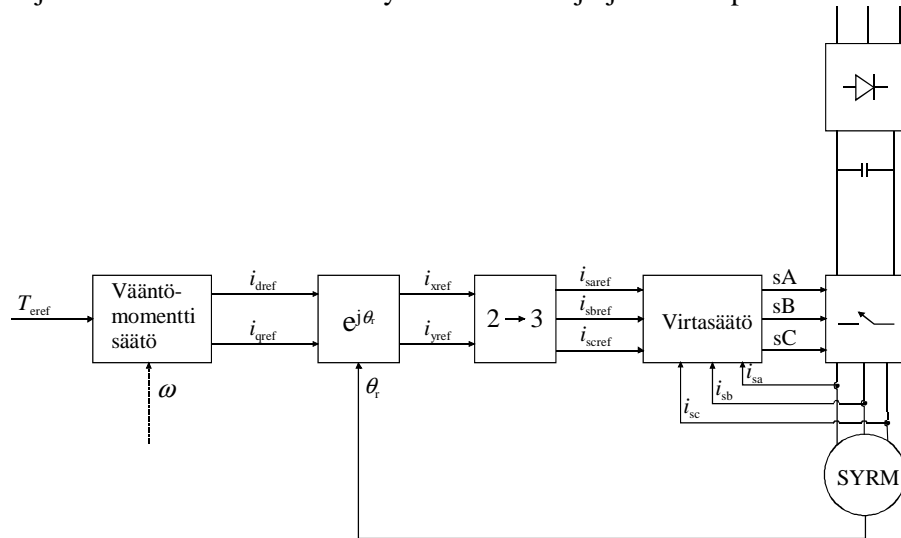
Vaikka synkronisen reluktanssikoneen toimintaperiaate ja teoria tunnettiin jo vuosisadan alussa, rajoittivat sen heikko vääntömomentti-virta-suhde, suuri vääntömomentin väre, huono tehokerroin ja alhainen hyötysuhde koneen kehittymistä vakavaksi kilpailijaksi säädettävänopeuksisissa sähkökäytöissä. Taajuudenmuuttajakäyttö sallii synkronisen reluktanssikoneen häkittömän roottorin suunnittelun mahdollisimman tehokkaaksi tahtikäyttöä ajatellen. Käämityksetön roottori parantaa koneen hyötysuhdetta ja pienentää roottorin hitausmomenttia, mikä taas parantaa koneen vasteaikaa muutostilanteissa. Staattorin identtisuuden epätahtikoneen kanssa ja samanlaisista komponenteista muodostettavan, mutta toteutukseltaan yksinkertaisemman säätöjärjestelmän vuoksi, synkronisen

reluktanssikonekäytön kustannukset jäävät vastaavaa oikosulkukonekäyttöä ja kestopagneetti-  
tahtikonekäyttöä pienemmiksi.

Koska synkronisen reluktanssikoneen säätöteoriat on käytännössä kehitetty jo muiden vaihtosäh-  
koneiden säätöteorioiden yhteydessä, esitetään seuraavaksi vain oleelliset ja käytännön  
kannalta ajankohtaisimmat säätöperiaatteet. Säätöperiaatteet pohjautuvat esitettyyn synkronisen  
reluktanssikoneen kaksiakselimalliin roottorikoordinaatistossa. Näihin säätötapoihin tarvitaan tieto  
roottorikulmasta, jolloin asento- tai nopeustakaisinkytkentä on välttämätön. Tunnuksomaista esitet-  
täville säätömenetelmille on estimaattoreiden käyttö, mikä vaatii ohjausjärjestelmältä suurta  
laskentakapasiteettia.

### 10.3.1 Virtavektorisäätö

Virtavektorisäädössä virran d- ja q-komponenteille muodostetaan referenssit  $i_{dref}$  ja  $i_{qref}$ . Tavallisesti  
referenssit muodostetaan suoraan vääntömomenttiferenssistä  $T_{eref}$ , mutta joissakin menetelmissä  
ja tilanteissa, kuten kentänheikennyksessä, virtareferenssien lähtökohtana on mitattu pyörimis-  
nopeus tai pyörimisnopeussäätäjän antama vääntömomenttiferenssi. /7/ Vääntömomentin säätö -  
lohko tuottaa virtareferenssit valitun säätöstrategian mukaan. Säätöstrategioita on kahta päätyyppiä:  
kulma  $\kappa = \text{vakio}$  -säätö ja  $i_{sd} = \text{vakio}$  -säätö. Jälkimmäinen näistä soveltuu ensimmäistä paremmin  
käytettäväksi nimellinopeutta pienemmillä nopeuksilla. /6, s. 195/ /4/ Kaksiakselimallin virtarefer-  
enssistä muodostetaan koordinaatisto- ja 2→3 -muunnoksilla vaihevirroille referenssiarvot.  
Mitattujen staattorin vaihevirtojen ja vaihevirtareferenssien avulla toteutetaan virtasäätö esimerkiksi  
hystereesissäätäjällä. Kuvassa 10.5 on esitetty tällaisen säätöjärjestelmän periaate lohkokkaaviona.



Kuva 10.5 Periaatekuva synkronisen reluktanssikoneen virtavektorisäätöjärjestelmästä.

### 10.3.2 $i_{sd} = \text{vakio}$ -säätö

Synkronisen reluktanssikoneen vääntömomentin yhtälö on

$$T_e = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q. \quad (10.7)$$

Käämivuon itseisarvo

$$\psi_s = \sqrt{\psi_{sd}^2 + \psi_{sq}^2} = \sqrt{(L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2}. \quad (10.8)$$

Sijoittamalla yhtälöstä (10.8) ratkaistu  $i_q$  yhtälöön (10.7) saadaan vääntömomentti muotoon

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{L_q} (L_d - L_q) i_d \sqrt{\psi_s^2 - L_d^2 i_d^2}, \quad (10.9)$$

josta ratkaisemalla  $\partial T_e / \partial i_d = 0$  saadaan

$$i_d = \frac{\psi_s}{\sqrt{2} L_d}. \quad (10.10)$$

Maksimivääntömomentti tietyllä käänmivuon itseisarvolla on

$$T_{e\max} = \frac{3}{4} p \frac{L_d - L_q}{L_d L_q} \psi_s^2. \quad (10.11)$$

Nimellinopeutta pienemmillä nopeuksilla  $i_{sd}$  pidetään vakioarvossa, joka saadaan vääntömomentti-referenssin avulla yhtälöstä

$$i_{dref} = \frac{\psi_{\maxref}}{\sqrt{2} L_d} = \text{vakio}, \quad (10.12)$$

jossa referenssikäänmivuon maksimiarvo on yhtälöstä

$$\psi_{\maxref} = \sqrt{\frac{4 |T_{eref}| L_d L_q}{3p(L_d - L_q)}}. \quad (10.13)$$

Kentänheikennyksessä  $i_{dref}$ -komponenttia pienennetään nopeuden mukana seuraavasti

$$i_{dref} = \frac{\psi_{\maxref}}{\sqrt{2} L_d} \frac{\omega_n}{\omega}. \quad (10.14)$$

Staattorivirran poikittaiskomponentin referenssiarvo  $i_{qref}$  saadaan yhtälöstä

$$i_{qref} = \frac{2T_{eref}}{3p(L_d - L_q) i_{dref}}. \quad (10.15)$$

On huomattava että, kun  $i_{sd}$  vaihtelee, jolloin myös  $L_d$  muuttuu, ei vääntömomentti ole enää suorassa suhteessa poikittaissuuntaiseen virtakomponenttiin  $i_{sq}$ . Tällöin on käytettävä esitettyä edistyneempiä menetelmiä, kuten itsevirittyviä ja adaptiivisia säätäjiä tuottamaan virtareferenssi  $i_{sqref}$ . /6, s. 196-197/

### 10.3.3 Kulma $\kappa$ = vakio -säätö

Staattorivirtavektorin ja roottorin d-akselin välisen kulman  $\kappa$  vakiona pitämiseen perustuvia säätöstrategioita on kolme: suurin vääntömomentin muutosnopeus-säätö, maksimi vääntömomentti-virta-suhde säätö ja maksimitehokerroin säätö. Voidaan osoittaa, että kaikki edelliset säätötavoitteet ovat riippuvaisia kulman  $\kappa$  tangentista. /6. s. 197/

Tarkastellaan ensin, miten saavutetaan nopein vääntömomenttivaste. Yhtälön (10.9) ääriarvo-probleeman ratkaisusta saadaan yhtälö poikittaiselle virtakomponentille

$$i_q = \frac{\psi_s}{\sqrt{2}L_q}. \quad (10.16)$$

Jakamalla yhtälö (10.16) puolittain yhtälöllä (10.10) saadaan

$$\frac{i_q}{i_d} = \frac{\psi_s/\sqrt{2}L_q}{\psi_s/\sqrt{2}L_d} = \frac{L_d}{L_q}, \quad (10.17)$$

joka voidaan tulkita kuvan 10.4 perusteella kulman  $\kappa$  tangentiksi. Suurin vääntömomentin muutosnopeus saavutetaan siis kun staattorivirtavektorin ja d-akselin välinen kulma on

$$\kappa = \arctan \frac{L_d}{L_q}. \quad (10.18)$$

Pitkittäissuuntaisen virran referenssi  $i_{sdref}$  saadaan sijoittamalla yhtälöstä (10.10) ratkaistu käämi-vuon itseisarvo yhtälöön (10.11) ja korvaamalla todellinen vääntömomentti  $T_{emax}$  referenssillään

$$i_{dref} = \sqrt{\frac{2T_{eref}}{3p(L_d - L_q)\tan\kappa}}. \quad (10.19)$$

Poikittaissuuntaiselle virralle saadaan referenssi yhtälöistä (10.17) ja (10.18)

$$i_{qref} = \frac{i_{dref} \operatorname{sgn}(T_{eref})}{\tan\kappa}. \quad (10.20)$$

Maksimi vääntömomentti-virta-suhde säätöstrategiassa on yhtälön (3.36) perusteella ilmeistä, että suhteen suurin arvo saavutetaan virran ja roottorin d-akselin välisen kulman  $\kappa$  ollessa  $\pi/4$ . Maksimitehokerroin säätöperiaatteen virtareferenssien laskemiseksi tarkastellaan synkronisen reluktanssikoneen tehokertoimen yhtälöä, joka ilman staattorikäymityksen ja rautapiirin häviöitä on /4, s 198-199/

$$\cos\varphi = \frac{2T_e\omega}{3pu_s i_s}. \quad (10.21)$$

$\omega$  on roottorin sähkökulmanopeus,  $u_s$  staattorijännitevektorin itseisarvo ja  $i_s$  staattorivirtavektorin itseisarvo. Sijoittamalla tähän vääntömomentin yhtälö (10.7) sekä käyttämällä yhtälöä (10.8) ja seuraavia yhteyksiä

$$u_s = \omega \psi_s, \quad (10.22)$$

$$i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}, \quad (10.23)$$

saadaan tehokertoimelle yhtälö

$$\cos \varphi = \frac{(L_d - L_q) i_d i_q}{\sqrt{(L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2} \sqrt{i_d^2 + i_q^2}}. \quad (10.24)$$

Derivoimalla yhtälö (10.24)  $i_d/i_q$  :n suhteen ja merkitsemällä saatu lauseke nollassi saadaan maksimitehokertoimen ehdoksi

$$\frac{i_q}{i_d} = \sqrt{\frac{L_d}{L_q}}. \quad (10.25)$$

Edelleen yhtälöstä (10.25) ja kuvasta 10.4 nähdään, että tehokerroin on suurimmillaan, kun staattorivirran kulma d-akselin suhteen on

$$\kappa = \arctan \sqrt{\frac{L_d}{L_q}}. \quad (10.26)$$

dq-koordinaatiston virtareferenssit saadaan samoin kuin maksimi vääntömomentti-virta-suhde säädössä.

### 10.3.4 Yhdistetty virta- ja jännitevektori säätö

Yhdistettyä virta- ja jännitevektori säätöä voidaan käyttää suurilla pyörimisnopeuksilla, jolloin vältetään vaihevirtareferenssien muodostamisviivestä ja kyllästyksestä aiheutuvia haittoja. /6, s. 199/ Roottorin pyörimisnopeustieto syötetään funktiogeneraattoriin, jonka lähdöstä saadaan d-suuntaisen staattorikämmivuon referenssi  $\psi_{s\text{dref}}$ . Kentänheikennyksessä referenssi on funktio koneen pyörimisnopeudesta. Staattorikämmivuon komponenttien oloarvot tai niiden estimaatit muodostetaan mitattujen vaihevirtojen sekä koneen pitkittäis- ja poikittaisinduktanssien avulla kämmivuoestimaattorissa. Vuosäätäjä (PI-säädin) muodostaa poikittaisen staattorikämmivuokomponentin referenssi- ja oloarvon erotuksesta  $i_{\text{dref}}$ :n, jonka erotus mitatun d-suuntaisen staattorivirtakomponentin kanssa virtasäätäjään (PI-säädin) syötettynä antaa edelleen d-suuntaisen jännitekomponenttiohjeen. Virtasäätäjän antamasta jänniteohjeesta pitää vähentää vielä poikittaisen staattorikämmivuon indusoima liikejännite, kuten kuvan 10.3 sijaiskytkennästä voidaan huomata.

Vääntömomenttireferenssi  $T_{\text{eref}}$  toteutetaan nopeussäätäjällä, joka on sekin tavallisesti PI-säädin. q-suuntaisen virran referenssi muodostetaan





invertterin avulla voidaan generaattorin jännite myös tasasuunnata, jolloin synkroninen reluktanssikone toimii tasajännitteen generaattorina.

Kuten moottorikäytössäkin tärkein parametri generaattorina toimivassa synkronisessa reluktanssikoneessa on induktanssisuhde  $L_d/L_q$ , sillä generaattorin hyötysuhde ja tehokerroin ovat siihen suoraan verrannollisia. Tehokertoimen ja hyötysuhteen maksimiarvoille on kirjallisuudessa esitetty yhtälöt /10/

$$\eta_{\max} = 1 - \frac{2}{\omega} \frac{\sqrt{(R_s + k_i \omega^2 L_d^2)(R_s + k_i \omega^2 L_q^2)}}{L_d - L_q} \quad (10.29)$$

$$(\cos \varphi)_{\max} = \frac{L_d/L_q - 1}{L_d/L_q + 1}. \quad (10.30)$$

Laajamittainen tutkimus- ja kehitystyö synkronisen reluktanssigenaattorin kohdalla on kuitenkin vasta alussa. Koska synkronireluktanssikoneen ominaisuudet saadaan hyviksi vain siinä tapauksessa, että koneen induktanssisuhde saavuttaa riittävän korkean arvon, on helppo todeta, että erittäin moninapaisen koneen valmistaminen on vaikeaa tässäkin tapauksessa, kuten oikosulkukoneenkin tapauksessa. Tämä johtuu siitä, että erittäin moninapaisissa koneissa staattorihajaannus pyrkii kasvamaan niin suureksi, että sekä induktiokoneen, että synkronireluktanssikoneen ominaisuudet heikkenevät. Rakennettaessa moninapaisia koneita vierasmagnetoidut ja kestopagneettitahtikoneet ovat ylivoimaisia. Synkroninen reluktanssikone soveltuu parhaiten napapariluvuille  $p = 1 \dots 3$ .

## LÄHTEET

- /1/ Boldea, I. Reluctance synchronous machines and drives. Oxford, Clarendon Press, 1996. 230 s. ISBN 0-19-859391-0.
- /2/ Staton, D. A., Miller, T. J. E., Wood, S. E. Maximising the saliency ratio of the synchronous reluctance motor. IEE Proceedings-B, Vol. 140, No. 4, July 1993. s. 249-259.
- /3/ Matsuo, T., Lipo, T. A. Rotor design optimization of synchronous reluctance machine. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 9, No. 2, June 1994. s. 359-365.
- /4/ Betz, R.E. Theoretical aspects of control of synchronous reluctance machines. IEE Proceedings-B, Vol. 139, No. 4, July 1992. s. 355-364.
- /5/ Betz, R.E., Lagerquist, R., Jovanovic, M., Miller, T. J. E., Middleton, R. H. Control of synchronous reluctance machines. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 6, November/December 1993. s. 1110-1122.
- /6/ Vas, P. Sensorless vector and direct torque control. Oxford University Press 1998. 729 s. ISBN 0-19-856465-1.
- /7/ Luukko, J. Kestomagneettitahtikoneiden vektorisäätöperiaatteet. Lappeenrannan teknillinen korkeakoulu, 1998. (julkaisematon)
- /8/ Salo, J., Pyrhönen, J. (toim.). Avonapareluktanssikoneet. Opetusmoniste EN C-99. Lappeenrannan teknillinen korkeakoulu, 1997. ISBN 951-764-124-9.
- /9/ <http://www.reliance.com/prodserv/motgen/b2565.html>.
- /10/ Boldea, I., Fu, Z. X., Nasar, S. A. High-performance reluctance generator. IEE Proceedings-B, Vol. 140, No. 2, March 1993. s. 124-130.
- /11/ Riku Pöllänen, sähkövoimatekniikan käyttösovelluksia, seminaarikurssin esitelmä 1998

11.	EPÄTAHTIKONE .....	1
11.1	Teollisuuden moottorityypit.....	2
11.2	Koneiden rakenteet ja normit.....	3
11.3	Käynnistysvirta .....	6
11.4	Epätahtimoottoreiden sähkökäyttö ja häviöt.....	7
11.5	Häviöiden pienentäminen oikealla moottorivalinnalla .....	10
11.6	Moottorin koon valinta .....	12
11.7	Häviöt invertterikäytössä .....	15
11.8	Kuormitettavuus ja hyötysuhde invertterikäytössä.....	16
11.9	Oikosulkumoottorin säätötavat .....	24
11.9.1	Skalaarisäätö .....	24
11.9.2	Kentänheikennys.....	26
11.9.3	Vektorisäätö .....	30
11.9.4	Suora vääntömomenttisäätö .....	36
11.9.5	Moottorimalli DTC-käytössä.....	38
11.9.6	Käämivuon korjaus DTC:ssä .....	42
11.9.7	DTC:n ulommat säätöjärjestelmät .....	43
11.9.8	Vääntömomenttisäätö.....	44
11.10	Yhteenveto .....	48

## **11. EPÄTAHTIKONE**

Oikosulkumoottori on teollisuuden yleisimmin käyttämä moottorityyppi. Teollisuusmoottorit ovat normaalisti kolmivaiheisia. Kone on staattorisyyttöinen, sillä staattorikämmityksen on sekä magneetoitava kone että huolehdittava energianmuunnosta yhdessä oikosuljetun roottorikämmityksen kanssa. Syötettäessä konetta kolmivaiheisella virralla syntyy moottorin ilmapäliin staattori- ja roottorikämmityksen yhteisvaikutuksesta pyörivä magneettikenttä, jonka vuoviivat leikkaavat roottorikämmityksen sauvoja roottorin käydessä jättämällä. Jättämä on epätahtikoneessa välttämätön vääntömomentin synnyttämiseksi. Jättämän ansiosta roottorisauvoihin indusoituu sähkömotorinen voima, joka saa aikaan roottorivirran. Lorentzin voiman mukaisesti virran ja pyörivän magneettikentän välinen voimavaikutus synnyttää koneen vääntömomentin, joka saa roottorin pyörivään liikkeeseen. Moottori alkaa pyöriä, kun sähkövääntömomentti on suurempi kuin roottoria jarruttavan kuorman vääntömomentti. Roottorin nopeuden lisääntyessä roottorisauvojen ja kentän välinen nopeus pienenee, jolloin roottorijännite pienenee ja sen taajuus alenee. Roottori pyörii hitaammin kuin magneettikenttä, joten sen nopeus eroaa tahtinopeudesta. Tämän vuoksi oikosulkumoottoria kutsutaan epätahtimoottoriksi. Kuva 11.1 esittää epätahtikoneen rakennetta.

Epätahtimoottorin pyörimisnopeus  $n$  on

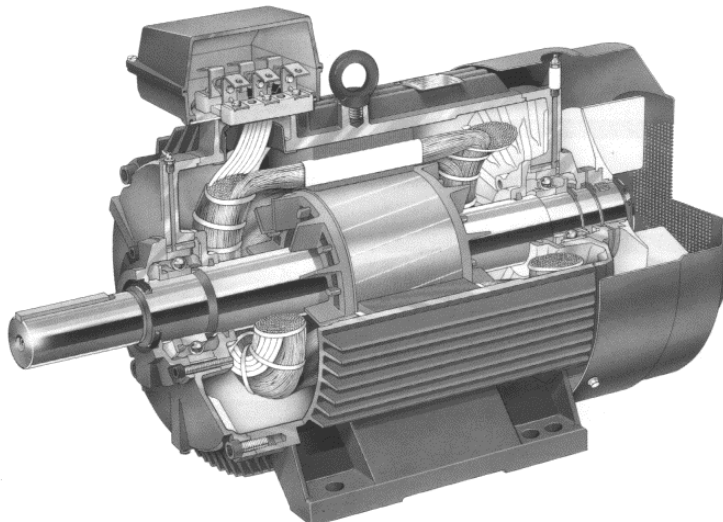
$$n = 2\pi f(1 - s) \quad (11.1)$$

ja tahtinopeus  $n_s$

$$n_s = \frac{60 \cdot f}{p} \quad (11.2)$$

Taajuus  $f$  on verkon taajuus ja  $p$  on koneen napapariluku. Moottorin jättämä  $s$  ilmaisee, kuinka monta prosenttia pienempi on roottorin nopeus verrattuna verkon taajuuden määräämään tahtinopeuteen  $n_s$ .

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \cdot 100 \% \quad (11.3)$$



Kuva 11.1 ABB M2BA 280-moottorin halkileikkauspiirros (akselikorkeus 280 mm). 75 kW 3000 min<sup>-1</sup>.

Moottorin ottamasta sähkötehosta osa muuttuu staattorissa lämmöksi, mutta suurin osa siirtyy pyörivän magneettikentän välityksellä ilmvälitehona roottoriin. Moottorin kehittämä mekaaninen teho  $P_m$  pyörimisnopeudella  $n$  on

$$P_m = 2\pi nT = \frac{1}{p}\omega(1-s)T = \Omega T, \quad (11.4)$$

missä  $T$  on vääntömomentti,  $\omega$  on verkon sähkökulmanopeus ja  $\Omega$  on roottorin mekaaninen kulmanopeus.

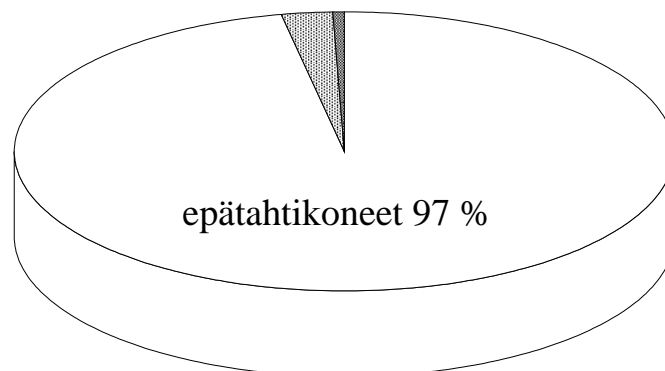
Epätahtikone soveltuu vaatimattomiin käyttöihin suoraan verkosta syötettynä. Koneen säätömahdollisuudet ovat tässä tapauksessa kuitenkin lähes olemattomat. Aiemmin käytettiin paljon liukurengas-epätahtikoneita, joiden ulkoista roottorivastusta säätämällä voitiin vaikuttaa koneen staattiseen vääntömomenttikäyrään niin, että käytön pyörimisnopeus aleni haluttaessa. Säätötapa on kuitenkin häviöllinen eikä siksi enää suosiossa. Jännitesäädöllä ei ole mahdollista toteuttaa epätahtikoneen pyörimisnopeussäätöä kuin joissain erikoistapauksissa. Inverterisäätökäyttöä silmälläpitäen epätahtikone on alkuaan ollut yksinkertaisin konetyyppi, sillä se toimii mainiosti ns. skalaarisäädettynä siten että taajuudenmuuttaja huolehtii ainoastaan koneeseen syötettävän jännitteen ja taajuuden suhteesta induktiolain vaatimusten mukaisesti. Pyrittäessä vaatimaan vektorisäätöön havaitaan kuitenkin, että epätahtikone on erittäin vaativa säätökäyttöä silmälläpitäen. Nimenomaan koneelle tyypillinen jättämä vaikeuttaa koneen säätämistä erityisesti, jos halutaan tarkka pyörimisnopeussäätö ilman nopeustakaisinkytkentää. Tahtikoneet, joihin olemme tutustuneet aiemmin ovat monimutkaisesta rakenteestaan huolimatta loppujen lopuksi yksinkertaisempia säädettäviä kuin epätahtikoneet.

## 11.1 Teollisuuden moottorityypit

Suomessa teollisuuden käyttämästä sähköstä noin 80 % kulutetaan sähkömoottoreissa, joita teollisuuden eri prosesseissa on noin 600 000 kappaletta. Jos kaikki apulaitteiden pienet moottorit laskeaan, nousee lukumäärä 3 - 4 miljoonaan (ETLA Keskustelunaiheita, Sonja Saastamoinen "Kotimaisen sähkömoottoriteollisuuden kilpailukyky", 1994. ISSN 0781-6847). Tällä hetkellä suomalainen teollisuus pyörii kolmen perinteisen sähkökonetyypin varassa. Suurimman lukumääräisen ryhmän muodostavat oikosulkumoottorit. Säätökäytöissä esiintyy vielä paljon tasavirtakoneita ja suuret vakionopeuskäytöt toteutetaan usein tahtikoneilla. Tyypillisen esimerkin tällaisesta käytöstä muodostavat metsäteolli-

suuden hiokelaitokset, joissa suuret tahtikoneet pyörittävät hiontalaitteita. Kuva 11.2 esittelee tyyppillisen kaakkoissuomalaisen metsäteollisuuslaitoksen sähkömoottoreiden lukumääräistä jakaumaa.

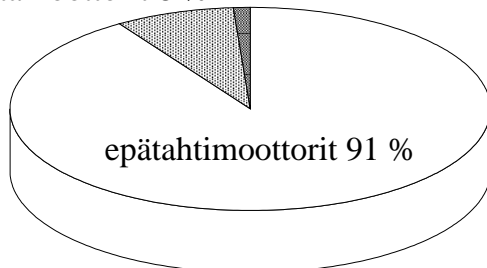
tasavirtakoneet 3 % tahtikoneet 0.1 %



Kuva 11.2 Enso Gutzeit Oy Kaukopään moottorijakauma lukumäärittäin vuonna 1994 /1/.

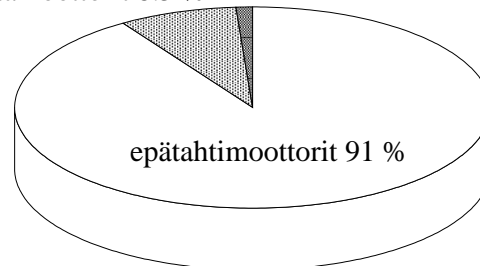
Vastaava moottoreiden tehojakauma Kaukopään tehtailla esitetään kuvassa 11.3 Arvioitu moottorien häviötehojakauma esitetään kuvassa 1.4.

tasavirtamoottorit 8 % tahtimoottorit 1 %



Kuva 11.3 Sähkömoottorien installoitu tehojakauma Kaukopään tehtailla vuonna 1994 /1/.

tasavirtamoottorit 8.5 % tahtimoottorit 0.5 %



Kuva 11.4 Kaukopään tehtaiden moottoreiden häviötehojakauma moottorityypeittäin vuonna 1994 /1/.

Epätahtikoneet muodostavat siis selvästi tärkeimmän teollisuuden energiankulutusryhmän. Niiden osuus säätökäytöissäkkin on jatkuvasti nousussa uudentyyppisen ohjaustekniikan myötä. Epätahtikone elänee kulta-aikaansa ja saattaa tulevaisuudessa menettää hieman asemaansa muille konetyypeille mm. Kestomagneettitahtikoneelle ja synkroniselle reluktanssikoneelle.

## 11.2 Koneiden rakenteet ja normit

Sähkökoneiden rakenteita ja ominaisuuksia säädellään monin kansainvälisin ja kansallisin normein. Varsinkin oikosulkukoneille on esitetty runsaasti standardeja. Tärkeimpiä kansainvälisiä normeja ovat julkaisseet IEC (International Electrotechnical Commission) ja CENELEC. Saksalainen VDE-normisto on monin kohdin yhteneväinen IEC-normien kanssa. British Standard-normeja käytetään monin paikoin entisen imperiumin alueella ja amerikkalaisilla on omat NEMA-moottoristandardinsa, joissa esimerkiksi on oikosulkumoottorien käynnistysvirralle selvästi tiukemmat vaatimukset kuin IEC-normeissa.

Täysin suljetut oikosulkumoottorit muodostavat merkittävimmän moottoriryhmän. Käsitellään niiden rakenteeseen ja ominaisuuksiin liittyviä seikkoja hieman seuraavassa. Kotimaiset täysin suljetut oikosulkumoottorit noudattavat valmistajan ilmoituksen /2/ mukaan seuraavia normeja

- Rakenne IEC 34-1 normin mukainen

- Nimellistehot ja mitat ovat CENELEC HD 231 normin mukaiset
- Kotelointiluokka normin IEC 34-5 mukainen. Täysin suljetut koneet kotelointiluokassa IP55 ovat pölytiivisiä ja vedenkestäviä
- Jäähdytysmenetelmä IEC 34-6 normin mukainen IC 01 41, joka tarkoittaa vaippajäähdytystä moottorin akselilla olevalla ulkoisella tuulettimella. Myös erillisellä puhaltimella varustettuja koneita toimitetaan.
- Asennusasento IEC 34-7 normin mukainen. Asennusasentoa ilmoittaa IEC normissa vain kaksi koodia, joista koodi I kattaa ainoastaan moottorin laakerikilpineen ja yhden akselitapin. Koodi II on yleiskoodi. Moottorien asennusasetoja merkitään IM koodilla, joita on kymmeniä erilaisia jalkamoottoreille, suurilaippaisille moottoreille ja pienilaippaisille moottoreille. Eri variantteja saadaan, kun asennetaan koneita eri asentoihin vaakasuoraan tai pystysuoraan ja ilmoitetaan samalla, onko moottorissa yksi vai kaksi vapaata akselipäätä. Tavallinen jalkamoottori normaaliin lattia-asennukseen merkitään IM B3 tai IM 1001. Vaakasuoraan asennettava suurilaippainen kone merkitään IM B5 tai IM 3001.
- D-pää ja N-pää. IEC 34-7 normin mukaan moottorin päät merkitään kirjaimilla D (Drive end) ja N (Non drive end)
- Positiivinen pyörimissuunta on moottoreilla koneen edestä akselipäätä (D-päätä) kohti katsottuna myötäpäivään.
- Eristys ja eristysluokat. Eristysmateriaalit on normin IEC 85 mukaan jaettu eristysluokkiin. Eristysluokka ilmaisee eristysmateriaalin käyttölämpötila-alueen ylärajan normaaleissa käyttöolosuhteissa. Moottorien mitoitus tapahtuu 40 °C:een ympäristönlämpötilaa silmälläpitäen ja niitä saa käyttää enintään 1000 m korkeudella merenpinnasta nimellistehollaan, taulukko 11.1.

Taulukko 11.1 Lämpötilan ja asennuskorkeuden vaikutus kuormitettavuuteen.

Ympäristön lämpötila °C		40	45	50	55	60	70
sallittu teho % nimellistehosta		100	96.5	93	90	86.5	79
Korkeus merenpinnasta / m	1000	1500	2000	2500	3000	3500	4000
sallittu teho % nimellistehosta	100	97	94.5	92	89	86.5	83.5

Eristysaineet luokitellaan sen mukaan, miten ne kestävät korkeita lämpötiloja ilman, että niissä tapahtuu vahingollisia muutoksia. Taulukossa 11.2 on esitetty IEC - normin mukaiset lämpötilat ja aiemmin käytössä olleet, joskin vielä yleiset, lämpötilaluokat kirjaimin. Rajalämpötila ilmaisee korkeimman lämpötilan, jonka eristyksen lämpimin osa saa saavuttaa. Lämpenemä tarkoittaa suurinta käämitykselle sallittua lämpötilannousua nimelliskuormituksella.

Taulukko 11.2 Eristeaineiden lämpötilaluokat (IEC 34-1:n mukaan)

luokka	kuumimman pisteen rajalämpötila / °C	sallittu suunnittelulämpenemä / °C, kun ympäristön lämpötila on 40 °C	Sallittu vastusmittauksella määritetty lämpötila / °C
Y	90		
A	105	60	
E	120	75	
B	130	80	120
F	155	100	140
H	180	125	165
C	>180		

Yleisimmin käytetty lämpötilaluokka sähkökoneissa on 155 (F). Myös 130 (B) ja 180 (H) luokkia käytetään varsin paljon.

Eristyksen vanheneminen asettaa rajan sen pitkäaikaiselle lämmönkestoisuudelle eli rajalämpötilalle. Yksittäisen eristeen pitkäaikaista lämmönkestoisuutta arvioitaessa käytetään käsitettä lämpöindeksi. Indeksiksi on se lämpötila, jossa eristeen elinikä koeolosuhteissa on keskimäärin 20 000 tuntia. Lyhytaikaisella lämmönkestoisuudella tarkoitetaan korkeintaan muutaman tunnin pituisia termisiä rasituksia. Tämän rasituksen aikana eriste saattaa sulaa, kuplia, turvota, kutistua tai hiiltä. Eristys ei saisi edellämainituilla tavoilla vahingoittua missään normaalikäytössä mahdollisessa tilanteessa syntyvän kohtuullisen yllämpötilan yllättäessä. Taulukossa 11.2 lämpenemällä tarkoitetaan käämitykselle sallittua lämpötilannousua nimelliskuormituksella. Tämän vaikutuksesta eriste ei vielä ennenaikaisesti vanhene. Liian suuri lämpötilavaihtelu saattaa aiheuttaa eristeen haurastumista ja halkeilua. Joissakin käyttötilanteissa myös eristeen pakkaskestävyys saattaa vaikuttaa eristemateriaalin valintaan.

- Toleranssit ovat normin IEC 34-1 mukaan seuraavasti:

**Tehokerroin** mitataan nimellisteholla. Normin mukainen toleranssiraja on  $(1/6)(1-\cos\phi)$ , kuitenkin virheen pitää olla välillä [0.02, 0.07].

**Jännite ja taajuus.** Taulukkoarvot pätevät nimellisteholla ja taajuudella. Moottoria saa jatkuvasti kuormittaa nimellisteholla, jos jännite poikkeaa enintään  $\pm 5\%$  nimellisestä. Lämpenemä saa tällöin nousta 10 K. Jännite saa vain lyhytaikaisesti poiketa 5 ... 10 % nimellisarvosta.

**Jättämän toleranssi** on  $\pm 20\%$ .

**Hyötysuhteen** toleranssi on  $-10\%(1-\eta)$ , kun moottoriteho on  $> 50$  kW ja  $-15\%(1-\eta)$ , kun moottorin teho on  $\leq 50$  kW.

**Pyörimisnopeus.** Vaihtovirtamoottoreiden tulee kestää vähintään 1.2-kertainen nimellisoisuus.

**Hetkellinen ylivirta.** Vaihtovirtageneraattorien tulee kestää 1.5 kertaa nimellisvirta 30 s ajan. (Yli 1200 MVA:n generaattoreilla 15 s). Alle 1 kV:n ja 315 kW:n kolmivaiheisten vaihtovirtamoottorien täytyy kestää 1.5 kertaa nimellisvirta 2 min ajan. Tätä suuremmille kolmivaihemoottoreille eikä millekään yksivaihemoottoreille ei ole määritelty hetkellisen ylivirran sietokykyä.

**Vääntömomentti** on koneen ominaisuuksista tärkein ja IEC 34-12 määrittelee erityyppisten oikosulkumoottorien vääntömomenttivaatimukset kolmen vääntömomentin avulla. Moottorityyppejä on neljä N (normal torque), H (high torque) ja NY ja HY (star-delta starting). Lukitun roottorin vääntömomentti  $T_l$ , satulavääntömomentti  $T_u$  ja maksimivääntömomentti  $T_b$  ilmoitetaan normaalin vääntömomentin koneille suhteellisena nimellisestä vääntömomentista taulukon 11.3 mukaisesti. Nämä arvot ovat minimiarvoja nimellisjännitteellä ( $U_N \leq 660$  V). H-tyyppien koneilta vaadittavat vääntömomenttiarvot ovat huomattavasti korkeampia. Suhteellisen käynnistysvääntömomentin tulee vaihdella suurten koneiden kahdesta (2) pienten koneiden kolmeen (3). Vastaavasti satulavääntö vaihtelee välillä 1.4 ... 2.1. NY-moottoreiden käynnistyksessä  $T_l$ :n ja  $T_u$ :n tulee olla 25 % vastaavien N-moottoreiden arvoista.

Taulukko 11.3 Kolmivaiheisen normaalin vääntömomentin tuottavan oikosulkumoottorin (N-tyyppi) vääntömomenttivaatimukset IEC 34-12 mukaan

Tehoalue (kW)	Napojen lukumäärä											
	2			4			6			8		
	$T_l$	$T_u$	$T_b$	$T_l$	$T_u$	$T_b$	$T_l$	$T_u$	$T_b$	$T_l$	$T_u$	$T_b$
$0.4 < P_n \leq 0.63$	1.9	1.3	2.0	2.0	1.4	2.0	1.7	1.2	1.7	1.5	1.1	1.6
$0.63 < P_n \leq 1.0$	1.8	1.2	2.0	1.9	1.3	2.0	1.7	1.2	1.8	1.5	1.1	1.7
$1.0 < P_n \leq 1.6$	1.8	1.2	2.0	1.9	1.3	2.0	1.6	1.1	1.9	1.4	1.0	1.8
$1.6 < P_n \leq 2.5$	1.7	1.1	2.0	1.8	1.2	2.0	1.6	1.1	1.9	1.4	1.0	1.8
$2.5 < P_n \leq 4.0$	1.6	1.1	2.0	1.7	1.2	2.0	1.5	1.1	1.9	1.3	1.0	1.8
$4.0 < P_n \leq 6.3$	1.5	1.0	2.0	1.6	1.1	2.0	1.5	1.1	1.9	1.3	1.0	1.8
$6.3 < P_n \leq 10$	1.5	1.0	2.0	1.6	1.1	2.0	1.5	1.1	1.8	1.3	1.0	1.7
$10 < P_n \leq 16$	1.4	1.0	2.0	1.5	1.1	2.0	1.4	1.0	1.8	1.2	0.9	1.7

$16 < P_n \leq 25$	1.3	0.9	1.9	1.4	1.0	1.9	1.4	1.0	1.8	1.2	0.9	1.7
$25 < P_n \leq 40$	1.2	0.9	1.9	1.3	1.0	1.9	1.3	1.0	1.8	1.2	0.9	1.7
$40 < P_n \leq 63$	1.1	0.8	1.8	1.2	0.9	1.8	1.2	0.9	1.7	1.1	0.8	1.7
$63 < P_n \leq 100$	1.0	0.7	1.8	1.1	0.8	1.8	1.1	0.8	1.7	1.0	0.7	1.6
$100 < P_n \leq 160$	0.9	0.7	1.7	1.0	0.8	1.7	1.0	0.8	1.7	0.9	0.7	1.6
$160 < P_n \leq 250$	0.8	0.6	1.7	0.9	0.7	1.7	0.9	0.7	1.6	0.9	0.7	1.6
$250 < P_n \leq 400$	0.75	0.6	1.6	0.75	0.6	1.6	0.75	0.6	1.6	0.75	0.6	1.6
$400 < P_n \leq 630$	0.65	0.5	1.6	0.65	0.5	1.6	0.65	0.5	1.6	0.65	0.5	1.6

Mikäli muuta ei ole esitetty tulee nimellisolosuhteissa koneen kippivääntömomentin tulee olla vähintään 160 % nimellisestä vääntömomentista. Nimellisellä jännitteellä täytyy koneen minimivääntömomentin olla alle 100 kW:n kolmivaihekoneilla vähintään

0.5 kertaa nimellisvääntömomentti

0.5 kertaa lähtövääntömomentti (roottori lukittu),

ja vähintään 100 kW:n moottoreilla vastaavasti

0.3 kertaa nimellisvääntömomentti

0.5 kertaa lähtövääntömomentti (roottori lukittu).

Yksivaihemoottoreilla ja kolmivaiheisilla moninopeusmoottoreilla minimivääntömomentin tulee olla vähintään 0.3 kertaa nimellisvääntömomentin suuruinen.

Monivaihe epätahtimoottoreiden ja tasavirtamoottoreiden täytyy käyttötarkoituksesta riippumatta kestää 15 s:n ajan ilman äkillistä pyörimisnopeuden muutosta 60 % lisävääntömomenttia laskettuna sen nimellisestä vääntömomentista, taajuuden ja jännitteen pysyessä nimellisarvoissaan.

Vaihekäämiroottorisen epätahtimoottorin tulee kestää 35 %:n lisävääntömomentti 15 s:n ajan. Vastaavasti umpinapatahtimoottorin tulee kestää 35 %:n ja avonapakoneen 50 %:n lisävääntömomentti putoamatta tahdistusta magneettitoiminnan pysyessä nimellisenä.

### 11.3 Käynnistysvirta

Suoraan syöttöverkkoon kytkettyä oikosulkumoottoria käynnistettäessä, vastavirtajarrutettaessa tai pyörimissuuntaa vaihdettaessa, koneen virran suhde nimellisvirtaan verrattuna kasvaa moninkertaiseksi. Suhteen suuruus on kääntäen verrannollinen koneen oikosulkuimpedanssiin. Virran suuruus vaikuttaa myös syöttöverkon jännitteenalenukseen ja koneen lämpenemään. Jännitteenalenukseen heikentää moottorin käynnistysvääntömomenttia ja voi erityisesti heikkorakenteisissa verkoissa häiritä myös muita syöttöverkkoon liitettyjä laitteita ja alentaa käynnistysvääntömomenttia. Moottorin liiallinen lämpeneminen heikentää puolestaan koneen eristysrakenteita lyhentäen niiden käyttöikä.

Kansainväliset normit rajoittavat oikosulkumoottorien käynnistysvirtaa määrittelemällä jümässä olevalle moottorille sallitun maksiminäennäistehon tai maksimivirran. Taulukossa 11.4 esitetään IEC:n mukaiset suurimmat sallitut käynnistysnäennäistehot moottorin akselitehoon suhteutettuna.

Taulukko 11.4 IEC:n mukaiset suurimmat sallitut näennäistehot moottorin ollessa jümässä syötettynä nimellisjännitteellään.

moottorikoko [kW]	$S_{st}/P$
$0.4 < P \leq 6.3$	13
$6.3 < P \leq 25$	12
$25 < P \leq 100$	11
$100 < P \leq 630$	10



Esim. 4 kW:n moottorin käynnistysnäennäisteho saa siten olla 52 kVA, josta sallituksi käynnistysvirraksi 400 V:n jännitteellä saadaan 75 A. 4 kW:n moottorin nimellisvirta on tyypillisesti 7.5 A, joten maksimivirta saisi siis olla kymmenkertainen moottorin nimellisvirtaan verrattuna. Amerikkalainen NEMA-standardi on tiukempi kuin IEC-standardi. Seuraava taulukko on laadittu interpoloimalla 4 kW:n (5.36 hp:n) koneelle sallittava käynnistysvirta.

Taulukko 11.5 IEC- ja NEMA-standardien vertailua roottorin jumivirran suhteen

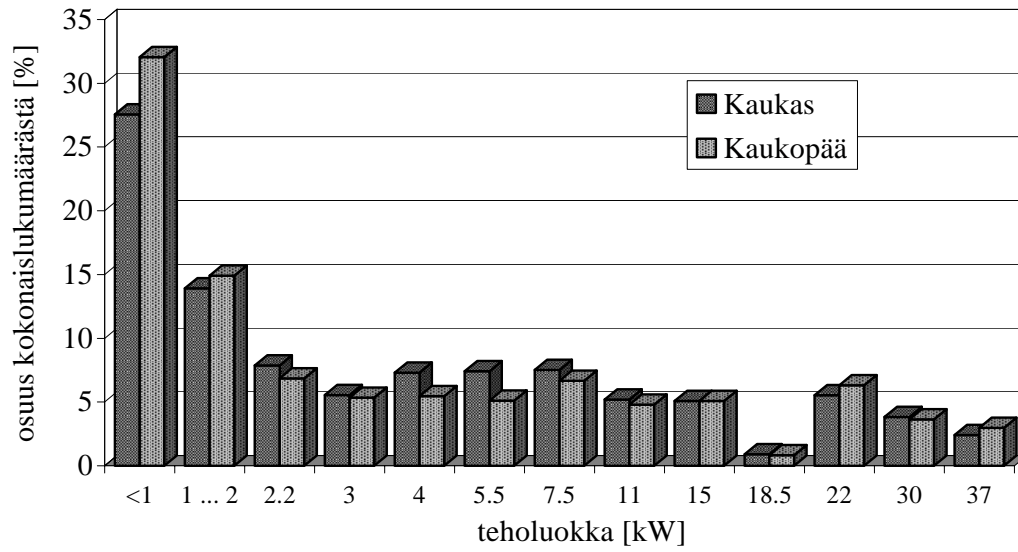
jännite	400 V, 50 Hz				460 V, 50 Hz			
	NEMA		IEC		NEMA		IEC	
teho / hp	$I_{st}/A$	$I_{st}/I_n$	$I_{st}/A$	$I_{st}/I_n$	$I_{st}/A$	$I_{st}/I_n$	$I_{st}/A$	$I_{st}/I_n$
5	58.08	8.2	69.58	9.9	50.5	8.2	60.5	9.9
5.36 *	61.23 *	8.2	73.92 *	9.9	53.24 *	8.2	64.28 *	9.9
10	101.78	8.2	129.95	9.9	88.5	8.2	113	9.9

\* interpoloituja arvoja

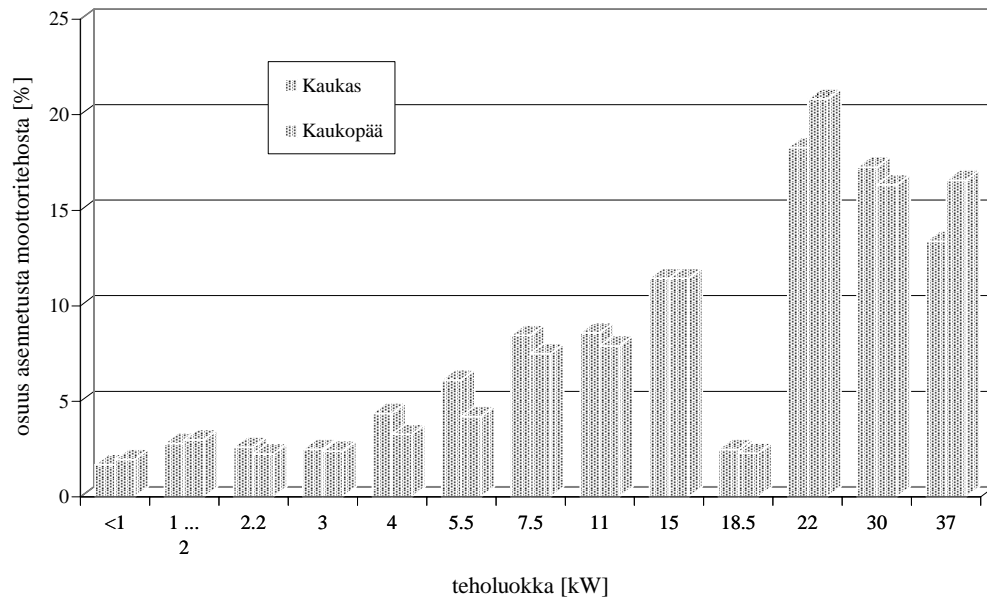
## 11.4 Epätahtimoottoreiden sähkökäyttö ja häviöt

Suomen teollisuus käyttää hieman yli puolet tuotetusta sähköstä (51 % vuonna 1992 /3/). Yli 80 % teollisuuden sähköstä kuluu moottoreissa. Epätahtikoneiden osuus tästä on 75 ... 80 %, siis yli 20 TWh. Keskimäärin 6 % epätahtikoneiden sähköstä kuluu koneiden häviöihin.

Epätahtimoottorit ovat ylivoimaisesti suurin sähköenergian kuluttajaryhmä puunjalostusteollisuudessa. Esimerkkeinä käytettävillä Enso-Gutzeit Oy:n Kaukopään tehtailla ja UPM Kymmene Oy:n Kaukaan tehtailla Lappeenrannassa on käytössä yhteensä noin 15000 kpl epätahtimoottoreita. Kaukopäessä 85 % epätahtimoottoreista on teholtaan enintään 37 kW. Kaukaalla vastaava luku on 89 %. Kuva 11.5 esittelee sekä Kaukopään että Kaukaan oikosulkumoottorien jakauman tehoportaittain. Tästä havaitaan näiden kahden erityyppisen puunjalostustehtaan moottorikannan olevan lähes identtisiä. Kaukopäessä valmistetaan kemiallisesta massasta hienopaperia ja kartonkia. Kaukopästä poiketen Kaukaalla on saha, jonka moottorikanta aiheuttaa kuvassa 11.5 a havaittavan poikkeavan alueen 4 ... 7.5 kW moottorien kohdalla. Lisäksi Kaukaalla valmistetaan myös merkittäviä määriä mekaanista massaa. Esimerkkitehtaiden sähkökulutukset ovat vuosittain noin 800 ... 1000 GWh. Epätahtimoottoreista lähes kaikki ovat oikosulkumoottoreita. Pienten oikosulkumoottoreiden valintaan käyttötarkoituksensa ja koneiden hyötysuhteeseen ei ole aiemmin kiinnitetty erityistä huomiota. Kuva 11.6 esittelee tyypillisen 4 kW:n oikosulkumoottorin tehotasapainoa. 15 % sähköenergiasta muuttuu lämmöksi koneen nimellisteholla. Erityisesti koneen kupari- l. kuormitushäviöiden osuus on suuri - 77 % häviöistä. Tämän tilanteen ovat määränneet kaupalliset seikat ja lähinnä kuparin kallis hinta. Koneet on suunniteltu yleiskäyttöisiksi, joten hyötysuhdetta ei ole mitoitettu jatkuvasti lähellä nimellistehoaan toimivien käyttöjen tarpeita silmälläpitäen. Tällaiset käytöt vaatisivat itseasiassa omat konetyypinsä.

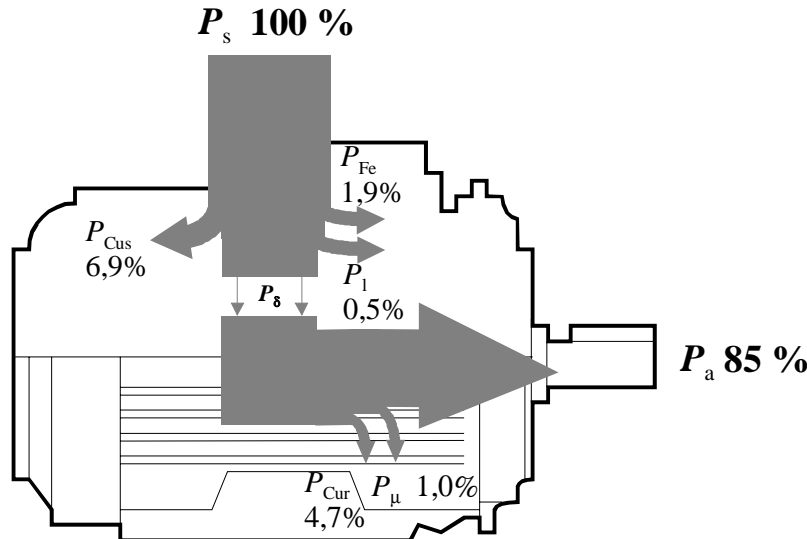


a)



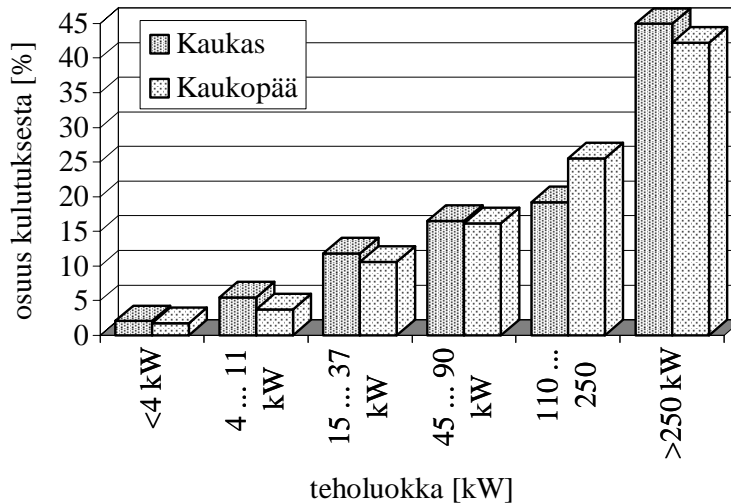
b)

Kuva 11.5 Enintään 37 kW:n oikosulkumoottorien jakauma tehoportaittain Kaukopään ja Kaukaan tehtailla. a) Lukumääräinen jakauma. b) Moottorin nimellisteholla painotettu jakauma /3/.



Kuva 11.6 Erään 4 kW:n vakio-oikosulkumoottorin Sankey-diagrammi.  $P_{Fe}$ , rautahäviöt,  $P_{Cus}$ , staattorin kuparihäviöt,  $P_l$ , lisähäviöt,  $P_\delta$ , ilmaväliteho,  $P_{Cur}$ , roottorin kuparihäviöt,  $P_\mu$ , kitkahäviöt.

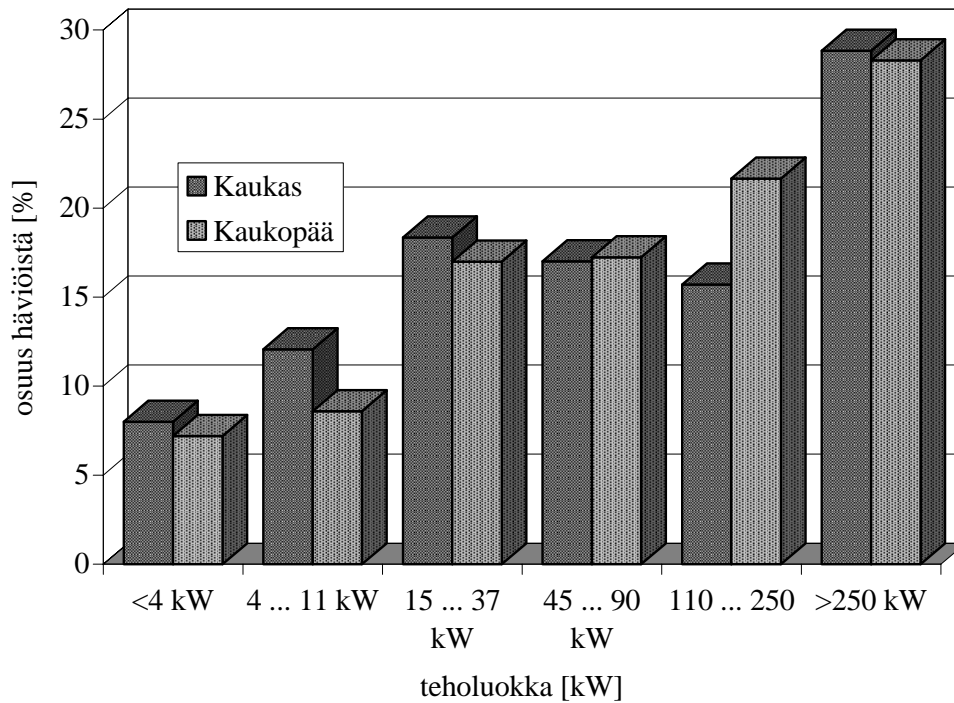
Oikosulkumoottori sopii erittäin hyvin tehdaskäyttöihin, koska se on rakenteeltaan yksinkertainen ja kestävä sekä kuormitusominaisuuksiltaan hyvä. Epätahtimoottorit käyttävät 83 % Kaukopään sähköenergian kokonaiskulutuksesta ja 69 % Kaukaan kulutuksesta. Ero johtuu pääasiassa Kaukaan suurista mekaanisen massan valmistukseen käytettävistä tahtikonekäytöistä, joiden energiankulutus on merkittävä. Pienet moottorit ( $\leq 37$  kW) kuluttavat Kaukopäässä epätahtimoottorien osuudesta 16 % sekä Kaukaalla 19 %. Kuvassa 11.7 on esitetty epätahtimoottoreiden sähköenergian kulutuksen prosentuaaliset jakaumat tarkastelluilla tehtailla.



Kuva 11.7 Epätahtimoottoreiden sähköenergian kulutuksen prosentuaalinen jakautuminen Enso-Gutzeit Oy:n Kaukopään tehtaalla ja Kymmene Oy:n Kaukaan tehtaalla Lappeenrannassa /3/.

Epätahtimoottoreiden kuluttamasta sähköenergiasta menee keskimäärin 6 % häviöihin. Nimellisteholtaan enintään 37 kW:n moottorit aiheuttavat Kaukopään tehtaissa epätahtimoottorien kaikista häviöistä 33 % ja Kaukaan tehtaissa 38 %. Verrattaessa häviöitten suhdetta kyseisen ryhmän kuluttamaan sähköenergiiaan huomataan, että nimellisteholtaan enintään 37 kW:n moottoreissa kuluu keskimäärin häviöihin suhteessa 2.5 kertaa niin paljon kuin yli 37 kW:n moottoreissa. Tämän perusteella pienten, jatkuvassa käytössä olevien epätahtimoottoreiden hyötysuhteen parantaminen

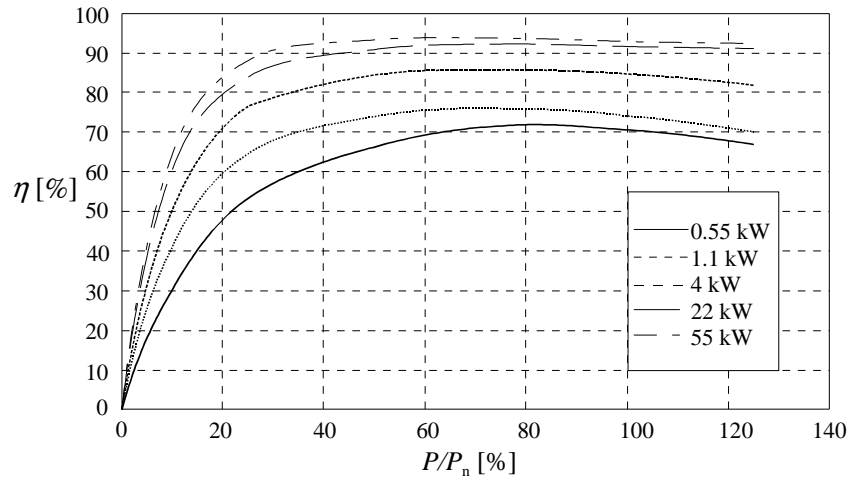
olisi perusteltua. Kuvassa 11.8 on esitetty epätahtimoottoreiden häviöiden prosentuaalinen jakautuminen teholuokittain tutkittavilla tehtailla.



Kuva 11.8 Epätahtimoottoreiden häviöiden prosentuaalinen jakautuminen teholuokittain Enso-Gutzeit Oy:n Kaukopään tehtaalla ja Kymmene Oy:n Kaukaan tehtaalla Lappeenrannassa /3/.

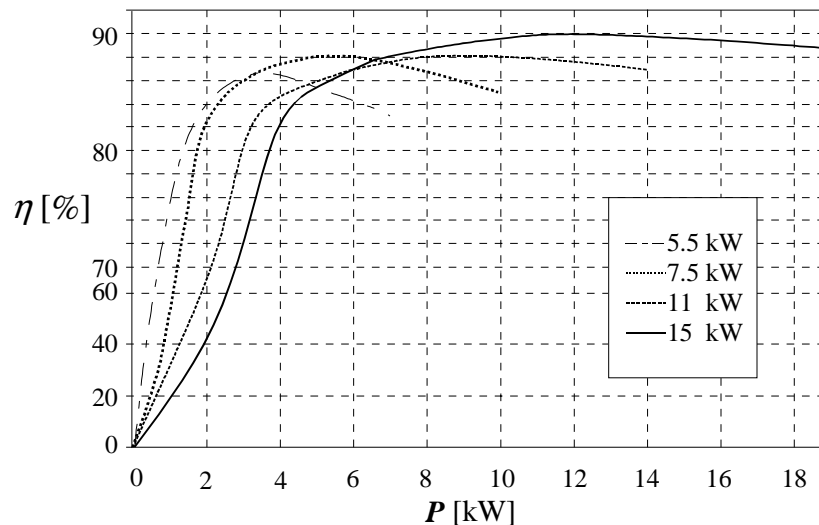
### 11.5 Häviöiden pienentäminen oikealla moottorivalinnalla

Epätahtimoottorikäyttöön on valittava käyttötehtävään parhaiten soveltuva moottori. Valintakriteerit ovat tärkeysjärjestyksessä tekninen toimivuus ja taloudellisuus. Tekninen toimivuus vaatii oikean mitoituksen, joka perustuu työkoneen aiheuttamaan kuormitukseen. Taloudellisuus taas perustuu kaukonäköiseen optimointiin, jossa hankintahinnan ja käyttökustannusten summa pyritään minimoimaan. Standardiepätahtimoottorien hyötysuhde paranee moottorin nimellistehon kasvaessa. Tämä antaa joillakin tehoalueilla mahdollisuuden parantaa moottorikäytön hyötysuhdetta valitsemalla ko. käyttöön hieman suurempitehoinen moottori kuin mitä käyttö edellyttäisi. Kuvan 11.9 avulla voidaan hahmottaa tähän moottorin ylimitoittamiseen liittyviä perusteita. Kuva esittää muutamien nelinapaisten kolmivaiheisten eri nimellistehoisten oikosulkumoottoreiden osakuormahyötysuhteita suhteellisen akselitehon funktiona.



Kuva 11.9 Kolmivaiheisten nelinapaisten standardioikosulkumoottorien hyötysuhteita suhteellisen kuormituksen funktiona nimellisjännitteellä /3/.

Hyötysuhde pysyy melko vakiona tehon pienetessä nimelliskuormasta noin 50 % kuormitukseen asti. Hyötysuhde saavuttaa nykyisin mitoitusperustein maksimiarvonsa yleensä noin 75 % kuormalla. Parhaan hyötysuhteen saavuttamiseksi kannattaa moottori siis käytön rajoitukset huomiottaen valita siten, että se toimii noin 3/4-teholla. Mikäli määrättyyn käyttöön valitaan yhtä tehoporrasta suurempi moottori kuin mitä käyttö vaatisi, saadaan hyödynnetyksi suuren moottorin korkea hyötysuhde moottorin toimiessa tällöin 67 ... 84 % kuormalla. Erityisesti pienten moottorien ollessa kyseessä hyötysuhde nimellisteholla paranee nopeasti konekoon kasvaessa. Kuvaan 11.10 on piirretty muutamien pienten koneiden hyötysuhdekäyrät akselitehon funktiona.



Kuva 11.10 Nykyisten standardiepätahtimoottorien hyötysuhdekäyrät teholuokille 5.5 - 15 kW /3/.

Kuvan perusteella voidaan helposti päätellä, mikä kone olisi valittava tiettyyn käyttöön hyötysuhteen maksimoimiseksi. Tätä silmälläpitäen on aina valittava moottori, jonka hyötysuhdekäyrä kyseisellä akseliteholla on ylinä. Kuva osoittaa selvästi, että kone kannatta mitoittaa noin 3/4-teholle, mikä merkitsee käytännössä yhden tehoportaan ylityöittämistä. Tätä suuremman tai liian pienen koneen valitseminen tuottaa huonon hyötysuhteen. Tarkastellaan seuraavaa ylityöittesimerkkiä: Työkoneen vaatima teho on 5 kW. Tähän käyttöön voitaisiin valita 5.5 kW:n moottori, jonka hyötysuhde kyseisellä teholla olisi 86 %. Käytön hyötysuhteen kannalta olisi kuitenkin parempi valita yhdellä tehoportalla ylityöitetty moottori (7.5 kW), jonka hyötysuhde on 88 %. Häviöt saadaan tällöin pienemmään 14 %. Liian suuri ylityöittäminen taas johtaa hyötysuhteen heikkenemiseen.

Tarkastellaan lyhyesti liian suurta ylivoitusesimerkkiä: 15 kW:n moottori käy jatkuvasti 25 %:n (3,75 kW) kuormituksessa. Tällöin sen hyötysuhde on noin 82 %. Vaihetaan tilalle 7.5 kW:n moottori, jolloin käyttömoottorin hyötysuhde nousee 87 %:iin. Häviöt saadaan pienemmäksi 26 %.

## 11.6 Moottorin koon valinta

Sähkökoneissa muuttuu aina osa koneeseen syötetystä energiasta lämmöksi. Esimerkiksi erään 4 kW standardioikosulkukoneen hyötysuhteen ollessa nimellisteholla 85 % muuntuu koneen napoihin syötetystä energiasta staattorin kuparihäviöissä 6.9 %, staattorin rautahäviöissä 1.9 %, lisähäviöissä 0.5 %, roottorin rautahäviöissä 4.7 % ja kitkahäviöissä noin 1 % lämmöksi lopun mennessä akselille mekaaniseksi energiaksi. Koneessa kehittyvä lämpö on siirrettävä konetta ympäröivään väliaineeseen. Sähkökoneiden jäähdytysmenetelmät määritellään standardissa IEC 34-6 ja kotelointiluokat määrittelee IEC 34-5. Kotelointiluokka riippuu jäähdytystavasta. Esimerkiksi kotelointiluokka IP 44 merkitsee hyvää mekaanista ja kosteussuojausta, joiden kanssa jäähdytysmenetelmä IC 01 ei sovi yhteen, koska se edellyttää avointa konetta. Taulukko 11.6 esittelee tavallisimmat IC-luokat.

Taulukko 11.6 Sähkökoneiden tavallisimmat IC-luokat

merkintä	määritelmä
IC 00	Konetta ympäröivä jäähdytysaine jäähdyttää suoraan koneen sisäosat. Roottorin tuuletusvaikutus on merkityksellinen. Jäähdytysaineen liike johtuu lämpötilaeroista.
IC 01	Kuten IC 00, mutta akselille tai roottoriin on asennettu tuuletin, joka saa aikaan jäähdytysaineen virtauksen. Tämä on tavallinen avointen oikosulkumoottoreiden jäähdytysmenetelmä.
IC 03	Samanlainen menetelmä kuin IC 01, mutta puhallin on itsenäinen saaden kuitenkin käyttöenergiansa samasta lähteestä kuin jäähdytettävä kone.
IC 06	Samanlainen menetelmä kuin IC 01, mutta jäähdytysaineen virtaus saadaan aikaan koneeseen asennetulla tuulettimella, jonka toiminta on riippumaton pääkoneesta. Tätä voidaan myös soveltaa siten, että yksi suuri jäähdytyspuhallinjärjestelmä syöttää jäähdytysilmaa usealle koneelle.
IC 11	Koneeseen kanavan kautta tuleva jäähdytysaine virtaa koneesta poistuessaan vapaasti ympäristöön. Jäähdytysaineen virtaus saadaan aikaan tuulettimella, joka on asennettu akselille tai roottoriin.
IC 31	Tuleva ja lähtevä jäähdytysaine virtaa kanavien kautta. Virtauksen aiheuttava tuuletin on liitetty roottorille tai akseliin.
IC 00 41	Suljettu sisäinen jäähdytysaineen virtaus ja vaippajäähdytys ilman ulkopuolista tuuletinta.
IC 01 41	Kuten IC 00 41, mutta lämmön poisto vaipan pinnalta tapahtuu ulkopuolisella akselille asennetulla tuulettimella, joka saa aikaan jäähdytysaineen virtauksen. Tämä on tavallisten suljettujen oikosulkumoottoreiden jäähdytysmenetelmä.
IC 01 51	Suljettu, sisäinen jäähdytysaineen virtaus. Lämpö johdetaan koneen sisään rakennetun ilma-ilma-lämmönvaihtimen kautta ulkopuoliseen jäähdytysaineeseen, jonka virtaus saadaan aikaiseksi akselille asennetulla tuulettimella.
IC 01 61	Kuten IC 01 51, mutta lämmönvaihdin on rakennettu koneen päälle.
IC W37 A71	Suljettu, sisäinen jäähdytysaineen virtaus. Lämpö johdetaan koneen sisään rakennetun vesi-ilma-lämmönvaihtimen kautta jäähdytysveteen, jonka virtaus saadaan aikaan joko verkkopaineen tai apupumpun avulla.
IC W37 A81	Kuten IC W37 A71, mutta lämmönvaihdin on rakennettu koneen päälle.

Sähkökoneen käyttötavat merkitään IEC 34-1 (1983) ja VDE 0530 Teil 1/12.84 mukaisesti **S1, S2, S3,...S9**.

**S1** tarkoittaa käyttöä, jossa kone toimii vakiokuormituksella niin kauan, että koneen loppulämpötila saavutetaan. Tällaiseen käyttöön tarkoitettu kone varustetaan leimalla S1. Tämä on yleisin käytötapa.

**S2** käytössä kone toimii vakiokuormituksella määrätyn, niin lyhyen ajan, että loppulämpötilaa ei saavuteta. Jokaista toiminta-aikaa edeltää niin pitkä tauko, että kone saavuttaa ympäröivän ilman

lämpötilan. Lyhytaikaisen käytön koneille suositellaan käyttöaikoja 10, 30, 60 ja 90 minuuttia. Leimaus esim. S2 60 min.

**S3** on jaksollinen ajoittaiskäyttö, joka muodostuu sarjasta keskenään samanlaisia jaksoja, joista jokaiseen kuuluu toiminta-aika vakiokuormituksella ja seisonta-aika. Loppulämpötilaa ei saavuteta jakson aikana. Käynnistykset eivät sanottavasti vaikuta lämpenemiseen. Ajoittaiskäyttökerroin on 15, 25, 40 tai 60 % 10 minuutin pituisesta jaksosta. Leimaus esim. S3 25 %.

**S4** on jaksollinen käynnistyskäyttö, joka muodostuu sarjasta keskenään samanlaisia jaksoja joista jokaiseen kuuluu käynnistysaika, toiminta-aika vakiokuormituksella sekä seisonta-aika. Loppulämpötilaa ei saavuteta jakson aikana. Moottori pysähtyy luonnollisesti hidastuen, jolloin moottori ei rasitu termisesti. Leimauksessa on käyttötavan jälkeen ilmoitettava ajoittaiskäyttökerroin, jaksojen lukumäärä tunnissa ( $c/h$ ), moottorin oma hitausmomentti  $J_{ext}$ , moottorin akselille redusoitu kuorman hitausmomentti  $J_M$  ja sallittu keskimääräinen, nopeuden muutoksen aikana esiintyvä vastavääntömomentti  $T_v$  nimellismomentin avulla ilmoitettuna. Leimaus esim. S4 - 15% - 120  $c/h$  -  $J_M = 0,1 \text{ kgm}^2$  -  $J_{ext} = 0,1 \text{ kgm}^2$  -  $T_v = 0,5 T_N$ .

**S5** on jaksollinen käynnistys- ja jarrutusikäyttö, joka muodostuu sarjasta keskenään samanlaisia jaksoja, joista jokaiseen kuuluu käynnistysaika, toiminta-aika vakiokuormituksella, jarrutusaika ja seisonta-aika. Loppulämpötilaa ei saavuteta jakson aikana. Tässä käytössä käytetään sähköistä jarrutusta, esim. vastavirtajarrutusta. Leimauksessa on käyttötavan jälkeen ilmoitettava ajoittaiskäyttökerroin, jaksojen lukumäärä tunnissa ( $c/h$ ), moottorin hitausmomentti  $J_M$ , kuorman hitausmomentti  $J_{ext}$  ja sallittu vastamomentti  $T_v$ . Leimaus

esim. S5-60%-120  $c/h$ - $J_M = 1,62 \text{ kgm}^2$  -  $J_{ext} = 3,2 \text{ kgm}^2$  -  $T_v = 0,35 T_N$ .

**S6** on pysähtymätön ajoittaiskäyttö, joka muodostuu sarjasta keskenään samanlaisia jaksoja, joista jokaiseen kuuluu toiminta-aika vakiokuormituksella ja tyhjäkäyntiaika. Loppulämpötilaa ei saavuteta jakson aikana. Ajoittaiskäyttökerroin on 15, 25, 40 tai 60 % ja jakson pituus 10 min. Leimaus esim. S6 60 %.

**S7** on keskeytymätön käynnistys- ja jarrutusikäyttö, joka muodostuu sarjasta keskenään samanlaisia jaksoja, joista jokaiseen kuuluu käynnistysaika, toiminta-aika vakiokuormituksella sekä jarrutusaika. Jarrutus tapahtuu vastavirtajarrutuksena. Loppulämpötilaa ei saavuteta jakson aikana. Leimauksessa ilmoitetaan käyttötavan jälkeen jaksojen lukumäärä tunnissa, moottorin hitausmomentti, kuorman hitausmomentti ja sallittu vastamomentti (vrt. S4). Leimaus esim. S7 - 500  $c/h$  -  $J_M = 0,06/\text{kgm}^2$  -  $T_v = 0,25 T_N$ .

**S8** on pysähtymätön määräjaksollinen käyttö, joka muodostuu sarjasta keskenään samanlaisia jaksoja. Jokaiseen jaksoon kuuluu toiminta-aika vakiokuormituksella määrättyllä nopeudella ja toisella vakiokuormituksella. Pyörimisnopeuksia voi olla kaksi tai useampia. Loppulämpötilaa ei saavuteta jakson aikana. Tällainen käyttö tulee kyseeseen esim. napavaihtokoneella. Leimauksessa on ilmoitettava käyttötavan lisäksi moottorin hitausmomentti, kuorman hitausmomentti sekä jaksojen määrä tunnissa. Lisäksi on ilmoitettava sallittu vastamomentti ja ajoittaiskäyttökerroin jokaiselle pyörimisnopeudelle. Leimaus esim.

S8 -  $J_M = 2.3 \text{ kgm}^2$  -  $J_{ext} = 35 \text{ kgm}^2$

30  $c/h$  -  $T_v = T_N$  - 24 kW - 740 r/min - 30 %

30  $c/h$  -  $T_v = 0,5 T_N$  - 60 kW - 1460 r/min - 30 %

30  $c/h$  -  $T_v = 0,5 T_N$  - 45 kW - 980 r/min - 40 %

Kuormitus ja pyörimisnopeusyhdistelmät leimataan siinä järjestyksessä kuin ne käytössä esiintyvät.

Moottoria valittaessa tulee tuntea käytön vääntömomenttiprofiili ja koneen oma lämpöaikavakio. Moottorin käytön koostuessa erityyppisistä jaksoista, jotka ovat selvästi moottorin lämpöaikavakioita pienemmät. Täysin suljetun oikosulkumoottorin lämpöaikavakiot vaihtelevat konekoosta riippuen tyypillisesti kymmenistä minuuteista tuntiin ja jopa tunteihin. Esimerkiksi 30 kW:n oikosulkumoottori saavuttaa tyypillisesti nimelliskuormalla toimiessaan loppulämpötilansa noin puolessa tunnissa, joten lämpöaikavakio on parinkymmenen minuutin luokkaa. Moottorin mitoituksessa on etsittävä tehon tehollisarvo, joka tehollisarvon määritelmän mukaisesti on

$$P_N = P_E = \sqrt{\frac{1}{t_{je}} \int_0^{t_j} P^2(t) dt} . \quad (11.5)$$

Erityisesti jatkuvat tai paloittain jatkuvat käyttötavat S1, S3, S6 sallivat moottorimitoituksen yhtälön (11.5) perusteella kunhan jaksonaika  $t_j$  on lyhyt verrattuna koneen lämpöaikavakioon. Käyttötavan S2 mukainen moottorivalinta vaatii edellistä tarkempaa koneen tuntemusta. Raskaat käynnistys- ja jarrutusikäytöt S4, S5 ja S7 vaativat perusteellisen teknistaloudellisen mitoitusarkastelun

Nimelliskäytössä moottorista poistuvat nimelliset häviöt. Jaksollisten käyttöjen terminen moottorivalinta perustuu esim. Häviöenergiataseen määrittämiseen. Tällöin koneesta poistuu jakson ekvivalenttisenä jäähtymisaikana  $t_{je}$  nimelliskäyttöä vastaava häviöenergia. Tämä tarjoaa mahdollisuuden perustaa moottorin mitoitus kuormitusta vastaavan nimellisvirran määräämiseen. Kuormitusta vastaavan moottorin nimellisvirran  $I_N$  on oltava vähintään

$$I_N = \sqrt{\frac{1}{t_{je}} \int_0^{t_j} I^2(t) dt} , \quad (11.6)$$

$t_j$  on jakson aika ja  $t_{je}$  ekvivalenttinen jäähtymisaika.

Nimellisvirran mitoituksessa virta jaetaan ajan perusteella osavirtoihin, joiden avulla kokonaisvirta lasketaan.

$$I_N = \sqrt{\frac{1}{t_{je}} \left[ \int_0^{t_{j1}} I_1^2(t) dt + \int_{t_{j1}}^{t_{j2}} I_2^2(t) dt + \int_{t_{j2}}^{t_{j3}} I_3^2(t) dt + \dots + \int_{t_{j(n-1)}}^{t_{jn}} I_n^2(t) dt \right]} \quad (11.7)$$

Epätahtikoneen staattorivirta sisältää myös induktiivista virtaa, jolloin laskennassa otetaan mukaan moottorin tehokerroin. Osakuormilla tulee käyttää moottorin vastaavaa tehokerrointa.

Ekvivalenttisen jäähtymisaajan määrittäminen on hieman hankalaa, koska moottorin jäähtytysominaisuudet riippuvat voimakkaasti pyörimisnopeudesta. Voidaan arvioida, että seisovan koneen jäähtytysteho on noin 20 % nimellisestä jäähtytystehosta. Tällöin esim. S3 käytössä ekvivalenttiseen jäähtytysaikaan luetaan 20 % seisonta-ajasta. Tarkistetaan soveltuuko S3 25 % käyttöön moottori, jossa S1-leimauksen mukainen moottoriteho ylitetään 30 %. Tehokerroin on 30 %:n yliteholla  $\cos\varphi = 0.87$  ja nimellisteholla  $\cos\varphi = 0.85$ . Ekvivalenttinen jäähtytysaika  $t_{je} = 0.25 + 0.20 \times 0.75 = 0.4$ . Virta on nyt siis  $I = 1.30 I_N \times 0.85 / 0.87 = 1.27 I_N$ . Sijoitetaan yhtälöön (11.7), jolloin saadaan koneen nimellisvirraksi



$$I_N = \sqrt{\frac{1}{0.4} \left( \int_0^{0.25} 1.27^2 dt + \int_{0.25}^{1.0} 0^2 dt \right)} = 1.0$$

Kone jäähtyy siis juuri ja koneessa saavutetaan sama huippulämpötila kuin nimellisessä S1 käytössä. Tarkistetaan mitoitus käyttämällä yhtälöä (11.5)

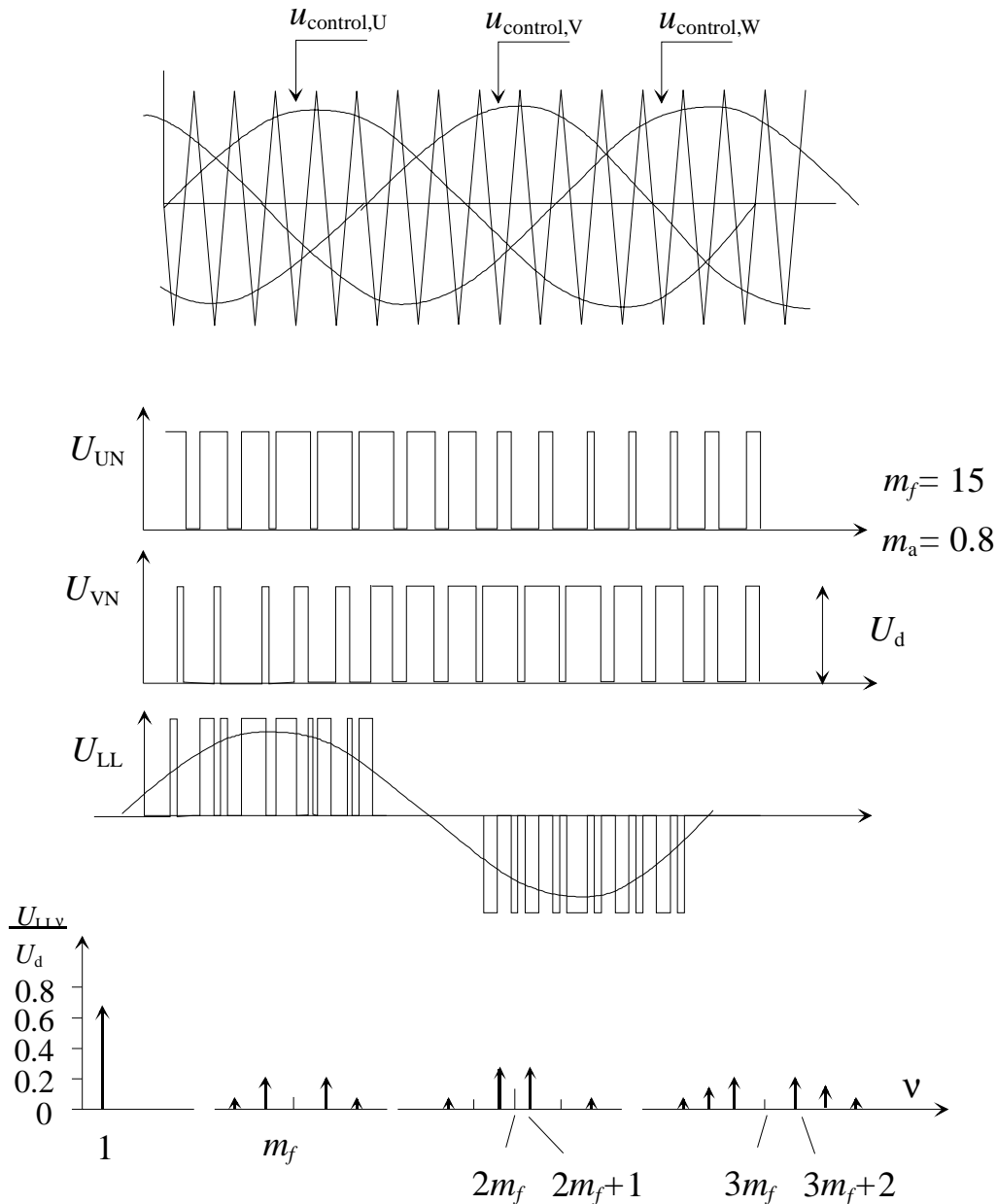
$$P_N = P_E = \sqrt{\frac{1}{0.4} \int_0^{0.25} 1.3^2(t) dt} = 1.03.$$

Tämän mukaan tarvittaisiin siis hieman suunniteltua suurempi kone.

## 11.7 Häviöt invertterikäytössä

Oikosulkukoneitten taajuudenmuuttajakäytöt yleistyvä jatkuvasti. PWM-tekniikan yhteydessä usein käytetty sini-kolmiovertailu tuottaa kuvan 11.11 mukaisesti pisteiden U ja N ja V ja N välisiksi jänniteohjeiksi leveysmoduloidut pulssijonot. Vaiheiden U ja V välinen jännite  $U_{LL}$  saadaan vähentämällä pulssijonojen jännitteet toisistaan. Tällainen jännite sisältää taajuuden modulointiasteesta  $m_f$  ja amplitudin modulointiasteesta  $m_a$  riippuen esimerkiksi kuvassa 11.11 esitellyn taajuusspektrin.

Kuvan 11.11 mukaisesti taajuusmuuttajan kytkentätaajuuden monikertojen läheisyydessä esiintyy moottorin syöttöjännitteen harmonisten sivukaistoja. PWM-taajuusmuuttajan matalimmat yliharmoiset sijaitsevat siten kytkentätaajuuden läheisyydessä. Kun moottoriin halutaan mahdollisimman sinimuotoinen virta, on kytkentätaajuutta nostettava. Nykyaikaisimmissa moottorinohjauslaitteissa (Esim. ABB:n DTC) ei ole kiinteää modulointimenetelmää, joten taajuusspektri ei pysy vakiona. Harmonisia esiintyy kuitenkin hieman samankaltaisesti kuvan 11.11 kanssa. Taajuusspektri vain jakautuu laajemmalle, eikä niin selviä huippuja kuin sinimodulaatioissa esiinny.

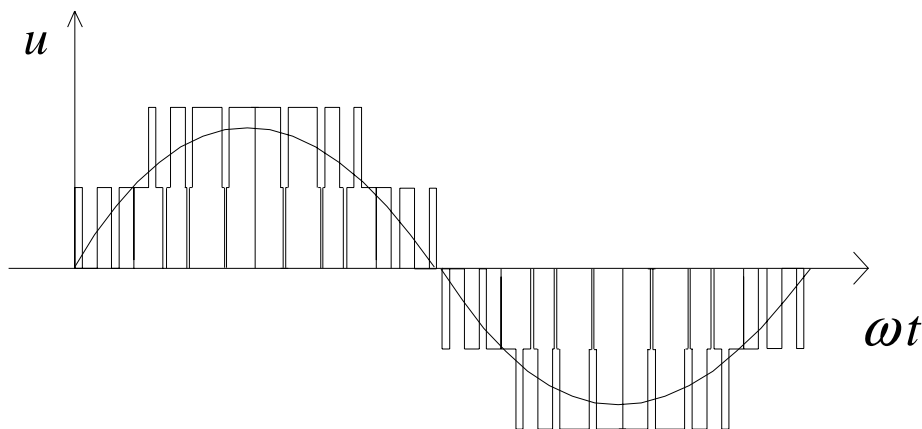


Kuva 11.11 Sini-kolmiovertailu PWM-pulssikuvion muodostamiseksi, pääjännite ja pääjännitteen harmoniset /4/.

Virran muutosnopeutta taajuusmuuttajakäyttöisessä oikosulkumoottorissa invertterin kytkentätaajuudella rajoittaa lähinnä koneen transientti-induktanssi  $L'_s$ . Transientti-induktanssi kuvaa nopean staattoriin syötettävän pulssin kohtaamaa induktanssia. Rootori ei ehdi reagoida nopeaan pulssiin kuin hajainduktanssillaan. Tämä transientti-induktanssi voidaan määrittää käyttämällä esimerkiksi invertteristä saatavia lyhyitä pulsseja.

### 11.8 Kuormitettavuus ja hyötysuhde invertterikäytössä

Tähteen kytketyn moottorin vaihejännite sinimodulaatiossa noudattaa kuvan 11.12 pulssimuotoa. Nykyaikaisissa vektorisäädetyissä taajuusmuuttajissa pulssikuviolla ei välttämättä ole mitään kiinteää modulointijärjestelmää, mutta stationaaritilassa pulssikuvio valikoituu sellaiseksi, että sen avulla induktiiviseen kuormaan saadaan synnytyksi mahdollisimman sinimuotoinen virta.



Kuva 11.12 Kaksitasoisen invertterin tuottama tähteen kytketyn moottorin vaihejännitteen pulssikuvio ja sen perusaalto.

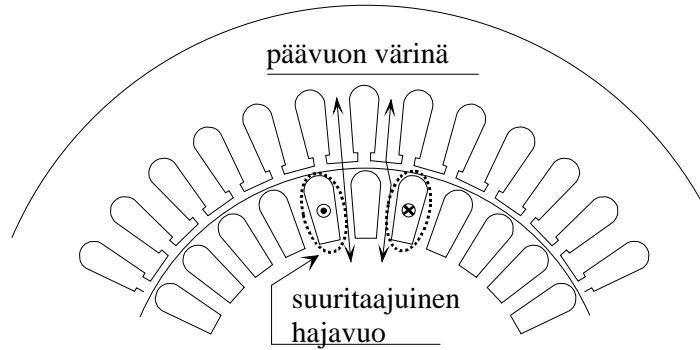
Taajuudenmuuttajakäyttö ei ole oikosulkumoottorin kannalta täysin ongelmaton. Taajuudenmuuttajien tullessa markkinoille pidettiin erinomaisena sitä, että tavallista oikosulkumoottoria voidaan soveltaa säätökäytössä. Pientä kytkentätaajuutta käyttävät, tyristoreilla toteutetut PWM-invertterit aiheuttivat sähkökoneeseen kuitenkin niin paljon lisähäviöitä, että koneen jatkuvassa käytössä suositeltiin nimellistehoä nimellisnopeudella alennettavaksi noin 10 ... 20 %. Tyristori-inverttereissä kytkentätaajuudet olivat vain muutaman sadan Hertzin luokkaa. Tyristorien hitaasta kytkentänopeudesta ja sen seurauksena hitaasta jännitteiden nousunopeuksista oli myös etua, koska samalla vältettiin yleensä moottorikaapelin ja moottorin ominaisimpedanssien yhteensovittamisongelma, mikä nykytekniikkaa käytettäessä saattaa pitkää moottorikaapelia käytettäessä muodostaa moottorin eristeitä vaurioittavia ylijännitteitä moottorin käämityksiin. Vielä nykyisinkin GTO-tyristörejä soveltavien inverttereiden kytkentätaajuudet ovat niin alhaisia ja sen seurauksena virtojen käyrämuodot säröytyneitä, että moottoreita ei voida kuormittaa kuin 90...95 %:n kuormalla nimellispyörimisnopeudella verrattuna sinisyöttöön.

Riippumatta invertterin kytkentätaajuudesta aiheutuu taajuusmuuttajakäytössä moottorin vaihevirtaan säröjännitteiden synnyttämää säröä. Suuritaajuiset ilmiöt kohtaavat moottorin transientti-induktanssin  $L_s$ . Kytkentätaajuisia vuokomponentteja koneen ilmaväliin syntyy varsin vähän ja niiden tunkeutuminen koneen rautapiireihin on varsin rajallista. Tästä huolimatta oikosulkumoottoriin syntyy invertterin kytkentätaajuisia häviökomponentteja. Mitä suurempaa kytkentätaajuutta käytetään sitä paremmin moottorivirta saadaan muistuttamaan puhdasta siniä ja sitä pienemmiksi tulevat taajuudenmuuttajakäytön aiheuttamat lisähäviöt.

Taajuudenmuuttajakäytöstä aiheutuu häviöitä oikosulkumoottoriin pääasiassa kolmella tavalla.

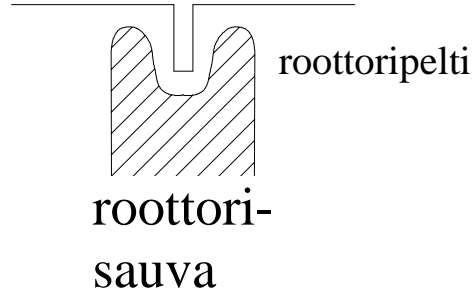
- Suuritaajuiset virtakomponentit aiheuttavat koneen käämityksissä virran ahtautumista. Pienten koneiden staattorikäänitys valmistetaan kuitenkin yleensä niin ohuesta langasta, että virranahdosta aiheutuvat häviöt eivät ole kovin merkittäviä. Mikäli koneen käämitys on valmistettu muotokuparista, kohoavat virranahdosta aiheutuvat häviöt.
- Suuritaajuiset virtakomponentit aiheuttavat hajainduktanssien vaimentavasta vaikutuksesta huolimatta myös koneen päävuohon pieniä suuritaajuisia komponentteja, jotka kasvattavat koneen rautahäviöitä.
- Koneen roottorin pinta on erityisen häviöaltista aluetta taajuusmuuttajakäytössä. Riippuen roottorihajaannuksen ja magnetointi-induktanssin suhteesta pieni osa nopeasta transientista pääsee koneen magnetoimisinduktanssinkin läpi, jolloin syntyy nopeaa päävuon värinää. Kun koneen

päävuon amplitudi värähtelee virran harmonisten vaikutuksesta, pyrkivät oikosulkumoottorin häkkikäämykseen indusoituvat pyörrevirrat vaimentamaan tätä värähtelyä. Tällöin häviöitä syntyy sekä roottorialumiiniin että varsinkin roottorin uran suun alueen rautaan, kuva 11.13.



Kuva 11.13 Päävuon amplitudin värähdellessä invertterin aiheuttamilla taajuuksilla syntyy roottorikäämykseen päävuon värettä vastustavia virtoja, jotka osaltaan aiheuttavat roottoriuran suun ylittäviä suuritaajuisia hajavuokomponentteja. Uran suun alueella syntyy kyllästyvässä raudassa varsinkin suljettujen urien tapauksessa voimakkaita häviöitä.

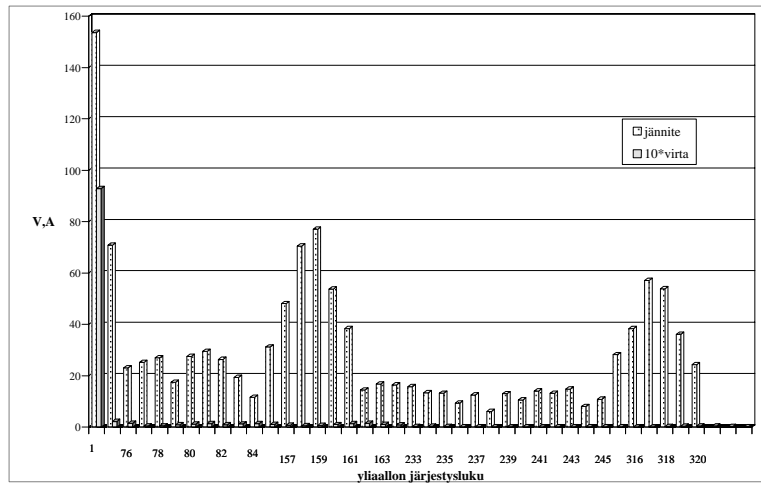
Roottorin uransuun häviöiden vähentämiseksi on otettu käyttöön invertterimoottoreissa kuvan 11.14 mukainen uransuu. Tällainen uransuu tarjoaa tavanomaisia ratkaisuja pienemmän roottorin uransuun hajavuon, koska kyllästyvä uransulkijasilta on varsin pitkä. Samalla pyörrevirtojen synnyttämät häviöt roottorin uransuuraudassa vähenevät. Noin 100 kW:n teholuokassa on saatu usean prosenttiyksikön hyötysuhdeparannus tällä uransuutyypillä verrattuna tavanomaiseen ratkaisuun.



Kuva 11.14 Invertterimoottoreissa sovellettu uransuun muoto käytettäessä alumiinipainevaluroottoria. Hajavuole on tässä hyvä kulkureitti ilman yli, jolloin pitkässä rautakannaksessa tapahtuvat häviöt jäävät pienemmiksi kuin tavanomaisten roottorisauvojen yhteydessä /6/.

Avoin roottoriura estäisi parhaiten ongelmat invertterimoottorin roottorin pintahäviöiden suhteen. Tämän johdosta invertterikäyttöön tarkoitettujen moottoreiden roottorikäämyksessä valmistetaan nykyään usein muotokuparista. Tällöin roottorin uransuu voidaan jättää hieman auki. Tämä toisaalta pienentää koneen transientti-induktanssia ja saattaa siten mitätöntää avoimen roottoriuran vaikutusta.

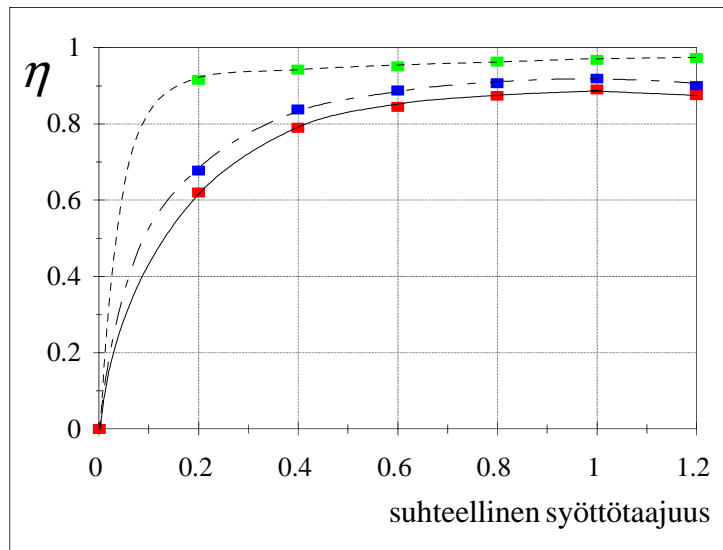
LTKK:n sähkökäyttötekniikan laboratoriossa on suoritettu mittauksia 22 kW:n oikosulkumoottorille ABB:n ACS 501 invertteriä. Kuvassa 11.15 on esitetty taajuusspektrin avulla lasketut suurimmat jännite- ja virtayliaaltokomponentit. Vaihejännitteen havaitaan sisältävän reilusti säröä, mutta vaihevirta on lähes sinimuotoista sisältäen vain hyvin pieniä amplitudisia yliaaltokomponentteja käytettäessä 2 kHz:n kytkentätaajuutta



Kuva 11.15 Mitattu moottorin vaihejännite- ja -virtaspektri. Invertterin kytkentätaajuus on 2 kHz /3/.

Seuraavassa esitellään mittaustuloksiin perustuen ACS 501 taajuusmuuttajan ja 22 kW:n moottorin hyötysuhdekäyttäytymistä. Kuvassa 11.16 on esitettyä sähkömoottorikäytön komponenttien ja koko sähkökäytön mitatut hyötysuhteet eri taajuuksilla nimellisvääntömomentilla. Käytön maksimi-hyötysuhde 88 % saavutetaan moottorin nimellistaajuudella 50 Hz.

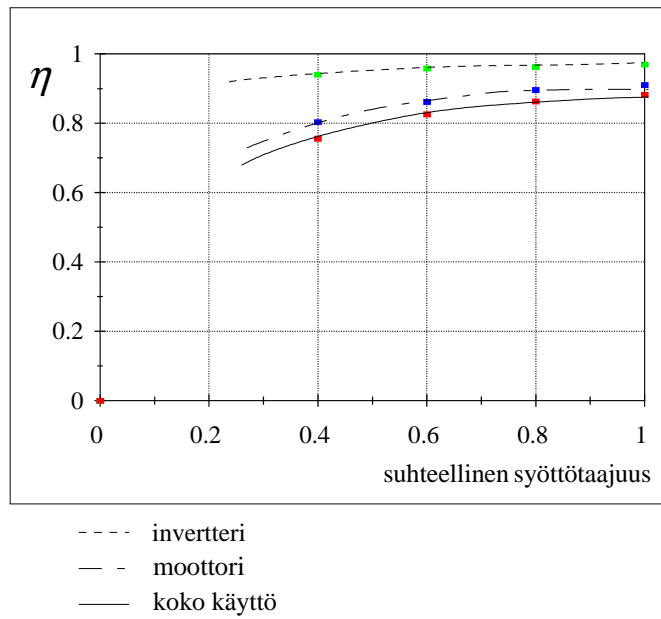
Kuva 11.16 Sähkömoottori-käytön hyötysuhde moottorin nimellisvääntömomentilla, kun ACS 501 invertterin kytkentätaajuus on 1 kHz. Nimellistaajuus on 50 Hz, nimellisvirta 62 A ja 22 kW 4-napainen oikosulkumoottori (HXUR 368G2 B3 380 V 43 A  $\cos\phi = 0.86$ ,  $1460 \text{ min}^{-1}$ ) /7/.



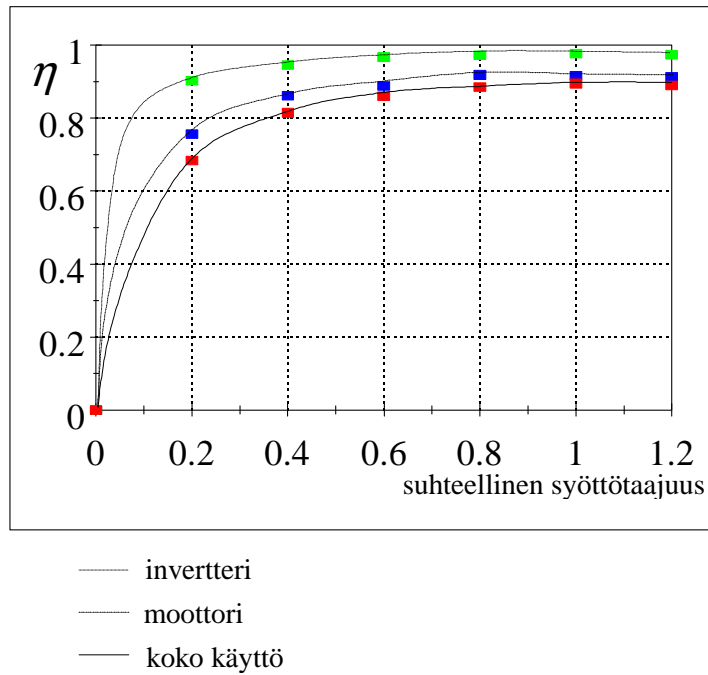
- invertteri
- - - moottori
- koko käyttö

Koska kokonaiskäytön (pumppu-, puhallin, jne) hyötysuhteen määrittämiseksi on tunnettava sähkökäytön hyötysuhde eri vääntömomenteilla ja pyörimisnopeuksilla, seuraavassa esitellään kuvaa 11.16 vastaavasti sähkökäytön ja sen osatekijöiden hyötysuhdemittaukset 1.2-, 0.75-, 0.5- ja 0.25-kertaisella moottorin nimellisvääntömomentilla. Erot eivät ole kovin suuria, mutta kuitenkin selviä.

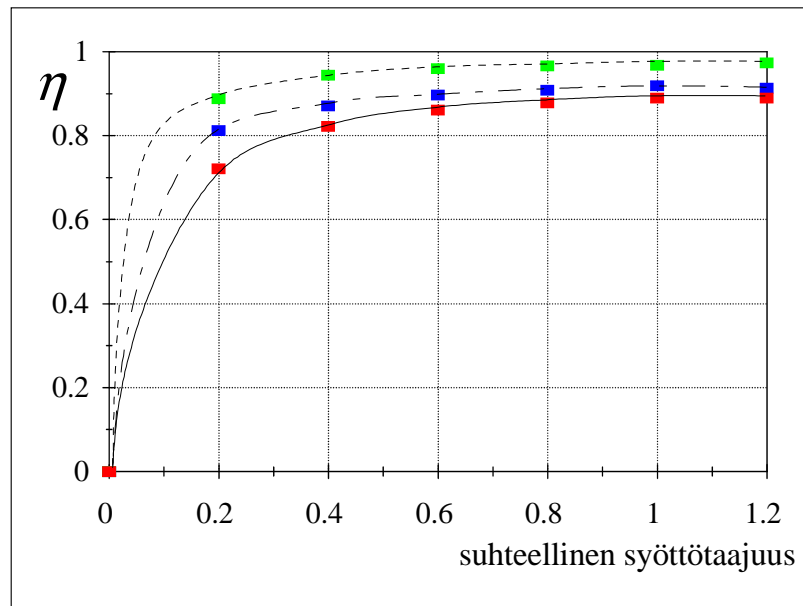
Kuva 11.17 Sähkömoottori-käytön hyötysuhde moottorin 1.2-kertaisella nimellisvääntömomentilla, kun ACS 501 invertterin kytkentätaajuus on 1 kHz. Nimellistaajuus on 50 Hz /7/.



Kuva 11.18 Sähkömoottori-käytön hyötysuhde moottorin 0.75-kertaisella nimellisvääntömomentilla, kun ACS501 invertterin kytkentätaajuus on 1 kHz. Nimellistaajuus on 50 Hz /7/.

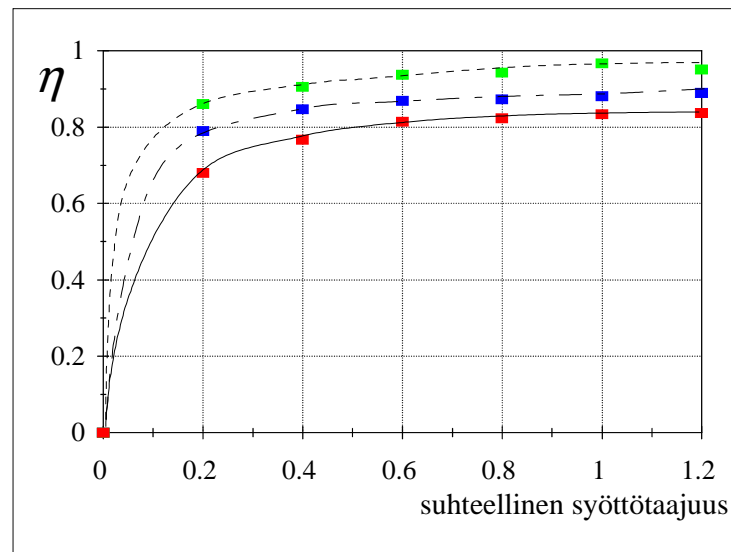


Kuva 11.19  
Sähkömoottorikäytön  
hyötysuhde moottorin 0.5-  
kertaisella nimellisvääntömo-  
mentilla, kun SAMI GS invert-  
terin kytkentätaajuus on 1  
kHz. Nimellistaajuus on 50 Hz  
/7/.



---- invertteri  
- - - moottori  
— koko käyttö

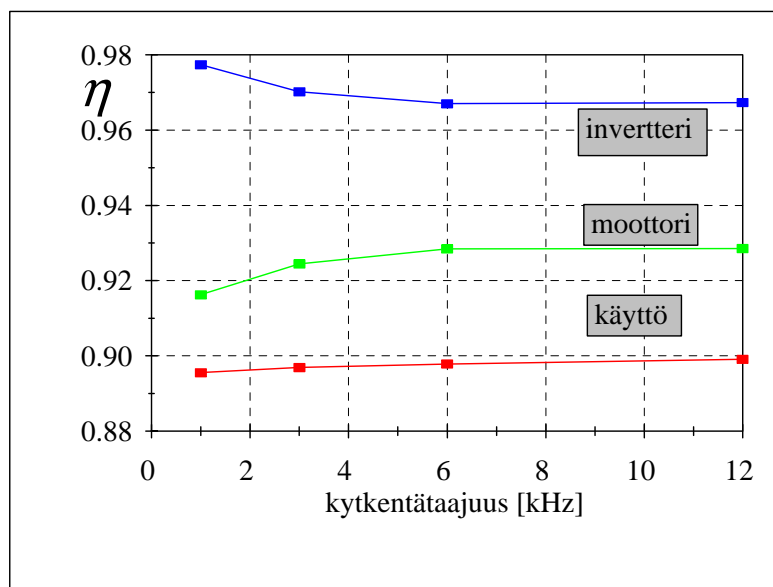
Kuva 11.20  
Sähkömoottorikäytön  
hyötysuhde moottorin 0.25-  
kertaisella nimellisvään-  
tömomentilla, kun SAMI GS  
invertterin kytkentätaajuus on  
1 kHz. Nimellistaajuus on 50  
Hz /7/.



---- invertteri  
- - - moottori  
— koko käyttö

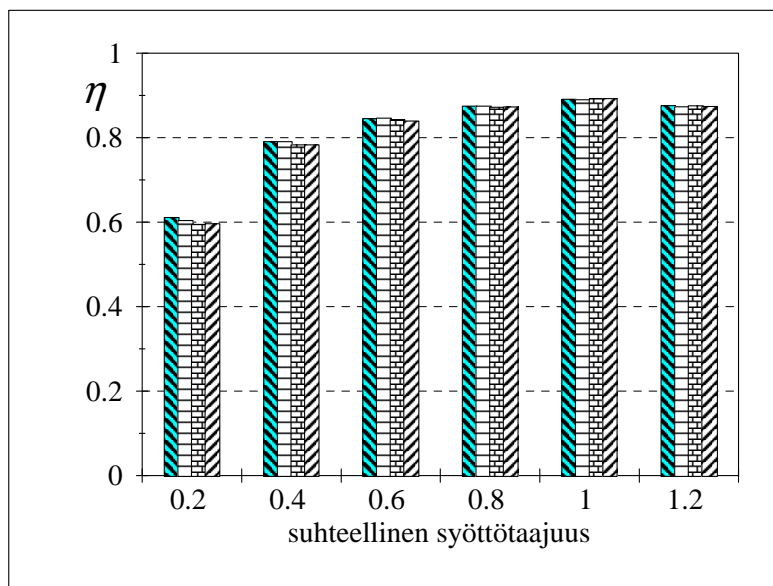
Koska invertterin kytkentätaajuudella on merkitystä sekä moottorin ja invertterin hyötysuhteen kanalta, esitellään kuvassa 11.21 invertterin ja moottorin sekä koko käytön hyötysuhdemuutokset invertterin kytkentätaajuuden funktiona. Kuvasta havaitaan, että kytkentätaajuuden kasvaessa invertterin hyötysuhde heikkenee ja moottorin hyötysuhde paranee. Invertterin hyötysuhteen heikkeneminen johtuu selvästi kytkentähäviöiden kasvusta. Esimerkkitapauksessa moottorin häviöt pienenevät kytkentätaajuuden kasvaessa taajuusmuuttajan häviöiden kasvua voimakkaammin ja näin koko käytön hyötysuhde paranee kytkentätaajuuden noustessa.

Kuva 11.21 Kytentätaajuuden vaikutus invertterikäytön hyötysuhteeseen 75 % vääntömomentilla ja nimellisyöttötaajuudella 50 Hz. 12 kHz on kyseisen taajuusmuuttajan maksimikytentätaajuus. Sitä käyttämällä saadaan moottorivirta lähes sinimuotoiseksi ja moottorin hyötysuhde lähes yhtä korkeaksi kuin sinimuotoisella verkkojännitteellä toimittaessa. Mittaus on suoritettu moottorin korkeimman hyötysuhteen kohdalla i. noin 75 % teholla nimellistaajuudella. Kuvan informaatiota voidaan soveltaa suurta kytentätaajuutta soveltaviin IGBT inverttereihin [7].



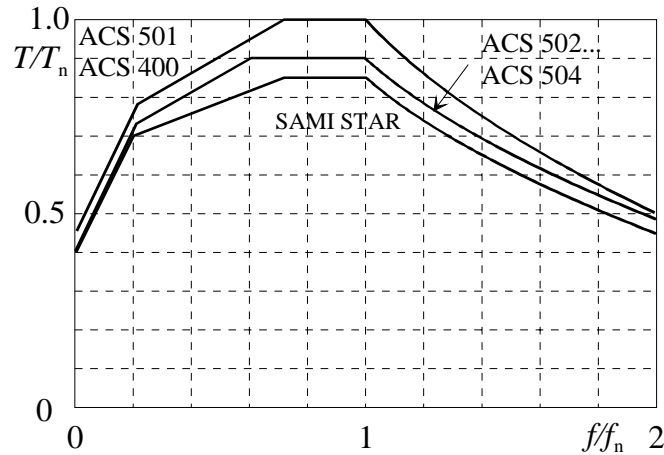
Kuvaan 11.22 on vielä koottu koneikon kokonaisyötysuhteet syöttötaajuuden funktiona kytentätaajuus parametrina, kun moottorin annetaan käydä nimellisvääntömomentillaan. Kuvan perusteella havaitaan, että käytön hyötysuhde ei ole juuri riippuvainen taajuusmuuttajan päteasteen kytentätaajuudesta. Esimerkkitapauksessa invertterin ja moottorin häviöiden muutokset lähes kompensoivat toisensa. Yleisesti voidaan todeta, että PWM-invertterin ja oikosulkumoottorin muodostama kokonaisuus toimii varsin korkealla hyötysuhteella eri taajuus- ja vääntömomenttialueilla.

Kuva 11.22 Esimerkkisähkökäytön hyötysuhde syöttötaajuuden funktiona nimellisvääntömomentilla invertterin kytentätaajuus parametrina. Pylväät ovat järjestyksessä 1 kHz, 3 kHz, 6 kHz, 12 kHz.. Havaitaan, ettei kytentätaajuudella ole kovin suurta merkitystä koko käytön hyötysuhteelle tässä tapauksessa. Sähkökoneen hyötysuhteen parantuessa kytentätaajuuden noustessa taajuusmuuttajan hyötysuhde huononee vastaavasti suuren kytentätaajuuden johdosta. Yleisesti voidaan sanoa, että noin 3 kHz:n kytentätaajuus riittää varsin hyvin saattamaan moottorivirran niin lähelle sinimuotoa, että koneen häviöt eivät enää juuri pienene kytentätaajuuden noustessa [7].



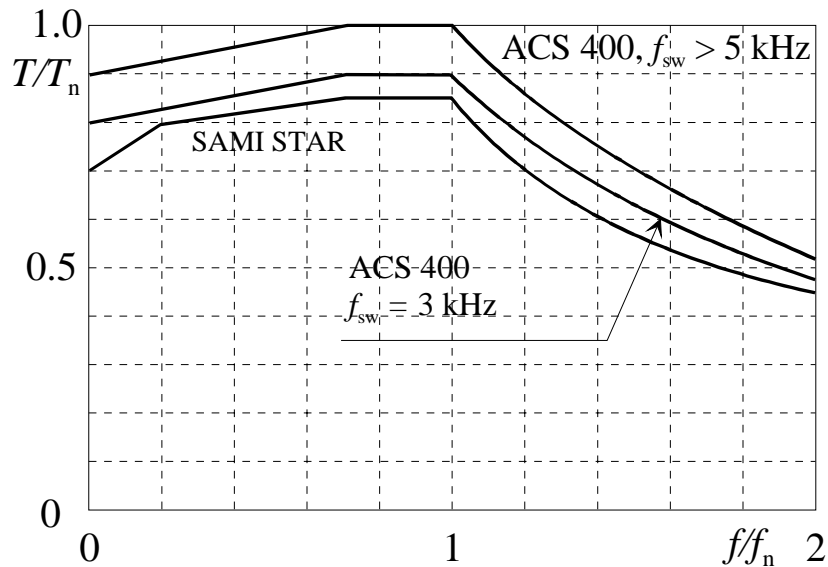
Oikosulkumoottorin hyötysuhde alkaa pudota taajuuden laskiessa. Mikäli koneen vääntömomenttia pidetään vakiona nopeuden laskiessa tuottaa kone koko ajan toimiessaan lähes vakioämpöhäviön. Mikäli kone on itsetuuletin, heikkenee koneen jäähtytys ratkaisevasti nopeuden pudotessa. Tämän johdosta ei konetta ole mahdollista kuormittaa jatkuvasti nimellisellä vakiovääntömomentillaan, jos koneen nopeus on selvästi alle nimellisen. Kuva 11.23 havainnollistaa tätä tilannetta.





Kuva 11.23. Moottorin kuormitettavuus eri invertterityypeillä /9/. Suurta kytkentätaajuutta soveltavissa taajuusmuuttajissa voidaan nimellinopeuden kohdalla käyttää jopa nimellistä vääntömomenttia koneen kuumenematta liikaa. Ylintä käyrää saa käyttää ACS 501- ja ACS 400 sekä ACS 300-taajuusmuuttajien kanssa käytettäessä yli 5 kHz:n kytkentätaajuutta. Keskimäinen käyrä koskee ACS 502 ... 504-taajuusmuuttajia käytettäessä 3 kHz:n kytkentätaajuutta. Tätä käyrää on sovellettava myös ACS 300-, ACS 400- ja ACS 500-taajuusmuuttajille käytettäessä matalia kytkentätaajuuksia. ACS 600 DTC taajuudenmuuttajan soveltama optimikytkentä tuottaa kauniin virran käyrämuodon keskimäärin 3 kHz:n kytkentätaajuudella, joten ylintä käyrää voidaan noudattaa. Vanhan SAMI STARin kytkentätaajuus on niin alhainen, että moottorin virtaa on selvästi rajoitettava. Nimellinopeutta suuremmilla nopeuksilla vääntömomenttia ei enää rajoita koneen jäähdytys, vaan jännitteen puute. Koska nimellinopeudella tarvitaan jo koko välipiirin jännite käyttöön, ei sitä suuremmilla nopeuksilla ole mahdollista ylläpitää koneen vuota, vaan joudutaan kentänheikennykseen. Koska vääntömomentti syntyy vuon ja virran ristitulon perusteella ja vuon itseisarvo pienenee, vääntömomentti pienenee.

Kuvassa 11.24 on arvio vierastuuletteisen täysin suljetun oikosulkumoottorin kuormitettavuudesta vastaavissa olosuhteissa.



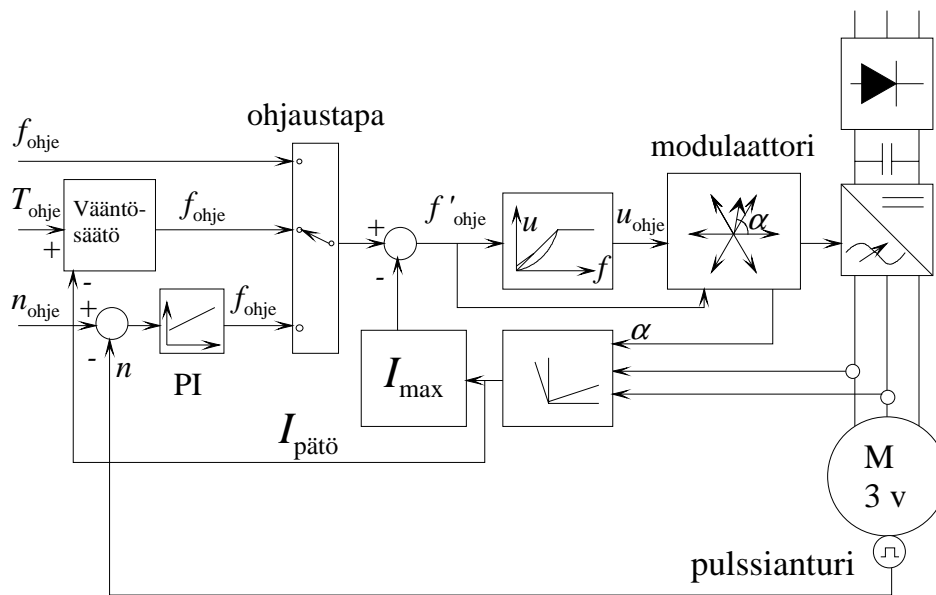
Kuva 11.24 Vierastuuletteisen täysin suljetun oikosulkumoottorin kuormitettavuus taajuusmuuttajasyötössä /9/. Moottorin ulkoinen jäähdytys toimii nyt hyvin, mutta moottorin lämmönsiirto heikkenee, koska sisäinen puhallin on riippuvainen koneen pyörimisnopeudesta. Kytkentätaajuuden vaikutus on selkeästi havaittavissa. SAMI STAR soveltaa tyypillisesti alle 1 kHz:n kytkentätaajuutta, joten moottorivirta poikkeaa jo selvästi sinimuodosta.

## 11.9 Oikosulkumoottorin säätötavat

Oikosulkumoottorin säätötapoja ovat skalaarisäätö, vektorisäätö ja suora vääntömomenttisäätö. Luettelo etenee kronologisessa järjestyksessä. Varhaisimmat taajuudenmuuttajat oli toteutettu skalaarisäätöperiaatteella. Blaschke esitteli kiertokentäkoneitten vektorisäätöidean 1970-luvun alussa ja vektorisäätö alkoi yleistyä 1980-luvulla. 1986 esiteltiin suora käämivuonsäätö ja sittemmin suora vääntömomenttisäätö, kun ABB toi markkinoille DTC-taajuudenmuuttajansa 1994.

### 11.9.1 Skalaarisäätö

Skalaarisäätö perustuu lähinnä moottorin staattisen tilan tuntemiseen. Skalaarisäätö on perusluonteeltaan taajuussäätö. Ohjaussuureina on moottorin taajuus, jännite ja niiden korjaukset virtamittauksilla. Skalaarisäätöisen taajuusmuuttajan ohjauksen peruskytkentä on esitetty kuvassa 11.25.



Kuva 11.25 Skalaarisäätöisen taajuudenmuuttajan ohjauksen peruskytkentä.

Skalaarisäätöisen taajuudenmuuttajan ulkoa saama ohje on joko taajuus-, vääntömomentti- tai pyörimisnopeusohje. Taajuusohje syötetään suoraan jänniteohjearvolohkon kautta modulaattorille. Vääntömomenttiohje sensijaan syötetään vääntömomentin säätimeen, joka tavallisesti on PI-tyyppinen. Myös pyörimisnopeussäätöä varten taajuudenmuuttajat sisältävät yleensä digitaalisesti toteutetun PI-säätimen. Taajuusohje  $f_{ohje}$  saattaisi aiheuttaa toteutettuna invertterin ylivirran, joten tätä varten taajuusohjetta rajoitetaan virran maksimiarvoa tarkkailevalla loholla.

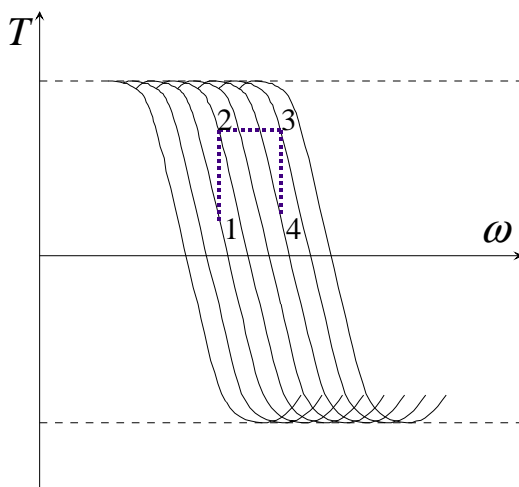
Jännitteen ohjearvolohko sisältää joko induktiolaista suoraan saatavan  $u/f$ -vakiosuhteen generoinnin, neliöllisen jännitekäyrän tai  $IR$ -kompensoidun jänniteohjearvokäyrän. Suurta vääntömomenttia pienillä nopeuksilla vaativassa käytössä sovelletaan  $IR$ -kompensointia, joka ottaa huomioon invertterin ja moottorin resistiiviset jännitehäviöt ja kohottaa koneen napajännitettä pienillä nopeuksilla koneen käämivuon pitämiseksi nimellisarvossaan. Hieman tätä kevyemmällä käytöllä voidaan käyttää vakiosuhdetta jännitteelle ja taajuudelle. Puhallinkäytöissä voidaan energiansäästömielessä pudottaa moottorijännitettä pienillä taajuuksilla ja käyttää neliöllistä jännitekäyrää.

Taajuudenmuuttajan modulaattori on usein sini-kolmiovertailua digitaalisesti toteuttava yksikkö, joka muodostaa ohjeet invertterin vaihtokytkimille. Modulaattori tarvitsee ohjeikseen taajuuden ja amplitudin modulointiasteen, joka vastaa toivottua jännitettä. Nykyaikaisten skalaari-inverttereitten modulaattorit toteuttavat epäsynkronista pulssileveysmodulaatiota. Perinteiset tyristori-invertterit käyttivät synkronista modulointitekniikkaa. Joissain tapauksissa jänniteohjeeseen on lisätty kolmatta harmonista jännitteen tehollisarvon kohottamiseksi.

Skalaarisäätö pystyy toteuttamaan vääntömomenttisäätöä arvioimalla moottorin pätövirtaa. Kun modulaattori tuottaa jännitevektoreita, voidaan niille laskea eräänlaista hetkellistä keskiarvoa ja arvioida siten jännitevektorin tarkkaa sijaintia  $\alpha$ . Mitatuista vaihevirroista on helppo muodostaa virtavektori. Nyt saadaan virran ja jännitteen välinen kulma lasketuksi. Taajuudenmuuttajan pätövirta on verrannollinen moottorin kehittämään vääntömomenttiin, joten pätövirran avulla saadaan vääntömomentin oloarvolle estimaatti. Skalaarisäätö pystyy siis arvioimaan moottorin vääntömomenttia, mutta varsinaista moottorimallia skalaarisäätö ei sisällä. Skalaarisäätö ei pysty reagoimaan nopeisiin vääntömomenttiaskeleisiin tarkasti, vaan käyttö siirtyy vähitellen uuteen toimintatilaan. Tyypillisesti asettumisaika voi olla satoja millisekunteja.

Usein skalaarisäätöinvertterit sisältävät ns. jättämänkompensoinnin. Siinä kohotetaan taajuusohjetta moottorin pätövirtaan verrannollisesti. Näin saadaan skalaarisäätöinen käyttö pyörimään likimäärin vakionopeudella kuormituksesta riippumatta. Ohjauselektronikalle on kerrottava moottorin kilpiarvot ja niistä laskettu nimellisjättämä, joiden avulla jättämänkompensointi voidaan suorittaa.

Yksinkertaisimmassa  $U/f$ -nopeussäätömenetelmässä ei ole takaisinkytkentää. Varsinkin kentänheikennyksessä toimittaessa taajuuden ohjearvon askelmainen kasvattaminen voi johtaa siihen, että jättämä ylittää kippivääntömomenttia vastaavan arvon, ja moottori joutuu epästabiilille alueelle. Samanlainen epästabiili tilanne voi syntyä ohjearvon laskiessa askelmaisesti. Siksi on tärkeää, että sekä kiihdytyksen että jarrutuksen aikana kulmanopeuden ohjearvo seuraa mekaanista nopeutta, jolloin jättämä ei pääse kasvamaan yli kippivääntömomentin. Kuvassa 11.26 on esitetty pyörimisnopeuden stabiili kasvattaminen skalaarisäädössä. Kun säätöjärjestelmä saa porrasmaisen pyörimisnopeuden ohjearvon muutoksen ja nostaa taajuusohjetta, kasvaa jättämä kunnes staattorivirta saavuttaa asetetun raja-arvon. Tätä kuvaa väli 1–2 vääntömomentti–kulmanopeus-käyrästä. Tämän jälkeen taajuutta nostetaan virranrajoituksen alaisena vakiovääntömomenttialueella (2–3). Tämän jälkeen staattorivirta laskee, kunnes saavutetaan uusi jatkuvan tilan piste 4.



Kuva 11.26 Pyörimisnopeuden stabiili kasvattaminen skalaarisäädössä toimintapisteestä 1 toimintapisteeseen 4. Kuvassa on esitettynä epätahtikoneen staattisia vääntömomenttikäyriä eri syöttötaajuuksilla.



Yksinkertaistetulla kuvaan liitetyllä vektoritarkastelulla on helppo osoittaa, että likimäärin kippi-vääntömomentti epätahtikoneella saavutetaan kuvan 11.27 kaltaisessa tilanteessa staattori- ja roottorikäännevuon ollessa noin  $45^\circ$ :een kulmassa. Olettamalla staattori- ja roottorihajaannus samansuuruisiksi ja magnetointivirta merkityksettömäksi saadaan kuvan 11.27 likimäärin suorakulmainen käännevuokolmio. Koska epätahtikoneen vääntömomentti on verrannollinen ristituloon  $\boldsymbol{\psi}_s \times \boldsymbol{\psi}_r$  kuten aiemmin osoitettiin, on helppo havaita, että esitetyillä reunaehdoilla suurin vääntömomentti saavutettaisiin teoriassa, kun nämä käännevuot olisivat kohtisuorassa toisiaan vastaan. Tämä tilanne ei kuitenkaan ole mahdollinen, kuten kuvasta 11.27 havaitaan. Jos tehokerroinkulma  $\varphi$  kasvaa liiaksi, alkavat ilmavälikäännevuot ja roottorikäännevuot pienentyä, ja vääntömomentti alkaa pienetä.

Kentänheikennys on epätahtikoneen kannalta mielenkiintoinen toiminta-alue, sillä mekaanisen rakenteensa puolesta kone soveltuu normaalisti käytettäväksi ainakin kaksinkertaisella nimellisnopeudellaan. Koneen vääntömomentintuottokykyä on kuitenkin tarkasteltava huolellisesti kentänheikennyksessä, kuten edellä oleva tarkastelu osoittaa. Kuvat 11.28 ja 11.29 esittävät epätahtikoneen käyttäytymistä eri nopeuksilla. Toiminta-alueet voidaan jakaa vakiovääntömomentti-, vakio- ja suurnopeusalueisiin. Vakiovääntömomenttialueella koneen ilmavälivuot pidetään vakiona ja kone kykenee tuottamaan vakiojättämättaajuudella  $f_{\text{slip}}$  vakiovääntömomentin. Suhteellinen jättämä pienenee nopeuden kasvaessa. Kentänheikennyksessä napajännitteen ja kulmataajuuden suhde  $U_s/\omega$  pienenee ja siten vuon on pienennettävä myös. Vakio- ja suurnopeusalueella koneen vääntömomentti pienenee siis kääntäen verrannollisesti taajuuteen, koska ilmavälivuota on pienennettävä likimäärin kääntäen verrannollisesti taajuuteen.

Tarkastellaan seuraavassa suurnopeusaluetta. Koneen vääntömomentti voidaan esittää roottorivirran ja ilmavälikäännevuon avulla, jotka ovat valmiiksi kohtisuorassa toisiaan vastaan

$$|\mathbf{T}_e| = \left| \frac{3}{2} p \boldsymbol{\psi}_m \times \mathbf{i}_r \right| \cong \psi_m i_r. \quad (11.8)$$

Roottoriin indusoituva sähkömotorinen voima on

$$E_r = k_E \psi_m f_{\text{slip}}. \quad (11.9)$$

ja tämä smv saa roottorissa aikaan virran

$$\bar{I}_r = \frac{\bar{E}_r}{R_r + j\omega_{\text{slip}} L_{r\sigma}} \approx \frac{k_E \psi_m f_{\text{slip}}}{R_r} \cong \psi_m f_{\text{slip}}. \quad (11.10)$$

Yhdistämällä (11.8):n ja (11.9):n saamme

$$T_e \cong \psi_m^2 f_{\text{slip}}. \quad (11.11)$$

Jos oletetaan, että  $U_s \approx \omega \psi_m$  saadaan (11.11):stä

$$T_e \cong \frac{U_s^2}{\omega^2} f_{\text{slip}}. \quad (11.12)$$

Kentänheikennyksessä vakioehtoalueella roottorin virran on oltava nimellinen, kuten kuvasta havaitaan. Tämä vastaa suhteellista vakiojättämää, mikä voidaan osoittaa yhtälön (11.10), tiedon

$$\psi_m \approx \frac{U_s}{\omega} \text{ ja jättämätajuuden määritelmän } f_{\text{slip}} = sf \text{ avulla}$$

$$I_r \cong U_s s = \text{vakio} . \quad (11.13)$$

Koska syöttötaajuus on vakio, on suhteellinen jättämäkin vakio vakioehtoalueella. Varsinainen jättämätajuus siis kasvaa syöttötaajuuden  $f$  kasvaessa  $f_{\text{slip}} = sf$ . Kun  $U_s$  ja  $f_{\text{slip}}/f$  pysyvät vakioina vakioehtoalueella ja käännevuon itseisarvo pienenee kääntäen verrannollisesti taajuuteen, saadaan helposti määritetyksi maksimivääntömomentille vakioehtoalueella

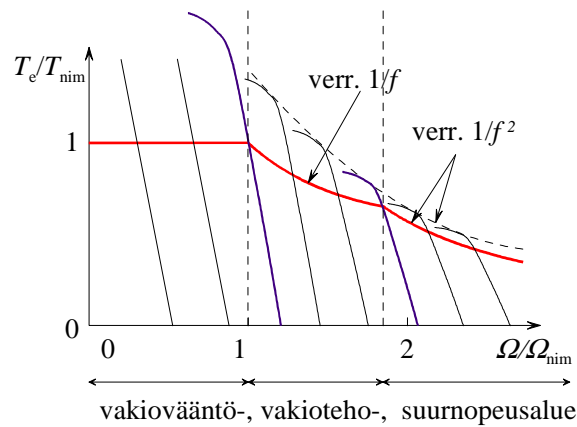
$$T_{e \text{ max}} = \frac{f_{\text{nim}}}{f} T_{\text{nim}} . \quad (11.14)$$

Käytännössä moottori voi tuottaa vakioehtoalueella nimellistehoaan suuremman tehon, sillä magneetointivirran ja ilmvälivuon pienentyessä entistä suurempi osa virrasta voidaan käyttää vääntömomentin tuottamiseen. Ilmvälivuon pieneneminen pienentää rautahäviöitä ja suuresta nopeudesta seuraava jäähdytyksen parantaminen auttaa tilannetta vielä lisää.

Kun napajännite on vakio kentänheikennyksessä, pienenee koneen ilmvälikäännevuon jatkuvasti koneen nopeuden noustessa. Riippuen koneen rakenteesta - tyypillisesti suhteellisilla nopeuksilla 1.5 ... 2 - ilmvälikäännevuon on pienentynyt niin paljon, että moottori lähestyy kippivääntömomenttiansa, kuten kuvassa 11.29 on esitetty. Jos nopeutta vielä nostetaan, kippitilanteeseen nähden on jätettävä hieman varaa ja koneen vääntömomenttia on pienennettävä entisestään - olemme siirtyneet suurnopeusalueelle. Tällä alueella roottorin jättämätajuutta ei voida suurentaa ja vääntömomenttimaksimi käyttäytyy kääntäen verrannollisesti syöttötaajuuden neliöön.

$$T_{e \text{ max}} \cong \frac{1}{f^2} . \quad (11.15)$$

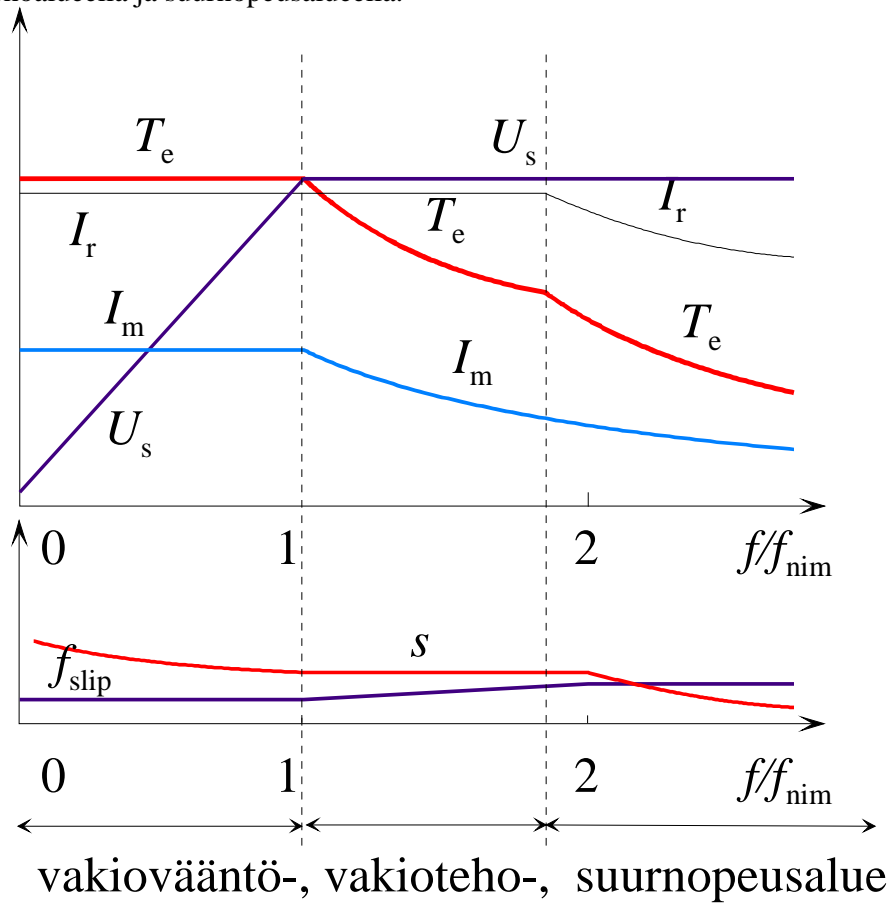
Sekä moottorin virta että sen vääntömomentti pienenevät edettäessä suurnopeusalueelle, sillä moottorin terminen kuormitettavuus ei rajoita käyttöä vaan sen kippivääntömomentti.



Kuva 11.28 Vääntömomentti roottorin pyörimisnopeuden  $\Omega$  funktiona.

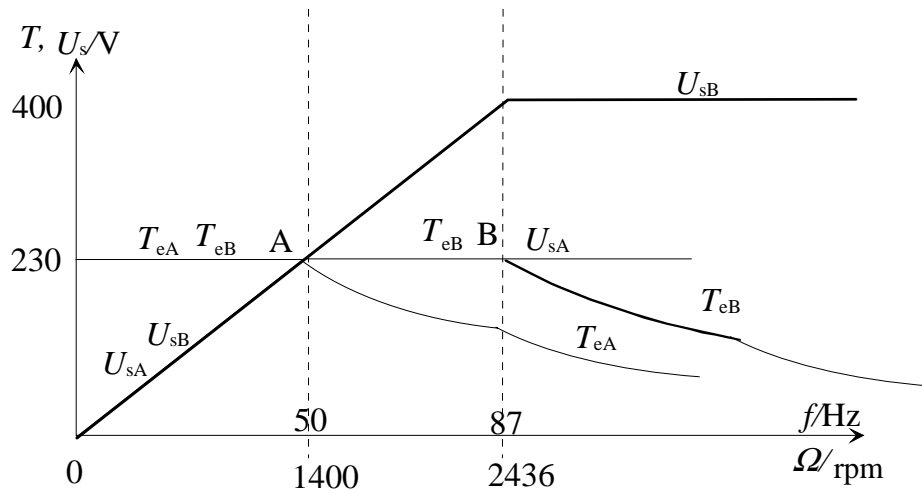
Epätahtikoneen kippivääntömomentin nopea pieneneminen johtuu jättämätajuuden kasvamisesta ja roottorin muuttumisesta yhä induktiivisemmaksi kentänheikennyksen yhteydessä. Kuvassa 11.29

ovat esitettyinä epätahtikoneen jännite  $U_s$ , staattorivirta  $I_s$ , roottorivirta  $I_r$ , magnetointivirta  $I_m$  ja vääntömomentti  $T_e$  roottorin pyörimisnopeuden  $\Omega$  funktiona normaalikäytössä, kentänheikennyksessä vakioitehoalueella ja suurnopeusalueella.



Kuva 11.29 Epätahtikoneen karakteristikat normaalikäytössä eli vakiovääntömomenttialueella, kentänheikennyksessä eli vakioitehoalueella ja suurnopeusalueella. Ylemmässä kuvassa on jännite  $U_s$ , staattorivirta  $I_s$ , roottorivirta  $I_r$  ja vääntömomentti  $T_e$  sekä alemmassa kuvassa jättämä  $s$  ja jättämätaajuus  $f_{\text{slip}}$  roottorin pyörimisnopeuden  $\Omega$  funktiona.

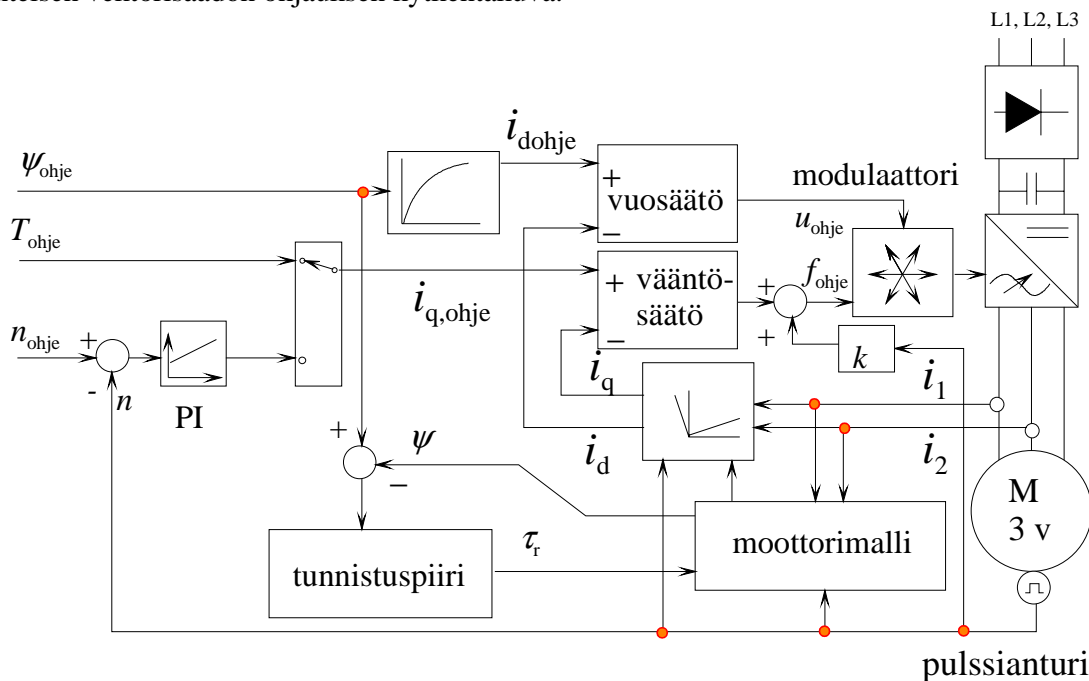
Joskus moottoreiden jännitteen eristystaso on sellainen, että moottorille ilmoitettu nimellisjännite voidaan ylittää taajuutta nostettaessa. Näin mahdollistetaan moottorin ajaminen taajuusmuuttajakäytössä nimellisjännitettä ja -pyörimisnopeutta suuremmilla arvoilla. Jos kone on käännetty 230/400 V:n, 50 Hz:n jännitteelle D/Y kytkennöin, voidaan sitä ajaa kolmiokytkennässä 87 Hz:n taajuudella 400 V:n jännitteellä nimellisilmavälivuolla, joten teho kasvaa siis suhteessa  $\sqrt{3}$ :1. Tällaiseen menettelyyn on kyllä normaalisti saatava valmistajan suostumus. Kuvassa 11.30 on esitetty moottorin toimintapiste A moottorin nimellisarvoilla: nimellisjännite 230 V, taajuus 50 Hz ja pyörimisnopeus 1400 rpm. Toimintapisteessä B moottoria ajetaan 1,74-kertaisella jännitteellä 400 V ja taajuudella 87 Hz. Muuttamalla moottorin jännite- ja taajuusarvot suuremmiksi välillä 50 ... 87 Hz (toimintapiste B) saadaan vakiovääntömomenttialue alkuperäistä laajemmaksi. Vääntömomentin tuottokyky pysyy stabiilina aina pyörimisnopeuteen 2436 rpm saakka. /3/



Kuva 11.30 Oikosulkumoottorin jännite ja taajuus nimellisarvoilla (toimintapiste A) sekä 1,74 kertaisilla arvoilla (toimintapiste B). Käyttämällä pisteen B jännite- ja taajuusarvoja saadaan moottorille alkuperäistä laajempi vakiovääntömomenttialue. Taajuudenmuuttajasta tarvitaan toki vastaavasti suurempi virta kuin alkuperäisessä 50 Hz:n 400 V:n käytössä

### 11.9.3 Vektorisäätö

Vektorisäätö on oikosulkumoottorin magneettikenttäorientoitunut säätö. Perusluonteeltaan vektorisäätö on vääntömomenttisäätö, jolle pyörimisnopeussäätö antaa ohjearvon. Laskennassa käytetään epätahtikoneen kaksiakselimallia siten, että mitattu virta jaetaan pitkittäiseen ja poikittaiseen virtakomponenttiin. Virran pitkittäiskomponentti  $i_d$  tuottaa koneen magnetointitilan ja siitä saadaan käämivuon oloarvo. Virran toinen komponentti eli poikittaiskomponentti  $i_q$  tuottaa koneen vääntömomentin ja siitä saadaan vääntömomentin oloarvo. Kuvassa 11.31 on esitetty perinteisen vektorisäädön ohjauksen kytkentäkuva.



Kuva 11.31 Perinteisen vektorisäädön ohjauksen kytkentäkuva. /2/

Kuvasta 11.32 nähdään, että vektorisäätö sisältää myös moottorimallin. Moottorimalli perustuu moottorin kaksiakselimallin sijaiskytkentään, joka voi olla kiinnitetty esimerkiksi roottorikämmi-vookoordinaatistoon. Tarvittavat ohjaussuureet lasketaan tämän moottorimallin ja takaisinkytkentö-



jen avulla. Identifiointilohkossa lasketaan roottorin aikavakiota  $\tau_r$ , joka on tärkeä moottorin dynaamisen tilan hallinnassa. Vektorisäätö pitää moottorin sähkömagneettisen tilan huomattavasti paremmin hallinnassa kuin skalaarisäätö.

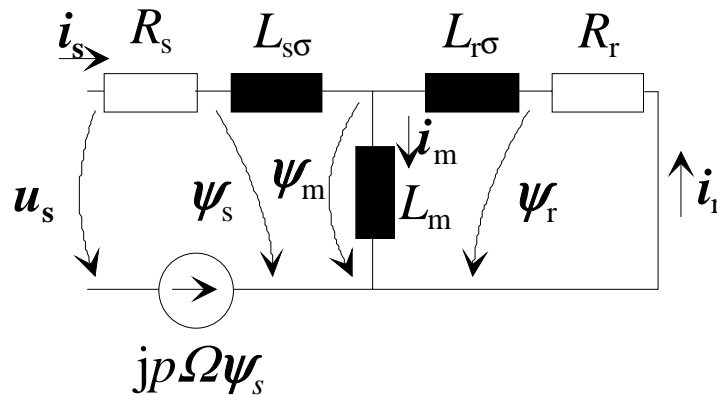
Hyviä vaihtoehtoja epätahtikoneen vektorisäädön toteuttamiseksi ovat staattorikoordinaatisto ( $\omega_g = 0$ ), roottorikoordinaatisto ( $\omega_g = p\Omega$ ) tai jokin käämivuokoordinaatisto. Kerrataan epätahtikoneen avaruusvektoriteorian mukaiset käämivuoyhtälöt

$$\psi_s = L_s i_s + L_m i_r = L_{s\sigma} i_s + \psi_m. \quad (11.16)$$

$$\psi_r = L_r i_r + L_m i_s = L_{r\sigma} i_r + \psi_m. \quad (11.17)$$

$$\psi_m = L_m (i_s + i_r) = L_m i_m. \quad (11.18)$$

Kaikki käämivuot riippuvat sekä staattori että roottorivirrasta. Roottorivirta muodostaa oikosulkukoneessa ongelman, sillä sen mittaaminen on käytännössä mahdotonta. Vektorisäädön toteuttamiseksi jokin käämivoista on estimoitava mitattavien suureitten avulla. Tarkastellaan tässä perinteistä vektorisäädössä käytettyä menetelmää. Epätahtikone esitetään roottorikoordinaatistossa, kuva 11.32.



Kuva 11.32 Oikosulkukoneen avaruusvektoriteorian mukainen sijaiskytkentä roottorikoordinaatistossa.

Yhtälöstä (7.2) saadaan roottorikoordinaatistossa muoto

$$R_r i_r = -\frac{d\psi_r}{dt}. \quad (11.19)$$

Ratkaistaan roottorivirta yhtälöstä (11.17)

$$i_r = \frac{\psi_r - L_m i_s}{L_r}. \quad (11.20)$$

Jolloin saadaan sijoittamalla

$$\frac{d\psi_r}{dt} = \frac{R_r}{L_r} \psi_r + \frac{R_r}{L_r} L_m i_s. \quad (11.21)$$

otetaan käyttöön roottorin tyhjäkäyntiaikavakio

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad (11.22)$$

jota nimitetään myös usein yksinkertaisesti roottoriaikavakioksi. Nyt (11.21) saadaan muotoon

$$\tau_r \frac{d\psi_r}{dt} + \psi_r = L_m i_s. \quad (11.23)$$

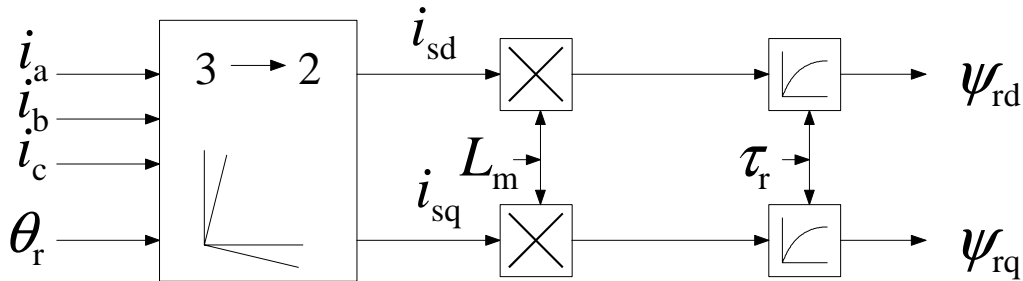
Siirrytään Laplace-tasoon

$$\tau_r s \psi_r(s) + \psi_r(s) = L_m i_s, \quad (11.24)$$

josta ratkaistaan roottorikäänivuo

$$\psi_r(s) = \frac{L_m i_s}{1 + \tau_r s}, \quad (11.25)$$

Tämä vastaa ensimmäisen kertaluvun alipäästösuodatinta, joten roottorikäänivuo löydetään suodattamalla magnetointi-induktanssilla kerrottua staattorivirtaa. Estimointi suoritetaan käytännössä siirtämällä mitattu staattorivirtavektori roottorikoordinaatistoon, kertomalla magnetointi-induktanssilla ja suodattamalla tulos roottoriaikavakion mukaisella alipäästösuotimella, kuva 11.33



Kuva 11.33 Roottorikäänivuon estimointi roottorikoordinaatistossa.

Koska roottori on magneettisesti symmetrinen, ei absoluuttista roottorikulmatietoa tarvita, suhteellinen tieto riittää. Siten pulssianturi soveltuu hyvin tähän tehtävään.

Esitetty menetelmä sisältää ongelmia, sillä yksikään esillä olleista koneparametreista ei pysy vakiona. Roottoriresistanssi muuttuu virranahdon ja lämpötilan funktiona ja magneettinen kyllästys vaikuttaa magnetointi-induktanssiin. Koneelle olisi siis laadittava kyllästysmalli ja roottorin lämpötilan estimaattori. Väjäntömomentti saadaan lasketuksi sijoittamalla roottorivirran lauseke (11.20) käänivuon lausekkeeseen (11.16)

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_s \times i_s = \frac{3}{2} p \left( L_s i_s + \frac{L_m}{L_r} (\psi_r - L_m i_s) \right) \times i_s = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \psi_r \times i_s \quad (11.26)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (11.27)$$

Tunnettaessa koneen parametrit säädön oloarvot saadaan siis estimoiduksi. Koska kone on yleensä jännitesyöttöinen, on seuraavaksi määritettävä, miten jännitesäätö tehdään roottorivuo-orientoituneen virtavektorisäädön toteuttamiseksi. Roottorikäämivuooperustaisessa järjestelmässä voidaan edullisesti siirtyä tarkastelemaan koneen yhtälöitä roottorikäämivuokoordinaatistossa  $\psi_r, T$ . Muunnoksessa roottorikoordinaatistosta roottorikäämivuokoordinaatistoon tarvittavat trigonometriset funktiot saadaan aiemmin tunnetuista suureista

$$\sin \theta_{\psi d} = \frac{\psi_{rq}}{\sqrt{\psi_{rd}^2 + \psi_{rq}^2}} = \frac{\psi_{rq}}{\psi_r}, \quad \cos \theta_{\psi d} = \frac{\psi_{rd}}{\psi_r}. \quad (11.28)$$

Vääntömomentti voidaan edelleen lausua ristikenttäperiaatteella

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_e &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \boldsymbol{\psi}_r \times \mathbf{i}_s, \\ T_e &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{r\psi} i_{sT} - \psi_{rT} i_{s\psi}) = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \psi_{r\psi} i_{sT}. \end{aligned} \quad (11.29)$$

Yksinkertainen lopputulos johtuu siitä, että roottorikäämivuokoordinaatistossa ei roottorivuolla ole poikittaista komponenttia. Vääntömomentin säätö tapahtuu staattorivirran roottorikäämivuota vastaan kohtisuoralla komponentilla  $i_{sT}$ . Sen ohjearvo saadaan suoraan yhtälöstä (11.25). Käämivuo-ohjaus ei ole aivan näin suoraviivaista. Kirjoitetaan roottorin jänniteyhtälö (7.2) roottorikäämivuokoordinaatistoon komponentteittain

$$\begin{aligned} u_{r\psi} = 0 &= R_r i_{r\psi} + \frac{d\psi_{r\psi}}{dt} - (\omega_{\psi r} - p\Omega) \psi_{rT} \\ u_{rT} = 0 &= R_r i_{rT} + \frac{d\psi_{rT}}{dt} - (\omega_{\psi r} - p\Omega) \psi_{r\psi} \end{aligned} \quad (11.30)$$

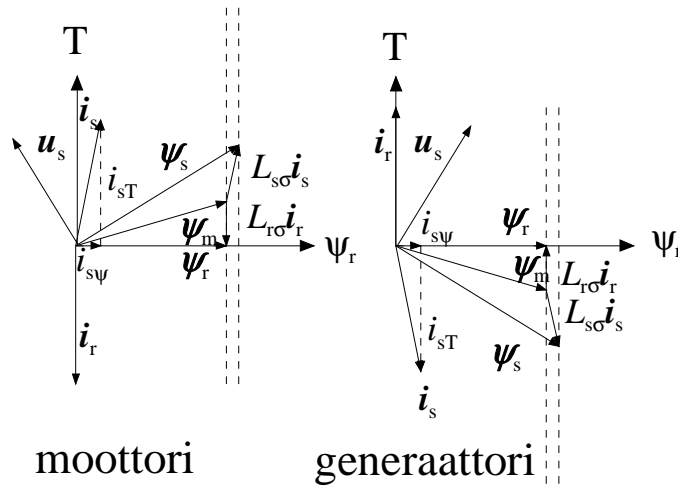
Roottorikäämivuokoordinaatistossa tulos sievenee vielä hieman muotoon

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{r\psi} + \frac{d\psi_{r\psi}}{dt} \\ 0 &= R_r i_{rT} + (\omega_{\psi r} - p\Omega) \psi_{r\psi} \end{aligned} \quad (11.31)$$

Yhtälöstä (11.31) saadaan yhtälön (11.23) kaltaisesti

$$\tau_r \frac{d\psi_{r\psi}}{dt} + \psi_{r\psi} = L_m i_{s\psi}. \quad (11.32)$$

Roottorikäämivuo itseisarvo seuraa staattorivirran roottorikäämivuo suuntaista komponenttia  $i_{s\psi}$  roottorin tyhjäkäyntiaikavakiolla, joka koneen koosta riippuen vaihtelee tyypillisesti välillä 0.15 ... 1.5 s. Käämivuo pysyy vakiona pitämällä staattorivirran komponentti  $i_{s\psi}$  vakiona. Kentänheikenyksessä toimittaessa täytyy yhtälön (11.32) differentiaalitermi ottaa huomioon nopeuden muuttuessa nopeasti. Kun roottorikäämivuo pidetään vakiona vääntömomentin muuttuessa, saadaan yhtälön (11.31) mukaisesti  $i_{r\psi} = 0$ . Tällöin käämivuot käyttäytyvät kuvan 11.34 mukaisesti



Kuva 11.34 Käämivoitten käyttäytyminen roottorikämmivuokoordinaatistossa epätahtikoneen eri kuormitustiloissa.

Staattori- ja ilmavälikämmivoitten kärjet piirtävät katkoviivoilla merkittyjä uria, jos magnetointi-induktanssi ei kyllästy.

Staattorijänniteohje saadaan lasketuksi staattorin jänniteyhtälöstä roottorikämmivuokoordinaatistossa

$$\begin{aligned} u_s^{\psi T} &= R_s i_s^{\psi T} + \frac{d\psi_s^{\psi T}}{dt} + j\omega_{\psi T} \psi_s^{\psi T} \\ &= R_s i_s^{\psi T} + L_{s\sigma} \frac{di_s^{\psi T}}{dt} + \frac{d\psi_m^{\psi T}}{dt} + j\omega_{\psi T} (L_{s\sigma} i_s^{\psi T} + \psi_m^{\psi T}) \end{aligned} \quad (11.33)$$

Ilmavälikämmivuon oloarvo saadaan sijoittamalla yhtälöön (11.17) yhtälö (11.20)  $\psi T$ -koordinaatistossa. Sijoitus antaa

$$\begin{aligned} \psi_m^{\psi T} &= \frac{\psi_r^{\psi T} L_r - L_{r\sigma} \psi_r^{\psi T} + L_{r\sigma} L_m i_s^{\psi T}}{L_r}, \\ \psi_m^{\psi T} &= \frac{\psi_r^{\psi T} L_m + L_{r\sigma} L_m i_s^{\psi T}}{L_r}, \\ \psi_m^{\psi T} &= \frac{L_m}{L_r} (\psi_r^{\psi T} + L_{r\sigma} i_s^{\psi T}). \end{aligned} \quad (11.34)$$

Sijoitetaan (11.33):ään

$$u_s^{\psi T} = R_s i_s^{\psi T} + \left( L_{s\sigma} + \frac{L_m}{L_r} L_{r\sigma} \right) \frac{di_s^{\psi T}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_r^{\psi T}}{dt} + j\omega_{\psi T} \left( \left( L_{s\sigma} + \frac{L_m}{L_r} L_{r\sigma} \right) i_s^{\psi T} + \frac{L_m}{L_r} \psi_r^{\psi T} \right). \quad (11.35)$$

Sijoittamalla  $i_r = (\psi_r - L_m i_s) / L_r$  roottorin jänniteyhtälöön saadaan roottorikämmivuon derivaatta

$$\frac{d\psi_r^{\psi T}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \psi_r^{\psi T} + \frac{L_m}{L_r} R_r i_s^{\psi T} - (\omega_{\psi r} - p\Omega) \psi_r^{\psi T}. \quad (11.36)$$

Tämä sijoitetaan vielä edelliseen yhtälöön, jolloin saadaan

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s^{\psi T} = & \left( R_s + \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r \right) \mathbf{i}_s^{\psi T} + \left( L_{s\sigma} + \frac{L_m}{L_r} L_{r\sigma} \right) \frac{d\mathbf{i}_s^{\psi T}}{dt} - \frac{L_m}{L_r^2} R_r \boldsymbol{\psi}_r^{\psi T} \\ & + j \left( \omega_{\psi T} \left( L_{s\sigma} + \frac{L_m}{L_r} L_{r\sigma} \right) \mathbf{i}_s^{\psi T} + \Omega p \frac{L_m}{L_r} \boldsymbol{\psi}_r^{\psi T} \right) \end{aligned} \quad (11.37)$$

Yleensä prosessoreilla toimittaessa on helpompi käyttää karteesisia esityksiä kuin polaariesityksiä, joten jaetaan jännitevektori vielä komponentteihinsa

$$u_{sT} = \left( R_s + \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sT} + \left( L_{s\sigma} + \frac{L_m}{L_r} L_{r\sigma} \right) \frac{di_{sT}}{dt} + \omega_{\psi T} \left( L_{s\sigma} + \frac{L_m}{L_r} L_{r\sigma} \right) i_{s\psi} + \Omega p \frac{L_m}{L_r} \psi_{r\psi} \quad (11.38)$$

$$u_{s\psi} = \left( R_s + \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{s\psi} + \left( L_{s\sigma} + \frac{L_m}{L_r} L_{r\sigma} \right) \frac{di_{s\psi}}{dt} + \omega_{\psi T} \left( L_{s\sigma} + \frac{L_m}{L_r} L_{r\sigma} \right) i_{sT} + \frac{L_m}{L_r^2} R_r \psi_{r\psi} \quad (11.39)$$

yhtälöissä esiintyvä käänmivuokoordinaatiston kulmanopeus saadaan yhtälöstä (11.31) sijoittamalla roottorivirraksi  $\mathbf{i}_r = (\boldsymbol{\psi}_r - L_m \mathbf{i}_s) / L_r$

$$\omega_{\psi r} = \frac{R_r}{L_r} \frac{L_m}{\psi_{r\psi}} i_{sT} + p \Omega = \frac{L_m}{\tau_r \psi_{r\psi}} i_{sT} + p \Omega. \quad (11.40)$$

Pysyvässä tilassa käänmivuokoordinaatiston kulmanopeus on sama kuin konetta syöttävä sähkökulmanopeus  $\omega_s$ . Ratkaisemalla tästä  $i_{sT}$  saadaan sijoittamalla vääntöyhtälöön (11.29)

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \psi_{r\psi} \frac{\omega_{r\psi} - p \Omega}{L_m} \psi_{r\psi} \tau_r = \frac{3}{2} p \frac{\omega_r \psi_{r\psi}^2}{R_r}. \quad (11.41)$$

Tämä on tyypillinen skalaariohjauksessa käytettävä vääntömomenttiyhtälö.  $\omega_t$  on roottorivirran kulmataajuus.

Saadut jänniteyhtälöt (11.38) ja (11.39) muistuttavat tasasähkökoneen säätöä, sillä toinen jännitekomponenteista tuottaa halutun roottorikäänmivuon ja toinen vastaavasti virran, joka synnyttää vääntömomenttia. Nämä jännitekomponentit on seuraavaksi muunnettava staattorikoordinaatistoon, jotta todellinen moottorinohjaus tulee mahdolliseksi. Koordinaatistonmuunnoksia helpottamaan etsittiin lasketuista käänmivuokomponenteista yhtälön (11.26) mukaisesti roottorikulman sini ja cosini.

Tämä edellä esitetty oikosulkumoottorin vektorisäätö on alunperin Blaschken esittämä, ja sitä kutsutaan roottorivuo-orientoituneeksi säädöksi. Järjestelmä toimii edelläkuvatusti olennaisilta osiltaan roottorikäänmivuovektoriin sidotussa koordinaatistossa. Tarkastellaan vielä, miksi roottorikäänmivuo-orientoitu säätötapa on hyvin perusteltu valinta. Tutkitaan roottorikäänmivuon differentiaaliyhtälöä (11.19)  $R_r \mathbf{i}_r = -d\boldsymbol{\psi}_r / dt$ , ja sijoitetaan siihen roottorikäänmivuon yhtälö sekä muutetaan derivaatat deltasuureiksi

$$\Delta \boldsymbol{\psi}_r = L_m \Delta \mathbf{i}_s + L_r \Delta \mathbf{i}_r = -R_r \mathbf{i}_r \Delta t. \quad (11.42)$$

Etsitään tälle raja-arvo muutosajan lähestyessä nolaa

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \Delta \boldsymbol{\psi}_r = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} (L_m \Delta \mathbf{i}_s + L_r \Delta \mathbf{i}_r) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} -R_r \mathbf{i}_r \Delta t = 0. \quad (11.43)$$

Yhtälöstä havaitaan selkeästi, miten roottorikäänmivuo ei hetkellisesti voi muuttua lainkaan. Roottorivirran muutokselle saadaan

$$\Delta \mathbf{i}_r = -\frac{L_m}{L_r} \Delta \mathbf{i}_s. \quad (11.44)$$

Virta-askeleesta seuraavat käänmivuomuutokset saadaan käänmivoitten virtayhtälöistä

$$\Delta \boldsymbol{\psi}_s = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \Delta \mathbf{i}_s. \quad (11.45)$$

$$\Delta \boldsymbol{\psi}_m = \frac{L_m}{L_r} L_{r\sigma} \Delta \mathbf{i}_s. \quad (11.46)$$

tarkastellaan esimerkillä vielä käänmivoitten muutoksia. Sitä varten oletetaan, että tarkasteltavassa koneessa  $L_s = L_r = 1$ ,  $L_m = 0.95$  ja  $L_{s\sigma} = L_{r\sigma} = 0.05$ , jotka on tyypillisiä arvoja. Nyt  $\Delta \boldsymbol{\psi}_s \approx 0.95(L_{s\sigma} + L_{r\sigma})\Delta \mathbf{i}_s$  ja  $\Delta \boldsymbol{\psi}_m \approx 0.95 L_{r\sigma} \Delta \mathbf{i}_s$ . Nopea staattorivirtamuutos kulkee siten pääasiassa hajaannusten kautta. Roottorin käänmivuo on luonnostaan kaikkein vakain. Vastaavasti staattorikäänmivuota voidaan muuttaa nopeimmin. Siten roottorikäänmivun käyttö vektorisäädön perustana on siten edullista, sillä sen pitäminen vakiona on fysikaalisesti tarkasteltuna helpointa. Valitettavasti staattorikäänmivun itseisarvo muuttuu kuormitusmuutoksissa roottorikäänmivun pysyessä vakiona. Staattorijännitteen itseisarvoa olisi siten muutettava kuormituksen funktiona. Pienillä nopeuksilla tämä onnistuu hyvin, mutta kentänheikennyksen lähestyessä tullaan vaikeuksiin. Jotta jännitettä olisi riittävästi, tulee roottorikäänmivun itseisarvo valita riittävän pieneksi säätöä silmälläpitäen.

Todetaan lopuksi vielä epätahtikoneen kippivääntömomentti ja kippitilannetta vastaava jättämäkulmataajuus

$$T_{ek} = \frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{2\omega_s^2 L_r L_s^2} |\mathbf{u}_s|^2 = \frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{2L_r L_s^2} |\boldsymbol{\psi}_s|^2, \quad (11.47)$$

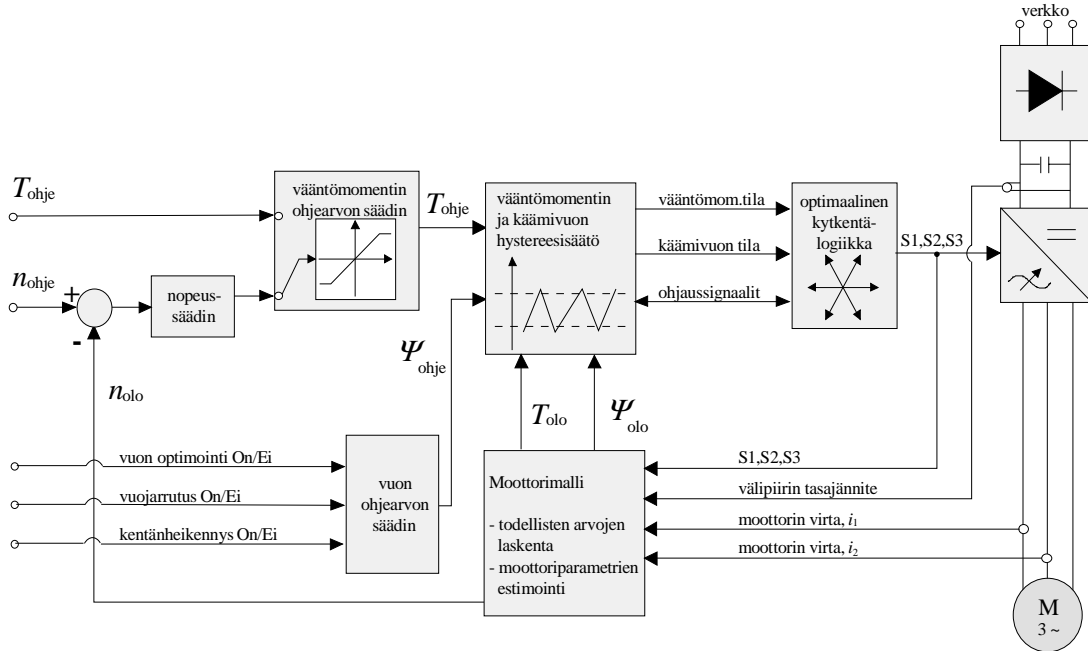
$$\omega_{rk} = \pm \frac{L_s R_r}{L_r L_s - L_m^2}. \quad (11.48)$$

Yhtälöiden johdossa on staattoriresistanssi otettu nolllaksi.

#### 11.9.4 Suora vääntömomenttisäätö

Aiemmin on jo tarkasteltu suoran käänmivuosiädön ja suoran vääntömomenttisäädön soveltamista sekä oikosulkukoneelle, että erityyppisille tahtikoneille. Oikosulkumoottorin suorassa vääntömomenttisäädössä eli DTC:ssä säädetään suoraan sähkökoneen käänmivuota ja vääntömomenttia. DTC-tekniikka perustuu Depenbrockin esittämään Direkte Selbst Regelung -teoriaan ja Takahashin ja Noguchin esittämään uudelleenlaiseen oikosulkumoottorin säätömalliin. ABB on tutkinut DTC-tekniikkaa vuodesta 1988 alkaen ja tuonut markkinoille ACS600 ja ACS1000 -taajuusmuuttajat, joiden toiminta perustuu DTC-tekniikkaan. Kuvassa 11.35 on yksinkertaistettu kuva DTC:n raken-

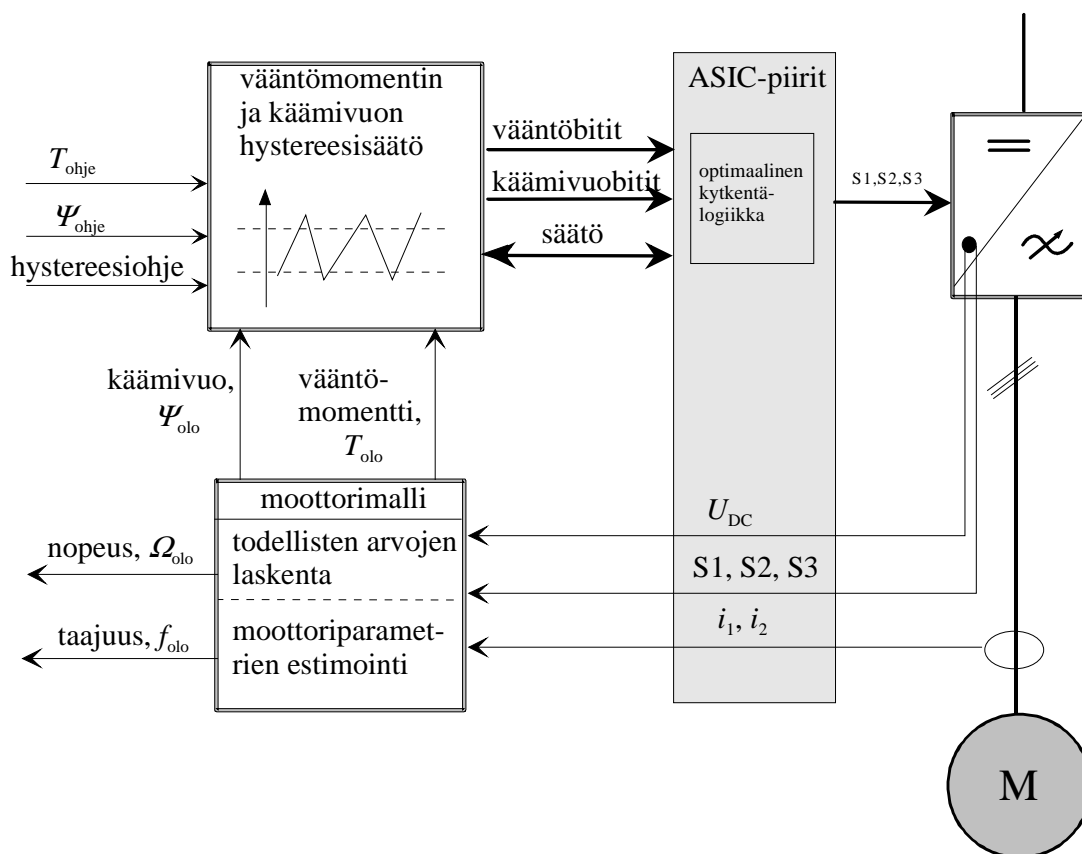
teesta. Tärkeimmät osat ovat suora käämivuon ja vääntömomentin hystereesissäätö, optimaalinen kytkentälogiikka ja adaptiivinen moottorimalli.



Kuva 11.35 Suoran vääntömomenttisäädön (DTC) lohkokaaavio. /5/

Kuvasta 11.35 nähdään, että DTC mittaa moottorista kaksi virtaa ja välipiirin tasajännitteen. Roottorin asentomittausta ei ole. Moottorimalliin viedään virta- ja jännitetiedot sekä kytkinten S1, S2 ja S3 asentotiedot. Moottorimallista saadaan vääntömomentin, käämivuon ja pyörimisnopeuden oloarvot. Optimaalinen kytkentälogiikka valitsee vääntömomentin ja käämivuon tilan perusteella optimaalisimman hetkellisen kytkinasennon. Kaikki taajuusmuuttajan kytkimien S1, S2 ja S3 ohjauspäätökset perustuvat sähkökoneen sähkömagneettisen tilan tuntemiseen. Kytkimien ohjauspäätökset tehdään 25  $\mu$ s:n välein. Epätahtikoneessa induktanssiperustaista virtamallia voidaan käyttää stabiloimaan oikosulkukoneen käytöstä ilman roottorin asentotakaisinkytkentää. Tämä perustuu tietenkin epätahtikoneen symmetrisyyteen. Koko tarkastelu voidaan suorittaa staattorikoordinaatistossa, eikä roottoriin sidottua dq-koordinaatistoa tarvita. Epätahtikoneen säätöä voisi siis tässä tapauksessa luulla helpommaksi kuin tahtikoneitten säätöä, mutta tilanne on kuitenkin päinvastoin. Korkealaatuiseen säätöön pyrittäessä epätahtikonekäyttöjen vaikeus piilee juuri siinä, että roottorin pyörimisnopeuden estimointi on äärimmäisen vaikeaa. Tahtikoneet sentään pyöriivät aina tahdissa, mikäli säätö on muuten hallinnassa.

Kuva 11.36 selventää DTC:n toteutusta HW-tasolla. Optimikytkentälogiikka on ABB:n ACS600 moottorinohjauslaitteessa toteutettu ASIC-piirein. Logiikka valitsee laskettujen vääntömomentin ja käämivuon muutostarpeiden perusteella aina parhaan hetkellisen kytkinasennon. Kytkentöjen laskentataso, 25  $\mu$ s, on käytännössä nopeampi kuin moottorin sähköiset aikavakiot. Tämän johdosta menetelmällä saavutetaan erittäin nopea vääntömomenttisäätö. Nimellinen vääntömomenttivaste saavutetaan tyypillisesti 2-3 ms:ssa. DTC-säädöllä reagointi on siten noin 10-kertainen parhaisiin nykyisiin AC- ja DC-käyttöihin verrattuna.



Kuva 11.36 DTC:n periaatekuva. DTC:n ydin käsittää vääntömomenttisäädön, käämivuosäädön, moottorimallin sekä optimaalisen kytkentälogiikan. DTC:n ydin on toteutettu DS-prosessorilla. Prosessorin toiminta jakautuu eri aikatasoihin siten, että nopeimmalla 25  $\mu\text{s}$  aikatasolla määritetään kytkimien ohjaus moottorimallista laskemalla. Muita aikatasoja ovat esimerkiksi 100  $\mu\text{s}$ , 200  $\mu\text{s}$ , 500  $\mu\text{s}$ , 1ms jne. aikatasot, joille sijoitetaan tehtäviä tärkeysjärjestyksessä. Esim. roottorin pyörimisnopeusestimaatti lasketaan 1 ms:n välein. Moottorin kaksi vaihevirtaa mitataan esim. Hall-anturitekniikkaan perustuvien virranmittausanturein. A/D-muunnoksen jälkeen viesti tarjotaan DSP:lle. DSP hoitaa moottorimallin avulla esimerkiksi kytkimien ylikuormitusuojauksen, mutta varsinainen oikosulkusuojaus on toteutettu kytkimien vierellä ASIC-piireillä (Application Specified Integrated Circuit). Tiedonsiirrossa prosessorikortin ulkopuolella käytetään runsaasti valokuituja häiriöllisen ympäristön ja galvaanisten erotusvaatimusten vuoksi.

### 11.9.5 Moottorimalli DTC-käytössä

Koska DFLC ei voi toimia täysin itsenäisesti, on epätahtikone-DTC:ssä kuten aiemmin tahtikone-DTC:ssäkin käytettävä virtamallia. Malli tuottaa estimaatit käämivuovektoreille ja vääntömomentille käämivuon ja vääntömomentin hystereesiasäätöä varten. Lisäksi saadaan estimaatit pyörimisnopeudesta ja taajuudesta muita DTC:n lohkojen tarpeita silmälläpitäen. Moottorimallissa tapahtuva estimointi perustuu moottoriparametrien identifiointiin sekä virranmittaukseen. Normaalikäytössä mitataan kahden moottorivaiheen virtaa ja moottorin tasavirtavälipiirin jännitettä sekä tutkitaan invertterin kytkimien tilaa. Moottorimallin tarkkuus on olennaista säädön onnistumisen kannalta, koska koneen akselilta ei ole välttämättä mitään takaisinkytkentää. Moottorimalli identifioi tärkeimmät moottoriparametrit ja laskee niistä moottorin staattorikäämivuon. Moottorimalli pitää sisällään myös lämpötilan kompensointimallin, joka on olennainen staattisen nopeustarkkuuden takia.

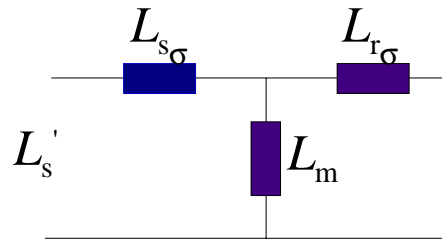
Moottorimalli laskee myös moottorin akselinopeuden roottorikäämivuon derivaatista. Nopeutta ei tarvitse mitata takometrillä, jos 0.5 % staattinen nopeustarkkuusvaatimus on riittävä, kuten useimmissa teollisuussovelluksissa.



Moottorimallin tarkkuutta parannetaan kilpiarvotietoista määrättyyn malliin nähden huomattavasti käyttöönnoton yhteydessä suoritettavan identifiointiajon tulosten perusteella. Identifiointiajossa määritettävistä parametreista tärkeimpiä ovat staattoriresistanssi  $R_s$ , staattorin hajainduktanssi  $L_\sigma$  ja magnetointi-induktanssi  $L_m$ . Moottorimallia voidaan myös tarkentaa ottamalla huomioon koneen mahdollinen kyllästyminen. Virtatakaisinkytkentä parantaa huomattavasti staattorikäännyksen estimaattia varsinkin matalilla nopeuksilla. Käynnistysvääntömomentti saadaan korkeaksi ja vääntömomentti lineaarisesti koko nopeusalueella.

Hyvän staattorikäännyksen jälkeen vääntömomentin arvioiminen on yksinkertainen tehtävä. Moottorimalli laskee estimaatit myös akselin nopeudelle ja sähköiselle taajuudelle. Roottorin sähköisen taajuuden määrittäminen perustuu roottorin käännysovektorin tuntemiseen. Tämä laskenta suoritetaan kerran yhdessä millisekunnissa, joten roottorinopeuksia aina 400 Hz:iin asti voidaan arvioida.

Virtamalli täytyy käytännössä pystyä määrittämään identifiointiajolla. Ensimmäinen tehtävä on määrittää epätahtikoneen transientti-induktanssi, jota vastaava sijaiskytkentä esitetään kuvassa 11.37.



Kuva 11.37 Epätahtikoneen staattorin transientti-induktanssia vastaava sijaiskytkentä.

Kuvan mukaan transientti-induktanssiksi saadaan

$$L'_s = L_{s\sigma} + \frac{L_{r\sigma} L_m}{L_{r\sigma} + L_m}. \quad (11.49)$$

Lisäämällä ja vähentämällä  $L_m$  saadaan

$$L'_s = L_{s\sigma} + L_m + \frac{L_{r\sigma} L_m}{L_{r\sigma} + L_m} - \frac{L_r L_m}{L_r},$$

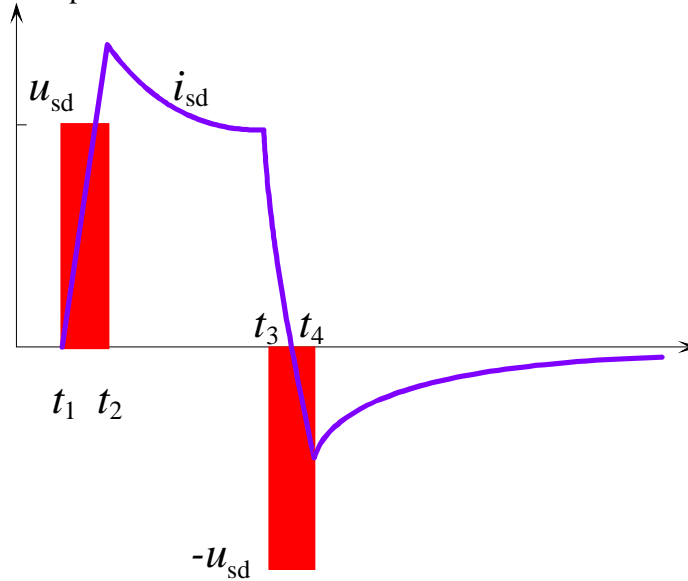
$$L'_s = L_s + \frac{L_{r\sigma} L_m}{L_r} - \frac{(L_{r\sigma} + L_m) L_m}{L_r},$$

jolloin päädytään transientti-induktanssin tavanomaiseen esitysmuotoon

$$L'_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}. \quad (11.50)$$

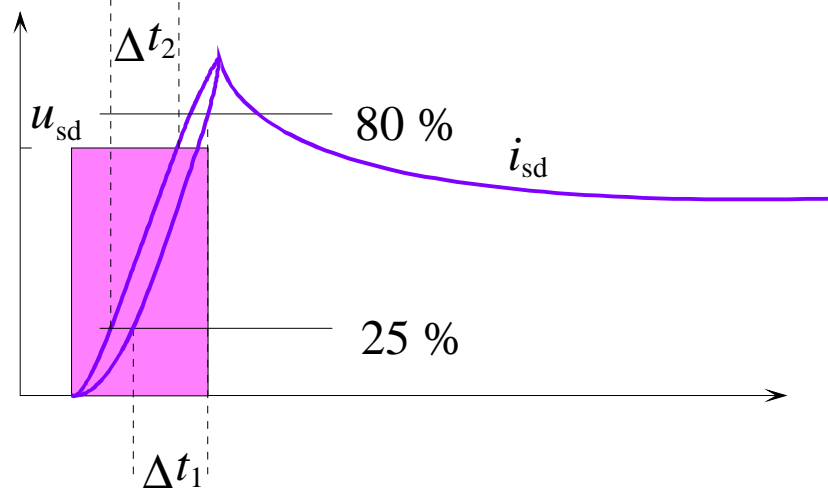
Transientti-induktanssi kuvaa nopean staattoriin syötettävän pulssin kohtaamaa induktanssia. Toisin sanoen roottori ei ehdi reagoida nopeaan pulssiin kuin hajainduktanssillaan. Magnetointi-induktanssin läpi ei juuri virtaa kulje. Transientti-induktanssi voidaan määrittää käyttämällä invert-

teristä saatavaa lyhyttä pulssia kuvan 11.38 mukaisesti. Kun koneeseen syötetään jännitepulssi, saadaan koneen virtaan nopea muutos



Kuva 11.38 Staattorivirran pitkittäiskomponentin ja jännitteen käyttäytyminen transientti-induktanssikokeessa.

Koneen hystereesitila vaikuttaa dynaamisen induktanssin määrittämisessä, joten hystereesin vaikutus on pyrittävä eliminoimaan mittaussuureista valitsemalla tiedot sopivasta kohdasta. Mittaus voidaan tehdä käyttäen vain yhtä pulssia, jos voidaan valita sopiva tiedonkeruuväli, kuva 11.39.



Kuva 11.39 Staattorin transientti-induktanssin mittaus voidaan suorittaa myös yhdellä pulssilla, jolloin tulee ottaa huomioon koneen magnetointitila ennen mittauspulssia. Virtakäyrän alkuosan muoto riippuu koneen hystereesitilasta. Kun käytetään virtamuutosta esim. 25 % ja 80 % välillä saadaan lähes hystereesistä riippumaton mittaustulos.

Transientti-induktanssille pätee

$$L'_s = \frac{u_{sd}}{di_{sd} / dt} \quad (11.51)$$

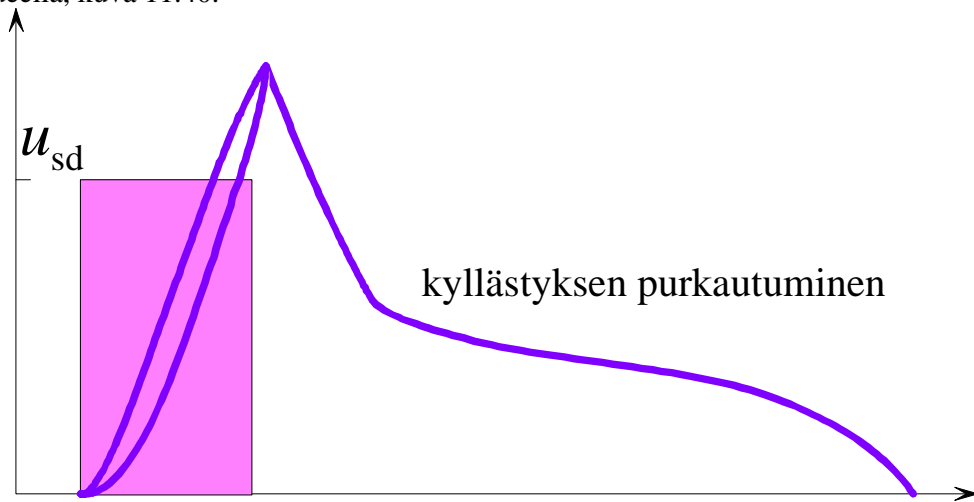
Tässä  $u_{sd}$  on staattojännitevektorin d-komponentti. Sille saadaan määritetyksi sijoittamalla jännitevektorin määritelmään hetkelliset jännitteet tilanteessa, jossa a-vaihe on sarjassa kahden muun vaiheen rinnankytkennän kanssa jännitepulssin aikana.

$$u_s = \frac{2}{3}(u_{s1} + au_{s2} + a^2u_{s3}) = \frac{2}{3}\left(\frac{2}{3}U_d + a\frac{1}{3}U_d + a^2\frac{1}{3}U_d\right) = \frac{2}{3}U_d. \quad (11.52)$$

Transientti-induktanssille saadaan nyt kuvan 11.38 mukaisesti

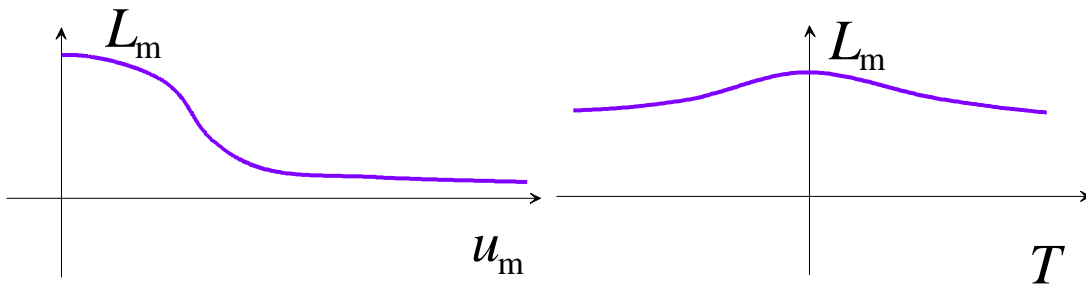
$$L_s^i = \frac{2}{3}U_d \frac{t_4 - t_3}{\Delta i_{sd}}. \quad (11.53)$$

Vastaava lauseke saadaan kuvan 11.39 mukaiselle kokeelle. Kokemuksen mukaan voidaan tämän jälkeen arvioida staattorin hajainduktanssin suuruudeksi noin 70 % transientti-induktanssista. Mikäli koneen roottorissa on suljetut urat, aiheuttaa uransulkijakannaksen kyllästyminen ja kyllästyksen purkautuminen mielenkiintoisia ilmiöitä transientti-induktanssin mittauksen yhteydessä laskevan virran alueella, kuva 11.40.



Kuva 11.40 Umpinaisen roottoriuran sulkukannaksen kyllästyksen purkautumisen vaikutus virran laskukäyttäytymiseen

Koneen magnetointi-induktanssi on merkittävä seuraava komponentti, jonka arvo on määritettävä. Valitettavasti tyhjäkäynnissä tehtävä mittausta ei anna oikeaa kuvaa koneen magnetointi-induktanssin käytöksestä sillä induktanssi kyllästyy paitsi jännitteen myös vääntömomentin funktiona. Tämä on helppo selittää tarkastelemalla koneen vuon käytöstä kuormitettuna. Vuo venyy ilmapälissä ja kulkee yhä enemmän urienkin poikki, mikä havaitaan käytännössä magnetointi-induktanssin kyllästyksenä. Magnetointi-induktanssin käyttäytymistä voidaan mallittaa sekä jännitteen että vääntömomentin funktiona kuvan 11.41 mukaisesti.

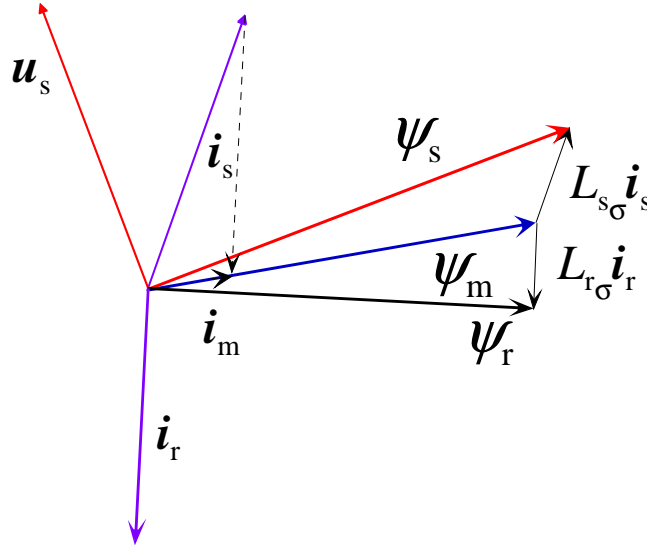


Kuva 11.41 Magnetointi-induktanssin käytös ilmapäljännitteen ja vääntömomentin funktiona.

Staattoriresistanssi on myös olennainen parametri, joka voidaan määrittää helposti DTC-invertterin avulla.

### 11.9.6 Käämivuon korjaus oikosulkukone-DTC:ssä

Staattorikäämivuovektorin määrittäminen perustuu pääasiassa jänniteintegraaliin. Käämivuon integrointiin kertyy kuitenkin virhettä, kuten aiemmin tahtikoneitten tarkastelun yhteydessä esitettiin. Tarkastellaan seuraavassa mahdollisuuksia korjata käämivuon integrointivirhettä epätahtikoneen tapauksessa. Kerrataan epätahtikoneen vektoripiirros kuvassa 11.42.



Kuva 11.42 Epätahtikoneen vektoripiirros.

Kuvan mukaan havaitaan, että roottorivirtavektorin pitäisi olla kohtisuorassa roottorikäämivuota vasten. Staattorikäämivuon korjausmenetelmä voidaan epätahtikonekäytöissä perustaa tähän. Ratkaistaan roottorivirtavektori. Kuvan mukaan voidaan kirjoittaa

$$\psi_r = \psi_s - L_{s\sigma} i_s + L_{r\sigma} i_r, \quad (11.54)$$

$$\psi_s = L_s i_s + L_m i_r$$

$$\Rightarrow i_r = \frac{1}{L_m} (\psi_s - L_s i_s) \quad (11.55)$$

Koska roottorivirtavektorin pitäisi olla kohtisuorassa roottorikäämivuota vastaan, voidaan laskea kohtisuoruusehdosta korjaustermi

$$(\psi_{r,\text{est}}) \cdot (\psi_s - L_s i_s) = \varepsilon. \quad (11.56)$$

Kun pisteluloa suodatetaan alipäästösuodattimella ennen säätäjälle syöttämistä, saadaan virranmittauksen kohinasta ja käämivuon virheistä aiheutuvaa väreä suodatetuksi. Staattorikäämivuohon tehdään sitten vakio kertomisia  $(k_d + jk_q)$  korjauksia, jotka pitävät lausekkeen (11.56) pistetulon nollassa

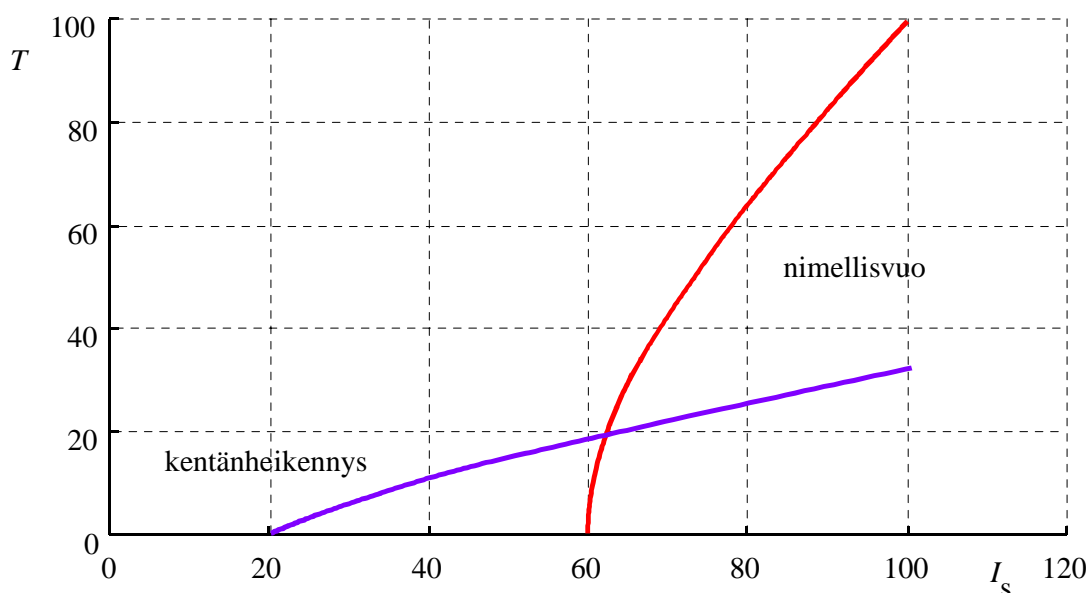
$$\psi_{s,\text{est uusi}} = \psi_{s,\text{est vanha}} + \varepsilon(k_d + jk_q) \psi_{s,\text{est vanha}}. \quad (11.57)$$

Muutostiloissa kohtisuoruusehdot eivät päde, mutta lauseketta voidaan soveltaa myös muutostilan aikana summaamalla pistetuloon lisätermi

$$k\tau_r \frac{d\psi_r}{dt}. \quad (11.58)$$

Summaamisen jälkeen vaaditaan edelleen lopputuloksen olevan nolla. Tehtävä on sinänsä vaikea, sillä roottoriaikavakio ei ole vakio.

Toinen mahdollisuus on laatia koneen kilpiarvojen, määritettyjen staattori-resistanssin, staattorin hajainduktanssin sekä magnetointi-induktanssin ja käytetyn pyörimisnopeuden ja jännitteen avulla koneelle laatia kuvan 11.43 mukainen käyrä, joka kuvaa koneen virran ja vääntömomentin suhdetta.



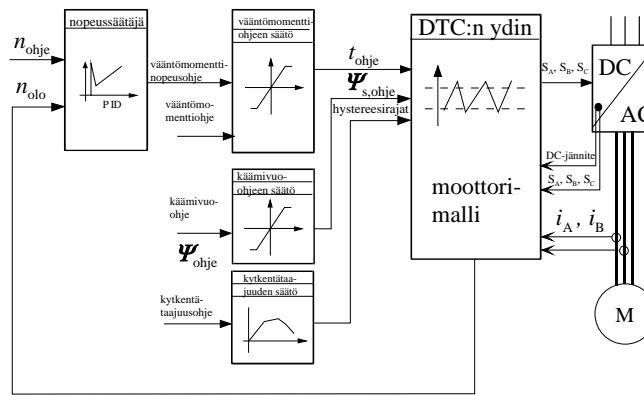
Kuva 11.43 Epätahtikoneen vääntömomenttituotanto staattorivirran funktiona.

Käämivuon hetkellisarvon korjaamiseksi on nyt kaksi työkalua. Koska roottorivirtavektori ja magnetointikäämivuo ovat tosiasiaassa stationaaritilassa aina kohtisuorassa, saadaan tästä ensimmäinen ehto staattorikäämivuon korjaukselle. Lisäksi tunnetaan sähkökoneen vääntömomentti/virtakäyrä, johon vertaamalla voidaan todeta, antaako mitatusta staattorivirtavektorista ja integroidusta staattorikäämivuovektorista lausekkeella  $t_e = \frac{3}{2} \psi_s \times i_s$  laskettu vääntömomentti saman tuloksen. Jos tulos on väärä verrattuna kuvan 11.43 mukaiseen virta-vääntömomenttiyhteyteen, täytyy staattorikäämivuota korjata.

Käyttäjä antaa ensimmäisen käynnistyksen yhteydessä moottorin nimellisvirran  $I_n$ , -jännitteen  $U_n$ , -taajuuden  $f_n$ , -pyörimisnopeuden  $n_n$ , ja -tehokertoimen  $\cos \varphi_n$ . Staattori-resistanssi  $R_s$  identifioidaan käynnistyksen yhteydessä, joten käyttäjän ei tarvitse hakea manuaalisesti sopivaa IR-kompensoinnin arvoa. Staattori-resistanssin muuttumista koneen lämpenemän yhteydessä arvioi koneen lämpömalli.

### 11.9.7 DTC:n ulommat säätöjärjestelmät

DTC:n ydin tuottaa tehokkaasti vääntömomenttiestimaatin ja moottoriparametrit. DTC-ohjatun taaajuusmuuttajan kokonaisuus vaatii useita lisäohjaimia. Kuva 11.44 esittää epätahtikoneen kokonaista DTC-moottorinohjausjärjestelmää.



Kuva 11.44. DTC-moottorinohjausjärjestelmän periaatekaavio

### 11.9.8 Vääntömomenttisäätö

Vääntömomenttisäädön ohjearvona toimii joko nopeussäätäjän antama vääntömomenttiohje tai ulkopuolinen vääntömomenttiohje. Vääntömomenttiohjetta rajoitetaan, jotta moottorin huippuvääntömomenttia eikä sen seurauksena invertterin sallittuja virtoja ylitettäisi. Rajoitus on tärkeä myös jarrutuksessa, jottei välipiirin sallittua jännitettä ylitettäisi.

### Nopeussäätö

Monissa sovelluksissa nopeussäätö on taajuusmuuttajan tärkein tehtävä. Säädettävän prosessin laatu riippuu monasti pyörimisnopeussäädön tarkkuudesta. DTC:ssä nopeussäätäjän lähtö toimii suoraan ohjeena vääntömomenttisäätäjälle. Tämä tekee mahdolliseksi ottaa huomioon useita prosessin vaatimuksia pyörimisnopeussäädössä. Nopeussäätäjän perusalgoritmi on PID-säätöalgoritmi. Säätäjä sisältää myös kiihdytyskompensaattorin. Tämä on erityisen hyödyllinen, kun halutaan minimoida säätöpoikkeamat hitausmassojen kiihdytysten ja hidastusten yhteydessä. Kun käytön mekaaninen aikavakio on identifioitu, voidaan PID-nopeussäätäjä virittää hyvin.

### Käämivuo-ohje

Staattorikäämivuon itseisarvo voidaan antaa DTC:n ytimelle ohjearvoksi. Käämivuoreferenssin säätölohko kykenee säätämään ja modifioimaan staattorikäämivuon ohjearvoa. Tämä lohko antaa mahdollisuuden toteuttaa useita invertterin toimintoja. Esimerkiksi käämivuoreferenssisäätöä sovelletaan käämivuon optimoinnissa ja kentänheikennyksessä. Käämivuon optimointi tuottaa mm. hyvän energiatalouden käytöissä, joissa koneen vuota voidaan heikentää normaalinopeusalueella. Tällaisia käyttöjä ovat pumppu- ja puhallinkäytöt.

### KytKentätaajuusreferenssi

KytKentätaajuuden säätö voidaan suorittaa käämivuon ja vääntömomentin hystereesissäädön avulla. Menetelmä perustuu hystereesiparametrien aseteluun. KytKentätaajuutta voidaan säätää 1.5 ja 3.5 kHz:n välillä tämänhetkisiä IGBT tehomoduleita käytettäessä.

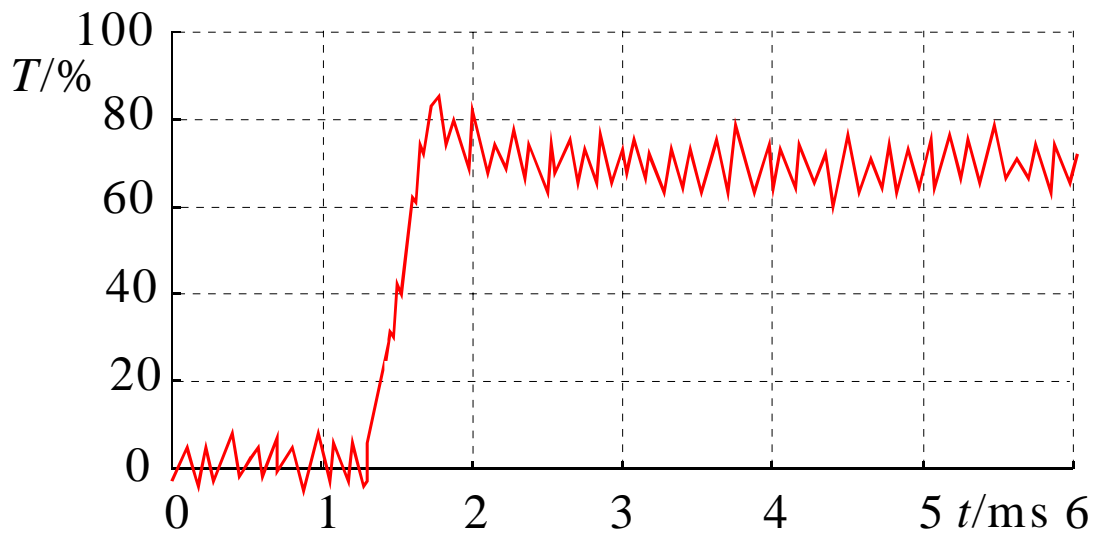
### Oikosulkukone-DTC:n suorituskyky

DTC-käyttöjen dynaaminen käyttäytyminen sallii AC-käyttöjen soveltamisen tehtävissä, joissa perinteisesti on käytetty DC-koneita (ts. nostureissa, hisseissä, puristimissa, rullaimissa). Takometritöntä DTC-käyttöä voidaan soveltaa joissakin tapauksissa vuo-orientoituneitten vektorisäätöjen asemesta.

### Vääntömomenttivaste ja säädön tarkkuus

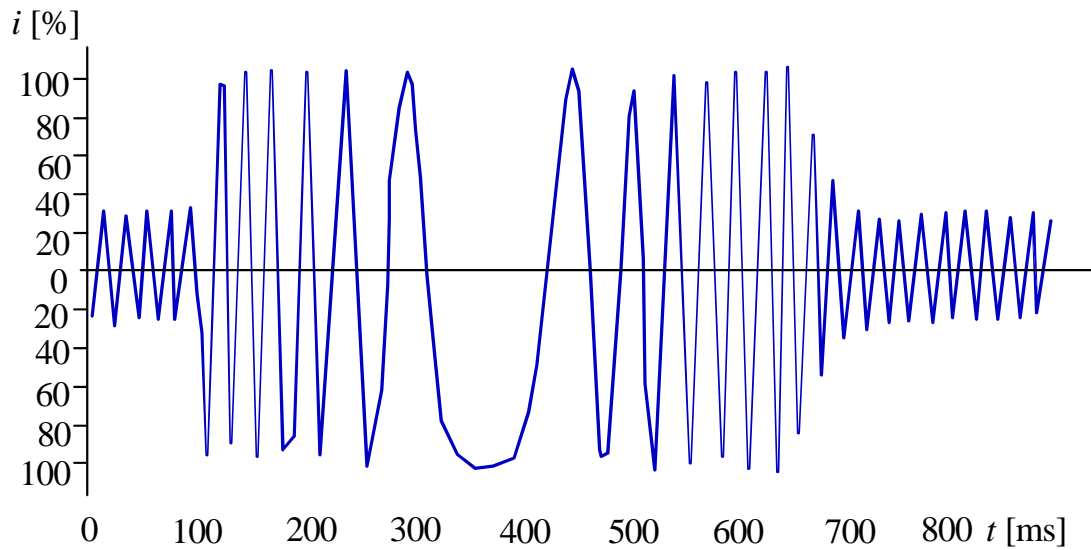
DTC Tarjoaa varsin nopean vääntömomenttivasteen. Nimellisellä vuolla toimittaessa nimellisen korkuisen vääntömomenttiaskelen nousuaika on tyypillisesti alle 2 ms takometrittömässä säädössä. Nykyisillä takometrillä varustetuilla vektori-PWM vaihtovirtakäyttöillä ja tasavirtakäyttöillä se on noin 20 ms. Uusimmilla ns. takometrittömillä vektorisäädöillä, vääntömomenttivaste voi olla satoja millisekunteja.

DTC:n suorituskykyä havainnollistaa kuva 11.45, jossa on esitetty 15 kW:n oikosulkukoneen estimoitu askelvaste 70 %:n vääntömomenttiaskeleelle ilman pulssianturitakaisinkytkentää. Käytön vasteaikaa on tästä vaikea lyhentää, koska moottorin hajainduktanssit muodostavat tarvittavia virranmuutoksia rajoittavan tekijän.



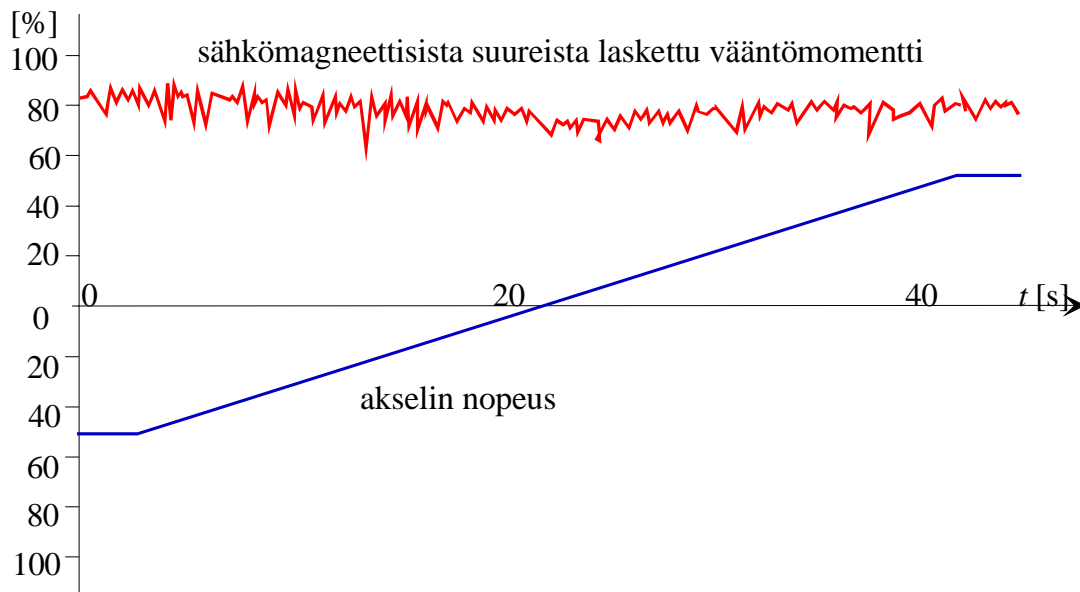
Kuva 11.45. Estimoitu vääntömomenttiaskel 70 %:n muutoksessa 25 Hz:n taajuudella ilman pulssianturia [5].

DTC takaa lineaarisen ja tarkan vääntömomenttisäädön hyvin pienillekin nopeuksille. Kuva 11.46 esittää moottorin vaihevirtaa nopean suunnanvaihdon yhteydessä 20 % vääntömomenttikuormituksella.



Kuva 11.46 Mitattu vaihevirta nopeassa suunnanvaihdossa 20 %:n vääntömomentilla, ilman pulssianturia [5].

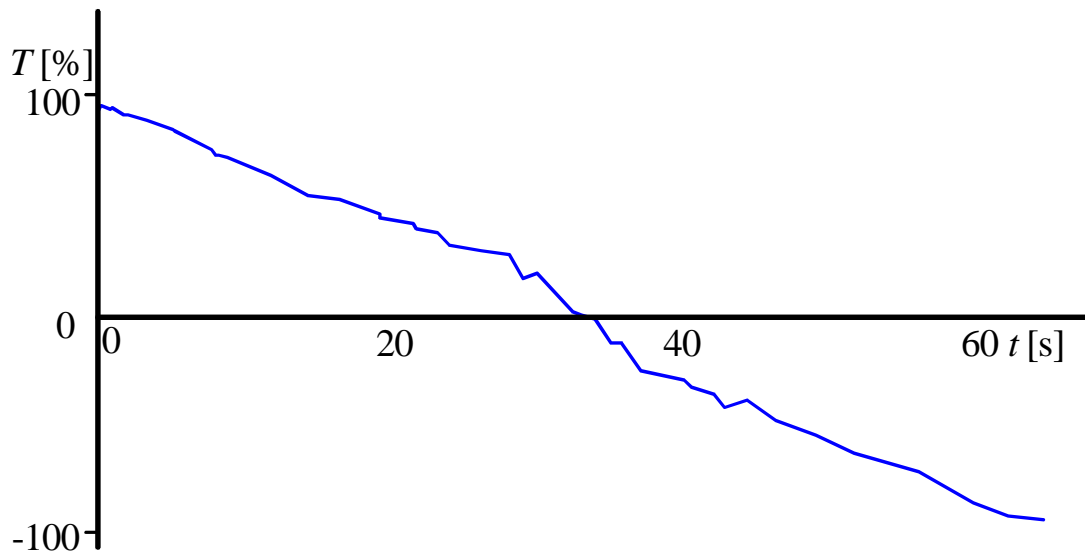
Kuva 11.47 esittää akselin vääntömomenttia 80 % vääntömomenttitasolla hitaassa suunnanvaihdossa. Vääntömomenttisäädön lineaarisuus on varsin hyvä pulssianturittomalle käytölle.



Kuva 11.47. Mitattu akselinnopeus hitaassa suunnanvaihdossa 80 % vääntömomentilla [5].

Kuva 11.48 esittää hidasta vääntömomenttiramppia nollanopeudella. Todellinen akselin vääntömomentti mitataan ja lineaarisuusarhe on alle 10 %.





Kuva 11.48. Mitattu akselin vääntömometti vääntömomenttiohjeen rampin aikana nollassa nopeudella ilman pulssianturia [5].

### Nopeussäädön tarkkuus

Akselinopeuden estimaatin tarkkuus on hyvä koko nopeusalueella. DTC:n staattinen nopeustarkkuus on 10 % moottorin nimellisestä jättämästä, ollen siten tyypillisesti  $+0,1...0,5$  % nimellisa nopeudesta. Tämä tarkkuus on yleensä riittävä teollisuuskäyttöihin, joissa on aiemmin sovellettu takometriperustaista vektorisäätöä. Mikäli tämä tarkkuus ei riitä, voidaan nopeusestimaatin asemesta käyttää pulssianturitaikaisinkytkentää, jolloin nopeustarkkuus riippuu takometrin ominaisuuksista.

Koska DTC kykenee varsin nopeaan vääntömomenttivasteeseen, on äkillisessä kuormitusmuutoksessa tapahtuva nopeuden heilahdus selvästi pienempi kuin perinteisissä avoimen piirin käytöissä. Nopeussäätäjän vahvistusta voidaan myös selvästi lisätä aiemmista arvoista.

### Käynnistysominaisuudet

DTC:n avulla moottori voidaan käynnistää nopeasti kaikkiin sähkömagneettisiin olotiloihin. Seisova kone käynnistetään magneetilla se ensin tasavirralla. Mikäli akseli pyörii, selvitetään synkroninopeus alle 5 ms:ssa, jonka jälkeen DTC synkronoituu välittömästi. Myös silloin, kun roottorivuo on jo kadonnut käynnistys voidaan suorittaa nopeasti.

### Jarrutusominaisuudet

DTC tarjoaa uutta ns. vuojarutusmenetelmää. Tässä jarrutustavassa sähkökoneen staattorikämmivuon itseisarvoa kasvatetaan nimellisestä, jolloin koneeseen syntyy entistä enemmän kupari- ja rautahäviöitä. Vuojarutuksessa jarrutuskyky on yhtä hyvä kuin DC-jarrutuksessa. Kuitenkin tässä tapauksessa käyttöä säädetään normaalisti. Kummassakin menetelmässä moottorin häviöt kasvavat. Vuojarutuksessa lisähäviöt tapahtuvat kuitenkin pääosin staattorissa, jolloin moottorin lämpenemää voidaan pitää paremmin hallinnassa kuin DC-jarrutuksessa, jossa roottori lämpenee voimakkaasti.

### Vuon optimointi

DTC:n moottorimalli voi nopeasti laskea optimaalisen magnetointitason koneen kuormitustilanteen mukaan. Tämä parantaa moottorikäytön kokonaishyötysuhdetta. Pienillä moottorin kuormilla koneen

häviöitä voidaan pienentää jopa 60 % asettelemalla vuontiheys sopivaksi. Vuon optimointi pienentää moottorimelua.

### Sähkökatkon selvittäminen

Kun sattuu syöttökatko, DTC pitää jännitevälipiirin jännitetason sopivissa rajoissa. Kun verkkojännite palaa, voidaan moottoria kuormittaa välittömästi, koska moottori pidetään magnetoituna lyhyen sähkökatkon ajan. Verkkokatko voi kuorman liike-energiasta riippuen vaihdella yhdestä sekunnista minuutteihin

### 11.10 Yhteenveto

Oikosulkukone-DTC on yleiskäyttöinen ja periaatteessa hyvin yksinkertainen moottorin säätömenetelmä, joka soveltuu mihin tahansa oikosulkumoottorisovellukseen staattisista pumppu- ja puhallinkäyttöistä, aina erittäin vaativiin käyttöihin. DTC on aikaisempaa huomattavasti tarkempi ja nopeampi säätö, mutta käyttäjän kannalta yksinkertaisempi, koska esim. IR-kompensointia ei tarvitse virittää. DTC:n tuomia uusia tai parannettuja ominaisuuksia ovat mm. automaattinen käynnistys, entistä paremmat jarrutusominaisuudet, lisääntynyt luotettavuus, DC-jännitteen säädön nopeutuminen, virranmittauksen nopeus, ylivirtalaukaisujen välttäminen, erittäin nopea reagointi kuormapuolen iskuihin ja entistä parempi toiminta verkkopuolen katkosten yhteydessä.

Taulukossa 11.7 on vertailtu erityyppisten käyttöjen suorituskykyä toisiinsa. DTC:n suorituskyky on varsin hyvä verrattuna perinteisiin moottorinohjaustekniikoihin.

Taulukko 11.7. Suorituskykyvertailu tyypillisin arvoin [7]

VÄÄNTÖMOMENTTISÄÄTÖ	Skalaarisäätöinen PWM ilman nopeusanturia	Vektorisäätöinen PWM + nopeusanturi	Tasavirtakäyttö ja digitaalinen nopeusanturi	DTC ilman nopeusanturia	DTC + nopeusanturi
lineaarisuus	12 %	4 %	3 %	4 %	3 %
toistettavuus	4 %	1 %	-	1 %	1 %
vasteaika	150 ms	10 ... 20 ms	10 ... 20 ms	1 ... 2 ms	1 ... 2 ms
NOPEUSSÄÄTÖ					
Staattinen tarkkuus	1 ... 3 %	0.01 %	0.01 %	0.1 ... 0.5 %	0.01 %
Dynaaminen tarkkuus	3 %s	0.3 %s	0.3 %s	0.4 %s	0.1 %s

### Viitteet

[1] Blaschke, F; Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die Transvector-Regelung von Drehfeldmaschinen. Siemens-Z. 45 (1971) p .757-760.

[2] Depenbrock, M.; Direkte Selbstregelung (DSR) für hochdynamische Drehfeldantriebe mit Stromrichterspeisung. Etz Archiv BD 7 (1985) H.7 p. 211-218.

[3] Pohjalainen P.; Vuon ja vääntömomentin kaksipistesäätöihin perustuva invertterin välitön ohjaus oikosulkumoottorikäytössä. Master's Thesis, 1987.

- [4] Pohjalainen P., Tiitinen P., Lalu J.; The Next Generation Motor Control Method - Direct Torque Control, DTC. EPE Chapter Symposium, Lausanne, 1994.
- [5] Aaltonen, M., Heikkilä, S., Lalu, J., Tiitinen, P. Direct Torque Control (DTC) Sähkö&Tele 68 (1995) 1 ss. 33 ... 38
- [6] Tiitinen, P., Uudet AC-käytöt in ”Tehokas sähkön käyttö”, toim. Juha Pyrhönen & Jarmo Partanen, LTKK, ENTE, EN C-72, ISBN 951-763-884-1, Lappeenranta 1994.
- [7] Merentie, T., Tulevaisuuden AC-moottorien säätöteknologia ja sillä saavutettavat edut. Luento ABB:n Tekninen symposio '95

12.	MOLEMMIN PUOLIN AVONAPAINEN RELUKTANSSIKONE.....	1
12.1	Molemmin puolin avonapaisen reluktanssimootorin vääntömomentti.....	3
12.2	Keskimääräinen vääntömomentti.....	5
12.3	Molemmin puolin avonapaisen reluktanssimootorin ohjaus .....	7
12.3.1	Ohjauskytkennät .....	8
12.3.2	Virran säätö.....	8
12.4	Molemmin puolin avonapaisen reluktanssimootorin säätö .....	10
12.4.1	Säätäjän yleinen rakenne.....	10
12.4.2	Roottorin asennon määrittely .....	12
12.4.3	Virran profilointi.....	13
12.5	Molemmin puolin avonapaisen reluktanssikoneen kulma-anturiton käyttö.....	14
12.6	Päätelmät.....	14

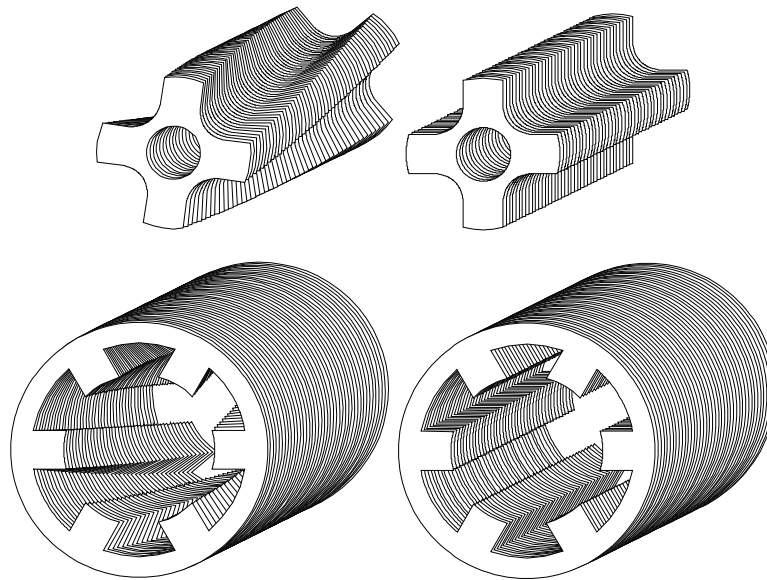
## **12. MOLEMMIN PUOLIN AVONAPAINEN RELUKTANSSIKONE**

Molemmin puolin avonapainen reluktanssikone on sähkökone, joka toimii yhdessä älykkäästi ohjattavan tehoelektronikan avulla. Reluktanssikoneita on jo pitkään käytetty askelmoottorikäytöissä, joissa ei ole tarvinnut tuottaa portaattonta vääntömomentin säätöä. Vasta tehoelektronikan ja ohjausjärjestelmien kehitys ovat mahdollistaneet reluktanssikoneen käytön kohtuullisella tehoalueella, kun aiemmin askelmoottorisovelluksissa on tyydytty enintään muutamaan sataan wattiin.

Mekaanisella katkojalla varustetun molemmin puolin avonapaisen reluktanssimootorin perusrakenne esitettiin jo 1838, mutta korkealaatuista moottorikäyttöä ei voitu järkevästi toteuttaa ennen tehoelektronikan tietämyksen ja komponenttien kehittymistä. 1971-72 patentoitiin elektroninen kommutointi roottorin asennon mukaan, jolloin moottorin suorituskyky saatiin lähelle tasa- ja vaihtovirtakäyttöjä. Moottorin rakenne ja ohjauksen teoria olivat melko hyvin selvillä vuosikymmenen lopussa ja kehitys on jatkunut edelleen erityisesti ohjaustekniikan suunnalla. Puhuttaessa avonapaisesta reluktanssikoneesta, täytyy täsmentää, onko kyse molemmin puolin avonapaisesta reluktanssikoneesta vai synkronisesta reluktanssikoneesta. Synkroninen reluktanssikone on avonapainen kiertokenttätahtikone, jonka roottorissa ei ole magneettointia.

Molemmin puolin avonapaisella reluktanssimootorilla tarkoitetaan elektronisesti kommutoitua moottorityyppiä, jonka sekä staattori että roottori ovat avonapaiset. Koneen navat on muotoiltu siten, että moottorin vaiheisiin saataisiin mahdollisimman suuri induktanssisuhde (suurimman ja pienimmän induktanssin suhde kahdella eri roottorikulman arvolla), tosin ottaen huomioon tietyt rajoitukset. Roottorissa ei ole käämitystä, vaan roottori on yleensä akselia lukuunottamatta kokonaan laminoitua rautaa. Vaimennuskäämikään ei tule kyseeseen missään tapauksessa. Ideaalinen molemmin puolin avonapainen reluktanssikone on täysin vaimentamaton kone. Staattori on samoin laminoitua rautaa, minkä lisäksi jokaisella staattorinavalla on oma napakäämivyyhtensä. Kuva 12.1 esittää eräitä kolmivaiheisten reluktanssikoneitten magneettipiirien osia.

Molemmin puolin avonapaisesta reluktanssimootorista käytetään englannin kielessä nimitystä *Switched Reluctance Motor* (SRM), missä sana "*switched*" viittaa pikemminkin koneen kommutointitapaan, kuin koneen reluktanssiin. Yhdysvalloissa konetyypille on poikkeuksellisesti vakiintunut nimitys *Variable Reluctance Motor* (VRM), joka on myös erästä askelmoottorityypistä käytetty nimitys. Saksankielisessä esityksessä käytetään termiä *Reluktanzmaschine mit beidseitig ausgeprägten Polen*



Kuva 12.1 6/4-napaisten SR-koneiden staattori- ja roottorilaminoinnit.

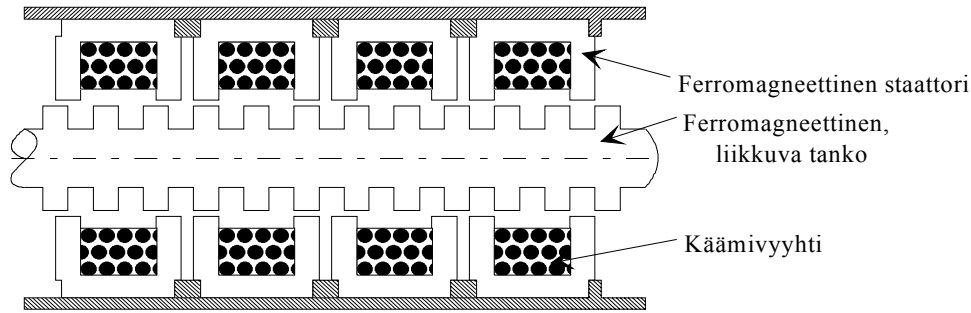
SRM on sähkökone, jonka vääntömomentti syntyy roottorin pyrkimyksestä siirtyä asentoon, jossa magneettipiirin energia on pienimmillään ja piirin induktanssi suurimmillaan. Käytännössä tasaisen vääntömomentin tuottaminen on vaativa tehtävä, koska roottorin pyöriessä piirin induktanssi muuttuu epälineaarisesti. SRM:n rakenne on sellainen, että se soveltuu jossain määrin käytettäväksi myös askelmoottorina. Käytettäessä askelmoottoria asemaservona, ei takaisinkytkentää roottorin asennosta välttämättä tarvita, kunhan pidetään huoli siitä, että roottorin askelmainen liike on jollakin tavalla vaimennettua. Ilman kulmatakaisinkytkentää oleva SRM, jonka häviöt ovat pienet, on ainoastaan marginaalisesti stabiili askelmoottorina. Sitä on vaikea ajaa hyvin nopeasti, koska roottorin värähdysliike ei ehdi vaimentua riittävästi ohjausaskelten välillä.

Kulmatakaisinkytketyllä SRM-asemaservolla värähtelytaipumus voidaan välttää, koska SRM:n vääntömomentti on joka hetki aseteltavissa tilanteeseen sopivaksi. Sen lisäksi, että pyörivästä SRM:sta voidaan tehdä asemaservomoottori, voidaan samaan reluktanssivaihteluun perustuen suunnitella lineaariliikkeinen molemmien puolin avonapainen reluktanssimoottori (LSRM). LSRM:n kehittämä voima perustuu täysin samaan ilmiöön, kuin pyörivässäkin koneessa, eli magneettipiirin induktanssin muutokseen roottoriasennon muuttuessa. Monissa tapauksissa lineaariliikkeinen moottori onkin hyvin sopiva asemaservoksi. LSRM saadaan rakenteeltaan kompaktimmaksi kuin pyörivä SRM, johon on lisätty lineaariliikkeen muunnin.

LSRM:lla toteutetun servokäytön hyviä ominaisuuksia ovat

- suora sähköenergian muunnos lineaariliikkeeksi (vrt. hydraulisen ja pneumaattisen servokäytön vaatima kompressori tai pumppu)
- tarkka asennoitettavuus (ei välystä, ei merkittävää kitkaa)
- ei vaadi huoltoa, koska ei käytännössä sisällä kulumia osia
- suuri pitovoima saadaan aikaiseksi hyvin pienin häviöin
- soveltuu käytettäväksi vaarallisissa käyttöolosuhteissa

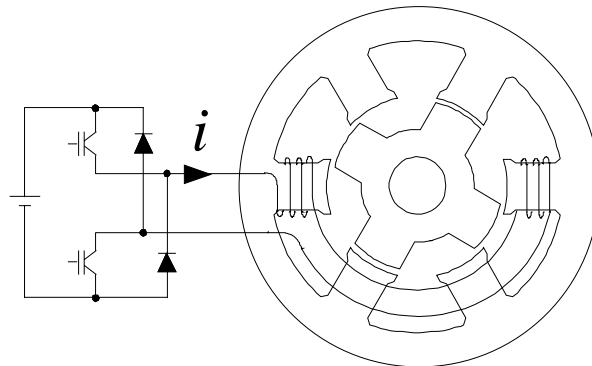
LSRM servokäytön huonona ominaisuutena voidaan kuitenkin pitää suurta kokoa siitä saatavaan mekaaniseen voimaan nähden. Tosin vertailu on epäedullista vain esimerkiksi hydraulisynterisiin, joka on voimantuoton kannalta ylivoimainen magneettiseen laitteeseen verrattuna. Kuva 12.2 esittää erään 4-vaiheisen, sylinterin muotoisen LSRM:n periaatteellisen rakenteen.



Kuva 12.2 4-vaiheinen LSRM.

### 12.1 Molemmiin puolin avonapaisen reluktanssimoottorin vääntömomentti

Reluktanssimoottorin staattori ja roottori muodostavat magneettipiirin, jossa staattorikäämitys saa aikaan magnetomotorisen voiman ja edelleen roottorin sekä ilmavälin lävistävän käämivuon  $\Psi$ . Kuvassa 12.3 on esitetty poikkileikkaus eräästä kolmivaiheisesta 6/4-napaisesta SR-moottorista, jonka napakäämivyyhdet ovat sarjaankytketyt. Magneettipiirin induktanssi  $L$  on voimakkaasti riippuvainen roottorin napakulmasta  $\gamma$ . Magneettiset voimavaikutukset pyrkivät minimoimaan magneettipiirin magneettivastuksen eli reluktanssin, ja roottoriin kohdistuva vääntömomentti pyrkii kääntämään roottorin navat staattorin napojen suuntaisesti.

Kuva 12.3 Kolmivaiheinen, 6/4-napainen reluktanssikone, jossa  $i$  on yhden vaiheen virta.

SR-moottorin vääntömomentin ennustaminen onnistuu helpoimmin käyttämällä d'Alembertin periaatetta. Virtuaalisen työn hyväksikäyttö tässä yhteydessä edellyttää, että hystereesi- ja pyörrevirtahäviöt jätetään huomiotta, jolloin joko tarkasteltavan magneettikentän energia  $W$  tai liittoenergia  $W^*$  voidaan lausua roottorikulman avulla (viittaus moottorin vaiheeseen on jätetty pois):

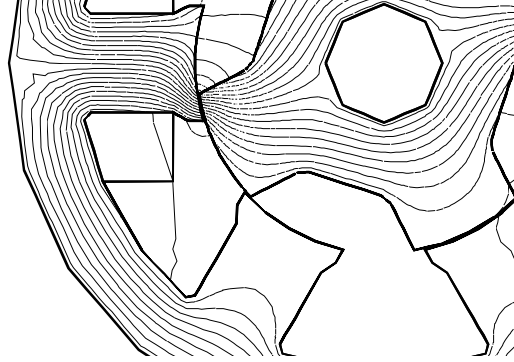
$$T(\psi, \gamma) = - \left( \frac{\partial W}{\partial \gamma} \right)_{\psi} = \left[ - \frac{\partial}{\partial \gamma} \int_0^{\psi} i(\psi, \gamma) d\psi \right] \Big|_{\psi = \text{vakio}} \quad (12.1)$$

$$T(i, \gamma) = \left( \frac{\partial W^*}{\partial \gamma} \right)_i = \left[ \frac{\partial}{\partial \gamma} \int_0^i \psi(i, \gamma) di \right] \Big|_{i = \text{vakio}}$$

Jos vaihtoehtoisesti SRM:n vääntömomentti määrättäisiin numeerisesti elementtimenetelmän keinoin, saavutettaisiin virtuaalisen työn hyväksikäyttöön nähden se etu, että voitaisiin samalla selvittää voimien jakautuma SRM:ssa aivan kuten vuontiheyden jakautumakin saadaan elementtimene-

telmällä. Tästä olisi se hyöty, että moottorin rakenteen suunnittelussa voitaisiin ottaa huomioon sekä sähkömagneettiset rasitukset että mekaaniset rasitukset.

Yleinen menetelmä laskea magneettikentän aiheuttamia mekaanisia voimia rautakappaleeseen on käyttää Maxwellin jännitysyhtälöitä. Kuvasta 12.4 havaitaan, millainen on koneen vuoratkaaisu napojen limittyessä.



Kuva 12.4. Erään kolmivaiheisen reluktanssikoneen vuoratkaaisu staattori- ja roottorinapojen limittyessä.

Kun kentänvoimakkuusvektori  $H$  jaetaan tarkasteltavan pinnan  $\Gamma$  suhteen normaalin  $n$  ja tangentin  $t$  suuntaisiin komponentteihin

$$\mathbf{H} = H_n \mathbf{n} + H_t \mathbf{t}, \quad |\mathbf{n}| = |\mathbf{t}| = 1, \quad (12.2)$$

saavat Maxwellin jännitysyhtälöt muodon /2/

$$\begin{aligned} \sigma_n &= \frac{1}{2} \mu (H_n^2 - H_t^2), \\ \sigma_t &= \mu H_n H_t. \end{aligned} \quad (12.3)$$

Jos pinnaksi  $\Gamma$  valitaan esimerkiksi  $r$ -säteinen sylinteri, joka ajatellaan asetetuksi SRM:n staattorin ja roottorin ilmarakoon, voidaan roottoriin kohdistuvan kokonaisvoiman suuruus ja suunta selvittää integroimalla yhtälö

$$\begin{aligned} \mathbf{F} &= \oint_{\Pi} \left[ \frac{1}{2} \mu (H_n^2 - H_t^2) \mathbf{n} + \mu H_n H_t \mathbf{t} \right] d\Pi \\ &= \oint_{\Pi} \left[ \mu H_n \mathbf{H} - \frac{1}{2} \mu H^2 \mathbf{n} \right] d\Pi, \end{aligned} \quad (12.4)$$

jonka pitäisi antaa tulokseksi nolla, jos roottori on keskitetty. Vääntömomentin suuruus saadaan siten yhtälöstä

$$\mathbf{T} = \oint_{\Pi} \mu (\mathbf{H} \cdot \mathbf{n}) (\mathbf{r} \times \mathbf{H}) d\Pi, \quad \mathbf{r} = r \mathbf{n} \quad (12.5)$$

missä  $r$  on vektori roottorin pyörimisakselilta pinnan  $\Pi$  integroimispisteeseen. Yhtälöä (12.5) voidaan soveltaa jos joko magneettikentänvoimakkuus  $H$ , vuontiheys  $B$  tai magneettipotentiali  $A$  moottorin ilmapälissä on esimerkiksi elementtimenetelmällä laskien saatu numeeriseen muotoon.

Reluktanssikoneen toimintaa hallitsee koneen induktanssin muuttuminen jatkuvasti koneen kiertymäkulman funktiona. Lisäksi kone kyllästyy napojen reuna-alueilta, joten induktanssien määrit-

täminen koneen eri asennoissa ja eri virroilla on vaikeaa. Koneen keskimääräinen vääntömomentti on sitä suurempi mitä suurempi on pitkittäis- ja poikittaisasentojen välinen induktanssiero. Edellä todettiin, että koneen hetkellinen vääntömomentti voidaan laskea koneen liittoenergian muutoksesta kiertymäkulman funktiona. Moottorikäytössä monesti koneen virta pidetään työiskun aikana hakku-riteholähteen avulla vakiona, kuva 12.5.

Jos koneen magnetointikäyrät tunnetaan riittävän monella roottorin eri kulmalla, sekä vaiheen virta näissä pisteissä, voidaan magneettinen liittoenergia  $W^*$  laskea roottorin eri asennoissa, ja sen muutosta kulman suhteen tutkia differenssiyhätälöiden avulla. Näin saadaan hetkelliselle vääntömomentille approksimaatioita.

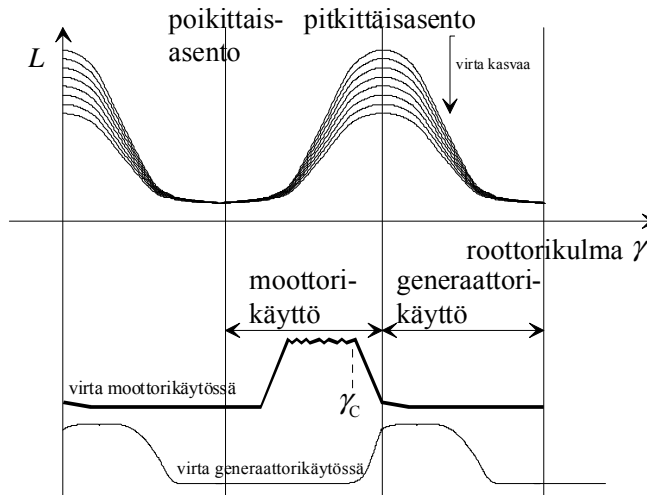
Siinä erikoistapauksessa, että moottori ei kyllästy, magnetointikäyrä on lineaarinen ja siten magneettinen liittoenergia  $W^*$  ja varastoitunut energia  $W_e$  ovat yhtäsuuret

$$W^* = W_e = \frac{1}{2} Li^2, \quad (12.6)$$

ja hetkellinen vääntömomentti vakiovirran tapauksessa

$$T = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\gamma}. \quad (12.7)$$

Kuva 12.5 Kyllästyvän reaktanssimoottorin induktanssi kulman funktiona virta parametrina sekä moottorikäytön että generaattorikäytön virtapulsit, kun välipiirin jännite pysyy vakiona. Moottorikäytössä vaihe kommutoidaan kulmalla  $\gamma_c$ . Moottorin virta ei kuvassa ehdi aivan nollaan pitkittäisasentoon mennessä. Tällöin tapahtuu pieni jarrutus koneen siirtyessä pois pitkittäisasennosta.



Kyllästymättömässä piirissä induktanssi muuttuu likimain lineaarisesti, joten sen muutos kulman suhteen on vakio. Tällöin vääntömomentti on verrannollinen ainoastaan virran neliöön ja sen säätäminen helppoa. Käytännössä ei kuitenkaan kannata pyrkiä kyllästymättömään rakenteeseen, sillä se vaatisi suuren ilmavälin. Tämä pienentäisi vääntömomenttia koneen kokoon nähden, koska induktanssiero roottorin poikittais- ja pitkittäisasennon välillä jää pieneksi. Suuri ilmaväli vaatisi myös teholtaan ylimitoitettua ohjauksen.

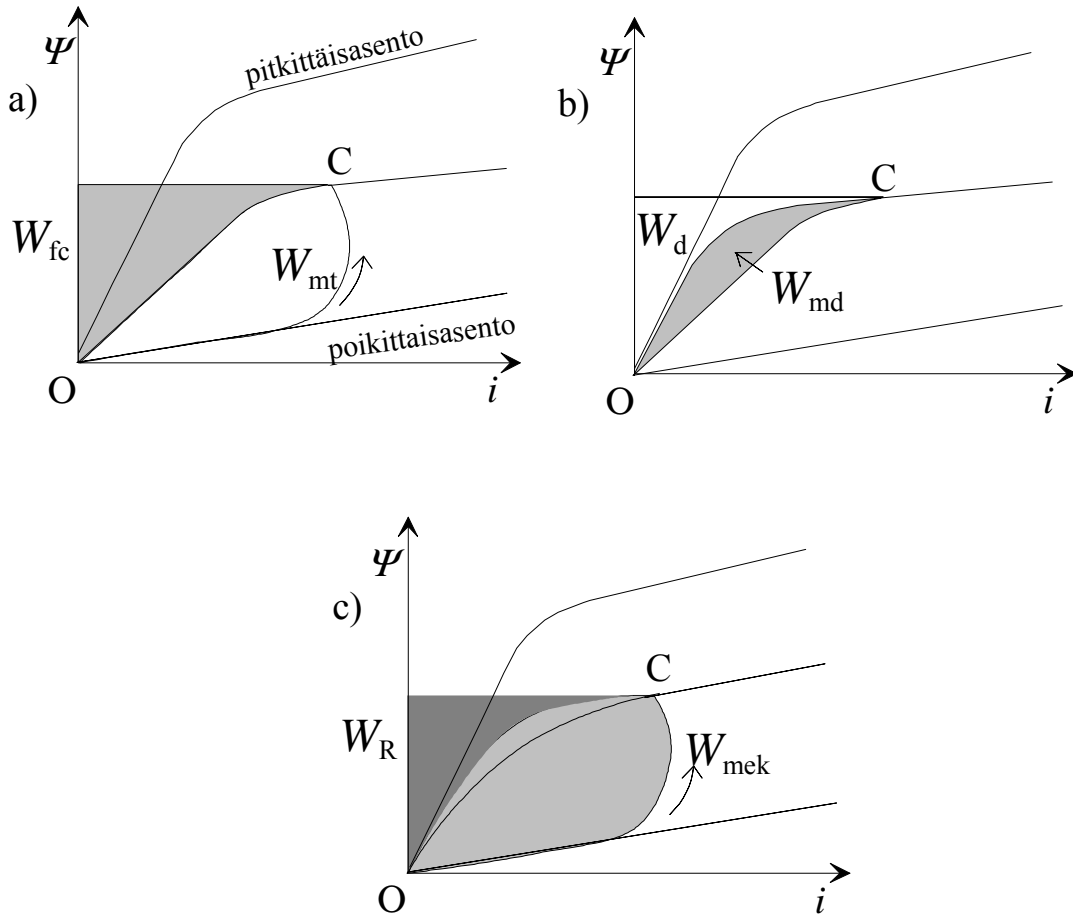
## 12.2 Keskimääräinen vääntömomentti

Yhden vaiheen hetkellinen vääntömomentti ei pysy vakiona roottorin kulman muuttuessa. Sähkökäytön kannalta on tärkeää selvittää koneen keskimääräinen vääntömomentti. Oletetaan, että SR-koneen kulmanopeus  $\Omega$  pysyy vakiona.

Syöttöjännitteen  $U_d$  ja vaiheresistanssin ollessa vakioita ja resistiivisen jännitehäviön ollessa pieni käämivuo  $\Psi$  kasvaa lineaarisesti jännitteen integraalina jännitteen kytkemisen jälkeen



$\Psi(t) = \int (U_d - Ri) dt = \frac{1}{\Omega} \int (U_d - Ri) d\gamma$ . Virta  $i$  kasvaa aluksi myös lineaarisesti induktanssin  $L$  ollessa poikittaisasennon lähellä pieni ja lähes vakio. Napojen lähestyessä pitkittäisasentoa induktanssi kasvaa nopeasti, jolloin muodostuva vasta-smv rajoittaa virtaa. Tämä vaihe on esitetty välillä 0 - C (kuva 12.6 a). Roottorikulmalla  $\gamma_C$  pisteessä C kyseinen vaihe kommutoidaan. Tällöin järjestelmään on tuotu energia  $W_{mt} + W_{fc}$ . Tässä  $W_{fc}$  on magneettikenttään varastoitunut energia ja  $W_{mt}$  transistorin johtaessa tehty mekaaninen työ. Tässä vaiheessa tehty mekaaninen työ on suurinpiirtein yhtä suuri kuin magneettipiiriin varastoitunut energia. Kommutoinnin jälkeen jännitteen napaisuus vaihtuu ja energia  $W_d$  palautuu diodin läpi jännitelähteeseen, ja jäljelläoleva energia  $W_{md}$  on välillä C - 0 saatu mekaaninen työ, kuva 12.6 b). Koko työjakson aikana saatu mekaaninen työ on siis  $W_{mek} = W_{mt} + W_{md}$  ja virtalähteeseen palautuva energia on  $W_R = W_d$ . Koko työkiertoa esittää kuva 12.6 c). Kuvan esimerkin mukaisesti mekaanisen energian osuus koko energiasta on noin 65 %



Kuva 12.6: a) Transistorin johtamisjakso, b) Diodin johtamisjakso, c) Energianmuunnossilmukka

Loppuosa energiasta on reluktanssikoneen "loisenergiaa", joka varastoituu vuoroin välipiiriin kondensaattorin sähkökenttään ja koneen magneettipiiriin magneettikenttään.

SR-koneelle on tapana määrittää energiasuhde  $\Gamma$ , joka ilmoittaa energiasilmukan aikana mekaaniseksi energiaksi muunnettavissa olevan energian

$$\Gamma = \frac{W_{mek}}{W_{mek} + W_R} = \frac{W_{mek}}{W_{el}}. \quad (12.8)$$

Energiasuhde on jossain määrin analoginen suure vaihtovirtakoneiden tehokertoimen kanssa. Kuvan 12.6 esimerkissä energiasuhde saa likimäärin arvon  $\Gamma = 0.65$ . Reluktanssikoneen keskimääräinen vääntömomentti voidaan määrittää, kun tunnetaan roottorin kierroksen aikana tapahtuvien työiskujen määrä. Yhden kierroksen aikana kaikki roottorin navat  $N_r$  työskentelevät kaikkien staattorivaiheiden kanssa, joten työiskuja saadaan  $mN_r$  kpl. Keskimääräinen vääntömomentti saa siis arvon

$$T = \frac{mN_r}{2\pi} W_{\text{mek}}. \quad (12.9)$$

Käytännössä valmistuksesta aiheutuvien epätarkkuuksien vuoksi energianmuunnossilmukat eri vaiheilla voivat hieman poiketa toisistaan ja aiheuttaa siten eroja vaiheiden vääntömomenttien välillä.

Tehoelektroniikan koneeseen syöttämä alkuperäinen energia  $W_{\text{el}}$  voidaan ilmaista murto-osana  $k$  tulosta  $i_C \Psi_C$ , missä  $\Psi_C$  on käämivuon arvo kommutointihetkellä ja  $i_C$  on virran arvo vastaavalla hetkellä. Mikäli käämivuo kasvaa lineaarisesti vuonmuodostusjakson O-C aikana kuvan 12.6 mukaan, niin

$$\Psi_C = U_d \theta / \Omega. \quad (12.10)$$

Tässä kulma  $\theta$  on se kulma, minkä aikana tehoaste syöttää tehoa koneeseen. Nyt saadaan

$$W_{\text{el}} = \frac{W_{\text{mek}}}{\Gamma} = \frac{kU_d \theta i_C}{\Omega}, \quad (12.11)$$

ja koska  $i_C$  on tehoelektroniikan antaman virran huippuarvo, saadaan pääteasteen tehonkäsittelykykyvaatimukseksi  $m$ -vaiheisessa järjestelmässä

$$S_m = mU_d i_C = \frac{mW_{\text{mek}} \Omega}{\Gamma k \theta} = \frac{2\pi T \Omega}{N_r \Gamma k \theta}. \quad (12.12)$$

Vääntömomentin ja kulmanopeuden tulo vastaa ilmapälitehoa  $P_\delta$ , ja tulo  $N_r \delta$  on vakio, jonka maksimiarvo on noin  $\pi/2$  koneen perusnopeudella. Tehoasteen tehonkäsittelykyvyn on siis oltava

$$S_m = \frac{4P_\delta}{k\Gamma}. \quad (12.13)$$

Vaadittava teho on siis riippumaton vaiheluvusta ja napojen määrästä ja on kääntäen verrannollinen energiasuhteeseen  $\Gamma$  ja hyödynnyssuhteeseen  $k$ . Sekä  $\Gamma$  että  $k$  riippuvat molemmat voimakkaasti koneen staattisista magnetointikäyristä ja erityisesti pitkittäis- ja poikittaisasennon käyristä. Nämä käyrät ovat kuitenkin käytännössä voimakkaasti riippuvaisia napaluvusta  $N_r$ , joten sillä on siis voimakas epäsuora vaikutus koneen tehoasteen mitoitukseen. Tehoasteen tehonkäsittelykykyä koneen akselitehoon verrattaessa voidaan likimäärin arvioida olettaen, että  $k = 0.7$  ja  $\Gamma = 0.6$ , että  $S_m / P_\delta \approx 10$ . Tämä arvo on tyypillinen SR-moottorikäytöissä, ja samaa suuruusluokkaa olevia inverteritehoasteita tarvitaan myös oikosulkumoottorikäytöissä. /1/.

### 12.3 Molemmien puolin avonapaisen reluktanssimoottorin ohjaus

Molemmien puolin avonapainen reluktanssimoottori vaatii konekohtaisen ohjausjärjestelmän, joka koostuu tehoelektroniikalla toteutetuista katkojista sekä näitä ohjaavista säätö- ja mittauspiireistä.

Reluktanssimoottorin vääntömomentin suunta ei riipu staattorikäänin virran suunnasta, joten katkojassa voidaan käyttää yksisuuntaisia kytkimiä.

### 12.3.1 Ohjauskytkennät

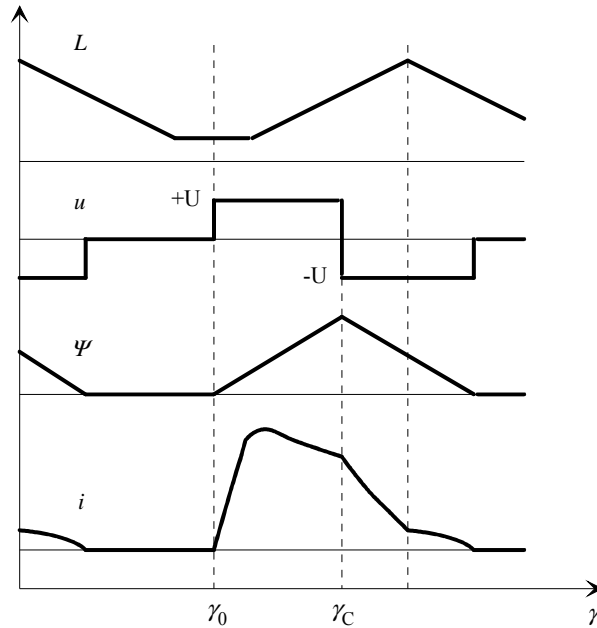
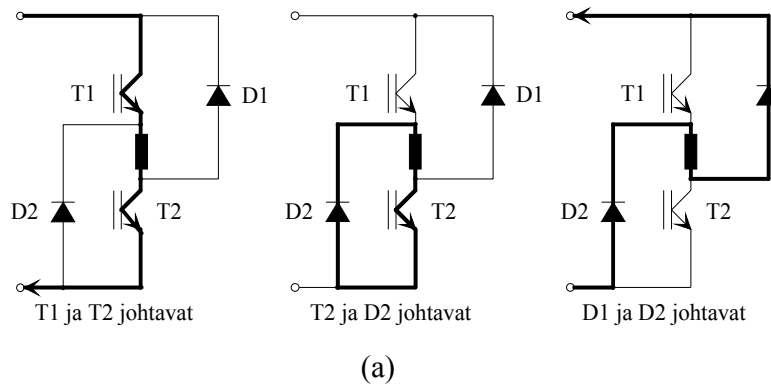
Moottorikäytössä on tärkeää saada käänivuo kasvamaan nolasta mahdollisimman suureksi hetkellä, jolloin roottorin napa lähestyy kyseisen vaiheen staattorin napaa ja piirin induktanssi kasvaa voimakkaasti. Tämä tapahtuu kytkemällä syöttöjännite päälle roottorin kulmalla  $\gamma_0$  ja kytkemällä jännite pois kommutointikulmalla  $\gamma_C$ . Kuvassa 12.7(a) on esitetty yksi mahdollinen kytkentä reluktanssimoottorin yhden vaiheen ohjaamiseksi. Kuvan kytkimet voivat olla bipolaarisia tehotransistoreja, tyristoreja, tehoFETtejä tai IGB-transistoreja. Pienillä kierrosluvuilla kytkimiä ohjataan yleensä siten, että ylempällä transistorilla T1 säädetään virran suuruutta, ja alemmaa transistoria T2 tarvitaan kommutointiin. Roottorin kulman saavuttaessa aseman  $\gamma_0$  molemmat transistorit ohjataan johtamistilaan, ja virta kulkee niiden ja vaihekäänin läpi. Virran noustua ylärajalle ylempi transistori T1 ohjataan estotilaan, jolloin vaihekäänin virta kulkee transistorin T2 ja diodin D2 kautta muuttaen käänin varastoitunutta energiaa edelleen mekaaniseksi työksi. Kommutointikulmalla  $\gamma_C$  myös alempi transistori ohjataan estotilaan ja loput käänin energiasta purkautuu diodien läpi tasajännitelähteeseen tai välipiirin kondensaattoriin, koska käänin yli olevan jännitteen napaisuus vaihtuu. Käänivuon on ehdittävä vähentyä nolaa, ennen kuin roottori ohittaa pitkittäisasennon, muutoin syntyy negatiivinen eli jarruttava vääntömomentti. Kuvassa 12.7(b) on kuvattu käänivuo ja virta yksittäisen ohjauspulssin tapauksessa. /1 s.53-55/

Suurilla pyörimisnopeuksilla molempia transistoreja ohjataan yleensä samanaikaisesti. Tässä menetelmässä virran väre kasvaa, ja siten myös vääntömomentin väre ja melu lisääntyvät. Tätä menetelmää kutsutaan kovaksi katkonnaksi ja sitä käytetään lähinnä jarrutettaessa moottoria eli generaattorikäytössä. Edellistä menetelmää kutsutaan vastaavasti pehmeäksi katkonnaksi. /2 s.246/

### 12.2.2 Virran säätö

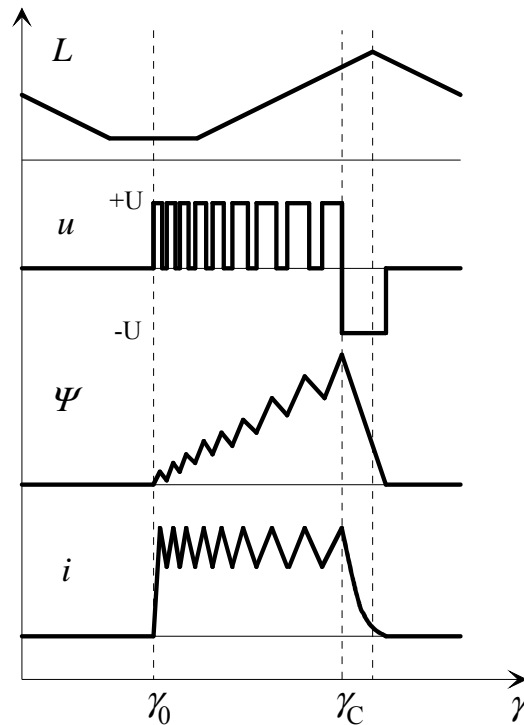
Kuvan 12.7(b) perusteella huomataan, että yksittäinen tasajännitepulssi työiskun aikana tuottaa epämääräisen virran muodon ja siten myös epätasaisen vääntömomentin. Virta kasvaa aluksi lineaarisesti, mutta sitten kasvavan induktanssin aikaansaama vasta-smv rajoittaa virtaa. Kommutointipisteessä jännitteen suunta muuttuu, ja se aiheuttaa vaihevirran äkillisen laskun. Pitkittäisasennossa vasta-smv:n suunta muuttuu piirin induktanssin alkaessa laskea, ja virran laskunopeus hidastuu. Tässä vaiheessa on olemassa vaara, että vasta-smv ylittää syöttöjännitteen ja virta alkaa uudelleen kasvaa. Tämän vuoksi yksi-pulssiohjauksella toimittaessa kommutointikulman on oltava useita asteita ennen pitkittäisasentoa. Nopeuden kasvaessa on kommutointia edelleen aikaistettava, samoin on aikaistettava kytkentäkulmaa  $\gamma_0$  alkamaan jopa ennen poikittäisasentoa. /1 s.57/

Jos halutaan kontrolloida virtaa alhaisella nopeudella, syöttöjännitettä on katkottava. Helpoin tapa on pitää kuvan 12.7 transistori T2 johtavana välillä  $\gamma_0 \dots \gamma_C$ , ja kytkeä transistoria T1 päälle ja pois riittävän korkealla taajuudella. Tämän pehmeän katkonnan sijasta voidaan käyttää myös kovaa katkontaa, jossa molempia transistoreja ohjataan yhdessä korkealla taajuudella. Tämän jännitteen pulssileveysmoduloinnin etuna on vääntömomenttivyöhykkeen kasvu, koska kommutointihetkeä voidaan myöhäistää pienemmän magneettipiiriin varastoituneen energian vuoksi. Meluhaittojen vähentämiseksi kytkentätaajuutena pyritään pitämään yli 10 kHz, mutta suuritehoisilla koneilla voidaan joutua tyytymään pienempään taajuuteen suurten kytkimien hitauden vuoksi.



Kuva 12.7: a) Reluktanssimootorin yhtä vaihtta ohjaava kytkenä ja virran kulku työjakson aikana. b) Virran käyrämuoto yksipulssiohjauksessa ideaalisen induktanssin tapauksessa. /1 s.55/

Jos jännitteen kytkentätaajuus pysyy samana koko roottorin työjakson ajan, syntyy virtaan suurta värettä, ja siksi se ei ole suositeltava ohjaustapa moottorikäytössä. Värettä voidaan pienentää ohjaamalla tehotransistoreja sen mukaan, onko vaiheen virta pienempi vai suurempi kuin virran asetusarvo. Tämän virran hystereesissäädön mukaiset jännitteen, käänmivun ja virran käyrämuodot on esitetty kuvassa 12.8. Yksinkertainen hystereesikomparaattori pitää virran aaltomuodon ylä- ja alarajan välissä - hystereesikaistassa - syöttöjännitettä kytkettäessä. Kytkentätaajuus pienenee, kun magneettipiirin induktanssi kasvaa. Kuvan tapauksessa on käytetty kovaa katkontaa, mutta pehmeää katkontaa voidaan myös käyttää; pehmeä katkonta pienentää virran värettä ja melua sekä vähentää välipiirin suodatuksen tarvetta /1 s.62-63/.



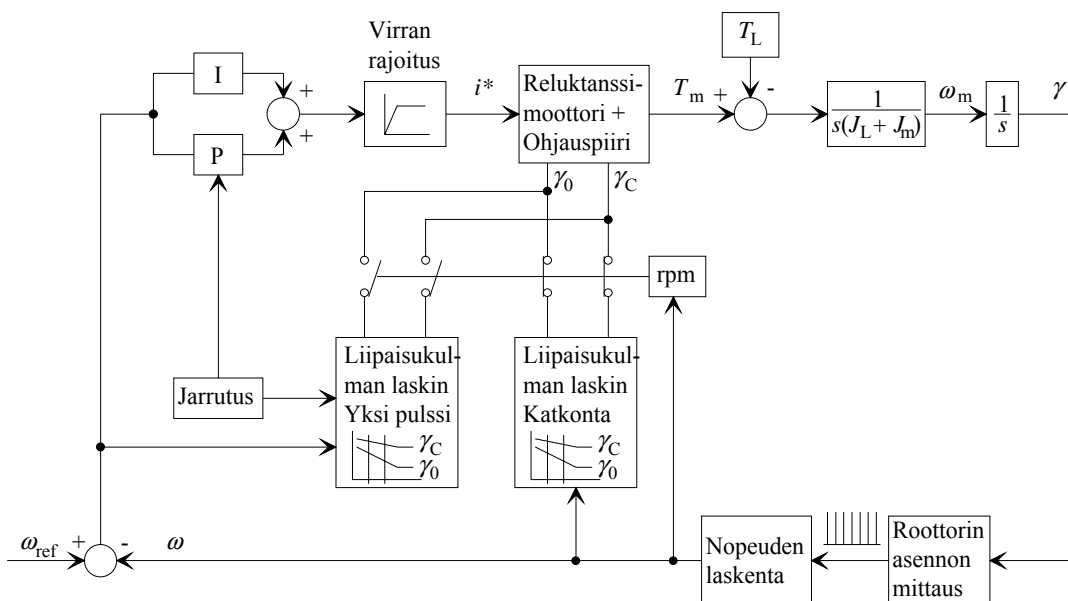
Kuva 12.8 Virran käyrämuoto, kun virran suuruutta ohjataan jännitettä kytkemällä. Hystereesissäädössä on käytetty pehmeää katkontaa. /1 s.63/

## 12.4 Molemmiin puolin avonapaisen reluktanssimoottorin säätö

Digitaalinen säätö mahdollistaa monipuolisen parametrien asettelun ja toimintatapojen ohjelmoinnin luotettavalla tavalla. Ohjauksen suunnittelu ja toteutus riippuvat suuresti kuorman asettamista vaatimuksista, ja ne on yleensä tehtävä tapauskohtaisesti.

### 12.4.1 Säätäjän yleinen rakenne

Reluktanssimoottorin servokäyttö asettaa erittäin korkeat vaatimukset alhaiselle vääntömomentin väreelle, nopealle dynaamiselle sopeutumiselle sekä kykyä toimia nolllanopeudella ja taaksepäin. Ilman näitä servoluokan vaatimuksiakin optimaalinen toiminta yksinkertaisessa muuttuvanopeuskäytössä edellyttää jatkuvaa liipaisukulmien säätöä. Nelikvadranttitoiminta, eli kyky toimia molempiin pyörimissuuntiin positiivisella ja negatiivisella vääntömomentilla, edellyttää nopeita reaaliaikaisia säätäjiä, jotka kontrolloivat suoraan vaihevirtaa ja jännitettä. SR-moottorilla tämän tekee vaikeaksi se, että suhteet vääntömomentin, virran, nopeuden sekä liipaisukulmien välillä ovat erittäin epälineaarisia, ja että ne muuttuvat nopeuden ja kuorman funktioina. Kuvassa 12.9 on esitetty molemmiin puolin avonapaisen reluktanssimoottorin säätäjän yleinen rakenne. Se ei kuitenkaan pysty servoluokan toimintaan, koska siinä ei ole mitään dynaamisia säätökeinoja virran muodon profiloimiseksi vääntömomenttiväreen poistamiseksi, eikä keinoja kompensoida magneettiirin epälineaarisuuksia vakiovääntömomentin aikaansaamiseksi.

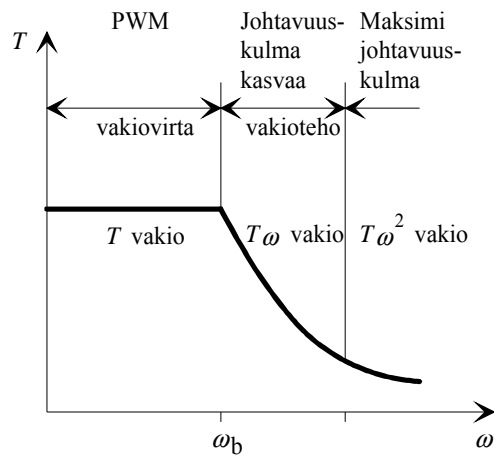


Kuva 12.9 Nelikvadranttitoimintaan pystyvän säätäjän rakenne. Nopeutta säädetään takaisinkytkennällä.  $i^*$  on virran asetusarvo,  $T_m$  on moottorin ja  $T_L$  kuorman vääntömomentti,  $\omega$  on moottorin kulmanopeus ja  $\omega_{ref}$  sen asetusarvo.  $J_m$  ja  $J_L$  ovat moottorin ja kuorman hitausmomentit. /1 s.106/

Kuvassa 12.9 reluktanssimoottori ja sen tehoelektroninen ohjauspiiri on esitetty säätölohkona, jonka lähtönä on vääntömomentti, ja jonka tuloina ovat virran asetusarvo  $i^*$  sekä kytkentä- ja kommutointikulmat  $\gamma_0$  ja  $\gamma_C$ . Säätölohkon oletetaan sisältävän virtaregulaattorin, joka pitää virran halutun vaihteluvälin sisällä eli likimain vakiona. Kaavio sisältää ajatuksellisen muunnoksen vääntömomentistä kulmanopeudeksi ja edelleen roottorin kulmaksi. Moottorin vääntömomentin  $T_m$  ja kuorman vääntömomentin  $T_L$  erotus on Newtonin toisen lain mukaan moottorin sekä kuorman yhteisen hitausmomentin  $(J_M + J_L)$ :n ja kulmakiiktyvyyden tulo. Eroelimen jälkeinen lohko siis integroi vääntömomenttien erotuksen ja jakaa sen yhteisellä hitausmomentilla; tuloksena on kulmanopeus  $\omega_m$ . Seuraava lohko integroi kulmanopeuden, joten tulokseksi saadaan roottorin asemakulma  $\gamma$ . Käytännössä roottorin asema mitataan anturilla; se muutetaan digitaalisesti pulssijonoksi ja tämän perusteella arvioidaan nopeus sopivalla digitaalisella algoritmilla.

Tätä digitaalista nopeusestimaattia verrataan nopeuden asetusarvoon  $\omega_{ref}$ . Näiden erotus menee PI-säätäjään, joka antaa sen perusteella virralle asetusarvon  $i^*$ . Jos nopeuksien erotus kasvaa, eli nopeus jää jälkeen asetusarvosta, niin suhde- eli P-säätäjä ja integroiva eli I-säätäjä kasvattavat virran asetusarvoa. Virran rajoitin asettaa kuitenkin katon virran suuruudelle, ettei virtapiirille aiheudu vahinkoa. Jos nopeus ylittää asetusarvon, on nelikvadranttikäytön pystyttävä tuottamaan jarruttava vääntömomentti. Monissa tavallisissa muuttuvanopeuskäytöissä tämä ei ole tarpeellista, koska kuorman vääntömomentti saa aikaan tarvittavan hidastuvuuden moottorin vääntömomentin alittaessa sen. Jos halutaan tuottaa jarruttava vääntömomentti, virtaa on syötettävä piiriin samalla kun liipaisukulmia myöhäistetään. Jarruttavan vääntömomentin suuruus on virran ja liipaisukulmien epälineaarinen funktio, kuten kiihdyttävä momenttikin.

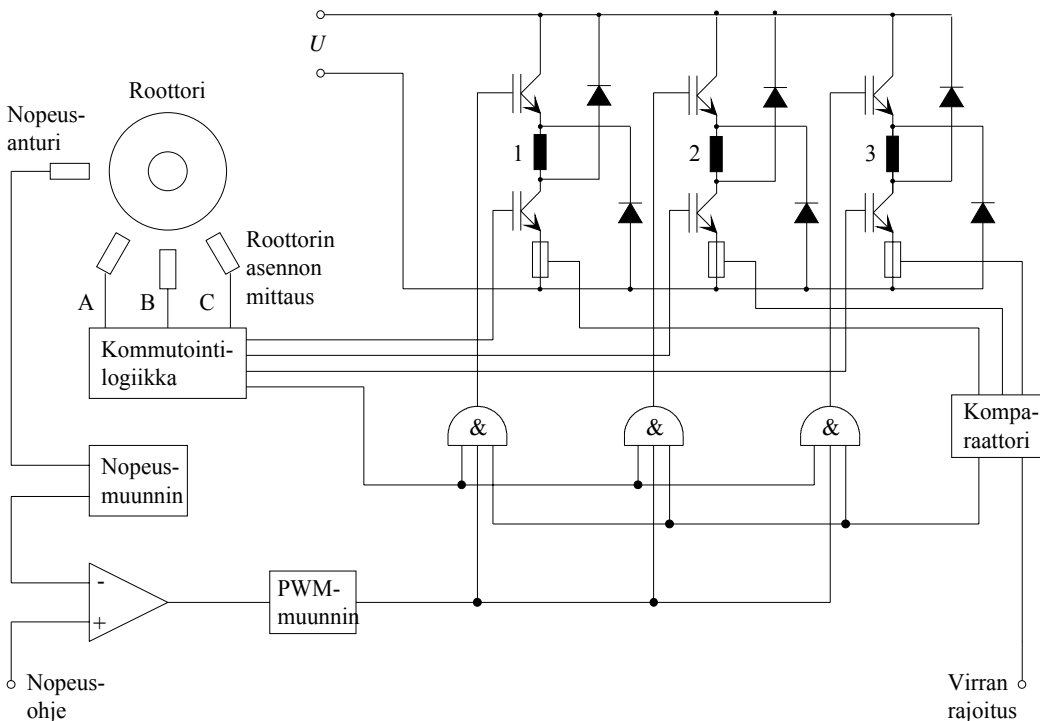
Kuvassa 12.10 on SR-moottorin keskimääräinen vääntömomentti pyörimisnopeuden funktiona. Nollanopeudesta perusnopeuteen  $\omega_0$  moottorin virta pidetään vakiona katkomalla käämin jännitettä, ja moottori toimii lähes vakioväntömomentilla. Nopeuden edelleen kasvaessa kytkin johtaa koko työjakson ajan, ja moottori toimii maksimiteholla. Tehon pysyessä vakiona maksimiarvossaan, pyörimisnopeus säädetään liipaisukulmien perusteella.



Kuva 12.13 Moottorin keskimääräinen vääntömomentti kulmanopeuden muuttuessa.

### 12.4.2 Roottorin asennon määrittäminen

Suljettu säätösysteemi ohjaa katkoja roottorin asennon ja nopeuden sekä vaihevirtojen perusteella. Asennon mittauksessa voidaan käyttää optisia tai magneettisia mitta-antureita. Optinen laite koostuu roottorin mukana pyörivästä rei'itetystä levystä, paikallaan olevasta maskista ja logiikkayksikköön liitetystä valoportista. Kuvan 12.11 National Semiconductorin LMB1008-ohjaimella toteutettu alkeellinen reluktanssimoottorikäyttö pitää sisällään kolme optista anturia roottorin asennon määrittämiseen. Koska virran muoto on suurella nopeudella paljon riippuvainen liipaisukulmista, asennon määrittäminen  $0,5^\circ$  tai jopa  $0,25^\circ$  tarkkuudella on toivottavaa. /1 s.99-101/, /2 s.247/



Kuva 12.11 LMB1008-ohjauksella toteutettu yksinkertainen reluktanssimoottorikäyttö. /1 s.100/

LMB1008-ohjaimessa nopeuserovahvistimesta saatava halutun ja todellisen nopeuden ero ohjaa ylempien tehotransistorien katkontataajuutta. Nopeuseron kasvaessa katkontataajuutta pienennetään. Ohjaus on siten pikemmin pulssileveysmodulaatiota kuin virran regulointia. Virran mittauksesta saatavaa arvoa verrataan virran rajoittajan arvoon, ja mitatun arvon ylittäessä sallitun transis-

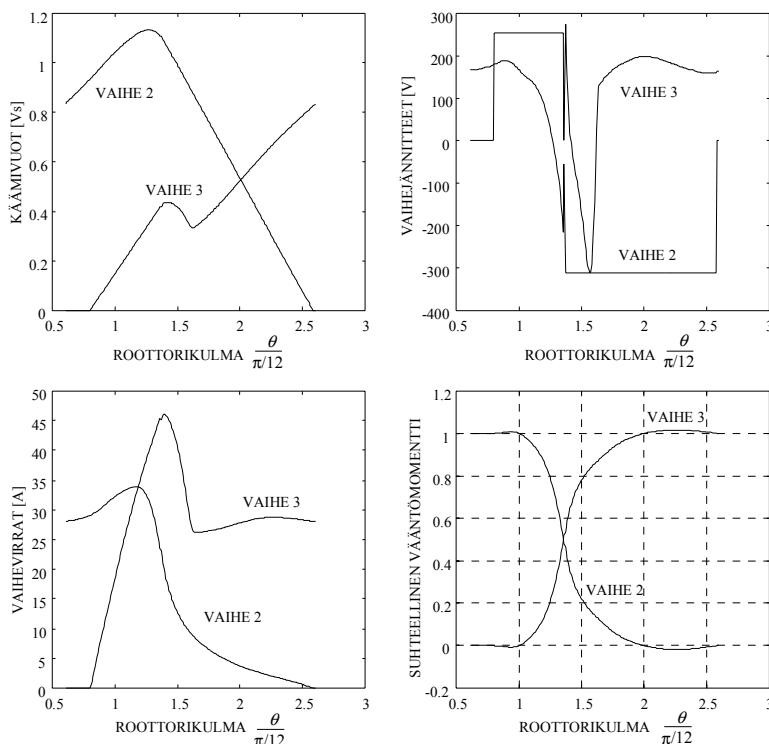
torit ohjataan off-tilaan. Liipaisukulmat voidaan valita logiikka-ohjaimella A, B ja C-mittantureiden tietojen perusteella.

Vaikka askelmoottorit toimivat hyvin ilman roottorin asennon takaisinkytkentää, tämä avoimen piirin säätötapa ei ole stabiili pienihäviöiselle reluktanssimoottorille. Kuitenkin on pyritty kehittämään säätäjiä, jotka toimivat ilman roottorin asentoa mittaavia antureita. Syinä tähän ovat kustannusten pienentäminen ja luotettavuuden parantaminen varsinkin epätavallisissa ja vaikeissa olosuhteissa.

### 12.4.3 Virran profilointi

Perinteisesti SR-moottoreita on ohjattu askelmoottorien tavoin, jolloin staattorin vaihekämeihin syötetään vakiokorkuisia jännite- ja virtapulsseja roottorikulman määräämässä tahdissa. Tällöin vääntömomentissa on suuri väre, mikä on tehnyt moottorit sopimattomiksi useissa käytöissä. Viime vuosina on kehitetty säätömenetelmiä, joissa vääntömomentin väre on saatu lähes tai täysin perinteisten sähkökoneiden tasolle. Säätömenetelmät perustuvat kokeellisiin tuloksiin, joilla on määritetty kunkin konetyypin optimaalinen käyttötapa eri toimintatilanteissa. Reluktanssimoottorin etuna perinteisiin ratkaisuihin nähden on suuri vääntömomentti alhaisellakin nopeudella, sekä itse moottorin yksinkertainen rakenne.

Vaihevirran muotoa säätämällä voidaan nykyisin päästä noin 5...10 prosentin vääntövärihtelyn tasolle. Tämä on kuitenkin mahdollista ainoastaan pienellä nopeusalueella. Suurella nopeudella vääntömomenttivärihtelyn rajoittaminen on vaikeaa. Reluktanssimoottorin käytön yleistymisen edellyttää uusia ratkaisuja ohjaukselta ja invertteriltä, mikäli pyritään tasaiseen vääntömomenttiin laajalla pyörimisnopeusalueella. Kuva 12.12 esittää erään kolmivaiheisen SR-moottorin ohjausta vakiovääntömomentin tuottamiseksi



Kuva 12.12 Eräs tasaisen vääntömomentin tietyllä jänniterajoituksella tuotettava ratkaisu virtojen profiloimiseksi kolmivaiheisessa koneessa.

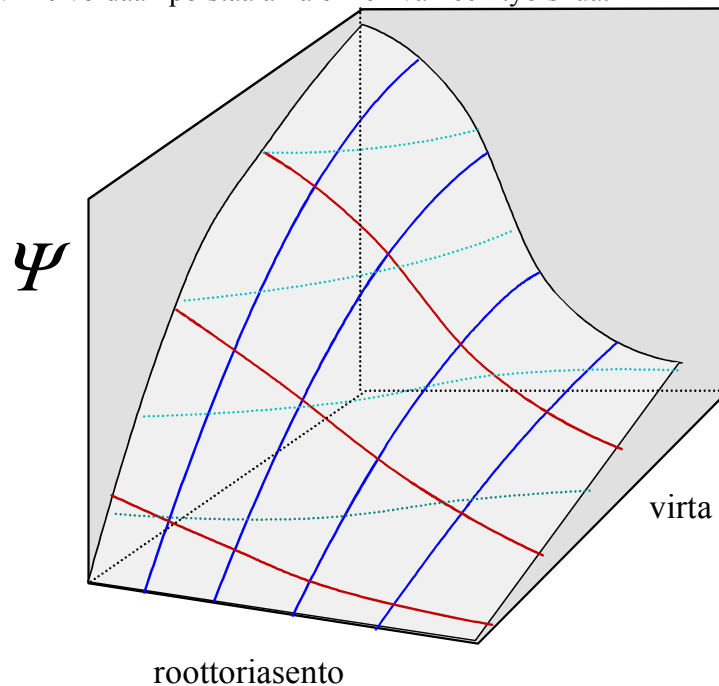


## 12.5 Molemmiin puolin avonapaisen reluktanssikoneen kulma-anturiton käyttö

SR-koneen säätö vaati hyvinkin tarkkaa tietoa koneen roottorin asennosta. Tarkasti tämä tieto saadaan vain kulma-anturilta, mutta jos käytön vaatimukset eivät ole kovin tiukkoja voidaan ehkä käyttää jotain kulma-anturitonta menetelmää roottorin asennon selvittämiseksi.

Useat tutkijat ovat ehdottaneet SR-koneen virrattomien vaiheitten käyttöä induktanssimittauksiin. Tämä menetelmä, jossa virrattomiin vaiheisiin syötetään sopivaa mittasignaalia onnistuu parhaiten vähintään nelivaiheisissa koneissa. Menetelmällä saatuja tuloksia voidaan kohtuullisesti hyödyntää SR-moottorin ohjauksessa. Menetelmä on kuitenkin varsin arka häiriöille.

Jos kone on hyvin tunnettu, voidaan siitä laatia kuvan 12.13 mukainen kulma-käämivuo-virtakartta, jonka avulla voidaan roottorin asentoa estimoida koneen käydessä. Koska käämivuon estimoimiseksi on käytettävissä myös jänniteintegraali ja koska virta voidaan mitata, saadaan kuvan mukaiselta kartalta ratkaistuksi koneen asentokulma hetkellistilassa. Tämä on eräänlainen SR-koneen suora käämivuonsäätö. Tässä tapauksessa ei helposti esiinny samankaltaisia ajautumisongelmia kuin kiertokenttäkoneen DFCL:ssä, sillä vaiheen käämivuo kasvaa joka iskulla aina nolasta, joten mahdollinen offset-virhe voidaan poistaa aina ennen vaiheen työiskua.



kuva 12.13 SR-moottorin käämivuo-kulma-virtakartta, jota voidaan käyttää koneen asentotiedon saamiseksi kun virta on mitattu ja käämivuo on integroitu jännitteestä.

## 12.6 Päätelmät

Reluktanssikoneen etuina perinteisiin sähkökäyttöihin verrattuna voidaan mainita

- roottoriin ei tarvita lainkaan käämistystä, mikä tekee roottorin yksinkertaiseksi rakenteeltaan ja helpoksi valmistaa.
- roottorin hitausmomentti on pieni, mikä parantaa säädetyn sähkökäytön dynamiikkaa
- staattorikäänitys on helppo toteuttaa, vyyhden pään häviöt ovat pienemmät kuin vastaavassa oikosulkukoneessa

- pääosa häviöistä syntyy staattorissa, mikä helpottaa koneen jäähdytystä ja mahdollistaa suuremman kuormitettavuuden
- roottorin suuret aukot mahdollistavat tehokkaan jäähdytysilmavirtauksen koneen läpi
- koneen vääntömomentti on riippumaton virran suunnasta, mikä antaa enemmän vapausasteita invertterin ja säädön ratkaisuissa
- koneella voidaan tuottaa suuri vääntömomentti myös pienillä pyörimisnopeuksilla ja paikallaan pysyvällä roottorilla pienellä virralla
- reluktanssikoneen konevakio on suurempi kuin oikosulkumoottorilla
- vääntömomentti on riippumaton vaihevirran suunnasta, joten tietyissä sovelluksissa voidaan vähentää ohjaimen tehokytkinkomponenttien määrää.
- vikatilanteissa avoimen piirin jännite ja oikosulkuvirta on pieni.
- ohjauskytkennät ovat immuuneja ns. shoot-through -tapauksille, mikä helpottaa ohjausjärjestelmän toteuttamista
- erittäin korkeiden pyörimisnopeuksien käyttö on mahdollista.

Reluktanssimoottorin huonoista ominaisuuksista voidaan mainita pulssimainen epäjatkuva vääntömomentti, joka aiheuttaa värähtelyä laitteistoon sekä akustista melua. Pienellä nopeusalueella on mahdollista nykyisin rajoittaa sähköinen vääntövärähtely noin 5...10 prosenttiin, mikä on vertailtavissa oikosulkumoottorikäyttöihin. Suurella käyntinopeusalueella vääntömomentti värähtelyn rajoittaminen on käytännössä mahdotonta, mutta siitä ei ole haittaa mekaanisen suodatuksen vuoksi. Hitaalla nopeudella parhaat käytöt pystyvät jo nykyisin väreettömään käyntiin. Tasaisinta vääntöä vaaditaan juuri matalilla nopeuksilla, joilla kuormat ovat yleensä herkimpiä värähtelyn vaikutuksille. Pienissä moottoreissa suuria nopeuksia käytettäessä voidaan ääntä vaimentaa käyttämällä kytkentätaajuutta, joka on kuuloalueen yläpuolella.

Vääntömomenttia säädettäessä otetaan välipiiristä tehoa pulssimaisesti, joten siihen tarvitaan tehokas suodatus. Tässä mielessä käyttö ei juuri poikkea oikosulkumoottorin invertterikäytöstä. Moottorin toiminnalle edullinen pieni ilmaväli saattaa aiheuttaa lisäkustannuksia valmistuskustannuksiin. Pieni ilmaväli tarvitaan induktanssisuhteen saamiseksi mahdollisimman suureksi.

Monista eduista huolimatta moottorin soveltaminen on jäänyt vähäiseksi johtuen vaikeudesta tuottaa tasainen vääntömomentti riittävän laajalla pyörimisnopeusalueella. Koneen toimintaperiaate edellyttää uusia ratkaisuja ohjaukselta ja invertteriltä, mikäli pyritään tasaiseen vääntömomenttiin laajalla pyörimisnopeusalueella. Toisaalta nykyinen prosessoritekniikka ja tehoelektroniikka mahdollistavat monimutkaistenkin sähkökäyttöjen säätöalgoritmien toteutuksen.

Molemmin puolin avonapaisen reluktanssikoneen suunnittelu palautuu suurelta osin kentälaskentaan, jonka aikana on määritettävä koneen magneettipiirin muodot ja koneen induktanssit roottorin eri asennoissa. Tämä tehtävä on käsin laskettaessa vaikea, koska tyypillistä reluktanssikoneen toiminnalle on avonapojen reuna-alueiden kyllästyminen. Molemmin puolin avonapaisen reluktanssikoneen suunnittelussa tarvitaan siten kentänlaskentaohjelmisto. Tehtävä helpottuu sikäli, että yleensä voidaan suorittaa kenttäratkaisut staattisissa tiloissa jättäen pyörrevirtaongelmat ratkaisun ulkopuolelle. SR-kone on toistaiseksi käytössä vielä niin harvinainen, että sen suunnittelemiseksi ei löydy laajoja käsinlaskentaohjeita alan oppikirjoista.

SR-moottoreita valmistetaan jo nykyisin erittäin laajalle pyörimisnopeus- ja tehoalueelle, mutta konetyypin käytön yleistymisen on ollut hidasta. Eräs syy tähän on, että moottori on toistaiseksi vaatinut aina konekohtaisen elektronisen katkoja- ja ohjauskytkennän.

Suurella vääntömomentilla toimivia teholuokaltaan n. 30 - 200 kW:n hidaskäyntisiä moottoreita raskaissa nelikvadranttikäytöissä käytetään jo nykyisin mm. kaivosteollisuudessa. Yleiskäyttöisiä

moottoreita valmistetaan sekalaisiin käyttökohteisiin, esimerkiksi korvaamaan vanhoja tasa- ja vaihtovirtamoottorikäyttöjä tarkkaa pyörimisnopeussäätöä vaativissa kohteissa.

Pyörimisnopeussäätö on yleistynyt pumppu- ja puhallinkäytöissä, jolloin niiden hyötysuhde on kasvanut. Tämänlaisissa käytöissä reluktanssimoottorit eivät ole vielä kilpailukykyisiä taajuusmuuttajakäyttöisten oikosulkumoottoreiden kanssa mm. ohjauksen monimutkaisuuden vuoksi. SR-moottorin vääntömomentti on pienillä kierroksilla erittäin suuri, joten suurta vääntöä vaativissa kohteissa moottorityyppi voi yleistyä.

Molemmin puolin avonapaisen reluktanssikoneen soveltuvuutta mm. sähköisiin käsityökaluihin on tutkittu. Niissä sen koko ja vääntöominaisuudet pääsevät oikeuksiinsa. Nykyisin yleisesti käytetyn sekavirtamoottorin puutteena on kuluva mekaaninen kommutaattori ja kommutoinnin aiheuttamat sähkömagneettiset häiriöt. Nämä ongelmat voitaisiin ratkaista SR-moottorikäytöillä. Kestävän rakenteensa ja muiden hyvien ominaisuuksiensa vuoksi SR-moottori soveltuu myös sähköajoneuvojen voimanlähteeksi.

#### LÄHTEET

1. Miller, T.J.E. Switched Reluctance Motors and their Control. Oxford. Magna Physics Publications, Oxford University Press. 1993. s.1-113. ISBN 1-881855-02-3.
2. Carpenter, C. Surface-Integral Methods of calculating forces on magnetized iron parts. IEE Monograph, 1959, No 342.

13. MOOTTORIKAAPELIN AALTOLUONNE JA ERISTEIDEN KESTÄVYYS	
INVERTTERIKÄYTÖSSÄ.....	1
13.1 Kaapelin mallintaminen .....	1
13.2 Heijastuva jännite ominaisimpedanssin epäjatkuvuuskohdassa .....	2
13.3 Jatkava jännite ominaisimpedanssin epäjatkuvuuskohdassa.....	2
13.4 Moottorin ylijännite.....	3

### **13. MOOTTORIKAAPELIN AALTOLUONNE JA ERISTEIDEN KESTÄVYYS** **INVERTTERIKÄYTÖSSÄ**

Taajuudenmuuttajat muokkaavat välipiirin tasajännitteestä jyrkkäreunaisia pulsseja. Tämä aiheuttaa tunnettujen ohjauksellisten ja taloudellisten etujen lisäksi myös tiettyjä vaatimuksia moottorikaapeleille ja moottorin käämien sekä johdinten eristykselle. Taajuusmuuttajalla toteutettu sähkökäytön ohjaus asettaa erityisvaatimuksia kaapeloinnille ja eristykselle verrattuna suoraan verkkoon kytkettyyn käyttöön. Insulated Gate Bipolar Transistorien (IGBT) käyttö kytkentäpuolijohteina on johtanut noin 50 ns:n pulssin reunan nousu- ja laskuaikoihin. Lyhyiden kytkentäaikojen seurauksena käytön kytkentähäviöt pienentyvät, jolloin myös tarvittava lämmönsiirtopinta-ala pienenee. Lyhyet kytkentäajat mahdollistavat suuren kytkentätaajuuden. Suuri kytkentätaajuus parantaa moottorin ottaman virran aaltomuotoa ja vähentää moottorin aiheuttamaa melua säädettäessä käytön kytkentätaajuus siten, ettei se aiheuta resonansseja moottorisysteemissä. Toisaalta taajuusmuuttajan hyötysuhde kuitenkin pienenee kytkentätaajuuden noustessa, joten taloudellisesti on kannattavinta käyttää pieniä taajuuksia.

#### **13.1 Kaapelin mallintaminen**

Normaalia käyttötaajuutta oleellisesti suuremmilla taajuuksilla kaapelia ei enää voi kuvata keskitettyjen kaapeliparametrien avulla, vaan on siirryttävä jakautuneiden vakioiden käyttöön. Tällöin kaapelin resistanssi, induktanssi, konduktanssi ja kapasitanssi ajatellaan jakautuneeksi koko kaapelin pituudelle. Induktanssi ja kapasitanssi pituusyksikköä kohti määrittävät kaapelille yksilöllisen ominaisimpedanssin

$$Z_0 = \sqrt{\frac{l}{c}}. \quad (13.1)$$

$c$  on kapasitanssi pituusyksikköä kohti

$l$  on induktanssi pituusyksikköä kohti

$Z_0$  on ominaisimpedanssi

Siispä kaapelin rakenne ja eristys määräävät ominaisimpedanssin  $Z_0$  suuruuden ja siten se on riippumaton kaapelin pituudesta. Kaapelin ominaisimpedanssin arvo on tyypillisesti luokkaa 100  $\Omega$ . Aallon nopeus kaapelissa riippuu kaapelin rakenteen geometriasta ja materiaaleista. Materiaaleilla tarkoitetaan johdinta ympäröiviä väliaineita eikä itse johdinta. Suurin mahdollinen nopeus on valon nopeus, joka voidaan saavuttaa tyhjiössä. Aallon nopeus  $v$  voidaan määrittää kaapelin ominaisarvojen perusteella

$$v = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} = \frac{1}{\sqrt{l \cdot c}} \quad (13.2)$$

$c$  on valon nopeus

$\epsilon_r$  on suhteellinen permittiivisyys

$\mu_r$  on suhteellinen permeabiliteetti

Moottorikaapelin eristeen suhteellinen permittiivisyys  $\epsilon_r$  voi olla esimerkiksi 4, jolloin aallon nopeus kaapelilla alenee puoleen valon nopeudesta eli  $v = 150 \text{ m}/\mu\text{s}$ . Kun kaapelilla etenevä aalto saapuu epäjatkuvuuskohtaan eli paikkaan, jossa ominaisimpedanssi muuttuu, tapahtuu heijastuminen. Heijastuminen suuremman ominaisimpedanssin rajapinnasta voidaan selittää virran pieneneemisellä suuremman impedanssin omaavalla alueella. Tällöin liitospintaan alkaa keräytyä "ylimääräistä" varausta. Tämä varaus aiheuttaa jännitteen nousun ja syntyy uusi aalto, joka jakautuu heijastuneeseen ja jatkavaan osaan.

### 13.2 Heijastuva jännite ominaisimpedanssin epäjatkuvuuskohdassa

Kaapelin päässä tapahtuvassa jännitteen heijastumisessa voidaan erottaa kaksi ääritapausta

- oikosuljettu johto; heijastuva aalto on amplitudiltaan tulevan aallon suuruinen, mutta vastakkaismerkkinen, jolloin jännite on nolla
- avoin johto; heijastuva aalto on amplitudiltaan tulevan aallon suuruinen ja samanmerkkinen, jolloin jännite kaksinkertaistuu

Normaalitapauksessa moottorin impedanssi on huomattavasti kaapelin ominaisimpedanssia suurempi. Tulevan aallon, eli invertteriohjatun sähkökäytön tapauksessa pulssin, saapuminen kaapelilta moottorin liittimiin aiheuttaa siis väistämättä heijastuksen. Heijastuneen ja tulevan pulssin suhdetta kuvataan heijastuskertoimella  $\rho$ . Tämä kerroin riippuu moottorikaapelin ominaisimpedanssista  $Z_0$  ja aallon "näkemästä" moottorin (käämityksen) ominaisimpedanssista  $Z_m$

$$\rho = \frac{Z_m - Z_0}{Z_m + Z_0} \quad (13.3)$$

Kuten yhtälöstä (13.3) huomataan, vaihtelee heijastuskertoimen arvo välillä  $0 \leq \rho \leq 1$ , kun  $Z_m \geq Z_0$ . Tavallinen arvo heijastuskertoimelle kaapelin ja moottorin rajapinnassa on välillä 0,6..0,9. Heijastunut jännite  $u_r$  voidaan lausua tulevan jännitteen  $u$  ja heijastuskertoimen  $\rho$  avulla

$$u_r = \rho u. \quad (13.4)$$

Kun jännitepulssi on saapunut moottorin liittimille, heijastunut osa aallosta palaa takaisin taajuusmuuttajalle. Invertterillä on aaltoa vastassa suuri välipiirin kondensaattori. Kondensaattorin ominaisimpedanssi suuritaajuiselle palaavalle aallolle on lähellä nollaa, joten aalto heijastuu negatiivisena takaisin (heijastuskerroin likimain -1). Moottorin ja taajuusmuuttajan välillä liikkuu heijastuskertoimen mukaisesti vaimeneva jänniteaalto. Vaimeneminen riippuu voimakkaasti myös kaapelin häviöllisyydestä.

### 13.3 Jatkava jännite ominaisimpedanssin epäjatkuvuuskohdassa

Kaapelin ominaisimpedanssin epäjatkuvuuskohdassa pätevät jatkavalle aallolle seuraavat kaksi ääritapausta

- oikosuljettu johto; jatkava jänniteaalto on amplitudiltaan nolla
- avoin johto; jatkava jänniteaalto on amplitudiltaan kaksinkertainen tulevaan aaltoon nähden

Jatkavan ja tulevan pulssin suhdetta kuvataan läpäisykerroimella  $\tau$ . Tämä kerroin on heijastuskertoimen tavoin moottorikaapelin ominaisimpedanssin  $Z_0$  ja moottorin (käämityksen) ominaisimpedanssin  $Z_m$  funktio

$$\tau = \frac{2Z_m}{Z_m + Z_0} \quad (13.5)$$

Kuten yhtälöstä (13.5) nähdään, vaihtelee läpäisykertoimen arvo välillä  $1 \leq \tau \leq 2$ , kun  $Z_m \geq Z_0$ . Jatkava jännite  $u_2$  voidaan lausua tulevan jännitteen  $u$  ja läpäisykertoimen  $\tau$  avulla

$$u_2 = \tau u. \quad (13.6)$$

### 13.4 Moottorin ylijännite

Jos moottorin jännitteen amplitudi on korkeintaan kaksinkertainen invertterin antamaan pulssiin verrattuna, voidaan jännitteen kasvu selittää edellä esitetyn aaltojohtoteorian perusteella. Heijastuneen jännitteen suuruuteen vaikuttavat kaapelin pituus sekä moottorin ja kaapelin välinen impedanssisovitus. Kun oletetaan täydellinen epäsovitus moottorin ja kaapelin välillä, voidaan moottori kuvata avoimena kaapelin päänä. Tällöin saadaan aallolle täydellinen heijastus moottoriliittimistä ja jännite voi nousta kaksinkertaiseksi.

Jännitteen kaksinkertaistuminen vaatii tiettyä kaapelin pituutta suuremman pituuden, koska invertteriltä palaava negatiivinen aalto vaimentaa ylijännitettä. Jos pulssi ehtii nousta huippuarvoonsa ennen vaimentavan aallon saapumista eli pulssin nousuaika on lyhyempi kuin aallon edestakaiseen matkaan käyttämä aika, jännite kaksinkertaistuu. Täydellisen heijastuksen vaatimalle aallon kulkumatkalle eli kriittiselle kaapelin pituudelle  $L_{kr}$  saadaan tällöin

$$L_{kr} = \frac{t_r \cdot v}{2}. \quad (13.7)$$

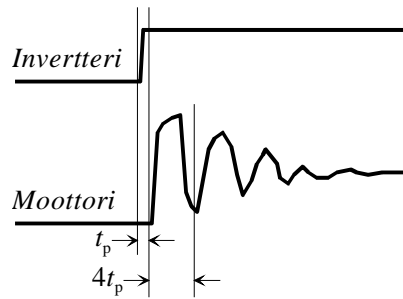
$t_r$  on jännitepulssin rinnannousuaika

$v$  on jännitepulssin etenemisnopeus

Jos oletetaan aallolle  $v = 150 \text{ m}/\mu\text{s}$  ja  $t_r = 100 \text{ ns}$  (IGBT), saadaan kriittiseksi kaapelin pituudeksi 7,5 m.

Tietyissä olosuhteissa voi moottorin jännite kasvaa suuremmaksikin kuin teoreettinen kaksi kertaa välipiirin jännite. Jos viimeisimmän pulssin värähtely ei ole vielä vaimentunut uuden pulssin saapussa, voi näiden yhteisvaikutus johtaa ylijännitteisiin, joiden suuruus on kolmin- tai jopa nelinkertainen pulssin jännitteeseen verrattuna. Edellisestä voidaan päätellä, että kytkentätaajuudella ja moduloinnilla on huomattava vaikutus ko. ylijännitteen suuruuteen, kun taas pulssin nousunopeuden vaikutus on vähäisempi. Kaapelin ominaisvärähtelytaajuudella  $f$  on merkittävä vaikutus kaapelin vaimennukseen, joka puolestaan vaikuttaa kaapelin jäännösvarauksen suuruuteen. Korkeataajuisille aalloille ei ole löydetty hyvän vaimennuksen antavaa materiaalia.

Värähtelytaajuus moottorin liittimillä määritetään aallon etenemisnopeuden  $v$  ja kaapelin pituuden  $L$  avulla ja on siten riippumaton invertterin sekä moottorin ominaisarvoista, kuten pulssin rinnannousuaika tai moottorin teho. Aallon etenemisnopeus on puolestaan kaapelin ominaisarvojen funktio yhtälön (13.2) mukaisesti. Yhden värähdysjakson aikana aalto kulkee matkan  $L$  neljä kertaa (kuva 13.1).



Kuva 13.1. Moottorin jännitevaste invertterin pulssille

Tällöin jaksonaika  $T$  on neljä kertaa aallon kulku-aika  $t_p$ . Nyt saamme värähtelytaajuudelle  $f$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{4t_p} = \frac{v}{4L} = \frac{1}{4L\sqrt{l \cdot c}} \quad (13.8)$$

$c$  on kapasitanssi pituusyksikköä kohti

$l$  on induktanssi pituusyksikköä kohti

$L$  on kaapelin pituus

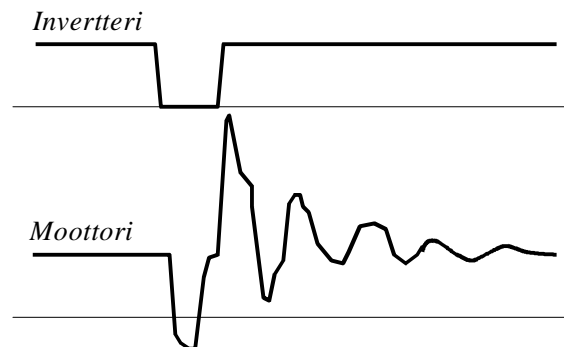
$t_p$  on aallon kulku-aika

$T$  on värähtelyn jaksonaika

$v$  on aallon etenemisnopeus

Kaapelin ominaisvärähtelytaajuudella on välillinen vaikutus aallon vaimenemiseen. Johtimen resistanssi ja siten vaimennus kasvaa virranajoitelmien vaikutuksesta. Virranajoitus on puolestaan värähtelytaajuuden funktio. Siispä värähtelytaajuuden kasvaminen nopeuttaa aallon vaimentumista. Heijastuneen aallon värähtelyn pitää olla vaimentunut ennen seuraavan pulssin saapumista, jos halutaan välttää ylijännitteet, jotka ovat suurempia kuin kaksi kertaa välipiirin jännite.

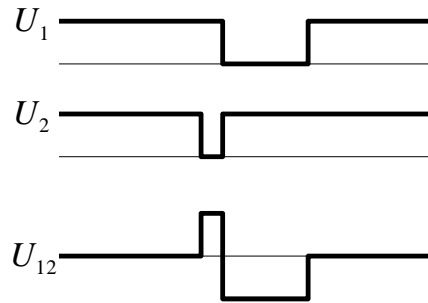
Kuvassa 13.2 on esitetty ns. double pulsing -ilmiö, joka aiheuttaa suuria ylijännitteitä. Se syntyy, jos edellisen pulssin aiheuttama transienttitiila (värähtely) ei ole ehtinyt vaimentua ennen seuraavan pulssin saapumista eli varaukseton aika ei ole tarpeeksi pitkä. Alussa invertterin ja kaapelin jännitteet ovat yhtä suuria. Invertterin pulssin laskureuna aiheuttaa heijastuksen moottoriliittimissä kulkuaaltoteorian perusteella ja heijastunut aalto jatkaa invertterille, josta se heijastuu takaisin heijastuskertoimella  $-1$ . Saman aikaisesti invertteriltä heijastuneen aallon kanssa moottorille saapuu invertterin ohjauspulssin nousureuna. Näiden kahden aallon yhteisvaikutuksena syntyy kuvan 13.3 mukainen tilanne.



Kuva 13.2 Double pulsing -ilmiön syntymekanismi.

Moottoriliittimissä vaikuttavan jännitteen suuruus riippuu kaapelin vaimennuksesta, pulssin varauksettomasta ajasta eli ajasta, jolloin pulssin jännite on nolla, kaapelin pituudesta sekä invertterin kytkentätaajuudesta.

Vaaditun lähtötaajuuden saavuttamiseksi kytkee invertteri jokaisen vaiheen puolijohdekytkimiä ohjelmansa mukaisesti. Tarkasteltaessa tilannetta kokonaisuutena voi syntyä tilanne, jossa eri vaiheiden välinen jännitteen muutos on kaksinkertainen välipiirin jännitteeseen verrattuna (kuva 13.3).



Kuva 13.3. Pääjännitteen muutos kahden vaihejännitteen muuttuessa samanaikaisesti.

Em. tilanne aiheuttaa double pulsing -ilmiötä suurempia ylijännitteitä. Nämä ylijännitteet ovat pahimmillaan suurempia kuin invertterikäyttöön suunnitellun koneen laskennalliset jännitekestoisuudet./2/

Yleisin tapa toteuttaa suodatus on asentaa sarjakuristimet moottorikaapeliin. Ne vaimentavat pulssin korkeataajuisia komponentteja ja loiventavat siten pulssin reunoja. Tämä ratkaisu lisää luonnollisesti induktanssia ja aiheuttaa jännitehäviön, joka puolestaan alentaa moottorin jännitettä ja saatavaa vääntömomenttia. Kaapelin induktanssi ja sarjakuristimen induktanssi summautuvat koneen staattorin hajainduktanssin kanssa, jolloin koneen kippivääntömomentti alenee selvästi.

Pienillä koneilla ( $P < 20$  kW) voi moottorin ominaisimpedanssi käämityksen impedanssista johtuen olla 10..100-kertainen verrattuna kaapelin impedanssiin. Tästä johtuen tuleva aalto heijastuu moottorilta takaisin yhtälöiden (13.3) ja (13.4) mukaisesti. Jos kaapeli kuitenkin päätetään kyseisen kaapelin ominaisimpedanssia vastaavalla impedanssilla, ei heijastusta tapahdu.

Koneen suurentuessa ominaisimpedanssi pienenee, ja tämän vuoksi koneen ja kaapelin impedanssit lähestyvät toisiaan. Näin sovitus paranee ilman erityisiä toimenpiteitä ja aaltojen heijastuminen vähenee. Tämä ei kuitenkaan tarkoita sitä, ettei suurilla koneilla jännitteen nousu olisi merkittävää.

Seuraavassa on esitetty kolme tapaa sovittaa impedanssit. Kaikki tavat perustuvat moottorin kanssa rinnakkain olevaan, passiivisista komponenteista rakentuvaan suodattimeen. Kaapelin ominaisimpedanssi  $Z_0$  on moottorin ominaisimpedanssia  $Z_m$  huomattavasti pienempi, jolloin  $Z_0$  on määräävä. Tällöin pyrimme saamaan suodattimen impedanssin  $Z_s$   $Z_0$ :n suuriseksi. Suodattimen ja moottorin rinnankytkennässä voidaan käyttää seuraavan yhtälön mukaista yksinkertaistusta.

$$\rho = \frac{(Z_s \parallel Z_m) - Z_0}{(Z_s \parallel Z_m) + Z_0} \approx \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} \quad (13.9)$$

Siispä voimme moottorin ominaisimpedanssista välittämättä suunnitella suodattimen kaapelin ominaisimpedanssin avulla.



Kaapeli voidaan päättää moottorin kanssa rinnan kytketyllä resistanssilla  $R$ , jonka arvo määräytyy kaapelin ominaisimpedanssin perusteella eli asetetaan  $R = Z_0$ .

$$R = Z_0 = \sqrt{\frac{l}{c}} \quad (13.10)$$

Kuitenkin pelkän resistanssin aiheuttama tehohäviö on niin merkittävä, ettei tätä menetelmää voi pitää varteenotettavana vaihtoehtona heijastuksia eliminoidessa. Esimerkiksi 460 V:n jännitteellä ja 30 m:n pituisella kaapelilla häviöt resistanssissa ovat 1 kW:n luokkaa, kun kaapelin ominaisimpedanssi on 190  $\Omega$ .

Kondensaattorin ja vastuksen sarjaan kytkentä kuvan 13.4 mukaisesti muodostaa suodattimen, joka voisi tulla kysymykseen impedanssien sovituksessa. Suodattimen resonanssitaajuudeksi valitaan kokemusperäisesti taajuus, joka on viisi kertaa invertterin kytkentätaajuus. Kulmataajuus määritetään toimintataajuuden avulla, joka asetetaan lähelle resonanssitaajuutta. Nyt saadaan suodattimen impedanssille  $Z_{S01}$

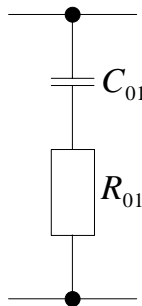
$$Z_{S01} = \sqrt{R_{01}^2 + \left(\frac{1}{\omega C_{01}}\right)^2}, \quad (13.11)$$

missä  $C_{01}$  on suodattimen kapasitanssi  
 $R_{01}$  on suodattimen resistanssi  
 $Z_{S01}$  on suodattimen impedanssi  
 $\omega$  on kulmataajuus

Suodatuspiiri pyritään saamaan ylivoimennetuksi. Tällöin  $R_{01}$ :lle voidaan kirjoittaa ehto

$$R_{01} > \sqrt{\frac{4l}{C_{01}}} \quad (13.12)$$

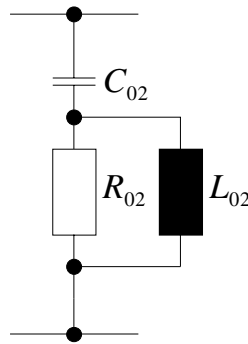
$C_{01}$  on suodattimen kapasitanssi  
 $l$  on kaapelin induktanssi  
 $R_{01}$  on suodattimen resistanssi



Kuva 13.4 RC-suodatin.

Tehohäviöt tällä rakenteella ja samoilla ehdoilla kuin edellisessä tapauksessa (460 V, 30 m, 190  $\Omega$ ) jäävät 150 W:n tasolle.

Ns. toisen asteen suodatin koostuu kuvan 13.5 mukaisesti kapasitanssista  $C_{02}$ , induktanssista  $L_{02}$  ja resistanssista  $R_{02}$ .



Kuva 13.5 Toisen asteen suodatin.

Kyseisen suodattimen impedanssille  $Z_{S02}$  saadaan lauseke

$$Z_{S02} = \sqrt{\left(\frac{R_{02} \omega^2 L_{02}^2}{R_{02}^2 + \omega^2 L_{02}^2}\right)^2 + \left(\frac{R_{02}^2 \omega L_{02}}{R_{02}^2 + \omega^2 L_{02}^2} - \frac{1}{\omega C_{02}}\right)^2} \quad (13.13)$$

$C_{02}$  on suodattimen kapasitanssi  
 $L_{02}$  on suodattimen induktanssi  
 $R_{02}$  on suodattimen resistanssi  
 $Z_{S02}$  on suodattimen impedanssi  
 $\omega$  on kulmataajuus

Suodatuspiiri pyritään saamaan ylivaimennetuksi. Tällöin  $R_{02}$ :lle voidaan kirjoittaa ehto

$$R_{02} < \frac{\sqrt{L_{02} C_{02}}}{2C_{02}} \quad (13.14)$$

$C_{02}$  on suodattimen kapasitanssi  
 $L_{02}$  on suodattimen induktanssi  
 $R_{02}$  on suodattimen resistanssi

Tehohäviöt tässä tapauksessa ovat samaa luokkaa kuin  $RC$ -suodattimella eli noin 150 W.

Ohjelmalliset keinot tulevat kyseeseen lähinnä edellä käsitellyissä double pulsing ja napaisuuden muutos -tapauksissa. Double pulsing voidaan estää eliminoimalla tiettyä kestoaikaa lyhyemmät pulssit. Asetettu varaukseton aika on systeemikohtainen ja määritettävissä kaapelin vaimennuksen ja pituuden sekä invertterin kytkentätaajuuden perusteella. Napaisuuden muutos estetään vertailemalla eri vaiheiden pulsseja ja tarpeen vaatiessa lyhentämällä tai pidentämällä niitä.

Taajuusmuuttajan syöttämä jännite koostuu lähes suorakulmaisista pulsseista. Nopeiden nousu- ja laskuaikojen seurauksena pulssi sisältää erittäin suuritaajuisia yliaaltoja. Nämä yliaallot aiheuttavat käämityksiin "ylimääräisiä" virtoja, jotka puolestaan johtavat lisääntyneisiin häviöihin ja sitä kautta käämityksen lämpötilan nousuun. Tämä lämpeneminen on joko kompensoitava tehoa laskemalla tai otettava huomioon nopeampana lämpövanhenemisena verkkokäyttöön verrattuna. Eristeiden lämpökestoisuuden perusteella on määritelty ja standardisoitu eristysluokat. Taulukossa 11.2 lueteltiin muutamia IEC 34-1:n ja IEC 85:n mukaisia luokkia ja rajalämpötiloja.

Edellä on käsitelty taajuusmuuttajan jyrkkäreunaisten jännitepulssien vaikutusta koneen lämpenemiseen. Taajuusmuuttajaohjaus voi tuoda ongelmia koneen jäähdytykseen, vaikka ei suoranaisesti

lämmittäisikään koneen käämistä. Koneen tuuletussiivet ja -aukot on suunniteltu normaalia verkkokäyttöä silmällä pitäen. Alhaisilla pyörimisnopeuksilla ei koneen oma jäähditys välttämättä riitä, jolloin tarvitaan ulkoista jäähdytystä, tavallisesti puhallin.

Normaali matalataajuuksinen (50/60 Hz) käyttöjännite jakaantuu tasaisesti käämitykselle eli jännitehäviö sekä käämin että peräkkäisten käämikierrosten yli pysyy vakiona. Käytettäessä invertteriohjausta ei jännitejakauma ole enää tasainen ja taajuusmuuttajien antamien jyrkkäreunaisten jännitepulssien onkin todettu aiheuttavan huomattavasti suurempia jänniterasituksia moottorikämmityksissä kuin perinteinen sinimuotoinen verkkojännite. On mahdollista, että vyyhdin ensimmäinen ja viimeinen johdinkierros jäävät käämittäessä vierekkäin. Tällöin koko vyyhdin yli vaikuttava jännite on myös näiden äärimmäisten johdinkierrosten välillä oleva jännite. Käämiin kuuluvien yksittäisten johtimien eristys on suunniteltu estämään sähköinen kontakti johtimien välillä normaalitaajuisella verkkojännitteellä. Jännitteen epätasainen jakautuminen käämin yli ja eri johdinkierrosten välillä johtaa huomattaviin ylijännitteisiin sekä maata vasten että johtimien välillä. Vyyhtien eristys rungosta on huomattavasti johtimien välistä eristystä vahvempi joten todennäköisimmin koneen eristys peittää vyyhtien sisällä.

Osittaispurkaukset on totuttu liittämään suurjännitteellä toimiviin koneisiin. Kuitenkin käämin yli vaikuttava jännite kasvaa invertterikäyttöissä tarpeeksi suureksi aiheuttamaan osittaispurkauksia. Nämä johtavat eristeiden ennenaikaiseen vanhenemiseen. Samoin kuin ylijännitteiden tapauksessa on johtimien välinen eristys suhteellisesti vyyhdin eristystä heikompi ja näin ollen kriittisempi paikka eristeiden kestävyyttä tarkasteltaessa.

Aaltojohtoteoria selittää heijastuksen perusteella moottoriliittimissä vaikuttavan ylijännitteen. Omaisimpedanssin vaikutus kaapelisovituksessa on ilmeinen. Ylijännitteet ja niiden syntymekanismit esitetään lyhyesti sekä luokitellaan ne yli ja alle kaksikertaisiksi tulevan aallon jännitteeseen verrattuna. Alle kaksinkertaiselle ylijännitteelle on esitetty kriittinen kaapelin pituus. Ylijännitteiden alentamiseksi on esitelty kaksi tapaa: passiivisilla komponenteilla toteutettu impedanssisovitus ja ohjelmallinen pulssin eliminointi -menetelmä.

### **Kirjallisuutta**

Liukko, Tommi: Moottorikaapelin aaltoluonne ja eristeiden kestävyys invertterikäytössä, in Juha Pyrhönen, toim. Sähkökäyttötekniikan erikoiskysymyksiä 1998, Opetusmoniste 1 LTKK Sähkötekniikan osasto, ISBN 951-764-210-5

Kerkman, Leggate, Skibinski: Interaction of Drive Modulation & Cable Parameters on AC Motor Transients. IEEE 0-7803-3544-9/96.

von Jouanne, Rendusara, Enjeti, Gray: Filtering Techniques to Minimize the Effect of Long Motor Leads on PWM Inverter-Fed AC Motor Drive Systems. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no. 4, July/August 1996.

Paloniemi, Keskinen: Sähkökoneiden eristykset. Sähkömekaniikan liseniaattiseminaari, Otaniemi 1996. ISBN 951-22-3298-7.

Mbaye, Bellomo, Lebey, Oraison, Peltier: Electrical Stresses Applied to Stator Insulation in Low-voltage Induction Motors Fed by PWM Drives. IEE Proceedings -Electr. Power Applications, vol. 144, no. 3, May 1997.

14.	MOOTTORIEN LAAKERIVIRRAT INVERTTERIKÄYTÖSSÄ .....	1
14.1	Sähkövirran aiheuttaman laakerivaurion syntymekanismi .....	1
14.2	Ei -kiertävät laakerivirrat .....	4
14.3	Moottorin hajakapasitanssien aiheuttama potentiaalinen nousu .....	5
14.4	Kiertävät laakerivirrat .....	6
14.5	Laakerivirtojen pienentäminen .....	7
14.5.1	Maadoitus.....	7
14.5.2	Lähtökuristin .....	8
14.5.3	Laakerin eristäminen.....	8
14.5.4	Akselin maadoittaminen .....	8
14.5.5	Työkoneen ja moottoriakselin galvaaninen erotus .....	8
14.5.6	Johtavan laakerirasvan käyttö .....	8

## **14. MOOTTORIEN LAAKERIVIRRAT INVERTTERIKÄYTÖSSÄ**

Laakerivirrat ovat olleet kiistelynkin kohteena. Laakerivirrat eivät ole modernin tehoelektroniikan mukanaan tuoma ilmiö, vaan akselijännitteitä sekä niiden aiheuttamia laakerivirtoja ovat tutkineet jo mm F. Punga sekä W. Hess teoksessaan “Elektrotechnik und Maschinenbau” vuonna 1907. Aiheesta “Shaft currents in electric machines” esitelmöivät P. Alger ja H. Samson A.I.R.E:n konferenssissa vuonna 1924 jne. Tuolloin ongelman aiheuttajana eivät olleet tehoelektroniikan sovellukset, vaan lähinnä moottorin valmistamiseen liittyvät epätarkkuudet. Eräitä syitä laakerivirtoihin olivat mm. eristeiden läpi tapahtuvat sähköpurkaukset sekä magneettisten rakenteiden epäsymmetrisyyksien indusoimat akselijännitteet.

Tehoelektroniikan kehittyminen toi sähkömoottorikäyttöihin parantuneiden käyttö- ja säätöominaisuuksien lisäksi myös täysin uudentyyppisellä tavalla esiintyviä laakerivirtoja. Uutta ongelmaa ei kuitenkaan heti osattu yhdistää tehoelektroniikan aiheuttamaksi. Tärkeimmät syyt laakerivirtoille nykyisissä invertterikäytöissä ovat PWM-tyyppisen taajuusmuuttajan moottorille syöttämä yhteismuotoinen jännite, suuri kytkentätaajuus, huonot kaapeloinnit invertterin ja moottorin välillä sekä käämitysten hajakapasitanssit.

Yhdysvaltalainen Shaft Grounding Systems on tutkinut 1150 AC -moottoria, näistä 1000 oli invertterikäyttöjä, loput suoraan verkkoon kytkettyjä [3]. Tutkimuksissa kävi ilmi, että invertterien syöttämistä moottoreista 25 %:lla oli jonkinasteinen laakerivaurio jo alle 18 kk:n käytön jälkeen. Yli 18 kk käytössä olleista, keskiarvon ollessa 2 vuotta, 65 %:lla oli jonkinasteinen laakerivaurio. Suoraan verkkoon kytketyistä vain alle 1 %:lla havaittiin laakerivaurio. Tutkimuksessa ei tarkemmin määritellä, millä perusteella laakerivauriot olisivat nimenomaisesti laakerivirran aiheuttamia, eikä esim. laakereiden valmistus- tai asennusvirheitä tms. Lisäksi yritys itse valmistaa akselin maadoitukseen tarkoitettuja laitteita.

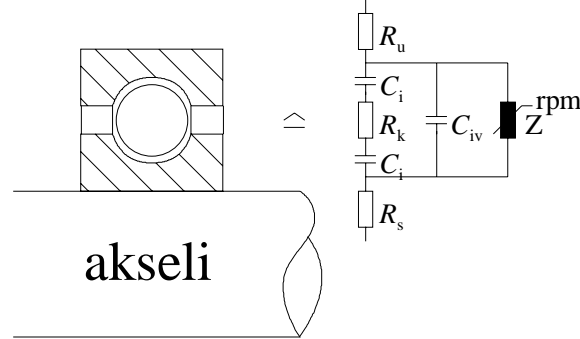
### **14.1 Sähkövirran aiheuttaman laakerivaurion syntymekanismi**

Laakerivirtojen syntymekanismeja on useita, mutta virran kulku laakerin läpi eri laakerivirtatyypeissä on luonteeltaan itseasiassa identtinen. Kuulalaakeri muodostuu kahdesta laakeripesästä, joiden välissä hyvin voideltu metallinen kuula pyörii. Kytkettäessä jännite laakeripesien välille, koneen/laitteen ollessa paikallaan tai hitaasti pyörivässä liikkeessä, on laakeripesien välillä pieniresistanssinen kontakti jolloin virtapiiri on suljettu ja pieni virta kulkee piirissä.

Pyörimisnopeuden kasvaessa kuula nousee voiteluaineen päälle, jolloin impedanssi laakerin kahden vierintäkehän välillä alkaa kasvaa, mutta virta jatkaa kulkuaan piirissä, mikäli jännite on riittävän suuri [8]. G. Skibinskin mukaan PWM -invertterin kehittämälle sykkivälle jännitteelle kylmän kon-

een jännitekestoisuus on n. 35 V, kun taas lämpimälle koneelle vastaava arvo on n. 6 - 10 V. Sini-muotoisella jännitteellä lämpimän moottorin vastaava arvo on luokkaa 0,2 - 1 V [7].

Jännitekestoisuus on suoraan verrannollinen voiteluaineen laatuun ja lämpötilaan sekä laakerin eri osien pinnan karheuteen. Virtapiirin katketessa kuulun ja laakeripesien välille muodostuu 2 kondensaattoria, joiden varaus alkaa kasvaa. Laakerin sijaiskytkentä on esitetty kuvassa 14.1. Kun jännitetaso kahden laakeripesän välillä kasvaa riittävän suureksi, tapahtuu läpilyönti ja kondenssaattoreiden varaus purkautuu. Purkautuva varaus kulkee hyvin pienen kosketuspinnan kautta, mikä tarkoittaa suurta virrantiheyttä. Ilmiö on samanlainen kuin kipinätyöstössä (engl. electric discharge machining, EDM) ja aiheuttaa esim. uurteita laakeripesiin.



Kuva 14.1. Laakeri ja sen sijaiskytkentä

Kuvassa esiintyvät merkinnät:

- $C_i$  kuulalaakerin kuulun ja laakerikehän välinen kapasitanssi [F]
- $C_{iv}$  kuulalaakerin kehien välinen kapasitanssi [F]
- $R_k$  kuulalaakerin kuulun resistanssi [ $\Omega$ ]
- $R_s$  kuulalaakerin sisemmän kehän resistanssi [ $\Omega$ ]
- $R_u$  kuulalaakerin ulomman kehän resistanssi [ $\Omega$ ]
- $Z$  kuulalaakerin epälineaarinen impedanssi [ $\Omega$ ]

Epälineaarinen impedanssi  $Z$  muuttuu nopeuden funktiona, vaihdellen pysähtyneen koneen pienestä resistanssista nimellinopeuden jopa megaohmien suuruiseen impedanssiin.

Laakerivirrät voivat aiheuttaa pyöritettävän laitteiston käyttökeskeytyksen jo muutamien viikkojen käytön seurauksena, mutta toisaalta vaurion syntymiseen voi mennä vuosia. Mikäli pyörivä kone pyörii vakionopeudella, syntyy usein kuulun kulkusuuntaan nähden poikittaisia uria, koska läpilyönnit toistuvat säännöllisin välein. Jos taas moottorin pyörimisnopeus vaihtelee, ei em. uria synny, vaan kuulun ura syöpyy koko laakeriuran matkalla.

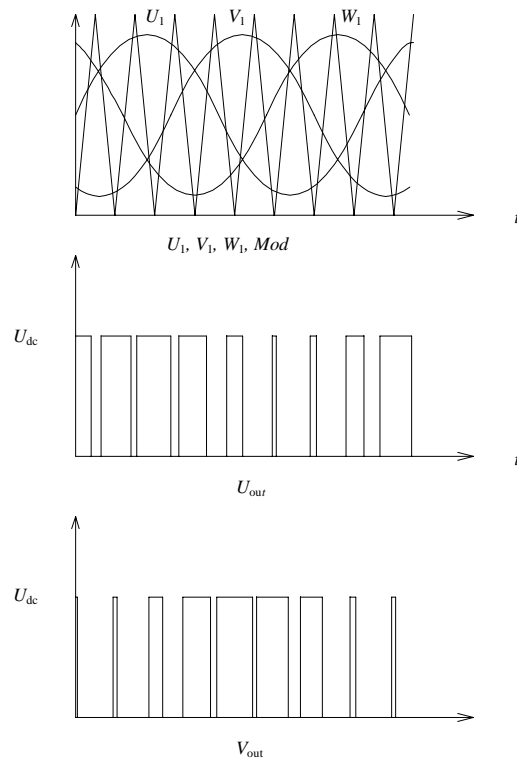
Invertterin tehtävänä taajuusmuuttajassa on kytkeä moottorin vaihejohtimet oikea-aikaisesti joko positiiviseen tai negatiiviseen DC-jännitteeseen. Yleisesti käytössä olevassa PWM-tekniikassa vaihdellaan tehokytkimien asentoja esim. vertailemalla halutun taajuista kolmivaiheista siniaaltoa suurempi taajuisempaan kolmioaaltoon. Tarkasteltaessa esim. kuvan 14.2  $U_1$  -vaihetta, havaitaan että invertterin lähdön  $U_{out}$  -vaihe kytketään  $U_{dc}$ :hen, mikäli  $U_1$  -vaiheen hetkellinen jännite on suurempi kuin kolmioaallon jännite ja vastaavasti päinvastoin. Vertailu tehdään samalla tavoin vaiheille  $V_1$  ja  $W_1$ . Kuvan 14.2 jännitteen nollatasoksi on valittu negatiivisen DC -jännitteen potentiaali.

Tarkastelemalla nyt esimerkiksi tähteen kytketyn moottorin tähtipisteen,  $N$  -pisteeseen, potentiaalia maata vasten kuvan 14.3 tapauksessa, havaitaan tähtipisteen potentiaalilin poikkeavan nollasta.

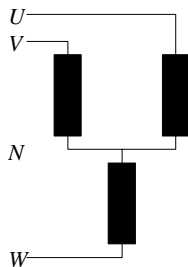
Jos esim.  $U$ - ja  $V$ -vaiheet on kytketty  $U_{dc}$ :hen ja  $W$ -vaihe 0:aan, kytkeytyvät  $U$ - ja  $V$ -vaiheiden käämit rinnan, jolloin niiden impedanssi puolittuu. Tämän seurauksena  $N$ -pisteen jännite on siis  $2/3U_{dc}$ . Kuvan 14.3 jännitteen nollassoksi on valittu negatiivisen DC-jännitteen potentiaali.  $N$ -pisteen potentiaalin havaitaan siis sykkivän tehokytkimien kytkemistäajuudella kuvan 14.4 mukaisesti.

Mikäli moottorikäänitys on kytketty kolmioon, hankaloituu vastaavan tarkastelun tekeminen, mutta käänitysten potentiaalirunkoon nähden voidaan silti todeta vaihtelevan 0:n ja  $U_{dc}$ :n välillä. Kytettäessä kaikki vaiheet  $U_{dc}$ :hen, koko käämi on  $U_{dc}$ :n potentiaalissa ja vastaavasti 0:aan kytkettäessä potentiaali eroa ei ole.

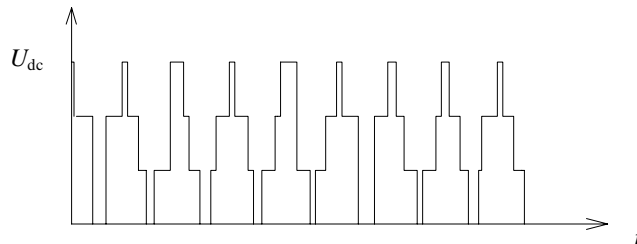
Laakerivirrat voidaan jakaa selkeästi kahteen luokkaan: kiertäviin ja ei -kiertäviin laakerivirtoihin. Molempien aiheuttamat vauriot ovat samanlaiset, mutta niiden estäminen/pienentäminen on toteutettavissa eri tavoin.



Kuva 14.2. PWM:n muodostaminen



Kuva 14.3. Tähteen kytketty moottorikäänitys



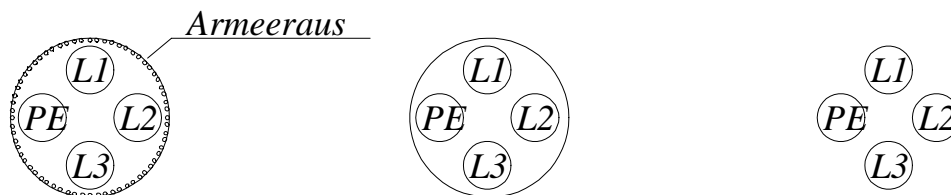
Kuva 4. PWM:n tuottama yhteismuotoinen jännite.

## 14.2 Ei -kiertävät laakerivirrat

Ei -kiertävät laakerivirrat syntyvät potentiaalierojen noususta staattorikäimitysten ja roottorin välillä, staattorikäimitysten ja moottorin rungon välillä sekä moottorin rungon ja maan välillä.

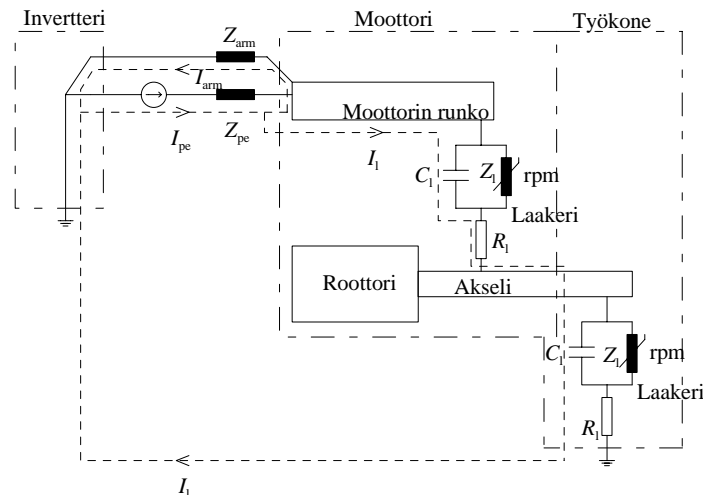
Syöttökaapelin tehtävänä on kuljettaa invertterin syöttämä teho moottorille riittävän pienellä jännitehäviöllä. Kaapeli ei saa aiheuttaa häiriöitä EMC-määräysten mukaisesti ympäristöön ja kaapelin tulisi lisäksi olla riittävän immuuni ympäristöstä tuleville häiriöille. Lisäksi sähköturvallisuusmääräykset asettavat omat vaatimuksensa vaihe - ja suojajohtimien poikkipinnoille. Jotta invertterin ja moottorin välinen kaapeli ei aiheuttaisi häiriöitä ympäristöön, tulee kaapelissa olla hyvin johtavasta materiaalista tehty suoja. Tämä koskee sekä AC- että DC-käyttöjä.

Käytettäessä taajuusmuuttajavalmistajien suositusten vastaisesti kuvan 14.5 kaltaisia epäsymmetrisiä syöttökaapeleita, on seurauksena huomattava jännitteen indusoituminen PE-johtimeen.



Kuva 14.5. Epäsymmetrisiä syöttökaapeleita

Indusoituneen jännitteen aiheuttaa invertterin syöttämä yhteismuotoinen jännite sekä hyvin suuria  $du/dt$  arvoja sisältävät vaihejohtimien jännitteet. Esim. nopeiden IGBT- puolijohteiden nousuaika voi olla n. 100 ns, mistä voidaan päätellä spektrin sisältävän yli 10 MHz:n taajuuksia. Kytettäessä esimerkiksi PE -johdin ja armeeraus sekä moottorin että invertterin runkoon, nousee moottorin potentiaali maahan nähden. Mikäli armeeraus on liian suuri-impedanssinen kulkutie suuritaajuiselle virralle, alkaa virta kulkea myös moottorin ja työkoneen laakereiden läpi maahan kuvan 14.6 mukaisesti.



Kuva 14.6. Moottorikaapelin aiheuttaman laakerivirran kulkureitti

Kuvassa 14.6 esiintyvät merkinnät

$C_1$  kuulan ja laakeripesien välinen kapasitanssi [F]

$I_{arm}$  kaapelin armeerauksessa kulkeva virta [A]

- $I_1$  laakereiden läpi kulkeva virta [A]
- $I_{pe}$  PE -johtimessa kulkeva virta [A]
- $R_1$  laakeripesän resistanssi [ $\Omega$ ]
- $V_{pe}$  PE -johtimeen indusoitunut jännite [V]
- $Z_1$  laakeripesän epälineaarinen impedanssi [ $\Omega$ ]

Laakerivirran kulkeminen työkonen laakereiden läpi onkin usein tilanne esim. paperikoneissa, valssikäytöissä, ym. massiivisia metallirakenteita sisältävissä käytöissä. Valssikäytöissä lisäongelman aiheuttavat vielä jatkuvasti muuttuva akselin maadoitusimpedanssi valssattavan aihion kytkiessä eri moottoreiden akseleita välillä yhteen, välillä irti.

Mikäli työkonen laakereiden voitelussa käytetään eristyskyvyltään parempaa voiteluainetta kuin moottorin laakereissa, voi seurauksena olla työkonen laakereiden tuhoutuminen. Tämä siksi, että paremman eristystason omaavan voiteluaineen jännitelujuus on suurempi ja sitä kautta läpilyönnin tapahtuessa on seurauksena suurempi virrantiheys rasittaa juuri työkonetta. Tässä onkin pieni paradoksi, sillä laakerit, jotka altistuvat suurille laakerivirroille, kestävät kauemmin käytettäessä voiteluominaisuuksiltaan huonompilaatuista laakerirasvaa kuin päinvastoin. Kuvan 14.6 perusteella havaitaan, että

$$I_{pe} = I_{arm} + I_1. \quad (14.1)$$

Mikäli armeeraus tarjoaa riittävän pieni-impedanssisen paluureitin  $I_{pe}$ :lle,  $I_{pe} \approx I_{arm}$ .

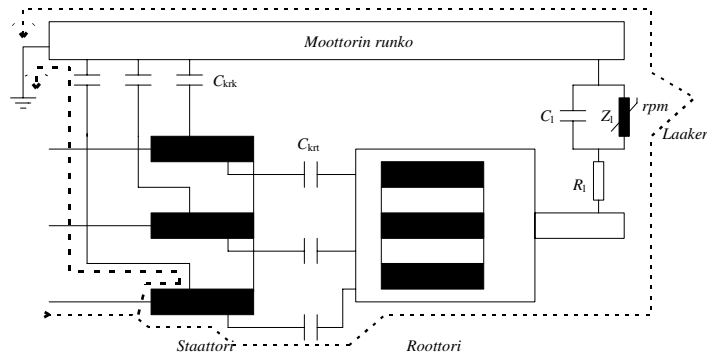
Symmetristenkin kaapelien kesken on havaittavissa suuria eroja. Tutkimuksissa on havaittu hyvän ja huonon symmetrisen syöttökaapelin armeeraukseen indusoivan jännitteen eron olleen jopa 13 kertainen. Vastaavasti kaapeleiden välisessä läpikuulumisessa havaittiin jopa 56 kertaisia eroja. Näillä on tarkoitus tuoda julki lähinnä se tosiasia, että kaapeloinnilla on oleellinen merkitys laakerivirtojen syntyyn [2].

### 14.3 Moottorin hajakapasitanssien aiheuttama potentiaalinen nousu

Moottoriin syötettävän jännitteen sisältämien hyvin suuritaajuisten komponenttien vuoksi perinteinen moottorimalli, joka muodostuu keskitetyistä resistansseista ja induktansseista, täytyy unohtaa. Suuritaajuisten jännitteen vaikuttaessa staattorikämeissä, alkaa staattorikämitysten ja moottorin rungon sekä staattorikämityksen ja roottorin välisissä hajakapasitansseissa kulkea virtaa. Hajakapasitanssien, joita on jokaisessa sähkömoottorissa, voidaan moottorin symmetrisyyden johdosta kuvitella jakaantuneen tasaisesti koko staattorikämitykselle ja ne kasvavat selvästi moottorikoon kasvaessa. Vastaavanlaiset virrat alkavat kulkea eromuotoisen jännitteen tapauksessa myös staattorin vaihekämitysten välisten hajakapasitanssien läpi.

Yhteismuotoinen jännite pyrkii nostamaan sekä moottorin rungon potentiaalia maahan nähden, että roottorin potentiaalia moottorin runkoon nähden. Kuvassa 14.7 on esitetty moottorin likimääräinen sijaiskytkentä suuritaajuisia komponentteja sisältävälle jännitteelle. Kuvaan on lisätty laakerin yksinkertaistettu sijaiskytkentä osoittamaan roottorivirtapiiriin sulkeutumista [5].





Kuva 14.7. Ei-kiertävien laakerivirtojen virtapiiri.

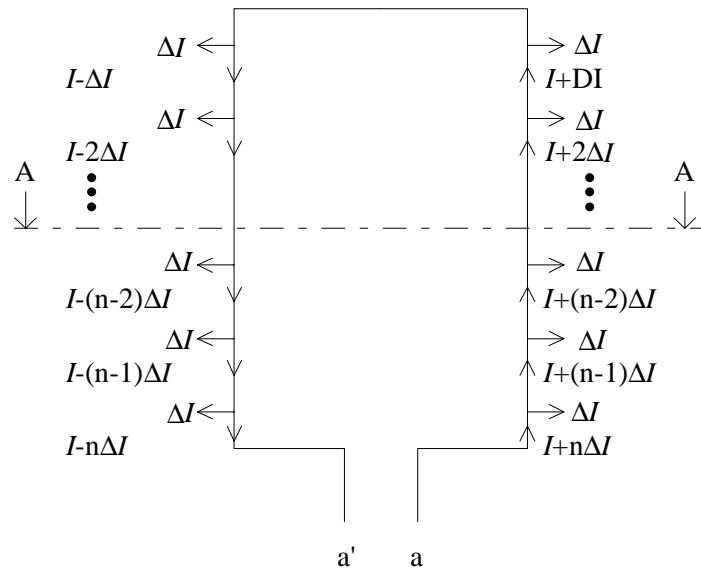
Kuvassa 14.7 esiintyvät merkinnät:

- $C_{krk}$  st. käämityksen ja moottorin rungon välinen hajakapasitanssi
- $C_{krt}$  st. käämityksen ja roottorin välinen hajakapasitanssi
- $C_1$  kuulun ja laakeripesien välinen kapasitanssi
- $R_1$  laakeripesän resistanssi
- $Z_1$  laakeripesän epälineaarinen impedanssi

Laakerivirta voi kulkea tässäkin tapauksessa edellä esitetyllä tavalla työkonen kautta.

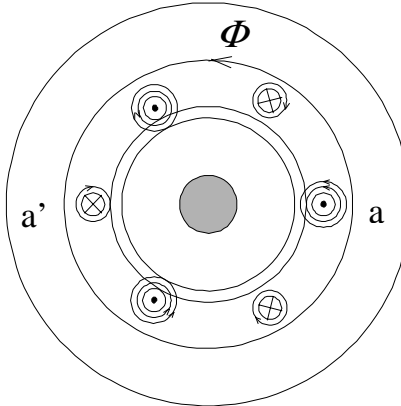
#### 14.4 Kiertävät laakerivirrat

Staattoirikäämiin tulevan ja sieltä poistuvan virran ollessa yhtäsuuret, käämiin kehittämän magneettivuon summaksi tulee nolla. Hajakapasitanssien vaikutuksesta moottorin käämiin menevä ja sieltä poistuva virta eivät kuitenkaan ole yhtäsuuret, kuten kuvassa 14.8 on esitetty.  $I + n\Delta I$  esittää moottorikäämiin a menevää virtaa ja  $I - n\Delta I$  sieltä a':n kautta poistuvaa virtaa. Jokaisen hajakapasitanssin kohdalla vaihekäämistä poistuu  $\Delta I_n$ :n suuruinen virta. Tutkittaessa tilannetta esim. leikkauksen A-A kohdalla, havaitaan summavirran olevan nollostapoikkeava.



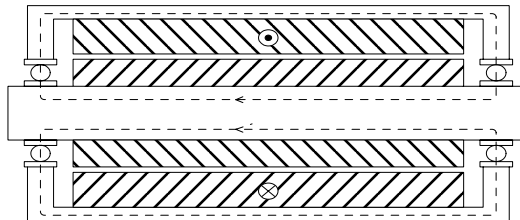
Kuva 14.8 Käämivirta yhden vaiheen yhdessä silmukassa

Tutkittaessa kuvan 14.9 leikkausta kuvan 14.8 kohdasta A-A, ottaen kaikki 3 vaihetta mukaan, havaitaan vaihekäämejä kiertävän nettovuon,  $\Phi$ , joka ei kumoudu edellä mainitun virtaepätasapainon vuoksi [6].



Kuva 14.9 Käämien kehittämät vuot kolmivaiheisessa koneessa kuvan 14.8 leikkauksen A-A kohdalla.

Faradayn induktiolain mukaan magneettivuontiheyden muutos synnyttää sitä kiertävän sähkökentän [4]. Tämä synnyttää jännite-eron akselin N- ja D-päiden välille. Ainoa virtapiiri, joka pystyisi kumoamaan muuttuvan magneettikentän, sulkeutuu vain kuvan 14.10 mukaisesti molempien laakereiden, moottorin akselin ja rungon kautta.



Kuva 14.10. Kiertävän laakerivirran virtapiiri

Suuritaajuinen staattorikämeissä kulkeva virta indusoi moottorin akselille jännitteen, jonka suuruus voi olla yli 20-kertainen suoraan verkkoon kytkettyä moottoria suurempi.

## 14.5 Laakerivirtojen pienentäminen

Laakerivirtoja ei pystytä täysin estämään invertterikäytöissä, mutta niiden taso ja sitä kautta ongelmat voidaan pienentää sellaiselle tasolle, jossa niistä ei ole käytön kannalta haittaa. Vaihtoehtoja on useita ja usein parhaan lopputuloksen saavuttamiseksi on käytettävä useammista vaihtoehdoista muodostuvaa kokonaisuutta.

### 14.5.1 Maadoitus

Moottorin rungon potentiaalinen nousu maahan nähden on estettävissä tai pienennettävissä vain hyvällä kaapeloinnilla. Ollakseen tehokas suoja radiotaajuisia häiriöitä vastaan, tulee kaapelissa olla armeerauksen lisäksi hyvin johtavaa materiaalia oleva "säteilysuoja", jossa ei ole "reikiä", kuten armeerauksessa. Armeerauksen ja suojan kytkennät laitteen runkoon tulee olla erittäin pieni-induktiivinen. Tämä saavutetaan helpoiten käyttämällä johtavasta materiaalista tehtyä holkkiivistettä johtimen ympärillä. Johtavan tiivisteen tulee olla galvaanisesti kiinni kaapelin suojauksessa koko kaapelin ympäri ja itse holkkiin tulee olla johtavalla alustalla kiinni syöttö- tai kulutuslait-

teessa. Lopuksi armeeraus ja suojaus kytketään mahdollisimman lyhyellä vedolla PE-kiskoon. Em. tavalla muodostetaan siis Faradayn häkki koko matkalle invertteriltä kulutuskojeelle.

### 14.5.2 Lähtökuristin

Lähtökuristimen tehtävänä on pienentää lähtöjännitteessä esiintyviä  $du/dt$  arvoja, jolloin lähtöjännitteen spektristä häviää korkeimmat taajuudet. Tämä pienentää oleellisesti moottorin hajakapasitanssien läpi kulkevia virtoja, jolloin käämitykseen menevä ja sieltä poistuva virta ovat lähempänä tasapainoa, ts. moottorin akselijännite pienenee. Em. lisäksi moottorikaapeliin indusoituvat jännitteet pienenevät. Lähtökuristimella on siis vaikutusta sekä kiertäviin että ei-kiertäviin laakerivirtoihin. Monimutkaisemmilla induktansseista ja kapasitansseista muodostuvilla kytkennöillä saadaan lähtöjännite muistuttamaan lähes puhdasta siniaaltoa, jolloin laakerivirrat putoavat tasolle, joka on lähellä suoraan verkkoon kytkettyä moottoria.

### 14.5.3 Laakerin eristäminen

Ei-kiertävän laakerivirran estämiseksi pitäisi molemmat laakerit eristää, jolloin virtapiiri ei pääse sulkeutumaan. Tämä ei kuitenkaan poista ongelmaa kokonaan, sillä akselin potentiaalinen nousu johtaa helposti työkoneen laakerivaurioon. Kiertävän laakerivirran tapauksessa voi riittää jo toisen laakerin eristäminen katkaisemaan virtapiiriin, mutta edelleen jää pieni mahdollisuus, että virtapiiri sulkeutuu työkoneen laakerien kautta.

### 14.5.4 Akselin maadoittaminen

Kaikkein tehokkain tapa estää laakerivaurio itse moottorissa, on asentaa moottorin akselille hiiliharjat lähelle laakereita ja kytkeä molemmat pieni-induktiivisesti runkoon. Tämä on toisaalta hieman erikoinen ajatus, koska AC-koneellahan juuri piti päästä hiiliharjoista eroon. Pyöriessään sileää akselia vasten ja läpikulkevan virran ollessa pieni, ei hiilipölyongelmia kuitenkaan pääse syntymään.

### 14.5.5 Työkoneen ja moottoriakselin galvaaninen erotus

Mikäli laakerivirtojen havaitaan kulkevan moottorin akselin kautta työkoneeseen, voidaan em. laitteet esim. erottaa galvaanisesti toisistaan, jolloin virtapiiri katkeaa. Sähköisesti eristävän kytkimen löytäminen työkoneen ja moottorin välille ei kuitenkaan ole välttämättä helppoa.

### 14.5.6 Johtavan laakerirasvan käyttö

Käytettäessä sähköä johtavaa laakerirasvaa, pääsee laakerivirta kulkemaan laakerin lävitse aiheuttamatta vaurioita itse laakereille. Tästä ei kuitenkaan ollut käytettävissä minkäänlaista tutkimustulosta, vaan S. Chen [5] toteaa vain tämän olevan yhden vaihtoehdon haluttaessa välttää akselin maadoittaminen hiiliharjoilla.

## Lähteet

- [1] ABB Industry Oy, Grounding of the Drive System, 1995
- [2] Bentley, John.M Evaluation on Motor Power Cables for PWM AC Drives, IEEE Conference record of 1996 Pulp & Paper Industry Technical Conference
- [3] Boyanton, Hugh Bearing Damage Due To Electric Discharge, Shaft Grounding Systems, 1995, s. 1-29
- [4] Pyrhönen, Juha Sähkömagnetismin luentojen runko v:lle 1996

- [5] Shaotang, Chen      Source of Induction Motor Bearing Currents Caused by PWM Inverters, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 11, no.1, 1996, s. 25-32
- [6] Shaotang, Chen      Circulating Type Motor Bearing Current in Inverter Drives, IEEE -IAS Annual Meeting 1996, Vol. 1. s. 162-167.
- [7] Skibinski, Gary      Bearing Currents and Their Relationship to PWM Drives, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, no.2, 1997, s. 243-251
- [8] Skibinski, Gary      Effect of PWM Inverters on AC Motor Bearing Currents and Shaft Voltages, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, no.2, 1996, s. 250-259