

LAPPEENRANNAN TEKNILLINEN KORKEAKOULU  
SÄHKÖTEKNIIKAN OSASTO

**DTC-OHJATUN TAHTIKONEKÄYTÖN PYÖRIMISNOPEUSSÄÄDÖN  
ANALYYSI INTEGROIDUN SIMULOINTIMALLIN AVULLA**

Diplomityön aihe on hyväksytty Lappeenrannan teknillisen korkeakoulun sähkötekniikan osaston osastoneuvoston kokouksessa 15.8.2001.

Työn tarkastajana ja ohjaajana toimi professori Olli Pyrhönen.

Lappeenrannassa 10.10.2001

Hannu Sarén  
Teknologiapuistonkatu 2 A 4  
53 850 Lappeenranta

## TIIVISTELMÄ

Tekijä: Sarén, Hannu  
Nimi: DTC-OHJATUN TAHTIKONEKÄYTÖN  
PYÖRIMISNOPEUSSÄÄDÖN ANALYYSI INTEGROIDUN  
SIMULOINTIMALLIN AVULLA  
Osasto: Sähkötekniikan osasto  
Vuosi: 2001  
Paikka: Lappeenranta

Diplomityö. Lappeenrannan teknillinen korkeakoulu. 70 sivua, 44 kuvaa ja 6 liitettä.

Tarkastaja: Professori Olli Pyrhönen  
Hakusanat: kaksimassa systeemi, DTC, integroitu simulointimalli, optimisäätö

Työssä rakennettiin integroitu simulointimalli sähkökäytölle, jonka mekaniikka koostuu joustava-akselisesta kaksimassa systeemistä. Lisäksi tarkasteltiin kyseiselle sähkökäytölle ominaisia piirteitä ja niiden aiheuttamia ongelmia eri sovelluksissa, sekä tutkittiin teollisuudessa yleisesti esiintyvän pyörimisnopeussäädön, PI-säädön, parametrien vaikutusta kyseisen mekaniikan omaaviin sähkökäyttöihin.

Taajuusmuuttajalle kehiteltiin yksinkertaistettu simulointimalli, jolla pystytään pienentämään merkittävästi simuloinnin laskenta-aikaa.

Vääntövärahtelyiden kompensointiin tutkittiin optimaalista tilasäätöä, jossa Kalman suotimella estimoidaan systeemin tilojen lisäksi myös kuormamomentti ja jossa nopeussäätö suunnitellaan lineaarisella neliöllisellä menetelmällä (Linear Quadratic).

## **ABSTRACT**

Author: Sarén, Hannu

Subject: THE ANALYSIS OF SPEED CONTROL OF DTC DRIVEN  
SYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE USING INTEGRATED  
SIMULATION MODEL

Department: Electrical Engineering

Year: 2001

Place: Lappeenranta

Master's Thesis. Lappeenranta University of Technology. 70 pages, 44 figures and 6 appendices.

Supervisor: Professor Olli Pyrhönen

Keywords: two mass system, DTC, integrated simulation model, optimal control

An integrated simulation model was built for electric drive consisting of two mass system with flexible shaft. Characteristic phenomena and problems generated by the structure of the mechanic system were studied. The impact of parameters of common speed controller, PI controller, was studied.

Simplified simulation model for DTC was introduced. Simplified simulation model has been used to speed up the simulations to gain preliminary results out of the simulation of electric drive.

Kalman filter and Linear Quadratic based optimal speed control structure was studied for the torsional vibration compensation.

## ALKUSANAT

Tämä työ on tehty Lappeenrannassa LTKK:n sähkötekniikan osastolla.

Kiitän diplomityöni ohjaajaa ja tarkastajaa, professori Olli Pyrhöstä, asiantuntevista neuvoista sekä ehtymättömästä mielenkiinnosta työtäni kohtaan. Lisäksi haluan kiittää kaikkia tutkimusryhmään osallistuneita henkilöitä hyvästä yhteistyöstä. Erityiskiitokset kuuluvat myös diplomi-insinööreille Riku Pöllänen ja Antti Tarkiainen, joilta sain todella hyviä neuvoja eri simulointimalleja ja säätötekniisiä ongelmia koskevissa asioissa.

Toivottavasti työni ei vahvista James Watsonin vuonna 1951 sanoiksi pukemaansa käsitystä tutkijoista :-)

*"Suurin osa maailman tutkijoista on ahdasmielisiä, tylsiä ja kaiken lisäksi uskomattoman typerä."*

## SISÄLLYSLUETTELO

<b>1</b>	<b>JOHDANTO</b> .....	<b>4</b>
<b>2</b>	<b>NOPEUSSÄÄDETTY TAHTIKONEKÄYTTÖ</b> .....	<b>6</b>
2.1	Tahtikone [1] .....	6
2.1.1	Kestomagneettitahtikoneen malli .....	7
2.2	Taajuusmuuttaja suoralla vääntömomenttisäädöllä [1] .....	13
2.3	Mekaaninen systeemi .....	17
2.4	Yhdistetty simulointimalli .....	21
<b>3</b>	<b>PID-SÄÄDÖN VAIKUTUS MEKAANISEN SYSTEEMIN VÄRÄHTELYIHIN</b> .....	<b>23</b>
<b>4</b>	<b>YKSINKERTAISTETTU SIMULOINTIMALLI DTC:LLE</b> .....	<b>32</b>
4.1	DTC:tä kuvaava $T\psi$ -säätö .....	33
4.1.1	Vääntömomentin hystereesisäätö .....	35
4.1.2	Käämivuon itseisarvon hystereesisäätö .....	36
4.2	Yksinkertaistetun DTC-mallin vertailu DTC malliin .....	37
4.3	Jännitereservin vaikutus .....	41
4.4	Yksinkertaistetun DTC-mallin edut ja haitat .....	44
<b>5</b>	<b>AKSELIN VÄÄNTÖVÄRÄHTELYIDEN VAIMENNUS OPTIMISÄÄDÖLLÄ [6]</b> .....	<b>45</b>
5.1	Mekaanisen systeemin tilayhtälömalli .....	46
5.2	Kalman-suodin tila- ja häiriöestimaattorina .....	47
5.3	Pyörimisnopeussäätäjä .....	51
5.4	Optimisäädön toiminnan simulointi .....	54
5.5	Optimisäädön yhteenveto .....	63
<b>6</b>	<b>KOKEELLINEN OSUUS</b> .....	<b>64</b>
6.1	Nollanopeudesta tapahtuva kiihdytys.....	65
6.2	Alkunopeudesta 60rpm tapahtuva kiihdytys .....	67
6.3	Säätäjän vaikutus kiihdytykseen.....	68
<b>7</b>	<b>YHTEENVETO</b> .....	<b>70</b>
<b>8</b>	<b>LÄHTEET</b> .....	<b>71</b>
	<b>LIITTEET</b>	

## SYMBOLILUETTELO

Lihavoidut symbolit tarkoittavat joko matriisi- tai vektoriarvoista suuretta

Symboli	Merkitys	Yksikkö
$L, \mathbf{L}$	induktanssi	[ $\Omega$ ]
$R$	resistanssi	[ $\Omega$ ]
$u, \mathbf{u}$	jännite	[V]
$i, \mathbf{i}$	virta	[A]
$\theta$	kulma	[rad]
$\psi, \Psi$	käämivuo	[H]
$t$	aika	[s]
$\omega$	kulmanopeus	[rad/s]
$\delta$	tehokulma	[rad]
$T, \mathbf{T}$	vääntömomentti	[Nm]
$p$	napapari	[-]
$\mathbf{a}$	vaiheenkääntöoperaattori	[-]
$J$	hitausmassa	[kgm <sup>2</sup> ]
$K$	torsionaalijousivakio	[Nm/rad]
$G$	liukumoduuli	[Pa]
$d$	halkaisija	[m]
$l$	pituus	[m]
$\varphi$	kiertymäkulma	[rad]
$\Omega$	ominaiskulmataajuus	[rad/s]
$\tau$	aikavakio	[s]
$\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}, \Phi, \Psi, \Gamma, \mathbf{E}$	tilayhtälömatrisit	[-]
$x, y, u, X, Y, U$	tilayhtälösuureita	[-]
$\mathbf{K}_f$	Kalman suotimen tilatakaisinkytkentäkertoimet	[-]
$\mathbf{P}$	kovarianssimatriisi	[-]
$R_0$	mittaushäiriön kovarianssi	[-]
$\mathbf{Q}_0$	prosessihäiriön kovarianssimatriisi	[-]
$\mathbf{w}(t)$	prosessilähtöinen häiriö	[-]
$v(t)$	mittaushäiriö	[-]
$T_s$	näytteistysaika	[s]
$p, \mathbf{z}, z, \mathbf{q}, q$	tilayhtälön apumuuttuja	[-]
$J$	hyvyyskriteeri, kustannusfunktio	[-]
$\mathbf{Q}, R$	tilojen painokerroin, ohjauksen painokerroin	[-]
$\mathbf{K}, f$	tilatakaisinkytkentäkerroin	[-]
$\alpha, \beta, \delta, \gamma$	tilan painotus kustannusfunktiossa	[-]
$\mathbf{S}$	Riccatin yhtälön ratkaisu	[-]

<u>Alaindeksi</u>	<u>Merkitys</u>
s	staattori, jatkuvuustila, näytteistys
r	roottori
d	pitkittäinen
q	poikittainen
md	pitkittäinen magnetointi
m <sub>q</sub>	poikittainen magnetointi
D	pitkittäinen vaimennuskäämi
Q	poikittainen vaimennuskäämi
$\sigma$	haja
PM	kestomagneetti
F	Magnetointi
e	sähköinen
DC	tasasähkö
m	Moottori
l	Kuorma
sh	Akseli
v	Vääntö
pu	suhteellisarvo, per unit
ref	Referenssi
P, I, D	PID-säätäjän parametrit
T	vääntömomenttia tuottava suunta
$\psi$	käämivuota tuottava suunta
+, -	yläraja, alaraja
ero-, ero+	erosuuren alaraja, erosuureen yläraja
DTC	Direct Torque Control
yks	yksinkertaistettu
a	tilayhtälö, jossa $T_1$ mukana

## LYHENTEET

DTC	Direct Torque Control
KF	Kalman Filter, Kalman Suodin
LQ	Linear Quadratic, Lineaarinen Neliöllinen
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor

## 1 JOHDANTO

Pyörimisnopeus takaisinkytkettyjen sähkökäyttöjen määrä teollisuuden sovelluksissa on kasvanut voimakkaasti. Säädettyjen sähkökäyttöjen mekaanisten värähtelyiden hallinta on noussut erääksi teollisuussovelluksissa käytettävän säätötekniikan tärkeäksi tehtäväksi. Moottorikäyttöjen mekaanisten värähtelyiden tärkeä osa-alue on torsionaalinen akselivärähtely. Ensimmäisiä tekniikan sovelluksia, joissa insinöörit joutuivat ottamaan akselivärähtelyt tosissaan tutkimuksen kohteeksi olivat turbiinisovellukset, joissa turbiinin siivistö oli akselin toisessa päässä ja roottori toisessa [4]. Työn tavoitteena on tarkastella joustava-akselisen sähkökäytön ominaisuuksia ja ongelmia liittyen transienttitilanteissa akselilla resonanssikulmataajuudella esiintyviin voimakkaisiin torsionaalisiin vääntömomenttivärähtelyihin.

Raskaan teollisuuden sovelluksissa, kuten valssaamoissa, mekaanisten systeemien ominaisvärähtelytaajuus on hyvin matala, tyypillisesti kymmenistä satoihin hertzeihin, johtuen suurista hitausmassoista ja pitkistä akseleista. Tehoelektroniikan kehityksen myötä säädetyn toimilaitteen vasteen kaistanleveys ulottuu jopa mekaanisen osan ominaisvärähtelytaajuudelle asti. Jos käytössä ajaututaan kyseiselle värähtelytaajuudelle, saattaa siitä aiheutua hyvinkin suuri pyörimisnopeusero moottorin ja kuorman välille. Yleensä vaara joutua mekaanisen systeemin ominaisvärähtelytaajuudelle on suurin muutostilanteissa, joissa pyörimisnopeuserferenssi ja/tai kuormitus muuttuu nopeasti.

Pyörimisnopeusero moottorin ja kuorman välillä aiheuttaa akselille voimakkaita vääntövärähtelyitä. Jos akseli altistuu pitkäaikaisesti tällaiselle rasitukselle, saattaa siitä seurata akselimateriaalin väsyminen ja jopa akselin katkeaminen. Lisäksi vääntövärähtely vaikuttaa esimerkiksi valssaustuotteiden laatuun heikentävästi ja huonontaa käyttökoneiston rakenteen stabiiliutta.

Eräs perinteinen menetelmä välttää resonointi on sallia vain pieniä, hitaita muutoksia ohjauksessa. Tämä menetelmä kuitenkin heikentää pyörimisnopeussäädetyt käyttökoneiston dynaamisia ominaisuuksia huomattavasti, eikä sovellu dynaamisesti vaativiin käyttöihin.



Toistaiseksi lupaavimpana menetelmänä voidaan pitää tilatakaisinkytkentään perustuvaa säätömenetelmää. Tämän menetelmän sovellettavuutta vaiheuttaa kuitenkin se, että kaikki järjestelmän tilat on tunnettava. Tiedot moottorin vääntömomentista ja pyörimisnopeudesta eivät siis riitä, vaan tarvitaan myös tietoa järjestelmään vaikuttavista tuntemattomista ja tunnetuista häiriöistä ja muista systeemin sisäisistä tiloista. Työssä tarkastellaan perinteisen PI-säädön lisäksi menetelmää, jossa Kalman suotimella estimoidaan systeemin tilojen lisäksi myös kuormamomentti ja jossa nopeussäätö suunnitellaan lineaarisella neliöllisellä menetelmällä (Linear Quadratic).

Sähkökäytön värähtelyilmiöiden tutkimiseen käytetään simuloiteja ja mittauksia. Työssä kootaan sähkökäytön eri komponenteille simulointimallit lähtien perusdifferentiaaliyhtälöistä. Modulaatioperiaatteena taajuusmuuttajamallissa käytetään DTC tekniikkaa, jolla saavutetaan nopea vääntömomenttivaste.

DTC-käytön simuloinneissa laskentaa hidastaa merkittävästi sen vaatima lyhyt, korkeintaan 25  $\mu$ s aika-askel. Perinteinen tapa yksinkertaistaa sähkömoottori ja taajuusmuuttaja on mallittaa ne yhden aikavakion systeemiksi. Jos kuitenkin halutaan tutkia sähkömoottorista mekaniikkaan aiheutuvia herätteitä, kuten hammasvääntömomentin aiheuttamaa vääntömomenttivärettä, edellyttää analyysi tarkempaa moottorimallia. Tällöin myös moottorin jännitesyöttö tulee huomioida. Simulaatioiden nopeuttamiseksi kehitettiin yksinkertaistettu DTC-malli. Esitettävä yksinkertaistettu DTC malli perustuu ajatukselle, että taajuusmuuttajan oletetaan pystyvän tuottamaan jänniteyhtälössä esiintyvä liikejännitteen termin kumoava komponentti koko ajan. Tarvittavat muutokset vääntömomenttiin ja staattorin käämivuon itseisarvoon saadaan aikaiseksi toisistaan riippumattomilla hystereesisäädöillä. Yksinkertaistetulla simulointimallilla pyritään madaltamaan diskreettien jännitepulssien reunoja syöttämällä vastasähkömotorisen komponentin kumoava osa tasajännitekomponentin tapaan moottorin roottori-koordinaatistoon sidotuissa komponenteissa ja näin yhdessä pidennetyn laskenta-aika-askelen kanssa nopeuttamaan simuloiteja.

## 2 NOPEUSSÄÄDETTY TAHTIKONEKÄYTTÖ

Tarkasteltava nopeussäädetty tahtikonekäyttö koostuu tahtikoneesta, kuormasta ja näitä yhdistävästä äärellisen torsionaalisen jäykkyyden omaavasta akselista. Lisäksi tahtikoneen jännitesyöttöä ohjaamaan käytetään taajuusmuuttajaa, jolle syötetään tarvittavat mittaustiedot moottorin pyörimisnopeussäätöä varten. Seuraavaksi tarkastellaan edellä esitetyn kaltaisen sähkökäytön eri komponenttien teorioita ja ominaisuuksia.

### 2.1 Tahtikone [1]

Monivaiheinen tahtikone on kiertokenttäkone, jossa roottori eli napapyörä pyörii tahdissa koneen ankkurikäämityksen synnyttämän pyörivän magneettikentän kanssa koneen ollessa pysyvyystilassa. Tahtikoneen staattori koostuu dynamolevyistä tehdystä levypaketista, joka on kiinnitetty teräsrunkoon. Staattorin levypaketin urissa sijaitsee staattorikäämitys, joka tehdään yleensä kolmivaiheiseksi. Koneen roottori voidaan toteuttaa usealla tavalla: lieriömäisenä umpinaparoottorina, avonaparoottorina, jossa on erilliset magneettinavat roottorin akselilla, reluktanssiroottorina tai kestmagneettiroottorina, jossa on kestmagneettien avulla synnytyt magneettinavat. Kestomagneetikoneessa magnetoiminen perustuu kestmagneetteihin, jolloin magnetointi ei ole samalla lailla ohjattavissa, kuten kahdessa muussa tapauksessa. Koneen lopullinen magnetointitila määräytyy syöttävän jännitteen suuruudesta, ja koneen vuohon voidaan tietyissä rajoissa vaikuttaa ankkurireaktiolla eli magnetoimalla konetta staattorivirralla.

Vaimennuskäämejä käytetään tahtikoneissa parantamaan käytön stabiiliutta. Erityisesti verkkokäyttöiset koneet on syytä varustaa vaimennuksella. Vaimennuskäämeistä on monesti hyötyä myös säädetyissä tahtikonekäytöissä. Nopeussäädetyissä käytöissä stabiilius on mahdollista saavuttaa ilman vaimennustakin. Vaimennuskäämien vaikutuksesta koneen ilmapälkkäämivuo muuttuu hitaammin, mutta toisaalta staattorivirta nopeammin kuin koneessa, jossa ei ole vaimennuskäämejä. Koska staattorivirtaa voidaan muuttaa nopeasti, saadaan myös koneen vääntömomentti

muuttumaan nopeasti, eli koneen dynamiikka paranee käytettäessä vaimennusta. Seuraavassa paneudutaan vaimennuskäämilliseen kestromagnetoituun tahtikoneeseen.

### 2.1.1 Kestomagneettitahtikoneen malli

Roottorikoordinaatistossa esitetyille ja staattoriin redusoiduille resistansseille ja induktansseille käytetään seuraavia symboleita:

$-L_d$	pitkittäinen tahti-induktanssi
$-L_q$	poikittainen tahti-induktanssi
$-L_{md}$	pitkittäinen magnetointi-induktanssi
$-L_{mq}$	poikittainen magnetointi-induktanssi
$-L_{s\sigma}$	staattorin hajainduktanssi
$-L_D$	pitkittäisen vaimennuskäämin kokonaisinduktanssi
$-L_{D\sigma}$	pitkittäisen vaimennuskäämin hajainduktanssi
$-L_Q$	poikittaisen vaimennuskäämin kokonaisinduktanssi
$-L_{Q\sigma}$	poikittaisen vaimennuskäämin hajainduktanssi
$-R_s$	staattoriresistanssi
$-R_D$	pitkittäisen vaimennuskäämin resistanssi
$-R_Q$	poikittaisen vaimennuskäämin resistanssi

Kestomagnetoidun tahtikoneen staattorin jänniteyhtälö roottorikoordinaatistossa on määritelty muotoon

$$\mathbf{u}_s^r = R_s \cdot \mathbf{i}_s^r + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s^r}{dt} + j \frac{d\theta_r}{dt} \boldsymbol{\psi}_s^r, \quad (1)$$

missä  $\theta_r$  on roottorin asentokulma

$\mathbf{u}_s$  staattorin jännitevektori

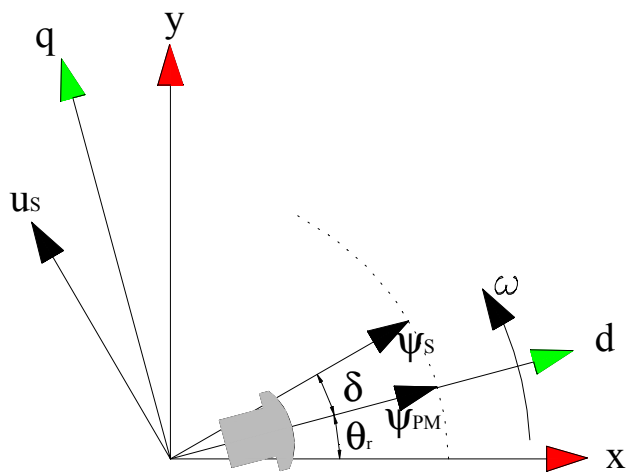
$\mathbf{i}_s$  staattorin virtavektori

$\boldsymbol{\psi}_s$  staattorin käämivuovektori

$j$  on imaginaariyksikkö

Yläindeksillä  $r$  tarkoitetaan roottorikoordinaatistoon redusoitua suuretta.

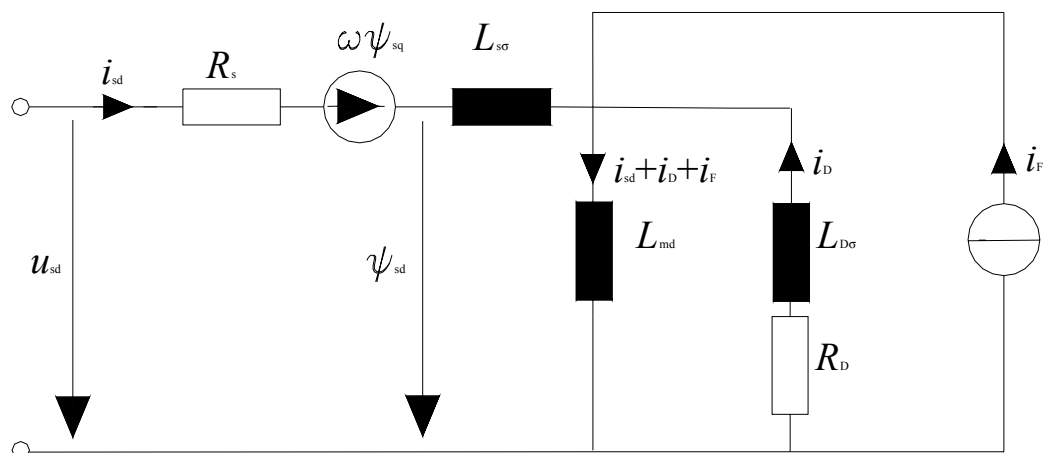
Yhtälön (1) ensimmäinen derivaattatermi on käämivuon muuttumisesta syntyvä jännite eli induktiojännite ja jälkimmäinen on pyörimisliikkeestä aiheutuva liikejännite. Yhtälöissä ja tekstissä käytetään sähköiselle kulmanopeudelle  $d\theta_r/dt$  merkintää  $\omega$ . Kuvassa 2.1 on esitetty kestmagneettitahtikoneen vektoripiirros käämivoiden osalta. Staattorikäämivuon  $\psi_s$  ja kestmagneettikäämivuon  $\psi_{PM}$  välistä kulmaa  $\delta$  kutsutaan tehokulmaksi.



Kuva 2.1 Kestomagneettitahtikoneen vektoripiirros käämivoiden osalta.

Tahtikoneen vektorimalli on kompleksinen yksiakselimalli eikä siksi pysty ottamaan huomioon avonapakoneen magneettista epäsymmetriaa, vaan suureet on jaettava kahdeksi komponentiksi koneen magneettiakseleille. Tällöin mallia kutsutaan kaksiakselimalliksi. Malli esitetään roottorikoordinaatistossa, koska silloin käämivuoyhtälöiden induktanssiparametrit eivät riipu roottorin asentokulmasta.

Käytettäessä roottoriin sidottua kaksiakseliesitystapaa saadaan yhtälö (1) hajotettua d- ja q-suuntaiseen komponenttiin. Kestomagneettitahtikoneen d-suuntainen sijaiskytkentä on esitetty kuvassa 2.2 ja sitä vastaava jänniteyhtälö yhtälössä (2). Kestomagneettikäämivuon  $\psi_{PM}$  suuruutta voidaan kuvata pitkittäinen magnetointi-induktanssin ja kuvitteellisen magnetoimisvirran  $i_F$  tulolla, eli  $\psi_{PM} = i_F L_{md}$ .

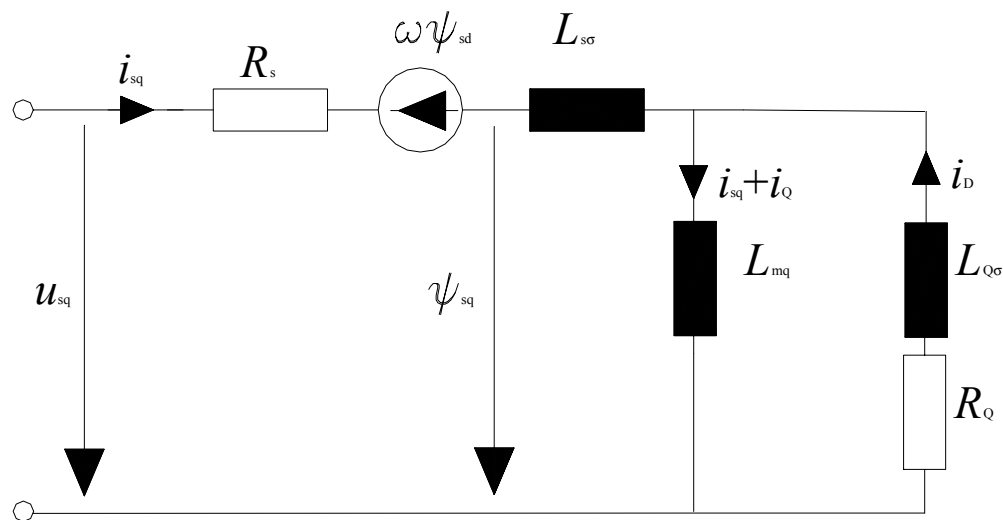


Kuva 2.2 Kestomagneettitahtikoneen  $d$ -suuntainen sijaiskytkentä.

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega\psi_{sq} \quad (2)$$

missä  $i_{sd}$  on staattorivirran pitkittäinen komponentti  
Alaindekseillä  $d$  ja  $q$  kuvataan pitkittäis- ja poikittaissuuntaista komponenttia.

Kuvassa 2.3 on esitetty  $q$ -suuntainen sijaiskytkentä ja yhtälössä (3)  $q$ -suuntainen staattorin jänniteyhtälö.



Kuva 2.3 Kestomagneettitahtikoneen  $q$ -suuntainen sijaiskytkentä.

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega \psi_{sd}, \quad (3)$$

missä  $i_{sq}$  on staattorivirran poikittainen komponentti.

Roottoripiirin staattoriin redusoidut jänniteyhtälöt määritellään muotoon

$$0 = R_D i_D + \frac{d\psi_D}{dt} \quad (4)$$

$$0 = R_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt}, \quad (5)$$

missä  $i_D$  on vaimennuskäämivirran pitkittäiskomponentti

$i_Q$  on vaimennuskäämivirran poikittaiskomponentti

$\psi_D$  on vaimennuskäämityksen käämivuon pitkittäiskomponentti

$\psi_Q$  on vaimennuskäämityksen käämivuon poikittaiskomponentti.

Tahtikoneen mallin induktanssit roottorikoordinaatistossa määritellään muotoon

$$L_{sd} = L_{md} + L_{s\sigma} \quad (6)$$

$$L_{sq} = L_{mq} + L_{s\sigma} \quad (7)$$

$$L_D = L_{md} + L_{D\sigma} \quad (8)$$

$$L_Q = L_{mq} + L_{Q\sigma}. \quad (9)$$

Staattorikäämivoille ja muille käämivoille määritellään seuraavat staattoriin redusoitujen induktanssien ja virtojen avulla kirjoitetut yhtälöt

$$\psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + L_{md} i_D + \psi_{PM} \quad (10)$$

$$\psi_{sq} = L_{sq} i_{sq} + L_{mq} i_Q \quad (11)$$

$$\psi_D = L_{md} i_{sd} + L_D i_D + \psi_{PM} \quad (12)$$

$$\psi_Q = L_{mq} i_{sq} + L_Q i_Q. \quad (13)$$

Perinteisessä kaksiakselimallissa oletetaan, että staattori- eli ankkuriipiiri, vaimennuskäämit ja napakäämi ovat magneettisesti toisiinsa kytkettyjä vain magnetointi-induktanssien  $L_{md}$  ja  $L_{mq}$  kautta.

Staattori- ja roottorikämmivoiden virtayhtälöt voidaan esittää myös matriisimuodossa. Käämivoiden  $\boldsymbol{\psi}$  ja virtojen  $\mathbf{i}$  välisen riippuvuuden, virtamallin, määrittelee induktanssimatriisi  $\mathbf{L}$ .

$$\boldsymbol{\psi} = \mathbf{L} \cdot \mathbf{i}, \quad (14)$$

eli,

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & L_{md} & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & L_{mq} \\ L_{md} & 0 & L_D & 0 \\ 0 & L_{mq} & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{PM} \\ 0 \\ \psi_{PM} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Tällöin virrat voidaan laskea käämivoista käänteisen induktanssimatriisin  $\mathbf{L}^{-1}$  avulla  $\mathbf{i} = \mathbf{L}^{-1}\boldsymbol{\psi}$ .

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = \frac{1}{A} \begin{bmatrix} B & 0 & C & 0 \\ 0 & D & 0 & E \\ C & 0 & F & 0 \\ 0 & E & 0 & G \end{bmatrix} \left( \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \psi_{PM} \\ 0 \\ \psi_{PM} \\ 0 \end{bmatrix} \right), \quad (16)$$

missä

$$\begin{aligned} A &= L_{sd}L_D(L_{sq}L_Q - L_{mq}^2) - L_{md}^2(L_{sq}L_Q - L_{mq}^2) \\ B &= L_D(L_{sq}L_Q - L_{mq}^2) \\ C &= -L_{md}(L_{sq}L_Q - L_{mq}^2) \\ D &= L_Q(L_{sd}L_D - L_{md}^2) \\ E &= -L_{mq}(L_{sd}L_D - L_{md}^2) \\ F &= L_{sd}(L_{sq}L_Q - L_{mq}^2) \\ G &= L_{sq}(L_{sd}L_D - L_{md}^2). \end{aligned}$$

Ratkaisemalla virrat yhtälöstä (16) ja sijoittamalla ne yhtälöihin (2), (3), (4) ja (5) saadaan käännavoiden derivaatoiksi

$$\frac{d\psi_{sd}}{dt} = u_{sd} - \frac{R_s}{A} [B(\psi_{sd} - \psi_{PM}) + C(\psi_D - \psi_{PM})] - \omega\psi_{sq} \quad (17)$$

$$\frac{d\psi_{sq}}{dt} = u_{sq} - \frac{R_s}{A} (D\psi_{sq} + E\psi_Q) - \omega\psi_{sd} \quad (18)$$

$$\frac{d\psi_D}{dt} = -\frac{R_D}{A} [C(\psi_{sd} - \psi_{PM}) + F(\psi_D - \psi_{PM})] \quad (19)$$

$$\frac{d\psi_Q}{dt} = -\frac{R_Q}{A} (E\psi_{sq} + G\psi_Q). \quad (20)$$

Tahtikone toteuttaa ristikenttäperiaatetta. Yleinen vääntömomentin yhtälö kiertokenttäkoneelle voidaan esittää muodossa

$$\mathbf{T}_e = \frac{3}{2} p \boldsymbol{\Psi}_s \times \mathbf{i}_s, \quad (21)$$

missä  $p$  on napapariluku

$\mathbf{T}_e$  on sähkövääntömomenttivektori.

Kun yhtälö (21) esitetään roottorikoordinaatistossa komponenteittain, saadaan sähkövääntömomentti  $T_e$  skalaarimuotoon

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}). \quad (22)$$

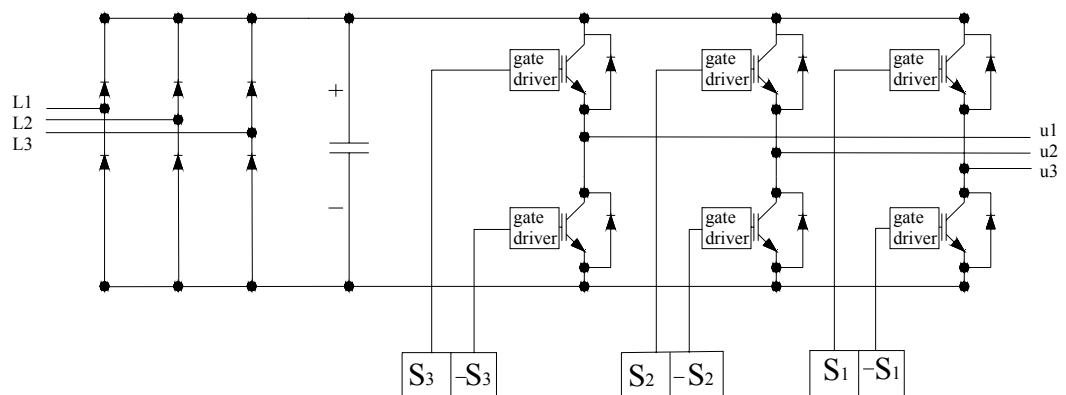
Yhtälöitä (16), (17) – (20) ja (22) käyttämällä voidaan kestopagneettitahtikoneelle laatia sähköisiltä ominaisuuksiltaan ideaali simulointimalli. Liitteessä 1 on esitetty kestopagneettitahtikoneen simulointimallin tarpeelliset lohkot.



## 2.2 Taajuusmuuttaja suoralla vääntömomenttisäädöllä [1]

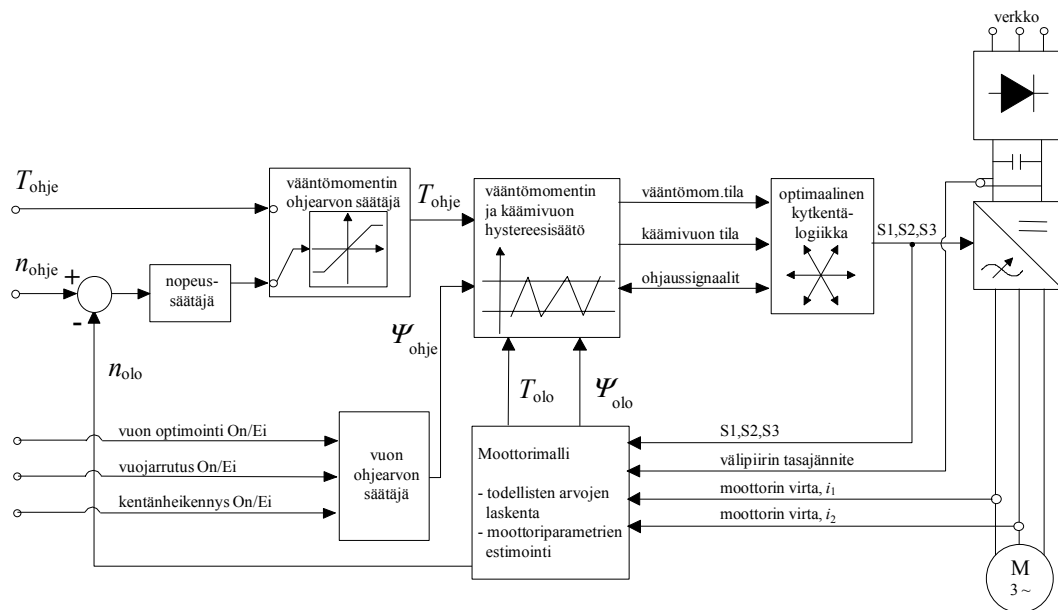
Monet nykyisistä teollisuusprosesseista eivät toimi ilman moottorien nopeussäätöä. Taajuusmuuttaja on tehoelektronikkalaite, joka säätää portaattomasti sähkömoottorin pyörimisnopeutta. Taajuusmuuttajalla sähkömoottori voidaan käynnistää ja pysäyttää pehmeästi kuormasta riippumatta. Taajuusmuuttaja mahdollistaa moottorikäytön liittämisen automaatiojärjestelmään esimerkiksi kenttäväyläyhteydellä ja monenlaisen mittaus- ja valvontainformaation saamisen prosessista. Yksi taajuusmuuttajan tärkeimmistä eduista on sen soveltuvuus monenlaisten moottorityyppien pyörimisnopeussäätöön. Taajuusmuuttajalla voidaan myös vähentää energian kulutusta erityisesti pumppu- ja puhallinsovelluksissa, kun kuristussäätö korvataan moottorin portaattomalla nopeudensäädöllä.

Jännitevälipiirillinen taajuusmuuttaja toteutetaan siten, että verkosta saatava kolmivaihejännite, syötöt L1, L2 ja L3, tasasuunnataan diodisillalla välipiiriin tasajännitteeksi, joka puolestaan muunnetaan suuntaajalla kolmivaiheiseksi vaihtojännitteeksi u1, u2 ja u3 ohjaamalla transistoreita signaaleilla S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub> ja S<sub>3</sub> sopivasti vuoroin johtavaan ja johtamattomaan tilaan. Vaihtosuuntaajaa käytetään säätämään taajuusmuuttajan välipiiristä moottorille siirtyvää tehoa, eli syötettävän jännitteen amplitudia ja taajuutta. Kuvassa 2.4 on esitetty taajuusmuuttajan rakenne ja toimintaperiaate.



Kuva 2.4 Jännitevälipiirillisen taajuusmuuttajan yksinkertaistettu rakenne.

Menetelmiä, joilla vaihtosuuntaajan kytkimien  $S_1$ ,  $S_2$  ja  $S_3$  asennot valitaan, on useita. Tässä työssä käytetään menetelmään, jota kutsutaan suoraksi vääntömomenttisäädöksi. Suorassa vääntömomenttisäädössä, eli DTC:ssä säädetään suoraan sähkökoneen käämivuota ja vääntömomenttia. DTC-tekniikka perustuu Depenbrockin esittämään Direkte Selbst Regelung –teoriaan [9] ja Takahashin ja Noguchin esittämään uudenlaiseen oikosulkumoottorin säätömalliin [10]. Kuvassa 2.5 on esitetty DTC:n toimintaa ja rakennetta kuvaava periaatepiirros. Tärkeimmät osat ovat suora käämivuon ja vääntömomentin hystereesisäätö, optimaalinen kytkentälogiikka ja adaptiivinen moottorimalli.



Kuva 2.5 DTC:n toimintaperiaate. [1]

Kuvasta 2.5 nähdään, että DTC mittaa moottorista kaksi virtaa ja välipiirin tasajännitteen. Roottorin asentomittausta ei ole. Moottorimalliin viedään virta- ja jännitetiedot sekä kytkinten  $S_1$ ,  $S_2$  ja  $S_3$  asennotiedot. Moottorimallista saadaan vääntömomentin, käämivuon ja pyörimisnopeuden oloarvot. Optimaalinen kytkentälogiikka valitsee vääntömomentin ja käämivuon tilan perusteella hetkellisen kytkinasentokombinaation  $S_1$ ,  $S_2$  ja  $S_3$ . Kaikki taajuusmuuttajan kytkimien  $S_1$ ,  $S_2$  ja  $S_3$  ohjauspäätökset perustuvat sähkökoneen sähkömagneettisen tilan tuntemiseen. Kytkimien ohjauspäätökset tehdään 25  $\mu$ s:n välein [2].

Staattorikämmivuon itseisarvo pidetään vakiona moottorin pyörimisnopeuden ollessa alle nimellisen pyörimisnopeuden, jolloin jännite kasvaa lineaarisesti taajuuden funktiona. Jos moottorilta pyydetään yli nimellispyörimisnopeuden meneviä nopeuksia, ei moottorin jännitettä voida enää kasvattaa pyörimisnopeuden lisäämiseksi. Tällöin jännite on nimellisarvossaan, eli jännitereservi on nollassa. Jotta samaisella nimellisellä jännitteellä,  $\mathbf{u}_s = \omega \boldsymbol{\psi}_s$ , päästään yli nimellisen pyörimisnopeuden, kämmivuon itseisarvoa tulee pienentää kääntäen verrannollisena nopeuteen. Tätä toiminta-aluetta, jossa kämmivuon itseisarvoa pienennetään pyörimisnopeuden kasvattamiseksi, kutsutaan kentänheikennykseksi. Kestomagneettikoneen kentänheikennys joudutaan tekemään demagnetoivalla staattorivirralla. Jos induktanssit ovat hyvin pienet, ei kentänheikennys ole järkevää. Riittävä pyörimisnopeusalue saadaan usein aikaan mitoittamalla koneen nimellistaajuus riittävän suureksi.

DTC:n laskenta-algoritmeissa kämmivuo estimoidaan staattorikoordinaatistossa integraalilla

$$\boldsymbol{\psi}_s = \int (\mathbf{u}_s - \mathbf{i}_s R_s) dt. \quad (23)$$

Staattorikämmivuon laskemiseksi ei tarvita tavanomaisia moottorin parametrejä ja laskenta on moottorityypistä riippumaton. Tämä on DTC:n vahvuus. Samaisesta yhtälössä (23) on myös DTC:n heikkous. Staattorijännitettä  $\mathbf{u}_s$  ei useinkaan mitata suoraan, vaan se lasketaan välipiirin jännitteestä ja kytkimien tiloista. Lisäksi staattoriresistanssin  $R_s$  tarkkaa arvoa ei tiedetä. Varsinkin pienillä pyörimisnopeuksien arvoilla resistiivinen jännitehäviö tulee dominoivaksi staattorijännitteeseen verrattuna ja kämmivuon estimaatti ajautuu helposti virheelliseksi.

Vääntömomentin estimaatin laskenta perustuu ristikenttäperiaatteeseen

$$\mathbf{T}_e = \frac{3}{2} p \boldsymbol{\psi}_s \times \mathbf{i}_s. \quad [21]$$

Kytkimien asennot valitaan optimaalisesti siten, että kulloinenkin kytkentä pyrkii toteuttamaan vääntömomenttiferenssin ja kämmivuon itseisarvoferenssin. Kytkinten optimaalinen asentokombinaatio riippuu staattorikämmivuon itseisarvosta  $|\boldsymbol{\psi}_s|$ ,

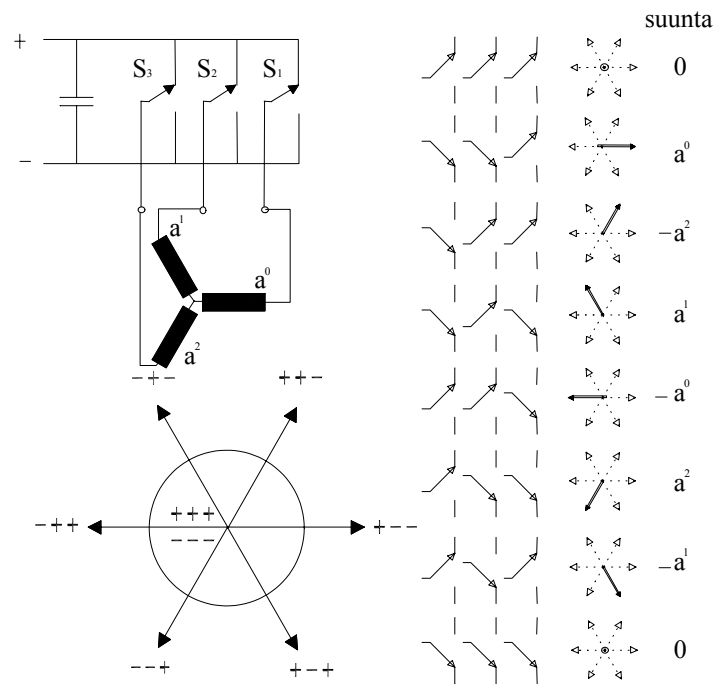
vääntömomentin tarpeesta ja sektorista, jossa käämivuo kulloinkin on. Kytkimien asennoista riippuen staattoriin muodostuva jännitevektori  $\mathbf{u}_s$  on määritelty

$$\mathbf{u}_s = \frac{2}{3}(\mathbf{a}^0 u_A + \mathbf{a}^1 u_B + \mathbf{a}^2 u_C), \quad (24)$$

missä vaiheenkääntöoperaattori  $\mathbf{a}$  on

$$\mathbf{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}. \quad (25)$$

Kuvassa 2.6 jännitteiden  $u_A$ ,  $u_B$  ja  $u_C$  tilalle on sijoitettu kytkimien asentoa vastaavat potentiaalit. Tarkasteltaessa sähkökoneen käämityksiä voidaan todeta, että käämeissä vaikuttavia jännitemahdollisuuksia ovat  $\pm 2/3 u_{DC}$ ,  $\pm 1/3 u_{DC}$ , ja 0. Tarkemmin edellä esitellystä DTC:stä on kerrottu lähteessä [2].

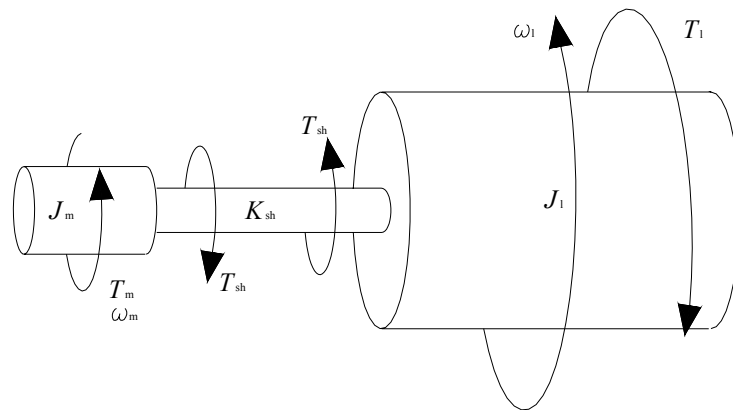


Kuva 2.6 Jännitevälipiirillisen kolmivaiheinvertterin kytkentämahdollisuudet ja vastaavat lähtöjännitteen kierto-osoittimien suunnat, jotka ovat vaihekäämien magneettiakseleiden myötä- ja vastasuunnat. Lähtöjännitteen nolla-arvolla ei ole suuntaa. [1]

Taajuusmuuttajan, joka koostuu lohkoista DTC ja suuntaaja, simulointimalli on esitetty pääpiirteissään liitteessä 2.

### 2.3 Mekaaninen systeemi

Mekaaninen systeemi käsittää moottorin, kuorman ja ne toisiinsa yhdistävän akselin. Akselin hitausmassa sisällytetään moottorin roottorin hitausmassaan  $J_m$  sekä kuorman hitausmassaan  $J_l$ . Akselin joustavuutta kuvaava torsionaalinen jousivakio  $K_{sh}$  vaikuttaa merkittävästi systeemin dynamiikkaan. Kuvassa 2.7 on esitetty mekaanisen systeemin dynaamisiin ominaisuuksiin vaikuttavat komponentit ja niiden keskeisimmät suureet.



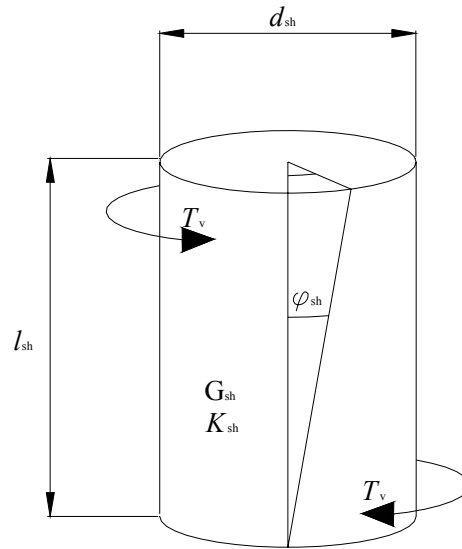
Kuva 2.7 Mekaanisen systeemin dynaamisiin ominaisuuksiin vaikuttavat komponentit ja niiden keskeisimmät suureet.

Torsionaalisen jousivakion  $K_{sh}$ , eli vääntöjäykkyykskerroimen, määrittämiseen tarvitaan joko tiedot akselimateriaalin liukumoduulista  $G_{sh}$  ja akselin geometriasta tai vääntökulmasta  $\varphi_{sh}$  ja sen synnyttäneestä vääntömomentista  $T_v$ . Teräksille liukumoduulin arvoksi on annettu 78,5 GPa. Vääntöjäykkyyserroin määritetään yhtälöllä

$$K_{sh} = \frac{T_v}{\varphi_{sh}} = \frac{G_{sh} \pi d_{sh}^4}{l_{sh} 32} \quad (26)$$

missä  $T_v$  on akselissa vaikuttava vääntömomentti  
 $d_{sh}$  on akselin halkaisija  
 $l_{sh}$  on akselin joustavan osan pituus  
 $\varphi_{sh}$  on akselin päiden välinen kiertymäkulma.

Akselin kiertymätilannetta ja siihen vaikuttavia tekijöitä on havainnollistettu kuvassa 2.8. [3]



Kuva 2.8 Akselin vääntöjäykkyykskertoimen määrittämistä kuvaava tilanne. [3]

Mekaanisen systeemin kuvaavat differentiaaliyhtälöt ovat

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{T_m - T_{sh}}{J_m} - \frac{B_m}{J_m} \omega_m \quad (27)$$

$$\frac{d\omega_1}{dt} = \frac{T_{sh} - T_1}{J_1} - \frac{B_l}{J_1} \omega_1 \quad (28)$$

$$\frac{dT_{sh}}{dt} = K_{sh} (\omega_m - \omega_1), \quad (29)$$

joissa  $\omega$  on kulmanopeus

$J$  on hitausmassa

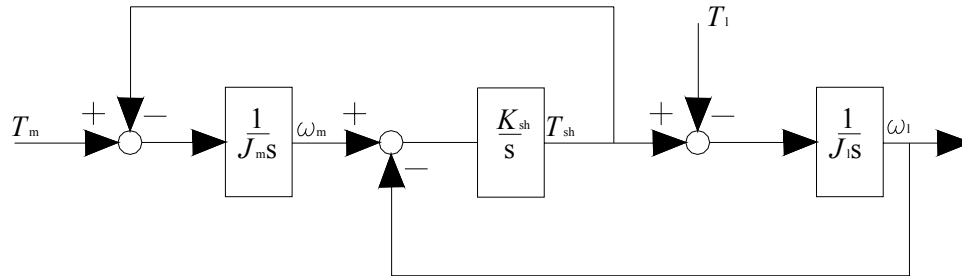
$T$  on vääntömomentti

$K$  on torsionaalinen jousivakio

$B$  on kitkavaimennus

Alaindeksi m viittaa moottoriin, l kuormaan ja sh akseliin.

Kuvassa 2.9 on esitetty mekaanisen systeemin yhtälöistä (27), (28) ja (29) muodostettu lohkokaavio. Kitkavaimennus on jätetty huomiotta johtuen sen vähäisestä vaikutuksesta erityisesti transienttitilanteiden tarkastelussa.



Kuva 2.9 Mekaanisen systeemin lohkokaavio.

Moottorin vääntömomentin  $T_m$  ja pyörimisnopeuden  $\omega_m$  välinen avoimen piirin siirtofunktio voidaan esittää muodossa

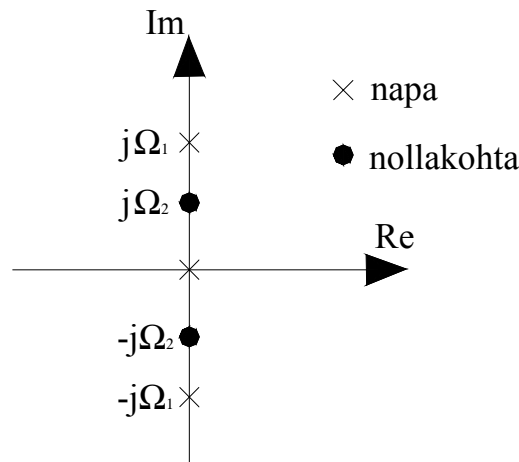
$$\begin{aligned} \frac{\omega_m(s)}{T_m} &= \frac{s^2 + \frac{K_{sh}}{J_1}}{sJ_m \left( s^2 + K_{sh} \left( \frac{1}{J_m} + \frac{1}{J_1} \right) \right)} \\ &= \frac{s^2 + \Omega_2^2}{sJ_m (s^2 + \Omega_1^2)}, \end{aligned} \quad (30)$$

missä

$$\begin{aligned} \Omega_1 &= \sqrt{K_{sh} \left( \frac{1}{J_m} + \frac{1}{J_1} \right)} \\ \Omega_2 &= \sqrt{\frac{K_{sh}}{J_1}} \end{aligned} \quad (31)$$

Tarkasteltaessa moottorin vääntömomentin  $T_m$  ja pyörimisnopeuden  $\omega_m$  välistä avoimen piirin siirtofunktiota (30) havaitaan systeemin napojen ja nollien sijaitsevan imaginaariakselilla. Tilannetta on havainnollistettu kuvassa 2.10. Systemi on marginaalisesti stabiili ja värähtelee vakioamplitudilla ominaiskulmataajuudella  $\Omega_1$ . Mikäli systeemiin sisään tuleva signaali sisältää ominaistajuksen komponentin, joutuu systemi helposti resonanssiin. Todellisuudessa systemeissä on vaimennusta, joka toisi

napojen sijaintiin pienen negatiivisen reaaliosan. Tällöin värähtelyt vaimenisivat hitaasti pois. Vaimennusta aiheuttavat muun muassa kitkavaimennus ja ilmanvastus. Vaimennuksen vaikutus on usein kuitenkin niin pieni, että se jätetään varsinkin transienttitarkasteluissa merkityksettömänä huomiotta.

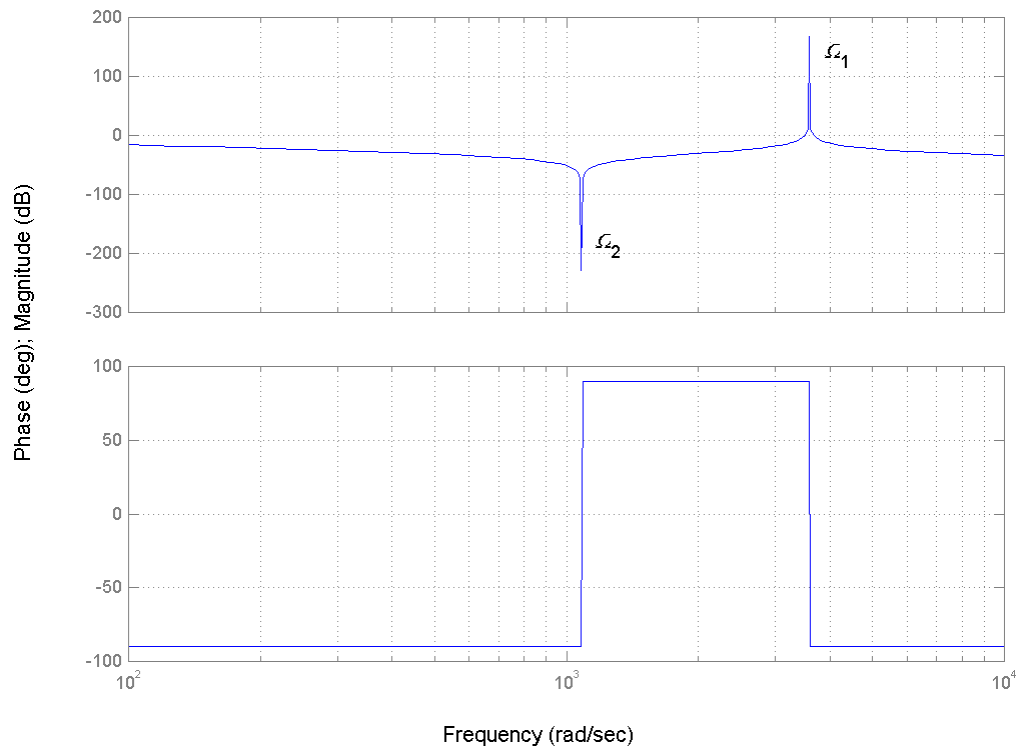


Kuva 2.10 Avoimen piirin napanollakohta kuvaaja.

Simulointeja varten skaalataan mekaniikan arvot suhteellisarvoiksi, jolloin tulosten tarkastelu selkiytyy. Käytetään simuloinneissa mekaniikalle arvoja  $J_m=1,69$ ,  $J_1=10*J_m$  ja  $K_{sh}=200,10$ . Aikaa ei ole skaalattu suhteelliseksi, jolloin integraattoreiden lähtö tulee kertoa arvolla  $\omega_b=2\pi 50$  rad/s, jotta säilytetään simulointien aika-akseli muuttumattomana.

Tarkasteltaessa mekaanisen systeemin (30) taajuusvastetta, kuva 2.11, havaitaan vahvistuksella ja vaihekulmalla olevan epäjatkuvuuskohdat kulmataajuuksilla  $\Omega_1 = 3587$  rad/s ja  $\Omega_2 = 1081$  rad/s, jotka saadaan laskettua yhtälöstä (31). Liitteessä 3 on esitetty käytetty mekaniikan simulointimalli.

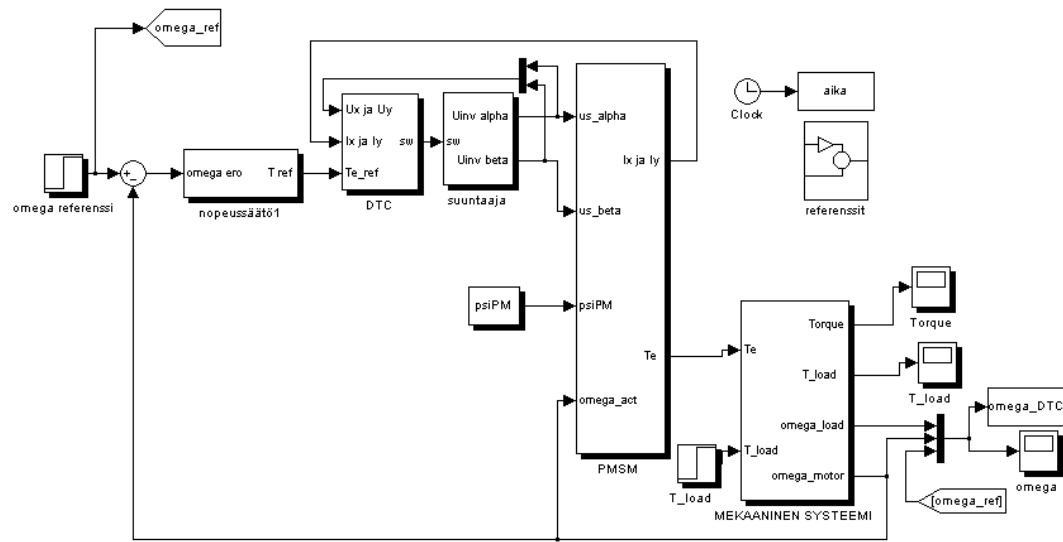




Kuva 2.11 Mekaanisen systeemin taajuusvaste.  $J_m=1,69$ ,  $J_l=10*J_m$  ja  $K_{sh}=200,10$ .

## 2.4 Yhdistetty simulointimalli

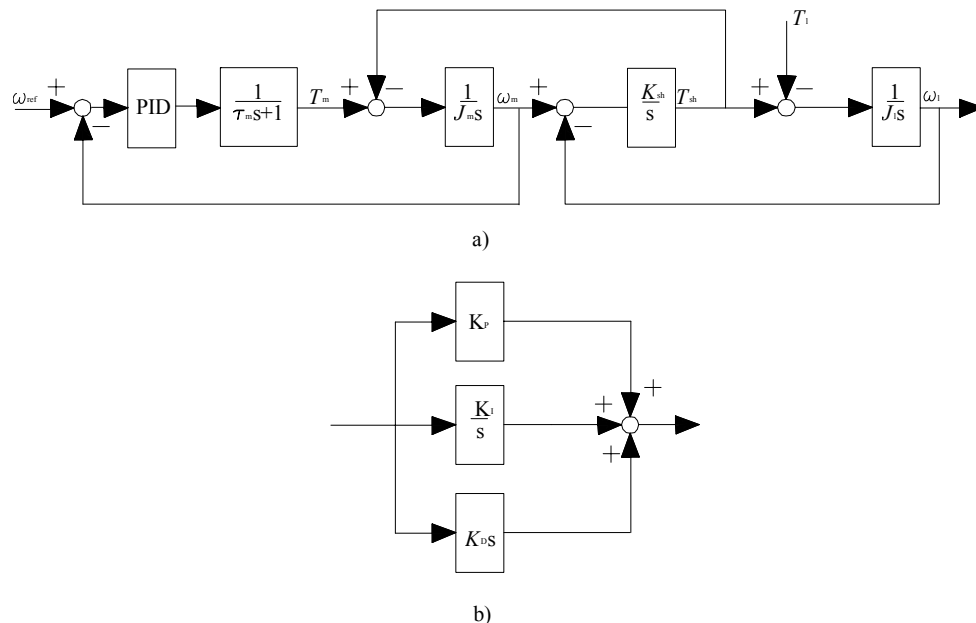
Yhdistettäessä edellä esitellyn kaltaiset komponentit simulointimalliksi Simulink™ ohjelmaan, saadaan kuvassa 2.12 esitetyn kaltainen simulointimalli. Mallista on eroteltavissa edellä kappaleissa 2.1, 2.2 ja 2.3 esitetyt osa-alueet, eli kestopagneettitahtikone, taajuusmuuttaja DTC-algoritmeineen ja vaihtosuuntaajineen sekä mekaaninen kaksimassa-akseli malli. DTC-algoritmi toimii 25  $\mu$ s kiinteällä aika-askeleella. Simulointia ajetaan 5  $\mu$ s kiinteällä aika-askeleella. Kuvassa nopeussäätö on kuvattu komponentilla ”nopeussäätö1” ja sen simulointimalli on esitetty liitteessä 4.



Kuva 2.12 Yhdistetty simulointimalli tarkasteltavalle kaksimassa systeemille.

### 3 PID-SÄÄDÖN VAIKUTUS MEKAANISEN SYSTEEMIN VÄRÄHTELYIHIN

PID-säätäjä on yleisin teollisuudessa käytettävä säätörakenne. Sen suosio perustuu yksinkertaiseen rakenteeseen ja suhteellisen helppoon viritykseen. Yksinkertaisen rakenteensa takia PID-säätäjä on myös varmatoiminen. Seuraavaksi tarkastellaan PID-säädön vaikutusta värähtelyherkälle, kappaleessa 2.3 kuvatulle mekaaniselle systeemille. Tavoitteena on kartoittaa PID-säätäjällä saavutettavissa olevat hyödyt ja mahdolliset haitat edellä esitetyn kaltaiselle mekaniikalle. Analysoinnissa keskitytään tutkimaan PID-nopeussäädön vaikutusta mekaaniseen järjestelmään systeemin siirtofunktioiden pohjalta. Simuloinneissa käytetyt alkuarvot on esitetty liitteessä 6. Alkuarvoista poikkeavat kertoimien arvot on esitetty simulointien yhteydessä. Kuvassa 3.1 a) on esitetty moottorin pyörimisnopeustakaisinkytketyn systeemin lohkokaavioesitys ja kuvassa 3.1 b) on esitetty PID-säätäjän lohkokaavioesitys. Moottori voidaan mallittaa ensimmäisen kertaluvun systeemillä, jonka aikavakiona on  $\tau_m$ . Nopeussäätäjälle syötetään moottorin pyörimisnopeusreferenssin  $\omega_{ref}$  ja moottorin pyörimisnopeusoloarvon  $\omega_m$  erotus.



Kuva 3.1 a) Mekaanisen systeemin PID-säädön lohkokaavioesitys moottorin pyörimisnopeus takaisinkytkennällä  
b) PID-säätäjän lohkokaavioesitys

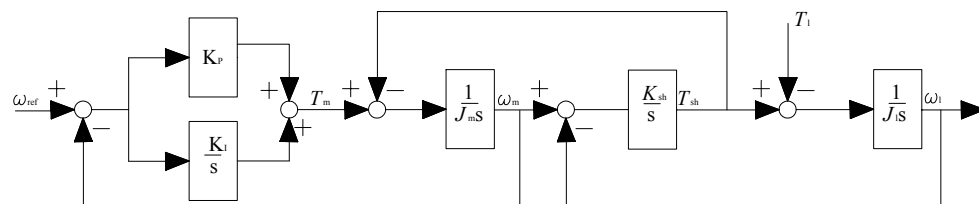
Useinkaan moottorin aikavakiota  $\tau_m$  ei oteta huomioon johtuen moottorin huomattavasti nopeammasta dynamiikasta muuhun mekaniikkaan verrattuna. Tällöin oletetaan moottorin toteuttavan säätäjältä tuleva ohje sellaisenaan ilman viiveitä ja värähtelyitä.

PID-säätäjällä pystytään tuottamaan yksi napa origoon ja kompensoimaan kaksi prosessin hidasta napaa. PID-säätäjän siirtofunktio voidaan esittää muodossa

$$G_{\text{PID}}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad , \quad (32)$$

missä  $K_P$  on vahvistus  
 $K_I$  on integroivan osan vahvistus  
 $K_D$  on derivoivan osan vahvistus.

Tarkastellaan jatkossa PI-säätöä, joka on hyvin yleinen ratkaisu teollisuudessa. Kun säätäjänä sovelletaan PI-säätöä ja sähköiset komponentit, moottori ja taajuusmuuttaja, oletetaan ideaaleiksi, saadaan mallista neljättä kertalukua. Tilannetta on havainnollistettu kuvassa 3.2.



Kuva 3.2 Simulointimalli PI-säädöllä moottorin pyörimisnopeus takaisinkytkennällä. Sähköiset komponentit, moottori ja taajuusmuuttaja, oletetaan ideaaleiksi vahvistuksiksi joiden vahvistus on yksi.

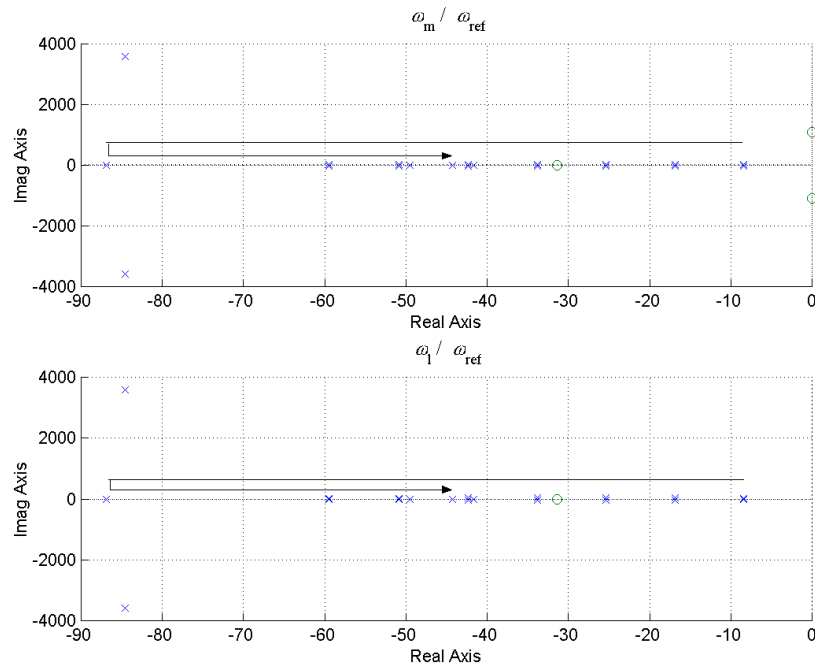
Suljetun piirin siirtofunktiot moottorin pyörimisnopeuden  $\omega_m$  ja moottorin pyörimisnopeusreferenssin  $\omega_{\text{ref}}$  sekä kuorman pyörimisnopeuden  $\omega_l$  ja pyörimisnopeusreferenssin välille voidaan esittää seuraavasti,

$$\frac{\omega_m}{\omega_{\text{ref}}} = \frac{J_1 K_p s^3 + J_1 K_I s^2 + K_p K_{\text{sh}} s + K_I K_{\text{sh}}}{J_1 J_m s^4 + J_1 K_p s^3 + (J_1 K_I + J_1 K_{\text{sh}} + J_m K_{\text{sh}}) s^2 + K_p K_{\text{sh}} s + K_I K_{\text{sh}}} \quad (33)$$

$$\frac{\omega_l}{\omega_{\text{ref}}} = \frac{K_{\text{sh}} (K_p s + K_I)}{J_1 J_m s^4 + J_1 K_p s^3 + (J_1 K_I + J_1 K_{\text{sh}} + J_m K_{\text{sh}}) s^2 + K_p K_{\text{sh}} s + K_I K_{\text{sh}}}. \quad (34)$$

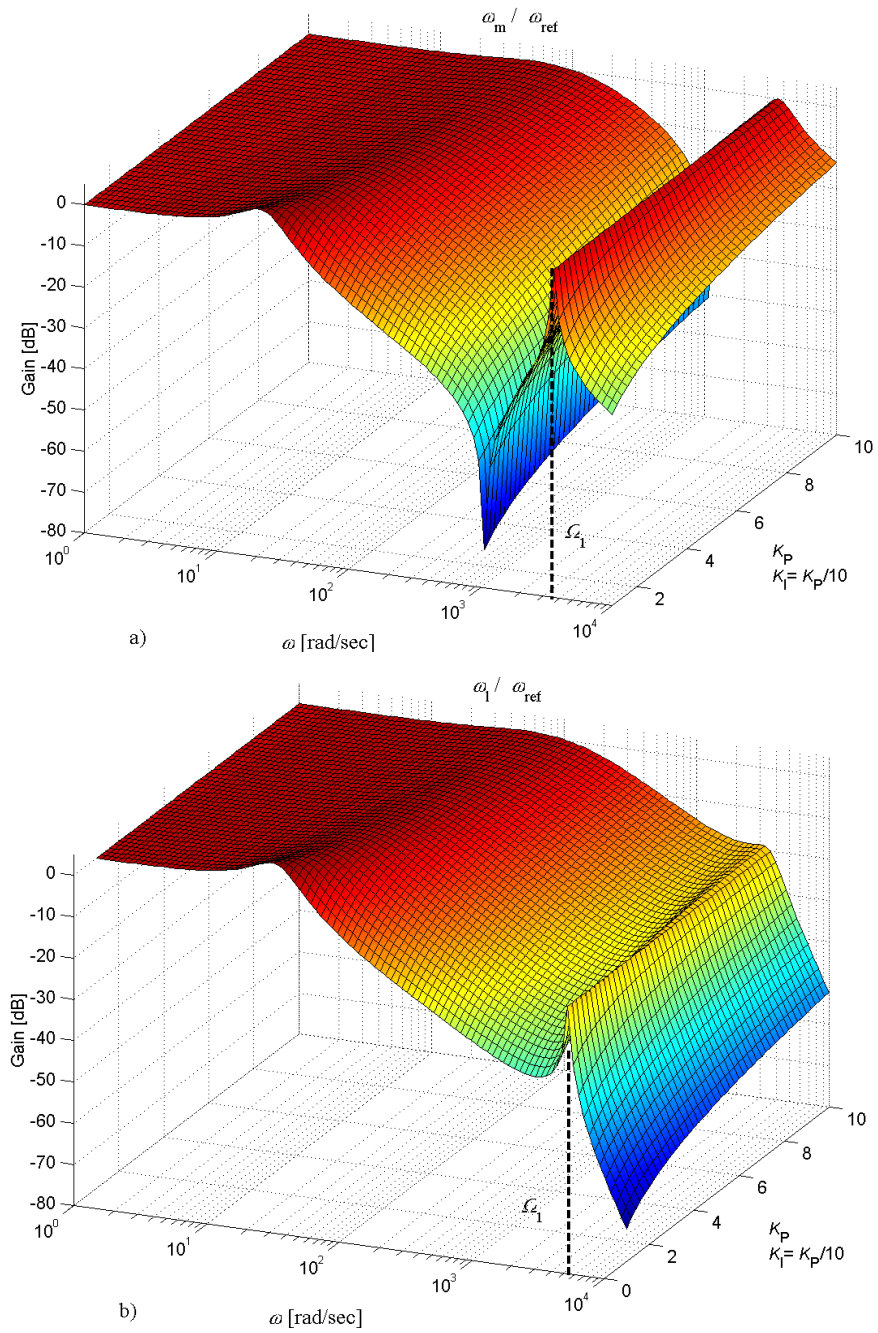
Havaitaan, että moottorin pyörimisnopeuden siirtofunktiossa yhtälössä (33) esiintyy kolme nollakohtaa. Näistä nollakohdista kaksi on seurausta mekaniikan yhtälöistä ja yksi säätäjistä.

PI-säätäjällä ei voida vaikuttaa systeemin käyttäytymiseen mielivaltaisesti, sillä malli on neljättä kertalukua ja varioitavia säätäjän parametrejä kaksi,  $K_p$  ja  $K_I$ . Vaikka mukaan otettaisiin säätäjään derivoiva osa  $K_D$  ei sekään riittäisi järjestelmän täydelliseen säätämiseen. Järjestelmien (33) ja (34) ominaisuuksia voidaan tarkastella napapari-nollakohta diagrammista ja itseisarvovasteen avulla. Systeemin napapari-nollakohta kuvaajasta, kuvasta 3.3, nähdään kuinka suljetun systeemin napapari liikkuu pois päin imaginääriakselilta kunnes vahvistuksen arvolla  $K_p = 7$  napapari lähtee jälleen lähestyä imaginääriakselia. Vahvistusta  $K_p$  on varioitu 1:stä 10:een 1 yksikön askeleilla ja integroivan osan vahvistuksen  $K_I$  arvona on käytetty kymmenesosaa vastaavasta vahvistuksen arvosta.



Kuva 3.3 Kaksimassa systeemin napanollakohta diagrammi, kun vahvistusta  $K_P$  varioidaan 1:stä 10:een 1 yksikön askeleilla siten, että integroivan osan vahvistuksen  $K_I$  arvo on kymmenesosa vastaavasta vahvistuksen arvosta  $J_m=1,69$ ,  $J_I=10*J_m$  ja  $K_{sh}=200,10$ .

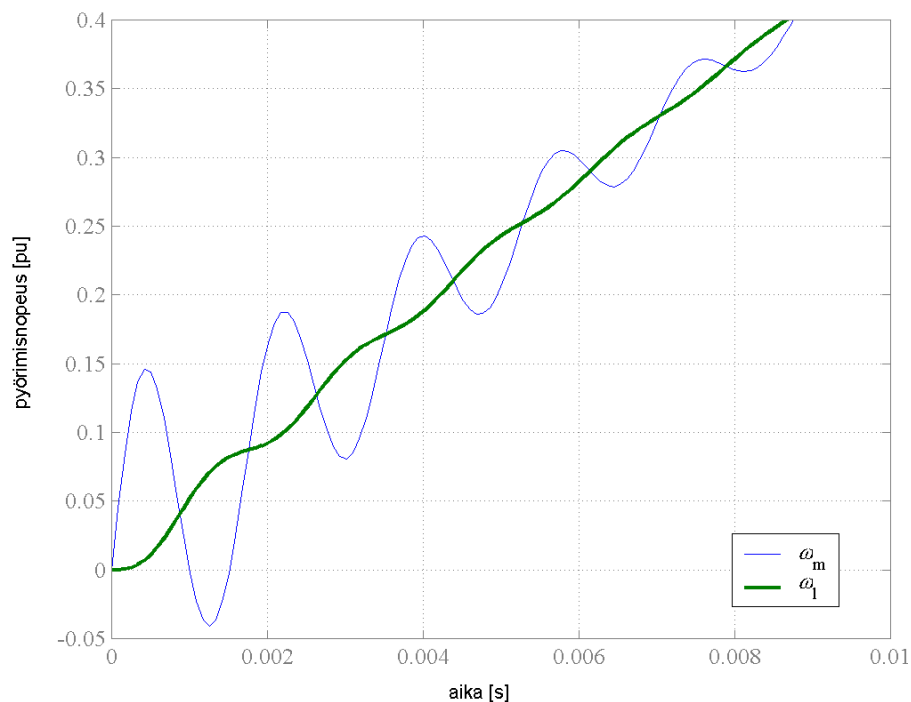
Piirrettäessä järjestelmien (33) ja (34) itseisarvovaste taajuuden ja vahvistuksen  $K_P$  funktiona nähdään, kuinka systeemi vahvistus käyttäytyy eri taajuuksilla eri säätäjän parametrien arvoilla.  $K_I$ :n arvona on käytetty kymmenesosaa vastaavasta vahvistuksen arvosta. Kuvassa 3.4 on esitetty järjestelmien (33) ja (34) vahvistuksien käyttäytyminen taajuuden ja säätäjän parametrien funktiona. Kuvasta voidaan havaita, että moottorin pyörimisnopeuden resonanssikulmataajuudella  $\Omega_1 = 3587$  rad/s vahvistus pysyy nollassa desibelissä riippumatta käytetyistä säätäjän parametreistä  $K_P$  ja  $K_I$ . Resonanssikulmataajuuden vahvistus nolla desibeliä tarkoittaa myös sitä, ettei kyseinen taajuuskomponentti vaimene, vaan värähtelee tulosignaalin suuruisella vakioamplitudilla. Tällöin, mikäli järjestelmään tuotava signaali sisältää kyseistä taajuuskomponenttia  $\Omega_1$ , näkyy moottorin pyörimisnopeudessa kyseinen taajuus.



Kuva 3.4 Järjestelmien (33) ja (34) vahvistuksien käyttäytyminen taajuuden ja säätäjän partametrien funktiona. Kuvassa 3.4 a) on esitetty järjestelmän (33) itseisarvovaste ja kuvassa 3.4 b) järjestelmän (34) itseisarvovaste.  $J_m=1,69$ ,  $J_I=10*J_m$  ja  $K_{sh}=200,10$ .

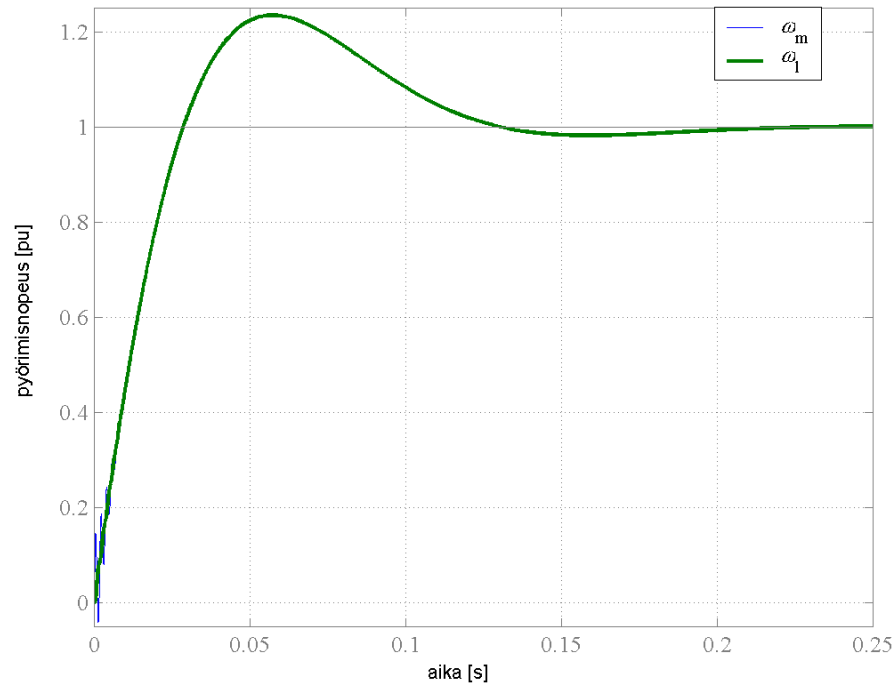
Kuvasta 3.4 voidaan myös havaita PI-säätäjän aiheuttavan itseisarvovasteeseen resonanssiipiikin taajuudelle 20 rad/s. Suurimmillaan resonanssitaajuuden vahvistus on 5 dB, mutta piikki vaimenee säätäjän vahvistuksen  $K_P$  kasvaessa.

Simuloitaessa järjestelmiä (33) ja (34) askelvasteella havaitaan moottorin pyörimisnopeudessa edellä esitetyn kaltainen käyttäytyminen. Askeltaisen referenssimuutoksen tullessa systeemiin moottorin pyörimisnopeus kasvaa äkisti ja äärellisen jäykkyyden omaavan akselin aiheuttama jousto aikaansaa pyörimisnopeuseron moottorin ja kuorman välille. Tämän jälkeen pyörimisnopeuksissa esiintyy vakiotaajuista värähtelyä, jonka kulmataajuus on  $\Omega_1$ . Järjestelmän askelvastekokeen tulos on esitetty kuvassa 3.5. Säätäjän parametreinä on käytetty arvoja  $K_P = 3$  ja  $K_I = 0,3$ . Kuvassa 3.6 on esitetty askelvastekokeen kuvaaja pidemmältä aikaväliltä. Kuvasta havaitaan vasteessa esiintyvän ylitystä.



Kuva 3.5 Moottorin ja kuorman pyörimisnopeuksissa esiintyvä joustavan akselin aikaansaama vakiotaajuinen värähtely.  $K_P=3$ ,  $K_I=0,3$ ,  $J_m=1,69$ ,  $J_l=10*J_m$  ja  $K_{sh}=200,10$ .



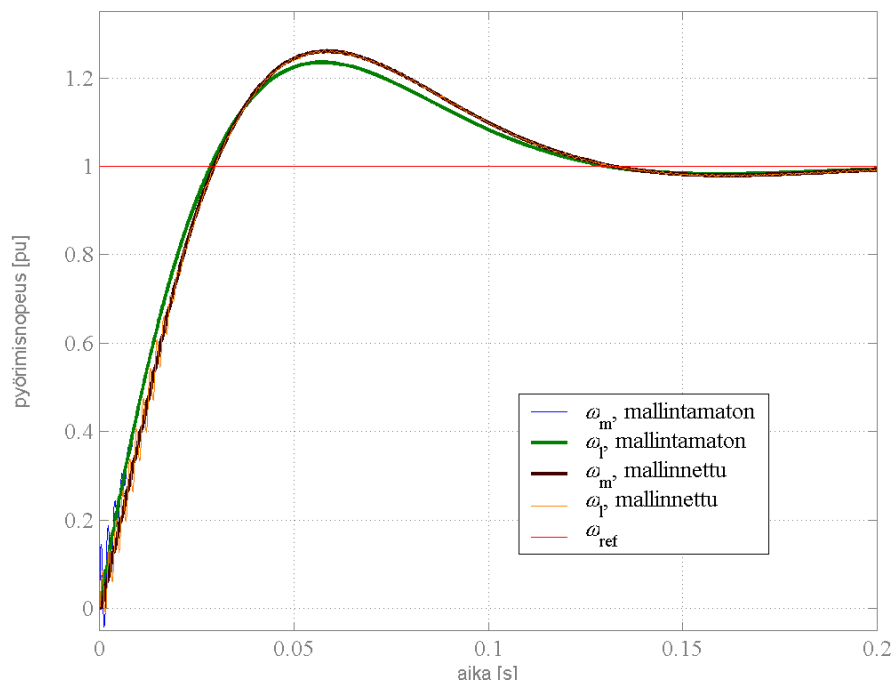


Kuva 3.6 Askelvastekokeen kuvaaja ( $K_p=3$ ,  $K_I=0,3$ ,  $J_m=1,69$ ,  $J_l=10*J_m$  ja  $K_{sh}=200,10$ ).

Askelvasteen muotoon voidaan vaikuttaa säätäjän parametreilla. Vahvistusta kasvattamalla saadaan vaste nopeammaksi ja ylitystä pienemmäksi, mikä on luonnollista. Samoin vaste saavuttaa jatkuvuustilan arvonsa nopeammin. Vahvistuksen kasvattaminen kuitenkin voimistaa alussa esiintyvää pyörimisnopeuseroa moottorin ja kuorman välillä. On myös huomattava, ettei malli, joka on esitetty kuvassa 3.2 ja yhtälöissä (33) ja (34), ota huomioon lainkaan toimilaitteen kyllästymistä. Tämä tarkoittaa tilannetta, ettei taajuusmuuttaja ja sähkömoottori kykene toteuttamaan pyörimisnopeussäätäjältä tulevaa vääntömomenttireferenssiä. Vääntöväärhtelyn nopea vaimeneminen johtuu siitä, että sähkökäytön oletetaan pystyvän toteuttamaan säätäjän vääntömomenttireferenssi. Näin ei todellisuudessa kuitenkaan ole.

Mallintamalla moottori ja taajuusmuuttaja pelkäksi vahvistukseksi, tässä tapauksessa ykköseksi, ei tehdä suurta virhettä vertailtaessa järjestelmien (33) ja (34) tuottamaa vastetta malliin, jossa on mallinnettu sähkömoottori ja DTC kappaleissa 2.1 ja 2.2

esitettävällä tavalla. Kuvassa 3.7 on vertailtu järjestelmillä (33) ja (34) sekä toisaalta kappaleessa 2.5 kuvatulla yhdistetyllä simulointimallilla tuotetut moottorin ja kuorman pyörimisnopeudet. Mikäli ei haluta tutkia nimenomaan sähkömoottorista mekaniikkaan aiheutuvia herätteitä, sähkömoottorin ja taajuusmuuttajan mallintaminen pelkällä vahvistuksella tai ensimmäisen kertaluvun systeemillä on kohtuullinen approksimaatio. Pyrittäessä tarkkaan simulointimalliin tulee sähköiset toimilaitteetkin huomioida ja mallittaa mahdollisimman tarkasti. Varsinkin transienttitaloissa sähköisten komponenttien mallittamatta jättämisellä menetetään paljonkin informaatiota järjestelmän käyttäytymisestä. Lisäksi mallittamalla sähköiset komponentit voidaan eri moottori- ja taajuusmuuttajaratkaisuja ja niiden sopivuutta sekä erityispiirteitä kokeilla jo suunnittelupöydällä.



Kuva 3.7

*Moottorin ja kuorman pyörimisnopeusvasteet, kun taajuusmuuttaja ja sähkömoottori on mallinnettu tarkemmin tai pelkästään vahvistuksena. Sanalla "mallintamaton" viitataan sähkömoottori-taajuusmuuttaja yhdistelmän mallintamiseen pelkällä vahvistuksella ja "mallinnettu" tapaukseen, jossa sähkömoottorille ja taajuusmuuttajalle on tehty tarkemmat simulointimallit. ( $K_p=3$ ,  $K_I=0,3$ ,  $J_m=1,69$ ,  $J_l=10*J_m$  ja  $K_{sh}=200,10$ ).*

Analyyttistä säätäjän parametrien valintamenetelmää ei onnistuttu löytämään johtuen järjestelmien (33) ja (34) siirtofunktioiden muodosta. Mikäli PID-säätäjän toteutustapaa ollaan valmiita muuttamaan, voidaan käyttää lähteestä [5] löytyvää toteutustapaa. Artikkelissa esitettävä perusidea on sijoittaa navat riippuen kuorma-moottori-hitausmassasuhteesta siten, että niillä on joko sama vaimennus tai luonnollinen kulmataajuus. Napa-nollakohtadiagrammissa tämä tarkoittaisi tapauksia, joissa navat olisivat samassa kulmassa imaginääriakseliin nähden tai että napojen säde origosta olisi sama. PI-säätäjä on toteutettu kyseisessä artikkelissa siten, että integroivan osan läpi viedään referenssin ja mitatun moottorin pyörimisnopeuden ero. Tavallisesta rakenteesta poiketen moottorin pyörimisnopeuden mittatieto viedään vahvistuksen  $K_P$  kautta suoraan säätäjän integroivan osan jälkeen negatiivisena takaisinkytkentänä.

## 4 YKSINKERTAISTETTU SIMULOINTIMALLI DTC:LLE

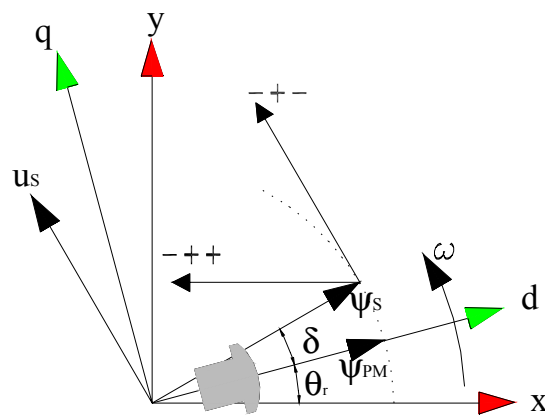
Usein simulaatioissa joudutaan tekemään oletuksia ja yksinkertaistuksia simuloitavasta systeemistä. Sopivat yksinkertaistukset valitaan sen perusteella, mitä ominaisuuksia halutaan kulloinkin tutkia. Haluttaessa simuloida pelkästään kappaleessa 2.3 esitetyn kaltaista mekaanisen systeemin käyttäytymistä osana sähkökäyttöä voidaan sähkömoottori ja taajuusmuuttaja olettaa joko ideaaliksi vahvistukseksi tai yhden tai kahden aikavakion systeemiksi. Perinteinen tapa käsitellä sähkömoottorin ja taajuusmuuttajan vaikutusta on mallittaa ne yhden aikavakion systeemiksi. Kappaleessa 3 on esitetty tuloksia tapauksesta, jossa taajuusmuuttaja-sähkömoottori osio on mallinnettu pelkällä vahvistuksella. Jos kuitenkin halutaan tutkia mekaniikkaan sähkömoottorista aiheutuvia herätteitä, kuten hammasvääntömomentin aiheuttamaa vääntömomenttivärettä, joudutaan mallintamaan moottori tarkemmin. Tällöin myös moottorin jännitesyöttö tulee huomioida. Käytettäessä kappaleessa 2.2 esitettyä DTC menetelmää ohjaamaan moottorille syötettävää jännitettä hidastuvat simulaatiot huomattavasti johtuen DTC –mallin tarvitsemasta suhteellisen lyhyestä 25  $\mu$ s aika-askeleesta. Onkin esiintynyt tarvetta mallille, joka pystyisi simuloimaan DTC:n toimintaa huomattavasti aiempaa vähemmällä laskentateholla. Varsinkin yhdisteltäessä eri simulointiohjelmistoja, kuten Simulink™ ja Adams™, voidaan laskenta-askelen pidentämisellä saavuttaa tuntuvia eroja simulointien kestoihin. DTC:n aika-askelta ei kuitenkaan voida pidentää ilman, että se aiheuttaa vääntömomenttiin todellisuudesta poikkeavaa suuriamplitudista häiriötä, joka näkyy myös mekaanisessa systeemissä.

Yksinkertaistetulla simulointimallilla pyritään madaltamaan diskreettien jännitepulssien reunoja syöttämällä vastasähkömotorisen komponentin kumoava osa tasajännitekomponentin tapaan moottorin roottori-koordinaatistoon sidotuissa komponenteissa ja näin yhdessä pidennetyin laskenta-aika-askelen kanssa nopeuttamaan simuloiteja. Yksinkertaistettaessa mallia menetetään kytkentätaajuinen vääntömomenttiväre. KytKentätaajuiset häiriöt ovat niin korkeataajuisia, ettei niitä todellisuudessa pystytä havaitsemaan teollisuudessa käytettävistä mekaanisista

ysteemeistä. Kytkentätaajuisen häiriön merkitys mekaanisen systeemin tarkastelussa pienenee mekaanisen systeemin hitausmassojen kasvaessa.

#### 4.1 DTC:tä kuvaava T $\psi$ -säätö

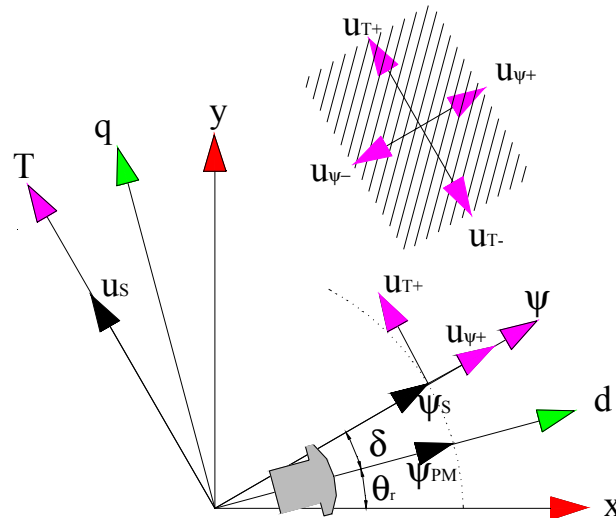
Yksinkertaistetun simulointimallin ajatusta voidaan havainnollistaa kuvassa 4.1 esitetyn DTC mallin käämivuon kuvaajan avulla. Haluttaessa kasvattaa vääntömomenttia DTC:ssä jää valittavaksi kaksi mahdollista taajuusmuuttajan suuntaajan kytkinten asentoa,  $-++$  ja  $-+-$ , jotka aikaansaavat tehokulman  $\delta$  kasvamisen staattorikäämivuon  $\psi_s$  ja kestopagneettien aiheuttaman roottorin käämivuon  $\psi_{PM}$  välillä. Riippuen staattorin käämivuon itseisarvosta  $|\psi_s|$  valitaan jäljelle jäävistä kahdesta se jännitevektori, jolla itseisarvo saadaan pidettyä halutuissa rajoissa.



Kuva 4.1 DTC:n erään jännitevektorin valinta.

Esitettävä yksinkertaistus perustuu ajatukselle, että taajuusmuuttajan oletetaan pystyvän tuottamaan jänniteyhtälössä (1) esiintyvä liikejännitteen termin  $j \frac{d\theta_r}{dt} \psi_s^r = j \omega \psi_s^r$  kumoava komponentti koko ajan. Tarvittavat muutokset vääntömomenttiin ja käämivuon itseisarvoon saadaan aikaiseksi toisistaan riippumattomilla hystereesisäädöillä. Vääntömomenttia kasvattava jännitevektori vaikuttaa T-akselin suunnassa ja käämivuon itseisarvoa säädetään puolestaan  $\psi$ -akselin suuntaisesti.

Jänniteyhälöt on toteutettu roottorikoordinaatistoon. Tilannetta on havainnollistettu kuvassa 4.2.



Kuva 4.2 Käämivuovektorin ohjaaminen kahdella toisistaan riippumattomalla jännitevektorilla  $u_{T+}$  tai  $u_{T-}$  ja  $u_{\psi+}$  tai  $u_{\psi-}$ .

Ideana on siis tuottaa sähkömotorisen voiman  $j\omega\psi_s$  kumoava komponentti koko ajan ja sen lisäksi lisätä DTC:n toimintaa kuvaavat vääntömomenttia ja käämivuon itseisarvoa säädettyinä aiheutuvat jännitemuutokset tähän mukaan erillisenä. Yhtälöissä (35) ja (36) on esitetty moottorille syötettävät roottorikoordinaatistoon sidotut jännitteet, joihin lisätään sähkömotorisen voiman kumoavat komponentit ja vääntömomentin ja käämivuon itseisarvon säädöstä johtuvat muutokset  $u_{sd}'$  ja  $u_{sq}'$ ,

$$u_{sd} = u_{sd}' - \omega\psi_{sq} \quad (35)$$

$$u_{sq} = u_{sq}' + \omega\psi_{sd} \quad (36)$$

joissa yläindeksillä ' tarkoitetaan jännitteissä tapahtuvia vääntömomentin ja käämivuon itseisarvon säädöstä johtuvia pieniä muutoksia.

Pienet jännitemuutokset  $u_{sd}'$  ja  $u_{sq}'$  saadaan johdettua lähtien liikkeelle T $\psi$ -koordinaatistosta. Kummankin hystereesissäädön, vääntömomenttisäätäjän ja käämivuon itseisarvosäätäjän, tuottamat T- ja  $\psi$ -suuntaiset jännitekomponentit  $u_T$  ja  $u_\psi$

muunnetaan dq-koordinaatistoon. Koordinaatistomuunnoksessa käytetään hyväksi tietoa tehokulmasta  $\delta$ . Pienten muutosten jännitteille saadaan yhtälöt,

$$u_{sd}' = u_{\psi} \cos \delta - u_T \sin \delta \quad (37)$$

$$u_{sq}' = u_T \cos \delta + u_{\psi} \sin \delta \quad (38)$$

Koordinaatistomuunnos T $\psi$ -koordinaatistosta dq-koordinaatistoon edellyttää tietoa tehokulmasta  $\delta$ . Tehokulma pystytään laskemaan, kun tunnetaan staattorin käämivuon d- ja q-suuntaiset komponentit. Käämivoiden laskentaan käytetään yhtälöitä (39) ja (40). Roottorin kestopagneettien aikaansaama d-suuntainen komponentti  $\psi_{PM}$  on huomioitu vakiona yhtälössä (39).

$$\psi_{sd} = \int (u_{sd}' - R_s i_{sd}) dt + \psi_{PM} \quad (39)$$

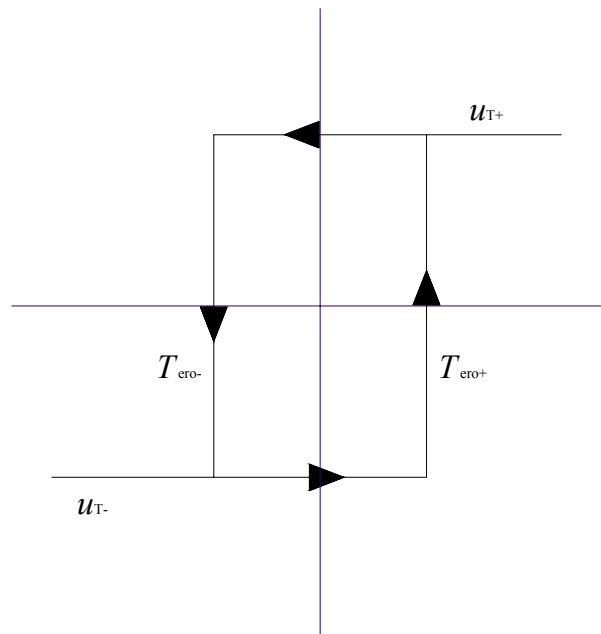
$$\psi_{sq} = \int (u_{sq}' - R_s i_{sq}) dt \quad (40)$$

Näiden perusteella tehokulmalle saadaan lauseke

$$\delta = \arctan \left( \frac{\psi_{sq}}{\psi_{sd}} \right) \quad (41)$$

#### 4.1.1 Vääntömomentin hystereesisäätö

Vääntömomentin säätö on toteutettu hystereesisäätönä. Pyörimisnopeussäätäjältä saatavaa vääntömomentin referenssiarvoa  $T_{ref}$  verrataan sähkömoottorilta saatavaan oloarvoonsa  $T_c$ . Ero suure viedään releelle, jonka hystereesirajat  $T_{ero-}$  ja  $T_{ero+}$  sekä lähdön saamat arvot  $u_{T-}$  ja  $u_{T+}$  ovat valittavissa. Vääntömomenttisäädön lähdöstä saadaan vääntömomenttiin suoraan vaikuttava T-suuntainen jännite  $u_T$ , joka voi siis saada vain arvot  $u_{T-}$  ja  $u_{T+}$ . Kuvassa 4.3 on esitetty hystereesisäätöön vaikuttavat tekijät.



Kuva 4.3 Vääntömomenttia kasvattavan  $T$ -suuntaisen jännitteen hystereesisäätö, kun releelle vietään nopeussäätäjältä saatavan vääntömomentin referenssin ja moottorin tuottaman vääntömomentin erosuure.

Näin toteutettuna vääntömomenttisäätö ei huomioi jännitereservin pienenemistä pyörimisnopeuden kasvaessa. Myöskään jarrutusvaihe ei ole ideaali, koska sen sijaan, että kytkettäisiin 0-vektori kytketäänkin vain vastasähkömotorisen jännitteen lisäksi negatiivisen komponentin omaava  $u_{T-}$ . Simuloinneissa on kuitenkin osoittautunut, että toteutettaessa säätäjä vakiojännitereservillä päästään jo varsin lähelle DTC:llä toteutetun sähkökäytön vasteita.

#### 4.1.2 Käämivuon itseisarvon hystereesisäätö

Käämivuon itseisarvon hystereesisäätö toimii idealtaan samalla tavalla kuin vääntömomenttisäätökin. Erona on vain releen hystereesirajat ja lähdön saamat arvot sekä releelle vietävä suure. Hystereesirajoja merkitään  $\psi_{ero-}$  ja  $\psi_{ero+}$  sekä lähdön saamat arvot  $u_{\psi-}$  ja  $u_{\psi+}$ . Releelle vietävä suure  $\psi_{s,ero}$  on halutun staattorikäämivuon pituuden  $\psi_{s,ref}$  ja staattorikäämivuon pituuden oloarvon erotus. Mikäli ei olla kentänheikennysalueella, on staattorin käämivuon pituuden referenssinä nimellisen staattorikäämivuon pituus. Erosuureksi saadaan,



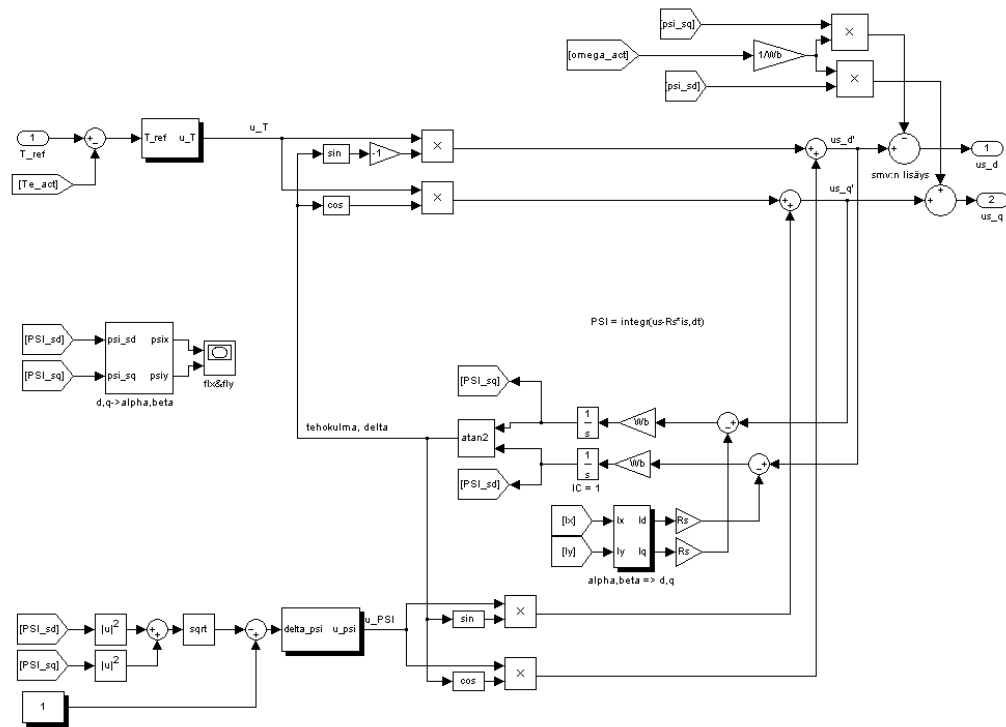
$$\psi_{s,ero} = \psi_{s,ref} - \sqrt{\psi_{sd}^2 + \psi_{sq}^2}, \quad (42)$$

missä alaindeksi                ero = erosuure  
    ref = referenssi.

Käämivuon itseisarvon hystereesissäädöltä saadaan lähtösuureena suoraan käämivuon itseisarvoon vaikuttava jännite  $u_{\psi}$ , joka voi saada arvot  $u_{\psi-}$  ja  $u_{\psi+}$ .

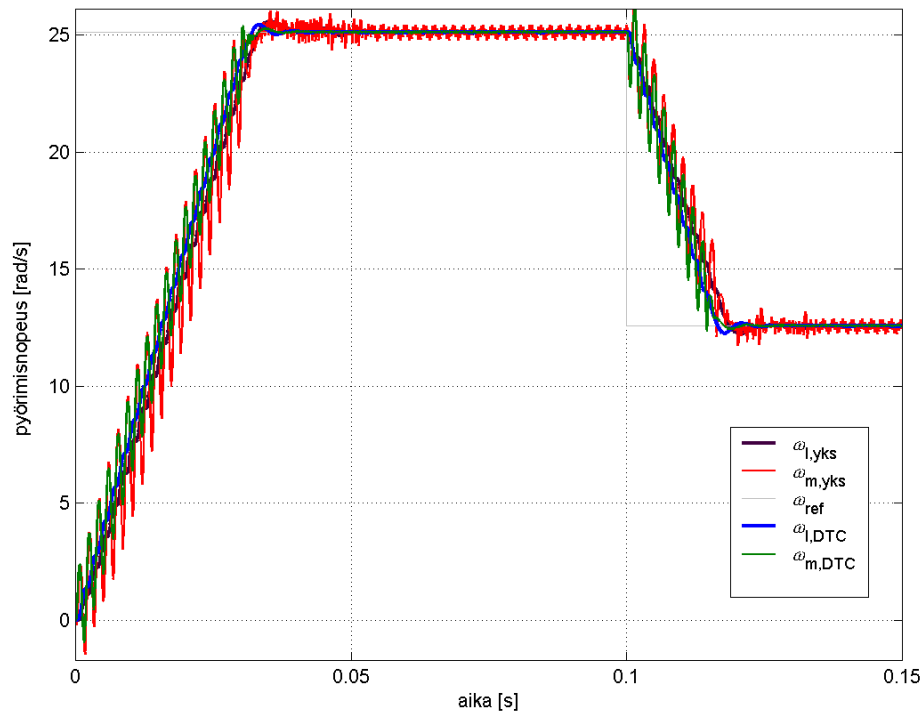
## 4.2 Yksinkertaistetun DTC-mallin vertailu DTC malliin

Edellä esitelty yksinkertaistettu DTC-malli voidaan toteuttaa Matlab Simulink:iin. Kuvassa 4.4 on esitetty simulointimalli, joka on toteutettu käyttämällä yhtälöitä (35) – (42).



Kuva 4.4 Yksinkertaistetun DTC-mallin simulointimalli. Moottorille syötettävät jännitteet  $u_{s,d}$  ja  $u_{s,q}$  ovat roottorikoordinaatistoon sidottuja. Vastäsähkömotorinen voima (smv) lisätään staattorijännitteeseen vääntömomentti- ja käämivuon hystereesissäätöjen tuottamien pienten jännitemuutosten,  $u_{s,d}'$  ja  $u_{s,q}'$  lisäksi.

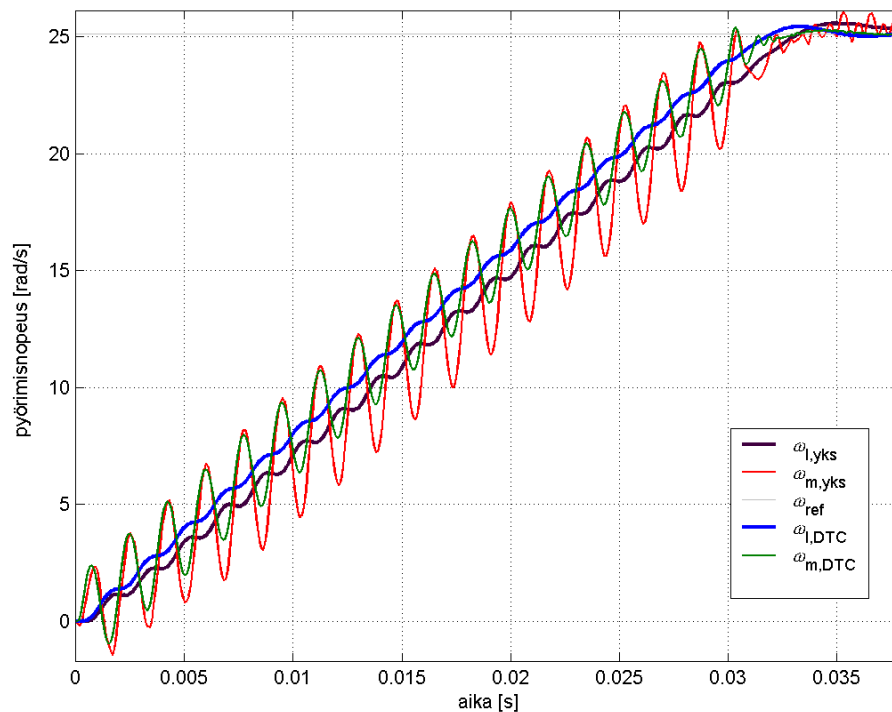
Yksinkertaistetun mallin ja tarkemman DTC-mallin väliset erot tulevat parhaiten esiin, kun vertaillaan kappaleessa 2.4 esitetyn kaltaisen simulointimallin mekaniikan vasteita keskenään. Tarkemmalla DTC-mallilla toteutetut simulaatiot on tehty käyttäen aika-askeleena  $5 \mu\text{s}$  kun taas yksinkertaistetun DTC-mallin simulaatiot aika-askeleella  $100 \mu\text{s}$ . Kuvassa 4.5 on esitetty moottorin ja kuorman pyörimisnopeusvasteet kummallakin moottorin jännitesyötöllä, eli DTC:llä ja yksinkertaistetun mallin jännitesyötöllä. Kuvasta havaitaan eri jännitesyötöillä simuloitujen pyörimisnopeusvasteiden vastaavan toisiaan varsin suurella tarkkuudella. DTC-algoritmissa kytkinten ohjauspäätökset tehdään  $25 \mu\text{s}$  välein ja yksinkertaistetun mallin hystereesiasäätäjät toimivat  $100 \mu\text{s}$  aika-askeleilla.



Kuva 4.5 Moottorin ja kuorman pyörimisnopeusvasteet DTC:n ja yksinkertaistetun mallin jännitesyötöllä

Kun tarkastellaan lähemmin alkukiihdytyksessä, kuvassa 4.6, esiintyviä värähtelyitä havaitaan pari selvää eroavaisuutta näiden kahden eri jännitesyötön välillä. Yksinkertaistetun mallin värähtelyiden amplitudi on suurempi. Moottorin pyörimisnopeuden  $\omega_{m,yks}$  värähdys on huomattavasti suurempi alaspäin. Tilannetta

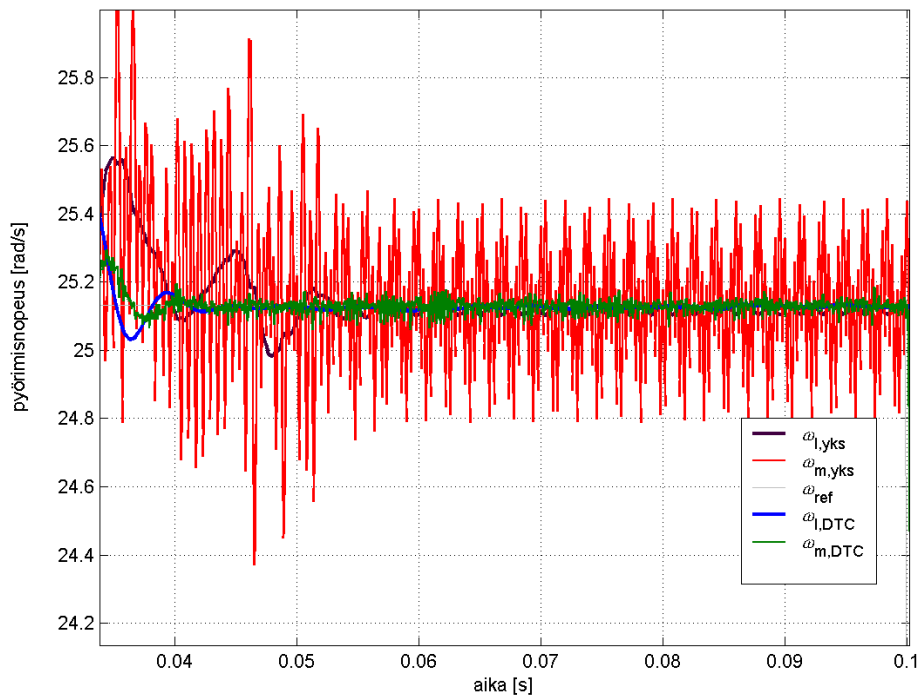
voidaan korjata pienentämällä hystereesisäädön negatiivisen lähdön amplitudia  $u_T$ . Tällöin kuitenkin tulee huomata, että samalla vaikutetaan moottorin jarrutusominaisuuksiin. On siis löydettävä sopiva kompromissi kiihdytyksen ja jarrutuksen välille. Toinen merkittävä ero on värähtelyiden vaimenemisessa. Siinä missä DTC-mallilla ohjattavan sähkömoottorin pyörimisnopeuksien  $\omega_{m,DTC}$  ja  $\omega_{i,DTC}$  värähtelyiden amplitudi pienenee nopeuden kasvaessa ja jännitereservin pienentyessä ei samaista ilmiötä tapahdu yksinkertaistetussa mallissa. Jälleen on kuitenkin mahdollista etsiä vääntömomentin hystereesisäädön lähdön rajoja muuttamalla sopiva kompromissi kiihdytysrampin alun ja lopun välille siten, että halutut ominaisuudet saadaan simuloitua kohtuullisella tarkkuudella.



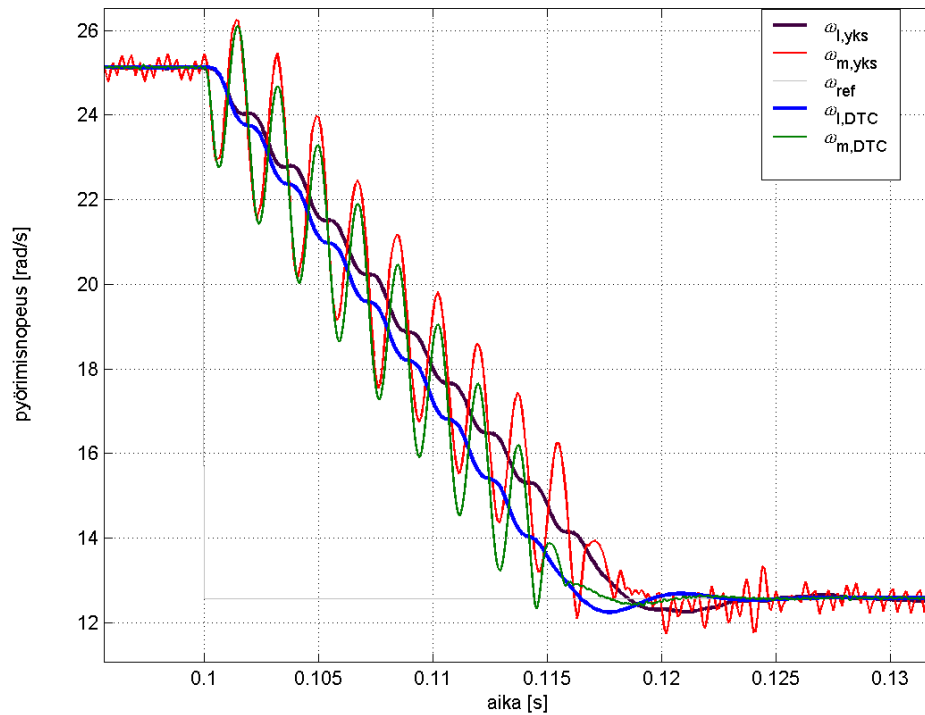
Kuva 4.6 Alkukiihdytys.

Selkeimpänä huonona puolena yksinkertaistetussa jännitesyötössä voidaan pitää sen jatkuvuustilan käyttäytymistä. Kuvassa 4.7 on esitetty tilanne, jossa ajetaan vakiovääntömomentin alueella. Havaitaan, että yksinkertaistettu malli generoi todellisuudesta poiketen moottorin vääntömomenttiin ja sitä kautta pyörimisnopeuksiin huomattavan suuritehoista häiriötä. Tätä ilmiötä voitaisiin pienentää, jos

hystereesisäätöjen lähtöjen amplitudit pienenisivät pyörimisnopeuden kasvaessa. Tällöin kuitenkin muutosilmiöiden tarkkuus referenssi- tai kuormanmuutosilanteissa huononisi. Yksinkertaistetun mallin 0,1 ms päätöksentekoväli on sen verran hidas, että tällä aikatasolla tehtävien vääntömomentti- ja käämivuon itseisarvosäätöjen vaikutukset näkyvät jo mekaniikassa asti. DTC-mallissa päätöksenteko 25  $\mu$ s aikatasolla on niin nopeaa, etteivät kytkentätaajuiset häiriöt siirry mekaniikkaan merkittävästi. Hidastustilanne ei eroa kiihdytyksestä. Vaikein asia onkin löytää sopiva tasapaino kiihdytyksen ja jarrutuksen välille niin, ettei menetetä tärkeitä mekaanisessa mallissa esiintyviä ilmiöitä. Kuvassa 4.8 on esitetty simulointitulokset moottorin pyörimisnopeusreferenssin pienentyessä.



Kuva 4.7 Jatkuvuustilassa yksinkertaistetulla mallilla simuloitaessa esiintyvä suuri häiriö pyörimisnopeudessa.



Kuva 4.8 Jarrutusvaiheessa esiintyvä mallien välinen eroavaisuus.

### 4.3 Jännitereservin vaikutus

Yksinkertaistetulla mallilla ei päästä missään vaiheessa täysin samaan kuin tarkemmalla mallilla. Yksinkertaistetun DTC-mallin tarkkuutta voidaan parantaa ottamalla huomioon jännitereservin pieneneminen moottorin pyörimisnopeuden kasvaessa. Tällöin releen lähtö kerrotaan nimellipyörimisnopeuden  $\omega_N$  ja pyörimisnopeuden oloarvon  $\omega_m$  erotuksella painokertoimella  $K_{jr}$  skaalattuna.

$$u_T = u_{T\pm} \cdot K_{jr} (\omega_N - \omega_m), \quad (43)$$

missä  $K$  on jännitereservin huomioiva painokerroin

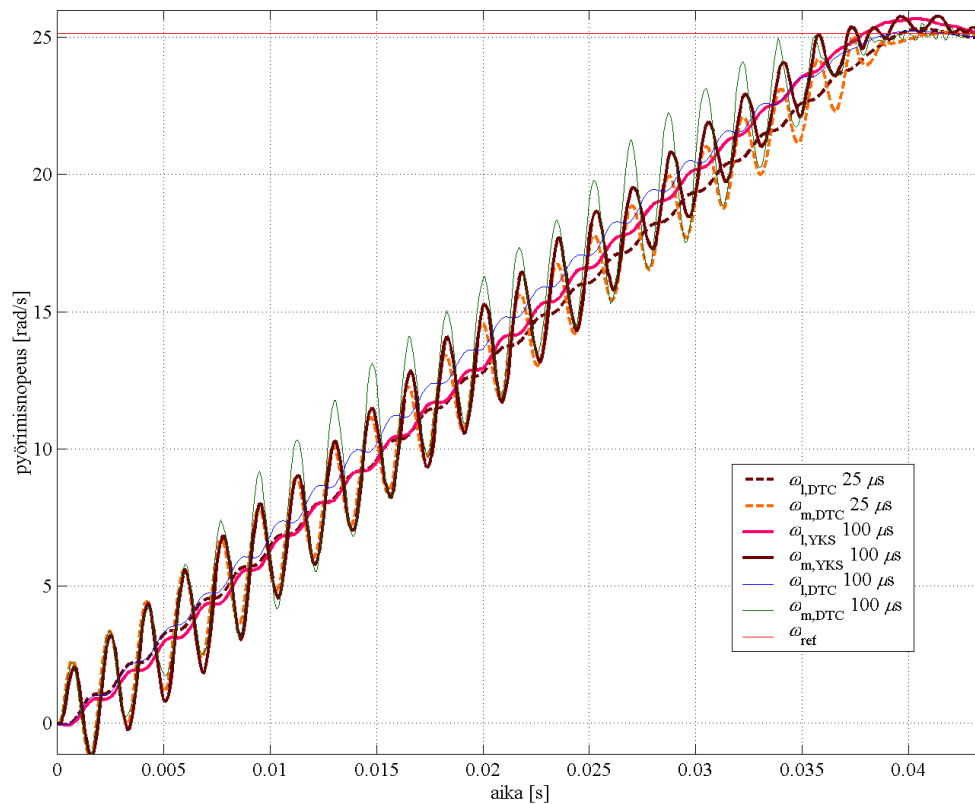
$u_{T\pm}$  on releen lähtöjännite

$u_T$  on vääntömomenttihystereesissäätäjän lähtöjännite

$\omega$  on kulmanopeus

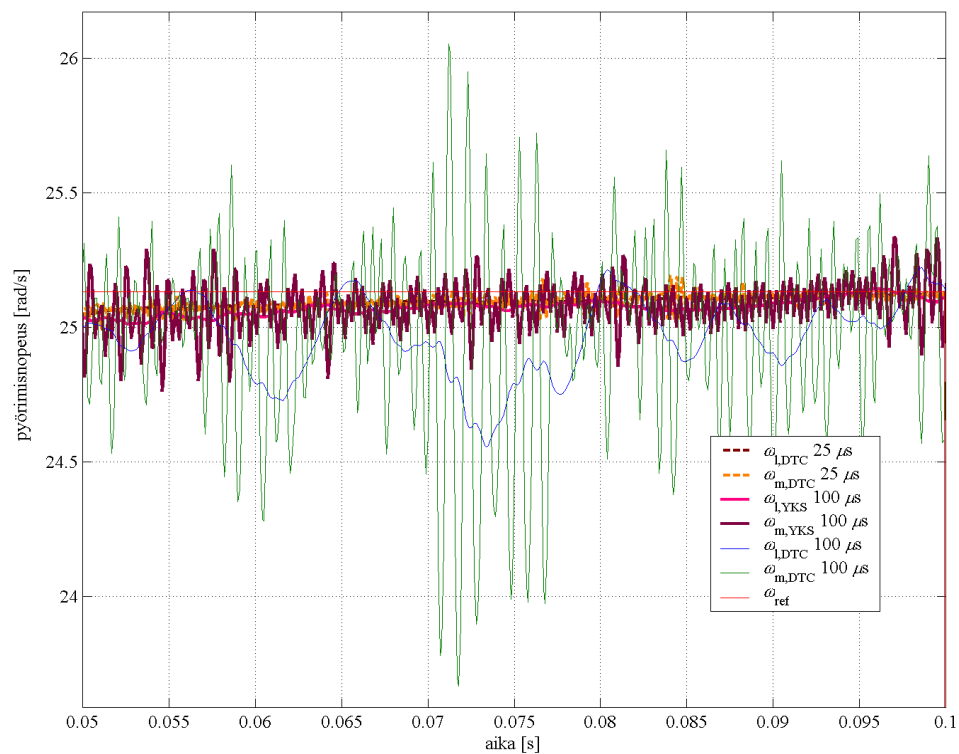
Alaindeksi jr tarkoittaa jännitereserviä, N nimellistä ja m moottoria.

Tämä menetelmä tuo lisää yhden varioitavan painokertoimen, jonka vaikutus eri tilanteisiin ei ole niin selkeä. Kuvassa 4.9 on esitetty simulointitulokset, jossa on kuvattu yksinkertaistetun mallin toiminta, kun jännitereservin pieneneminen otetaan huomioon pyörimisnopeuden kasvaessa. Lisäksi erona kuvien 4.5, 4.6, 4.7 ja 4.8 tapaukseen parametreinä  $u_{T+}$  ja  $u_{T-}$  on käytetty DTC-mallin simulaatitulosia tarkemmin jäljitteleviä arvoja. Lisäksi jännitereservin pienenemisen painokertoimena käytettiin arvoa 1,5. Yksinkertaistetussa mallissa on vääntömomentin säädössä releellä rajoina  $u_{T+}$  ja  $u_{T-}$  käytetty arvoja 0,8 ja  $-0,3$ . Kuvassa on myös esitetty mekaniikan käyttäytyminen, kun varsinaista DTC-algoritmia on simuloitu  $100 \mu\text{s}$  aika-askeleella. Havaitaan yksinkertaistetulla mallilla päästävän varsin tarkkaan tulokseen.



Kuva 4.9 Yksinkertaistetun mallin toiminta, kun jännitereservin pieneneminen otetaan huomioon pyörimisnopeuden kasvaessa. Lisäksi kuvassa on esitetty mekaniikan vaste pyöritettäessä DTC-mallia  $0,1 \text{ ms}$  aika-askeleella.

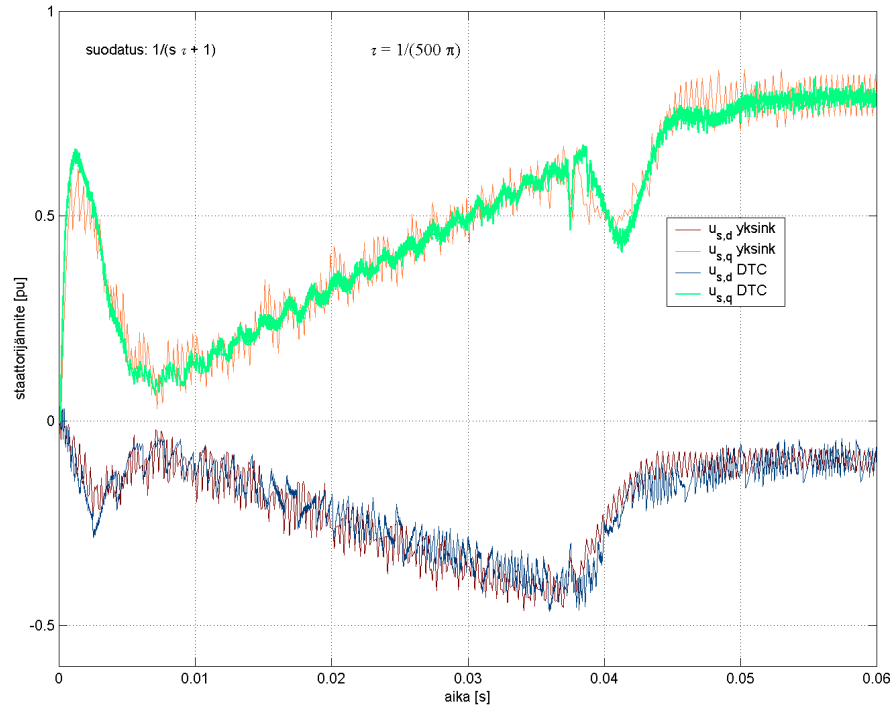
Kuvassa 4.10 on esitetty mallien käyttäytyminen jatkuvuustilassa. Havaitaan yksinkertaistetun mallin vasteen muistuttavan 25  $\mu\text{s}$  aika-askeleella toimivan DTC-mallin tuottaman askelvastetta tarkemmin, kuin mitä 100  $\mu\text{s}$  aika-askeleella toimiva DTC-algoritmi. Yksinkertaistettua DTC-mallia voidaan siis pitää onnistuneena vaikkakin sen virittäminen vastaamaan DTC-mallin toimintaa on varsin vaikeaa erilaisine ristikkäisvaikutuksineen. Toisena vaihtoehtona mallin jatkuvuustilan vääntömomentti- ja pyörimisnopeusväreen pienentämiseksi on käyttää vääntömomentin hystereesissäädössä relettä, jossa on kuollut alue. Tätä ideaa ei kokeiltu simulaatioissa.



Kuva 4.10 Mallien vertailu jatkuvuustilassa. Havaitaan sekä yksinkertaistetussa DTC-mallissa että 100  $\mu\text{s}$  aika-askeleella toimivassa DTC-algoritmissa jatkuvuustilassa esiintyvä suurehko moottorin pyörimisnopeusväre.

Vertailtaessa DTC:n ja yksinkertaistetun DTC-mallin tuottamia moottorille syötettäviä dq-koordinaatistossa olevia staattorijännitteitä, voidaan yksinkertaistetun mallin toiminnan oikeellisuus varmistaa. Kuvassa 4.11 on esitetty tarkemman ja yksinkertaistetun mallin staattorijännite dq-koordinaatistossa siten, että kummatkin jännitteet on suodatettu ensimmäisen kertaluvun alipäästösuotimella aikavakiolla  $\tau =$

$1/(500\pi)$ . Kuvasta voidaan havaita, että kummankin mallin tuottamat jännitteet vastaavat muodoiltaan toisiaan. Yksinkertaistetun mallin toimintaidea on siis oikea.



Kuva 4.11 DTC:n ja yksinkertaistetun mallin staattorijännitte dq-koordinaatistossa siten, että kummatkin jännitteet on suodatettu ensimmäisen kertaluvun alipäästösuotimella aikavakiolla  $\tau = 1/(500\pi)$ .

#### 4.4 Yksinkertaistetun DTC-mallin edut ja haitat

Yksinkertaistettu DTC-malli toteutetaan todellisesta DTC:n toimintaperiaatteesta poiketen kahdella toisistaan riippumattomilla hystereesisäätäjillä. Sähkömotorisen voiman kumoava syöttöjännitteen osa syötetään moottoriin ohi säätäjien. Yksinkertaistetun mallin suurimmaksi eduksi voidaan lukea sen nopeus simuloinneissa. Eräässä simuloinnissa osoittautui, että käytettäessä yksinkertaistettua mallia voidaan 1,5 sekunnin simulaation kesto lyhentää 36 sekuntiin, kun se tarkalla DTC-mallilla vaati 6 minuuttia 13 sekuntia. Käyttämällä yksinkertaistettua DTC-mallia voidaan alustavasti simuloida mekaniikan käyttäytymistä osana järjestelmää. Vaadittaessa simuloinneilta tarkkuutta tulee käyttää tarkimpia mahdollisia simulointimalleja.



## 5 AKSELIN VÄÄNTÖVÄRÄHTELYIDEN VAIMENNUS OPTIMISÄÄDÖLLÄ [6]

Tutkittaessa menetelmiä vaimentaa akselin torsionaalisia vääntövärahtelyitä, on esiin noussut säätö, jossa moottorin pyörimisnopeuden lisäksi mitataan myös kuorman pyörimisnopeus ja jossa säätäjälle syötetään näiden mittausten erosuure. Menetelmän haittapuolena on, ettei se toimi kunnolla, elleivät pyörimisnopeudet eroa toisistaan [11]. On myös tutkittu menetelmiä, joissa akselivääntömomentin sijasta mitattaisiin akselin kulmakiiktyvyyttä. Tämä on muuten varsin toimiva menetelmä, mutta kiihtyvyyssanturit ovat hyvin häiriöherkkiä.

Toistaiseksi lupaavimpana kehittyneistä säätömenetelmänä voidaan pitää tilatakaisinkytkentään perustuvia säätömenetelmiä. Tilatakaisinkytkennässä järjestelmän ohjauksessa  $\mathbf{u}$  käytetään kaikkia järjestelmän tiloja  $\mathbf{x}$ . Nämä tilat tuodaan takaisinkytkettynä ohjaukseen  $\mathbf{u}$  vahvistuksella  $\mathbf{K}$  kerrottuna. Lisäksi systeemiin syötetään uutena referenssinä  $\mathbf{v}$ .

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad \left| \quad \mathbf{u} = -\mathbf{K}\mathbf{x} + \mathbf{v} \right. \quad (44)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K})\mathbf{x} + \mathbf{v} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} ,$$

missä  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$  ja  $\mathbf{C}$  ovat systeemimatriiseja  
 $\mathbf{y}$  on systeemin vektoriarvoinen lähtö  
 $\mathbf{u}$  ja  $\mathbf{v}$  systeemin vektoriarvoisia ohjauksia  
 $\mathbf{x}$  systeemin tilat.

Tilatakaisinkytkennän huonona puolena on kuitenkin se, että kaikki järjestelmän tilat on tunnettava. Tiedot moottorin vääntömomentista ja pyörimisnopeudesta eivät siis riitä, vaan tarvitaan myös tietoa järjestelmään vaikuttavista tuntemattomista ja tunnetuista häiriöistä ja muista systeemin sisäisistä tiloista. Kuormavääntömomentti voidaan tulkita

häiriöksi ja akselivääntömomentti on esimerkki systeemin sisäisestä, mittaamattomasta tilasta. Yksi mahdollisuus on estimoida puuttuvat tilat (kuormavääntömomentti ja akselin vääntömomentti). Estimointimenetelmiä on monia. Eräs tapa on mallintaa mekanismi yksinkertaisella yksimassasysteemillä, josta sisäiset tilat voidaan laskea syöttö-ulostulo-tietojen perusteella. Yleensä ehdotetaan myös tilaestimaattoriin perustuvaa tilatakaisinkytkentää. Esimerkkinä Gopinath:n alennetun kertaluvun tilaestimaattori, jolla pystytään estimoimaan tilojen lisäksi myös kuorman vääntömomentti. Tilatakaisinkytkennän suunnittelussa on otettava huomioon napojen sijoittelussa, ettei toimilaitteelta pyydetä liikaa ja ajauduta siten kyllästystilaan. [12]-[15]

Seuraavaksi keskitytään menetelmään, jossa Kalman suotimella estimoidaan systeemin tilojen lisäksi myös kuormavääntömomentti ja jossa nopeussäätö suunnitellaan lineaarisella neliöllisellä menetelmällä (Linear Quadratic).

## 5.1 Mekaanisen systeemin tilayhtälömalli

Vaikka todellinen mekaaninen systeemi olisi monimutkainen systeemi, voidaan sitä yleensä mallintaa kaksimassa systeemillä. Periaatekuva mekaanisesta systeemistä on esitetty kappaleessa 2.3.

Akselin vaimennus jätetään huomiotta johtuen sen vähäisestä merkityksestä transienttitilojen tarkastelussa. Mekaanisen systeemin tilayhtälömalliksi saadaan, kun

$$u(t)=T_e, y(t)=\omega_m \text{ ja } \mathbf{x}(t) = [\omega_m \quad \omega_l \quad T_{sh}]^T$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}u(t) + \mathbf{E}T_1(t) \\ y(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{aligned} \quad (45)$$

Kirjoitettaessa kerroinmatriisit auki saadaan yhtälö (45) muotoon

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{J_m} \\ 0 & 0 & \frac{1}{J_1} \\ K_{sh} & -K_{sh} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}(t) + \begin{bmatrix} \frac{1}{J_m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ \frac{1}{J_1} \\ 0 \end{bmatrix} T_1(t), \\ y(t) &= [1 \quad 0 \quad 0] \mathbf{x}(t) \end{aligned} \quad (46)$$

missä	$\omega_m$	on moottorin pyörimisnopeus
	$\omega$	on kuorman pyörimisnopeus
	$T_e$	on moottorin vääntömomentti
	$T_{sh}$	on akselin vääntömomentti
	$T_1$	on kuorman vääntömomentti
	$J_m$	on moottorin inertiamomentti
	$J_1$	on kuorman inertiamomentti
	$K_{sh}$	on akselin jousivakio.

## 5.2 Kalman-suodin tila- ja häiriöestimaattorina

Tilatakaisinkytkennän soveltaminen edellyttää kaikkien tilojen tuntemista. Todellisessa systeemissä kaikkien tilojen mittaaminen on kuitenkin vaikeaa. Mittalaitteiden kiinnittäminen voi olla hankalaa ja joidenkin tilojen mittaaminen jopa mahdotonta. Lisäksi mittalaitteen hankintahinta, tarkkuus ja huoltokustannukset ovat huomioitavia seikkoja.

Häiriönä käsiteltävä kuormavääntömomentti  $T_1$  täytyy määrittää, jotta tilat pystytään estimoimaan. Jos oletetaan kuormavääntömomentti tilaksi, jonka aikaderivaatta on nolla, voidaan se lisätä tilayhtälöön mukaan. Matriisit, joissa kuormavääntömomentti on lisätty mukaan tilaksi, on merkitty alaindeksillä a. Häiriöt aiheuttavat tiloihin mallintamatonta käyttäytymistä ja lisäksi mittaushäiriöt vaikeuttavat mittatietojen käyttöä sellaisenaan. Käyttämällä Kalman-suodinta estimaattorina, voidaan näiden häiriöiden vaikutusta vähentää.

Kalman-suotimen toiminta perustuu häiriöiden tilastolliseen käsittelyyn. Kalman-suodin on joukko matemaattisia yhtälöitä, jotka tarjoavat tehokkaan, pienimmän neliösumman menetelmää soveltavan rekursiivisen laskentamenetelmän. Suodin on erittäin tehokas useista eri näkökohdista: se tukee menneiden, nykyisten ja jopa tulevien tilojen estimointia, vaikka estimoitavan systeemin täsmällistä mallia ei tunnetaisikaan. Kalman-suotimen tilatakaisinkytkentäkertoimet  $\mathbf{K}_f$  valitaan siten, että ne minimoivat mitattujen  $\mathbf{x}$  ja estimoitujen  $\hat{\mathbf{x}}$  tilojen välisen erotuksen kovarianssimatriisin  $\mathbf{P}$

$$\mathbf{P} = \mathbf{E}[(\mathbf{x}(k) - \hat{\mathbf{x}}(k))(\mathbf{x}(k) - \hat{\mathbf{x}}(k))^T], \quad (47)$$

missä  $\mathbf{E}$  kuvaa odotusarvo-operaattoria.

Kerroinmatriisi  $\mathbf{K}_f$  on aikavariantti kerroinmatriisi, joka stabiloituu tilastollisessa mielessä vakioksi alkutransientin jälkeen riippumatta systeemiin vaikuttavista häiriöistä tai tilojen alkuarvoista, mikäli systeemi on stabiili. [8]

Mittaushäiriön kovarianssi  $R_0$  määritetään yleensä mittaamalla off-line tilassa. Mittaushäiriön kovarianssin lähestyessä 0:aa hyödynnetään mittaustulosta ”luottavamemmin”. Tämä tarkoittaa, että mittasignaalin odotetaan olevan häiriötöntä ja että laskennallisesti saatava estimaatti on epätarkempi. Jos taas kovarianssi on suuri, tarkoitetaan tällä, että laskennallinen estimaatti on luotettavampi ja että mittasignaali on häiriöiden takia epätarkka. [7]

Prosessihäiriön kovarianssimatriisi  $\mathbf{Q}_0$  on yleensä vaikeammin määritettävissä, koska yleensä prosessin sisäisten tilojen mittaaminen on vaikeaa tai jopa mahdotonta. Suhteellisen epätarkka prosessimalli voi tuottaa hyvän tarkkuuden omaavia tuloksia laitettaessa Kalman suotimen prosessihäiriön kovarianssimatriisille tarpeeksi suuret epävarmuutta kuvaavat arvot. [7]

Kalman suotimen laskenta-algoritmi perustuu kahteen eri osioon. Nämä osiot ovat aikapäivitys ja mittauspäivitys. Aikapäivityksessä ennustetaan systeemin tilayhtälön pohjalta systeemin uudet tilat ja niiden virhekovarianssimatriisi edellisen

laskentakierroksen tai alkuarvotietojen pohjalta. Mittauspäivityksessä ennustettua tilaa korjataan hyödyntäen mittaustietoa ja laskettua Kalman suotimen kerrointa.

Lisätään mekaaniseen systeemiin (45) normaalijakautunutta valkoista kohinaa kuvaamaan järjestelmään vaikuttavia tuntemattomia häiriöitä. Tällöin tilayhtälöt tulevat muotoon

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_a(t) &= \mathbf{A}_a \mathbf{x}_a(t) + \mathbf{B}_a u(t) + \mathbf{w}(t) \\ y(t) &= \mathbf{C}_a \mathbf{x}_a(t) + v(t) \end{aligned} \quad (48)$$

missä  $\mathbf{w}(t)$  on prosessilähtöinen häiriö ja  $v(t)$  mittaushäiriö. Molemmat ovat nollakeskiarvoista normaalijakautunutta valkoista kohinaa, joiden kovarianssimatriisit ovat  $\mathbf{Q}_0$  ja  $R_0$ .

Yhtälössä (48) esitetyt matriisit ovat määriteltä

$$\mathbf{A}_a = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{J_m} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{J_1} & \frac{-1}{J_1} \\ K_{sh} & -K_{sh} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_a = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_m} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{C}_a = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T \quad \text{ja } \mathbf{x}_a(t) = \begin{bmatrix} \omega_m \\ \omega_l \\ K_{sh} \\ T_l \end{bmatrix}.$$

Aikajatkuva systeemi muunnetaan diskreettiaikaiseksi yhtälöillä

$$\begin{aligned} \Phi &= e^{\int_0^{T_s} \mathbf{A}_a d\tau} \\ \Psi &= \int_0^{T_s} \Phi \mathbf{B}_a d\tau \\ \Gamma &= \int_0^{T_s} \Phi d\tau \end{aligned} \quad (49)$$

joissa  $T_s$  on käytetty diskretoinnin aika-askel.

Diskreettiaikaiset systeemyhtälöt voidaan kirjoittaa muotoon

$$\begin{aligned}\mathbf{X}_a(k+1) &= \mathbf{\Phi}\mathbf{X}_a(k) + \mathbf{\Psi}U(k) + \mathbf{\Gamma}W(k) \\ Y(k+1) &= \mathbf{C}_a\mathbf{X}_a(k+1) + V(k+1)\end{aligned}\quad (50)$$

Optimi tilaestimaatti  $\hat{\mathbf{X}}_a$  ja kerroin  $\mathbf{P}$  aikavälillä  $[k \ k+1]$  on määritelty alla olevalla yhtälöryhmällä, jota kutsutaan aikapäivitykseksi.

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{X}}_a(k+1, k) &= \mathbf{\Phi}\hat{\mathbf{X}}_a(k) + \mathbf{\Psi}U(k) \\ \mathbf{P}(k+1, k) &= \mathbf{\Phi}\mathbf{P}(k, k)\mathbf{\Phi}^T + \int_0^{T_s} \mathbf{\Phi}\mathbf{Q}_0\mathbf{\Phi}^T d\tau.\end{aligned}\quad (51)$$

Kalman suotimen vahvistukseksi  $\mathbf{K}_f(k+1)$  määritellään

$$\mathbf{K}_f(k+1) = \mathbf{P}(k+1, k)\mathbf{C}_a^T \cdot (\mathbf{C}_a\mathbf{P}(k+1, k)\mathbf{C}_a^T + R_o)^{-1}. \quad (52)$$

Kun samalla tunnetaan mittaustieto  $Y(k+1)$  moottorin pyörimisnopeudesta, saadaan uudeksi estimaatiksi  $\hat{\mathbf{X}}_a$  ja kertoimeksi  $\mathbf{P}$  yhtälöstä

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{X}}_a(k+1, k+1) &= \hat{\mathbf{X}}_a(k+1, k) + \mathbf{K}_f(k+1) \cdot (Y(k+1) - \mathbf{C}_a\hat{\mathbf{X}}_a(k+1, k)) \\ \mathbf{P}(k+1, k+1) &= \mathbf{P}(k+1, k) - \mathbf{K}_f(k+1)\mathbf{C}_a\mathbf{P}(k+1, k)\end{aligned}\quad (53)$$

Laskentavaihetta, jossa käytetään yhtälöitä (52) ja (53) kutsutaan mittauspäivitykseksi. Kalman suotimen laskenta-algoritmi toistaa näitä kahta laskentavaihetta, aika- ja mittauspäivitystä. Näin saadaan aikavariantti kerroinmatriisi  $\mathbf{K}_f$  tilaestimaattoriin, joka minimoi estimointivirheen varianssia.

### 5.3 Pyörimisnopeussäätäjä

Integroiva säätö voi huolehtia stabiilista, jatkuvuustilan virheen poistavasta rakenteesta ( $\mathbf{x} \rightarrow 0$  ja  $Y \rightarrow Y_{\text{ref}}$  kun  $t \rightarrow \infty$ ), jos  $Y_{\text{ref}}$  ja  $T_1$  ovat jatkuvuustilassa vakioita. Sääto suunnittelun helpottamiseksi valitaan uudeksi tilamuuttujaksi

$$p = \int_0^t (Y - Y_{\text{ref}}) dt. \quad (54)$$

Ottamalla yhtälöstä (54) aikaderivaatta ja sijoittamalla se yhtälöön (45) saadaan laajennettu tilayhtälömalli

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{E}T_1 \\ \dot{p} &= Y - Y_{\text{ref}} = \mathbf{C}\mathbf{x} - Y_{\text{ref}} \end{aligned} \quad (55)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ \mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \mathbf{E} & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ Y_{\text{ref}} \end{bmatrix}.$$

Systeemi on stabiili jatkuvuustilassa,  $\dot{\mathbf{x}} = \dot{p} = 0$ , kun ohjaus  $Y_{\text{ref}}$  ja kuorma  $T_1$  ovat vakioita. Tämä tarkoittaa, että jatkuvuustilan ratkaisujen  $\mathbf{x}_s$ ,  $p_s$  ja  $u_s$  täytyy toteuttaa yhtälö

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E} & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ Y_{\text{ref}} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ \mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_s \\ p_s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{bmatrix} u_s. \quad (56)$$

Sijoittamalla tämä yhtälöön (55) saadaan tilayhtälöesitystä muokattua muotoon

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ \mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} - \mathbf{x}_s \\ p - p_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{bmatrix} (u - u_s). \quad (57)$$

Määritellään uusiksi tila- ja ohjausmuuttujiksi  $\mathbf{z}$  ja  $q$ , jotka kuvaavat systeemin tilojen poikkeamaa jatkuvuustilan arvoista. Muuttujat määritellään

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{x} - \mathbf{x}_s \\ p - p_s \end{bmatrix}, \dot{\mathbf{z}} = \begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{p} \end{bmatrix} \quad (58)$$

$$q = u - u_s$$

Sijoittamalla nämä yhtälöön (57) saadaan tilayhtälö kirjoitettua muotoon

$$\dot{\mathbf{z}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ \mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{z} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{bmatrix} q. \quad (59)$$

Näin ongelma on saatu palautetuksi vastaamaan standardi LQR (Linear Quadratic Regulation) ongelmaa. Neliöllinen hyvyyskriteeri (kustannusfunktio)  $J$  ja ohjaussuure  $\mathbf{q}$  määritellään

$$J = \int_0^{\infty} (\mathbf{z}^T \mathbf{Q} \mathbf{z} + R \mathbf{q}^2) dt, \quad (60)$$

$$\mathbf{q} = -\mathbf{K} \mathbf{z}$$

missä  $\mathbf{Q}$  on tilojen painokerroin ja  $R$  ohjauksen painokerroin.

Kun ositetaan kerroinmatriisi  $\mathbf{K}$  sopivasti ja yhdistetään se yhtälön (58) kanssa, saadaan

$$\mathbf{K} = [\mathbf{K}_1 \quad K_2]$$

$$\mathbf{q} = -\mathbf{K}_1 \mathbf{z}_1 - K_2 z_2 \quad (61)$$

$$u - u_s = -\mathbf{K}_1 (\mathbf{x} - \mathbf{x}_s) - K_2 (p - p_s)$$

Jatkuvuustilan termien tulee tasapainottaa toisensa. Tällöin  $p$  voidaan korvata integraaliesityksellään, jolloin saadaan ohjaussuureen  $u$  yhtälöksi

$$u = -\mathbf{K}_1 \mathbf{x} - K_2 p$$

$$= -\mathbf{K}_1 \mathbf{x} - K_2 \int_0^t (y - y_{\text{ref}}) dt \quad (62)$$



Merkitään  $\mathbf{K}_1 = [f_1 \ f_2 \ f_3]$ ,  $K_2 = K_i$  ja  $y_{\text{ref}} = \omega_{\text{ref}}$ . Tällöin ohjaussuure  $u$  voidaan esittää muodossa

$$u = -[f_1 \ f_2 \ f_3] \begin{bmatrix} \omega_m \\ \omega_1 \\ T_{\text{sh}} \end{bmatrix} - K_i \int_0^t (\omega - \omega_{\text{ref}}) dt. \quad (63)$$

Painomatriisit  $\mathbf{Q}$  ja  $R$  kustannusfunktiossa (60) määritellään sellaiseen muotoon, että systeemin ominaisuuksiin vaikuttavien kertoimien vaikutus eri tiloihin saadaan esiin selkeästi. Painotuskertoimien määrittämiseen voi käyttää simulointia. Painomatriiseiksi valitaan

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \alpha & -\alpha & 0 & 0 \\ -\alpha & \alpha + \beta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \delta \end{bmatrix}, \quad (64)$$

$$R = \gamma$$

jolloin neliölliseksi hyvyyskriteeriksi  $J$  saadaan

$$J = \int_0^{\infty} (\alpha \cdot (\omega_m - \omega_1)^2 + \beta \cdot (\omega_1 - \omega_{\text{ref}})^2 + \delta \cdot (p - p_s)^2 + \gamma \cdot (u - u_s)^2) dt, \quad (65)$$

jossa	$\alpha$	vääntöväärähtelyn vaimennuksen painotus
	$\beta$	käskysuureen seuraamisen painotus
	$\delta$	jatkuvuustilan virheen painotus
	$\gamma$	ohjaussuureen painotus.

LQ-säätö ratkaistaan käyttämällä algebrallista Riccatin yhtälöä. Tällöin Riccatin matriisidifferentiaaliyhtälön (66) aikaderivaatta on oletettu nolaksi perustuen siihen tosiseikkaan, että tarkasteluajan ollessa pitkä pysyvät Riccatin yhtälön ratkaisun  $\mathbf{S}$  komponentit vakioina suurimman osan ajasta.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{S}} = -\mathbf{A}^T \mathbf{S} - \mathbf{S} \mathbf{A} + \mathbf{S} \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{S} - \mathbf{Q} \quad | \quad \dot{\mathbf{S}} = \mathbf{0} \\ \Rightarrow \mathbf{0} = -\mathbf{A}^T \mathbf{S} - \mathbf{S} \mathbf{A} + \mathbf{S} \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{S} - \mathbf{Q} \end{aligned} \quad (66)$$

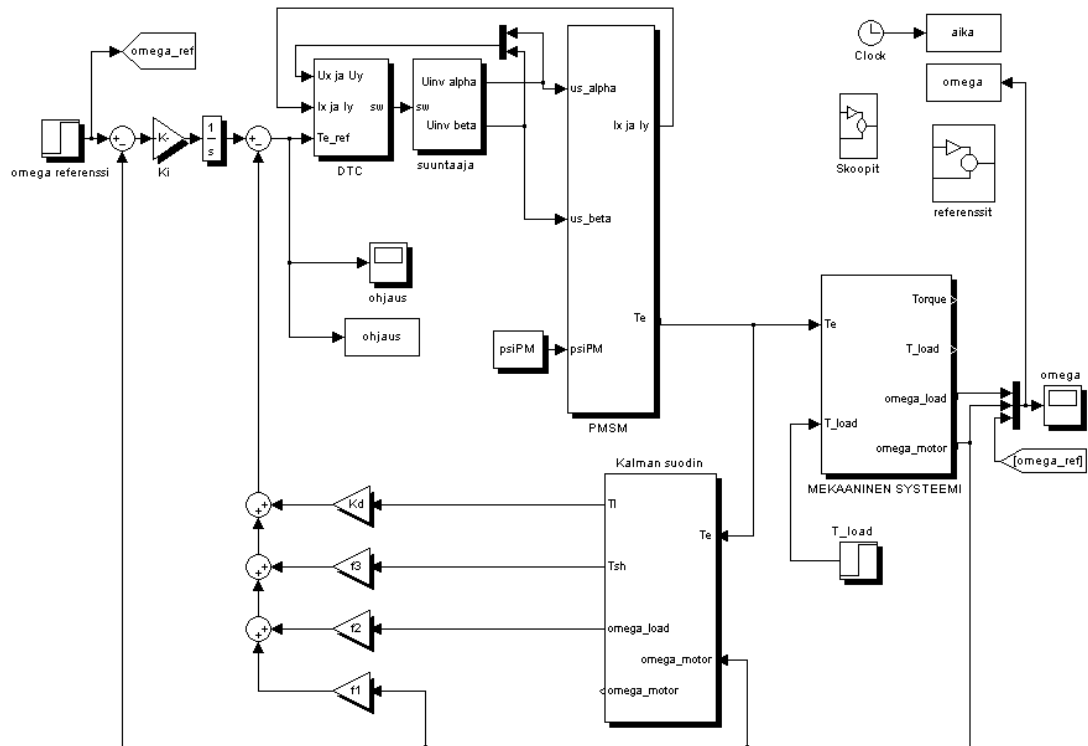
Varsinainen tilatakaisinkytkennän kerroinmatriisi  $\mathbf{K}$  saadaan yhtälöstä (67) kun tunnetaan Riccatin yhtälön ratkaisu  $\mathbf{S}$ , kerroin  $R$  ja systeemimatriisi  $\mathbf{B}$ .

$$u = -\underbrace{R^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{S}}_{\mathbf{K}} \mathbf{x} \quad (67)$$

Tilatakaisinkytkentäkertoimien  $\mathbf{K} = [f_1 \ f_2 \ f_3 \ K_i]$  ratkaisut riippuvat painotuskertoimien arvoista.

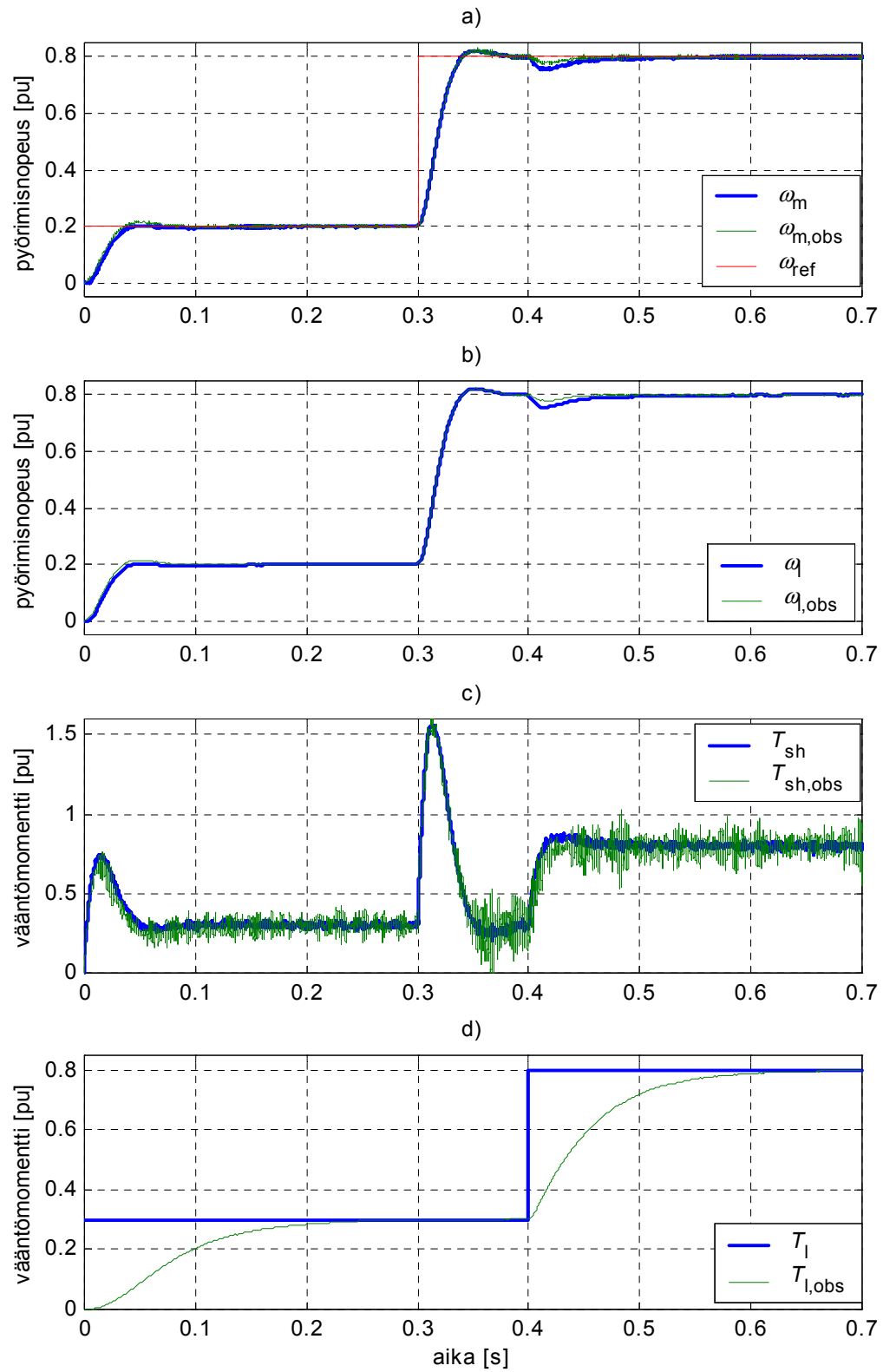
#### 5.4 Optimisäädön toiminnan simulointi

Kuvassa 5.1 on esitetty Kalman suotimen ja LQR-pohjaisen nopeussäädön simulointimalli. Kaksimassa systeemin (kuvassa: MEKAANINEN SYSTEEMI) ohjaus  $T_e$  tuotetaan kestopagnetoidulla tahtikoneella (kuvassa: PMSM), jota syötetään taajuudenmuuttajalla (kuvassa DTC ja silta).



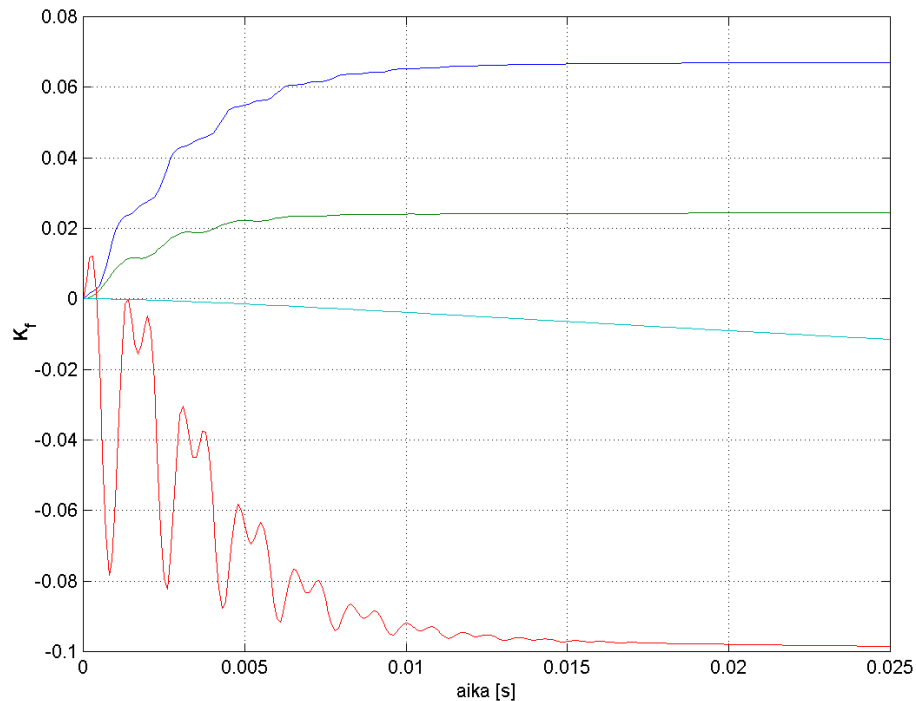
Kuva 5.1 Kalman-suotimen ja LQR säädön soveltaminen kaksimassa systeemiin.

Kuvassa 5.2 on esitetty simuloitua tulokset systeemin kaikista tiloista ja kuormasta  $T_l$ . Kuvassa 5.2 (a) on esitetty moottorin pyörimisnopeus ja pyörimisnopeuden referenssiarvo sekä Kalman-suotimen tuottama moottorin pyörimisnopeuden estimaatti. Kuvassa 5.2 (b) on esitetty kuorman pyörimisnopeus sekä pyörimisnopeuden estimaatti. Kuvassa 5.2 (c) on akselilla vaikuttavan vääntömomentin todellisen ja estimoidun arvon kuvaaja ja kuvassa 5.2 (d) kuormavääntömomentti ja kuormavääntömomentin estimaatti. Kuvan perusteella voidaan todeta Kalman suotimen estimoivan tiloja varsin loistavasti. Jopa tuntematon kuorma pystytään estimoimaan ja vieläpä suhteellisen nopeasti. Tämä tulos on merkittävä, sillä kun kaikki tilat ovat tunnettuja, voidaan tilatakaisinkytkentää soveltaa. Aika-askeleena estimaattorille käytettiin  $100 \mu\text{s}$ :a. Simuloinnit on tehty aika-askeleella  $5 \mu\text{s}$  ja taajuusmuuttajan DTC-kytkinlogiikka pyörii  $25 \mu\text{s}$ :n aika-askeleella.



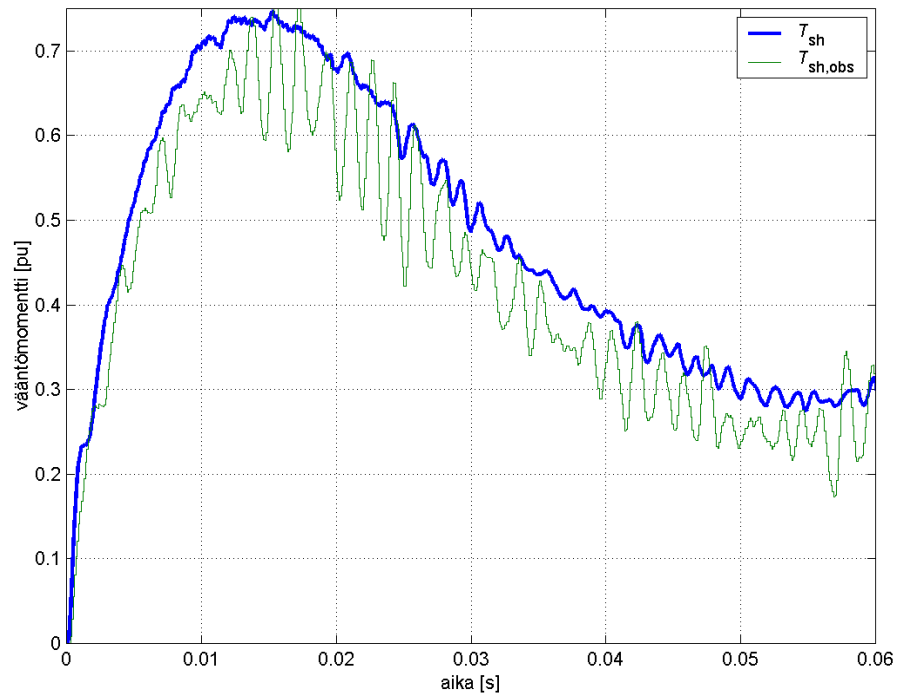
Kuva 5.2 Kalman suotimen estimoidut ja todelliset tilat.

Kuvassa 5.3 on esitetty aikavariantit Kalman suotimen kertoimet  $K_f$ . Kuten huomataan, kertoimien arvot konvergoituvat varsin nopeasti jatkuvuustilan arvoihinsa, jonka jälkeen ne eivät enää muutu. Laskentatehon tarpeen minimoimiseksi voitaisiin kertoimien arvot laskea etukäteen identifiointivaiheessa ja syöttää saadut kertoimet vakioina estimaattorin laskentarutiinille. Näin kaikki laskentateho jäisi estimaatin laskentaa varten.



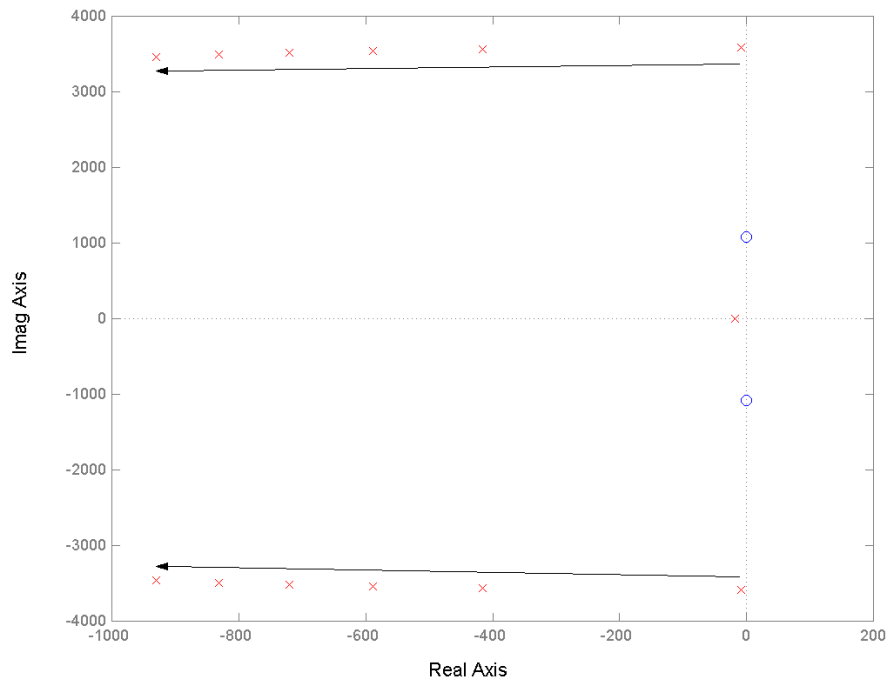
Kuva 5.3 Kalman suotimen aikavariantit kertoimet  $K_f$ .

Kuvassa 5.4 on esitetty akselivääntömomentin todellinen ja estimoitu vääntömomentti. Akselivääntömomentin estimaatin tarkkuus paranee transienttitaloissa, joissa akselivääntömomentin arvo vaihtelee selvästi. Kuten huomataan, akselivääntömomentin estimaatti on epätarkka, kun akselivääntömomentti käyttäytyy rauhallisesti. Muut tilaestimaatit olivat lähellä todellisia arvojaan. Ainoastaan tuntemattoman kuormavääntömomentin estimointi transienttitaloissa ontui vaikkakin vain lyhyen aikaa. Jatkuvuustilan kuormavääntömomentin estimaatti olikin jo hyvä.



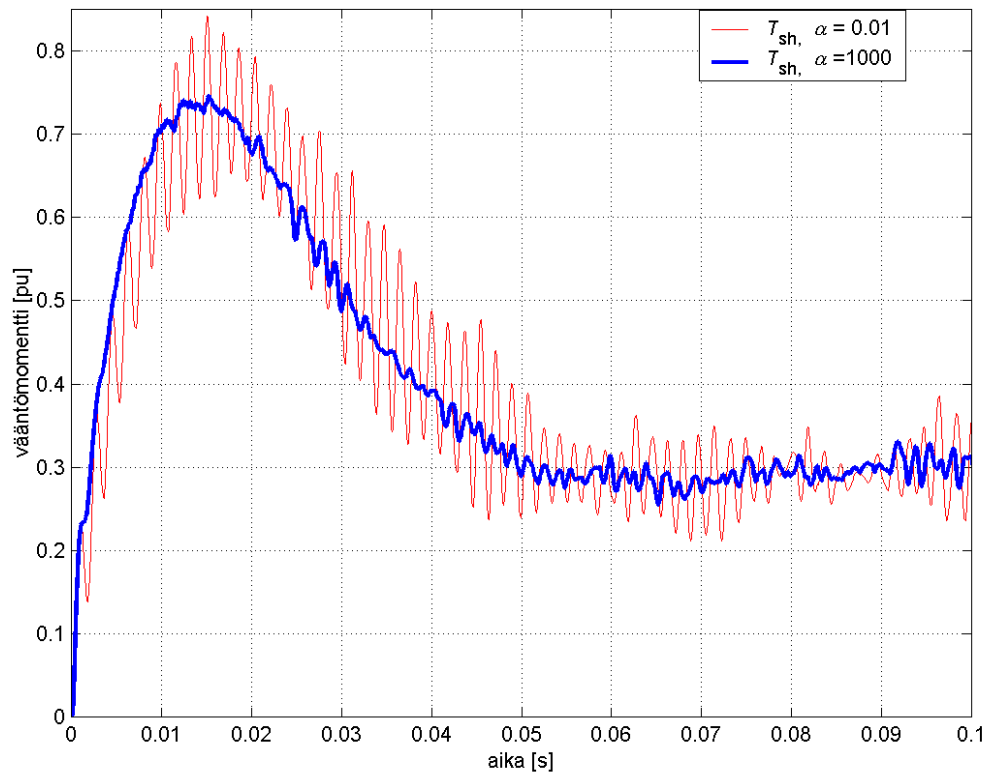
Kuva 5.4 Estimoitu ja todellinen akselimomentti.

LQ-pyörimisnopeussäädön toimintaa voidaan havainnollistaa parhaiten tutkimalla tilatakaisinkytketyn systeemin napanollakohtadiagrammia. Pitämällä kertoimet  $\beta$  (käskeytyksen seuraamisen painotus),  $\delta$  (jatkuvuustilan virheen painotus) ja  $\gamma$  (ohjaussuuren painotus) vakioina ja arvoltaan ykkösenä ja varioimalla  $\alpha$  (vääntövärähtelyn vaimennuksen painotus) 0:sta 100:aan 20 yksikön askeleella saadaan kuvan 5.5 mukainen napanollakohtadiagrammi. Kuvasta 5.5 voidaan havaita, kuinka voimakkaan värähtelyn aiheuttavat navat liikkuvat pois päin imaginääriakselista, jolloin vaimennus kasvaa.



Kuva 5.5 Tilatakaisinkytketyn kaksimassa systeemin napanollakohta diagrammi.

Sama ilmiö värähtelyiden vaimenemisessa on nähtävissä akselin vääntömomentin kuvaajista, jotka on esitetty kuvassa 5.6. Painokertoimen arvolla  $\alpha = 0.01$  värähtelee akselivääntömomentti todella paljon. Painokertoimella  $\alpha = 1000$  on värähtelyt vaimentuneet oleellisesti. Kustannusfunktion kannalta tämä tarkoittaa sitä, että kun  $\alpha$ :aa kasvatetaan, kasvaa värähtelykomponentin (imaginääriakselilla, kaukana reaaliakselista olevat navat) merkitys kustannusfunktion kannalta. Tällöin Riccatin matriisiyhtälön ratkaisu  $\mathbf{S}$  muuttuu siten, että se pyrkii vaimentamaan värähtelevää komponenttia. Kun  $\alpha = 1000$  vääntömomentissa esiintyvät värähtelyt ovat vaimentuneet merkittävästi ja akselia väsyttäviä vääntövärähtelyitä esiintyy vähemmän. Kertoimien  $\beta$ ,  $\delta$  ja  $\gamma$  arvoina käytettiin lukuja 10, 20 ja 10.

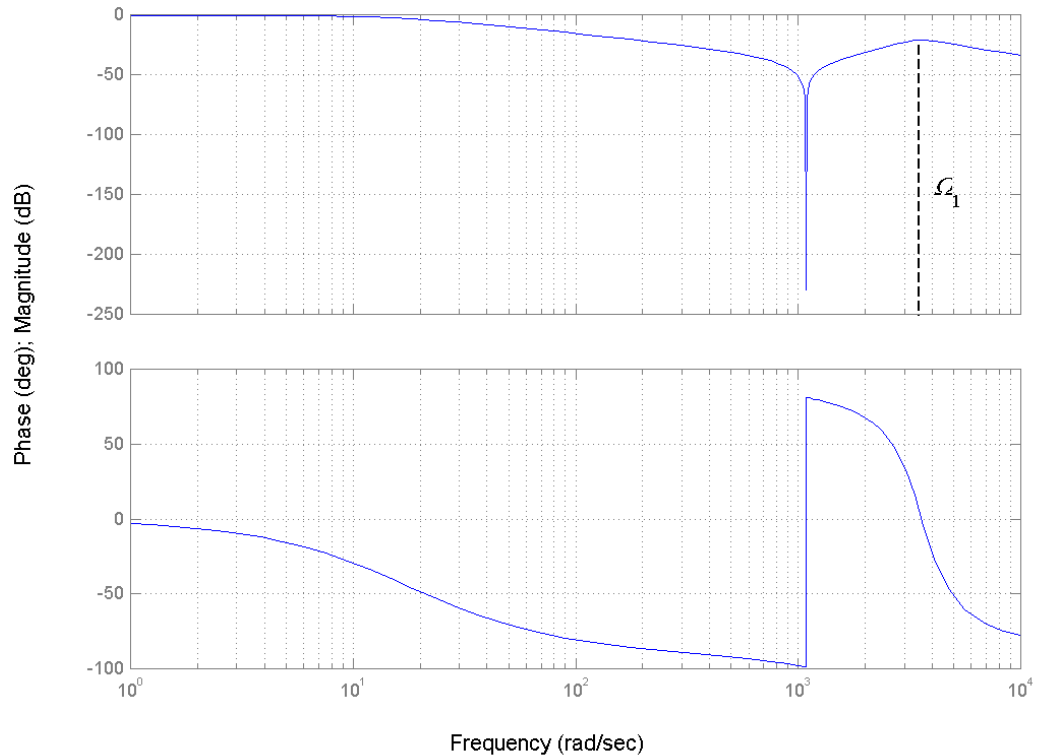


Kuva 5.6 Vääntövärähtelyvaimennuksen painotuskertoimen  $\alpha$  merkitys.

Esitetyn säätömenetelmän vertailua PI-säädön kanssa ei voitu toteuttaa, sillä reunaehtojen saanti vastaamaan toisiaan on vaikeaa säätömenetelmien erilaisuudesta johtuen. Siinä missä PI-säädössä on kaksi parametriä, joilla voidaan vaikuttaa systeemin käyttäytymiseen, on LQ-säädössä parametrejä neljä. Lisäksi näiden LQ-säädössä esiintyvien parametrien ristikkäisvaikutukset ovat vaikeasti selitettävissä.

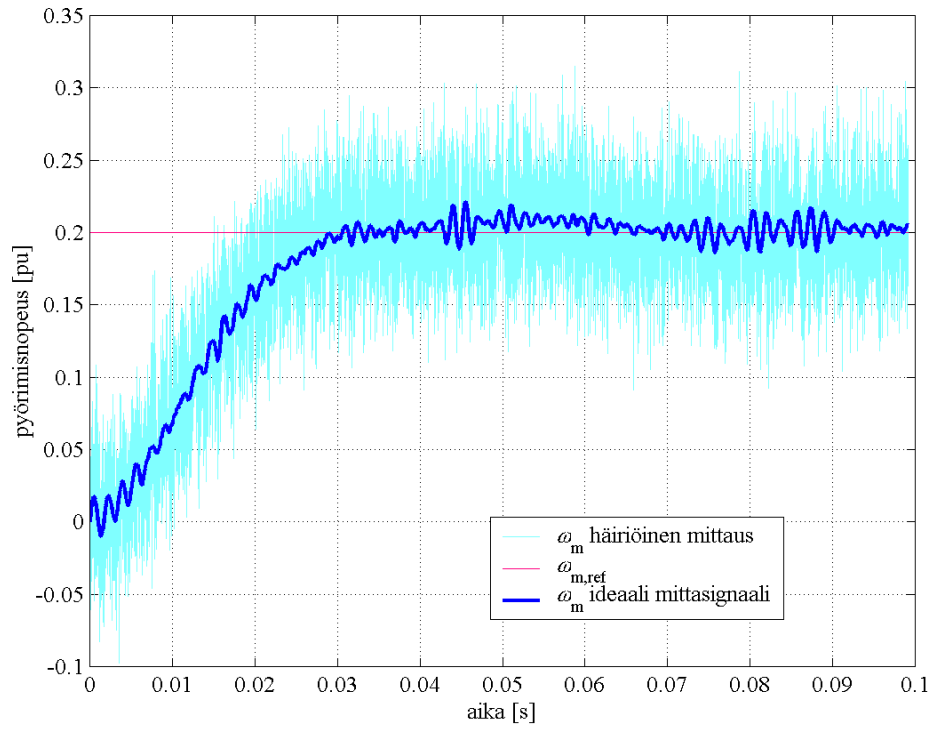
Kun verrataan avoimen piirin, eli järjestelmän (30) ja tilatakaisinkytketynkytketyn systeemin taajuusvasteita, kuva 5.7, huomataan ominaisvärähtelytaajuudella vahvistuksen roima pudotus. Tästäkin voidaan havaita tilatakaisinkytkennän käytön hyödyllisyys. Tosin jo pelkällä PI-säädöllä, ottamalla takaisinkytkentä moottorin pyörimisnopeudesta, saadaan resonanssikulmataajuuden itseisarvo pudotettua 0 dB:iin, kuten kuvasta 3.4 a) havaitaan.



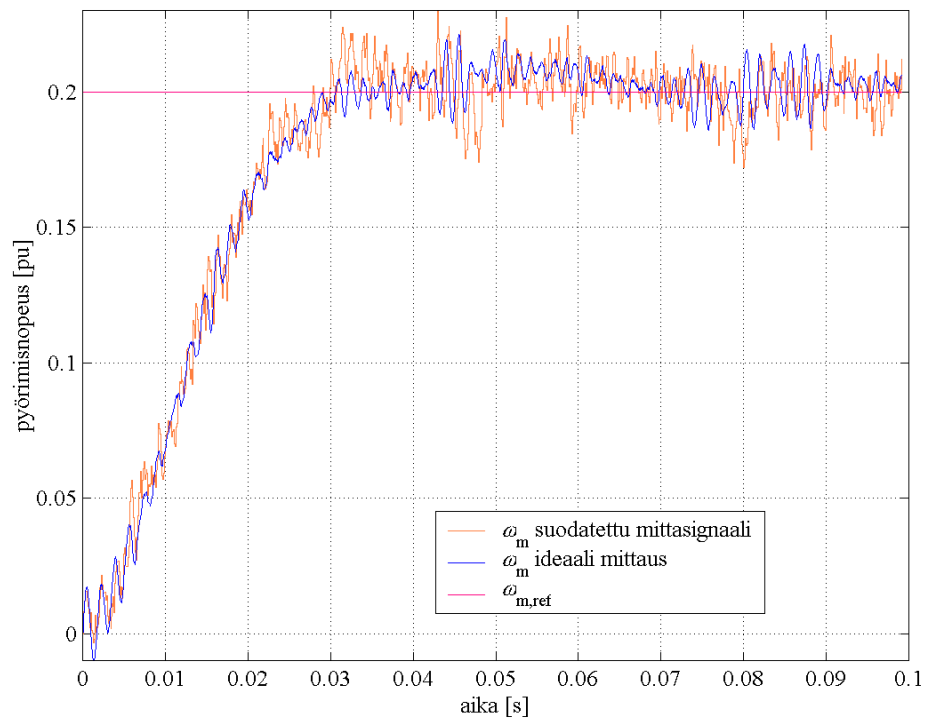


Kuva 5.7 Tilatakaisinkytketyn kaksimassa systeemin taajuusvaste.

Kalman suotimen ero deterministisiin tilaestimaattoreihin verrattuna on sen kyky käsitellä prosessi- ja mittaushäiriöitä perustuen niiden tilastollisen luonteen tuntemiseen. Kuvassa 5.8 on esitetty moottorin pyörimisnopeusmittaukseen summautunutta voimakasta valkoista kohinaa, joka estää kyseisen mittasignaalin suoran käytön ilman suodatusta. Kun suotimen laskenta-algoritmeissa esiintyville prosessi- ja mittaushäiriön kovarianssimatriiseille annetaan suuruusluokaltaan häiriöitä vastaavat arvot pystytään mittasignaali puhdistamaan häiriöistä. Kuvassa 5.9 on esitetty ideaali, häiriötön mittasignaali sekä Kalman suotimen estimoima häiriöistä tilastollisesti puhdistettu moottorin pyörimisnopeus. Kalman suotimen prosessi- ja mittaushäiriöiden kovarianssimatriisien arvoina käytettiin  $Q_0=50$  ja  $R_0=200$ .



Kuva 5.8 Valkoisen kohinan summutuminen moottorin pyörimisnopeuden mittasignaaliin.



Kuva 5.9 Suodatettu mittasignaali.

## 5.5 Optimisäädön yhteenveto

Kokemuksena systeemin simuloinnista voidaan todeta, että järjestelmä on suhteellisen helppo saada toimimaan. Varsin hyvään tulokseen päästään jo pelkällä hyvin viritetyllä PI -säädöllä. PI -säädöllä ei kuitenkaan pystytä poistamaan akselivärähtelyä so. siirtämään mekaanisen systeemin napoja pois imaginaariakselilta halutulla tavalla. Tästä syystä näitä suhteellisen monimutkaisia teorioita sovelletaan. Nykyään taajuusmuuttajien tehoelektronikka ja laskentakapasiteetti on jo kehittynyt sellaiseksi, että tämän tasoisia säätöalgoritmeja voidaan ajatella käytettävän niiden ohjauksessa. Erityisen houkuttelevaksi kyseisen säätömenetelmän tekee se, ettei ylimääräisiä mittauksia järjestelmään tarvita, vaan kaikki muutokset tapahtuvat ohjelmistossa. On silti huomattava, että säädöllä pystytään vaikuttamaan vain suhteellisen mataliin, muutamaan sataan hertsiin asti ulottuviin mekaniikan ominaisvärähtelytaajuuksiin. Tämä on kuitenkin tavallinen taajuusalue raskaiden telojen ja pitkien akseleiden tapauksissa.

## 6 KOKEELLINEN OSUUS

Simulointimallin toiminnan varmistamiseksi ja jatkotutkimusta varten suunniteltiin koelaitteisto, joka koostuu kappaleessa 2 esitetyn kaltaisista komponenteista. Työkoneena käytetään 5 kW:n kestopagneitoitua tahtikonetta, jonka nimellisvääntömomentti  $T_n$  on 157 Nm ja pyörimisnopeus 300 rpm. Kuormana ja hitausmassana käytetään DC moottoria. Kestomagneettitahtikonetta ohjattiin ACS 600 taajuusmuuttajalla, jonka modulaatio on toteutettu käyttämällä DTC:tä. Kuormakone toimi pelkkänä hitausmassana. Pyörimisnopeuden mittaamiseen käytettiin 4096 pulssia kierrroksella tuottavia kulma-antureita. Itse mittatulosten käsittelyyn käytettiin dSPACE:n DS1103 PPC Controller Board:ia, jonka näytteenottotaajuudeksi valittiin 500Hz. Taajuusmuuttajan kiihdytysramppi oli määritelty 0 sekunniksi ja ainoana rajoittavana tekijänä oli vääntömomenttiraja  $1,5T_n$ . Liitteessä 5 on esitetty käytetty dSPACE mittaussmalli.

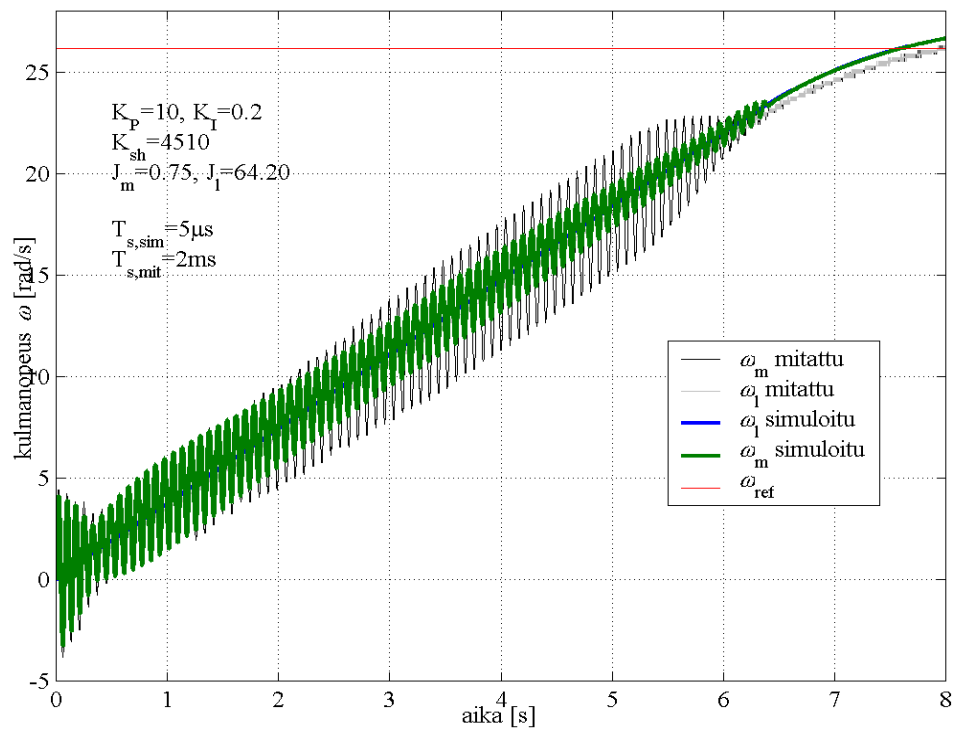
Mekaniikan parametrit on suhteellisen helppoa määrittää suunnitteluvaiheessa. Käytettävän koelaitteiston mekaniikan parametreista ei kuitenkaan ollut tarkkaa tietoa, joten ne jouduttiin hakemaan kokeellisesti simulointeja ja mittaustuloksia hyväksikäyttäen. Työkoneen roottorin hitausmassaksi  $J_m$  arvioitiin noin  $0,75 \text{ kgm}^2$ . DC moottorin roottorin hitausmassaksi arvioitiin  $J_f=64.2 \text{ kgm}^2$ . Mittasuhteiden selventämiseksi todettakoon, että DC moottorin roottori painaa noin 2000 kg. Akselin torsionaaliseksi jousivakioksi  $K_{sh}$  arvioitiin  $4510 \text{ Nm/rad}$ .

Seuraavassa tarkastellaan simulointimallin ja mittaustuloksen välisiä eroja ja niihin johtavia syitä eri osissa askelmaista pyörimisnopeusreferenssimuutosta. Yhteisenä piirteenä kaikille tapauksille todettakoon vakiotajuinen värähtely, joka leikkautuu pois, kun pyörimisnopeusreferenssi ja -oloarvo alkavat lähestyä toisiaan. Säättäjä toimii epälineaarisesti ollessaan vääntömomenttirajalla, mikä on tilanne pyörimisnopeuksien värähdellessä. Kun säättäjä löysää pyytämänsä vääntömomenttiferenssiin pois ylärajalta, PI-säätö pystyy kompensoimaan värähtelyt ja värähtely lakkaa. PI-säädön ongelmaksi jää kuitenkin alkutransientti, jolloin akseli ottaa itseensä suuria vääntymiä. Mittauksissa saatiin jopa yli  $5^\circ$  vääntymiä akselin päiden välille.

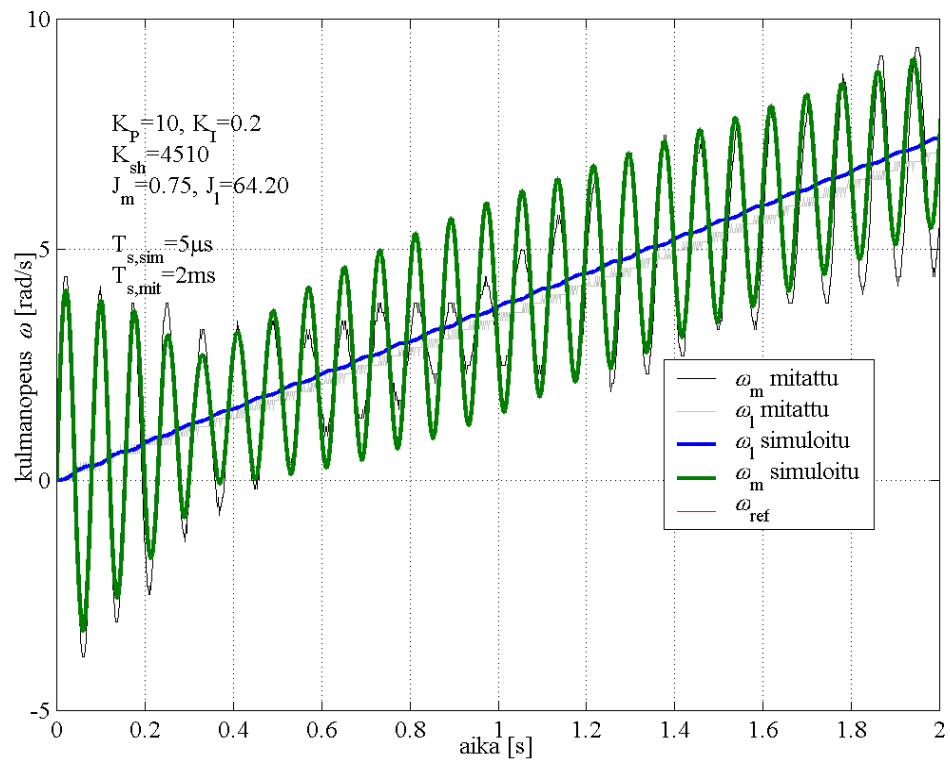
## 6.1 Nollanopeudesta tapahtuva kiihdytys

Kuvassa 6.1 on esitetty sekä mittaus- että simulointituloksia nollanopeudesta tehtävään kiihdytykseen. Huomataan simulointimallin toteuttavan samat ilmiöt, jotka tulevat ilmi mittauksista. Ensimmäisten värähtelyjaksojen aikana moottorin roottori vaihtaa jopa pyörimisnopeuden suuntaa. Mittauksista huomataan värähtelyamplitudin kasvavan pyörimisnopeuden ollessa noin 6 rad/s. Eräs selitys värähtelyamplitudin kasvuun voisi löytyä modulaatiomuutoksista, joita simulointimallissa ei ole huomioitu. Taajuusmuuttajan kytkinohjeiden laskenta on toteutettu hitailla pyörimisnopeuksilla eri tavalla kuin mitä korkeammilla pyörimisnopeuksien arvoilla. Tavanomaista on, ettei taajuusmuuttajien tarkasta toiminnasta ole tietoa käytettävissä. Tämä luonnollisesti huonontaa simulointimallien rakentajien mahdollisuutta saada simuloitua taajuusmuuttajan toimintaa tarkasti säädönkään osalta.

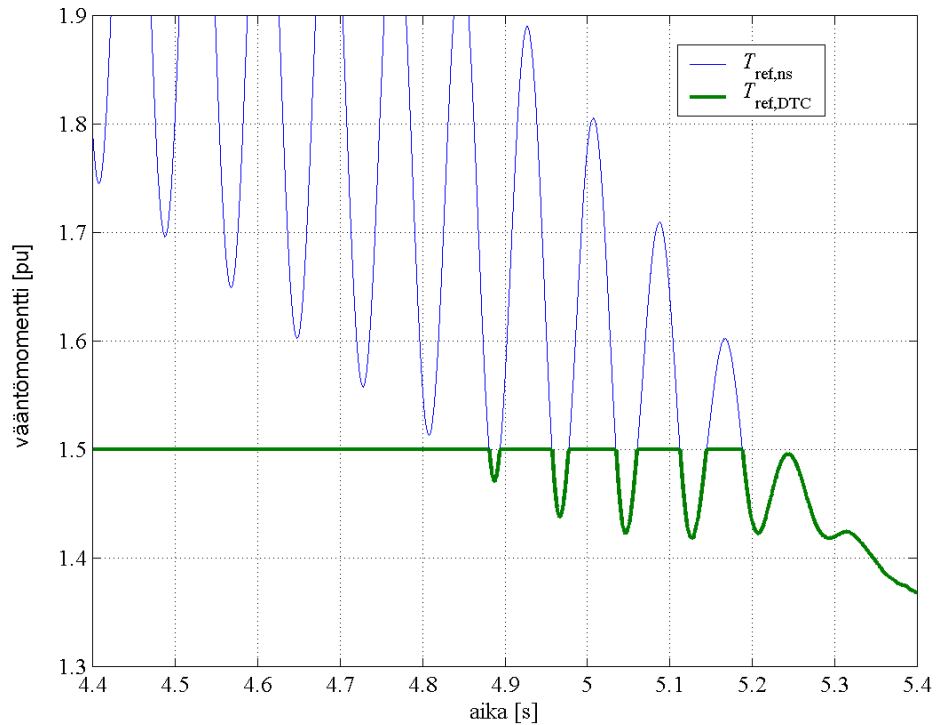
Mallissa esiintyvä moottorin pyörimisnopeuden värähtelyn amplitudin nopeampi vaimeneminen johtuu todellisen mittalaitteiston pyörimisnopeussäätäjän epälineaarisen toiminnan mallintamatta jättämisestä. Tätä epälineaarista säätäjän toimintaa ei pystytä mallittamaan ilman todella tarkkoja analyysijä taajuusmuuttajan toiminnasta. Kuvassa 6.2 on esitetty pyörimisnopeuksien käyttäytyminen lähtötilanteessa. Havaitaan simulointimallin tuottavan varsin samankaltaisia tuloksia mittauksiin verrattuna. Kuvassa 6.3 on esitetty erään simulaation vääntömomenttiohjeen periaatteellinen käyttäytyminen tilanteessa, jossa pyörimisnopeussäätäjän tuottama vääntömomenttiferenssi  $T_{ref,ns}$  ylittää DTC algoritmissa arvoon 1,5 pu rajoitetun vääntömomenttiferenssin  $T_{ref,DTC}$ . Havaitaan, kuinka taajuusmuuttajan vääntömomenttisäätö alkaa toteuttamaan pyörimisnopeussäätäjältä tulevaa vääntömomenttiferenssiä sen tippuessa tasolle, jossa vääntömomenttiraja ei enää vaikuta. Tämä vääntömomenttiferenssien käytös selittää nopean vääntövärähtelyiden vaimenemisen tultaessa pois rajoitetulta vääntömomentin alueelta. Tätä säätäjän epälineaarisen toiminnan aikaista vääntömomenttivärettä ei kuitenkaan pystytä estämään PI-säädöllä muutoin kuin rajoittamalla kiihdytysaikoja. Kiihdytyksen rampittaminen kuitenkin heikentää sähkökäytön dynaamisia ominaisuuksia.



Kuva 6.1 Kiihdytys 0:sta 250rpm:ään. Mitattu ja simuloitu pyörimisnopeuksien askelvastakuvaaja.



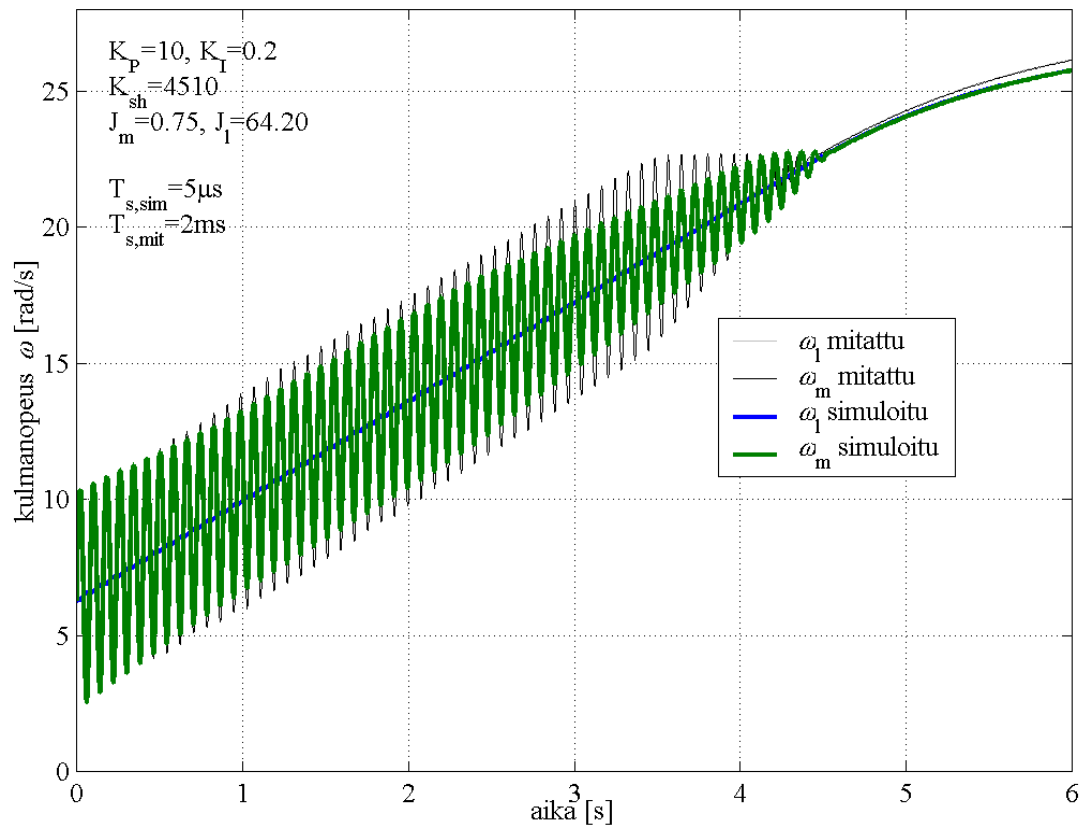
Kuva 6.2 Alkukiihdytys. Mitattu ja simuloitu pyörimisnopeuksien askelvastakuvaaja.



Kuva 6.3 Simuloitu väätömomentti-ohjeen periaatteellinen käyttäytyminen tilanteessa, jossa pyörimisnopeussäätäjän tuottama väätömomenttireferenssi  $T_{ref,ns}$  ylittää DTC algoritmissa arvoon 1,5 pu rajoitetun väätömomenttireferenssin  $T_{ref,DTC}$ .

## 6.2 Alkunopeudesta 60rpm tapahtuva kiihdytys

Mallin toiminta varmistettiin myös koskien tilannetta, jossa moottorilla ja kuormalla on jo alkunopeus 60 rpm. Tilanne eroaa aikaisemmista siinä, että nyt ACS 600:sen toiminta pysyy vakiona, eikä hitaasta pyörimisnopeudesta johtuvaa erilaista modulaatiota esiinny. Kuvasta 6.4 havaitaan mallin ja mittauksien varsin tarkka yhtäläisyys.



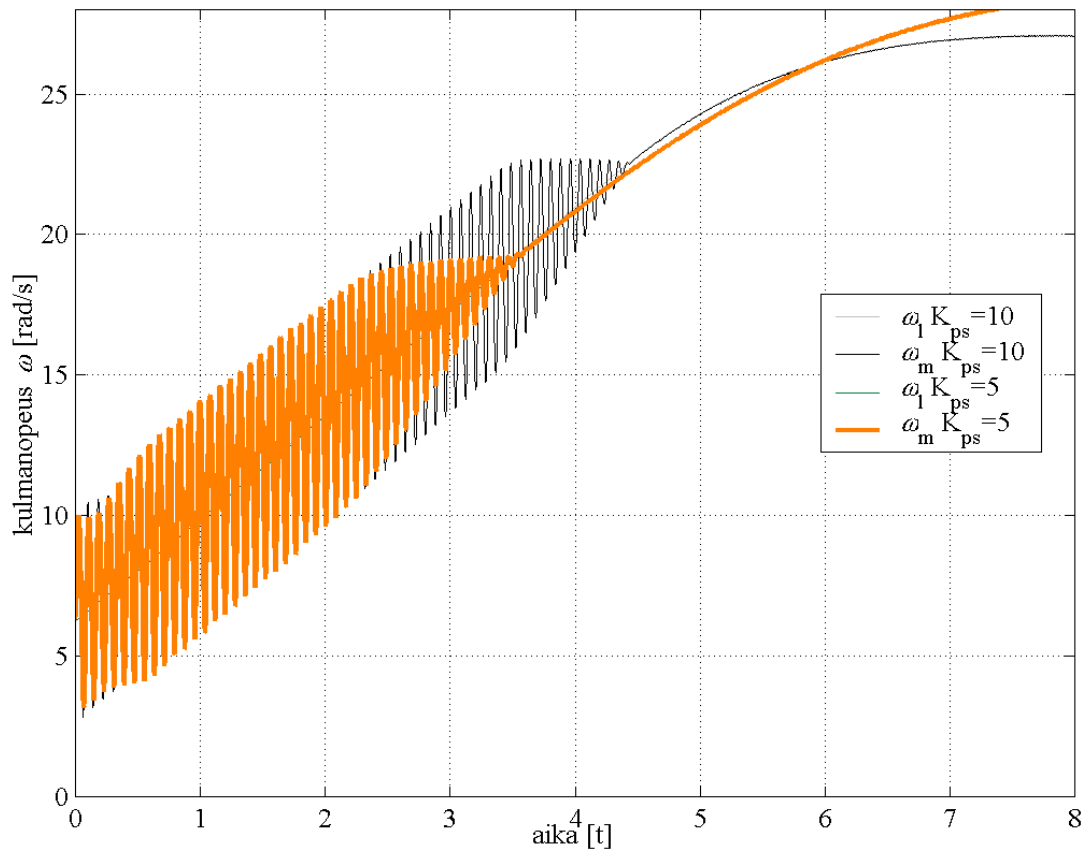
Kuva 6.4 Kiihdytys alkunopeudesta 60rpm loppunopeuteen 250rpm. Mitattu ja simuloitu pyörimisnopeuksien askelvaste.

### 6.3 Säättäjän vaikutus kiihdytykseen

Taajuusmuuttajan säättäjän rakenteen monimutkaisuudesta ja useista eri skaalauksista ja kertoimista johtuen ei säätäjälle pystytty luomaan tarkkaa mallia simulointimalliin. Tästä syystä pyörimisnopeusvasteen ylitys ja asettumisajat eroavat mittauksissa ja simuloinneissa suuresti. Kuitenkin mittaus- ja simulointituloksista pystytään havaitsemaan samat säädöstä johtuvat ilmiöt, joista selkeimpänä on PI-säädön kyky kompensoida vääntöväärähtelyt vääntömomenttiferenssin laskeutuessa pois ylärajaltaan. Tämä on nähtävissä kuvista 6.1, 6.3 ja 6.4. Koska samat ilmiöt tulevat esiin simuloinneissa on mahdollista, joskin aikaa vievää, tehdä sellaisen säädön malli, joka tuottaa samanlaisen vääntömomenttiferenssin taajuusmuuttajan hystereesisäädölle, kuin minkä mittauslaitteiston ACS 600 tuottaa.



Säätäjän parametrien merkitystä vääntöväärhtelyiden kestoon voidaan havainnollistaa vertailemalla kuvassa 6.4 olevia mittaustuloksia, joiden ainoana erona on ollut ACS 600-taajuusmuuttajan pyörimisnopeussäädön PI-säädön parametrit. Toisessa käyristä on PI-säädön vahvistuksen  $K_{ps}$  arvo pienennetty puoleen, jolloin DTC-algoritmin vääntömomenttiraja lakkaa rajoittamasta pyörimisnopeussäätäjän pyytämä vääntömomenttiferenssiä aikaisemmin. Tällöin säätäjä alkaa toimia varhaisemmassa vaiheessa lineaarisesti ja värähtelyt vaimenevat lyhyemmän ajan kuluessa. Toisaalta vaste ei myöskään saavuta jatkuvuustilan referenssiarvoaan yhtä nopeasti. Integroimisvakio  $T_s$  pidettiin vakiona arvossa 2,5 s. Tosin taajuusmuuttajan pyörimisnopeussäätäjän algoritmeista on nähtävissä, että säätäjän integroivan osan kerroin riippuu vahvistuksesta.



Kuva 6.5 Taajuusmuuttajan pyörimisnopeussäätäjän vahvistuksen  $K_{ps}$  vaikutus askelvasteeseen.

## 7 YHTEENVETO

Työssä rakennettiin integroitu simulointimalli sähkökäytölle, jonka mekaniikka koostuu joustavasta akselista ja sen kummassakin päässä olevista hitausmassoista. Hitausmassoista toista edustaa sähkömoottorin roottori ja toista hitausmassaa kuorma. Lisäksi tarkasteltiin kyseiselle sähkökäytölle ominaisia piirteitä ja niiden aiheuttamia ongelmia eri sovelluksissa, sekä tutkittiin PI-rakenteisen pyörimisnopeussäätäjän parametrien vaikutusta kyseisen mekaniikan omaaviin sähkökäyttöihin.

Taajuusmuuttajalle kehiteltiin yksinkertaistettu simulointimalli, jolla pystytään simuloimaan huomattavasti DTC-mallia nopeammin alustavia simulointituloksia. Malli on hyvin karkea, eikä pysty huomioimaan kaikkia tarkemman mallin ominaisuuksia. Mallin merkitys korostuu kuitenkin simulointimallin monimutkaisuuden kasvaessa ja varsinkin, jos mekaniikan ja sähköisten komponenttien tarvitsema simulointiaika-askelen ero on suuri. Yksinkertaistetulla mallilla pystytään kasvattamaan simulointiaika-askelta verrattuna DTC:n tarkempaan simulointimalliin, joka tarvitsee kiinteän, lyhyen aika-askelen.

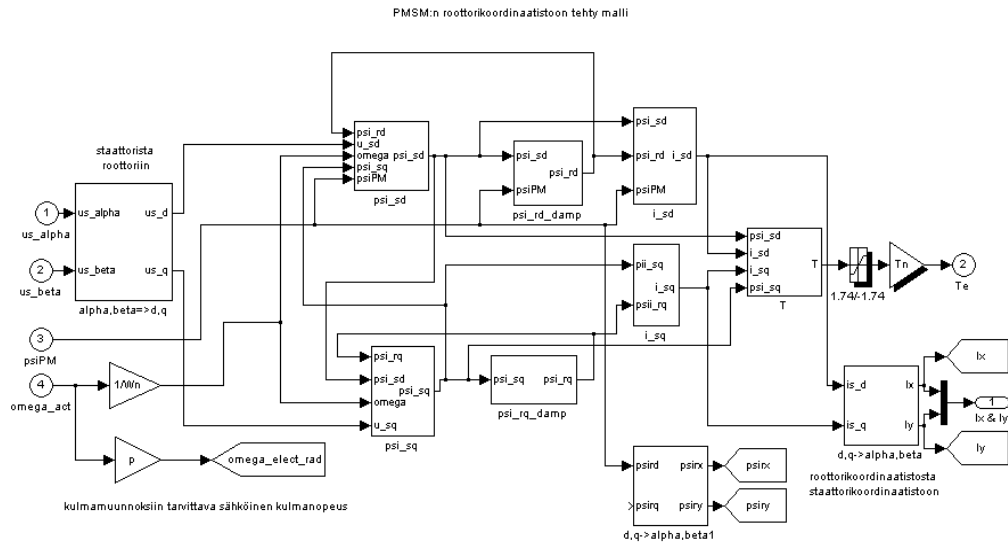
Vääntövarähtelyiden kompensointiin esitettiin optimisäätöön perustuva malli, jossa Kalman suotimella estimoidaan systeemin tilojen lisäksi myös kuormamomentti ja jossa nopeussäätö suunnitellaan lineaarisella neliöllisellä menetelmällä (Linear Quadratic). Tämän teoreettisen tarkastelun varmentaminen mittauksilla jää jatkotutkimusten aiheeksi. Säätörakenteen toteuttaminen on varsin haastava ja mielenkiintoinen jatkotutkimusalue.

Työssä saadut tulokset olivat varsin rohkaisevia integroitujen simulointimallien toiminnan kannalta. Käytetyt mekaniikan ja sähkömoottorien mallit olivat ideaalisia. Jatkotutkimuksissa on tarkoitus tutkia myös näiden epäideaalisuuksien vaikutusta ja tarkentaa jo olevia simulointimalleja.

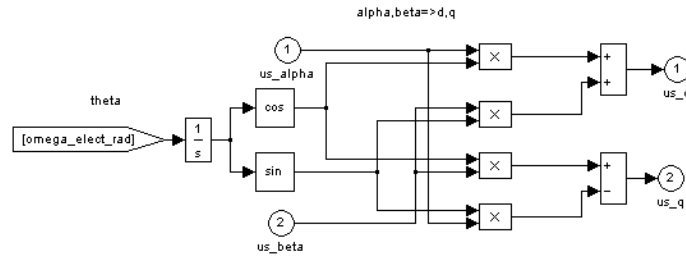
## 8 LÄHTEET

- [1] Pyrhönen, J. Sähkökäytöt 1999, Luentomoniste. LTKK/Sähkö
- [2] Tiitinen, P., Pohjalainen, P., Lalu, J. The Next Generation Motor Control Method: Direct Torque Control (DTC), 1995 EPE Journal, Vol. 5, No 1, pp 14-18.
- [3] Airila, M. 1985, Koneenosien Suunnittelu 2: Liitokset. WSOY Porvoo, ISBN 951-0-13142-3
- [4] Timoshenko, S., Young, D.H. Vibration Problems in Engineering, Fourth Edition. 1974 John Wiley & Sons. ISBN 0-471-87315-2.
- [5] Guoguang Zhang. Speed Control of Two-Inertia System by PI/PID Control, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 47 no. 3, 2000.
- [6] Jun-Keun Ji. Kalman Filter and LQ Based Speed Controller for Torsional Vibration Suppression in a 2-Mass Motor Drive System. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42 no 6, December 1995, s564-571.
- [7] Welch, G. Bishop, G. An Introduction to the Kalman Filter, University of North Carolina at Chapel Hill, NC 27599-3175. 8.2.2001.
- [8] Virkkunen, J. Sääätötekniikan Matematiikkaa, Otatiето 1993. ISBN 951-672-207-5
- [9] Depenbrock, M., 1985, Direkte Selbstregelung (DSR) für hochdynamische Drehfeldantriebe mit Stromrichterspeisung, etzArchiv, Bd 7, Heft 7, pp. 211-218.
- [10] Takahashi, I. Noguchi, T. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. IEEE Transaction on Industrial Applications, Vol. IA-22, pp. 820-827, September/October 1986.
- [11] Koyama, M. Comparison between performances of several speed control systems of motor with elastically coupled load. Trans. IEE-Jpn., vol. 107-D, pp. 1010-1017, 1987.
- [12] Saito, O. et al., LQI speed controller and parameter identifier in rolling mill. Trans. IEE-Jpn., vol. 105-B, 1985.
- [13] Ohishi, K. et al., One approach to speed control of DC motor having two inertia resonant system. Trans. IEE-Jpn., vol. 106-B, 1986.
- [14] Fujikawa, K. et al., Robust and fast speed control for torsional system based on state-space method. IEEE IECON Conf. Rec., 1991, pp. 687-692.
- [15] Dhaouadi, R. et al., Robust speed control of rolling mill drive system using the loop transfer recovery design methodology. IEEE IECON Conf. Rec., 1991, pp. 555-560.

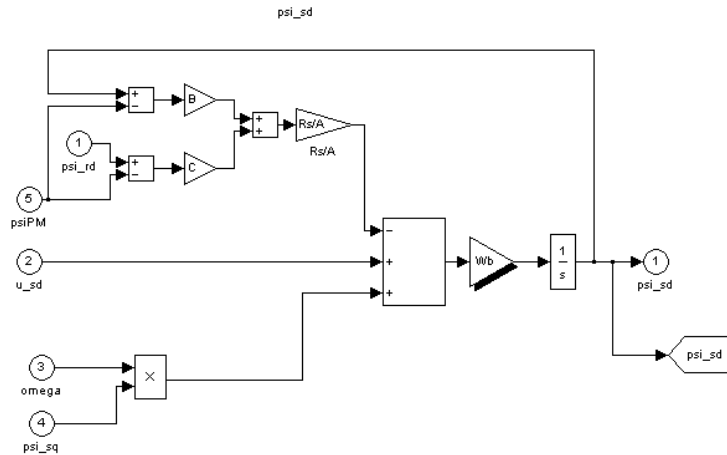
# LIITE 1. Kestomagneettitahtikoneen simulointimalli



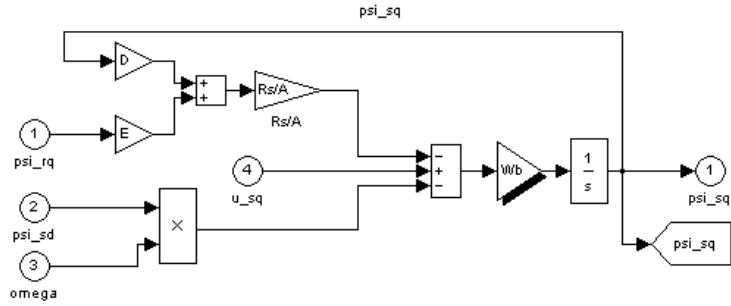
Kuva 1 Kestomagneettitahtikoneen simulointimalli PMSM.



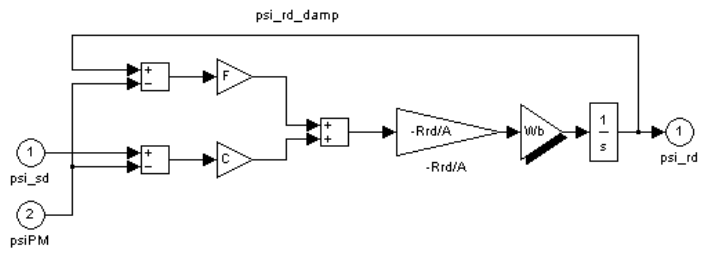
Kuva 2 Alajärjestelmä "alpha, beta => d, q".



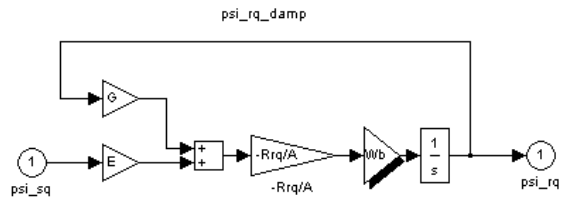
Kuva 3 Alajärjestelmä "psi\_sd". Yhtälö (17).



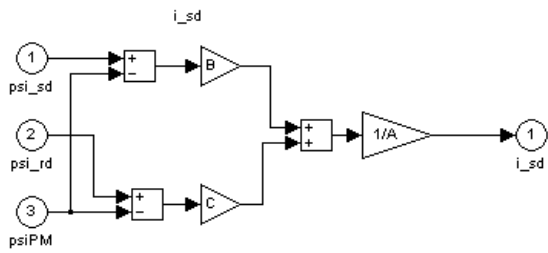
Kuva 4 Alajärjestelmä "psi\_sq". Yhtälö (18).



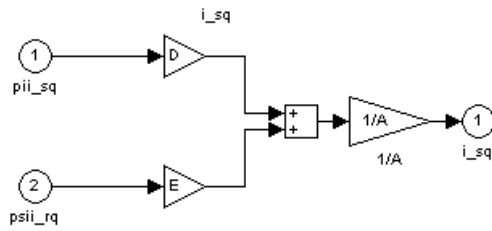
Kuva 5 Alajärjestelmä "psi\_rd\_damp". Yhtälö (19).



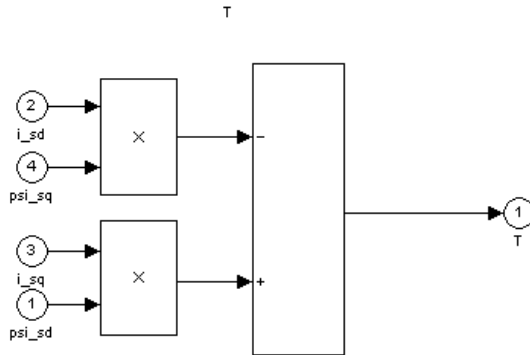
Kuva 6 Alajärjestelmä "psi\_rq\_damp". Yhtälö (20).



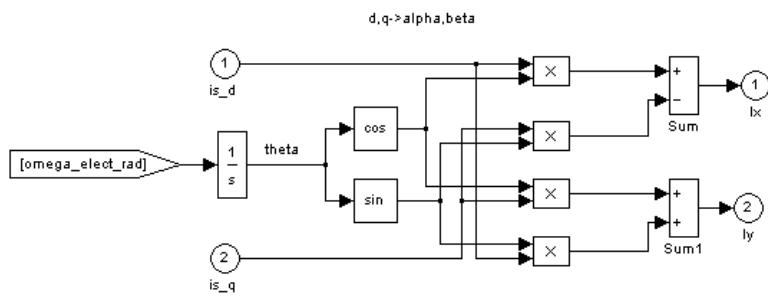
Kuva 7 Alajärjestelmä "i\_sd". Yhtälö (16).



Kuva 8 Alajärjestelmä "i\_sq". Yhtälö (16).

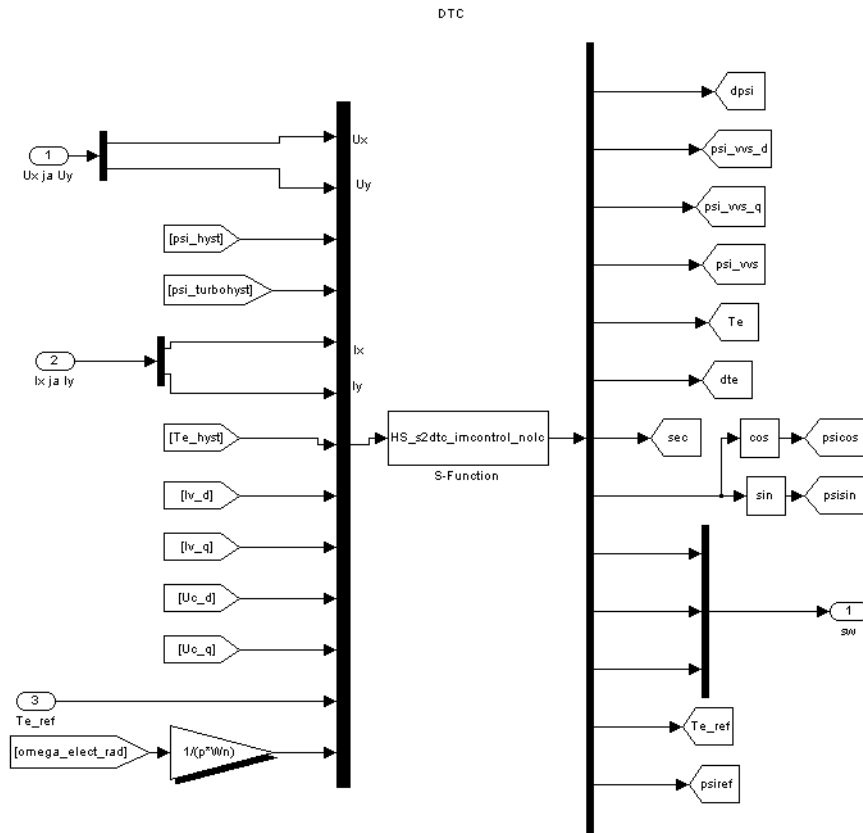


Kuva 9 Alajärjestelmä "T". Yhtälö (22).



Kuva 10 Alajärjestelmä "d,q->alpha,beta".

## LIITE 2. Taajuusmuuttajan simulointimalli



Kuva 1 Taajuusmuuttajan DTC lohkon simulointimalli.

S-Funktio ”HS\_s2dtc\_imcontrol\_nolc” on esitetty alla olevassa taulukossa.

```
function [sys,x0,str,ts] = HS_s2dtc_imcontrol_nolc(t,x,u,flag)
% Dispatch the flag. The switch function controls the calls to
% S-function routines at each simulation stage of the S-function.

switch flag,

% Initialization

% Initialize the states, sample times, and state ordering strings.

case 0

[sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes;

% Outputs

% Return the outputs of the S-function block.
case 3
    sys=mdlOutputs(t,x,u);

% Unhandled flags

% There are no termination tasks (flag=9) to be handled.
% Also, there are no continuous or discrete states,
% so flags 1,2, and 4 are not used, so return an empty
% matrix
case { 1, 2, 4, 9 }
    sys=[];

% Unexpected flags (error handling)
```

```

% Return an error message for unhandled flag values.
otherwise
    error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]);
end

%
%=====
% mdlInitializeSizes
% Return the sizes, initial conditions, and sample times for the S-function.
%=====
%
function [sys,x0,str,ts] = mdlInitializeSizes()

sizes = simsizes;
sizes.NumContStates = 0;
sizes.NumDiscStates = 0;
sizes.NumOutputs = 13;
sizes.NumInputs = 13;
sizes.DirFeedthrough = 0;
sizes.NumSampleTimes = 1;

sys = simsizes(sizes);
str = [];
x0 = [];
ts = [25e-6 0]; % fixed sample time
% end mdlInitializeSizes

%
%=====
% mdlOutputs
% Return the output vector for the S-function
%=====
%
function sys = mdlOutputs(t,x,u)

persistent dps_i_prev dte_prev sec_prev te_ref psiref;
persistent turboup_prev turbodown_prev flx fly ;

persistent count_t1 dot_prod_filt ;
persistent I_q_lpf I_q_lpf2 I_d_lpf I_d_lpf2 omega_integral I_d_integral
persistent psi_integral Iv_q_lpf Iv_d_lpf

ux=u(1);
uy=u(2);
psihyst=u(3);
psiturbohyst=u(4);

ix=u(5);
iy=u(6);
te_hyst=u(7);
%omega_ref=u(8);

ivx=u(8);
ivy=u(9);
ucx=u(10);
ucy=u(11);
te_ref=u(12);
omega_act=u(13);

% initial values at t=0
if not(t);
    flx=1; %psiPM
    fly=0;
    dps_i_prev=0;
    dte_prev=0;
    sec_prev=0;
    te_ref=0;
    psiref=0;
    turboup_prev=0;
    turbodown_prev=0;
    count_t1=0;

    I_q=0;
    I_d=0;
    I_q_lpf=0;
    I_q_lpf2=0;
    I_d_lpf=0;
    I_d_lpf2=0;

    omega_integral=0;
    I_d_integral=0;
    psi_integral=0;
    te_ref=0;

    % 100 us aikatason muuttujat

    dot_prod_filt=0;

    Iv_q_lpf=0;
    Iv_d_lpf=0;
end

```



```

% Voltage integration
% initial value + ux*25e-6 * 2*pi*50
% Rs=0.02601540312968
%jos Wb=2*pi*50 flx = (ux-0*ix)*7.853981634e-3 + flx
flx = (ux-0*ix)*25e-6*50*2*pi + flx ;
fly = (uy-0*iy)*25e-6*50*2*pi + fly ;

%% KÄÄMIVUOBITIT
abspsi=sqrt(flx*flx+fly*fly);

if abspsi>psiref+psihyst
    up=1;
else
    up=0;
end

if abspsi<psiref-psihyst
    down=1;
else
    down=0;
end

if and(up==1, down==0)
    dps_i=0;
else
    dps_i=dps_i_prev;
end

if and(up==0, down==1)
    dps_i=1;
end

dps_i_prev=dps_i;

sys=[dps_i flx fly abspsi];

%% VÄÄNTÖMOMENTTIBITIT

te = -(fly*ix - flx*iy);

if te_ref>1.5
    te_ref=1.5;
elseif te_ref<-1.5
    te_ref=-1.5;
end
%-----

if te>=te_ref+te_hyst
    up=1;
else
    up=0;
end

if te<te_ref-te_hyst
    down=0;
else
    down=1;
end

if and(up==0, down==1)
    dte=dte_prev;
end

if and(up==1, down==1)
    dte=0;
end

if and(up==0, down==0)
    dte=1;
end

dte_prev=dte;

sys=[sys te dte];

% SEKTORIBITIT

psiangle=atan2(fly,flx);

if and(psiangle>=-pi/6, psiangle<pi/6)
    sec=1;
elseif and(psiangle>=pi/6, psiangle<pi/2)
    sec=2;
elseif and(psiangle>=pi/2, psiangle<(5*pi)/6)
    sec=3;
elseif and(psiangle>=(5*pi)/6, psiangle<=pi)
    sec=4;
elseif and(psiangle>=-pi, psiangle<(-5*pi)/6)
    sec=4;
elseif and(psiangle>=(-5*pi)/6, psiangle<-pi/2)
    sec=5;
elseif and(psiangle>=-pi/2, psiangle<-pi/6)
    sec=6;
end

```

```

end

% sec_prev=sec;

sys=[sys sec psiangle];

% OPTIMIKÄÄNTÖTAULUKKO

% u1=[1 0 0];
% u2=[1 1 0];
% u3=[0 1 0];
% u4=[0 1 1];
% u5=[0 0 1];
% u6=[1 0 1];
% u7=[1 1 1];
% u8=[0 0 0];

switch sec
% SECTOR 1
case 1
switch dpsi
case 1
if dte==1 a=[1 1 0]; % u2
elseif dte==0 a=[1 1 1]; % u7
elseif dte==-1 a=[1 0 1]; % u6
end
case 0
if dte==1 a=[0 1 0]; % u3
elseif dte==0 a=[0 0 0]; % u8
elseif dte==-1 a=[0 0 1]; % u5
end
end

% SECTOR 2
case 2
switch dpsi
case 1
if dte==1 a=[0 1 0]; % u3
elseif dte==0 a=[0 0 0]; % u8
elseif dte==-1 a=[1 0 0]; % u1
end
case 0
if dte==1 a=[0 1 1]; % u4
elseif dte==0 a=[1 1 1]; % u7
elseif dte==-1 a=[1 0 1]; % u6
end
end

% SECTOR 3
case 3
switch dpsi
case 1
if dte==1 a=[0 1 1]; % u4
elseif dte==0 a=[1 1 1]; % u7
elseif dte==-1 a=[1 1 0]; % u2
end
case 0
if dte==1 a=[0 0 1]; % u5
elseif dte==0 a=[0 0 0]; % u8
elseif dte==-1 a=[1 0 0]; % u1
end
end

% SECTOR 4
case 4
switch dpsi
case 1
if dte==1 a=[0 0 1]; % u5
elseif dte==0 a=[0 0 0]; % u8
elseif dte==-1 a=[0 1 0]; % u3
end
case 0
if dte==1 a=[1 0 1]; % u6
elseif dte==0 a=[1 1 1]; % u7
elseif dte==-1 a=[1 1 0]; % u2
end
end

% SECTOR 5
case 5
switch dpsi
case 1
if dte==1 a=[1 0 1]; % u6
elseif dte==0 a=[1 1 1]; % u7
elseif dte==-1 a=[0 1 1]; % u4
end
case 0
if dte==1 a=[1 0 0]; % u1
elseif dte==0 a=[0 0 0]; % u8
elseif dte==-1 a=[0 1 0]; % u3
end
end

% SECTOR 6
case 6

```

```

switch dpsi
case 1
if dte==1 a=[1 0 0]; % u1
elseif dte==0 a=[0 0 0]; % u8
elseif dte==-1 a=[0 0 1]; % u5
end
case 0
if dte==1 a=[1 1 0]; % u2
elseif dte==0 a=[1 1 1]; % u7
elseif dte==-1 a=[0 1 1]; % u4
end
end

otherwise a=u8; % this should not happen

end % end of switch sec

sys=[sys a];

%% 100 us aikataso
count_t1=count_t1+1;
if count_t1==5

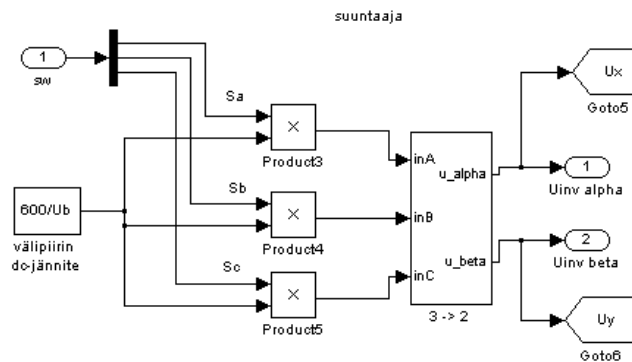
% Flux control
if abs(omega_act)<0.9
psiref=1;
else
psiref=0.9/(abs(omega_act));
end

%psiref=1;

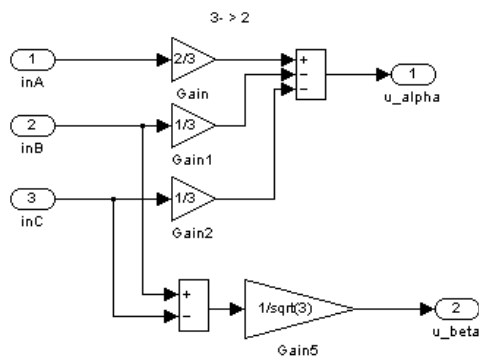
count_t1=0;
end % end of 100 us time level

% output signals from 100us time level here
sys=[sys te_ref psiref];

```

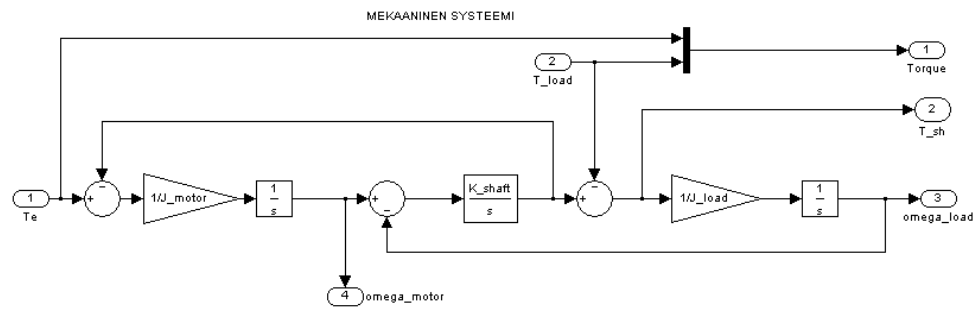


Kuva 2 Taajuusmuuttajan suuntaaja-lohkon simulointimalli.



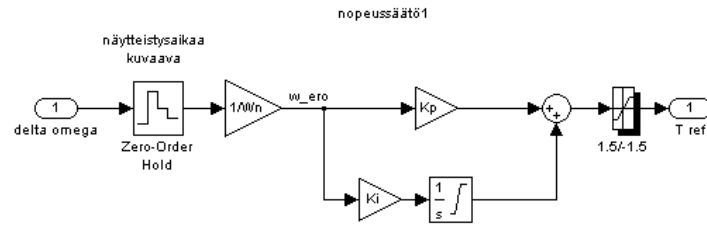
Kuva 3 Alajärjestelmä "3-> 2".

### LIITE 3. Mekaniikan simulointimalli



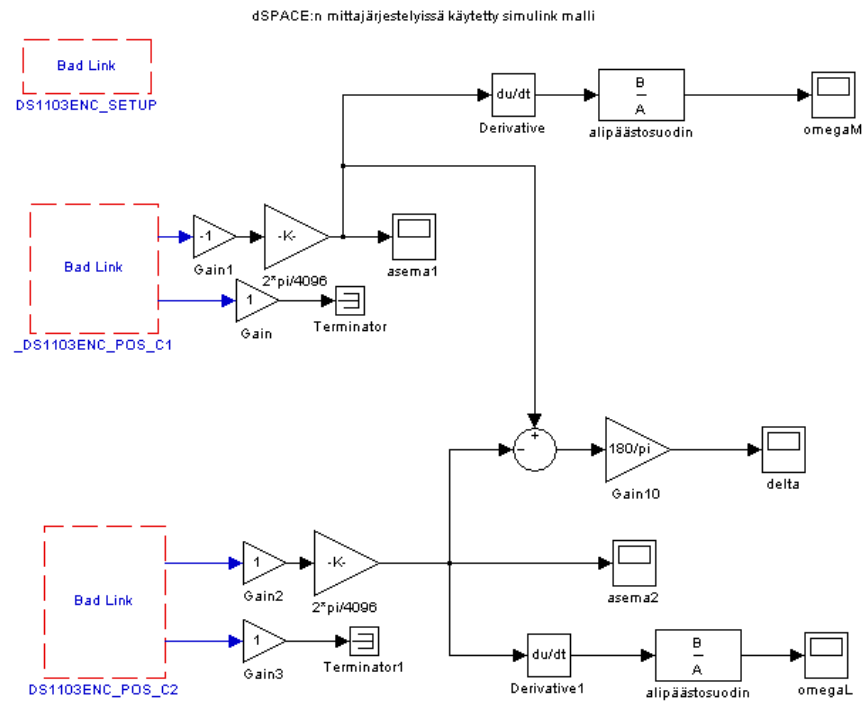
Kuva 1 Mekaanisen systeemin simulointimalli. Yhtälöt (27), (28) ja (29) kun  $B=0$ .

## LIITE 4. PI-nopeussäädön simulointimalli



Kuva 1 Nopeussäätäjän simulointimalli.

## LIITE 5. dSPACE mittajärjestelyn simulointimalli



Kuva 1 dSPACE:n mittauksissa käytetty simulink malli. "Bad Link" tekstit johtuvat siitä, että mittakortti ei ollut asennettuna koneeseen kirjoitushetkellä.

## LIITE 6. Simuloinneissa käytetyt alkuarvot

```
% Alkuarvot Invertteri-mottori-akseli simulink-mallille
% Hannu Sarén

clear
clc

% Perusarvot

Ub=400*sqrt(2/3);
Ib=7.51*sqrt(2);
Wb=2*pi*50;
Wn=(2*pi/60)*300
psib=Ub/Wb;
Sb=(3/2)*Ub*Ib;

Tb=(3/2)*psib*Ib
Tn=157;
Zb=Ub/Ib;
Lb=Ub/(Wb*Ib);
Cb=Ib/(Wb*Ub);

%Hammasvääntömomenttiin (Cogging) liittyvät parametrit
T1=4; %Cogging amplitudi 1
T2=2; %Cogging amplitudi 2
theta=pi/6;
theta=pi; %Cogging vaihesiirto

% Kestomagnetoidun vaimennuskäämillä varustetun koneen parametrit
% psiPM=1.27324/psib; %Kestomagnetoinnin aiheuttama käämivuo... oli 0.573
psiPM=1;

psi_sd_init=psiPM; %psiPM +0.01;
psi_sq_init=0;

psi_rd_init=0; %vaimennuskäämin d-suuntainen komponentti
psi_rq_init=0; %vaimennuskäämi

alkukulma=0; %"Staatton ja Roottorin välinen kulma" käynnistyshetkellä
omega_init=0; %moottorin alkukulmanopeus

Lsd=0.3; %Staatton pitkittäinen induktanssi !MUUTETTU pu järjestelmään!
Lmd=0.229; %Pitkittäinen magnetoimisinduktanssi !MUUTETTU pu järjestelmään!

Lsq=0.39; %Staatton poikittainen induktanssi !MUUTETTU pu järjestelmään!
Lmq=0.37; %Poikittainen magnetoimisinduktanssi !MUUTETTU pu järjestelmään!

Lrd=0.3; % L_D Roottorin pitkittäinen induktanssi !MUUTETTU pu järjestelmään! EI OIKEA ARVO
Lrq=0.39; % L_Q Roottorin poikittainen induktanssi !MUUTETTU pu järjestelmään! EI OIKEA ARVO
%Rs=12.4/Zb %Staattoniresistanssi
%Rs=0.8/Zb
Rs=0 % Muista vaihtaa Rs:n arvoa myös DTC algoritmiin
%Rrd=1.72;
%Rrq=3.44;

Rrd=3*1.72/Zb; %Vaimennuskäämin pitkittäinen resistanssi !MUUTETTU pu järjestelmään!
Rrq=3*3.44/Zb; %Vaimennuskäämin poikittainen resistanssi !MUUTETTU pu järjestelmään!

% Parametrit A..G kestomagneetikoneen simulointia varten
% Vaimennuskäämillä varustettu kone

A=Lsd*Lrd*(Lsq*Lrq-Lmq^2)-Lmd^2*(Lsq*Lrq-Lmq^2);
B=Lrd*(Lsq*Lrq-Lmq^2);
C=Lmd*(Lmq^2-Lsq*Lrq);
D=Lrq*(Lsd*Lrd-Lmd^2);
E=Lmq*(Lmd^2-Lsd*Lrd);
F=Lsd*(Lsq*Lrq-Lmq^2);
G=Lsq*(Lsd*Lrd-Lmd^2);

% lisäparametrejä malliin--- Hannu Sarén 9.1.2001

p=10; %Napapariluku
%J_motor=Wn/Tn*8.44; %Hitausmassa %oli 1.69
%K_shaft=1000*Wn/Tn; %jos niin 100*Wb/Tb
%J_load=10*J_motor;

% Löysä akseli
%K_shaft=0.1*K_shaft

% Todelliset mekaniikan arvot: Käytetään koelaitteiston verifiointin yhteydessä
% Hannu Sarén 12.9.2001 Hyvät arvot!
```

```

J_motor=0.75 %0.9; %sarvioitu 1.8
%K_shaft=4507.74; %sarvioitu 5500 %10809
J_load=64.95-J_motor; %sarvioitu 85 %66
K_shaft=(2*pi*12.414)^2/(1/J_motor+1/J_load)

%Nopeussäädön PI-säätäjän parametrit
Kp=10 %10
Ki=0.2 %0.2

%Ts=25e-6
%Ts=1e-4
delta_Te_ref = 1/1;% 1/4000; %antiwindup, Delta_Te/t, t=1e-4

%---- tilayhtälötekniikkaa Hannu Sarén

% Kalman suotimen häiriövoimakkuudet
%
% [q1 0 0 0] [omega_motor]
% Q = [0 q2 0 0]* [omega_load] , R = r * 1
% [0 0 q3 0] [T_sh ]
% [0 0 0 q4] [Tl ]
Ts_noise=1e-4;
q1=0; q2=0; q3=0; q4=0; r=0.00001;

%---- LQR nopeussäätö

At = [0 0 -1/J_motor;0 0 1/J_load ;K_shaft -K_shaft 0];
Bt = [1/J_motor;0;0];
Ct = [1 0 0];
Dt = 0;

AA = [At [0;0;0];Ct 0]
BB = [Bt;0]

alpha = 100 %värähtelyiden vaimennus %200
beta = 1 %ohjauksen seuraaminen %5
delta = 10 %jatkuvuustilan virhe %2
gamma = 1e-1 %säädön painotus %200

R = gamma
Q = [alpha -alpha 0 0;-alpha alpha+beta 0 0;0 0 0 0;0 0 0 delta]
%Q=[alpha 0 0 0;0 alpha+beta 0 0;0 0 gamma 0;0 0 0 delta]
%Q=[1 2 3 0]*[1 2 3 0]

[Ksfb,S,e] = lqr(AA,BB,Q,R)

%tilatakaisinkytkennän vahvistukset
f1 = Ksfb(:,1) % omega_motor
f2 = Ksfb(:,2) % omega_load
f3 = Ksfb(:,3) % Tsh
%Ki = Ksfb(:,4) % erosuureen integroiva osa

%Kp=0 % erosuureen vahvistus
Kd=1/Tn %1+f3 % Kuormituksen kompensointi

% X=[omega_motor omega_load T_shaft T_load]'
%A1 = [0 0 -1/J_motor 0; 0 0 1/J_load -1/J_load; K_shaft -K_shaft 0 0; 0 0 0 0]
%B1 = [1/J_motor;0;0;0]
%C1 = [1 0 0 0]
%D1 = 0
%pzmap(ss(A1-B1*K2,B1,C1,D1));

```