

Tuomo Leppinen

Sähkökäytön mekaniikan joustavan kaksimassamallin identifiointi

Sähkötekniikan korkeakoulu

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi
diplomi-insinöörin tutkintoa varten Espoossa 27.4.2011.

Työn valvoja:

Prof. Jorma Luomi

Työn ohjaaja:

DI Seppo Saarakkala

Tekijä: Tuomo Leppinen

Työn nimi: Sähkökäytön mekaniikan joustavan kaksimassamallin identifointi

Päivämäärä: 27.4.2011

Kieli: Suomi

Sivumäärä: 8+61

Sähkötekniikan laitos

Professori: Tehoelektroniikka ja sähkökäytöt

Koodi: S-81

Valvoja: Prof. Jorma Luomi

Ohjaaja: DI Seppo Saarakkala

Tässä työssä tutkitaan sähkökäytön mekaniikkaa kuvaavan kaksimassamallin identifointia. Tavoitteena on kehittää diskreetteihin polynomimalleihin pohjautuva menetelmä, jolla voidaan tunnistaa mekaniikan parametrit avoimessa ja nopeussäädetyssä suljetun silmukan tapauksessa. Nopeussäädetyssä tapauksessa identifoinnissa käytetyt signaalit voidaan ottaa useasta eri kohdasta järjestelmästä. Työssä on käytössä neljä eri identifointijärjestelyä, joiden välistä valintaa identifioitavuuden kannalta tutkitaan. Käytössä oleva nopeussäädin on yksinkertainen P-säädin, jonka vahvistuksen vaikutus eri identifointijärjestelyihin selvitetään. Diskreetti polynomimalli estimoidaan työssä ARX-, IV- ja OE-menetelmillä, joita verrataan näiden antamien estimaattien tarkkuuksien pohjalta. Simulointien avulla osoitetaan ARX-menetelmän olevan riittämätön kaksimassajärjestelmän identifointiin, jos nopeudenmittaukseen summautuu pienikin häiriökohina. IV- ja OE-menetelmät osoittautuvat toimiviksi. Nopeussäätimen vahvistuksen valinnalla huomataan olevan erittäin suuri vaikutus identifioitavuuteen. Mittauksissa diskreetteihin polynomimalleihin pohjautuvan identifointimenetelmän todetaan toimivan käytännössä. Kohtuullisen tarkat parametriestimaatit saadaan kaikissa tarkastelluissa avoimen ja suljetun silmukan tapauksissa. Kehitetty menetelmä osoittautuu tulosten perusteella käyttökelpoiseksi esimerkiksi liikkeenohjauksen säätimien suunnittelua varten, kun halutaan estää haitalliset resonanssit järjestelmässä ja parantaa dynaamista tarkkuutta.

Avainsanat: Kaksimassamalli, identifointi, parametrien estimointi, sähkökäyttö, mekaniikka, joustava akseli, vääntöväärähtely

Author: Tuomo Leppinen

Title: Identification of a flexible two-mass model of the mechanics in an electrical drive

Date: 27.4.2011

Language: Finnish

Number of pages: 8+61

Department of Electrical Engineering

Professorship: Power electronics and electric drives

Code: S-81

Supervisor: Prof. Jorma Luomi

Instructor: M.Sc. (Tech.) Seppo Saarakkala

This thesis aims to identify a two-mass model describing the mechanics in an electrical drive. For this purpose, a method is developed based on discrete polynomial models which enables identification of the mechanical parameters in open- and closed-loop cases. For the closed-loop speed-controlled cases, the signals used for identification can be taken from different parts of the system. The thesis uses four different identification setups and compares the identifiabilities of the setups. The speed controller comprises a simple P controller. The influence of the gain of the speed controller is investigated. A discrete polynomial model is estimated by using the ARX, IV and OE methods, which are compared based on the accuracies of the given estimates. Simulations reveal that the ARX method is insufficient for identifying a two-mass system when even slight measurement noise is present in the speed signal. The IV and OE methods give good results. Simulations show that the gain of the speed controller has a major effect on the identifiability of the system. Laboratory measurements confirm the success of the method based on discrete polynomial models. All four identification setups can be utilized to obtain reasonable parameter estimates. These results suggest that the developed method can be used in tasks such as the design of motion controllers in order to prevent harmful resonances in two-mass systems as well as to enhance dynamic accuracy.

Keywords: Two-mass model, identification, parameter estimation, electric drive, mechanics, flexible shaft, torsional oscillation

Esipuhe

Tämä diplomityö on tehty Aalto-yliopiston sähkötekniikan korkeakoulussa kevään 2011 aikana. Diplomityö on osa ABB Oy:n rahoittamaa tutkimusprojektia.

Työn valvojana toimi professori Jorma Luomi, jolle kuuluu kiitos hyödyllisistä korjausehdotuksista ja tieteellistä kirjoittamista koskevista neuvoista. Ohjaajani Seppo Saarakkala antoi työn edetessä paljon hyviä ehdotuksia ja auttoi laboratoriomittausten onnistumisessa. Työssä oleellisessa osassa oli Antti Alahäivälän kesällä 2010 kehittämä kaksimassajärjestelmän emulaattori. Myös dosentti Marko Hinkkanen teki työn kannalta merkittäviä ehdotuksia. Kiitokset vanhemmilleni työn oikolukemisesta.

Haluan kiittää kaikkia sähkökäyttöjen tutkimusryhmässä kolmen viime vuoden aikana työskennelleitä hyvästä työilmapiiristä.

Diplomi-insinöörin opintojeni ja diplomityöni aikana henkistä tukea tarjosi Heidi Mikkonen.

Otaniemi, 27.4.2011

Tuomo Leppinen

Sisältö

Tiivistelmä	ii
Tiivistelmä (englanniksi)	iii
Esipuhe	iv
Sisällysluettelo	v
Symbolit ja merkinnät	vii
1 Johdanto	1
2 Vääntömomentin ja nopeuden säätö sähkökäytössä	4
2.1 Sähkökäytön rakenne	4
2.2 Sähkömoottorien ohjaus ja säätö	5
2.2.1 Vääntömomentin säätö	6
2.2.2 Nopeuden säätö	6
3 Monimassajärjestelmät	8
3.1 Yksimassajärjestelmä	8
3.2 Kaksimassajärjestelmä	9
3.3 Kolmimassajärjestelmä	11
3.4 Monimassamallien hyödyntäminen	13
3.5 Mekaniikan epälineaarisuudet	15
4 Lineaarisen järjestelmän identifointi	17
4.1 Mallirakenteet lineaariselle järjestelmälle	17
4.1.1 Ei-parametroidut mallit	17
4.1.2 Diskreetit polynomimallit	18
4.1.3 Jatkuva-aikaiset mallit	20
4.1.4 Diskreetti- ja jatkuva-aikaisten mallien välinen yhteys	21
4.2 Herätesignaalin valinta	22
4.3 Identifioidun mallin validointi	23
5 Monimassajärjestelmien identifointi	25
5.1 Mahdollisia identifointimenetelmiä	25
5.1.1 Taajuusvastemenetelmät	25
5.1.2 Diskreettiaikainen identifointi	27
5.1.3 Suora jatkuva-aikainen identifointi	28
5.2 Herätesignaali todellisessa järjestelmässä	29
5.3 Näytteistysvalinta	29
5.4 Nopeuden mittaaminen ja suodatus	30
5.5 Vääntömomenttisäädön vaikutus identifointiin	30
5.6 Avoin ja suljettu järjestelmä	31
5.7 Ehdotettu menetelmä	34

6	Simulointitulokset eri identifiointimenetelmistä ja -tapauksista	38
6.1	ARX-, IV- ja OE-estimaattien vertailu eri lähtökohinan variansseilla .	39
6.2	P-säätimen vahvistuksen vaikutus identifiointiin	41
6.3	Yhteenveto simulointituloksista	43
7	Mittaustulokset kahdesta kaksimassajärjestelmästä	44
7.1	Kaksimassajärjestelmän emulaattori	44
7.2	Järjestelmän 1 identifiointi avoimessa silmukassa	46
7.3	Järjestelmän 1 identifiointi suljetussa silmukassa	48
7.4	Järjestelmän 2 identifiointi avoimessa ja suljetussa silmukassa	51
7.5	Ehdotetun menetelmän soveltuvuus identifiointiin	52
8	Johtopäätökset	54
	Lähdeluettelo	56
	Liite A: Käytetyt simulointimallit	59

Symbolit ja merkinnät

Latinalaiset

a_i, b_i, c_i	diskreettien suodattimien kertoimia
A, B, C	polynomisuodatinrakenteita
b	viskoosikitkan vaimennuskerroin
b_a	aktiivinen vaimennus
b_M	viskoosikitkan vaimennuskerroin moottorin puolella
b_L	viskoosikitkan vaimennuskerroin kuorman puolella
c	joustavan akselin vääntöjousivakio
$C(s)$	nopeussäätimen siirtofunktio
d	joustavan akselin vaimennuskerroin
e	valkoista kohinaa oleva häiriösignaali
f_{res}	resonanssitaajuus
f_{ares}	antiresonanssitaajuus
$G(s)$	yleinen jatkuva-aikainen siirtofunktio
$H(z)$	yleinen diskreettiaikainen pulssinsiirtofunktio
J_L, J_1, J_2	kuorman hitausmomentteja
J_M	moottorin hitausmomentti
J_{tot}	järjestelmän kokonaishitausmomentti
k	diskreetti ajanhetki
k_p	P-säätimen vahvistus
N	näytemäärä
$P(s)$	proessin (kaksimassajärjestelmän) siirtofunktio
q	ajan siirto-operaattori
s	Laplace-muuttuja
t	aika
T_a	akselilla vaikuttava vääntömomentti
T_e	sähkömagneettinen vääntömomentti
$T_{e,r}$	sähkömagneettisen vääntömomentin ohjearvo
T_{fr}	kitkavääntömomentti
T_L	kuormavääntömomentti
T_s	näytteistysaika
u	tulosignaali
V_J	kuorman ja moottorin hitausmomenttien suhde
W	selittäjämatrisin apumuuttujamodifikaatio
x	staattisen epälineaarisuuden lähtösignaali
y	lähtösignaali
z	diskreetin ajan z-muuttuja

Kreikkalaiset

α	nopeussäädön kaistanleveys
ε	jäännöstermi (residuaali)
$\hat{\theta}$	parametrivektori
$\theta_L, \theta_1, \theta_2$	kuorman akselien asentokulmia
θ_b	välyksen aiheuttama kuollut alue
θ_M	moottorin akselin asentokulma
σ_e^2	häiriökohinan varianssi
σ_u^2	herätteen varianssi
τ	viive
Φ	selittäjämatrissi
Φ_{uu}	autokorrelaatio
Φ_{uy}	ristikorrelaatio
χ	tehokkuuskerroin
ω_L	kuorman akselin kulmanopeus
ω_M	moottorin akselin kulmanopeus
ω_r	kulmanopeuden ohjearvo

Ensimmäistä aikaderivaattaa merkitään pisteellä muuttujan päällä. Toista aikaderivaattaa merkitään kahdella pisteellä. Parametrin estimaattia merkitään sirkumfleksilla, esim. \hat{J} . Vektoreita merkitään lihavoiduilla kirjaimilla. Matriisit on lisäksi kirjoitettu suurakkosilla. Matriisin transpoosia merkitään yläindeksillä T, esim. \mathbf{A}^T .

Lyhenteet

AR	autoregressive (-mallirakenne)
ARMAX	autoregressive moving average with external input (-mallirakenne)
ARX	autoregressive with external input (-mallirakenne)
DTC	direct torque control (suora käämivuon ja vääntömomentin säätö)
FFT	fast Fourier transform (nopea Fourier-muunnos)
IMC	internal model control
IV	instrumental variable (apumuuttuja)
LM	Levenberg-Marquardt (-algoritmi)
LPF	low-pass filter (alipäästösuodatin)
LS	least squares (pienin neliösumma)
OE	output error (-mallirakenne)
PE	prediction error (ennustusvirhe)
PI	proportional integral (-säädin)
PRBS	pseudo-random binary signal (pseudosatunnainen binäärisignaali)
PWM	pulse-width modulation (pulssinleveysmodulointi)
RBS	random binary signal (satunnainen binäärisignaali)
RLS	recursive least squares (rekursiivinen pienin neliösumma)
XOR	exclusive or (poissulkeva tai-operaatio)
ZOH	zero-order hold (nollannen kertaluvun pito)

1 Johdanto

Sähkömoottoreita käytetään lähes kaikkialla teollisuudessa, ja tulevaisuudessa niiden käyttökohteiden oletetaan jatkuvasti lisääntyvän muun muassa sähköautojen vuoksi. Monissa sovelluksissa, kuten pumpuissa ja puhaltimissa, ei dynaamisilla ominaisuuksilla ja säädön tarkkuudella ole juurikaan merkitystä. Toisaalta varsinkin tuotannossa ja robotiikassa on olemassa paljon servokäyttöjä, joissa hyvä tarkkuus, pieni herkkyys kuormituksen muutoksille ja nopea dynamiikka ovat oleellisia tekijöitä.

Moottorikäyttöjen nopeussäätö on perinteisesti toteutettu PI-säätimellä (proportional integral), jolla saadaan hyvä suorituskyky jäykän mekaanisen järjestelmän tapauksessa. Säädön suorituskykyä voivat kuitenkin heikentää monet mekaaniset ilmiöt, joita jäykän järjestelmän mallilla ja pelkällä PI-säätimellä ei voida huomioida. Yleisimpiä tällaisia ilmiöitä ovat resonanssit, epälineaarinen kitka ja vällys. Jos järjestelmän malli tunnetaan tarpeeksi tarkasti, voidaan ei-toivottuja mekaanisia ilmiöitä kompensoida. Lisäksi resonanssien herättämistä mekaanisessa järjestelmässä voidaan pyrkiä välttämään.

Järjestelmän mekaaninen malli voidaan usein riittävällä tarkkuudella esittää mallintamalla moottori, kuorma ja joustava akseli monimassajärjestelmänä. Joustavan akselin sijaan käytössä voi myös olla esimerkiksi joustava hihna. Muun muassa paperikonetta ja valssainta voidaan mallintaa kaksimassajärjestelmänä. Hissikäyttöä voidaan mallintaa kolmimassajärjestelmänä. Kirjallisuudessa esiintyy myös paljon robotiikan mallinnusta monimassajärjestelmillä.

Monimassajärjestelmämalleilla saadaan helposti selville vallitsevat resonanssitaajuudet. Moottorin puolelta tarkasteltuna on kaksimassajärjestelmällä sekä resonanssi- että antiresonanssitaajuus. Vastaavasti on kolmimassajärjestelmällä resonanssi- ja antiresonanssitaajuuksia kumpiakin kaksi. Jo kaksimassajärjestelmällä voidaan päästä hyvään mallinnustarkkuuteen, jos halutaan tunnistaa vain suurin värähtelymoodi. Lisäksi kolmimassajärjestelmä voidaan yksinkertaistaa kaksimassajärjestelmäksi, jos toinen resonanssitaajuuksista on niin suuri, että osaa järjestelmästä voidaan pitää jäykkänä.

Jos monimassajärjestelmän kertaluku ja parametrit tunnetaan, voidaan näitä tietoja hyödyntää liikkeenohjauksen säätimien virityksessä. Tällöin pyritään siihen, että järjestelmä seuraa nopeasti ja tarkasti ohjearvoaan eikä värähtele. Resonanssien herääminen sähkökäytöissä voi johtaa vaaratilanteisiin ja laitteistovaurioihin kuten akselin murtumiseen. Tämän vuoksi on monimassajärjestelmien tapauksessa tärkeää vaimentaa resonanssitaajuuden syöttämistä järjestelmään tai käyttää kehittyneempiä säätömenetelmiä. Näitä ratkaisuja varten tulee tuntea järjestelmän parametrit tai yksinkertaisimmillaan pelkät resonanssitaajuudet.

Järjestelmän parametrien identifiointiin on olemassa erilaisia lähestymistapoja. Usein kirjallisuudessa on määritetty järjestelmän taajuusvaste ja tämän pohjalta selvitetty vallitsevat resonanssi- ja antiresonanssitaajuudet tai sovitettu siirtofunktiomalli esimerkiksi minimoimalla virheen neliösummaa. Toinen suosittu lähestymistapa on sovittaa diskreetti- tai jatkuva-aikainen polynomimalli suoraan mittauksiloksiin.

Diskreettiaikaisten polynomimallien sovituksessa on kyse ARX-pohjaisista (autoregressive with external variable) menetelmistä. ARX-pohjaisten menetelmien tarkempaan mallirakenteen valintaan vaikuttaa se, mihin kohtaan järjestelmässä mitauskohina summautuu. Jos lähtösignaali on kohinainen, on tällöin odotettavissa että OE-malli (output error) identifioiduu ARX-mallia paremmin. Toisaalta esimerkiksi IV-menetelmässä (instrumental variable, apumuuttuja) kohinalle ei tarvitse tehdä mitään oletuksia. Kun diskreetti malli on identifioitu, voidaan se muuntaa jatkuva-aikaiseksi malliksi. Kun tätä verrataan monimassajärjestelmän matemaattiseen malliin, saadaan vertailun tuloksena järjestelmän parametrit.

Identifioinnin aikana käytössä oleva järjestelmä voi toimia avoimessa tai suljetussa silmukassa. Avoimen järjestelmän identifiointi on lähtökohdiltaan helpoin. Sitä ei voida kuitenkaan käyttää, jos halutaan tehdä ajonaikaista identifiointia ja säädintä ei voida kytkeä pois. Tällaisesta tapauksesta on esimerkkinä hissikäyttö, jossa identifiointi suoritetaan yhdessä toimintapisteessä ja paikkasäätimen tulee olla käytössä stabiiliuden takaamiseksi. Suljetun silmukan identifiointia voidaan hyödyntää myös, jos halutaan suorittaa identifiointi eri toimintapisteissä ja välttää nollanopeuden ympäristössä identifiointia haittaavat epälineaariset kitkailmiöt.

Ongelma monimassajärjestelmän identifioinnissa on sopivan menetelmän valinta. Jo pelkkä identifiointiteoria tarjoaa useita eri vaihtoehtoja mallin sovittamiseen. Mittauskohinan summautuminen järjestelmään ja sen vaikutus estimoitavaan malliin täytyy tuntea. Käytännön sovelluksesta riippuu, voidaanko identifiointi tehdä avoimessa silmukassa vai täytyykö käyttää säädintä. Jos käytössä on nopeussäädin, voidaan identifioinnissa käytetyt signaalit ottaa useista eri kohdista järjestelmää. Hyvien parametristimaattien saamiseksi tulee näiden valintojen vaikutus identifioitavuuteen selvittää.

Tässä työssä on tavoitteena muodostaa lineaariselle kaksimassajärjestelmälle identifiointimenetelmä, joka pohjautuu diskreetin polynomimallin sovittamiseen mitausdataan. Diskreetin polynomimallin hyötyjä ja haittoja verrataan kirjallisuudessa esitettyihin taajuustason menetelmiin. Työssä tutkitaan identifioinnin onnistumista ARX-, IV- ja OE-estimaateilla ja valitaan näistä soveltuvin. Kaksimassajärjestelmän malli identifioidaan avoimen ja suljetun silmukan tapauksissa. Käytössä on neljä erilaista identifiointijärjestelyä, joiden antamia parametristimaatteja verrataan toisiinsa. Suljetun silmukan järjestelmien tapauksissa nopeussäätimenä on käytössä yksinkertainen P-säädin, jonka vahvistuksen vaikutusta identifioitavuuteen tutkitaan. Tarkoituksena on selvittää, mitä nopeussäädettyä identifiointijärjestelyä kannattaa käyttää ja saadaanko sillä riittävän tarkat estimaatit avoimen silmukan tapaukseen verrattuna.

Työssä rajoitutaan mekaniikan parametrien identifiointiin järjestelmän käyttöönottilanteessa eli käytetään niin sanottua offline-identifiointia. Tällöin identifiointialgoritmien raskaus ei muodosta merkittävää ongelmaa. Identifiointimenetelmien vaatimaan laskentakapasiteettiin ei kiinnitetä erityistä huomiota. Epälineaarisia ilmiöitä ei huomioida identifioinnissa. Yksinkertaisen P-säätimen käyttö suljetussa silmukassa perustellaan sillä, että se on identifioitavuuden kannalta yksi pahimmista vaihtoehdoista. Lisäksi P-säädintä käytettäessä suljetun silmukan siirtofunktion kertaluku pysyy samana kuin avoimen silmukan järjestelmän.

Identifiointia varten tarvitaan hyvä suorituskyky vääntömomentin säädöltä, ja sen vuoksi käydään luvussa 2 läpi kolmivaihemoottorin säätömenetelmiä. Lisäksi kuvaillaan nopeuden säätösilmukan rakenne, jolla on merkitystä suljetun silmukan identifioinnin kannalta. Luvussa 3 selvitetään monimassajärjestelmien matemaattista taustaa ja kiinnitetään mallirakenne, jonka pohjalta identifiointi tapahtuu. Lisäksi luvussa 3 kerrotaan monimassamallien soveltamisesta säätörakenteissa sekä epälineaarisuuksien huomioinnista.

Luvussa 4 esitetään lineaarisen järjestelmän identifiointiin liittyvää teoriaa. Huomioitavia seikkoja ovat muun muassa mallirakenteen ja herätesignaalin valinta, mallin validointi sekä muunnokset diskreetin ja jatkuvan ajan mallien välillä.

Luvussa 5 esitellään aluksi aiempaa tutkimusta monimassajärjestelmien identifioinnin osalta. Luvussa käsitellään myös työssä käytettävään kaksimassajärjestelmän identifiointimenetelmään liittyviä käytännön seikkoja. Eräs tärkeä valinta on avoimen ja suljetun silmukan identifioinnin välillä. Luvun lopussa esitetään ehdotettu menetelmä lineaarisen kaksimassajärjestelmän identifiointiin.

Luvussa 6 verrataan simulointien avulla ARX-, IV- ja OE-estimaatteja, kun nopeudenmittaukseen summautuu häiriökohinaa. Lisäksi tutkitaan nopeussäätimen vahvistuksen vaikutusta suljetun silmukan identifiointiin. Luvussa 7 esitetään aluksi kaksimassajärjestelmän emulaattori, joka koostuu moottoriin jäykällä akselilla kytketystä kuormakoneesta. Emulaattorin avulla moottorin näkemä kuormitus muistuttaa kaksimassajärjestelmää. Laboratoriomittauksissa identifoidaan kahden emuloidun kaksimassajärjestelmän parametreja neljällä eri identifiointijärjestelyllä. Tulosten oikeellisuus varmistetaan askelvastekokeiden avulla.

2 Vääntömomentin ja nopeuden säätö sähkökäytössä

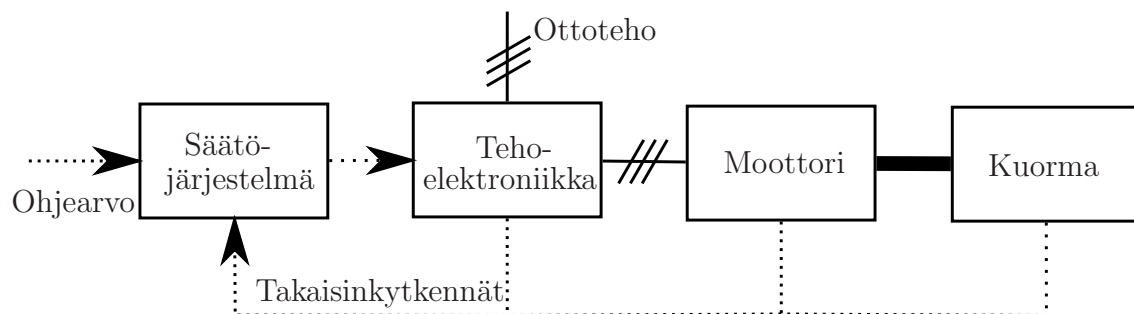
Nykyisissä sähkökäytöissä on mahdollista toteuttaa hyvin tarkka vääntömomentin ja nopeuden säätö. Liikkeenohjaussovelluksissa on käytössä myös paikkasäätö. Sähkökäyttö sisältää monia osia, jotka ovat yhteydessä toisiinsa. Aluksi tässä luvussa käsitellään sähkökäytön rakennetta. Sitten esitellään lyhyesti muutamia vääntömomentin säätömenetelmiä, ja lopuksi kuvaillaan vääntömomentin säädön päälle rakentuva nopeuden säätö. Sähkökäytön rakenteesta ja moottorisäädöstä on saatavilla lisätietoa esimerkiksi lähteistä (Harnefors 2003; Niiranen 1999).

Säätöjärjestelmän kuvauksessa keskitytään lähinnä kolmivaihemoottoreihin, mutta osa teoriasta pätee myös tasavirtamoottoreille. Paikkasäätö voitaisiin toteuttaa lisäämällä nopeus- ja vääntömomenttisäädön kaskadirakenteeseen kolmas säädin. Paikkasäätöä ei kuitenkaan käsitellä tässä työssä, koska yleensä se ei ole käytössä pyörivän mekaanisen järjestelmän identifioinnin aikana. Lineaarisen liikkeen tapauksessa voi olla kuitenkin syytä käyttää paikkasäädintä identifioinnin aikana, jos liikkumatila on rajoitettu.

2.1 Sähkökäytön rakenne

Sähkökäyttö koostuu kuvan 1 mukaisesti neljästä eri osasta. Säätöjärjestelmä pyrkii ohjaamaan tehoelektroniikkaa siten, että säätöjärjestelmään tulevaa ohjearvoa seurataan mahdollisimman tarkasti. Ohjearvona on tavallisesti asento, nopeus tai vääntömomentti. Tätä ohjearvoa verrataan signaaleihin, jotka saadaan takaisinkytkentöinä tehoelektroniikalta, moottorilta ja mahdollisesti kuormalta. Monesti kuorman puolella ei ole kuitenkaan minkäänlaista anturia, jolloin asento- ja nopeustieto saadaan vain moottorilta. Jos kyseessä ei ole servokäyttö, voi asento- ja nopeustieto joissain tapauksissa perustua estimointiin.

Tehoelektroniikan tarkoituksena on muokata jännitettä ja taajuutta säätöjärjestelmän ohjeiden mukaisesti. Yleensä käytössä on vaihtosuuntaaja, jolla syötetään kolmivaihemoottoria. Jos ottoteho saadaan vaihtojänniteverkosta, tulee vaihtojännite ensin tasasuunnata esimerkiksi diodisillalla. Yhdessä diodisilta ja vaihtosuuntaaja muodostavat jännitevälipiirillisen taajuusmuuttajan, joka on esitetty kuvassa

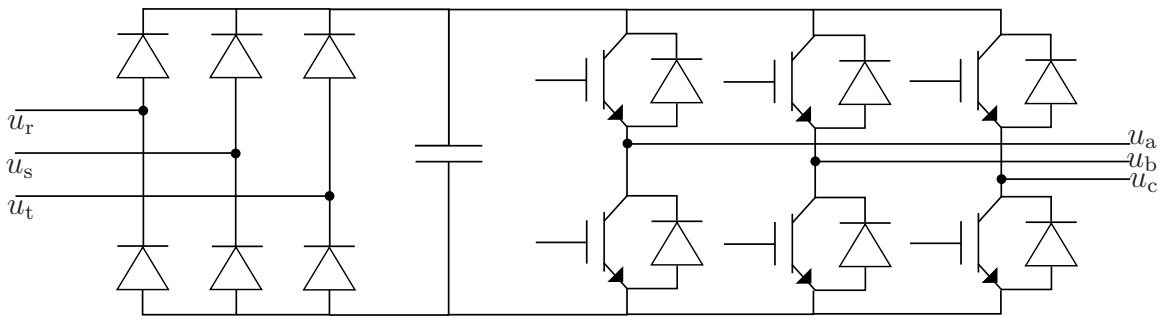


Kuva 1: Sähkökäytön osat

2. Välipiirissä on kondensaattori, joka pyrkii pitämään jännitteen tasaisena vaihtosuuntaajaa varten.

Kolmivaiheisessa vaihtosuuntaajassa on kuusi tehotransistoria, joita ohjataan hila-ajurin kautta joko pulssinleveysmoduloidulla (PWM, pulse-width modulation) signaalilla tai valitsemalla kullakin hetkellä haluttu jännitevektori. Tehotransistorien rinnalle on sijoitettu diodit, jotta loisivirta pääsee kulkemaan transistorien sammuttua. Kukin lähtöjännitteistä u_a , u_b ja u_c voi saada arvokseen välipiirin ylä- tai alakiskon jännitteen. Välipiirin jännite ja vaihtosuuntaajan lähtövirta voidaan mitata, jolloin näitä tietoja käytetään moottorin käämivuon ja mahdollisesti nopeuden estimointiin säätöjärjestelmässä.

Kolmivaihemoottoreista oikosulkumoottori on hyvin yleisesti käytetty. Muita vaihtoehtoja ovat esimerkiksi kestopagneettitahtikone ja sähköisesti magnetoitu tahtikone. Moottorissa on suuri induktanssi, joten virta on hyvällä tarkkuudella sini-muotoista, vaikka syöttöjännite onkin taajuusmuuttajaa käytettäessä pulssimuotoista. Tämän johdosta saadaan sähkökäytössä taajuusmuuttajalla aikaan vaativiinkin sovelluksiin riittävän tasainen vääntömomentti.



Kuva 2: Jännitevälipiirillinen taajuusmuuttaja

2.2 Sähkömoottorien ohjaus ja säätö

Yksinkertaisin tapa ohjata oikosulkumoottoria on käyttää skalaari- eli U/f -ohjausta, jossa jännitteen ja taajuuden suhde pidetään vakiona. Syöttötaajuutta kasvattamalla voidaan tällöin nostaa pyörimisnopeutta, joka asettuu jättämän takia hieman syöttötaajuutta vastaavaa tahtinopeutta alhaisemmaksi. Skalaariohjausta voidaan täydentää nopeustakaisinkytkennällä, jolloin kyseessä on skalaarisäätö. Menetelmä on yksinkertainen, ja sitä voidaan käyttää, jos dynaamisille ominaisuuksille ja tarkkuudelle ei aseteta suuria vaatimuksia. (Niiranen 1999, s. 82)

Erityisesti liikkeenohjauskäytöissä tarvitaan tarkkaa nopeuden ja vääntömomentin säätöä. Tällöin käytetään skalaarisäätöä monimutkaisempia rakenteita, joissa vääntömomentti- ja nopeussäätö muodostavat erilliset osansa. Nopeuden säätö voidaan rakentaa kaskadisilmukkana vääntömomentin säädön ympärille. Tarvittaessa kaskadirakenteeseen voidaan sisällyttää myös paikkasäädin. Kaskadisäätörakenteiden etuna on se, että kukin säädin voidaan suunnitella melko vapaasti toisistaan riippumatta ja ohjaussignaaleja on helppo tarvittaessa rajoittaa.

2.2.1 Vääntömomentin säätö

Nykyisissä sähkökäyttöissä vääntömomentin säätö perustuu tavallisesti joko roottorivuo-orientoituun vektorisäätöön tai suoraan käämivuon ja vääntömomentin säätöön (DTC, direct torque control). Vektorisäädön ajatuksena on jakaa staattorivirta kahteen komponenttiin, joista toisella ohjataan vuota ja toisella vääntömomenttia. Tällä menettelyllä saadaan vaihtosähkökoneen ohjaus muistuttamaan vierasmagnetoidun tasasähkökoneen ohjausta. Normaalisti virtakomponentteja säädetään PI-säätimillä, joilla saadaan aikaan nopea dynamiikka ilman pysyvän tilan virhettä.

DTC-menetelmän taustalla on vektorisäätö, mutta vääntömomentin ja käämivuon ohjauksessa käytetään kaksipistesäätöä. Tällöin ei tarvita lainkaan modulaattoria, joka esiintyy sekä skalaariohjauksessa että vektorisäädössä. Käämivuota säädetään valitsemalla kullakin hetkellä jokin kuudesta jännitevektorista tai kahdesta nollajännitevektorista, jolloin staattorivuo muuttuu valitun jännitevektorin suuntaan. Vääntömomentti määräytyy staattori- ja roottorivoiden suuruudesta ja niiden välisestä kulmasta. Monissa tapauksissa käytössä on taulukko, jonka pohjalta voidaan valita paras jännitevektori, kun tiedetään tuleeko vuota ja vääntömomenttia kasvattaa vai vähentää.

2.2.2 Nopeuden säätö

Yleensä nopeussäätimenä on käytössä PI-säädin, jota on havainnollistettu kuvassa 3 yhdessä yksimassamekaniikan kanssa. Kuormavääntömomentti T_L on oletettu kuormitushäiriöksi, joka summautuu sähköiseen vääntömomenttiin T_e . Jos vääntömomentin säätö on huomattavasti nopeussäätöä ja mekaniikkaa nopeampi, voidaan se jättää virityksessä huomiotta ja muodostaa nopeussäätösilmukasta siirtofunktio

$$\frac{\omega_M(s)}{\omega_r(s)} = \frac{k_p s + k_i}{J_{\text{tot}} s^2 + (b + k_p) s + k_i} \quad (1)$$

missä ω_M on moottorin kulmanopeus, ω_r kulmanopeuden ohjearvo, b viskoosikitkan vaimennuskerroin ja J_{tot} järjestelmän kokonaishitausmomentti. IMC-periaatteella (internal model control) voidaan johtaa viritysparametrit

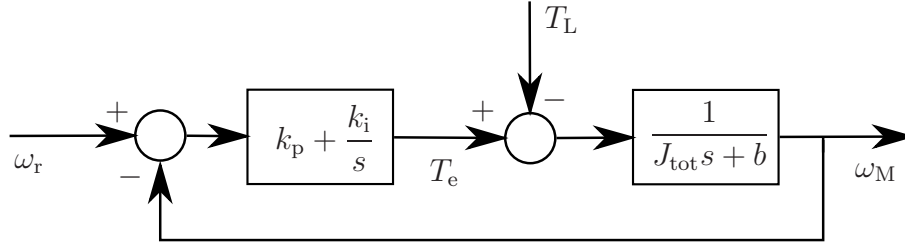
$$k_p = J_{\text{tot}} \alpha \quad (2a)$$

$$k_i = b \alpha \quad (2b)$$

missä α on nopeussäädön kaistanleveys. Sen arvoksi voidaan valita esimerkiksi kymmenesosa vääntömomenttisäädön kaistanleveydestä.

IMC-virityspäriaate voi johtaa huonoon kuormahäiriön sietokykyyn, sillä menetelmässä kumotaan siirtofunktion napoja nolilla (Zhou 2010). Jos vaimennuskerroin b on pieni, jää PI-säätimen integroivan osan vahvistus pieneksi. Tilannetta voidaan parantaa lisäämällä säädinrakenteeseen kuvan 4 mukaisesti aktiivinen vaimennus b_a , joka näennäisesti kasvattaa järjestelmän vaimennusta (Harnefors et al. 2001).

Aktiivisen vaimennuksen käyttäminen johtaa kahden vapausasteen säätörakenteeseen. Aktiivisen vaimennuksen arvo voidaan valita siten, että järjestelmän mekaniikkaa ja aktiivista vaimennusta kuvaavan osan kaistanleveys on yhtä suuri kuin



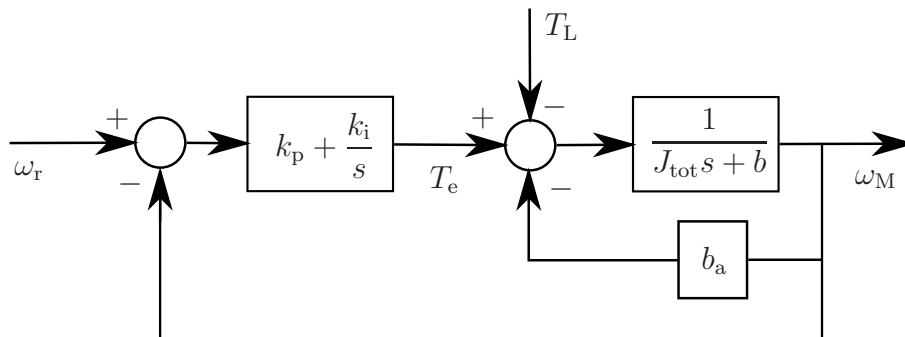
Kuva 3: Yksimassajärjestelmän PI-nopeussäädin

nopeussäädön kaistanleveys. Tällä valinnalla saadaan aktiiviselle vaimennukselle arvo $b_a = \alpha J_{\text{tot}} - b$, jolloin viritusehdoiksi muodostuu $k_p = \alpha J_{\text{tot}}$ ja $k_i = \alpha^2 J_{\text{tot}}$.

Nopeussäätimen lisäksi liikkeenohjaussovelluksissa on käytössä paikkasäädin. Paikkasäätimiksi saattaa riittää pelkkä P-säädin, sillä nopeussäädetty järjestelmä on paikkasäädön näkökulmasta luonteeltaan integroiva (nopeuden integraali on paikka). Jos halutaan seurata ajan mukana lineaarisesti muuttuvaa paikkaohjetta ilman pysyvän tilan virhettä, voi tällöin kuitenkin olla syytä käyttää PI-säädintä paikkasäätimenä.

Liikkeenohjauskäytöissä tyypillisesti hyödynnetään nopeuden ja kiihtyvyyden myötäkytkentöjä, joilla saadaan parannettua järjestelmän dynamiikkaa (Ellis 2004). Nopeuden ja kiihtyvyyden ohjearvot saadaan tällöin profiligeneraattorilta, joka laskee halutun liikeradan etukäteen. Myötäkytkentöjen käyttäminen tuo mukanaan lisää viritysparametreja, jolloin käyttöönotto monimutkaistuu. Lisäksi myötäkytkentöjä käytettäessä on mahdollista, että vasteessa tapahtuu ylitystä ohjearvoon nähden.

Edellä esitetyt säätörakenteet tuottavat monesti hyvän lopputuloksen, jos oletus yksimassajärjestelmästä pitää paikkansa. Monimassajärjestelmien tapauksessa perinteisiä säätörakenteita käytettäessä saattaa esiintyä resonanssi-ilmiö, joka huonontaa dynaamista käyttäytymistä. Jos tehdään käytönaikaista suljetun silmukan identifointia, on nopeussäätimen kuitenkin syytä olla yksinkertainen. Tällöin ei kompensoida tai vaimenneta tutkittavia mekaanisia ilmiöitä identifoinnin aikana pois. Monimassajärjestelmien säätömahdollisuuksia on lyhyesti kuvattu kohdassa 3.4, mutta niiden varsinainen soveltaminen on tämän työn ulkopuolella.



Kuva 4: Yksimassajärjestelmän PI-nopeussäädin aktiivisella vaimennuksella

3 Monimassajärjestelmät

Monimassajärjestelmillä voidaan mallintaa sekä pyöriviä että lineaariliikkeen mekaanisia järjestelmiä. Tässä työssä keskitytään lähinnä pyöriviin järjestelmiin, mutta vastaavia menetelmiä voidaan soveltaa myös lineaariliikkeelle. Pyöriviä hitausmassoja yhdistää akseli, jolla on jousivakio ja vaimennuskerroin. Joustavasta akselista johtuen järjestelmään syntyy vääntöväärähtelyitä, ja hitausmassojen hetkittäiset asennot ja nopeudet voivat poiketa toisistaan. Joustavan akselin sijaan käytössä voi myös olla esimerkiksi joustava hihna.

Monia teollisuuden sähkömoottorikäyttösovelluksia voidaan mallintaa monimassajärjestelmillä. Kirjallisuudessa on esimerkiksi tarkasteltu paperikone- ja valssauskäyttöjä kaksimassajärjestelminä (Valenzuela et al. 2005a,b) sekä teollisuusrobotti- ja hissikäyttöjä kolmimassajärjestelminä (Östring et al. 2003; Takeichi et al. 1996). Tavallisesti ei ole tarpeen mallintaa useampaa kuin kolmea hitausmassaa järjestelmään, ja useimmissa tapauksissa riittää pelkkä kaksimassajärjestelmä kuvaamaan suurinta värähtelymoodia.

Mekaanisten parametrien identifiointia varten tarvitaan monimassajärjestelmää matemaattinen malli. Identifiointimenetelmästä riippuen tämä voi olla esimerkiksi differentiaaliyhtälöryhmä, jatkuva- tai diskreettiaikainen siirtofunktio tai tilaesitys. Kun monimassajärjestelmästä mitatuista signaaleista on estimoitu oikeaa kertalukua oleva malli, voidaan estimoidun mallin kertoimia verrata matemaattiseen malliin ja ratkaista järjestelmän parametrit.

3.1 Yksimassajärjestelmä

Yksimassajärjestelmän lineaarisessa mallissa on vain kaksi parametria: järjestelmän kokonaishitausmomentti J_{tot} ja vaimennuskerroin b . Yksimassajärjestelmä voidaan siis ajatella erikoistapauksena kaksi- tai kolmimassajärjestelmästä, jossa osa parametreista on nolli. Usein mekaniikan malleissa jätetään epälineaariset kitkailmiöt huomiotta ja viskoosikitkan aiheuttama hidastava vääntömomentti mallinnetaan lineaarisena funktiona kulmanopeudesta $T_{\text{fr}} = b\omega_{\text{M}}$. Differentiaaliyhtälöksi saadaan

$$J_{\text{tot}}\ddot{\theta}_{\text{M}} + b\dot{\theta}_{\text{M}} = T_{\text{e}} - T_{\text{L}} \quad (3)$$

missä θ_{M} on moottorin asentokulma, T_{e} sähkömagneettinen vääntömomentti ja T_{L} kuormamomentti. Parametrien identifioinnissa voidaan kuormamomentti joko olettaa nolllaksi tai poistaa sen vaikutus mittaustuloksista jälkikäteen. Laplace-tasossa sähkömagneettisen vääntömomentin vaikutusta kulmanopeuteen kuvaa siirtofunktio

$$\frac{\omega_{\text{M}}(s)}{T_{\text{e}}(s)} = \frac{1}{J_{\text{tot}}s + b} \quad (4)$$

Yksimassajärjestelmän parametrit voidaan yksinkertaisimmillaan määrittää kiihtyvyy- ja hidastuvuuskoekilla. Hitausmomentti saadaan liikeyhtälöstä, kun tiedetään kiihdyttävä ja jarruttava sähkömagneettinen vääntömomentti. Kitkan vaikutus voidaan kohtuullisen tarkasti eliminoida ottamalla keskiarvo kiihtyvyy- ja

hidastuvuuskokeiden avulla saaduista tuloksista. Vaimennuskertoimen arvo saadaan sovittamalla hidastuvuuskokeesta saatuun nopeuskuvaajaan vaimeneva eksponenttikäyrä, jonka aikavakio on b/J_{tot} . Parametrien määrittäminen voi perustua myös stokastisten herätesignaalien käyttöön, jolloin muodostetaan diskreetti- tai jatkuva-aikainen malli tulo- ja lähtösignaalien väliselle käyttäytymiselle.

3.2 Kaksimassajärjestelmä

Kaksimassajärjestelmässä oletetaan moottorin olevan joustavan akselin välityksellä kytkettynä kuormaan. Tällöin järjestelmässä on moottorin ja kuorman hitausmomentit J_M ja J_L , akselin vääntöjousivakio c ja akselin vaimennuskerroin d . Lisäksi voidaan mallintaa viskoosikitkan tuoma vaimennus, joka jaetaan moottorin puolen vaimennukseen b_M ja kuorman puolen vaimennukseen b_L . Kaksimassajärjestelmää on havainnollistettu kuvassa 5, jossa on kaksi vaimennettua hitausmassaa sekä näiden välinen joustava akseli.

Myös kaksimassajärjestelmän mallissa jätetään monesti epälineaariset kitkailmiöt huomiotta, jolloin liikettä vastustava vääntömomentti on lineaarinen funktio kulmanopeudesta. Kaksimassajärjestelmässä voi lisäksi olla välystä epälineaarisena ilmiönä, mutta yksinkertaisessa mallissa senkin vaikutus oletetaan pieneksi. Nämä oletukset eivät kuitenkaan aiheuta suurta virhettä, sillä resonanssien kannalta hitausmomenttien ja jousivakion vaikutus on huomattavasti suurempi.

Näillä oletuksilla voidaan kaksimassajärjestelmästä muodostaa yhtälöt

$$J_M \ddot{\theta}_M = T_e - T_a - b_M \dot{\theta}_M \quad (5a)$$

$$J_L \ddot{\theta}_L = T_a - T_L - b_L \dot{\theta}_L \quad (5b)$$

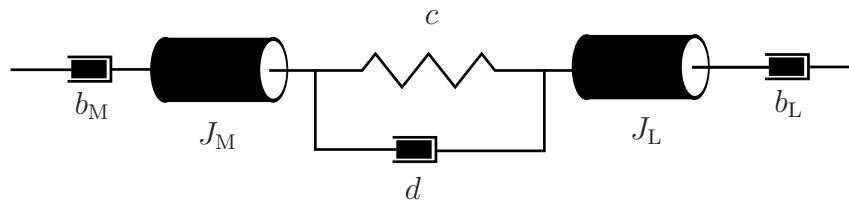
$$T_a = c(\theta_M - \theta_L) + d(\dot{\theta}_M - \dot{\theta}_L) \quad (5c)$$

missä T_a on vääntömomentti akselilla ja θ_L kuorman asentokulma. Siirtofunktioksi sähkömagneettisesta vääntömomentista T_e moottorin kulmanopeuteen ω_M muodostuu

$$\frac{\omega_M(s)}{T_e(s)} = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (6)$$

missä polynomit $B(s)$ ja $A(s)$ ovat

$$\begin{aligned} B(s) &= J_L s^2 + (d + b_L)s + c \\ A(s) &= J_M J_L s^3 + (J_M d + J_L d + J_L b_M + J_M b_L)s^2 \\ &\quad + (J_M c + J_L c + d b_M + d b_L + b_M b_L)s + c(b_M + b_L) \end{aligned}$$



Kuva 5: Kaksimassajärjestelmä

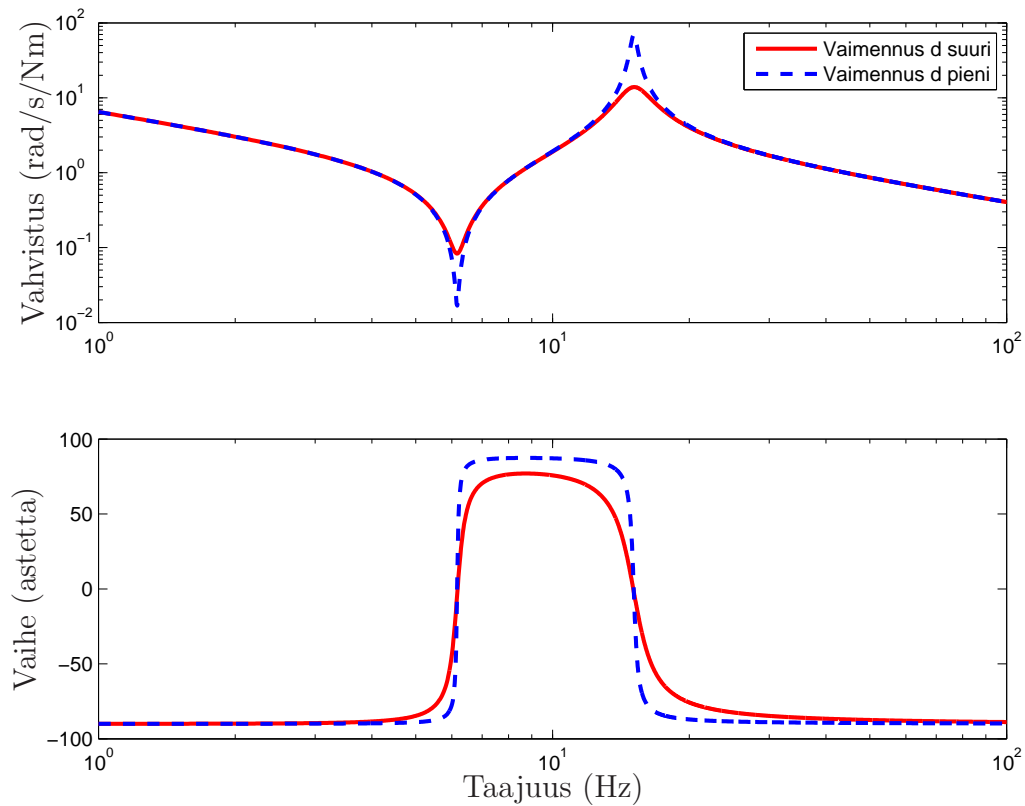
Tyypillisesti vaimennustermien b_M , b_L ja d arvot ovat pieniä. Tällöin saadaan resonanssi- ja antiresonanssitaajuuksille approksimaatiot (Ellis ja Lorenz 2000)

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{c \frac{J_M + J_L}{J_M J_L}} \quad (7a)$$

$$f_{\text{ares}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{c}{J_L}} \quad (7b)$$

joiden avulla saadaan hyvä käsitys siitä, minkä taajuuksien käyttöä järjestelmässä tulee välttää. Suurilla resonanssitaaajuuden arvoilla kaksimassamalli voidaan yksinkertaistaa yksimassamalliksi ilman että dynamiikassa on nähtävissä merkittäviä muutoksia (Guo et al. 2002).

Vaikka vaimennustermit eivät juurikaan vaikuta resonanssi- ja antiresonanssitaajuuksien sijaintiin, muuttavat ne kuitenkin vahvistusta näillä taajuuksilla. Kuvassa 6 on esitetty kaksimassajärjestelmän taajuusvaste sähkömagneettisesta vääntömomentista moottorin kulmanopeuteen kahdella eri vaimennuksen d arvolla. Taajuusvasteesta on nähtävissä antiresonanssi- ja resonanssihuiput sekä näiden pienentyminen akselin vaimennuskertoimen kasvaessa.



Kuva 6: Taajuusvaste sähkömagneettisesta vääntömomentista moottorin kulmanopeuteen eräissä kaksimassajärjestelmissä

Jos moottorin ja kuorman viskoosikitkan vaimennuskertoimia b_M ja b_L ei ole tarve mallintaa, voidaan siirtofunktio (6) yksinkertaistaa muotoon

$$\frac{\omega_M(s)}{T_e(s)} = \frac{1}{s} \frac{J_L s^2 + ds + c}{J_M J_L s^2 + d(J_M + J_L)s + c(J_M + J_L)} \quad (8)$$

jolloin mallissa on mukana ideaalinen integraattori. Tällöin estimoitavien parametrien määrä vähenee ja estimaatista tulee tehokkaampi. Kirjallisuudessa esiintyvissä identifiointiratkaisuissa on pääasiassa käytetty tällaista yksinkertaistettua mallia.

Kuorman ja moottorin hitausmomentin suhde

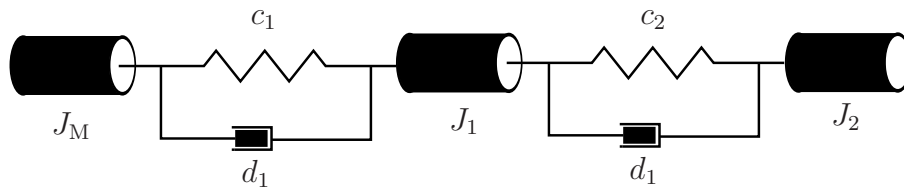
$$V_J = \frac{J_L}{J_M} \quad (9)$$

on monissa tapauksissa hyödyllinen suure. Beineke et al. (1997) toteavat, että pienillä suhteen V_J arvoilla kaksimassajärjestelmän identifiointi vaikeutuu merkittävästi, jos mitattu signaali on kulmanopeus moottorin puolelta. Tämä johtuu siitä, että suurella moottorin hitausmomentilla sähkömagneettinen vääntömomentti aiheuttaa vähemmän muutoksia moottorin kulmanopeuteen. Lisäksi suuri moottorin hitausmomentti vaimentaa kaksimassajärjestelmän ilmiöiden näkymistä moottorin kulmanopeudessa. Käytännön järjestelmissä kuorman hitausmomentti on identifioinnin kannalta onneksi lähes aina huomattavasti moottorin hitausmomenttia suurempi.

Lineaarisia kaksimassamalleja voidaan käyttää myös sellaisten järjestelmien mallintamiseen, joissa on todellisuudessa useampia resonanssitajuuksia. Tällöin kaksimassamallilla kuvataan vain merkittävin tai alhaisin resonanssitajuus, jolloin esimerkiksi nopeussäätimen kaista osataan katkaista oikeassa kohdassa korkeampien resonanssien välttämiseksi. Lisätietoa vääntövärähtelyistä ja erityisesti kaksimassamallista on saatavilla muun muassa lähteestä (Niiranen 1999, s. 56 – 60).

3.3 Kolmimassajärjestelmä

Kolmimassajärjestelmässä on moottorin hitausmassan lisäksi hitausmassat 1 ja 2, joiden hitausmomentit ovat J_1 ja J_2 . Hitausmassat on kytketty kahden joustavan akselin välityksellä peräkkäin toisiinsa kuvan 7 mukaisesti. Kolmimassajärjestelmää käytetään, kun halutaan mallintaa useampaa resonanssitajuutta kuin mihin kaksimassajärjestelmällä pystytään.



Kuva 7: Kolmimassajärjestelmä

Jos viskoosikitkan vaimennukset jätetään huomiotta, saadaan järjestelmän differentiaaliyhtälöiksi

$$J_M \ddot{\theta}_M = T_e - T_{a1} \quad (10a)$$

$$J_1 \ddot{\theta}_1 = T_{a1} - T_{a2} \quad (10b)$$

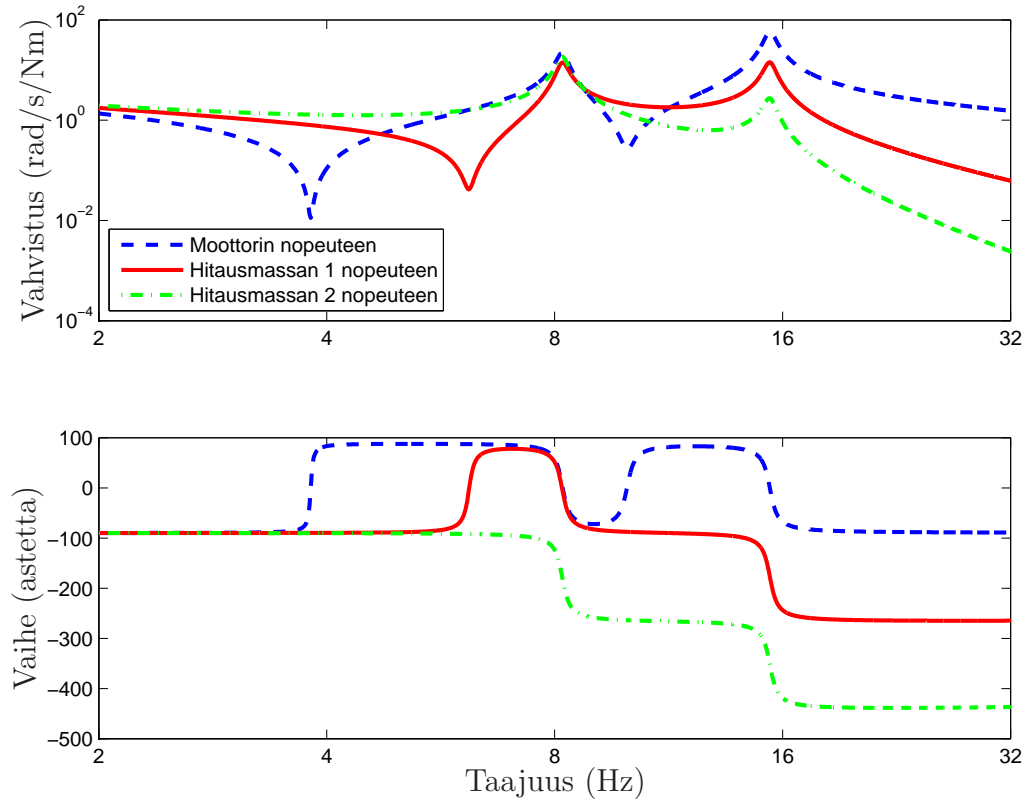
$$J_2 \ddot{\theta}_2 = T_{a2} - T_L \quad (10c)$$

$$T_{a1} = c_1(\theta_M - \theta_1) + d_1(\dot{\theta}_M - \dot{\theta}_1) \quad (10d)$$

$$T_{a2} = c_2(\theta_1 - \theta_2) + d_2(\dot{\theta}_1 - \dot{\theta}_2) \quad (10e)$$

missä esiintyy vääntöjousivakioita ja vaimennuksia kahdelle akselille. Kolmimassajärjestelmän siirtofunktio on huomattavasti monimutkaisempi kuin kaksimassajärjestelmän. Se on esitetty esimerkiksi lähteessä (Villwock ja Pacas 2008).

Jos tarkastellaan kolmimassajärjestelmän taajuusvastetta sähkömagneettisesta vääntömomentista moottorin kulmanopeuteen, esiintyy siinä kaksi resonanssihuippua ja kaksi antiresonanssiuoppaa kuvan 8 mukaisesti. Taajuusvastetta keskimäisen hitausmassan kulmanopeuteen tarkasteltuna nähdään, että antiresonanssitaajuuksia on vain yksi. Oikeanpuolimmaisena hitausmassaan tarkasteltuna antiresonanssitaajuutta ei ole lainkaan.



Kuva 8: Taajuusvaste sähkömagneettisesta vääntömomentista moottorin, hitausmassan 1 ja hitausmassan 2 kulmanopeuksiin eräällä kolmimassajärjestelmällä

Kolmimassajärjestelmässä voi moottorin hitausmassa sijaita myös kahden kuorimahitauksen välissä. Esimerkiksi moni nostokäyttö on luonnostaan tällainen, kun toinen hitausmassa on hyötykuorma ja toinen vastapaino. Tällöin tulee yhtälöt (10) muuttaa vastaamaan kyseistä tilannetta.

3.4 Monimassamallien hyödyntäminen

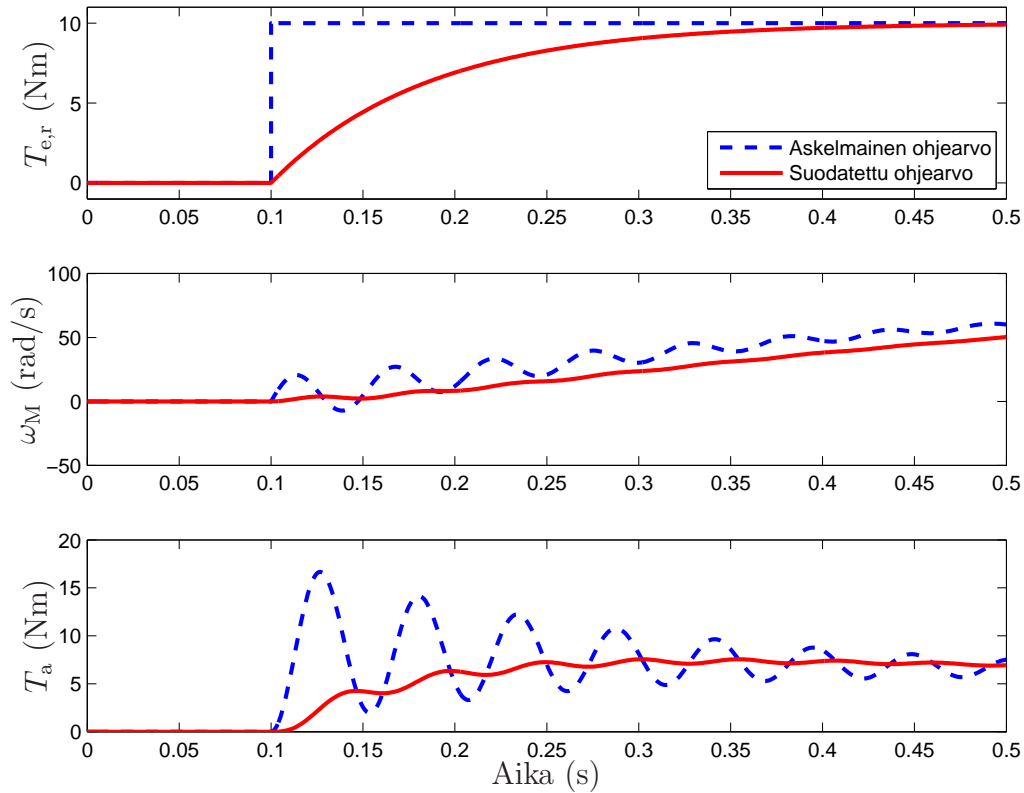
Tietoa monimassajärjestelmän parametreista tarvitaan, jos halutaan suunnitella järjestelmälle säädin, joka pienentää resonanssi-ilmiötä. Resonanssin vaimennusmenetelmät voidaan jakaa passiivisiin ja aktiivisiin menetelmiin (Pacas et al. 2000). Passiivisiin menetelmiin kuuluvat erilaiset suodattimet, kun taas aktiivisia menetelmiä ovat muun muassa kehittyneet säätörakenteet, joilla saadaan värähtely vaimennettua ilman dynamiikan merkittävää hidastumista.

Yksinkertainen passiivinen menetelmä on käyttää alipäästö- tai kaistanestosuodatinta (Ellis ja Lorenz 2000), jolloin vahvistusta resonanssitaajuudella oleellisesti pienennetään. Tällainen suodatin voidaan asettaa nopeussäätimen lähtöön. Vaikka menetelmä on yksinkertainen, tulee tällöinkin tuntee monimassajärjestelmästä vähintään resonanssitaajuus.

Kuvassa 9 on esimerkki resonanssi-ilmiöstä, kun kaksimassajärjestelmälle annetaan askelmainen vääntömomentti $T_{e,r}$. Resonanssin takia moottorin kulmanopeus ω_M värähtelee ja käy myös negatiivisella puolella. Tämä aiheuttaa suurta rasi- tusta akselille, mikä nähdään akselilla vaikuttavasta vääntömomentista T_a . Toisessa käyrässä on vääntömomentti suodatettu ensimmäisen kertaluvun alipäästösuo- dattimella, jonka kaistanleveys on noin kymmenesosa resonanssitaajuudesta. Tämän seurauksena resonanssitaajuuden syöttäminen järjestelmään vähenee huomattavas- ti. Nähdään, että nopeuden värähtelyä ja akselin rasi- tusta saadaan merkittävästi pienennettyä, mutta dynamiikan hidastumisen kustannuksella.

Kaksimassajärjestelmän nopeussäätö voi perustua perinteiseen PI-säätimeen, jo- ka viritetään vaimentamaan värähtelyjä. Zhang ja Furusho (2000) ovat tarkastelleet modifioitua PI-säätimen viritystä käyttäen napojen asettelua. Jos kuorman hitaus- momentti J_L on moottorin hitausmomenttia J_M pienempi, on järjestelmä alivai- mennettu. Tällöin vaimennusta voidaan parantaa lisäämällä PI-säätimeen derivoiva D-termi, joka vastaa Ellisin ja Lorenzin (2000) ehdottamaa järjestelmän hitausmo- mentin näennäistä lisäämistä kiihtyvyydestä kiihtyvyydestä kiihtyvyydestä. Tällä tavalla saadaan vähenettyä järjestelmän herkkyyttä mekaaniselle resonanssille. Vastaavasti voidaan näennäisesti lisätä akselin vaimennusta d , jolloin muodostuu aktiivinen resonanssin vaimennus.

Thomsen et al. (2010) toteavat PI-säädinratkaisun olevan riittämätön dynamiikan rajoitusten takia, ellei takaisinkytkentänä saada muita tiloja kuin moottorin kulmanopeus. Ratkaisu tähän on tilatakaisinkytkennän käyttäminen. Tilasäätimellä on teoriassa mahdollista valita järjestelmän dynamiikka vapaasti.



Kuva 9: Kaksimassajärjestelmän moottorin kulmanopeus ja akselilla vaikuttava vääntömomenti, kun järjestelmää on herätetty askelmaisella tai suodatetulla vääntömomenttiohjeella

Tarkempi monimassajärjestelmien säädön vertailu on tämän työn ulkopuolella. Tarvittaessa kirjallisuudesta on löydettävissä paljon monimassajärjestelmien säädön tutkimusta. Esimerkiksi Ellis ja Lorenz (2000) esittävät seitsemän eri menetelmää ja Thomsen et al. (2010) vertaavat kolmea eri säätöjärjestelmää. Jokinen (2010) käyttää aktiivisia ja passiivisia värähtelyn vaimennusmenetelmiä lineaariliikettä toteuttavan hammashihnakäytön tapauksessa. Kehittyneitä säätöjärjestelmiä varten tulee tuntea ainakin osa järjestelmän parametreista, joten tarve hyvälle parametrien identifointimenetelmälle on siis perusteltu.

3.5 Mekaniikan epälineaarisuudet

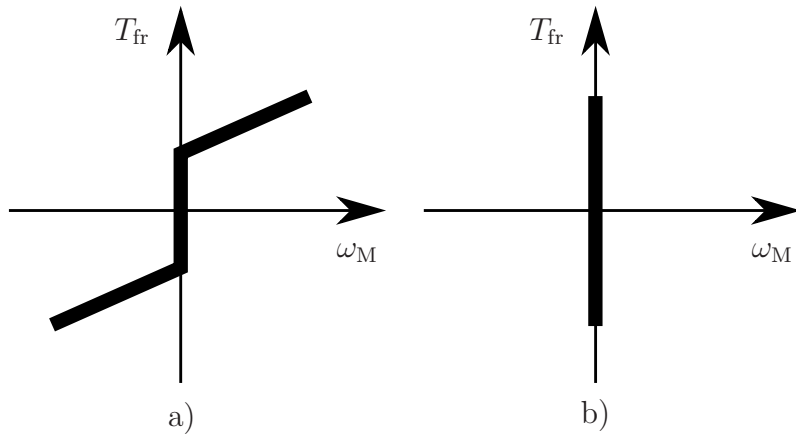
Monimassajärjestelmissä esiintyy useita epälineaarisia ilmiöitä, jotka saattavat häiritä lineaarisena järjestelmänä mallinnettavan systeemin identifiointia. Nollanopeuden ympäristössä ovat liike- ja lepokitkan aiheuttamat ilmiöt selvästi epälineaarisia. Lisäksi suuremmillakin nopeuksilla on nopeuden funktiona muuttuva kitkan aiheuttama vääntömomentti epälineaarinen. Linearisessa mallissa kuitenkin mallinnetaan kitka suoraan verrannollisena nopeuteen, jolloin käytetään vaimennuskerrointa b . Oletus pätee hyvin, jos suurin osa vaimennuksesta aiheutuu voideltujen laakerien viskoosikitkasta.

Coulombin kitkamalli on yksinkertainen, mutta erittäin epälineaarinen. Siinä oletetaan, että nopeuden etumerkistä riippuen on olemassa vakiosuuruinen kitkamomentti

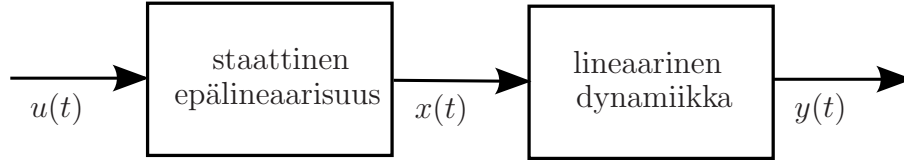
$$T_{\text{fr}}(\omega_M) = \begin{cases} \beta & \text{kun } \omega_M > 0 \\ 0 & \text{kun } \omega_M = 0 \\ -\beta & \text{kun } \omega_M < 0 \end{cases} \quad (11)$$

missä β on kitkan suuruutta kuvaava vakio. Monesti tämän mallin antamaan kitkamomenttiin summataan myös nopeudesta riippuva viskoosikitka, jolloin yhteisvaikutus voidaan esittää kuvan 10a tapaan. Tällainen kitka esiintyy erityisesti monissa lineaariliikkeen järjestelmissä. Nollanopeudesta liikkeelle lähtöä vaikeuttaa kuvan 10b mukainen lepokitka.

Kara ja Eker (2003) mallintavat kitkailmiöitä staattisena epälineaarisuutena. Tällöin voidaan käyttää Hammersteinin mallirakennetta, jossa on kuvan 11 mukaisesti ensin staattinen epälineaarinen osa tulosta signaalille ja perässä dynaaminen lineaarinen osa. Jos staattinen epälineaarisuus on lähdön puolella, kutsutaan rakennetta Wiener-malliksi.



Kuva 10: a) Coulombin kitka + viskoosikitka b) lepokitka



Kuva 11: Hammersteinin malli epälineaarisuuksille

Yksinkertaisimmillaan staattista epälineaarisuutta kuvaa muotoa

$$x(t) = \gamma_1 u(t) + \gamma_2 u^2(t) + \dots + \gamma_n u^n(t) \quad (12)$$

oleva polynomifunktio, jossa γ -termit ovat polynomin kertoimia. Epälineaarisuuden erottaminen muusta järjestelmästä mahdollistaa tavallisten lineaaristen identifiointimenetelmien käytön.

Toinen usein esiintyvä epälineaarisuus on esimerkiksi vaihteiden hammasrattaisissa oleva välitys, joka kasvaa ajan myötä vaihteiston kuluessa. Välitys aiheuttaa muutostilanteissa eräänlaisen kuolleen alueen. Tällöin moottori ja kuorma käyttäytyvät hetken ajan kuin niitä ei olisi yhdistetty toisiinsa. Tämä epälineaarinen ilmiö voidaan kuvata vaihtamalla käytettävää rakennetta kytkennän mukaan, jolloin akselilla vaikuttava vääntömomentti saa muodon (Villwock ja Pacas 2006)

$$T_a = \begin{cases} c(\theta_M - \theta_L - \theta_b) + d(\dot{\theta}_M - \dot{\theta}_L) & \text{kun } \theta_M - \theta_L > \theta_b \\ 0 & \text{kun } -\theta_b \leq \theta_M - \theta_L \leq \theta_b \\ c(\theta_M - \theta_L + \theta_b) + d(\dot{\theta}_M - \dot{\theta}_L) & \text{kun } \theta_M - \theta_L < -\theta_b \end{cases} \quad (13)$$

missä θ_b on kuollut alue kulmana. Kuolleen alueen suuruus on mahdollista määrittää käyttäen moottorin puolen nopeudenmittausta esimerkiksi Villwockin ja Pacasin (2006) esittämällä menetelmällä.

4 Lineaarisen järjestelmän identifiointi

Järjestelmien identifiointi voidaan jakaa kolmeen erilaiseen tehtävätyyppiin: black box, gray box ja white box -mallintamiseen. White box -mallintamisessa ei tarvita kokeellista dataa lainkaan, sillä prosessin malli ja parametrit voidaan päätellä fyysisen peruseräiläisten. Gray box -mallintamisessa tunnetaan mallirakenne, mutta parametrit tulee sovittaa kokeellisen datan perusteella. Black box -mallintamisessa ei tunneta edes mallirakennetta, joten se on haastavin tehtävätyyppi mallinnuksessa. Monimassajärjestelmien tapauksessa mallirakenne voidaan kiinnittää esimerkiksi kaksi- tai kolmimassajärjestelmän siirtofunktioon, jolloin kyseessä on gray box -mallintaminen.

Tämän luvun alussa esitetään lineaaristen järjestelmien malleja ja näiden identifiointia lähteen (Ljung 1999) pohjalta. Erityisesti keskitytään diskreettiaikaisiin polynomimalleihin, joita työssä myöhemmin hyödynnetään. Identifiointin onnistumisen kannalta herätesignaalin valinta on merkittävä tekijä, joten sitä käsitellään erikseen. Lisäksi identifiointiprosessiin kuuluu mallin validointi, jonka avulla voidaan varmistaa, että malli kuvaa todellista järjestelmää riittävän hyvin.

4.1 Mallirakenteet lineaariselle järjestelmälle

Lineaarista järjestelmää kuvaavat mallit jaetaan ei-parametroituihin ja parametroituihin malleihin. Kummatkin mallityypit voivat esittää järjestelmää joko diskreettissä tai jatkuvassa aikatasossa. Seuraavaksi esitellään yleisimmin käytettyjä mallityyppejä ja tarkastellaan eri aikatasojen välisiä muunnoksia.

4.1.1 Ei-parametroitut mallit

Ei-parametroitut mallit esitetään tavallisesti kuvaajana taajuuden, ajan tai viiveen funktiona. Käyrämuoto tunnetaan mittauksen perusteella, mutta ei välttämättä tiedetä esimerkiksi siirtofunktio- tai muotoista mallia prosessista, joka on tuottanut kyseisen käyrän. Järjestelmän parametrien identifiointi voi perustua esimerkiksi siihen, että matemaattinen malli sovitetaan vastaamaan mitattua taajuusvastetta.

Tyypillisin lineaarisen järjestelmän ei-parametroitu malli on Bode diagrammi. Se kuvaa järjestelmän taajuusvasteen sekä amplitudin että vaiheen osalta. Tavallisesti se määritetään syöttämällä sinisignaalia useilla eri taajuuksilla eli tekemällä niin sanottu taajuuspyyhkäisy, jonka jälkeen mitataan vahvistus ja vaihesiirto tulon ja lähdön väliltä. Herätteenä voidaan käyttää myös valkoista kohinaa, joka sisältää kaikkia taajuuksia. Taajuusvaste saadaan tällöin tuotettua signaalinkäsittelyteorian avulla.

Muita hyödyllisiä ei-parametroituja malleja ovat auto- ja ristikorrelaatio. Autokorrelaatio

$$\Phi_{uu}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u(k)u(k + \tau) \quad (14)$$

kuvaa signaalin u korrelaatiota itsensä kanssa eri ajanhetkillä k . Sitä käytetään selvittämään, toistaako signaali itseään viiveen τ välein. Valkoisen kohinan tulisi olla täysin satunnaista, jolloin kahdella eri ajanhetkellä korrelaatio on nolla ja ainoastaan viiveen arvolla 0 näkyy autokorrelaatioissa piikki. Autokorrelaation avulla voidaan siis varmistaa, että esimerkiksi identifioinnissa käytetty herätesignaali on valkoista kohinaa.

Ristikorrelaatio

$$\Phi_{uy}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u(k)y(k+\tau) \quad (15)$$

kertoo, miten kaksi eri signaalia korreloivat eri viiveen arvoilla. Sen avulla voidaan selvittää liittyvätkö signaalit ylipäätään toisiinsa ja onko niiden välille mahdollista identifioida jokin malli. Lisäksi ristikorrelaation avulla voidaan määrittää prosessin kuollut aika eli viive etsimällä ensimmäinen nollasta merkittävästi poikkeava arvo.

4.1.2 Diskreetit polynomimallit

Parametroituja malleja käytetään gray box -tyyppisessä identifioinnissa, jossa tunnetaan mallirakenne ja halutaan estimoida sopivat parametrit. Parametroitut mallit ovat tyypillisesti joko diskreetti- tai jatkuva-aikaisia polynomimalleja tai tilaesitysmalleja. Näistä käsitellään erityisesti diskreettiaikaisia polynomimalleja, sillä niiden avulla voidaan johtaa myös jatkuva-aikainen malli. Tämänkaltainen identifointi kannattaa yleensä ottaa lähtökohdaksi (Ljung 2010).

Diskreetit polynomimallit koostuvat digitaalisista suodatinrakenteista, joihin oletetaan summautuvan valkoinen kohinasignaali joko suoraan tai jonkin suodattimen läpi. Yksinkertaisin diskreetti polynomimalli on ARX-malli (autoregressive with external input), joka on esitetty kuvassa 12. Siinä esiintyvät polynomit

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_{n_a}q^{-n_a} \quad (16)$$

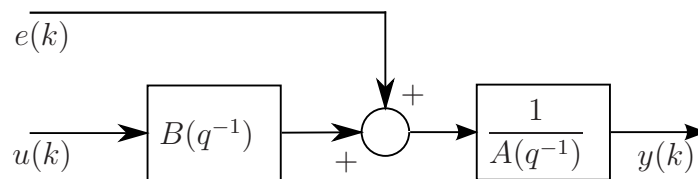
ja

$$B(q^{-1}) = b_1q^{-1} + \dots + b_{n_b}q^{-n_b} \quad (17)$$

missä a_i ja b_i ($i \in \mathbb{Z}^+$) ovat suodattimien parametreja sekä n_a ja n_b ovat suodattimien kertaluvut.

ARX-mallin tulon ja lähdön välistä käyttäytymistä kuvaa differenssiyhtälö

$$\begin{aligned} y(k) + a_1y(k-1) + \dots + a_{n_a}y(k-n_a) \\ = b_1u(k-1) + \dots + b_{n_b}u(k-n_b) + e(k) \end{aligned} \quad (18)$$



Kuva 12: ARX-mallirakenne

missä $u(k)$ on tulosignaali, $y(k)$ lähtösignaali ja $e(k)$ valkoinen kohinasignaali. Yhtälöstä on nähtävissä, että ARX-mallissa ei ole kohinalle minkäänlaista suodatinta. Kohinan oletetaan siis olevan valkoista, ja jos tämä oletus ei päde, saadaan ARX-mallille harhaiset estimaatit. ARX-mallin parametrien laskeminen on lineaarinen regressio-ongelma, jolle on olemassa yksikäsitteinen ratkaisu käyttämällä pienimmän neliösumman menetelmää (LS, least squares). Pienimmän neliösumman estimaatti voidaan laskea käyttäen yhtälöä

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = (\boldsymbol{\Phi}^T \boldsymbol{\Phi})^{-1} \boldsymbol{\Phi}^T \mathbf{y} \quad (19)$$

missä esiintyy parametrivektori

$$\boldsymbol{\theta}^T = [a_1 \dots a_{n_a} \mid b_1 \dots b_{n_b}] \quad (20)$$

sekä selittäjämatrissiin $\boldsymbol{\Phi}$ koottuna menneen ajan tulo- ja lähtönäytteet, joilla ARX-mallin avulla selitetään tulevan ajan lähtösignaalivektoria \mathbf{y} . Pienimmän neliösumman estimaatille on olemassa myös rekursiivisia algoritmeja, jotka sopivat erityisesti aikavarianttien järjestelmien parametrien käytönaikaiseen identifiointiin.

Lisäämällä kohinasuodatin $C(q^{-1})$ ARX-malliin, saadaan ARMAX-malli (autoregressive moving average with external input), joka on esitetty kuvassa 13. Kohinan oletetaan nyt olevan värillistä, ja valitsemalla tarpeeksi suuri kohinasuodattimen kertaluku voidaan estimoida harhattomat polynomit $A(q^{-1})$ ja $B(q^{-1})$. Tulo-lähtökäyttäytymistä kuvaava differenssiyhtälö saa ARMAX-mallissa muodon

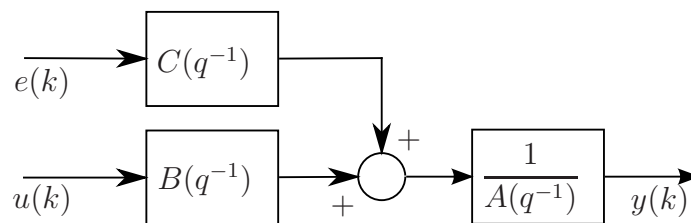
$$y(k) + a_1 y(k-1) + \dots + a_{n_a} y(k-n_a) = b_1 u(k-1) + \dots + b_{n_b} u(k-n_b) + e(k) + c_1 e(k-1) + \dots + c_{n_c} e(k-n_c) \quad (21)$$

missä c_i -kertoimet ovat kohinasuodattimen parametrit ja n_c kohinasuodattimen kertaluku.

ARMAX-malli voidaan estimoida muun muassa yleistetyllä pienimmän neliösumman menetelmällä, laajennetulla pienimmän neliösumman menetelmällä, apumuuttujamenetelmällä (IV, instrumental variable) tai PE-pohjaisilla (prediction error, ennustusvirhe) menetelmillä (Ljung 1999). Esimerkiksi Matlab Identification Toolbox käyttää yhdistelmää useasta menetelmästä, ja alkuarvot saadaan tavallisella ARX-estimaatilla (Ljung 2010).

IV-menetelmässä pyritään estimoimaan harhattomat parametrit ilman että tarvitaan kohinasuodatinta lainkaan. Tällöin etuna on se, että kohinasuodattimen kertalukua ei tarvitse kiinnittää. IV-estimaatti voidaan laskea yhtälöllä

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = (\mathbf{W}^T \boldsymbol{\Phi})^{-1} \mathbf{W}^T \mathbf{y} \quad (22)$$



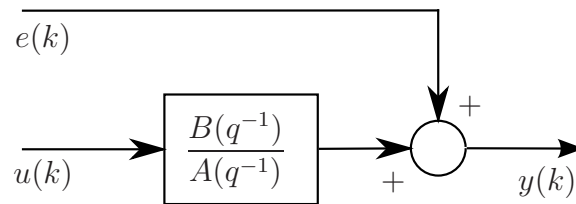
Kuva 13: ARMAX-mallirakenne

missä \mathbf{W} on modifikaatio selittäjämatrisista Φ , kun osa arvoista on korvattu apumuuttujilla. Apumuuttujien valitsemiseen on olemassa monia eri tapoja. Tavallisesti käytetään IV4-menetelmää, jossa on neljä vaihetta (Beineke et al. 1997; Ljung 1999, s. 487):

1. Järjestelmää herätetään signaalilla $u(k)$, jolloin saadaan mitattu vaste $y(k)$. Näiden avulla lasketaan tavallisella pienimmän neliösumman menetelmällä parametriestimaatit $\hat{\theta}_1$.
2. Muodostetaan parametreista $\hat{\theta}_1$ malli, jota simuloidaan herätesignaalilla $u(k)$ ja saadaan vaste $y_1(k)$. Signaaleja $u(k)$ ja $y_1(k)$ käytetään apumuuttujina estimoitaessa parametreille IV-estimaattia $\hat{\theta}_2$.
3. Parametreista $\hat{\theta}_2$ muodostettua mallia simuloidaan jälleen herätesignaalilla $u(k)$ ja saadaan vaste $y_2(k)$. Seuraavaksi lasketaan virhesignaali $e(k) = y(k) - y_2(k)$, jota käytetään AR-suodattimen estimointiin.
4. Signaalit $u(k)$, $y(k)$ ja $y_2(k)$ esisuodatetaan AR-rakenteella. Suodatettuja signaaleja käytetään lopulliseen apumuuttujaestimointiin ja saadaan harhattomat parametrit $\hat{\theta}_3$, joissa ei ole virhemallia mukana.

OE-mallissa (output error) oletetaan, että lähtöön summautuu valkoista kohinaa kuvan 14 mukaisesti. Näin käy esimerkiksi kun mittaussignaali on häiriöinen. OE-malli on erikoistapaus ARMAX-mallista, jossa kohinasuodatin on $A(q^{-1})$ -polynomi. Parametrien estimoinnissa voidaan käyttää samanlaisia menetelmiä kuin ARMAX-mallin tapauksessa (Ljung 2010). OE-mallille voidaan muodostaa differenssiyhtälö

$$y(k) + a_1y(k-1) + \dots + a_{n_a}y(k-n_a) = b_1u(k-1) + \dots + b_{n_b}u(k-n_b) + e(k) + a_1e(k-1) + \dots + a_{n_a}e(k-n_a) \quad (23)$$



Kuva 14: OE-mallirakenne

4.1.3 Jatkuva-aikaiset mallit

Järjestelmän mallintamisessa joudutaan keräämään näytteitä sekä tulo- että lähtösuureista. Näytteenotosta johtuen käytettävissä oleva data on diskreettiaikaista, joten diskreettien mallien identifiointi on luonnollinen lähestymistapa. Todelliset fyysiset prosessit ovat kuitenkin aina jatkuva-aikaisia. Monimassajärjestelmän tapauksessa halutaan selvittää jatkuva-aikaisen järjestelmän parametreja, joten pelkkä diskreettiaikainen identifiointi ei ole riittävä.

Jatkuva-aikaisten mallien estimointi jaetaan suoriin ja epäsuoriin menetelmiin (Garnier ja Young 2004). Epäsuorissa menetelmissä identifioidaan aluksi diskreetti-aikainen malli, joka muunnetaan jatkuva-aikaiseksi. Suorissa menetelmissä tavoitellaan suoraan jatkuva-aikaista mallia diskreettien tulo- ja lähtösignaalien pohjalta.

Teoriassa jatkuva-aikaisen differentiaaliyhtälön parametrit voidaan estimoida samanlaisilla menetelmillä kuin diskreetti differenssiyhtälökin mutta ongelma on se, että tarvittaisiin suureiden derivaattoja, jotka ovat harvoin suoraan saatavissa prosessista. Kohinaisten ja diskreetisti näytteistettyjen signaalien derivoinnista seuraa suuria virheitä, joten tarvittaisiin suodatusta. Toinen tapa on ratkaista numeerisesti jatkuva-aikaisen siirtofunktion parametrit siten, että esimerkiksi simuloitu askelvaste sopii yhteen mitatun askelvasteen kanssa.

Taajuustasossa jatkuva-aikaisen siirtofunktion identifointi voidaan tehdä diskreettiä ARX-mallintamista muistuttavilla menetelmillä, jos tulo- ja lähtösignaalit Fourier-muunnetaan (Ljung 1999, s. 91). Usein kuitenkin suositeltavin tapa on mallintaa ensin diskreetti järjestelmä ja myöhemmin muuttaa diskreetti pulssinsiirtofunktio jatkuva-aikaiseksi siirtofunktioksi muunnoskaavoilla (Ljung 2010).

4.1.4 Diskreetti- ja jatkuva-aikaisten mallien välinen yhteys

Epäsuoraa identifointimenetelmää varten tarvitaan diskreetin ja jatkuvan ajan mallien välille kuvaus. Usein käytetty diskreetointimenetelmä on nollannen kertaluvun pito (ZOH, zero-order hold), jossa jatkuvasta signaalista otettu näyte pysyy vakiona näytteenottovälin ajan. Nollannen kertaluvun pito antaa jatkuva-aikaiselle siirtofunktiolle $G(s)$ diskreetti-aikaisen vastineen

$$H(z) = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\} \quad (24)$$

missä on hyödynnetty Z -muunnosta. Samasta yhtälöstä on myös mahdollista ratkaista muunnoskaava pulssinsiirtofunktiosta $H(z)$ siirtofunktioon $G(s)$. Analyytisen muunnoksen laskeminen suurille siirtofunktiolle on erittäin työlästä, mutta muunnos voidaan suorittaa numeerisesti ottamalla logaritmi tilansiirtomatriisista (Kollar et al. 1996).

Napa-nollakuvaus on toinen menetelmä diskreetti- ja jatkuva-aikaisen järjestelmän väliselle muunnokselle. Siinä oletetaan, että navat ja nollat voidaan kuvata yhtälön

$$z = e^{sT_s} \quad (25)$$

avulla Z - ja L -tasojen välillä. Äärettömyydessä sijaitsevat nollat ($s = \infty$) kuvataan pisteeseen $z = -1$. Franklin et al. (1997) esittävät kuvauksen suoritukseen tarkemmat heuristiset säännöt.

Monesti käytetään myös Tustinin bilineaarista muunnosta. Siinä sovelletaan approksimaatiota

$$z = e^{sT_s} \approx \frac{1 + sT_s/2}{1 - sT_s/2} \quad (26)$$

mikä voidaan sijoittaa suoraan diskreettiaikaiseen pulssinsiirtofunktioon ja näin saada jatkuva-aikainen vastine. Muunnos voidaan suorittaa vastaavalla tavalla myös toiseen suuntaan. Approksimaation yksinkertaisuuden vuoksi se on erityisen soveltuva analyttisesti suoritettavaan muunnokseen.

Tustinin approksimaation etuna on se, että jatkuvan järjestelmän vasemman puolitason navat kuvautuvat diskreetin järjestelmän yksikköympyrän sisälle, jolloin järjestelmien stabiiliuskriteerit pysyvät samoina. Erityisesti suurilla näytteenottoväleillä tapahtuu muunnoksessa taajuusvääritystä, joka on mahdollista korjata jonkin tietyn taajuuden ympäristössä käyttämällä taajuuskorjattua Tustinin muunnosta. (Franklin et al. 1997)

4.2 Herätesignaalin valinta

Käytetyn herätesignaalin tyyppi vaikuttaa merkittävästi stokastisen identifioinnin onnistumiseen. Signaalin tulisi olla varianssiltaan suurta ja muistuttaa valkoista kohinaa eli sisältää kaikkia tarkasteltavia taajuuksia tasaisesti. Signaalin jakaumalla ei ole oleellista merkitystä; heräte voi yhtä hyvin olla esimerkiksi normaalijakautunutta, tasaisesti jakautunutta tai binääristä. Jos herätesignaali on amplitudiltaan rajoitettua, saadaan kuitenkin binäärisellä signaalilla aikaan suurin varianssi. Identifioinnissa hyödyllinen suure on tehokkuuskerroin

$$\chi = \frac{\sigma_u^2}{\sigma_e^2} \quad (27)$$

mikä kuvaa heräte- ja häiriösignaalien varianssien σ_u^2 ja σ_e^2 suhdetta. Tehokkuuskerroimen kasvattaminen parantaa estimaatin tarkkuutta. Herätesignaalin vaihtelualueen tulisikin siis olla huomattavasti suurempaa kuin häiriökohinan.

Stokastisten testisignaalien etuna verrattuna sinimuotoisiin herätteisiin on se, että järjestelmän resonanssivaara voidaan välttää (Pacas et al. 2004). Jos herätesignaali on binääristä valkoista kohinaa, sisältää se tasaisesti kaikkia taajuuksia eikä järjestelmään syötetä pelkkää resonanssitaajuutta missään vaiheessa. Jos taajuusanalyysi haluttaisiin suorittaa tekemällä taajuuspyyhkäisy muuttuvalla siniaallolla, joutuisi järjestelmä suureen mekaaniseen rasitukseen resonanssitaajuuden kohdalla.

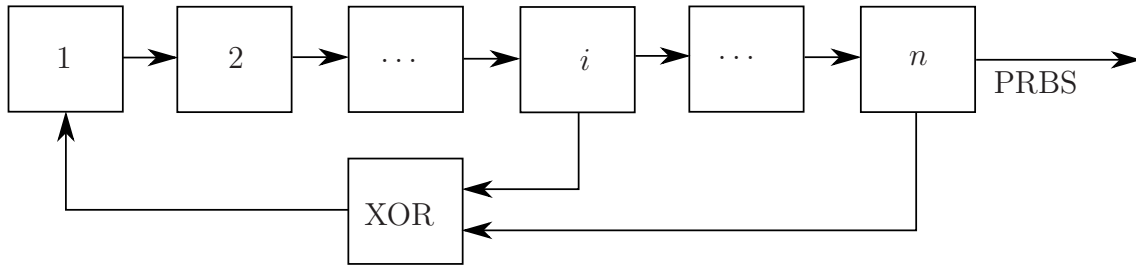
Stokastisessa identifioinnissa käytetään tavallisesti herätteenä pseudosatunnais-ta binäärisignaalia (PRBS, pseudo-random binary signal). Sillä on kaksi mahdollista arvoa, esimerkiksi -1 ja 1 . Se voidaan muodostaa käyttäen binääristä siirtorekisteriä ja XOR-porttia (exclusive or, poissulkeva tai-operaatio) kuvan 15 mukaisesti (Villwock et al. 2008). XOR-porttiin tulee takaisinkytkennät i - ja n -rekistereistä. Ensimmäisen rekisterin arvoksi alustetaan yleensä yksi ja loppujen arvoksi nolla. Siirtorekisterin lähtönä saadaan sarja nollija ja ykkösiä, jotka tulee skaalata vastaamaan halutun testisignaalin minimi- ja maksimiarvoja.

Siirtorekisterillä muodostetun sekvenssin pituus on

$$N = 2^n - 1 \quad (28)$$

jossa n on rekisterien määrä. PRB-signaalin jaksonaika on

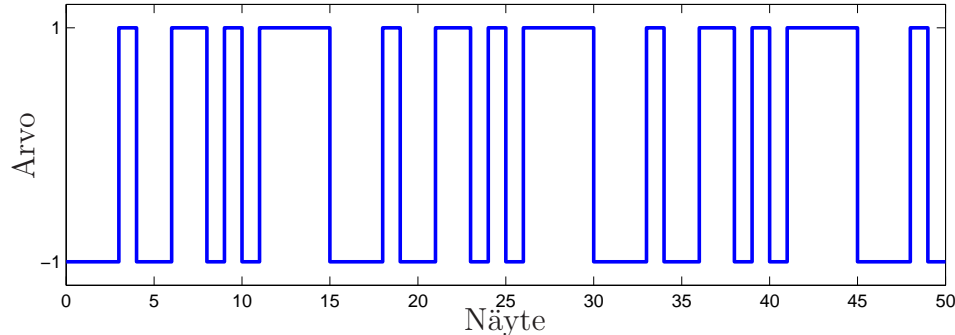
$$T_p = N \cdot T_s \quad (29)$$



Kuva 15: Pseudosatunnaisen binäärisignaalin luonti siirtorekisterien avulla

missä T_s on näytteenottoväli.

PRB-signaali siis lopulta toistaa itseään eikä siten ole aidosti satunnainen. Esimerkki signaalista on kuvassa 16. Tässä $i = 3$ ja $n = 4$, joten sekvenssi toistaa itseään 15 näytteen välein. Mitä suurempi $n:n$ arvo on, sitä lähempänä PRBS on valkoista kohinaa. PRB-signaalia voi olla syytä käyttää, jos näytemäärä on rajoitettu. Tällöin PRB-signaalilla saadaan herätettyä tasaisemmin eri taajuuksia kuin täysin satunnaisella binäärisignaalilla (RBS). Villwock et al. (2008) ovat tutkineet tarkemmin PRB-signaalin ominaisuuksia ja niiden vaikutusta identifioinnin onnistumiseen. Tuloksista käy ilmi, että identifioitavuus menetetään lähes kokonaan, jos parametreilla n ja T_s säädeltävä PRB-signaalin spektrijakauma ei muistuta tarpeeksi valkoista kohinaa.



Kuva 16: Esimerkki pseudosatunnaisesta binäärisignaalista, jossa $i = 3$, $n = 4$ ja signaali voi saada arvot -1 ja 1

4.3 Identifioidun mallin validointi

Identifioinnin jälkeen on tärkeää tarkastella tuloksen oikeellisuutta validoimalla malli. Vaikka estimoitu malli antaisikin mittausdataa muistuttavan vasteen tai parametriarvot vaikuttaisivat järkeviltä, saattaa mallissa silti piillä jokin ongelma. Mallinnettavan järjestelmän oikeat parametrit ovat harvoin tiedossa, joten validointi ei voi perustua mallin kertoimien tarkasteluun. Mallin kertaluku saatetaan valita liian suureksi, jos estimointi suoritetaan vain yhdestä mittausdatasta. Väärät oletukset häiriökohinan summautumisesta järjestelmään voivat heikentää estimaattia.

Eräs tärkeä diskreettien mallien validointimenetelmä on residuaalianalyysi. Siinä tarkastellaan jäännöstermien (residuaalien)

$$\varepsilon(k) = y(k) - \hat{y}(k) \quad (30)$$

eli todellisten ja ennustettujen lähtösuureiden erotuksen tilastollisia ominaisuuksia. Jos mallirakenne on valittu oikein, tulisi ennustetun ja mitatun lähtösuureen erotuksen olla täysin satunnaista. Lisäksi tämä erotus ei saa riippua käytetystä herätesignaalista. Jos valittu mallirakenne ei kuvaa järjestelmän dynamiikkaa ja häiriökohinan summautumista oikein, nähdään residuaalianalyysissä mallivirheen olevan värillistä kohinaa tai mallivirheen korreloivan tulosignaalin kanssa. Tällöin voi olla syytä vaihtaa oletusta mallirakenteesta.

Ristivalidointi on toinen usein käytetty menetelmä mallin oikeellisuuden varmistamiseen. Siinä kerätty mittausdata jaetaan kahteen segmenttiin, joista ensimmäisellä estimoidaan malli normaaliin tapaan. Toista datasegmenttiä käytetään validointiin vertaamalla mallilla ennustettua vastetta todelliseen vasteeseen. Ristivalidointia käytetään erityisesti mallirakenteen kertaluvun valinnassa, jolloin nähdään, mistä kertaluvusta alkaen estimaatit eivät enää parane. Tällöin estetään mallin yliparametrisointi, jossa malli yrittää selittää myös satunnaisen häiriökohinan vaikutusta. Ristivalidointia kannattaa käyttää mahdollisuuksien mukaan myös residuaalianalyysissä.

5 Monimassajärjestelmien identifiointi

Tässä luvussa käsitellään aluksi kirjallisuudessa esiintyviä tapoja identifioida monimassajärjestelmiä. Tämän jälkeen otetaan kantaa käytännön kaksimassajärjestelmän identifiointiin mahdollisesti vastaan tuleviin seikkoihin. Näitä ovat muun muassa heräte- ja vastesignaalien muodostaminen ja käsittely sekä identifiointijärjestelyt erilaisiin sähkökäyttöjen sovelluksiin. Lopuksi esitetään tässä työssä käytettävä kaksimassajärjestelmän identifiointimenetelmä.

5.1 Mahdollisia identifiointimenetelmiä

Seuraavassa käsitellään kirjallisuudessa esiintyviä tapoja identifioida monimassajärjestelmiä. Käytettyjä keinoja ovat ei-parametroidut taajuusvastepohjaiset menetelmät sekä diskreetti- ja jatkuva-aikaiset polynomimallit. Monesti suodattimien tai adaptiivisten rakenteiden viritystä varten on riittävää tuntea resonanssitaajuu- det, joten näissä tapauksissa kaikkien parametrien identifiointia ei ole tavoiteltu (Pacas et al. 2010).

Normaalisti parametrien identifiointi tapahtuu laitteiston käyttöönotossa, mutta joissain tapauksissa käytönaikainen (online) identifiointi on hyödyllistä. Useimmissa tapauksissa herätteenä käytetään PRB-signaalia, joka syötetään vääntömomentti- tai nopeusohjeseen, mutta myös erilaisia siniherätteitä käytetään. Yleensä mitattu vaste on nopeus moottorin puolelta.

5.1.1 Taajuusvastemenetelmät

Wertz et al. (1999) aloittavat identifiointin selvittämällä järjestelmän soveltuvuuden kaksimassa-approksimaatiolle. Tämä suoritetaan analysoimalla taajuustasossa askelvastetta tilastollisin menetelmin, jonka jälkeen tehdään varsinainen identifiointi PRB-signaalilla. Taajuusvasteeseen sovitetaan kaksimassajärjestelmän siirtofunktiomalli Nelder-Meadin optimointimenetelmällä. Minimointikriteerinä käytetään sekä vahvistuksen että vaiheen neliösummaa. Identifiointiin käytettävä taajuusvaste saadaan tulo- ja lähtösignaalien risti- ja autokorrelaatiofunktioiden Fourier-muunnosten suhteena

$$G(j\omega) = \frac{F\{\Phi_{uy}(\tau)\}}{F\{\Phi_{uu}(\tau)\}} \quad (31)$$

Vaihelukittu silmukka (PLL, phase locked loop) sopii resonanssitaajuuden etsimiseen, jos ei ole tarvetta tunnistaa kaksimassajärjestelmän parametreja (Pacas et al. 2000). Menetelmän todetaan olevan huomattavasti nopeampi kuin FFT-pohjaisten (fast Fourier transform, nopea Fourier-muunnos) menetelmien tai muuttuvataajuisien suodattimien käytön. Vaihelukittu silmukka lukkiutuu, jos värähtelyn amplitudi on tarpeeksi suuri. PLL-menetelmän haittapuolena on se, että identifiointin aikana järjestelmä altistetaan resonanssille.

Müller ja Mutschler (2002) ehdottavat FFT-analyysimenetelmää kolmimassajärjestelmän identifiointiin, kun halutaan selvittää hitausmomenttien ja jousivakioiden

arvot mutta vaimennukset jätetään huomiotta. Herätesignaalina käytetään superpositiota eritaajuisista ja -vaiheisista sinisignaaleista. FFT-analyysi suoritetaan mitatusta kulmakihtyvyyssignaalista, jonka jälkeen algoritmi etsii dominoivat maksimi- ja minimikohdat. Maksimi- ja minimikohdista saadaan napojen ja nollien taajuudet, joista edelleen päätellään hitausmomentit ja jousivakiot. Vaikutena on sopivan suodatuksen löytäminen, jotta kohina ei vaikuta haun onnistumiseen ja toisaalta jotta dominoivia huippuja ei kadoteta. Menetelmää on verrattu ARMAX-identifointiin, ja FFT-analyysimenetelmän todetaan olevan laskennallisesti kevyempi ja vähemmän häiriöherkkä. FFT-menetelmän todetaan soveltuvan vain heikosti vaimennetuille järjestelmille, sillä vaimennus haittaa resonanssitaajuuksien havaitsemista.

Pacas et al. (2004) soveltavat Levenberg-Marquardt -algoritmia (LM) kaksimassajärjestelmän parametrien hakuun. LM-algoritmi on numeerinen gradienttipohjainen optimointimenetelmä, jota on sovellettu erityisesti epälineaarisissa tapauksissa pienimmän neliösumman menetelmän mukaisissa sovituksissa. Pacasin et al. menetelmässä haetaan aluksi taajuusvaste, jonka jälkeen sovitetaan parametroitu malli LM-menetelmällä. LM-algoritmi on iteratiivinen, joten se vaatii alkuarvaukset parametreille, mutta kohtuulliset estimaatit saadaan arvioitua taajuusvasteen pohjalta. Järjestelmän herätteenä käytetään PRB-signaalia, ja taajuusvaste saadaan signaalinkäsittelymenetelmillä auto- ja ristikorrelaatiofunktioiden avulla.

Samaa LM-algoritmia parametrien sovittamiseen ovat hyödyntäneet Villwock et al. (2005), mutta Welchin menetelmää on käytetty taajuusvasteen määrittämiseen. Welchin menetelmä perustuu diskreettiin Fourier-analyysiin, mutta kohinan vaikutusta tehospektriin voidaan pienentää taajuusresoluution kustannuksella. Tämä saadaan aikaan keskiarvoistamalla ja muokkaamalla periodogrammeja, jotka laskeaan jonkin tietyn taajuusalueen FFT-analyysillä. Kaksimassajärjestelmän parametrit saadaan sovittamalla siirtofunktio taajuusvasteeseen. Villwock ja Pacas (2008) soveltavat samaa menetelmää kolmimassajärjestelmille sekä suorittavat identifoinnin myös suljetun silmukan järjestelmän tapauksessa. Lisäksi he vertaavat Welchin menetelmällä saatua taajuusvastetta korrelaatiofunktioiden käyttöön.

Taajuusvasteessa nähtävät resonanssitaaajuudet voidaan havaita myös koherenssifunktiosta (Villwock et al. 2008). Koherenssifunktio kuvaa tulosignaalista johtuvaa lähtösignaalin tehoa taajuuden funktiona, ja se voi saada arvoja väliltä $0 \dots 1$. Arvolla 1 kaikki informaatio lähtösignaalissa on selitettävissä tulosignaalin avulla, ja arvolla 0 tulo- ja lähtösignaalien välillä ei ole mitään yhteyttä. Käy ilmi, että kohinan ja epälineaarisuuksien lisäksi koherenssifunktiota pienentää voimakkaasti resonanssi. Resonanssi- ja antiresonanssitaaajuuksien kohdalla on koherenssifunktiossa jyrkkä kuoppa.

Taajuusvastemenetelmien etuna on se, että resonanssitaaajuudet on mahdollista saada selville hyvin kohinaisellakin mittausdatalla (Pacas et al. 2010). Mekaniikan parametrien identifointia varten tulee käyttää numeerisia optimointimenetelmiä, jotka voivat olla laskennallisesti raskaita eivätkä takaa globaalin minimin löytymistä. Lisäksi tarvitaan ylimääräinen muunnos aikatason näytteistä taajuustasoon. Yleisesti ottaen taajuustason menetelmät ovat kirjallisuudessa osoittautuneet toimiviksi.

5.1.2 Diskreettiaikainen identifiointi

Beineke et al. (1997) vertaavat IV-menetelmän käyttöä LS- ja taajuustason identifiointimenetelmiin. Kaikkien kolmen menetelmän todetaan toimivan, jos kyseessä oleva järjestelmä ei sisällä voimakkaita epälineaarisuuksia. IV-menetelmän havaitaan olevan ylivertainen LS-menetelmään nähden, jos nopeudenmittauksen resoluutio on alhainen. LS-estimaattia saadaan kuitenkin parannettua sopivalla nopeusmittauksen suodatuksella. Diskreettiaikaisesta pulssinsiirtofunktiosta siirrytään jatkuva-aikaiseen siirtofunktioon hyödyntämällä napa-nollakuvauksen kaltaista menetelmää.

Müller ja Mutschler (2002) identifioivat kolmimassajärjestelmää ARMAX-mallirakenteella. ARX-rakenteen todetaan olevan riittämätön, sillä erityisesti lähtöön odotetaan summautuvan valkoinen kohinakomponentti. Parhaat tulokset on saatu valitsemalla mallin ja virhepolynomin kertaluvuiksi 8 tai 10. Nopeusanturin muodostaman neljännen hitausmassan ja muiden parasiittisten ilmiöiden todetaan nostavan kertalukua. Estimoidusta pulssinsiirtofunktiosta on erotettu dominoivat navat ja nollat. Verrattaessa ARMAX-identifiointia FFT-pohjaiseen menetelmään todetaan, että edellinen soveltuu paremmin vaimennetuille systeemeille, joissa resonanssiipiikkien tunnistaminen vaikeutuu.

Guo et al. (2002) jakavat vaimentumattoman kaksimassajärjestelmän siirtofunktion kahteen osaan: yksimassajärjestelmän approksimaatioon ja oskilloivaan osaan. Identifioitavia parametreja ovat kokonaishitausmomentti J_{tot} ja resonanssitaajuus f_{res} . Parametreja käytetään nopeussäätimen automaattiseen viritykseen adaptiivisessa järjestelmässä. Hitausmomentin käytönaikaiseen identifointiin on kehitetty diskreettiaikainen rekursiivinen algoritmi

$$U(k-1) = T_e(k-1) - T_e(k-2) \quad (32a)$$

$$\hat{\omega}_M(k) = 2\omega_M(k-1) - \omega_M(k-2) + \hat{a}(k-1)U(k-1) \quad (32b)$$

$$\varepsilon(k) = \omega_M(k) - \hat{\omega}_M(k) \quad (32c)$$

$$\hat{a}(k) = \hat{a}(k-1) + \beta \frac{U(k-1)}{1 + \beta U(k-1)^2} \varepsilon(k) \quad (32d)$$

$$\hat{J}_{\text{tot}}(k) = \frac{T_s}{\hat{a}(k)} \quad (32e)$$

missä \hat{a} , U ja ε ovat välituloksia. Algoritmille tulee määrittää parametrina adaptiivinen vahvistus β . Vahvistuksen suurentaminen nopeuttaa algoritmin suppenemista, mutta lisää mittauskohinan vaikutusta estimaattiin. Kaksimassajärjestelmän oskilloiva osa määritetään FFT-analyysin avulla etsimällä dominoiva resonanssitaajuus, jolloin saadaan identifioitua akselin vääntöjousivakio.

Östring et al. (2003) tarkastelevat teollisuusrobotin kolmimassajärjestelmän mallin identifiointia. Identifiointi suoritetaan paikkasäädetyssä suljetun silmukan järjestelmässä. Herätesignaalinä käytetään muuttuvataajuista sinisignaalia (chirp) sekä siniaaltojen superpositiota, sillä PRB-signaali paikkaohjeena aiheuttaisi liian suuria amplitudeja nopeusohjeeseen. Eri mallirakenteiden vertailussa havaitaan OE-mallin olevan identifiointiin riittävä.

Eker ja Vural (2003) estimoivat kolmimassajärjestelmälle diskreettiaikaisen pulsinsiirtofunktion käyttäen rekursiivista pienimmän neliösumman algoritmia (RLS, recursive least squares). Rekursiivisen apumuuttujamenetelmän todetaan antavan harhattomat estimaatit nopealla suppenemisella, mutta luotettavuus ei ole yhtä hyvä kuin RLS-algoritmilli. Keskineliövirheen avulla voidaan päätellä sopiva mallin kertaluku. Kertaluku on valittu oikein, kun mallirakenteen kasvattaminen ei enää pienennä keskineliövirhettä merkittävästi. Koska mallirakennetta ei tällöin ole välttämättä kiinnitetty todelliseen järjestelmään, vaikeutuu fysikaalisten parametrien selvittäminen. Osoittautuu, että keskineliövirheen perusteella valittu mallirakenteen kertaluku on tässä tapauksessa pienempi kuin teorian pohjalta on odotettu.

5.1.3 Suora jatkuva-aikainen identifiointi

Kaksimassajärjestelmän parametrien identifiointi voi perustua suoraan jatkuva-aikaisen differentiaaliyhtälön kertoimien määrittämiseen. Ongelmana on se, että differentiaaliyhtälössä tarvitaan suureiden derivaattoja, joiden laskeminen mitatuista suureista aiheuttaa suurta kohinaa. Differentiaaliyhtälö voidaan kuitenkin puolittain integroida useampaan kertaan, jolloin on mahdollista päästä eroon suureiden derivoinnista. Dhaouadi ja Kubo (1996) ovat käyttäneet jatkuva-aikaisessa identifiointissa differentiaaliyhtälöä muodossa

$$\begin{aligned} \omega_M(t) = & b_1 \int T_e(t)dt + b_2 \iint T_e(t)dt \\ & + b_3 \iiint T_e(t)dt - a_1 \int \omega_M(t)dt - a_2 \iint \omega_M(t)dt \end{aligned} \quad (33)$$

missä on estimoitu kertoimia a_i ja b_i ($i = 1 \dots 3$). Estimointi perustuu pienimmän neliösumman menetelmään, jota sovelletaan iteratiivisesti harhattomien estimaattien saamiseksi. Dhaouadi ja Kubo tekevät menetelmästä lisäksi rekursiivisen, jotta sitä voidaan hyödyntää käytönaikaisessa identifiointissa. Samalla todetaan muisti-vaatimusten pienentyvän, sillä kaikkea mittaustietoa ei tarvitse säilyttää.

Yoshioka ja Hanamoto (2006) esittävät pienimmän neliösumman menetelmään pohjautuvan algoritmin monimassajärjestelmän jatkuva-aikaisen siirtofunktion estimointiin. Algoritmissa muunnetaan signaalinkäsittelyn avulla diskreettiaikaiset tulot ja lähtösignaalit taajuustasoon, minkä jälkeen suoritetaan siirtofunktion parametrien haku iteratiivisesti. Oikean siirtofunktion kertaluvun etsimiselle on kehitetty automaattinen menetelmä. Menetelmää sovelletaan kolmi- ja nelimassajärjestelmien taajuusvasteen määrittämiseen, mutta järjestelmän mekaanisia parametreja ei identifioida.

5.2 Herätesignaali todellisessa järjestelmässä

Herätesignaali summataan yleensä paikan, nopeuden tai vääntömomentin ohjearvoon. Teoriassa identifiointi onnistuu parhaiten, jos herätesignaalin varianssi on mahdollisimman suuri (Ljung 1999, s. 415). Moottorikäyttöjä identifioidessa herätesignaalia rajoittavat erityisesti suurin sallittu vääntömomentti ja nopeus. Vääntömomenttia herätesignaalina käytettäessä saatetaan saada tarkempi identifiointitulokset, jos vääntömomenttitieto on säätöjärjestelmän antama estimaatti toteutuneesta vääntömomentista eikä säätimelle annettu vääntömomentin ohjearvo. Hyvin toimivalla vääntömomenttisäädöllä eron tulisi kuitenkin olla pieni.

Käytettäessä esimerkiksi RB-signaalia herätteenä tulee huomioida se, että herätteen integraali on ”random-walk”-tyyppistä kohinaa. Moottorikäyttöä avoimessa silmukassa identifioidessa tämä tarkoittaa sitä, että ajoittain moottori kiihtyy jompaan kumpaan suuntaan. Kiihtymistä onneksi rajoittavat moottorin ja kuorman hitausmomentit ja kitkan vaimennukset. PRB-signaalin tapauksessa integraalin poikkeaminen nolasta on helpommin ennakoitavissa. Identifiointiprosessissa on kuitenkin syytä olla nopeusrajoitus, jonka ylittyessä identifiointi lopetetaan ja tarvittaessa suoritetaan uudestaan eri satunnaissignaalilla.

5.3 Näytteistykseen valinta

Nyquist-Shannonin näytteenottoteoreeman mukaan näytteenottotaajuuden tulee olla korkeimpaan toistettavaan taajuuteen nähden kaksinkertainen (Franklin et al. 1997, s. 163). Näytteenottotaajuuden tulee siis olla vähintään kaksinkertainen siihen resonanssitaajuuteen nähden, joka halutaan tunnistaa. Monissa tapauksissa on syytä mallintaa myös järjestelmän käyttäytymistä hieman resonanssitaajuuden jälkeinkin, joten näytteenottotaajuuden tulisi olla suurempi.

Liian korkea näytteenottotaajuus voi toisaalta aiheuttaa numeerista herkkyyttä, sillä navat kasautuvat kompleksitason pisteen 1 läheisyyteen. Tällöin laskennassa käytettävät matriisit ovat lähes singulaarisia ja identifiointivuus saatetaan menettää kokonaan. Suuri näytteenottotaajuus voi aiheuttaa lisäksi mallin sovituksen keskittymisen korkealle taajuusalueelle. (Ljung 1999, s. 448)

Hyvä nyrkkisääntö on asettaa näytteenottotaajuus kymmenkertaiseksi verrattuna prosessin kaistanleveyteen. Käytännön sovelluksessa voidaan mitata järjestelmän askelvaste ja valita näytteenottotaajuus siten, että nousuajalle tulee 4...6 näytettä (Ljung 1999, s. 452–453). Yleisimmissä tapauksissa näytteenoton on syytä olla tasavälinen, sillä ei-tasavälinen näytteenotto vaikeuttaa analyysin ja identifiointin suorittamista.

Näytemäärän kasvattaminen pienentää häiriökohinan vaikutusta ja parantaa parametristimaattien tarkkuutta, jos mallirakenne on valittu oikein (Ljung 1999, s. 280). Toisaalta liian suuresta näytemäärästä seuraa muistin täyttyminen ja identifiointialgoritmien suorituksen huomattava hidastuminen. Sopiva näytemäärä on sovelluksesta riippuvainen, ja siihen vaikuttaa muun muassa muistin määrä, laskentakapasiteetti ja häiriökohinan suuruus.

5.4 Nopeuden mittaus ja suodatus

Identifioinnin onnistumista varten nopeusmittauksen tarkkuus on erityisen tärkeää. Monissa tapauksissa käytössä on inkrementtienkooderi, joka antaa rajallisen määrän mittauspulsseja kierrosta kohti, esimerkiksi 1024 tai 2048 pulssia kierrosta kohti. Pienillä nopeuksilla saadaan vain vähän pulsseja aikayksikköä kohti, jolloin nopeudenmittauksen tarkkuus on huono (Niiranen 1999). Pacas et al. (2010) ovat tutkineet nopeudenmittauksen resoluution vaikutusta identifiointiin 8-, 10- ja 12-bittisillä nopeusantureilla, joissa 12-bittinen anturi vastaa 1024 pulssia kierrosta kohti. Pacas et al. toteavat, että 8-bitin resoluutiolla signaali on hyödytön identifioinnin kannalta, vaikka resonanssitajuudet ovat heikosti nähtävillä tajuusvasteesta.

Mitatussa nopeussignaalin voi esiintyä korkeataajuisia kohinaa, jos nopeus on saatu derivoimalla asentotietoa ajan suhteen. Kohina on mahdollista suodattaa pois käyttäen alipäästösuodatinta. Suodattimen kaistanleveys tulee valita huomattavasti mekaanisia ilmiöitä nopeammaksi, jotta suodatin voidaan jättää mallintamatta. Muussa tapauksessa joko identifioitavuus kärsii tai suodattimen malli joudutaan poistamaan identifioitavasta mallista jälkikäteen.

Nopeussignaalin suodatin on mahdollista myös jättää kokonaan pois. Tällöin mitattu nopeussignaali on kohinainen, mutta ARX-pohjaissa menetelmissä voidaan huomioida kohinan summautuminen eri osiin järjestelmässä. Koska nopeudenmittauksen kohina summautuu lähdön puolelle, on luonnollinen valinta tällöin OE-malli. Jos nopeudenmittauksen kohinaa ei voida olettaa riittävällä tarkkuudella valkoiseksi, tulee käyttää IV-menetelmää tai estimoida ARMAX-malli, jossa on erillinen kohinasuodatin. Beineke et al. (1997) ovat tarkastelleet nopeudenmittauksen suodatuksen vaikutusta estimoinnin onnistumiseen.

5.5 Väätömomenttisäädön vaikutus identifiointiin

Estimoinnissa mallintamattomat aikavakiot esiintyvät systemaattisina tai korreloivina virheinä. Joissain tapauksissa voi olla hyödyllistä estimoida korkeamman kertaluvun malli, josta poimitaan dominoivat navat ja nollat. Väätömomenttisäätösilmukan tapauksessa tunnetaan aikavakiot, joten säätösilmukan vaikutus voidaan tarvittaessa poistaa korkeamman kertaluvun mallista. Tällöin vältetään systemaattiset virheet, joihin pienimmän neliösumman estimaattori reagoi voimakkaasti. (Müller ja Mutschler 2002)

Käytännössä väätömomenttisäädön kaistanleveys voi olla jopa useita kilohertsejä. Verrattuna mekaaniseen järjestelmään, jonka resonanssitajuudet sijoittuvat monissa tapauksissa kymmenien tai satojen hertsien alueelle, on väätömomenttisäätö huomattavasti nopeampi. Tavallisesti näytteistykseen liittyvä Nyquistin tajuus on huomattavasti pienempi kuin väätömomenttisäädön kaistanleveys, jolloin väätömomenttisäädön vaikutuksen ei pitäisi edes näkyä estimoitavassa mallissa. Tässä työssä väätömomenttisäätö oletetaan niin nopeaksi, että sitä ei tarvitse huomioida.

5.6 Avoin ja suljettu järjestelmä

Monimassajärjestelmän identifiointi voidaan toteuttaa joko avoimessa tai suljetussa silmukassa (Pacas et al. 2004). Suljetun silmukan järjestelmälle on olemassa useita erilaisia identifiointijärjestelyitä, joista osassa tulee huomioida käytetyn nopeussäätimen vaikutus. Nopeussäädin tekee identifioinnista monimutkaisempaa tai heikentää identifioitavuutta. Vääntömomenttisäädön oletetaan olevan kaksimassajärjestelmän mekaniikka huomattavasti nopeampi, joten sen vaikutus jätetään huomiotta.

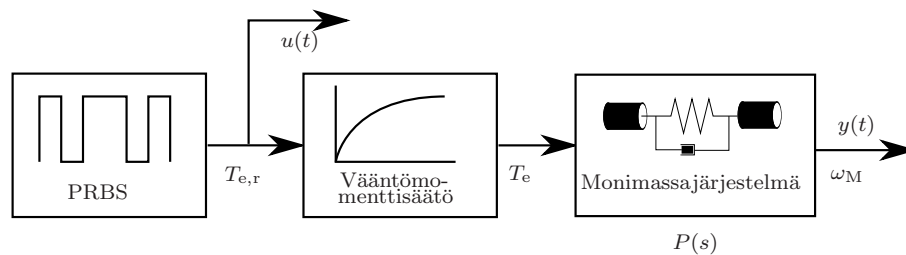
Avoimen silmukan identifiointi suoritetaan kuvan 17 mukaisessa järjestelyssä. Identifiointi on yksinkertaisinta tässä tapauksessa, sillä PRBS-heräte on suoraan vääntömomenttiohje $T_{e,r}$ ja samalla identifiointissa käytetty tulosignaali $u(t)$. Mittattu vaste $y(t)$ on kulmanopeus moottorin puolelta. Jos vääntömomenttisäätö oletetaan ideaaliseksi, saa identifioitava siirtofunktio muodon

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = P(s) \quad (34)$$

missä $P(s)$ on kaksimassajärjestelmän siirtofunktio (6). Avoimen silmukan identifiointijärjestelyä kannattaa useimmiten käyttää, mikäli se on mahdollista. Koska nopeussäädin on poiskytkettynä, ei tällä järjestelyllä tavallisesti suoriteta käytönaikaista identifiointia.

Jos avoimen silmukan identifiointin herätesignaali on nollakeskiarvoista ja alkunopeutta ei ole, pysytellään identifiointin aikana nollanopeuden lähistöllä. Tällöin kitkailmiö on epälinearisimmillaan. Herätesignaali voi myös olla keskiarvo, jolloin moottori kiihtyy identifiointin aikana. Tällöin lähtösignaali näkyy trendi, joka tulee poistaa ennen identifiointia. Vastaavalla tavalla identifiointi voidaan suorittaa myös moottorin hidastuessa joltakin alkunopeudelta. Näillä menetelmillä voidaan pienentää kitkan epälinearisuuden vaikutusta.

Suljetun silmukan tapauksessa käytössä on nopeussäädin ja joskus myös paikkasäädin. Säätimen käyttäminen saattaa heikentää identifioitavuutta, jos identifiointissa käytetty tulosignaali $u(t)$ riippuu osittain lineaarisesti lähtösignaalista $y(t)$ (Ljung 1999, s. 430). Säädin voi olla kuitenkin tarpeen, jos prosessi olisi muutoin epästabiili tai säädintä ei muista syistä voida kytkeä pois. Esimerkiksi lineaarisen liikkeen tapauksessa saattaa liikkumatila loppua, jollei pysytellä paikkasäätimen avulla yhden pisteen läheisyydessä. Suljetun silmukan identifiointi sopii myös hyvin tapauksiin, joissa halutaan tehdä käytönaikaista identifiointia.



Kuva 17: Identifiointi avoimen silmukan tapauksessa, kun herätesignaalina on vääntömomenttiohje (tapaus 1)

Nopeussäädetyssä tapauksessa mahdollisia identifiointijärjestelyitä on useita erilaisia. Kuvassa 18 on esitetty suljetun järjestelmän epäsuora identifiointimenetelmä. Tässä tapauksessa herätesignaali on asetettu nopeussäätimen tuloon, jolloin herätesignaali ei ole enää vääntömomenttiohje vaan nopeusohje. Identifioinnissa haetaan kaksimassajärjestelmän ja säätimen yhteistä suljetun silmukan siirtofunktiota

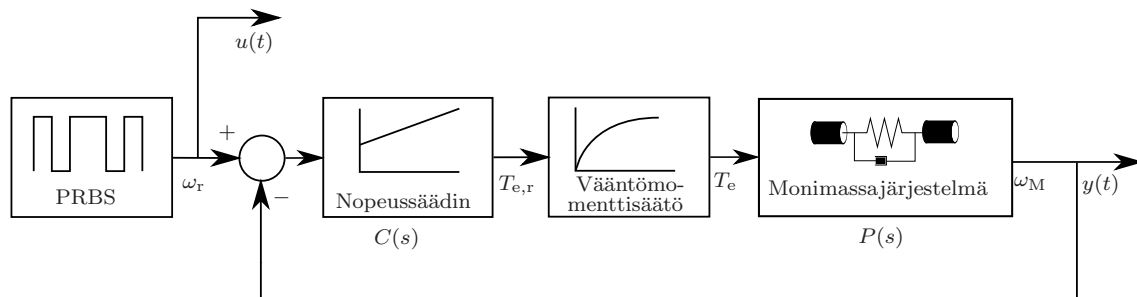
$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)} \quad (35)$$

missä $C(s)$ on nopeussäädin, joka on usein yhden tai kahden vapausasteen PI-säädin. Jos säätimen malli tunnetaan tarkasti, voidaan sen vaikutus poistaa lopputuloksesta. Epäsuoran identifioinnin haittapuolena on se, että tavallisesti käytännön säätörakenteet voivat kyllästyä ja niissä on antiwindup-toiminto. Tällöin säätimen $C(s)$ käyttäytyminen voi muuttua epälineaariseksi identifioinnin aikana ja prosessille $P(s)$ saadaan virheellinen malli (Ljung 1999, s. 435).

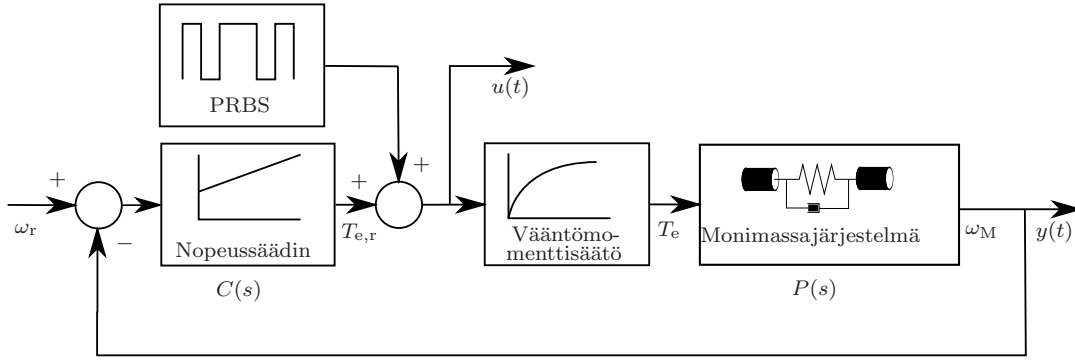
Suora suljetun järjestelmän identifiointimenetelmä on esitetty kuvassa 19. Tässä on nopeussignaalin $y(t)$ ja tulosignaalin $u(t)$ lineaarista riippuvuutta pienennetty summaamalla PRBS-heräte vääntömomenttiohjeeseen. Tällöin oletetaan nopeussäätimen vaikutuksen olevan niin pieni, että identifointi voidaan suorittaa avoimen silmukan tapaan. Tässä tapauksessa identifoidaan jälleen yhtälön (34) mukaista siirtofunktiota, jolloin etuna on se, että suorassa identifioinnissa ei tarvita säätimen mallia lainkaan. Identifointi ei kuitenkaan ole yhtä tehokasta kuin avoimen silmukan tapauksessa, koska identifioinnissa käytetty tulosignaali ei ole säätimestä johtuen täysin valkoista kohinaa. Suorassa suljetun järjestelmän tapauksessa joudutaan mahdollisesti käyttämään suurempaa herätteen varianssia kuin avoimessa silmukassa, jotta saataisiin yhtä tarkat parametriestimaatit.

Kuvan 19 mukainen suoran suljetun järjestelmän identifointi voidaan myös muokata kuvan 20 mukaiseen muotoon, jossa identifioinnissa käytetty tulosignaali $u(t)$ otetaan suoraan PRBS-herätteestä. Tässä muodossa voidaan säätimen vaikutus ottaa huomioon epäsuoran identifioinnin avulla, jolloin identifioitava siirtofunktio saa muodon

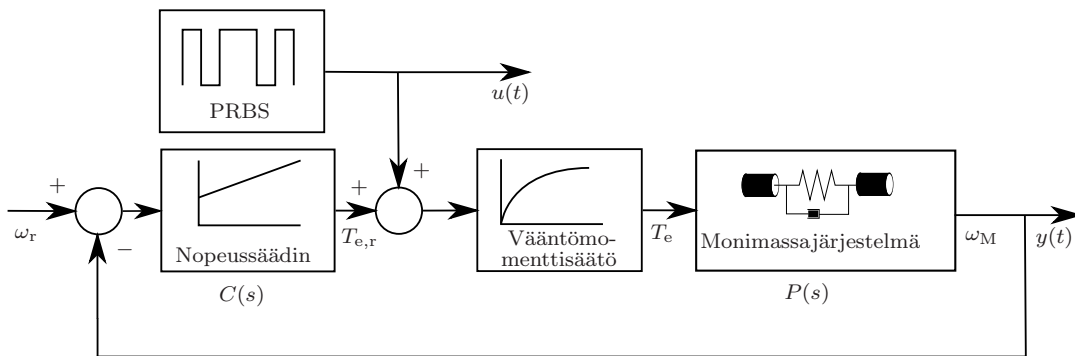
$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{P(s)}{1 + C(s)P(s)} \quad (36)$$



Kuva 18: Epäsuora identifointi suljetun silmukan tapauksessa, kun herätesignaalina on nopeusohje (tapaus 2)



Kuva 19: Suora identifointi suljetun silmukan tapauksessa, kun herätesignaali summataan vääntömomenttiohjeeseen (tapaus 3)



Kuva 20: Suora identifointi muokattu epäsuoraan muotoon suljetun silmukan tapauksessa, kun herätesignaali summataan vääntömomenttiohjeeseen (tapaus 4)

Suljetun silmukan identifointijärjestelyillä voidaan selvittää kaksimassamallin parametrit eri nopeuksien lähistöllä. Parametrien taulukointi eri toimintapisteissä on yksi tapa huomioida epälineaariset ilmiöt kuten kitka. Jos halutaan parametrit vain yhdessä toimintapisteessä, nopeuden ohjearvon olisi syytä olla erisuuri kuin nolla, sillä kitkailmiö on epälineaarisin nollanopeuden lähistöllä (Pacas et al. 2004). Tämä saattaa kuitenkin olla mahdotonta esimerkiksi nostokäyttöjen identifioinnissa, jos taakka tulee pyrkiä pitämään paikallaan. Kuvien 19 ja 20 mukaisissa suljetun silmukan järjestelmän tapauksissa tulee mitatusta nopeussignaalista poistaa keskiarvo, jos identifioinnin aikana käytetty nopeusohje poikkeaa nollost. Kuvan 18 tapauksessa keskiarvo tulee poistaa, jos herätesignaali ei ole nolakeskiarvoista.

Avoimen silmukan identifointijärjestelyä kutsutaan jatkossa tapaukseksi 1. Tapaus 2 on suljetun silmukan epäsuora identifointi, jossa nopeusohjeena on herätesignaali. Tapaus 3 on suljetun silmukan suora identifointi, jossa herätesignaali summataan vääntömomenttiohjeeseen. Tapaus 4 on tapausta 3 muistuttava epäsuora identifointijärjestely. Tapaukset 1–3 ovat alunperin Pacasin et al. (2004) esittämiä. Tapaus 4 on tässä työssä kehitetty modifikaatio tapauksesta 3. Tietyillä herätesignaalin valinnoilla tapaus 4 vastaa täysin tapausta 2, joten näiden välisessä valinnassa merkittävä on se, mihin kohtaan järjestelmässä herätesignaalia voidaan syöttää.

5.7 Ehdotettu menetelmä

Työssä on valittu käytettäväksi identifiointimenetelmä, jossa aluksi määritetään diskreettiaikainen polynomimalli ja muunnetaan saatu tulos numeerisesti jatkuva-aikaiseksi siirtofunktioksi. Jatkuva-aikaisesta siirtofunktiosta voidaan tunnistaa estimoitavat parametrit J_M , J_L , b_M , b_L , c ja d . Diskreetin polynomimallin identifiointiin on olemassa useita menetelmiä, joiden välinen valinta riippuu mallirakenteesta ja häiriökohinan summautumisesta järjestelmään.

ARX-malli on yksinkertaisin identifioida, mutta jos nopeudenmittaukseen summautuu suurta häiriökohinaa, on syytä käyttää OE-mallia. ARX-pohjaisten menetelmien etuina on se, että estimoitavista parametreista ei tarvita alkuarvausta ja pienimmän neliösumman menetelmä antaa aina yksikäsitteisen ratkaisun. Selittäjä-matriisin transpoosin ja selittäjä-matriisin tulon $\Phi^T \Phi$ käänteismatriisin laskeminen tekee ARX-pohjaisten algoritmien laskemisen kuitenkin hyvin raskaaksi. Tallennettavasta näytemäärästä riippuen muistivaatimukset voivat olla hyvinkin suuret. OE-mallin estimoinnissa voidaan käyttää samankaltaisia menetelmiä kuin ARX-mallin estimoinnissa, mutta prosessi on monivaiheinen ja usein iteratiivinen.

Jos järjestelmään summautuu häiriökohinaa myös muualle kuin lähtöön tai kohina ei ole valkoista, eivät ARX- ja OE-mallit anna hyviä estimaatteja. Tällöin voidaan pyrkiä estimoimaan ARMAX-malli, jolloin kohinalle on oma suodattimensa. Kohinamallia kuitenkin harvoin tarvitaan, joten voidaan käyttää IV-menetelmää harhattomien A- ja B-polynomien estimointiin. IV-menetelmä on myös monivaiheinen, joten se on tavallista ARX-mallia työläämpi laskea. Osa tämän työn tavoitteesta on verrata ARX-, OE- ja IV-estimaattien käyttöä kaksimassajärjestelmän identifioinnissa. Työssä käytettävät estimaatit lasketaan Matlab Identification Toolboxin `arx`-, `oe`- ja `iv4`-komennoilla (Ljung 2010).

Pienimmän neliösumman menetelmä on tarvittaessa myös mahdollista muokata rekursiiviseen muotoon, jolloin on tarve säilyttää vain viimeisimmät mittaukset. Tällöin muistivaatimukset saadaan pienentymään oleellisesti. Lisäksi rekursiivista menetelmää voidaan hyödyntää aikavarianttien järjestelmien käytönaikaisessa identifioinnissa. Rekursiiviset menetelmät ovat kuitenkin tämän työn ulkopuolella. Tarvittaessa lisätietoa rekursiivisista menetelmistä löytyy esimerkiksi lähteestä (Ljung 1999).

Seuraavassa kuvataan eräs menetelmä, jolla voidaan tunnistaa estimoidusta siirtofunktiosta kaksimassajärjestelmän parametrit. Menetelmästä on useita versioita sen mukaan, onko kyseessä avoimen vai suljetun silmukan identifiointi ja mitä suuretta on käytetty identifioinnin tulosignaalina. Suljetun silmukan identifioinnissa on tarkasteltu nopeussäätimenä P-säädintä, joka muodostaa voimakkaan lineaarisen riippuvuuden tulo- ja lähtösignaalien välille. Tämän vuoksi P-säädin on identifioitavuuden kannalta yksi vaikeimmista tapauksista (Ljung 1999). Tässä työssä verrataan avoimen ja suljetun silmukan identifioinnin toimivuutta ja tutkitaan nopeussäätimen vahvistuksen vaikutusta. Vastaavaa aihepiirin käsittelyä ei kirjallisuudessa ole tiettävästi aiemmin tehty.

Kaikissa tarkasteltavissa tapauksissa halutaan estimoida muotoa

$$\frac{U(s)}{Y(s)} = \frac{b_1 s^2 + b_2 s + b_3}{s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3} \quad (37)$$

oleva siirtofunktio. Jos kyseessä on avoimen tai suljetun silmukan järjestelmän suora identifointi (tapaukset 1 ja 3), vastaa yhtälö (37) sähkömagneettisesta vääntömomentista moottorin kulmanopeuteen kirjoitettua siirtofunktiota. Tällöin siirtofunktion kertoimet ovat

$$b_1 = \frac{1}{J_M} \quad (38a)$$

$$b_2 = \frac{d + b_L}{J_M J_L} \quad (38b)$$

$$b_3 = \frac{c}{J_M J_L} \quad (38c)$$

$$a_1 = \frac{J_M d + J_L d + J_L b_M + J_M b_L}{J_M J_L} \quad (38d)$$

$$a_2 = \frac{J_M c + J_L c + db_M + db_L + b_M b_L}{J_M J_L} \quad (38e)$$

$$a_3 = \frac{cb_M + cb_L}{J_M J_L} \quad (38f)$$

Suljetun silmukan epäsuorassa identifoinnissa (tapaus 2) tulee siirtofunktioon mukaan nopeussäädin, joka on tässä tapauksessa P-säädin. Identifoinnissa haetaan siirtofunktiota kulmanopeuden ohjearvosta mitattuun moottorin kulmanopeuteen, jolloin yhtälön (37) kertoimet ovat

$$b_1 = \frac{k_p}{J_M} \quad (39a)$$

$$b_2 = \frac{k_p(d + b_L)}{J_M J_L} \quad (39b)$$

$$b_3 = \frac{k_p c}{J_M J_L} \quad (39c)$$

$$a_1 = \frac{J_M d + J_L d + J_L b_M + J_M b_L + k_p J_L}{J_M J_L} \quad (39d)$$

$$a_2 = \frac{J_M c + J_L c + db_M + db_L + b_M b_L + k_p d + k_p b_L}{J_M J_L} \quad (39e)$$

$$a_3 = \frac{cb_M + cb_L + k_p c}{J_M J_L} \quad (39f)$$

Kun suljetun silmukan suora identifiointi muokataan epäsuoraan muotoon (tapaus 4), saadaan yhtälön (37) kertoimiksi

$$b_1 = \frac{1}{J_M} \quad (40a)$$

$$b_2 = \frac{d + b_L}{J_M J_L} \quad (40b)$$

$$b_3 = \frac{c}{J_M J_L} \quad (40c)$$

$$a_1 = \frac{J_M d + J_L d + J_L b_M + J_M b_L + k_p J_L}{J_M J_L} \quad (40d)$$

$$a_2 = \frac{J_M c + J_L c + db_M + db_L + b_M b_L + k_p d + k_p b_L}{J_M J_L} \quad (40e)$$

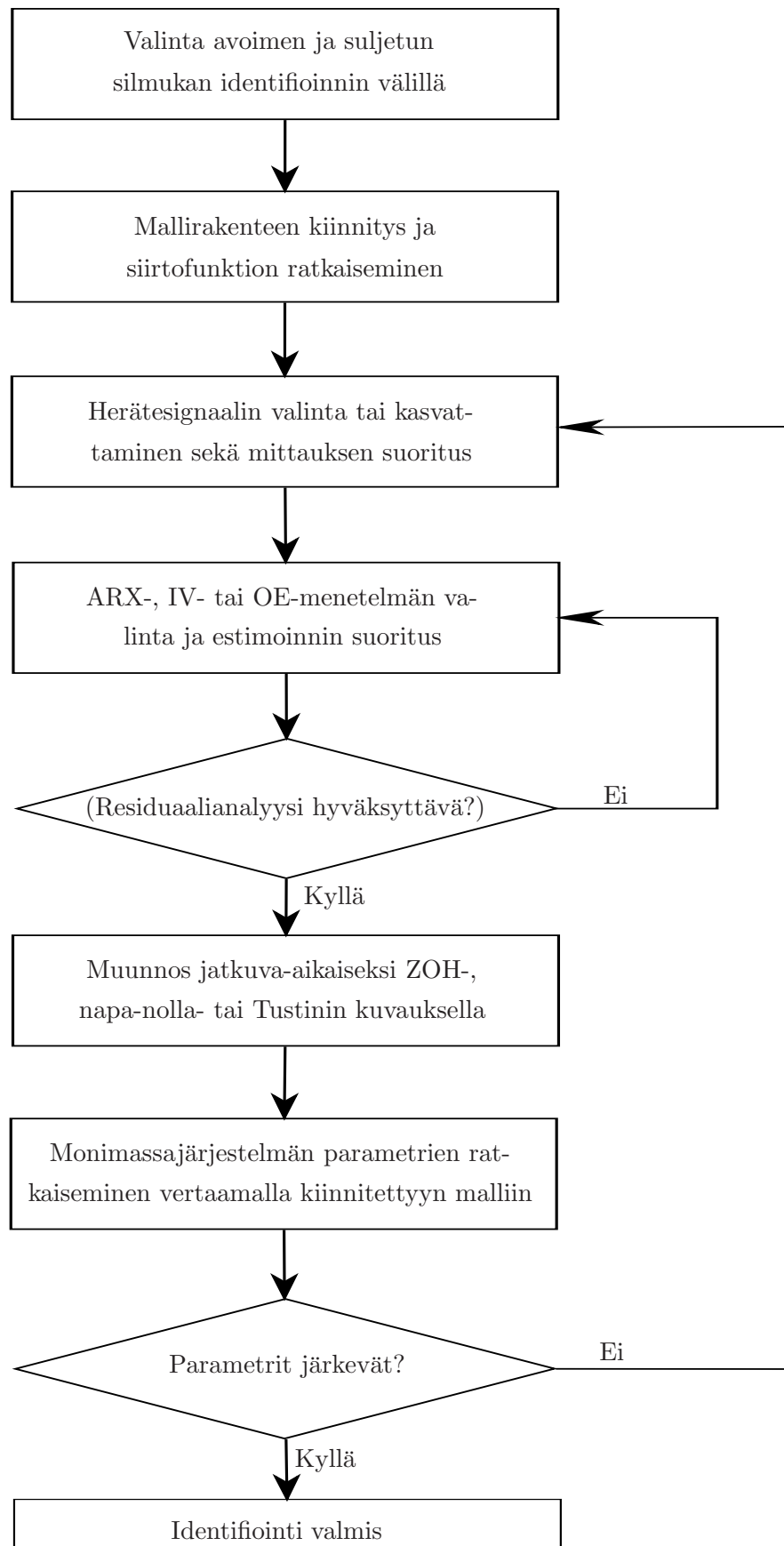
$$a_3 = \frac{cb_M + cb_L + k_p c}{J_M J_L} \quad (40f)$$

Jokaisesta yhtälöryhmästä (38), (39) ja (40) voidaan ratkaista parametrit J_M , J_L , b_M , b_L , c ja d . Yhtälöiden (39) ja (40) kohdalla oletetaan, että nopeussäätimen vahvistus k_p tunnetaan. Parametreille ratkaistuja algebrallisia yhtälöitä ei kuitenkaan esitetä tässä työssä niiden pituuden vuoksi, mutta niitä hyödynnetään luvuissa 6 ja 7. Yhtälöitä voitaisiin myös yksinkertaistaa olettamalla muun muassa kuorman hitausmomentti ja vaimennus huomattavasti moottorin puolen hitausmomenttia ja vaimennusta suuremmiksi.

Identifioinnin suoritusvaiheet voidaan esittää kuvan 21 mukaisella lohkokaaviollla. Aluksi tulee valita joko avoimen tai suljetun silmukan identifiointijärjestely ja identifioitavat parametrit. Tämän jälkeen on haluttu mallirakenne kiinnitetty ja identifioitava siirtofunktio voidaan ratkaista. Seuraavaksi suoritetaan mittaukset aluksi pienellä herätesignaalilla, jota myöhemmin kasvatetaan jos identifiointi ei muuten onnistu. Näin vältetään turha rasitus järjestelmässä ja voidaan ennakoida vääntömomentti- tai nopeusrajojen ylittyminen.

ARX-malli kannattaa estimoida ensimmäisenä, koska sen tuloksia käytetään OE- ja IV-estimaattien laskennassa. Estimointimenetelmien hyvyttä on mahdollista tarkastella residuaalianalyysin avulla (Ljung 2010). Tässä työssä ei puututa tarkemmin residuaalien tarkasteluun mallien validointikeinona, koska identifioinnin tuloksia voidaan poikkeuksellisesti verrata todellisiin parametreihin. Tällöin saadaan käsitys siitä, mikä menetelmä soveltuu estimointiin parhaiten.

Kun on saatu identifioitua diskreetti-aikainen pulssinsiirtofunktio, muunnetaan se jatkuva-aikaiseksi esimerkiksi ZOH-, napa-nolla- tai Tustinin kuvauksella. Työssä käytetään vain ZOH-menetelmää, sillä on oletettavissa että muut menetelmät antavat samansuuntaisia tuloksia. Muunnos suoritetaan numeerisesti, sillä algebralinen muokkaaminen tuottaisi hyvin monimutkaiset muunnosyhtälöt. Muunnoksen jälkeen voidaan ratkaista halutut kaksimassajärjestelmän parametrit vertaamalla siirtofunktiota kiinnitettyyn mallirakenteeseen. Parametrien oikeellisuus voidaan todeta esimerkiksi vertaamalla simuloitua ja mitattua askelvastetta ja laskemalla virheintegraali. Jos tulos ei ole tyydyttävä, voidaan identifiointi toistaa kasvattamalla herätesignaalia.



Kuva 21: Identifioinnin kulku lohkokaaavana

6 Simulointitulokset eri identifiointimenetelmistä ja -tapauksista

Tässä työn osuudessa verrataan avoimen ja suljetun silmukan järjestelmien identifiointia keskenään simulointien avulla. Järjestelmässä esiintyvän häiriökohinan oletetaan summautuvan lähtö- eli nopeussignaaliin. Muun muassa Dhaouadi ja Kubo (1996) ovat käyttäneet simuloinneissaan samanlaista häiriökohinan summautumista.

Simuloinneissa selvitetään myös ARX-, IV- ja OE-menetelmien antamien identifiointituloksien eroavaisuuksia. OE-mallin odotetaan toimivan ARX-mallia paremmin, jos todellisessa järjestelmässä suurin osa häiriökohinasta summautuu nopeudenmittaukseen. Jos oletus valkoisesta kohinasta ei päde tai häiriökohinaa summautuu myös muualle, saattaa IV-menetelmä antaa tarkemmat parametriestimaatit.

Suljetun silmukan järjestelmässä käytetään nopeussäätimenä P-säädintä, joka on lineaarisen riippuvuuden takia identifioitavuuden kannalta pahimpia tapauksia. Monimutkaisemmilla säätimillä riippuvuus on pienempi, jolloin identifiointi saattaa olla helpompaa. P-säädintä käytettäessä etuna on se, että suljetun silmukan siirtofunktion kertaluku on sama kuin avoimessa silmukassa. Tällöin ei menetetä estimaatin tehokkuutta identifioimalla suuremman kertaluvun mallia.

Simulointien avulla tutkitaan mittaus- eli lähtökohinan ja P-säätimen vahvistuksen vaikutusta identifioinnin onnistumiseen. Näytemääräksi valitaan $N = 1000$ ja herätesignaalina käytetään satunnaista binäärikohinaa. Eri identifiointitapauksien simulointimallit on esitetty liitteessä A. Simuloinnit ja parametrien sovitukset tehdään Matlab 7.6.0 (R2008a) -ohjelmistolla.

Tämän luvun simuloinneissa käytetään taulukossa 1 olevia järjestelmän 1 parametreja. Seuraavan luvun mittauksissa käytetään kaksimassajärjestelmän emulaattorissa järjestelmien 1 ja 2 parametreja. Resonanssi- ja antiresonanssitaaajuudet on laskettu käyttäen yhtälöitä (7), mutta akselin suuren vaimennuksen vuoksi ne eivät päde täsmällisesti. Tämän voi havaita esimerkiksi seuraavassa luvussa esitettävistä taaajuusvasteista. Näytteenottotaaajuudeksi valitaan järjestelmän 1 tapauksessa 100 Hz ja järjestelmän 2 tapauksessa 50 Hz, jolloin nämä arvot ovat selvästi yli kaksinkertaiset resonanssitaaajuuksiin nähden.

Taulukko 1: Simuloinneissa ja mittauksissa käytettävät kaksimassajärjestelmät

Parametri	Järjestelmä 1	Järjestelmä 2
J_M (kgm ²)	0,004	0,004
J_L (kgm ²)	0,02	0,01
b_M (Nms/rad)	0,01	0,02
b_L (Nms/rad)	0,05	0,00
c (Nm/rad)	30	15
d (Nms/rad)	0,5	0,25
f_{res} (Hz)	15,1	11,5
f_{ares} (Hz)	6,16	6,16

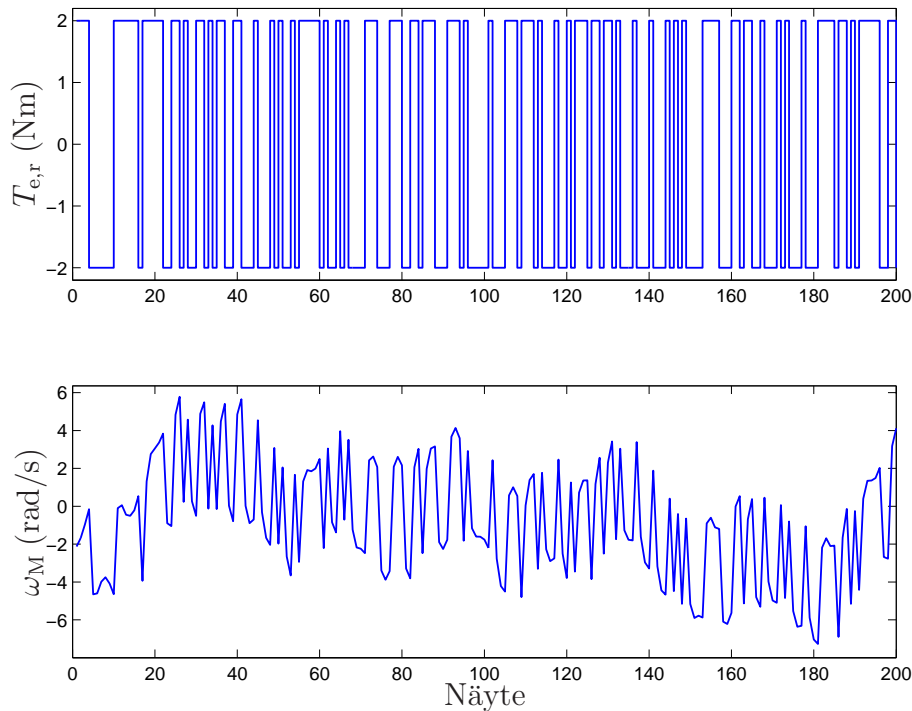
6.1 ARX-, IV- ja OE-estimaattien vertailu eri lähtökohinan variansseilla

Avoimen silmukan järjestelmää simuloidaan syöttämällä binääristä vääntömomenttiherätettä, jonka amplitudi on 2 Nm. Lähtökohinan varianssi saa kolme eri arvoa. ARX-, IV- ja OE-menetelmien antamia estimaatteja verrataan todellisiin arvoihin, kun käytössä on järjestelmä 1. Kuvassa 22 on 200 näytteen pituinen esimerkki käytetystä herätesignaalista ja saadusta vasteesta.

Taulukossa 2 on järjestelmästä estimoidut parametrit, kun lähtökohinan varianssi on $0,001 \text{ rad}^2/\text{s}^2$. Lisäksi on laskettu resonanssi- ja antiresonanssitaajuudet yhtälöiden (7) avulla. IV- ja OE-malleilla kaikki parametrit estimoituvat hyvin. ARX-mallilla on ongelmia vaimennustermien b_M ja b_L suhteen. Vaimennustermien estimaattien summa vastaa kuitenkin oikeiden vaimennustermien summaa.

Kun lähtökohinan varianssi kymmenkertaistetaan arvoon $0,01 \text{ rad}^2/\text{s}^2$, saadaan taulukon 3 mukainen tulos. IV- ja OE-mallien tulokset ovat edelleen hyvin lähellä oikeita arvoja. ARX-mallin estimaatit ovat selkeästi harhaiset lukuunottamatta moottorin hitausmomenttia J_M . ARX-mallia ei ole siis syytä käyttää, sillä jo pienellä lähtökohinan varianssilla saadaan suuri poikkeama oikeista parametriarvoista.

IV- ja OE-estimaatit eivät merkittävästi heikkene, vaikka lähtökohinan varianssia edelleen lisättäisiin. Taulukossa 4 on tutkittu vielä IV- ja OE-malleja varianssilla $1 \text{ rad}^2/\text{s}^2$. Havaitaan, että parametrit estimoituvat edelleen oikein lukuunottamatta vaimennustermejä b_M ja b_L . Vaimennusten summa estimoituu kuitenkin lähes oikein.



Kuva 22: Esimerkki vääntömomenttiherätteestä ja nopeusvasteesta avoimen silmukan identifioinnissa

Taulukko 2: Estimoidut parametrit kolmella eri menetelmällä, kun lähtökohinan varianssi on $0,001 \text{ rad}^2/\text{s}^2$

Parametri	Oikea arvo	ARX	IV	OE
J_M (kgm^2)	0,004	0,0040	0,0040	0,0040
J_L (kgm^2)	0,02	0,0212	0,0200	0,0200
b_M (Nms/rad)	0,01	-0,0451	0,0084	0,0088
b_L (Nms/rad)	0,05	0,1050	0,0516	0,0512
c (Nm/rad)	30	32,52	30,11	30,08
d (Nms/rad)	0,5	0,5496	0,5006	0,5002
f_{res} (Hz)	15,1	15,64	15,13	15,12
f_{ares} (Hz)	6,16	6,23	6,18	6,17

Taulukko 3: Estimoidut parametrit kolmella eri menetelmällä, kun lähtökohinan varianssi on $0,01 \text{ rad}^2/\text{s}^2$

Parametri	Oikea arvo	ARX	IV	OE
J_M (kgm^2)	0,004	0,0042	0,0040	0,0040
J_L (kgm^2)	0,02	0,0422	0,0200	0,0200
b_M (Nms/rad)	0,01	-0,9699	0,0049	0,0062
b_L (Nms/rad)	0,05	1,0321	0,0552	0,0538
c (Nm/rad)	30	74,54	30,35	30,25
d (Nms/rad)	0,5	1,4340	0,5020	0,5008
f_{res} (Hz)	15,1	22,23	15,19	15,16
f_{ares} (Hz)	6,16	6,69	6,20	6,19

Taulukko 4: Estimoidut parametrit kahdella eri menetelmällä, kun lähtökohinan varianssi on $1 \text{ rad}^2/\text{s}^2$

Parametri	Oikea arvo	IV	OE
J_M (kgm^2)	0,004	0,0041	0,0041
J_L (kgm^2)	0,02	0,0203	0,0199
b_M (Nms/rad)	0,01	-0,0390	-0,0296
b_L (Nms/rad)	0,05	0,1004	0,0902
c (Nm/rad)	30	33,41	32,74
d (Nms/rad)	0,5	0,5177	0,5088
f_{res} (Hz)	15,1	15,75	15,62
f_{ares} (Hz)	6,16	6,46	6,46

6.2 P-säätimen vahvistuksen vaikutus identifiointiin

Avoimen silmukan identifiointissa (tapaus 1) ei ole käytössä säädintä, joten identifiointi on yksinkertaista ja takaisinkytkennän vaikutusta ei tarvitse huomioida. Suljetun silmukan järjestelmän identifiointin tapauksissa säätimen viritys vaikuttanee merkittävästi estimaattien tarkkuuteen. Suljetun silmukan epäsuorassa identifiointissa (tapaus 2) on nopeussäätimen vahvistuksella suora vaikutus siihen, kuinka tehokkaasti herätesignaali pääsee läpi järjestelmään. Tällöin on odotettavissa, että vahvistuksen k_p kasvattaminen parantaa identifiointivuutta. Tilanne on päinvastoin suljetun silmukan identifiointin tapauksissa 3 ja 4, joissa identifiointi muistuttaa avoimen silmukan identifiointia nopeussäätimen vahvistuksen k_p ollessa pieni. Kaikissa suljetun silmukan järjestelmän identifiointitapauksissa säätimen vahvistuksen kasvattaminen lisää lähtökohinan vaikutusta takaisinkytkennän kautta.

Seuraavaksi esitettävissä simulaatioissa tutkitaan kaksimassajärjestelmän identifiointivuutta kolmessa suljetun silmukan tapauksessa käyttäen OE-mallirakennetta ja järjestelmää 1. Tuloksista nähdään miten vahvistuksen k_p muuttaminen vaikuttaa parametrien identifiointiin kussakin tapauksessa. Tapaukset eivät ole kuitenkaan suoraan keskenään vertailukelpoisia, sillä RB-signaali summataan tapauksessa 2 nopeusohjeeseen ja tapauksissa 3 ja 4 vääntömomenttiohjeeseen. Simuloinnit suoritetaan nollakeskiarvoisella nopeusohjeella, sillä käytössä ei ole epälineaarista mallia kitkalle. Lähtökohinan varianssiksi on kaikissa tapauksissa valittu $1 \text{ rad}^2/\text{s}^2$.

Suljetun silmukan epäsuorassa identifiointissa (tapaus 2) on RB-signaalina käytetty arvoja -20 ja 20 rad/s . OE-estimaatit on esitetty taulukossa 5. Vaimennus-termien b_M ja b_L estimointi erillisinä osoittautuu jälleen vaikeaksi. Suurilla vahvistuksen k_p arvoilla erityisesti moottorin hitausmomentille J_M saadaan virheellinen arvo. Tämä johtuu siitä, että nopeussäätimen vahvistuksen kasvattaminen nopeuttaa järjestelmän käyttäytymistä, jolloin identifiointi-informaatio siirtyy suuremmalle taajuudelle ja näytteenottotaajuus ei riitä. Näytteenottoteoreeman antama raja on 50 Hz , kun toisaalta esimerkiksi k_p :n arvoilla 2 ja 10 Nms/rad ovat nopeussäädön kaistanleveydet yksimassaoletuksella $13,3$ ja $66,3 \text{ Hz}$, mitkä on saatu yhtälön (2a) avulla. Liian pieni vahvistuksen arvo toisaalta estää herätesignaalia pääsemästä järjestelmään. Tämä näkyy voimakkaasti vääntöjousivakion c estimaatissa, jolloin myös resonanssitaajuus estimoituu virheellisesti.

Suljetun silmukan suorassa identifiointissa (tapauksessa 3) on käytetty herätesignaalin arvoja -2 ja 2 Nm . Taulukon 6 OE-estimaateista nähdään, että vahvistuksen k_p kasvattaminen heikentää voimakkaasti identifiointivuutta. Kun vastaava identifiointi suoritetaan epäsuorassa muodossa huomioimalla säädin (tapaus 4), saadaan taulukon 7 estimaatit. Tuloksista nähdään, että säätimen huomiointi tapauksessa 4 hieman parantaa moottorin ja kuorman hitausmomenttien J_M ja J_L estimaatteja. Vahvistuksen arvolla $k_p = 1 \text{ Nms/rad}$ erityisesti moottorin hitausmomentti ja resonanssitaajuus estimoituvat tapauksella 4 huomattavasti paremmin. Suurilla säätimen vahvistuksen arvoilla kumpikaan estimoiduista malleista ei vastaa oikeaa järjestelmää. Tapauksien 2 ja 4 estimaatit vastaavat täysin toisiaan, kun P-säätimen vahvistus on $k_p = 0,1 \text{ Nms/rad}$. Muilla vahvistuksen arvoilla järjestelmää ei herätetä tapauksissa 2 ja 4 yhtä voimakkaasti, joten saadaan erilaisia tuloksia.

Taulukko 5: OE-estimaatit tapaukselle 2 eri vahvistuksen k_p (Nms/rad) arvoilla

Parametri	Oikea arvo	$k_p = 0,02$	$k_p = 0,1$	$k_p = 1$	$k_p = 2$	$k_p = 10$
J_M (kgm ²)	0,004	0,0045	0,0042	0,0044	0,0048	0,0175
J_L (kgm ²)	0,02	0,0200	0,0201	0,0194	0,0195	0,0191
b_M (Nms/rad)	0,01	-0,2399	-0,0598	-0,0105	0,0039	-0,0261
b_L (Nms/rad)	0,05	0,3012	0,1181	0,0720	0,0559	0,0657
c (Nm/rad)	30	47,82	34,49	31,57	30,56	32,01
d (Nms/rad)	0,5	0,5771	0,5243	0,4875	0,4921	0,4991
f_{res} (Hz)	15,1	18,16	15,86	14,93	14,18	9,42
f_{ares} (Hz)	6,16	7,78	6,59	6,42	6,30	6,52

Taulukko 6: OE-estimaatit tapaukselle 3 eri vahvistuksen k_p (Nms/rad) arvoilla

Parametri	Oikea arvo	$k_p = 0,02$	$k_p = 0,1$	$k_p = 1$	$k_p = 2$	$k_p = 10$
J_M (kgm ²)	0,004	0,0043	0,0049	0,0128	0,0219	0,0999
J_L (kgm ²)	0,02	0,0198	0,0196	0,0145	0,0096	0,0008
b_M (Nms/rad)	0,01	-0,0504	-0,1360	-0,9582	-1,8569	-10,0141
b_L (Nms/rad)	0,05	0,0909	0,0961	0,0170	-0,0866	0,0076
c (Nm/rad)	30	32,83	33,37	28,65	17,68	15,47
d (Nms/rad)	0,5	0,5108	0,5196	0,4426	0,3406	-0,0695
f_{res} (Hz)	15,1	15,34	14,68	10,33	8,19	22,22
f_{ares} (Hz)	6,16	6,48	6,57	7,07	6,83	22,1

Taulukko 7: OE-estimaatit tapaukselle 4 eri vahvistuksen k_p (Nms/rad) arvoilla

Parametri	Oikea arvo	$k_p = 0,02$	$k_p = 0,1$	$k_p = 1$	$k_p = 2$	$k_p = 10$
J_M (kgm ²)	0,004	0,0041	0,0042	0,0053	0,0106	0,0640
J_L (kgm ²)	0,02	0,0199	0,0201	0,0171	0,0303	0,0132
b_M (Nms/rad)	0,01	-0,0359	-0,0598	-0,0602	-1,2679	-6,0376
b_L (Nms/rad)	0,05	0,0961	0,1181	0,1272	1,2518	4,8393
c (Nm/rad)	30	33,09	34,49	35,91	125,19	531,91
d (Nms/rad)	0,5	0,5120	0,5243	0,4182	1,0711	-2,2299
f_{res} (Hz)	15,1	15,70	15,86	14,99	20,09	35,09
f_{ares} (Hz)	6,16	6,49	6,59	7,29	10,2	31,9

6.3 Yhteenveto simulointituloksista

Simuloinneista voidaan todeta, että jo hyvin pienellä lähtökohinan varianssilla ARX-malli on täysin riittämätön. Beineke et al. (1997) ovat todenneet samanlaisen IV-menetelmän ylivertaisuuden ARX-malliin nähden. Müllerin ja Mutschlerin (2002) ratkaisu vastaavanlaisiin ARX-mallin ongelmiin on ARMAX-mallin käyttäminen. Östringin et al. (2003) mukaan OE-malli on riittävä myös suljetun silmukan tapauksiin.

Tässä työssä tehdyissä simuloinneissa OE- ja IV-estimaatit osoittautuvat molemmat tehokkaiksi, kun häiriökohina summautuu lähtöön. Todellisessa järjestelmässä häiriökohinaa summautuu muuallekin, joten IV-estimaatti saattaa osoittautua OE-mallia paremmaksi vaihtoehdoksi. Esimerkiksi sähkömagneettisen vääntömomentin sykkeisyys aiheuttaa tulokohinaa. Identifioinnin toimivuutta eri menetelmillä on siksi syytä selvittää myös laboratoriomittauksin.

Simuloinneissa vaimennustermit b_M ja b_L estimoituvat erillisinä huonosti, mutta estimaattien summa on lähellä todellisten vaimennusten summaa. Usein vaimennustermejä ei ole edes tarvetta estimoida, jolloin identifioitavan siirtofunktion kertalukua voidaan pienentää. Kirjallisuudessa onkin yleensä pyritty estimoimaan tällainen yksinkertaisempi malli. Tässä työssä pyritään kuitenkin identifioimaan täydellisen lineaarisen kaksimassajärjestelmän malli, minkä onnistuttua myös pienemmän kertaluvun mallit voidaan määrittää samanlaisella menettelyllä.

Suuret P-säätimen vahvistuksen arvot antavat huonot estimaatit kaikissa suljetun silmukan tapauksissa, sillä näytteenottotaajuus ei riitä identifioitavan informaation siirtyessä korkeammalle taajuudelle. Lisäksi P-säätimen vahvistuksen kasvattaminen lisää lähtökohinan summautumista järjestelmään. Tapauksen 2 kohdalla käy ilmi, että pieni P-säätimen vahvistus heikentää estimaatteja, sillä herätesignaali ei pääse tällöin tehokkaasti läpi järjestelmään.

7 Mittaustulokset kahdesta kaksimassajärjestelmästä

Identifiointimenetelmien toimivuutta selvitetään laboratoriomittauksin käyttäen kaksimassajärjestelmän emulaattoria. Käytössä on kaksi eri järjestelmää, joiden parametrit esitettiin taulukossa 1. Kaksimassajärjestelmät toteutetaan emulaattorilla, jonka toiminta esitetään seuraavaksi. Tämän jälkeen tutkitaan eri identifiointimenetelmien toimivuutta avoimen ja suljetun silmukan tapauksissa. Järjestelmien identifioinnissa keskitytään vain IV- ja OE-menetelmiin, sillä ARX-malli suoriutui simuloinneissa huonosti. Jos OE-estimaatti osoittautuu yhtä tarkaksi kuin IV-estimaatti, viittaa tämä siihen, että suurin osa identifiointia vaikeuttavasta häiriökohinasta on lähtökohinaa.

7.1 Kaksimassajärjestelmän emulaattori

Monimassajärjestelmien identifioinnin ja säädön tutkimuksessa voidaan käyttää monimassajärjestelmän emulaattoria, jolloin järjestelmän rakenne ja parametrit ovat helposti muuteltavissa. Emulaattori koostuu moottoriin hyvin jäykän akselin välityksellä kytketystä kuormakoneesta ja soveltuvasta algoritmista. Kuormakoneen taajuusmuuttajalle annetaan algoritmin avulla kullakin hetkellä sellainen vääntömomenttiohje, että moottorin kannalta nähtynä kyseessä on kaksimassajärjestelmä. Käytössä oleva emulaattori on sama kuin lähteessä (Saarakkala et al. 2011) esitetty.

Emulaattoria varten tarvitaan tieto moottorin ja kuormakoneen yhdistelmän kokonaishitausmomentista ja vaimennuskertoimesta. Nämä voidaan määrittää esimerkiksi kohdassa 3.1 esitetyllä menetelmällä. Lisäksi emuloinnin aikana tarvitaan moottorilta tieto tuotetusta sähkömagneettisesta vääntömomentista sekä nopeusmittaus, josta voidaan integroida paikkatieto.

Kestomagneettitahtimoottorin kilpiarvot ja koko mekaanisen järjestelmän todelliset parametrit on esitetty taulukossa 8. Moottorin puolelta nopeussignaali saadaan Leine & Linden valmistamalta inkrementtienkooderilta, joka antaa 2048 pulssia kierrosta kohti. Vääntömomenttisäätö on toteutettu anturillisena vektorisäätönä, jonka kaistanleveys on 225 Hz. Kuormakoneena käytetään kestopagneettiservomoottoria. Emulaattorin kuormavääntömomentin laskenta toimii 5 kHz taajuudella.

Mittauksissa käytetään kaksimassajärjestelmän emulaattoria, jolla on taulukossa 1 esitetyt järjestelmien 1 ja 2 parametrit lukuunottamatta vaimennuskertoimia b_M ja b_L . Emulaattorissa on viskoosikitka redusoitu moottorin akselille, jolloin saadaan moottorin puolen vaimennukselle $b'_M = b_M + b_L$.

Kuormakoneen taajuusmuuttajalle syötettävä vääntömomenttiohje voidaan laskea yhtälöllä

$$T_L = \left(1 - \frac{J}{J_M}\right) T_e + \frac{J}{J_M} \left[c(\theta_M - \theta_L) + d(\dot{\theta}_M - \dot{\theta}_L) \right] + \left(\frac{J}{J_M} b'_M - b \right) \dot{\theta}_M \quad (41)$$

missä J ja b ovat todellisen järjestelmän hitausmomentti ja vaimennuskerroin (Saarakkala et al. 2011). J_M , c , d , b'_M ja θ_L ovat emuloitavia suureita. T_e on moot-

Taulukko 8: Kestomagneettitahtimoottorin kilpiarvot ja mekaniikan parametrit

Nimellinen teho	2,2 kW
Nimellinen jännite	370 V
Nimellinen virta	4,3 A
Nimellinen taajuus	75 Hz
Nimellinen nopeus	1500 r/min
Nimellinen vääntömomentti	14,0 Nm
Järjestelmän kokonaishitausmomentti	0,021 kgm ²
Järjestelmän kokonaisvaimennuskerroin	0,015 kgm ² /s

torin sähkömagneettinen vääntömomentti, $\dot{\theta}_M$ moottorin kulmanopeus ja θ_M edellisestä integroimalla saatu asentokulma. Lisäksi tarvitaan emuloitavan järjestelmän liikeyhtälö

$$J_L \ddot{\theta}_L = c(\theta_M - \theta_L) + d(\dot{\theta}_M - \dot{\theta}_L) - T_L \quad (42)$$

missä J_L on emuloitava kuorman hitausmomentti ja T_L emuloitava kuormavääntömomentti. Kuormavääntömomentti oletetaan tässä työssä nolllaksi.

Kuormakoneen maksimivääntömomentti asettaa rajan emulaattorin antamalle vääntömomentille. Kaksimassajärjestelmän vääntövarähtely ei saa olla liian suurta tai emulaattori saturoituu. Tällaisessa tilanteessa emulaattori ei enää vastaa lineaarista kaksimassajärjestelmää. Mittauksin ja simuloinnein on todettu, että identifioinnin vääntömomenttiheräte ei saa olla juurikaan arvoa 2 Nm suurempi järjestelmän 1 emuloinnissa. Järjestelmässä 2 vastaavaksi rajaksi on saatu 2,5 Nm. Askelvastekoikeissa voidaan käyttää hieman suurempia vääntömomenttiherätteitä, koska tällöin ei tehdä useita peräkkäisiä muutoksia ohjearvossa.

Identifiointia varten nopeudenmittaus saadaan joko suoraan inkrementtienkoodeerilta tai käyttäen ensimmäisen kertaluvun alipäästösuodatinta (LPF, low-pass filter), jonka kaistanleveys on 100 tai 200 Hz. Digitaaliselle suodattimelle tuleva nopeussignaali on näytteistetty 5 kHz taajuudella. Mahdollisen suodatuksen jälkeen suoritetaan uudelleennäytteistys 50 tai 100 Hz taajuudella identifiointia varten. Identifiointiajo kestää 60 sekuntia järjestelmällä 1 ja 120 sekuntia järjestelmällä 2. Kummankin järjestelmän tapauksessa kerätään ajon aikana 5000 näytettä. Mittausjakson alussa moottorin nopeus kiihdytetään toimintapisteeseen, minkä ajalta ei kerätä näytteitä.

7.2 Järjestelmän 1 identifiointi avoimessa silmukassa

Kaksimassajärjestelmien parametrien identifiointi suoritetaan emuloidulle järjestelmälle 1. Avoimen silmukan identifiointilla saadaan taulukon 9 mukaiset tulokset, kun vääntömomenttiherätteenä käytetään satunnaista binäärisignaalia, joka saa arvoja -2 ja 2 Nm. Vain IV- ja OE-estimaatit on esitetty, sillä ARX-mallin havaittiin antavan mittauksissa huonot parametriestimaatit lukuunottamatta moottorin puolen hitausmomenttia J_M . Samanlainen ARX-mallin käyttäytyminen todettiin aiemmin simuloinneissa.

Taulukon 9 tuloksista nähdään, että nopeuden suodatusta käyttämällä saadaan estimointituloksia parannettua. Erityisen hyvin tämä näkyy akselin vääntöjousivakion c ja resonanssitaajuuden f_{res} estimaateista. Viskoosikitkan vaimennusten b_M ja b_L summa estimoituu kaikissa neljässä tapauksessa hieman liian suureksi. Toisaalta akselin vaimennus d estimoituu suodatetuissa tapauksissa hieman liian pieneksi. Suuret viskoosikitkan estimaatit johtunevat siitä, että parametrit estimoitiin nollanopeuden lähistöllä, jossa kitkailmiö on epälinearisimmillaan ja emulaattorille annettu järjestelmän kokonaisvaimennus ei päde. Tilanteen tulisi parantua, kun identifiointi suoritetaan nopeussäädetyssä silmukassa nollanopeuden ulkopuolella.

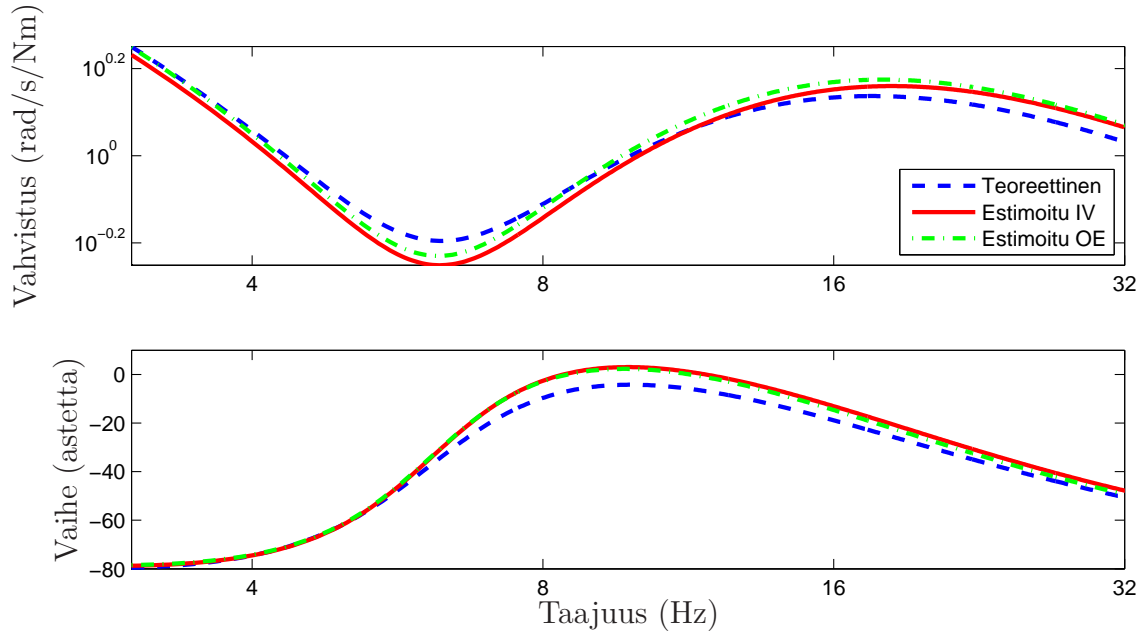
Suodatettujen tapausten IV- ja OE-estimoitujen siirtofunktioiden taajuusvasteet on esitetty kuvassa 23. Teoreettiseen taajuusvasteeseen vertaamalla nähdään, että IV- ja OE-estimaatit ovat molemmat suhteellisesti hyvin tarkkoja. Identifioitujen mallien resonanssi- ja antiresonanssiipiikit ovat hieman liian suuria akselin vaimennuksen d pienestä estimaatista johtuen. Teoreettisen tapauksen taajuusvasteesta nähdään, että resonanssitaajuus ei ole tarkalleen sama kuin yhtälön (7a) antama. Tämä johtuu siitä, että yhtälössä oletettiin vaimennuksen olevan nolla.

Identifioituja malleja voidaan verrata myös askelvasteen avulla. Kuvassa 24 on esitetty askelvasteet teoreettiselle tapaukselle, mitatulle kaksimassajärjestelmälle sekä IV- ja OE-estimoiduille malleille. Estimoiduissa malleissa on ollut käytössä nopeudenmittauksen suodatus. Askeleena on käytetty 5 Nm suuruisia vääntömomentteja. Askelvasteesta nähdään akselin liian pienen vaimennuksen vaikutus, jolloin

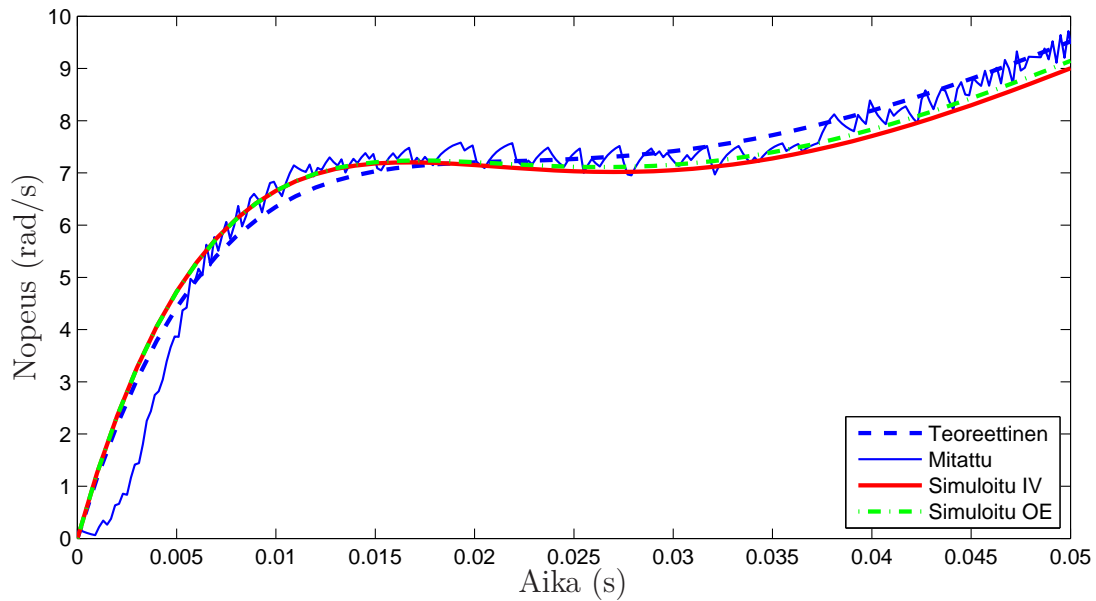
Taulukko 9: IV- ja OE-parametriestimaatit emuloidulle järjestelmälle 1 avoimen silmukan identifiointissa

	Oikea arvo	IV	OE	IV	OE
Nopeuden suodatus		Ei ole	Ei ole	LPF, 200 Hz	LPF, 200 Hz
J_M (kgm ²)	0,004	0,0039	0,0037	0,0037	0,0037
J_L (kgm ²)	0,02	0,0240	0,0203	0,0211	0,0201
b_M (Nms/rad)	0,06	-0,0977	0,0394	0,0544	0,0819
b_L (Nms/rad)	0,00	0,1725	0,0338	0,0207	-0,0068
c (Nm/rad)	30	42,04	32,77	31,87	30,1690
d (Nms/rad)	0,5	0,5994	0,4850	0,4723	0,4494
f_{res} (Hz)	15,1	17,85	16,30	15,93	15,64
f_{ares} (Hz)	6,16	6,66	6,39	6,19	6,17

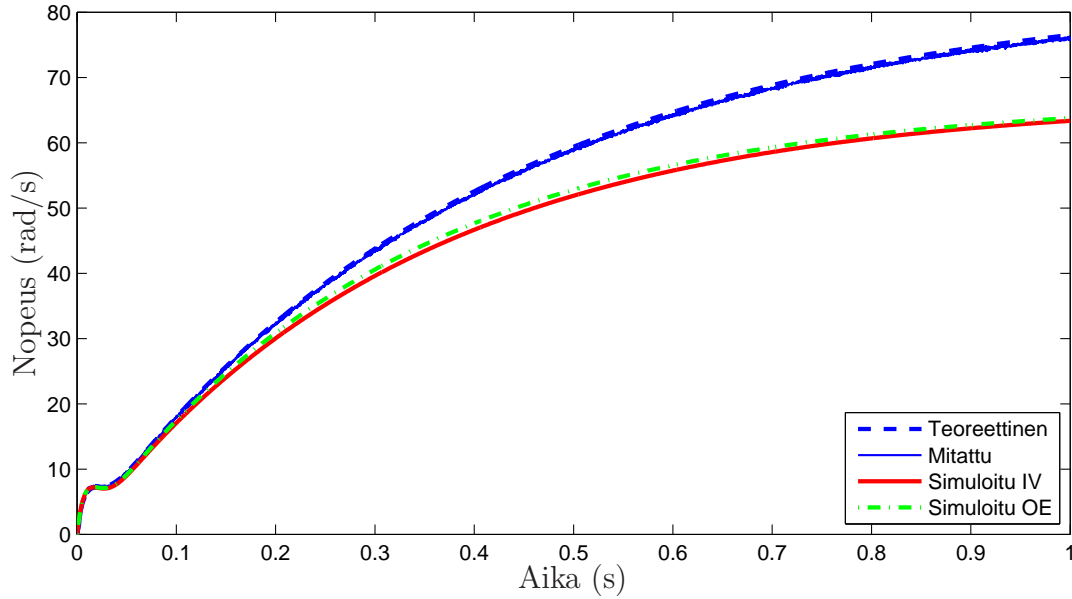
resonanssi-ilmiö on hieman voimakkaampi kuin teoreettisessa tapauksessa. Suuremmilla nopeuksilla virhettä aiheutuu viskoosikitkan pienistä estimaateista, mikä näkyy paremmin kuvan 25 pidemmästä tarkasteluajasta. Pienillä nopeuksilla mitattu askelvaste poikkeaa kitkan epälineaarisuuden vuoksi teoreettisesta askelvasteesta.



Kuva 23: Taajuusvaste sähkömagneettisesta vääntömomentista moottorin kulmanopeuteen järjestelmän 1 avoimen silmukan identifioinnissa



Kuva 24: Teoreettisen, mitatun ja avoimessa silmukassa estimoitujen mallien askelvasteet emuloidulle järjestelmälle 1



Kuva 25: Teoreettisen, mitatun ja avoimessa silmukassa estimoitujen mallien askel-vasteet emuloidulle järjestelmälle 1 pitkällä tarkasteluaajalla

7.3 Järjestelmän 1 identifointi suljetussa silmukassa

Järjestelmä 1 identifoidaan myös nopeussäädetyssä suljetussa silmukassa. Nopeus-säätimen vahvistukseksi valitaan $k_p = 0,1$ Nms/rad, joka on osoittautunut hyväksi valinnaksi emulaattorin rajoitusten vuoksi. Herätesignaali saa identifointitapauksissa 3 ja 4 arvoja -2 ja 2 Nm. Tapauksessa 2 häiritään järjestelmää yhtä paljon, kun herätesignaalin amplitudiksi valitaan 20 rad/s. Identifioinnin aikana nopeus pyritään säätimen avulla pitämään toimintapisteessä 50 rad/s. Mittauksissa on käytössä nopeussignaalin suodatus, sillä jo avoimen silmukan tapauksessa todettiin sen parantavan estimaatteja. Tulo- ja lähtösignaaleista poistetaan tarvittaessa keskiarvot ennen estimoinnin suorittamista.

Suljetun silmukan tapauksien 2, 3 ja 4 IV- ja OE-estimaatit on esitetty taulukoissa 10 ja 11. IV- ja OE-estimaattien välillä ei ole nähtävissä suuria eroavaisuuksia. Tapauksien 2 ja 4 antamat tulokset ovat hyvin lähellä emulaattorille annettuja arvoja. Näiden kahden tapausten estimaatit eivät juurikaan poikkea toisistaan, sillä ideaalisella järjestelmällä ja käytetyillä herätesignaalien valinnoilla ne vastaisivat täysin toisiaan.

Tapauksen 3 estimaateissa moottorin hitausmomentti J_M on liian suuri ja viskoo-sikitkan vaimennusten b_M ja b_L summa negatiivinen. Samanlainen käyttäytyminen oli havaittavissa taulukon 6 simulointituloksista. Käyttämällä tapausta 4 eli huomioimalla nopeussäädin voidaan siis parantaa estimointituloksia tapaukseen 3 nähden. Tapauksen 3 ongelmat nähdään myös kuvan 26 taajuusvasteesta ja kuvan 27 askelvasteesta. Erityisen hyvin erottuu negatiivisen kokonaisvaimennuksen vaikutus askelvastekuvaajassa, jossa kulmanopeus karkaa muihin tapauksiin nähden.

Suljetun silmukan identifioinnin tapauksissa 2 ja 4 saadaan avoimeen silmuk-

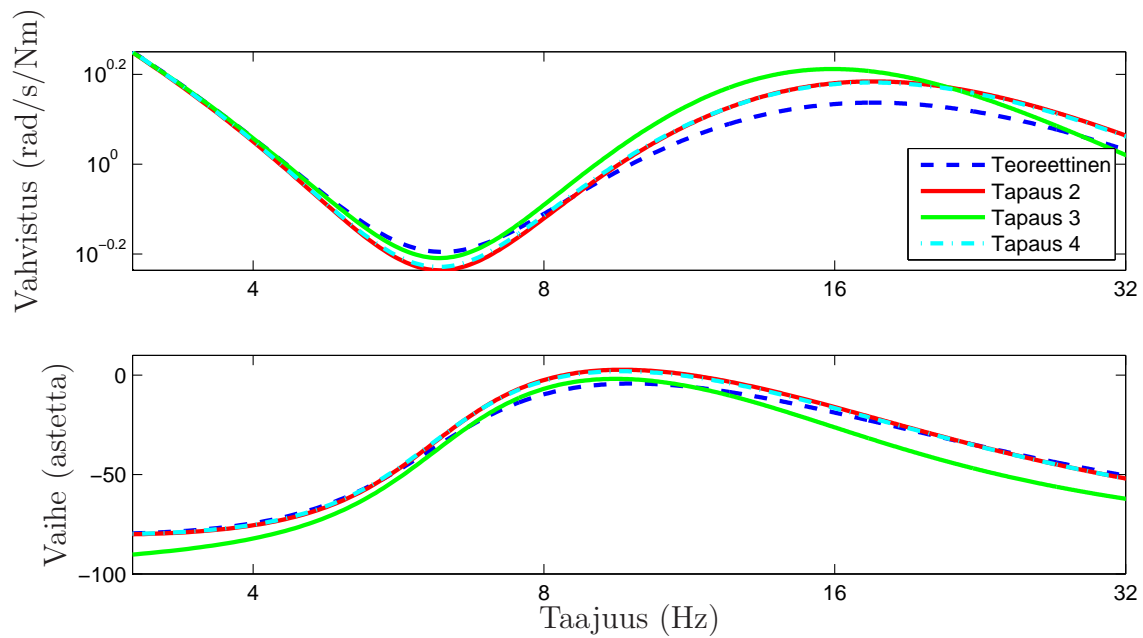
kaan verrattuna paremmat estimaatit viskoosikitkan vaimennusten summalle, mikä johtuu nollanopeuden ulkopuolella toimimisesta ja epälineaaristen kitkailmöiden välttämistä. Akselin vaimennus estimoituu edelleen hieman liian pieneksi. Mitattu askelvaste noudattaa paremmin estimoituja malleja kuin teoreettista tapausta, mikä viittäisi siihen, että emulaattori ei täysin toteuta haluttua akselin vaimennusta.

Taulukko 10: Tapauksien 2, 3 ja 4 IV-parametriestimaatit suodatetulla nopeussignaalinalla järjestelmälle 1

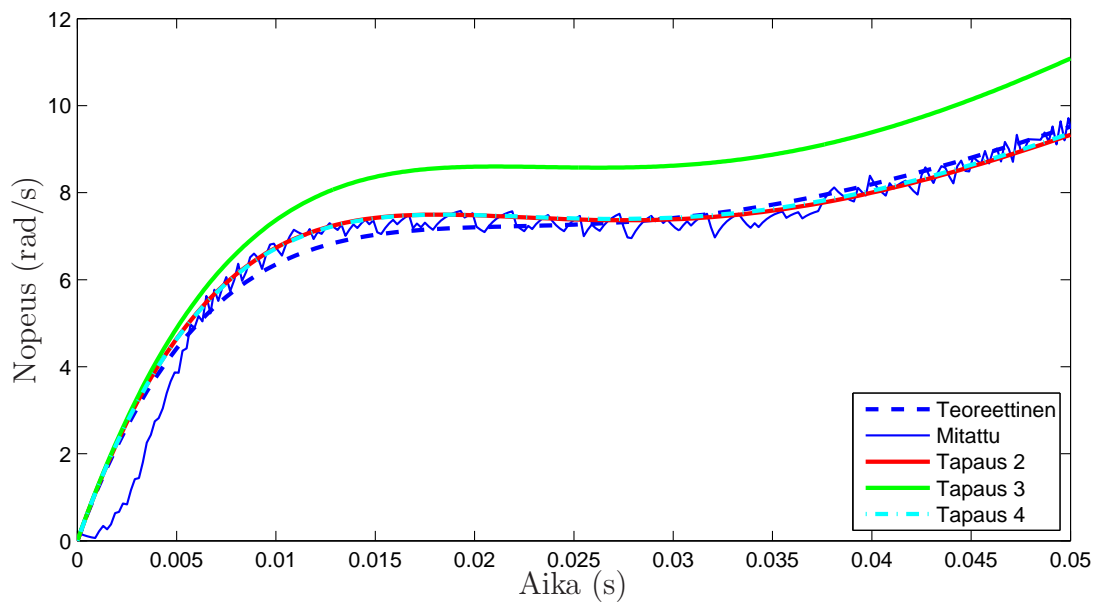
	Oikea arvo	Tapaus 2	Tapaus 3	Tapaus 4
J_M (kgm ²)	0,004	0,0039	0,0048	0,0039
J_L (kgm ²)	0,02	0,0206	0,0216	0,0208
b_M (Nms/rad)	0,06	0,0276	-0,0910	0,0185
b_L (Nms/rad)	0,00	0,0267	0,0293	0,0320
c (Nm/rad)	30	31,87	32,95	32,05
d (Nms/rad)	0,5	0,4607	0,4938	0,4713
f_{res} (Hz)	15,1	15,63	14,58	15,67
f_{ares} (Hz)	6,16	6,26	6,22	6,25

Taulukko 11: Tapauksien 2, 3 ja 4 OE-parametriestimaatit suodatetulla nopeussignaalinalla järjestelmälle 1

	Oikea arvo	Tapaus 2	Tapaus 3	Tapaus 4
J_M (kgm ²)	0,004	0,0039	0,0047	0,0039
J_L (kgm ²)	0,02	0,0201	0,0199	0,0200
b_M (Nms/rad)	0,06	0,0543	-0,0430	0,0569
b_L (Nms/rad)	0,00	0,0061	0,0040	0,0046
c (Nm/rad)	30	30,49	30,57	30,08
d (Nms/rad)	0,5	0,4419	0,4542	0,4439
f_{res} (Hz)	15,1	15,41	14,22	15,35
f_{ares} (Hz)	6,16	6,20	6,24	6,17



Kuva 26: Taajuusvaste sähkömagneettisesta vääntömomentista moottorin kulmanopeuteen järjestelmän 1 suljetun silmukan identifiointissa



Kuva 27: Teoreettisen, mitatun ja suljetussa silmukassa estimoitujen mallien askel-vasteet emuloidulle järjestelmälle 1

7.4 Järjestelmän 2 identifiointi avoimessa ja suljetussa silmukassa

Identifiointi tehdään vertailun vuoksi myös toiselle järjestelmälle, jonka resonanssitaajuus on hieman alhaisempi kuin järjestelmän 1. Pienemmästä resonanssitaajuudesta johtuen näytteenottotaajuudeksi valitaan 50 Hz. Vastaavasti on nopeudenmittauksen suodatuksen kaistanleveys pudotettu arvoon 100 Hz. Tapauksissa 1, 3 ja 4 herätesignaali saa arvoja $-2,5$ ja $2,5$ Nm sekä tapauksessa 3 arvoja -25 ja 25 rad/s. Nopeussäädetyissä tapauksissa P-säätimen vahvistus on $0,1$ Nms/rad.

Taulukon 12 avoimen silmukan estimaateissa nopeussignaalin suodatuksella on pienempi vaikutus kuin järjestelmää 1 käytettäessä havaittiin. Suodatus parantaa silti muun muassa moottorin hitausmomentin estimaattia. Viskoosikitkan vaimennusten summa estimoituu jälleen hieman suureksi ja akselin vaimennus pieneksi. IV- ja OE-estimaattien välillä ei ole merkittävää eroa.

Suljetun silmukan OE-estimoinnin tulokset on esitetty taulukossa 13. IV-estimoinnilla saatiin vastaavat tulokset, joten niitä ei ole esitetty. Tapaukset 2 ja 4 osoittautuvat jälleen tasavertaisiksi ja viskoosikitkan vaimennus estimoituu näillä paremmin kuin avoimen silmukan identifioinnissa. Tapauksessa 3 saadaan liian suuri moottorin hitausmomentin J_M estimaatti ja vaimennusten summa estimoituu negatiiviseksi, mikä vastaa simuloinneissa ja järjestelmää 1 käytettäessä saatuja tuloksia.

Taulukko 12: IV- ja OE-parametriestimaatit emuloidulle järjestelmälle 2 avoimen silmukan identifioinnissa

	Oikea arvo	IV	OE	IV	OE
Nopeuden suodatus		Ei ole	Ei ole	LPF, 100 Hz	LPF, 100 Hz
J_M (kgm ²)	0,004	0,0037	0,0036	0,0040	0,0040
J_L (kgm ²)	0,01	0,0103	0,0102	0,0102	0,0099
b_M (Nms/rad)	0,02	0,0226	0,0240	0,0237	0,0315
b_L (Nms/rad)	0,00	0,0024	0,0008	0,0012	-0,0066
c (Nm/rad)	15	15,86	15,65	15,31	14,78
d (Nms/rad)	0,25	0,2386	0,2382	0,2310	0,2265
f_{res} (Hz)	11,5	12,19	12,18	11,59	11,50
f_{ares} (Hz)	6,16	6,25	6,23	6,17	6,15

Taulukko 13: Tapauksien 2, 3 ja 4 OE-parametriestimaatit suodatetulla nopeussignaalin järjestelmälle 2

	Oikea arvo	Tapaus 2	Tapaus 3	Tapaus 4
J_M (kgm ²)	0,004	0,0041	0,0056	0,0038
J_L (kgm ²)	0,01	0,0100	0,0096	0,0101
b_M (Nms/rad)	0,02	0,0326	-0,0705	0,0276
b_L (Nms/rad)	0,00	-0,0131	-0,0112	-0,0075
c (Nm/rad)	15	14,42	14,85	14,66
d (Nms/rad)	0,25	0,2231	0,2411	0,2284
f_{res} (Hz)	11,5	11,26	10,31	11,61
f_{ares} (Hz)	6,16	6,04	6,26	6,06

7.5 Ehdotetun menetelmän soveltuvuus identifiointiin

Mittaustuloksissa ei esitetty ARX-estimaatteja, koska ne olivat kaikissa tapauksissa erittäin harhaisia ja jo simuloinneissa tehtiin havainto ARX-mallin heikkoudesta. Edes nopeuden suodatuksen käyttäminen ei parantanut tilannetta. ARX-mallin voidaan todeta olevan erittäin huono valinta mallintamaan kaksimassajärjestelmää, jonka nopeudenmittauksessa esiintyy häiriökohinaa.

OE- ja IV-menetelmillä saatiin lähes yhtä hyviä tuloksia. Joissain tapauksissa OE-malli kuitenkin löysi tarkemmat parametriestimaatit. Nämä ilmiöt viittaisivat siihen, että nopeudenmittaukseen summautuva häiriökohina on identifioinnin kannalta merkittävin. Lisäksi nopeussignaalin suodatuksen todettiin joissain tapauksissa parantavan parametriestimaatteja. Vastaavanlaisen havainnon ovat tehneet myös Beineke et al. (1997).

Avoimen silmukan identifioinnit suoritettiin nollanopeuden ympäristössä. Kara ja Eker (2003) toteavat, että huomioimalla epälineaarisuudet nollanopeuden ympäristössä, voitaisiin identifiointituloksia merkittävästi parantaa. Tässä työssä käytettiin lineaarisen kaksimassajärjestelmän emulaattoria, jolla nollanopeuden kitkaongelmat eivät näy kovin voimakkaasti. Suljetun silmukan identifioinnin käyttämisen havaittiin kuitenkin hieman parantavan lineaarisen viskoosikitkan estimaatteja. Käytännön kaksimassajärjestelmässä avoimen silmukan identifiointi voi olla syytä tehdä kiihtyvyysskokeen aikana, jolloin päästään eroon nollanopeuden ongelmista.

Ekerin ja Vuralin (2003) mukaan suljetun silmukan suora identifiointi (tapaus 3) kannattaa ottaa lähtökohdaksi, sillä se on yksinkertainen ja antaa hyvät tulokset. Tässä työssä havaittiin kuitenkin säätimen huomioimisen (tapaus 4) parantavan erityisesti moottorin hitausmomentin J_M ja viskoosikitkan vaimennusten b_M ja b_L summan estimaatteja. Tässä työssä esitetyistä tuloksista voidaan päätellä, että tapaus 3 voidaan kuitenkin tarvittaessa käyttää. Säätimen ollessa P-säädintä monimutkaisempi ei välttämättä kannata estimoida suuremman kertaluvun siirtofunktiota, jolloin menetettäisiin estimaatin tehokkuutta ja mahdollisesti tarvittaisiin suurempi näytemäärä. Estimointituloksia voidaan parantaa, jos herätesignaalin amplitudia on mahdollista kasvattaa. Lisäksi pienellä säätimen vahvistuksen arvoilla suljetun

silmukan identifiointi saadaan muistuttamaan avoimen silmukan identifiointia.

Tapaukset 2 ja 4 antoivat lähes samat tulokset, sillä ideaalisessa tapauksessa ne vastaavat tietyillä herätesignaalien valinnoilla täsmälleen toisiaan. Tapausten 2 ja 4 ongelmana on se, että niissä tulee huomioida säätimen malli, mikä monimutkaisee identifiointia. Nopeussäätimenä käytettiin identifioinnin aikana yksinkertaista P-säädintä, mutta ehdotettu menetelmä luultavimmin toimii myös monimutkaisempien säätimien kanssa. Muun muassa Villwock et al. (2005) ovat identifioineet kaksimassajärjestelmän parametrit onnistuneesti tapauksissa 2 ja 3, kun nopeussäätimenä on ollut PI-säädin.

Akselin vaimennuksen suurilla arvoilla ei resonanssitaaajuutta kannata laskea yhtälön (7a) avulla, sillä tulos on virheellinen. Kaksimassajärjestelmän siirtofunktiosta voitaisiin laskea tarkempi yhtälö resonanssitaaajuudelle, mutta myös tällöin ongelmana on usean epätarkan parametriestimaatin käyttö resonanssitaaajuuden laskennassa. Tämän seurauksena virheet voivat kasautua. Pacas et al. (2010) toteavat taajuusvastemenetelmien olevan luotettavampia resonanssitaaajuuden tunnistamisessa. Esimerkiksi Villwock et al. (2005) saavat resonanssitaaajuuden tunnistettua jopa 1,6 % tarkkuudella, mutta mekaanisissa parametreissa virhe on suurempi.

Östring et al. (2003) toteavat, että antiresonanssitaaajuus saadaan yleensä hyvin tunnistettua estimoiduista parametreista. Tässä työssä saatiin lähes kaikissa identifiointitapauksissa hyvät estimaatit kuorman hitausmomentille J_L ja vääntäjousivaikiolle c , minkä seurauksena antiresonanssitaaajuudelle tässä työssä pätee Östringin et al. saama tulos. Lisäksi käytetyillä järjestelmillä suuri akselin vaimennus ei juurikaan siirtänyt todellista antiresonanssitaaajuutta yhtälön (7b) antamaan tulokseen verrattuna.

8 Johtopäätökset

Työssä tutkittiin sähkökäytön mekaniikkaa kuvaavien monimassajärjestelmien identifiointia. Monimassamallien parametrien tunteminen on tärkeää liikkeenohjauksen säätimien virityksen kannalta. Monissa tapauksissa on riittävää mallintaa monimutkainenkin mekaniikka kaksimassajärjestelmänä, jolloin saadaan selville vallitseva tai alhaisin resonanssitaaajuus. Todellinen mekaniikka sisältää monia epälineaarisia ilmiöitä, kuten kitkaa ja välystä. Tässä työssä nämä ilmiöt oletettiin pieniksi ja käytettiin lineaarista monimassajärjestelmän mallia.

Monimassajärjestelmien identifiointiin todettiin olevan useita erilaisia lähestymistapoja. Taajuusvasteesta saadaan yksinkertaisesti selville resonanssi- ja antiresonanssitaaajuudet. Parametrien identifiointia varten voidaan taajuusvasteeseen sovitaa siirtofunktioimalli minimoimalla esimerkiksi pienintä neliösummaa. Tämä lähestymistapa vaatii hyvän optimointirutiinin ja alkuarvaukset parametreille. Globaalin minimin löytymistä ei voida tällaisella menetelmällä taata. Lisäksi vaaditaan ylimääräinen muunnos aikatason näytteistä taajuustasoon.

Järjestelmästä saadaan mittauksilla diskreettejä arvoja, joten ARX-pohjaiset menetelmät ovat luonnollisempi lähestymistapa järjestelmän mallintamiseen. Menetelmät eroavat sen mukaan, mihin häiriökohinan oletetaan summautuvan. ARX-mallin parametrien estimoinnissa ei tarvita alkuarvauksia ja globaali minimi löydetään aina. Pelkkä ARX-malli ei kuitenkaan riitä, jos häiriökohina on värillistä tai summautuu nopeudenmittaukseen. ARX-menetelmän variaatioissa kuten IV- ja OE-estimaateissa alkuarvaukset saadaan tavallisella ARX-estimaatilla ja estimointi muuttuu monivaiheiseksi.

ARX-pohjaisilla menetelmillä saadaan estimoitua diskreetti pulssinsiirtofunktio. Koska halutaan kuitenkin estimoida jatkuva-aikaisen järjestelmän parametreja, tulee suorittaa muunnos diskreetistä ajasta jatkuvaan aikaan. Muunnos on mahdollista toteuttaa kumpaankin suuntaan useilla erilaisilla menetelmillä. Työssä helpoimmaksi tavaksi osoittautui estimoitun pulssinsiirtofunktion numeerinen muuntaminen jatkuva-aikaiseksi.

Identifiointi on yksinkertaisinta silloin, kun nopeussäädin ei ole käytössä. Identifiointi on kuitenkin mahdollista myös nopeussäädetyssä suljetun silmukan järjestelmässä. Työssä tarkasteltiin kolmea erilaista lähestymistapaa suljetun silmukan identifiointiin. Epäsuorassa identifiointissa on estimoitussa siirtofunktiossa mukana myös nopeussäätimen malli, joka voidaan poistaa jälkikäteen. Suorassa identifiointissa oletetaan säätimen vaikutuksen olevan niin pieni, että identifiointi voidaan suorittaa avoimen silmukan kaltaisesti. Työssä oletettiin vääntömomenttisäädön olevan riittävän nopea, jolloin sen vaikutus voitiin jättää estimoinnissa huomiotta.

Käytännön sovelluksessa voidaan joissain tapauksissa vaihtaa monimutkainen nopeussäädin yksinkertaiseen P-säätimeen identifiointin ajaksi. Tällöin nopeus saattaa poiketa jonkin verran ohjearvosta kuormitushäiriöiden ja kitkan vuoksi. P-säätimen käytössä on etuna se, että estimoitavan siirtofunktion kertaluku ei kasva avoimen silmukan tapaukseen nähden, jolloin estimoinnin tehokkuus ei kärsi. P-säädin voi aiheuttaa kuitenkin lineaarisen riippuvuuden identifiointissa käytettävän tulo- ja lähtösignaalien välille riippuen identifiointijärjestelystä.

Simulointien avulla verrattiin ARX-, IV- ja OE-estimaattien toimivuutta keskenään, kun nopeudenmittaukseen summautuu häiriökohinaa. Havaittiin, että ARX-malli on hyödytön, jos nopeudenmittaukseen summautuu pienikin kohinakomponentti. IV- ja OE-estimaatit antoivat hyvät tulokset, vaikka lähtökohina oli varianssiltaan suurta. Kaikissa simuloinneissa vaimennustermien b_M ja b_L estimointi osoitautui vaikeaksi, mutta niiden summa saattoi vastata oikeaa arvoa. Jos näitä kahta parametria ei tarvita esimerkiksi liikkeenohjauksen säätimen virityksessä, voidaan estimoitavan siirtofunktion kertalukua pienentää.

Simuloinneissa todettiin P-säätimen vahvistuksella olevan huomattava merkitys identifioinnin onnistumisessa. Suurilla vahvistuksen arvoilla järjestelmän käyttäytyminen nopeutuu niin, että avoimen silmukan järjestelmän dynamiikan perusteella valittu näytteenottotaajuus ei riitä identifiointiin. Vahvistuksen kasvattaminen myös lisää lähtökohinan summautumista järjestelmään takaisinkytkennän kautta. Identifiointitapauksessa 2 todettiin pienen vahvistuksen arvon estävän herätesignaalin pääsyn järjestelmään. Toisaalta tapauksissa 3 ja 4 pieni vahvistus muuttaa suljetun silmukan identifioinnin lähemmäksi avointa silmukkaa.

Mittauksissa ehdotetun identifiointimenetelmän todetaan toimivan kaikissa neljässä tapauksessa. Nopeudenmittauksessa kannattaa tulosten perusteella käyttää sopivaa alipäästösuodatusta. IV- ja OE-menetelmien välillä ei havaittu suuria eroja, mutta joissain tapauksissa OE-estimaatti antoi paremmat tulokset. Tutkitulla menetelmällä identifiointi onnistui siitä huolimatta, että akselin vaimennuksen arvo oli emulaattorin rajoitusten vuoksi suuri eikä resonanssi näkynyt voimakkaasti.

Avoimen silmukan identifioinnissa ja suljetun silmukan tapauksissa 2 ja 4 saatiin hyvin tarkat estimaatit. Ainostaan viskoosikitka estimoitui avoimen silmukan tapauksella hieman heikosti johtuen nollanopeuden epälinearisesta kitkasta. Mittauksissa käytetty emulaattori ei askelvastekokeiden perusteella toteuttanut täysin haluttua akselin vaimennusta, mikä näkyi parametriestimaateissa. Suljetun silmukan tapauksessa 3 todettiin olevan ongelmia moottorin hitausmomentin ja viskoosikitkan vaimennusten estimoinnissa, mikä johtui identifioinnin tulossignaalin riippumisesta osittain lähtösignaalista. Resonanssitaaajuuden luotettavaan estimointiin on syytä käyttää kirjallisuudessa esitettyjä taajuustason menetelmiä. Tässä työssä kuvattua menetelmää tulisi siis ensisijaisesti käyttää vain hitausmomenttien, vaimennusten ja jousivakion estimointiin.

Työlle mahdollisia jatkotutkimuskohteita on lukuisia. ARX-pohjaiset menetelmät voidaan muokata rekursiiviseen muotoon ja suorittaa identifiointi käytön aikana. Tällöin algoritmista tulee kevyempi ja menetelmää voidaan soveltaa myös aikavarianteille järjestelmille. Käytännön sovelluksia varten tulisi IV- ja OE-menetelmien numeeriselle kuormittavuudelle tehdä arvio. Kaksimassajärjestelmän sijasta voidaan identifioida esimerkiksi kolmimassajärjestelmää, joka on muun muassa hissikäytön kannalta mielenkiintoinen vaihtoehto. Epälinearisuuksien vaikutus identifiointiin ja säätöjärjestelmään olisi syytä selvittää tarkemmin. Huomiota tulisi kiinnittää myös P-säädintä monimutkaisemman säätimen käyttöön ja sen vaikutukseen eri identifiointitapauksissa. Yhdistämällä esitetty parametrien identifiointimenetelmä liikkeenohjauksen säädinsuunnitteluun voidaan toteuttaa automaattinen kaksimassajärjestelmän säätimen viritys.

Lähdeluettelo

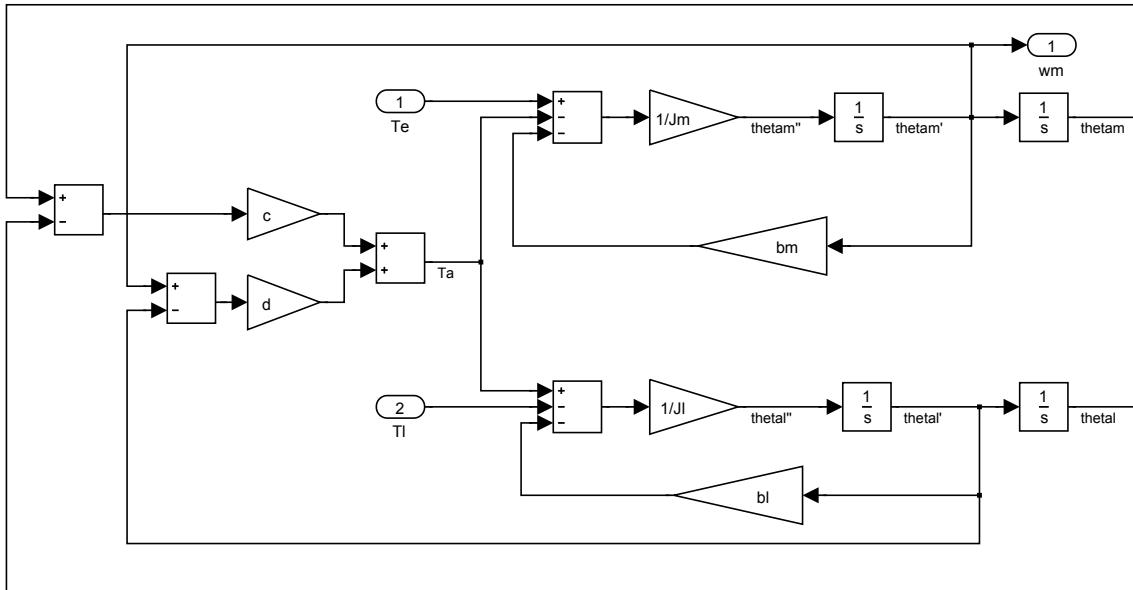
- Beineke, S., Schütte, F., Wertz, H., ja Grotstollen, H. (1997). Comparison of parameter identification schemes for self-commissioning drive control of nonlinear two-mass systems. *IEEE IAS Conf.*, osa 1, s. 493–500.
- Dhaouadi, R. ja Kubo, K. (1996). Transfer function and parameters identification of a motor drive system using adaptive filtering. *International Workshop on Advanced Motion Control*, osa 2, s. 588–593.
- Eker, I. ja Vural, M. (2003). Experimental online identification of a three-mass mechanical system. *IEEE CCA Conf.*, osa 1, s. 60–65.
- Ellis, G. (2004). *Control System Design Guide: A Practical Guide*. Elsevier, San Diego, California, 3. painos.
- Ellis, G. ja Lorenz, R. (2000). Resonant load control methods for industrial servo drives. *IEEE IAS Conf.*, osa 3, s. 1438–1445.
- Franklin, G. F., Powell, J. D., ja Workman, M. L. (1997). *Digital Control of Dynamic Systems*. Addison-Wesley, Menlo Park, California, 3. painos.
- Garnier, H. ja Young, P. (2004). Time-domain approaches to continuous-time model identification of dynamical systems from sampled data. *American Control Conference*, osa 1, s. 667–672.
- Guo, Y., Huang, L., ja Muramatsu, M. (2002). Research on inertia identification and auto-tuning of speed controller for AC servo system. *IEEE Power Conversion Conf.*, osa 2, s. 896–901.
- Harnefors, L. (2003). *Control of Variable-Speed Drives*. Applied Signal Processing and Control, Department of Electronics, Mälardalen University, Sweden.
- Harnefors, L., Pietiläinen, K., ja Gertmar, L. (2001). Torque-maximizing field-weakening control: design, analysis, and parameter selection. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 48(1):161–168.
- Jokinen, M. (2010). *Centralized motion control of a linear tooth belt drive: analysis of the performance and limitations*. Väitöskirja, Lappeenrannan teknillinen yliopisto.
- Kara, T. ja Eker, I. (2003). Experimental nonlinear identification of a two mass system. *IEEE CCA Conf.*, osa 1, s. 66–71.
- Kollar, I., Franklin, G., ja Pintelon, R. (1996). On the equivalence of z-domain and s-domain models in system identification. *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conf.*, osa 1, s. 14–19.
- Ljung, L. (1999). *System Identification - Theory for the User*. Prentice-Hall, Troy, New York, 2. painos.

- Ljung, L. (2010). *System Identification Toolbox: User's Guide*. Mathworks, Natick, Massachusetts.
- Müller, I. ja Mutschler, P. (2002). Two reliable methods for estimating the mechanical parameters of a rotating three-inertia system. *EPE-PEMC 2002 Conf.* CD-ROM.
- Niiranen, J. (1999). *Sähkömoottorikäytön digitaalinen ohjaus*. Otatieto 590, Helsinki, 2. painos.
- Pacas, M., John, A., ja Eutebach, T. (2000). Automatic identification and damping of torsional vibrations in high-dynamic-drives. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, osa 1, s. 201–206.
- Pacas, M., Villwock, S., ja Eutebach, T. (2004). Identification of the mechanical system of a drive in the frequency domain. *IEEE IECON Conf.*, osa 2, s. 1166–1171.
- Pacas, M., Villwock, S., Szczupak, P., ja Zoubek, H. (2010). Methods for commissioning and identification in drives. *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, 29(1):53–71.
- Saarakkala, S. E., Alahäivälä, A., Hinkkanen, M., ja Luomi, J. (2011). Dynamic emulation of multi-mass mechanical loads in electric drives. *EPE European Conference on Power Electronics and Applications*. Hyväksytty julkaistavaksi.
- Takeichi, Y., Komada, S., Ishida, M., ja Hori, T. (1996). Speed control of symmetrical type three-mass resonant system by PID-controller. *International Workshop on Advanced Motion Control*, osa 2, s. 594–599.
- Thomsen, S., Hoffmann, N., ja Fuchs, F. (2010). Comparative study of conventional PI-control, PI-based state space control and model based predictive control for drive systems with elastic coupling. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, s. 2827–2835.
- Valenzuela, M., Bentley, J., ja Lorenz, R. (2005a). Evaluation of torsional oscillations in paper machine sections. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 41(2):493–501.
- Valenzuela, M., Bentley, J., Villablanca, A., ja Lorenz, R. (2005b). Dynamic compensation of torsional oscillation in paper machine sections. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 41(6):1458–1466.
- Villwock, S., Baumüller, A., Pacas, M., Gotz, F.-R., Liu, B., ja Barinberg, V. (2008). Influence of the power density spectrum of the excitation signal on the identification of drives. *IEEE IECON Conf.*, s. 1252–1257.
- Villwock, S. ja Pacas, M. (2006). Deterministic method for the identification of backlash in the time domain. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, osa 4, s. 3056–3061.

- Villwock, S. ja Pacas, M. (2008). Application of the Welch-method for the identification of two- and three-mass-systems. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 55(1):457–466.
- Villwock, S., Pacas, M., ja Eutebach, T. (2005). Application of the Welch-method for the automatic parameter identification of electrical drives. *IEEE IECON Conf.*
- Wertz, H., Beineke, S., Frohleke, N., Bolognani, S., Unterkofler, K., Zigliotto, M., ja Zordan, M. (1999). Computer aided commissioning of speed and position control for electrical drives with identification of mechanical load. *IEEE IAS Conf.*, osa 4, s. 2372–2379.
- Yoshioka, Y. ja Hanamoto, T. (2006). An identification for continuous time models of the multi-mass system using the LWTLs method and the CDM based order determination. *IEEE IECON Conf.*, s. 388–393.
- Zhang, G. ja J., F. (2000). Speed control of two-inertia system by PI/PID control. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 47(3):603–609.
- Zhou, Y. (2010). The variable frequency speed control system based on the modified two-degree-freedom internal model control and its robustness analysis. *Control and Decision Conf.*, s. 2719–2724.
- Östring, M., Gunnarsson, S., ja Norrlöf, M. (2003). Closed-loop identification of an industrial robot containing flexibilities. *Control Engineering Practice*, 11(3):291–300.

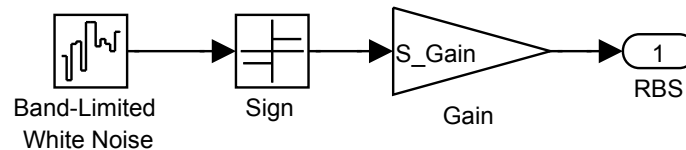
Liite A: Käytetty simulointimalli

Kuvassa A1 on esitetty simulointiosuudessa käytetty kaksimassajärjestelmän Simulink-malli, joka perustuu yhtälöihin (5). Tulosignaaleina ovat sähkömagneettinen vääntömomentti T_e ja kuormavääntömomentti T_L . Lähtösignaalina on moottorin puoleinen kulmanopeus ω_M .



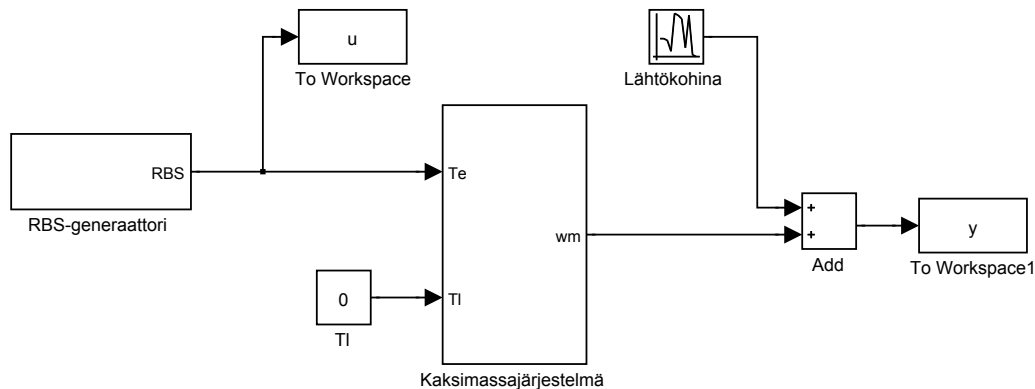
Kuva A1: Kaksimassajärjestelmän simulointimalli

Herätesignaali luodaan simuloinneissa ja mittauksissa kuvan A2 mukaisella mallilla. Band-Limited White Noise -lohkolla saadaan satunnainen kohinasignaali, joka muutetaan binääriseksi Sign-lohkolla. Muuttujalla S_Gain määritetään signaalin amplitudi. Näytemäärän N oletetaan olevan riittävän suuri, jolloin voidaan käyttää RB-signaalia. Pienellä näytemäärällä olisi syytä käyttää PRB-signaalia, jolloin kaikkia taajuuksia herätetään mahdollisimman tasaisesti.



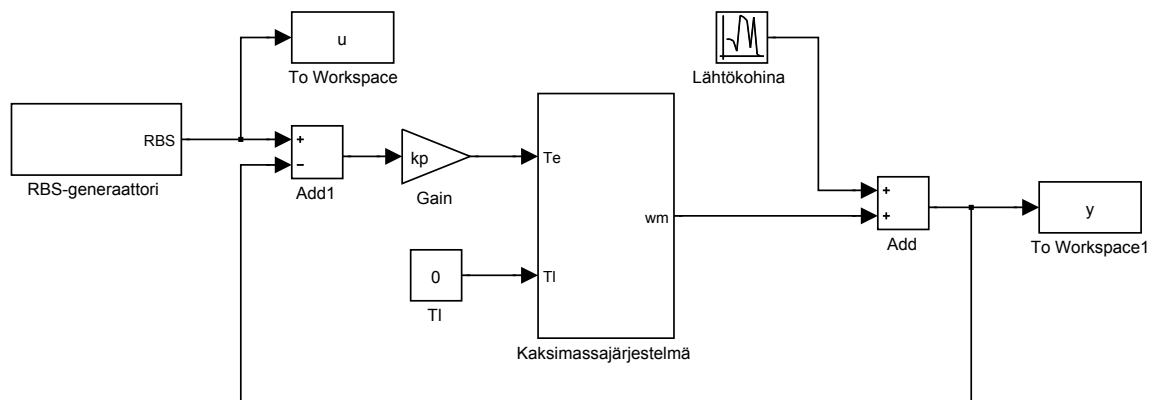
Kuva A2: RB-signaalin luominen

Avoimen silmukan identifiointia voidaan simuloida kuvan A3 mukaisella mallilla, jossa esiintyvät kuvien A1 ja A2 lohkot. Nopeudenmittaukseen summautuu nollakeskiarvoinen valkoinen kohinasignaali, jonka varianssia voidaan muuttaa. Kuormamomentti on simuloinneissa oletettu nolllaksi.



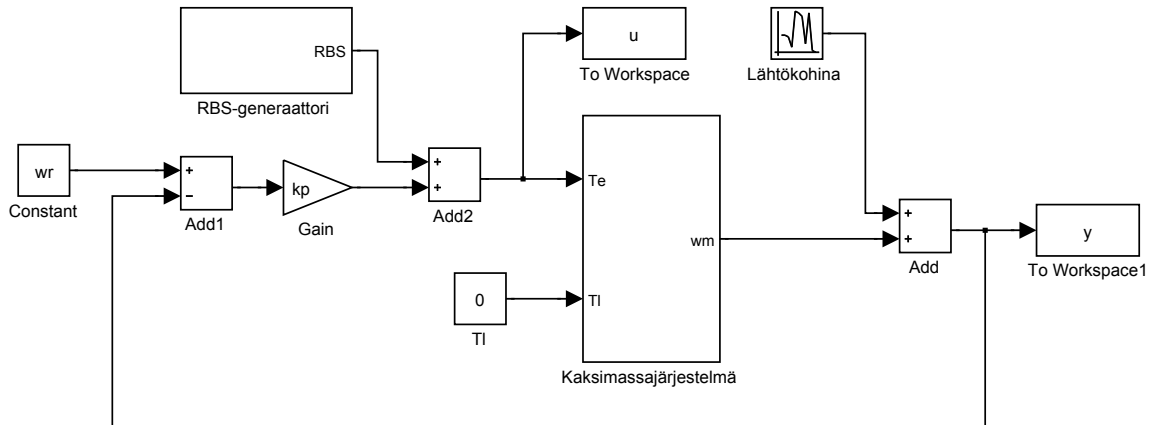
Kuva A3: Avoimen silmukan järjestelmän identifiointimalli (tapaus 1)

Kuvassa A4 on esitetty suljetun silmukan järjestelmän epäsuorassa identifiointissa käytettävä simulointimalli. Käytössä on nyt nopeussäätimenä P-säädin, jonka vahvistusta k_p voidaan muuttaa. Huomioinnin arvoista on se, että lähtökohina summautuu myös takaisinkytkettyyn signaaliin, jolloin OE-mallin oletus ei päde tarkalleen. Tässä tapauksessa P-säätimen vahvistuksen kasvattaminen lisää sekä heräteettä kohinasignaalin summautumista järjestelmään.



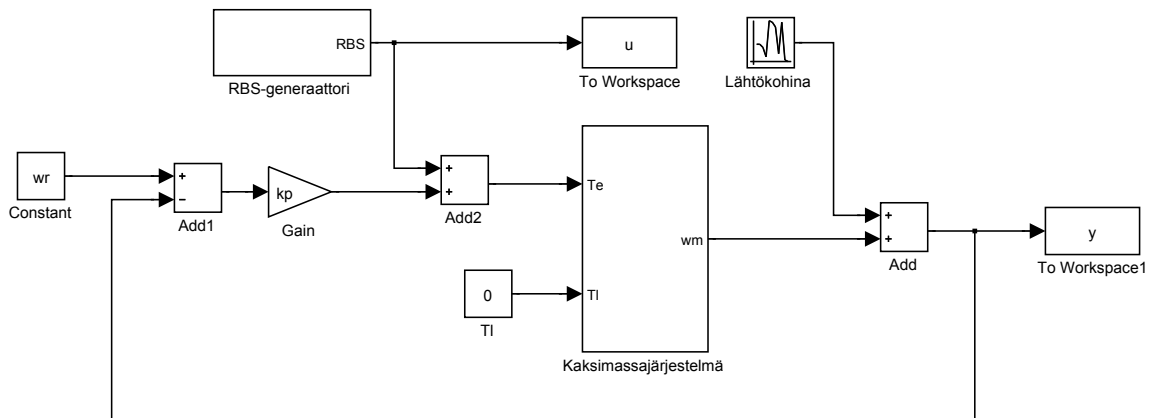
Kuva A4: Suljetun silmukan järjestelmän epäsuora identifiointi (tapaus 2)

Suljetun silmukan suorassa identifiointissa on käytössä kuvan A5 mukainen simulointimalli. Säädin pyrkii pitämään lähtönopeuden ohjearvossa ω_r . Tapaus muistuttaa avoimen silmukan identifiointia sitä enemmän, mitä pienempi P-säätimen vahvistus on. Vahvistuksen kasvattaminen lisää jälleen kohinan vaikutusta järjestelmässä. Tämän järjestelmän identifiointi voidaan suorittaa avoimen silmukan tapaan olettamalla säätimen vaikutus riittävän pieneksi.



Kuva A5: Suljetun silmukan järjestelmän suora identifiointi (tapaus 3)

Kun suljetun silmukan järjestelmän suora identifiointi muokataan epäsuoraan muotoon, otetaan identifiointissa käytetty tulosignaali suoraan RBS-generaattorista. Tällöin simulointimalli on kuvan A6 mukainen. Tapaus muistuttaa jälleen avoimen silmukan järjestelmää pienillä säätimen vahvistuksen arvoilla.



Kuva A6: Suljetun silmukan järjestelmän suora identifiointi muokattuna epäsuoraan muotoon (tapaus 4)