



TAMPEREEN TEKNILLINEN YLIOPISTO
TAMPERE UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

VALTTERI FORSMAN
QUANSER QUBE-SERVO 2 -JÄRJESTELMÄN TILASÄÄTÖ

Kandidaatintyö

Tarkastaja: Tohtorikoulutettava Veli-
Pekka Pyrhönen
Tarkastaja ja aihe hyväksytty
Teknisten tieteiden tiedekuntaneu-
voston kokouksessa 8. maaliskuuta
2017

TIIVISTELMÄ

VALTTERI FORSMAN: Quanser QUBE-Servo 2 -järjestelmän tilasäätö

Tampereen teknillinen yliopisto

Kandidaatintyö, 55 sivua

Lokakuu 2017

Teknisten tieteiden tekniikan kandidaatin tutkinto-ohjelma, Automaatiotekniikka

Pääaine: Systeemitekniikka

Tarkastaja: Tohtorikoulutettava Veli-Pekka Pyrhönen

Avainsanat: asennon säätö, servomootorijärjestelmä, tilasäädin, redusoitu tilahavaitsija, simulointi, mallinnus

Tässä työssä suunnitellaan moottorin varren asennon säädin. Säätimen toiminta perustuu tilasäätöön, jossa takaisinkytketty säädin on toteutettu tilatakaisinkytkennällä ja redusoidulla tilahavaitsijalla. Tilatakaisinkytkennässä mitattuna suureena on moottorin varren kulma ja kulmanopeus estimoidaan redusoidulla tilahavaitsijalla. Tasapainotilan seurannan parantamiseksi suunnitellaan kaksi erilaista toteutusta, joista toinen perustuu asetusarvon vahvistamiseen skalaarilla ja toinen integraattorin lisäämiseen tilatakaisinkytkentään.

Säätimet viritetään napojen asettelumenetelmällä, jonka jälkeen viritystä pyritään parantamaan kokeellisesti. Kokeellisessa vityksessä tutkitaan vitysparametrien muutosten vaikutuksia järjestelmän käyttäytymisen. Säädetävälle järjestelmälle ja säätimille luodaan tilaesitykset ja siirtofunktioesitykset, joilla arvioidaan säädön suorituskykyä. Tutkitavana laitteistona on Quanser QUBE-Servo 2 -järjestelmä. Suunnittelun apuna sekä simulaatioissa on hyödynnetty Mathwoksia Matlab ja Simulink ohjelmistoja. Simulaattorimalleja ja fyysistä järjestelmää testataan sekä kanttiaaltomuotoisella askelsarjalla että yksikköaskeleella.

Työn tuloksena saadaan vaatimusmäärittelyt toteuttava suorituskykyinen säädin. Valitulla säätimellä saavutetaan nopea vasteen asettumisaika sekä hyvä ulkoisten häiriöiden reguloitukyky. Lisäksi kyseinen säädin on epäherkkä mallinnuksesta johtuville parametrien muutoksille. Jatkokehitysmahdollisuudeksi implementoidulle säätimelle ehdotetaan anti-windup-rakenteen lisäämistä toimilaitteen saturoitumisen estämiseksi.

SISÄLLYSLUETTELO

1.	JOHDANTO.....	1
2.	JÄRJESTELMÄN MALLI	2
	2.1 Matemaattinen malli	2
	2.2 Tilaesitys	4
	2.3 Järjestelmän parametrit ja taajuusvaste	5
	2.4 Siirtofunktioesitys	6
	2.5 Ohjattavuus ja havaittavuus	8
3.	TILASÄÄTIMEN SUUNNITTELU	10
	3.1 Napojen asettelu tilatakaisinkytkennällä	10
	3.2 Tilahavaitsija	14
	3.3 Tilahavaitsijan ja tilatakaisinkytkennän itsenäisyys	18
4.	JÄRJESTELMÄN SUORITUSKYKY	20
	4.1 Tilasäätö staattisella vahvistuksella	20
	4.2 Integroiva tilasäätö	22
	4.3 Gang-of-Six-siirtofunktiot	25
5.	KOEJÄRJESTELYT	31
	5.1 Laitteet ja ohjelmistot	31
	5.2 Säädon tavoitteet ja rajoitukset	32
6.	SIMULOINTITULOKSET	33
	6.1 Simulointimallit	33
	6.2 Säätimen parametrien viritys	34
	6.3 Vaatimusmäärittelyjen toteutuminen	36
	6.4 Suorituskykyvertailu	42
7.	KÄYTÄNNÖN TESTITULOKSET	49
	7.1 Fyysisen järjestelmän implementointi ja viritys	49
	7.2 Askelsarjakoe ja askelvastekoe	50
8.	YHTEENVETO.....	53
	LÄHTEET	54

LYHENTEET JA MERKINNÄT

\hat{x}	tilan x estimaatti
\dot{x}	tilan x derivaatta
\tilde{x}	tilan x estimointivirhe
x_y	x :n indeksointi
x^T	tilavektorin x transpoosi
A, B, C, D	tilaesityksen matriisit
t	aika
s	Laplace-muuttuja
u	ohjausvektori
x	tilavektori
y	ulostulovektori
r	asetusarvo
z	reduoidun tilahavaintijan apumuuttuja
θ	varren kulma
ω_m	varren kulmanopeus
K	tilatakaisinkytkennän vahvistusmatriisi
L	tilahavaintijan vahvistusmatriisi
J	hitausmomentti
ζ	vaimennusvakio
ω_n	luonnollinen kulmataajuus
R_s	asetusarvon vahvistusskalaari
k_i	integraattorin vahvistusskalaari
λ	ominaisarvo

SISO	engl. single-input and single-output, yksi sisään- ja ulostulo
2DOF	engl. two degrees of freedom, kaksi vapausastetta
SS_{ref}	tilasäädin asetusarvon vahvistimella
SS_{int}	tilasäädin integraattorilla
PWM	engl. pulse width modulation, pulssinleveysmodulaatio
PO	engl. procentual overshoot, prosentuaalinen ylitys

1. JOHDANTO

Tasavirtamoottori on yksi yleisimmistä teollisuudessa käytetyistä toimilaitteista. Servomoottorilla tarkoitetaan moottorityyppiä, joka soveltuu käytettäväksi suljetuissa säätöjärjestelmissä. Liikkeen säädöllä, erityisesti säätämällä asentoa, nopeutta tai kiihtyvyyttä, voidaan parantaa teollisuusprosessin tuottavuutta, laatua ja energiankulutusta. Servomoottoareiden yleisiä käyttökohteita ovat esimerkiksi robotiikan sovellukset, tuotantoautomaatio ja koneistus.

Tämän kandidaatintyön tarkoituksena on suunnitella ja implementoida asennon säädin Quanser QUBE-Servo 2 -järjestelmälle, joka on erityisesti opetuskäyttöön tarkoitettu servomoottorilaitteisto. Säädetyin järjestelmän tulee täyttää sille asetetut vaatimukset ja säätimien parametreille on löydettävä sopiva viritys. Viritustyö perustuu napojen asetteluun ja simulointitulosten analysointiin vaihtelevilla parametrien arvoilla. Suunnittelun onnistumista arvioidaan sekä teoreettisesti että simulointituloksiin perustuen. Säätimelle esitellään kaksi erilaista toteutusta, joita arvioidaan aika- ja taajuustason tunnuslukujen perusteella. Arviointikriteereinä on edellä mainittujen lisäksi asetusarvon seurantakyky, mittauskohinan ja häiriöiden vaimennuskyky sekä epäherkkyys parametrien muutoksille eli robustisuus.

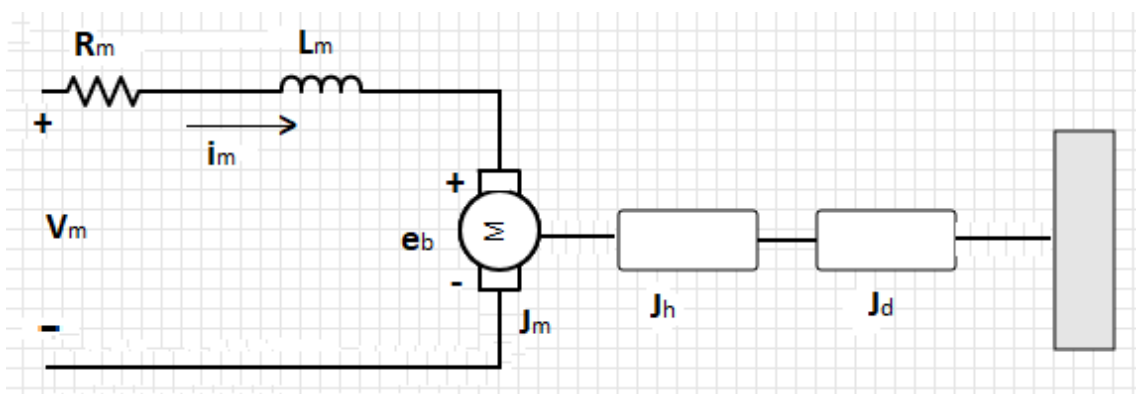
Työ koostuu 8 luvusta, joista ensimmäinen on johdanto. Toisessa luvussa esitellään servomoottorijärjestelmän malli. Kolmas luvussa taas esitellään tilatakaisinkytkennän ja tilalahavaitsijan toimintaperiaatteet sekä napojen asetteluun perustuva säätöstrategia. Tämän jälkeen esitellään tasapainotilan seurantakykyä parantavien säädinten rakenteet sekä säätimien suorituskyvyn arviointikriteerit. Viidennessä luvussa puolestaan tutustutaan laboratorionkokeiden käytännönjärjestelyihin. Seuraavat kaksi lukua esittelevät säätimien viritystyön ja simulointitulokset. Lopuksi on vielä lyhyt yhteenveto työstä ja johtopäätöksistä.

2. JÄRJESTELMÄN MALLI

Tässä luvussa esitellään tasavirtamoottorin rakenne ja malli. Järjestelmää kuvataan myös lohkokaavioesityksellä, jonka jälkeen tarkastellaan alkuperäisen järjestelmän (prosessin) taajuusvastetta. Lopuksi tutustutaan ohjattavuuden ja havaittavuuden käsitteisiin.

2.1. Matemaattinen malli

Kuvassa 1 on esitetty yksinkertaistettu kestopagneettivarusteisen tasavirtamoottorin piirikaavio. Kyseisestä piirikaaviosta voidaan johtaa differentiaaliyhtälö moottorin varren asennolle. Tätä differentiaaliyhtälöä voidaan edelleen käyttää tilaesityksen muodostamiseen.



Kuva 1. QUBE-Servo 2 tasavirtamoottori ja siihen liitetty kuorma, mukailtu lähteistä [1, s. 202][2, s. 2].

Virrankulkua vastustavalle vastasähkömotoriselle voimalle e_b pätee

$$e_b(t) = k_m \frac{d\theta(t)}{dt} = k_m \omega_m(t), \quad (1)$$

jossa t on aika, k_m on moottorin vastasähkömotorisen voiman vakio, θ on moottorin siirtymä ja ω_m moottorin kulmanopeus.

Kuvan 1 perusteella voidaan johtaa seuraava lauseke käyttäen Kirchhoffin jännitelakia

$$V_m(t) - R_m i_m(t) - L_m \frac{di_m(t)}{dt} - e_b(t) = 0, \quad (2)$$

jossa V_m on syöttöjännite ja i_m on ankkurivirta. Moottorin induktanssin L_m ollessa huomattavasti vastaavaa resistanssia R_m pienempi, voidaan induktanssi jättää huomiotta. Kun lisäksi sijoitetaan yhtälö (1) yhtälöön (2), saadaan lauseke

$$V_m(t) - R_m i_m - k_m \omega_m(t) = 0. \quad (3)$$

Ratkaisemalla ankkurivirta i_m yhtälöstä (3), saadaan lauseke

$$i_m(t) = \frac{V_m(t) - k_m \omega_m(t)}{R_m}. \quad (4)$$

Moottorin kuormana olevan kiekon hitausmomentti J_d on

$$J_d = \frac{1}{2} m_d r_d^2, \quad (5)$$

jossa m_d on kiekon massa ja r_d kiekon säde.

Moottorin varren kokonaishitausmomentti J_{eq} muodostuu roottorin hitausmomentista J_m , kuorman keskiön hitausmomentista J_h ja kiekon hitausmomentista J_d . Kokonaishitausmomentille saadaan näin yhtälö

$$J_{eq} = J_m + J_h + J_d. \quad (6)$$

Moottorin tuottaman vääntömomentin τ_m voidaan olettaa olevan suoraan verrannollinen piirissä kulkevaan ankkurivirtaan i_m . Tällöin vääntömomentille saadaan lauseke

$$\tau_m(t) = k_t i_m(t), \quad (7)$$

jossa k_t on moottorin ominaisvääntöä kuvaava vakio.

Toisaalta moottorin varrelle pätee lauseke

$$\tau_m(t) = J_{eq} \frac{d\omega_m(t)}{dt} = J_{eq} \dot{\omega}_m(t). \quad (8)$$

Sijoittamalla yhtälöt (4) ja (7) yhtälöön (8), saadaan lauseke

$$J_{eq} \dot{\omega}_m(t) = \frac{k_t}{R_m} V_m(t) - \frac{k_t k_m}{R_m} \omega_m(t). \quad (9)$$

Ratkaisemalla edelleen yhtälö (9) korkeimman derivaatan mukaan, saadaan lauseke

$$\dot{\omega}_m(t) = \frac{k_t}{J_{eq} R_m} V_m(t) - \frac{k_t k_m}{J_{eq} R_m} \omega_m(t). \quad (10)$$

Yhtälöt (1–10) perustuvat kirjallisuuslähteisiin [1, s. 202] ja [2, s. 2–3].

Seuraavassa alaluvussa käsitellään tilaesitystä. Yhtälöstä (10) voidaan johtaa tilaesitys valitsemalla tarkoituksenmukaiset tilamuuttujat. Eräs lähestymistapa on valita tilamuuttujiksi integraattorien ulostulot. Näin ollen tilojen derivaattojen perusteella saadaan järjestelmälle tilaesitys.

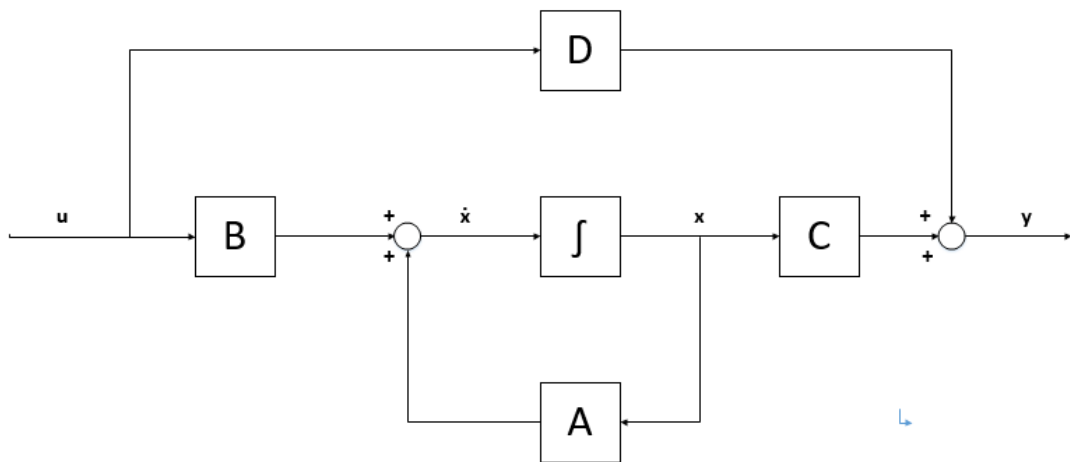
2.2. Tilaesitys

Järjestelmän dynamiikkaa voidaan kuvata differentiaaliyhtälöillä, jotka huomioivat siihen liittyvät tilat, sisään- ja ulostulot [3, s. 34]. Tilaesitys perustuu järjestelmän esittämiseen ensimmäisen kertaluvun differentiaaliyhtälöryhmänä. Tällöin yhtälöiden lukumäärä on yhtä suuri kuin järjestelmän kertaluku. [4, s. 15–17] Lineaarista ja aikainvarianttia järjestelmää kuvaava tilaesitys on muotoa

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), x(0) = x_0, \quad (11a)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t), \quad (11b)$$

jossa x on tilamuuttujat sisältävä tilavektori, $x(0)$ järjestelmän alkutila, x_0 järjestelmän alkuarvo, u ohjausmuuttujat sisältävä ohjausvektori, y mittaussignaalin sisältävä ulostulovektori. Järjestelmää kuvaavat matriisit A , B , C ja D ovat vakioita. Matriisia A kutsutaan systeemimatriisiksi, matriisia B ohjausmatriisiksi ja matriisia C ulostulomatriisiksi. Matriisi D on suoravaikutus matriisi, joka on useimmissa järjestelmissä nollamatriisi, koska niissä ohjaussignaali ei vaikuta suoraan ulostuloon. [3, s. 34] Matriisin A dimensio on $n \times n$, matriisin B $n \times p$, matriisin C $q \times n$ ja matriisin D $q \times p$ [1, s. 683]. Tässä työssä käsitellään yhden sisään- ja ulostulon järjestelmiä (engl. single-input and single-output, SISO).



Kuva 2. Tilaesityksen (11) lohkoakaavioesitys, mukailtu lähteestä [5, s. 32].

Tilaesitys tietylle järjestelmälle ei ole yksikäsitteinen, vaan tilamuuttujat voidaan valita usealla eri tavalla. Tilamuuttujien lukumäärä pysyy kuitenkin yhtä suurena saman järjestelmän erilaisissa tilaesityksissä, jos kyseessä on minimirealisaatio. [5, s. 30] Minimirealisaatio on pienimmän kertaluvun realisaatio kaikista mahdollisista realisaatioista [9, s. 185].

Tässä työssä tilamuuttujiksi on valittu moottorin akselin kulma θ ja sen aikaderivaatta eli kulmanopeus ω_m . Näistä mitattavissa on vain järjestelmän ulostulona oleva kulma, joten kulmanopeustieto pitää toteuttaa laskennallisesti. Ohjausmuuttujana järjestelmässä on moottorin syöttöjännite V_m . Tilavektori x ja ulostulovektori y ovat siis muotoa

$$x(t) = [\theta(t) \ \dot{\theta}(t)]^T = [x_1(t) \ x_2(t)]^T \quad (12)$$

ja

$$y(t) = \theta(t) = [1 \ 0]x(t) . \quad (13)$$

Yhtälö (10) voidaan esittää, edellä mainittujen valintojen perusteella, muodossa

$$\ddot{\theta}(t) = \frac{k_t}{J_{eq}R_m} u(t) - \frac{k_t k_m}{J_{eq}R_m} \dot{\theta}(t) . \quad (14)$$

Tätä vastaava tilaesitys on muotoa

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \dot{\theta}(t) \\ \ddot{\theta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{k_t k_m}{J_{eq}R_m} \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{k_t}{J_{eq}R_m} \end{bmatrix} u(t) , \quad (15a)$$

$$y(t) = [1 \ 0]x(t) . \quad (15b)$$

Tilaesityksen (11) matriisit ovat näin ollen

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{k_t k_m}{J_{eq}R_m} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{k_t}{J_{eq}R_m} \end{bmatrix}, C = [1 \ 0] \text{ ja } D = 0 . \quad (16)$$

Seuraavassa alaluvussa tilaesityksen (15) parametreille määritetään lukuarvot. Lisäksi tarkastellaan kyseisen järjestelmän taajuusvasteen ominaisuuksia. Taajuusvasteen tunnusluvuista käsitellään erityisesti vaihe- ja vahvistusvaraa.

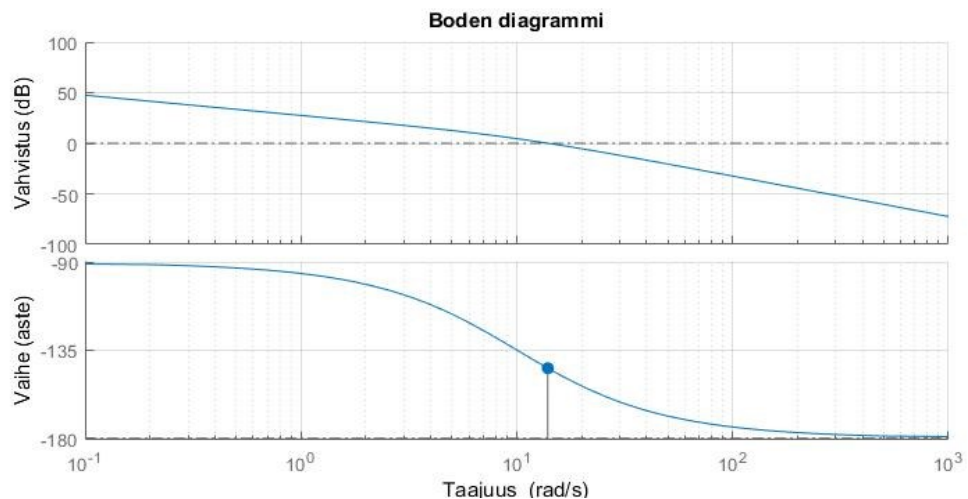
2.3. Järjestelmän parametrit ja taajuusvaste

Taulukossa 1 on esitetty valmistajan ilmoittamat sähkötekniset ja mekaaniset parametrit QUBE-Servo 2 -järjestelmälle. Tiedot perustuvat kirjallisuuslähteeseen [2, s. 2]. Kyseisessä taulukossa on eritelty tasavirtamoottorin ja moottorin kuormana olevan kiekon ominaisuudet.

Taulukko 1. QUBE-Servo 2 -järjestelmän parametrit ja ominaisarvot.

Tunnus	Selite	Arvo
Moottorin ominaisarvot		
k_t	Moottorin ominaisvääntö	0,042 Nm/A
k_m	Moottorin vastasähkömotorinen voima	0,042 Vs/rad
R_m	Moottorin resistanssi	8,4 Ω
L_m	Moottorin induktanssi	$1,16 \cdot 10^{-3}$ H
J_m	Moottorin hitausmomentti	$4,0 \cdot 10^{-6}$ kgm ²
J_h	Kuorman keskiön hitausmomentti	$0,6 \cdot 10^{-6}$ kgm ²
m_h	Kuorman keskiön massa	0,0106 kg
r_h	Kuorman keskiön säde	0,0111 m
Kuormana olevan kiekon ominaisarvot		
m_d	Kiekon massa	0,053 kg
r_d	Kiekon säde	0,0248 m

Alkuperäisen järjestelmän taajuusvaste moottorin syöttöjännitteestä V_m moottorin varren asentoon θ saadaan yhtälön (15) perusteella käyttämällä Taulukon 1 parametreja. Kyseinen taajuusvaste on esitetty Kuvassa 3.



Kuva 3. Alkuperäisen järjestelmän taajuusvaste.

2.4. Siirtofunktioesitys

Siirtofunktio esittää tyypillisesti lineaarisen järjestelmän sisääntulon ja ulostulon välisen riippuvuuden [3, s. 229]. Siirtofunktioita voidaan myös muodostaa esimerkiksi häiriöstä

ohjaukseen tai ulostuloon. Niillä voidaan kattavasti tutkia järjestelmän ominaisuuksia taajuustasossa [3, s. 230].

Lineaarisen järjestelmän rationaalinen ja viiveetön siirtofunktio G on muotoa

$$G(s) = \frac{b(s)}{a(s)}, \quad (17)$$

jossa s on kompleksimuuttuja, $b(s)$ on osoittajapolynomi ja $a(s)$ nimittäjäpolynomi. Järjestelmän navat saadaan nimittäjäpolynomin nollakohdista ja nollat osoittajapolynomin nollakohdista. [3, s. 251] Napojen ja nollien perusteella voidaan tehdä päätelmiä järjestelmän käyttäytymisestä.

Tilaesitys voidaan muuttaa Laplace-tason siirtofunktioesitykseksi yhtälöllä

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D, \quad (18)$$

jossa I on identiteettimatriisi [3, s. 251].

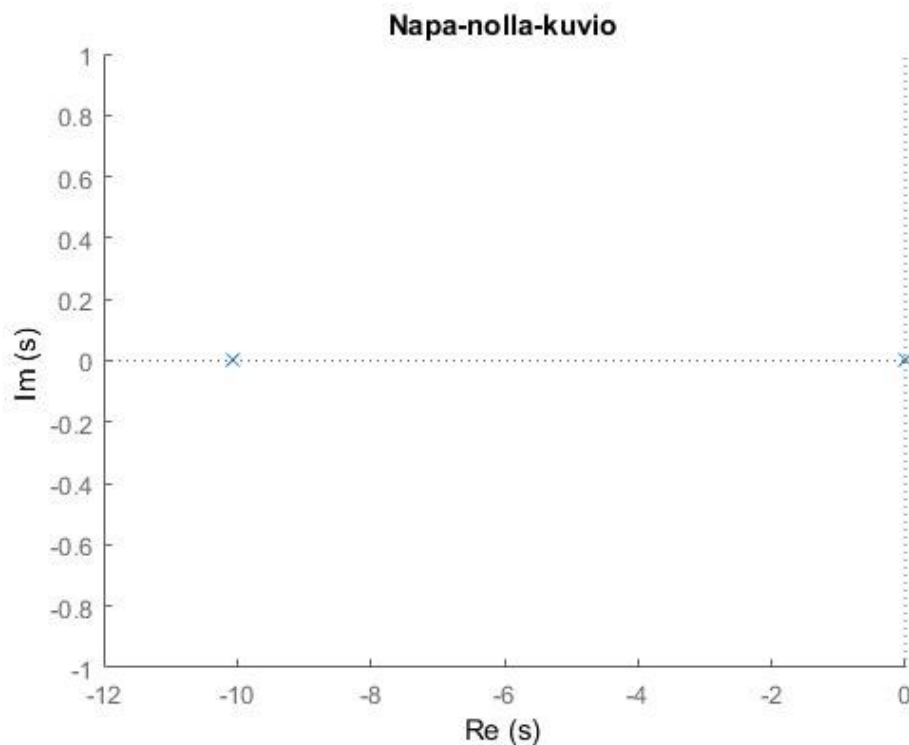
DC-vahvistus kuvaa ulostulon tasapainotilan suuruuden suhdetta sisääntuloon. DC-vahvistus saadaan siirtofunktioesityksestä sijoittamalla muuttujan s arvoksi nolla. Tällöin yhtälö (18) saadaan muotoon [3, s. 251]

$$G(0) = D - CA^{-1}B. \quad (19)$$

Sijoittamalla järjestelmän (15) matriisit (16) yhtälöön (18), käyttämällä Taulukon 1 parametrien arvoja, saadaan alkuperäisen järjestelmän siirtofunktio $G_p(s)$

$$G_p(s) = \frac{239,3}{s^2 + 10,05s}. \quad (20)$$

Tämän siirtofunktion polynomien nollakohdista voidaan päätellä järjestelmän navat ja nollat. Alkuperäisen järjestelmän napojen ja nollien sijainnit on esitetty Kuvassa 4.



Kuva 4. Alkuperäisen järjestelmän navat (x) ja nollat (o).

Kuvan 4 perusteella nähdään, että alkuperäisen järjestelmän navat ovat kohdissa $s = 0$ ja $s = -10$, eikä sillä ole nollia. Alkuperäinen järjestelmä sisältää integraattorin, koska sillä on napa origossa [5, s. 225]. Napojen ja nollien sijainteja alkuperäisessä järjestelmässä tarvitaan erityisesti integroivaa tilasäädintä suunniteltaessa.

2.5. Ohjattavuus ja havaittavuus

Järjestelmän ohjattavuus tarkoittaa, että rajoittamattomalla ohjauksella on mahdollista siirtää se mielivaltaisesta alkutilasta mihin tahansa toiseen tilaan äärellisessä ajassa. Vastaavasti havaittavuus tarkoittaa mahdollisuutta määrittää järjestelmän tietyn hetkinen tila ulostulon perusteella äärellisessä ajassa. [5, s. 675]

Lineaarinen järjestelmä on ohjattava, mikäli sen ohjattavuusmatriisi on täysiasteinen [3, s. 170]. Vastaavasti se on havaittava, jos sen havaittavuusmatriisi on täysiasteinen [3, s. 203]. Tässä työssä tarkasteltavat ohjattavuus- ja havaittavuusmatriisit ovat neliömatriiseja. Neliömatriisi on sekä kääntyvä että täysiasteinen, jos sen determinantti on eri suuri kuin nolla [5, s. 675]. Ohjattavuusmatriisi W_c ja havaittavuusmatriisi W_o saadaan seuraavasti [3, s. 173 ja 203]

$$W_c = [B \quad AB \quad \dots \quad A^{n-1}B] \quad (21)$$

ja

$$W_o = [C \quad CA \quad \dots \quad CA^{n-1}]^T . \quad (22)$$

Sijoittamalla järjestelmän (15) matriisit (16) yhtälöihin (21) ja (22), käyttämällä Taulukon 1 parametrien arvoja, saadaan ohjattavuusmatriisin W_c determinantiksi $-5,7241 \cdot 10^4$ ja havaittavuusmatriisin W_o determinantiksi 1. Näin ollen alkuperäinen järjestelmä on sekä ohjattava että havaittava. Tarkkailtavuuden ja havaittavuuden käsitteitä tarvitaan suunniteltaessa tilatakaisinkytkentää ja tilahavaintajaa.

3. TILASÄÄTIMEN SUUNNITTELU

Tässä luvussa kuvataan napojen asettelumenetelmää. Aluksi esitellään napojen sijainnin vaikutusta järjestelmän vasteeseen, minkä jälkeen käydään läpi tilatakaisinkytkennän muodostaminen. Tilatakaisinkytkennästä edetään tilahavaitsijan suunnitteluun. Viimeisessä alaluvussa käydään vielä läpi tilahavaitsijan ja tilatakaisinkytkennän yhdistämisen vaikutuksia suljetun järjestelmän ominaisuuksiin.

3.1. Napojen asettelu tilatakaisinkytkennällä

Sopivien napojen sijaintien määrittämisen lähtökohtana käytetään tavanomaisesti suljetun järjestelmän hallitseville navoille (engl. dominant poles) haluttuja vaimennusvakion ζ ja vaimentamattoman luonnollisen kulmataajuuden ω_n arvoja. Tässä lähestymistavassa järjestelmän kertaluku saattaa kasvaa yhdellä tai kahdella, elleivät nollat kumoa mahdollisia lisänapoja. Suunnittelussa voidaan olettaa ei-hallitsevien suljetun järjestelmän napojen vaikutukset vasteeseen merkityksettömän pieniksi. [5, s. 723]

Vaihtoehtoisesti on mahdollista sijoittaa kaikki suljetun järjestelmän navat halutulla tavalla. Tämä vaatii joko onnistuneita mittauksia kaikista tiloista tai tilahavaitsijoiden sisällyttämistä järjestelmään. Järjestelmän on myös oltava ohjattava, jotta navat voidaan asettaa mielivaltaisesti. [5, s. 723]

Toisen asteen viiveettömästä ja nollattomasta järjestelmästä käytetään alan kirjallisuudessa muun muassa nimityksiä toisen kertaluvun järjestelmän standardimalli [5, s. 166] ja kanoninen toisen kertaluvun järjestelmä [3, s. 183]. Tällaisen järjestelmän dynaamista käyttäytymistä voidaan kuvata kahdella parametrilla ζ ja ω_n [5, s. 166]. Sen differentiaaliyhtälö on muotoa

$$\ddot{q}(t) + 2\xi\omega_n\dot{q}(t) + \omega_n^2q(t) = k\omega_n^2u(t), \quad (23a)$$

$$y(t) = q(t), \quad (23b)$$

jossa k on vakiokerroin.

Tätä vastaava tilaesitys on puolestaan

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_n \\ -\omega_n & -2\xi\omega_n \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ k\omega_n \end{bmatrix} u(t), \quad (24a)$$

$$y(t) = [1 \quad 0]x(t). \quad (24b)$$

Tällaisen järjestelmän ominaisarvot λ saadaan yhtälöstä

$$\lambda = -\xi\omega_n \pm \sqrt{\omega_n^2(\xi^2 - 1)}. \quad (25)$$

Kaavat (23–25) perustuvat kirjallisuuslähteeseen [3, s. 183].

Alivaimennetun järjestelmän ($0 < \xi < 1$) navat ovat liittolukuja sijaiten kompleksitason vasemmalla puolella. Tämän vuoksi sen vaste on värähtelevä. [5, s. 166] Edellä mainituilla ehdoilla vasteeseen liittyvät suunnitteluvaatimukset voidaan muuttaa halutuksi suljetun järjestelmän hallitsevaksi napapariksi käyttämällä seuraavia yhteyksiä.

Alivaimennetulle toisen kertaluvun kanonisen järjestelmän maksimiylitykselle M_p pätee [5, s. 172]

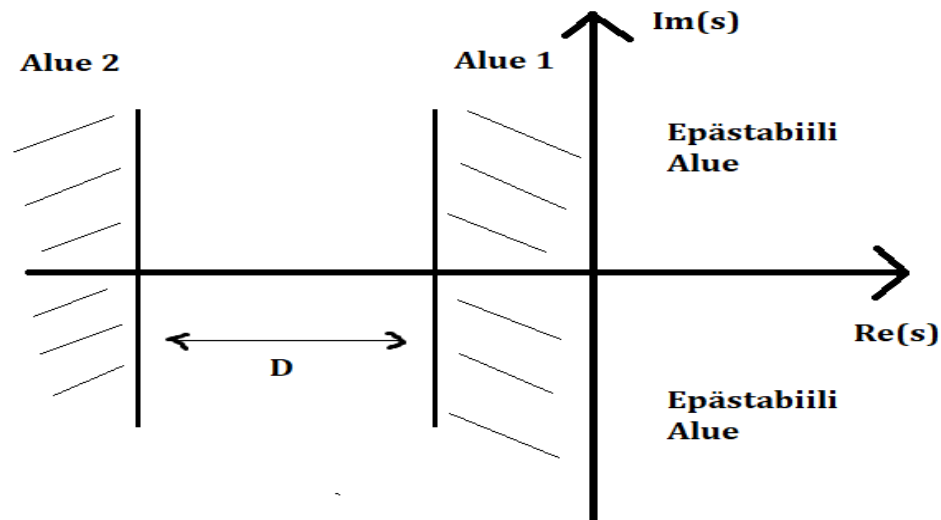
$$M_p = e^{(\xi/\sqrt{1-\xi^2})\pi}, \quad (26)$$

ja vastaavasti asettumisajalle t_s , jonka toleranssialueena on käytetty $\pm 2\%$ -kriteeriä [5, s. 173]

$$t_s = 4/(\xi\omega_n). \quad (27)$$

Korkeamman kertaluvun järjestelmien transienttivasteita on mahdollista arvioida toisen kertaluvun järjestelmien perusteella hyödyntämällä hallitsevia napapareja. Stabiilissa järjestelmässä niillä on tyypillisesti merkittävin vaikutus järjestelmän vasteeseen. Mitä kauempana vasemmalla hallitsevat navat ovat, sitä nopeammin järjestelmä toimii. Tällöin kuitenkin vaaditaan suurempia ohjaussignaaleja ja nopeampia signaalin muutoksia. Toimilaitteiden kyky vastata näihin vaikuttaa näin ollen napojen mahdollisiin sijainteihin. [3, s. 187–188]

Toimilaitteiden rajoitukset voidaan huomioida suunnittelussa sijoittamalla ei-hallitsevat navat kauemmas imaginääriakselin vasemmalle puolelle. Tällöin lähellä imaginääriakselia olevat, hallitsevat, navat huolehtivat hitaasti vaimenevista transienteista ja kauempana olevat, merkityksettömät (engl. insignificant), navat vastaavat nopeasti vaimeneviin transientteihin. [1, s. 311] Edellä kuvattua napojen asettelun lähestymistapaa on havainnollistettu Kuvassa 5.



Kuva 5. Hallitsevien ja merkityksettömien napojen alueet s -tasossa, mukailtu lähteestä [1, s. 312].

Kuvan 5 mukaisesti hallitseva napa tai napapari pyritään sijoittamaan alueelle 1 ja merkityksettömät navat taas alueelle 2. Useiden alan kirjallisuusteoksien mukaan merkityksettömän navan etäisyyden D tulisi olla vähintään 5–10-kertainen suhteessa dominoivan navan tai napaparin reaaliosaan. Merkityksettömiä napoja ei voi kuitenkaan asettaa mielivaltaisen kauas reaali maailman laitteistojen rajoitusten vuoksi. [1, s. 312]

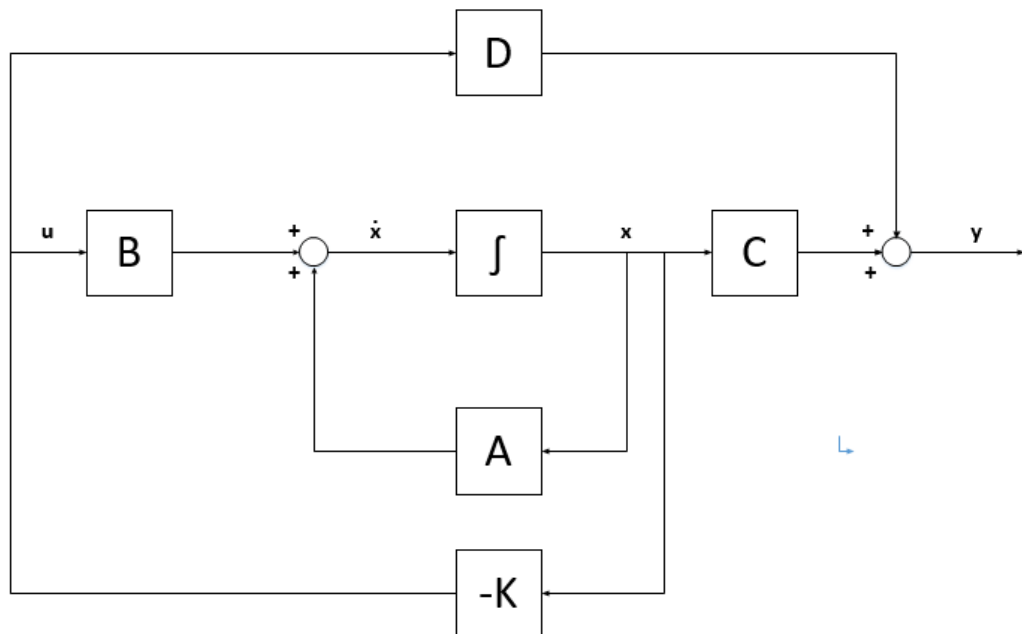
Nollien sijainnin merkittävyys transienttivasteeseen toimii samansuuntaisesti kuin edellä esitelty napojen sijainnin merkittävyys. Lähempänä imaginääriakselia sijaitsevat nollat vaikuttavat voimakkaammin transienttivasteeseen, kun taas kauempana dominoivista navoista olevien nollien vaikutus on vähäisempi. Nollat aiheuttavat erityisesti ylityksen kasvua vasteessa. [1, s. 312–313].

Suljetun järjestelmän navat voidaan asettaa haluttuihin sijainteihin valitsemalla sopiva vahvistus tilatakaisinkytkennälle. Menetelmän taustalla on oletus, että kaikki tilat ovat sekä mitattavissa että takaisinkytkennän käytettävissä. Lisäksi järjestelmän on oltava ohjattava. Halutut napojen sijainnit riippuvat siis järjestelmälle asetettavista transientti- ja taajuusvasteen vaatimuksista. [5, s. 723]

Tilasäätimen suunnittelussa käytettävä säätölaki voidaan esittää muodossa

$$u(t) = -Kx(t), \quad (28)$$

jossa K on tilatakaisinkytkennän vahvistusmatriisi [5, s. 724]. Näin ollen ohjaussignaali määräytyy järjestelmän sen hetkisen tilan perusteella. Kuvassa 6 on tilatakaisinkytkennän lohkoavioesitys tilaesityksen (11) mukaiselle järjestelmälle.



Kuva 6. Tilatakaisinkytkennän (1) lohkokaavioesitys järjestelmälle (11), mukailtu lähteestä [5, s. 724].

Kuvan 6 mukaista suljettua järjestelmää kutsutaan regulaattorijärjestelmäksi, jonka tehtävänä on pitää järjestelmän ulostulo nollana. Ulkopuolisten häiriöiden vaikutuksesta ulostulosta tulee nolasta eroava. Tällöin tilatakaisinkytkentä pyrkii palauttamaan tilan takaisin nolnaan. [5, s. 724]

Sijoittamalla lauseke (28) lausekkeeseen (11a) saadaan tilayhtälö

$$\dot{x}(t) = (A - BK)x(t) . \quad (29)$$

Sen ratkaisuna saadaan vaste aikatasossa

$$x(t) = e^{(A-BK)t}x(0) . \quad (30)$$

Matriisin $(A - BK)$ ominaisarvot määrittävät suljetun järjestelmän stabiilisuuden ja transienttivasteen ominaisuudet. Näitä ominaisarvoja kutsutaan regulaattorin navoiksi. Suljettu järjestelmä on stabiili, kun kyseiset navat sijaitsevat kompleksitason vasemmalla puolella. [5, s. 724–725]

Seuraavassa alaluvussa tutustutaan tilahavaitsijaan. Tässä työssä käytetään redusoitua tilahavaitsijaa, jonka etuja ja heikkouksia on vertailu täyden tilan havaitsijaan olemassa olevien tutkimustulosten perusteella. Alaluvussa myös johdetaan redusoidun tilahavaitsijan tilaesitys sekä esitellään sitä vastaava lohkokaavioesitys.

3.2. Tilahavaitsija

Tilahavaitsijoita käytetään rakentamaan puuttuvien tilamuuttujien informaatio, jotta järjestelmää voisi säätää tilatakasinkytkenällä. Tilanteessa, jossa järjestelmän kaikki tilat eivät ole mitattavissa, tarkoituksenmukaisen arvion tuottaminen tilavektorista mahdollistaa yhtälön (28) mukaisen säätöain käyttämisen. [6, s. 596] Tilahavaitsijan toiminta perustuu tilamuuttujien estimointiin saatavilla olevien ulostulon mittausten, ohjaussignaalin ja järjestelmän matemaattisen mallin perusteella. Järjestelmän mallin epätarkkuuksia ja alkutilan virhettä kompensoidaan estimointivirheen huomioivalla termillä. Kompensointi tapahtuu painottamalla mitatun ja havaitun ulostulon välistä erotusta havaitsijan vahvistusmatriisilla. Täten havaitsijan suorituskyky paranee mallin ulostulon jatkuvalla korjaamisella. [5, s. 752]

Tilan estimointivirhe \tilde{x} on todellisten tilojen x ja havaittujen tilojen \hat{x} välinen erotus [3, s. 207]

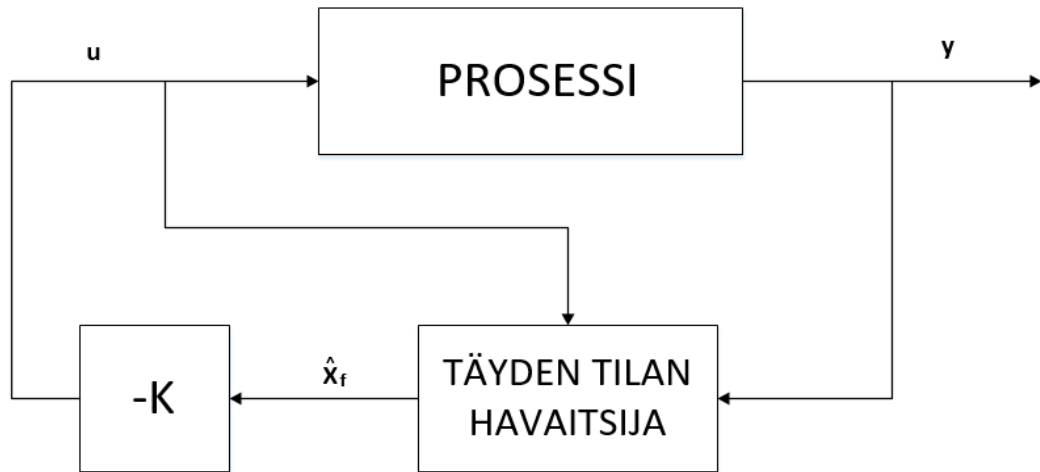
$$\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t) . \quad (31)$$

Alkuperäisen järjestelmän on oltava havaittava, jotta tilahavaitsija voidaan suunnitella [5, s. 755]. Tällöin havaitsijan ominaisuudet on mahdollista päättää lähes vapaasti havaitsijajärjestelmän dynaamisuuden vuoksi [6, s. 596]. Käytännössä havaitsijan ominaisarvot valitaan negatiivisiksi, jotta havaitsijan tila suppenee kohti havaittavan järjestelmän tilaa. Havaitsijan ominaisarvojen tulee olla negatiivisempia kuin havaittavan järjestelmän ominaisarvot. [6, s. 597] Tällöin havaitsija on dynamiikaltaan havaittavaa järjestelmää nopeampi ja estimointivirhe suppenee riittävän nopeasti.

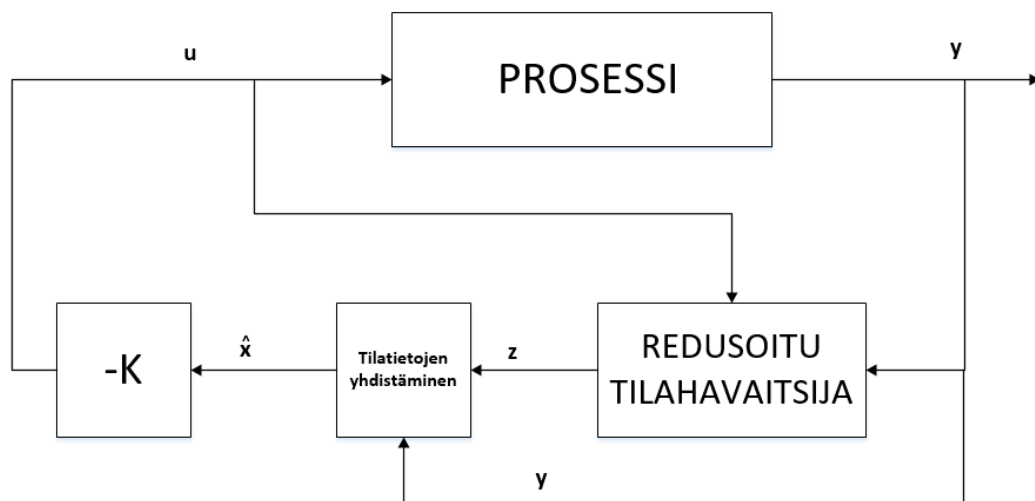
Täyden tilan havaitsija havainnoi (estimoii) kaikkia tilamuuttujia riippumatta siitä, voidaan osaan tilamuuttujista käyttää suoraa mittausta [5, s. 752]. Joidenkin tilamuuttujien suora mittaus saattaa olla riittävän tarkka, jotta kyseisiä tilamuuttujia ei tarvitse estimoida. Tällöin voidaan käyttää redusoitua tilahavaitsijaa, joka estimoii vain puuttuvat tilamuuttujat. [5, s. 767]

Redusoidun tilahavaitsijan dynaaminen kertaluku on täyden tilan havaitsijaa alhaisempi, jolloin sen virittäminen ja käyttöönotto ovat helpompia [7, s. 1967]. Redusoidun tilahavaitsijan estimaatit ovat usein myös tarkempia verrattuna täyden tilan havaitsijaan. [8, s. 6] Kuitenkin ulostulon mittauksen ollessa kohinainen saattaa täyden tilan havaitsija tuottaa paremman lopputuloksen [5, s. 768].

Kuvissa 7 ja 8 on havainnollistettu tilasäätimen toimintaperiaate, joka perustuu tilatakasinkytken ja tilahavaitsijan yhdistämiseen. Kuvat on esitetty karkealla tasolla, jossa järjestelmän tai tilahavaitsijan rakennetta ei ole eritelty. Kuva 7 käsittelee täyden tilan havaitsijaa ja Kuva 8 puolestaan redusoitua tilahavaitsijaa.



Kuva 7. Lohkokaavioesitys tilatakaisinkytkennästä täyden tilan havaitsijalla, mukailtu lähteestä [5, s. 746].



Kuva 8. Lohkokaavioesitys tilatakaisinkytkennästä redusoidulla tilahavaitsijalla, mukailtu lähteestä [5, s. 767].

Kuvan 7 perusteella nähdään, että täyden tilan havaitsijan sisääntuloina ovat ohjaus- ja ulostulosignaali ja ulostulona \hat{x}_f on tilamuuttujien estimaatit. Redusoidun tilahavaitsijan tapauksessa (Kuva 8) mitattuja ulostulon tiloja käytetään sellaisenaan tilavektorissa \hat{x} ja vain mittaamattomat tilat estimoidaan. Tässä työssä puuttuva tilainformaatio (kulmanopeus ω_m) on muodostettu redusoidulla tilahavaitsijalla. Mitattua kulmaa θ on sen sijaan käytetty suoraan hyödyksi tilatakaisinkytkennässä, estimoimatta kyseistä suuretta.

Johdetaan seuraavaksi tilaesitys redusoidulle tilahavaitsijalle. Oletetaan järjestelmän olevan yhtälön (11) mukainen, jossa ulostulomatriisi C on identiteettimatriisin I ja nollamatriisin muodostama lohkomatriisi ja suoravaikutusmatriisi D nollamatriisi [6, s. 598].

Tilavektorin ollessa muotoa [6, s. 598]

$$x(t) = [y(t) \quad \omega(t)]^T, \quad (32)$$

jossa y on mitatut (ulostulon) tilat ja ω mittaamattomat tilat.

Järjestelmän tilaesitys on ositettu seuraavasti

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \dot{y}(t) \\ \dot{\omega}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u(t), \quad (33a)$$

$$y(t) = [I \quad 0]x(t). \quad (33b)$$

Redusoidun tilahavaintajan rakenne perustuu siihen, että yhtälön (22) mukaisen lohkomatriisin (C , A) ollessa havaittava myös lohkomatriisi (A_{12} , A_{22}) on havaittava. Lisäksi taustalla on ajatus siitä, että ulostulon y ollessa mitattavissa myös sen derivaatta \dot{y} saadaan kyseisestä ulostulosta derivoimalla. Näin ollen redusoidulle tilahavaintajalle saadaan differentiaaliyhtälö

$$\dot{\hat{\omega}}(t) = (A_{22} - LA_{12})\hat{\omega}(t) + A_{21}y(t) + B_2u(t) + L(\dot{y}(t) - A_{11}y(t)) - LB_1u(t), \quad (34)$$

jossa L on tilahavaintajan vahvistusmatriisi ja $\hat{\omega}$ on estimoidut tilat. [6, s. 598]

Derivaattori tilahavaintajassa johtaa suureen kohinaherkkyyteen [6, s. 597]. Yhtälössä (33) esiintyvää ulostulon derivaattaa pyritään näin ollen välttämään tilahavaintajaa suunniteltaessa. Derivointi voidaan kiertää vaihtoehtoisella rakenteella [6, s. 599].

Mallinnetaan tätä rakennetta määrittämällä apumuuttuja z seuraavalla tavalla. Vähennetään yhtälöstä (34) puolittain ulostulon derivaatan sisältämä termi ja merkitään oikeaa puolta apumuuttujan z derivaataksi. Tällöin [6, s. 599]

$$\dot{z}(t) = \dot{\hat{\omega}}(t) - L\dot{y}(t) \quad (35)$$

ja

$$z(t) = \hat{\omega}(t) - Ly(t). \quad (36)$$

Sijoittamalla yhtälöt (35) ja (36) yhtälöön (34) saadaan tilahavaintajalle differentiaaliyhtälö [6, s. 599]

$$\begin{aligned} \dot{z}(t) &= (A_{22} - LA_{12})z(t) + (A_{22} - LA_{12})Ly(t) + (A_{21} - LA_{11})y(t) + \\ &(B_2 - LB_1)u(t). \end{aligned} \quad (37)$$

Tilaesitykseen päästään määrittelemällä seuraavat matriisit

$$A_r = (A_{22} - LA_{12}), \quad (38)$$

$$B_u = (B_2 - LB_1) \quad (39)$$

ja

$$B_y = (A_r L + A_{21} - LA_{11}). \quad (40)$$

Yhdistetään vielä matriisit (39) ja (40) yhdeksi lohkomatriisiksi

$$B_r = [B_u \quad B_y], \quad (41)$$

jolloin ohjausvektoriksi saadaan

$$u_r(t) = [u(t) \quad y(t)]^T. \quad (42)$$

Tällöin redusoidun tilahavaintijan tilaesitys voidaan yhtälöiden (37–42) perusteella esittää muodossa

$$\dot{z}(t) = A_r z(t) + B_r u_r(t), \quad (43a)$$

$$y_z(t) = I z(t). \quad (43b)$$

Kuvan 8 mukaisesti tilatiedot pitää vielä yhdistää arvioiduksi tilavektoriksi \hat{x} , joka on muotoa

$$\hat{x}(t) = [y(t) \quad \hat{\omega}(t)]^T. \quad (44)$$

Tätä varten määritetään matriisit C_r ja D_r siten, että [5, s. 770]

$$\hat{x}(t) = C_r z(t) + D_r y(t). \quad (45)$$

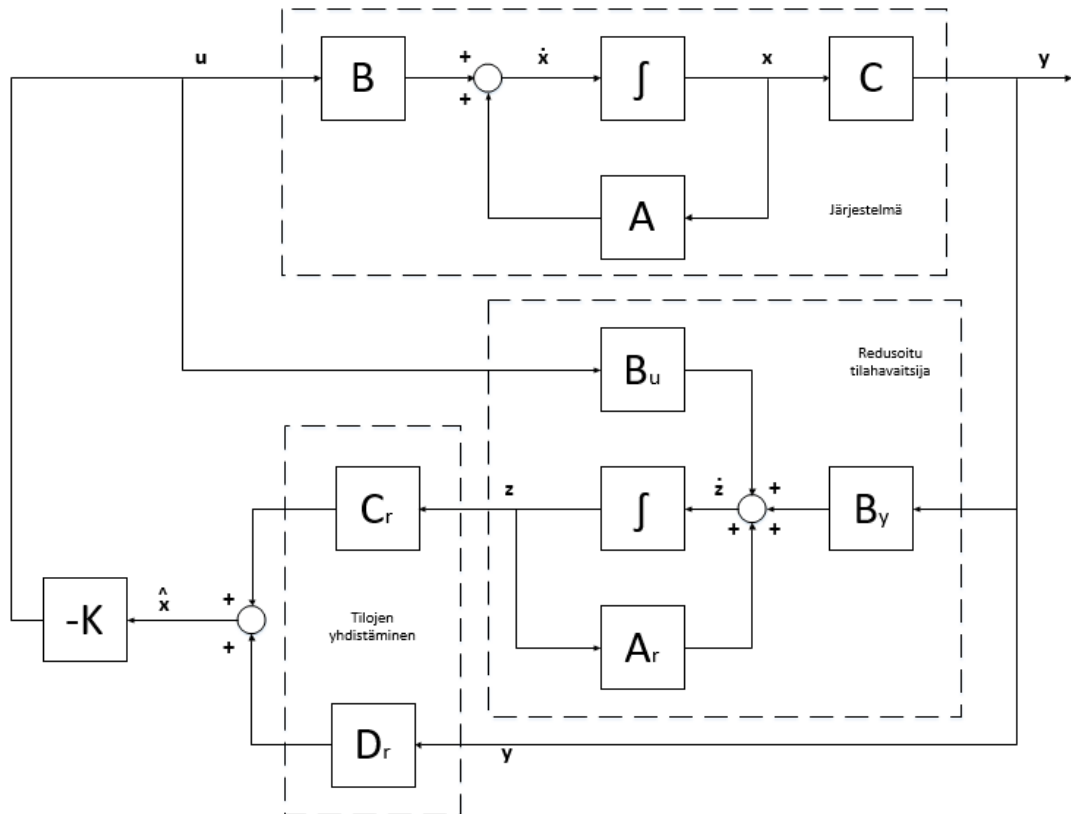
Yhtälön (45) perusteella saadaan matriisit [5, s. 770]

$$C_r = [0 \quad I]^T \quad (46a)$$

ja

$$D_r = [1 \quad L]^T. \quad (46b)$$

Oheisessa Kuvassa 9 on esitetty redusoidun tilahavaintijan ja tilatakaisinkytkennän yhdistävän tilasäätimen rakenne edellä kuvatulle järjestelmälle. Tämä rakenne vastaa Kuvassa 8 esitettyä säätöpiiriä. Katkoviivoilla on eroteltu Kuvan 8 alkeislohkoja vastaavat kokonaisuudet.



Kuva 9. Yksityiskohtainen lohkokaavioesitys tilatakaisinkytkennästä redusoidulla tilahavaintajalla, mukailtu lähteestä [5, s. 771].

Seuraavassa alaluvussa käsitellään tilatakaisinkytkennän ja tilahavaintajan napojen sijoitumista suljetussa järjestelmässä. Tilatakaisinkytkennän ominaisarvot voidaan suunnitella itsenäisesti tilahavaintajan ominaisarvoista. Myös tässä alaluvussa painopisteenä on redusoitu tilahavaintaja.

3.3. Tilahavaintajan ja tilatakaisinkytkennän itsenäisyys

Tilahavaintajan ja tilatakaisinkytkennän navat voidaan sijoitella itsenäisesti. Tämä pätee sekä täyden tilan havaintajan että redusoidun tilahavaintajan tapauksessa. Suljetun järjestelmän navat muodostuvat tilatakaisinkytkennällä asetetuista navoista sekä tilahavaintajan navoista ja ne sijoittuvat suunnitelluille paikoilleen toisistaan riippumatta. [5, s. 773] Toisin sanoen havaintaja ainoastaan lisää ominaisarvonsa suljettuun järjestelmään, muuttamatta tilatakaisinkytkennällä suunniteltuja ominaisarvoja [6, s. 600]. Tästä voidaan päätellä, että suljettu järjestelmä on stabiili, kun sekä tilatakaisinkytkennän että tilahavaintajan ominaisarvot suunnitellaan negatiivisiksi.

Redusoidun tilahavaintajan tapauksessa suljetun järjestelmän navat ovat havaintajan määrittämän matriisin $(A_{22} - LA_{12})$ ominaisarvot ja tilatakaisinkytkennän määrittämän matriisin $(A - BK)$ ominaisarvot [5, s. 773]. Havaintajan ominaisarvoihin voidaan siis vaikuttaa tarkoituksenmukaisella vahvistuksen L valinnalla [5, s. 759].

Tässä työssä tilatakaisinkytkennän napojen asettelu perustuu hallitsevan napaparin menetelmään. Redusoidun tilahavaitsijan suljettuun järjestelmään lisäämän navan sijoituksessa taas on noudatettu Kuvan 5 mukaista periaatetta. Tilatakaisinkytkennällä sijoitellut navat on luokiteltu siis hallitseviksi ja havaitsijan napa merkityksettömäksi. Tällöin havaitsijan ominaisarvo on negatiivisempi verrattuna säädettävän järjestelmän ominaisarvoihin. Näin ollen taataan estimointivirheen nopea suppeneminen.

4. JÄRJESTELMÄN SUORITUSKYKY

Takaisinkytkentää voidaan täydentää myötäkytkennällä. Tällöin on mahdollista joko parantaa asetusarvovastetta tai vähentää mitattavissa olevien häiriöiden vaikutusta. Kun säätimeen on toteutettu sekä myötä- että takaisinkytkentä, sillä on kaksi vapausastetta (engl. two degrees of freedom). Näin ollen asetusarvovasteen suunnittelu voidaan toteuttaa itsenäisesti suhteessa häiriönvaimennuksen suunnitteluun. [3, s. 319] Lisäksi käsitellään järjestelmien robustisuutta. Robustisuudella tarkoitetaan järjestelmän epäherkkyyttä parametrien muutoksille [1, s. 382], jotka johtuvat suunnittelussa käytetyn järjestelmän mallin ja fyysisen järjestelmän välisistä eroista [5, s. 807]. Seuraavassa aluvuossa esitellään asetusarvon vahvistuksella toteutettu myötäkytkentä.

4.1. Tilasäätö asetusarvon vahvistuksella

Lähtökohtana asetusarvon vahvistuksen R_s valinnassa on tuottaa järjestelmälle haluttu DC-vahvistus [3, s. 194]. Tällöin järjestelmän ulostulo suppenee tavoiteltuun vakioarvoon. Tarkan tasapainotilan seurannan vaatimuksena on yksikön suuruinen DC-vahvistus [9, s. 269], ja se voidaan toteuttaa lisäämällä tilatakaisinkytkennän säätölakiin asetusarvon moninkertaistava termi [9, s. 268], myötäkytkennällä, Kuvan 10 mukaisesti. Yhden sisään- ja ulostulon järjestelmässä asetusarvon vahvistus R_s on skalaari [9, s. 269].

Suljetun järjestelmän DC-vahvistuksen ollessa tasan yksi transienttivaste paranee huomattavasti. Asetusarvon vahvistuksella tarkka tasapainotilan seuranta vaatii virheetöntä alkuperäisen järjestelmän tuntemusta, koska se perustuu järjestelmää kuvaaviin vakio-matriiseihin. Käytännössä järjestelmän malli ei useinkaan ole ideaalinen, vaan se sisältää epävarmuustekijöitä ja yksinkertaistuksia. [9, s. 271] Tällöin tasapainotilaan jää staattinen virhe, jota voidaan kompensoida parametrin R_s kokeellisella kalibroinnilla.

Asetusarvon vahvistusskalaari R_s on muotoa [3, s. 181]

$$R_s = -1/(C(A - BK)^{-1}B) . \quad (47)$$

Johdetaan suljetun järjestelmän tilaesitys Kuvan 10 mukaiselle säätöpiirille olettaen sekä häiriö d että mittauskohina n nollassi. Säätölaki voidaan tällöin esittää muodossa [3, s. 180]

$$u(t) = -K\hat{x}(t) + R_s r(t) , \quad (48)$$

jossa r on asetusarvo.

Redusoidun tilahavaintajan tilayhtälö (37) voidaan esittää matriiseilla (38–40) muodossa

$$\dot{z}(t) = A_r z(t) + B_y y(t) + B_u u(t) . \quad (49)$$

Sijoittamalla yhtälö (45) yhtälöön (48) saadaan säätölaki muotoon

$$u(t) = -KC_r z(t) - KD_r y(t) + R_s r(t) , \quad (50)$$

Edelleen sijoittamalla yhtälö (50) yhtälöön (49) saadaan tilayhtälö

$$\dot{z}(t) = A_r z(t) + B_y y(t) - B_u KC_r z(t) - B_u KD_r y(t) + B_u R_s r(t) . \quad (51)$$

Uudelleenjärjestelemällä termejä saadaan yhtälö (51) muotoon

$$\dot{z}(t) = (A_r - B_u KC_r)z(t) + (B_y - B_u KD_r)y(t) + B_u R_s r(t) . \quad (52)$$

Sijoittamalla yhtälö (50) yhtälöön (11a) saadaan tilayhtälö

$$\dot{x}(t) = Ax(t) - BKC_r z(t) - BKD_r y(t) + BR_s r(t) , \quad (53)$$

Olettaen, että suoravaikutusmatriisi D on nollamatriisi, saadaan lauseke (11b) muotoon

$$y(t) = Cx(t) . \quad (54)$$

Sijoittamalla yhtälö (54) yhtälöihin (52) ja (53), saadaan seuraavat tilayhtälöt

$$\dot{x}(t) = (A - BKD_r C)x(t) - BKC_r z(t) + BR_s r(t) \quad (55)$$

ja

$$\dot{z}(t) = (B_y C - B_u KD_r C)x(t) + (A_r - B_u KC_r)z(t) + B_u R_s r(t) . \quad (56)$$

Yhtälöiden (54–56) perusteella saadaan suljetulle järjestelmälle tilaesitys

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{z}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BKD_r C & -BKC_r \\ B_y C - B_u KD_r C & A_r - B_u KC_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ z(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ B_u \end{bmatrix} R_s r(t) , \quad (57a)$$

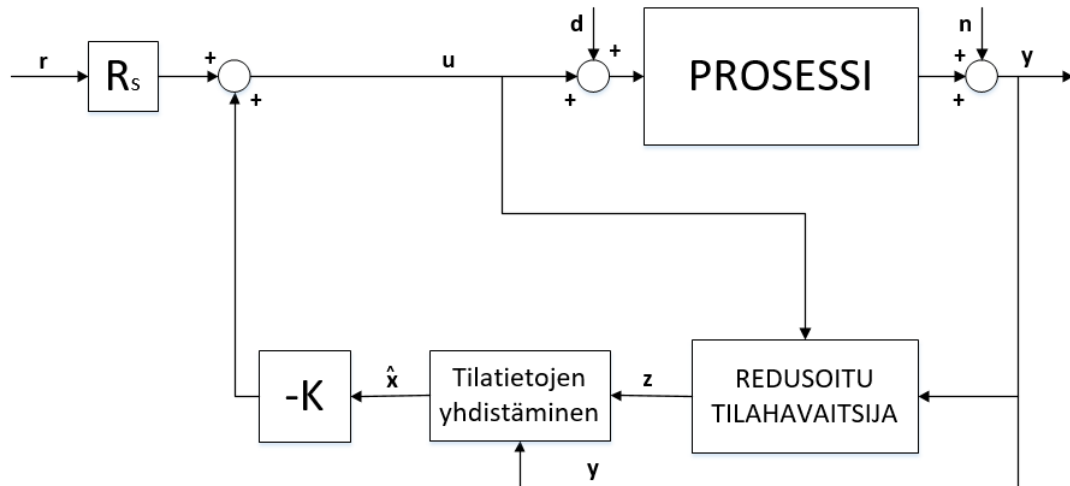
$$y(t) = [C \quad 0] \begin{bmatrix} x(t) \\ z(t) \end{bmatrix} . \quad (57b)$$

Tilaesityksen (57) kaltaiseen tilaesitykseen on päädytty myös kirjallisuuslähteessä [9, s. 331–332]. Tilatakaisinkytkennän ja havaitsijan itsenäisyyden vuoksi, tilaesityksen (57) mukaisen suljetun järjestelmän dynamiikkaa voidaan kuvata myös seuraavilla matriiseilla. Tilatakaisinkytkennän dynamiikkamatriisi on muotoa [3, s. 181]

$$A_{sfb} = (A - BK) . \quad (58)$$

Redusoidun tilahavaitsijan dynamiikkamatriisi on puolestaan muotoa [6, s. 599]

$$A_{roo} = (A_{22} - LA_{12}) . \quad (59)$$



Kuva 10. Kahden vapausasteen säätöpiiri asetusrvon vahvistuksella, mukailtu lähteestä [3, s. 213 ja 219].

Tässä työssä toiseksi tavaksi parantaa tasapainotilan seurantakykyä on valittu integraattorin augmentointi tilatakaisinkytkentään. Tällöin tilatakaisinkytkentään lisätään integraattori, jota vahvistetaan skalaarilla. Seuraavassa alaluvussa esitellään tällaisen säätimen suunnitteluperiaate.

4.2. Integroiva tilasäätö

Suljetussa järjestelmässä tasapainotilan seurannan virheen integrointi johtaa siihen, että kyseinen virhe suppenee nollaan [9, s. 268]. Avoimen järjestelmän napojen määrä origossa kertoo integraattorien lukumäärän [5, s. 225]. Kun järjestelmässä on vähintään kaksi integraattoria, se kykenee seuraamaan yksikkörampifunktiota virheettömästi tasapainotilaan [5, s. 228]. Tässä työssä alkuperäisessä järjestelmässä on yksi integraattori. Tällöin tilatakaisinkytkentään voidaan lisätä integraattori [5, s. 230] Kuvan 11 mukaisesti. Integraattorien lisääminen tilatakaisinkytkentään parantaa tasapainotilan seurantakykyä, mutta vaikeuttaa stabiiliuden suunnittelua [5, s. 230]. Integraattorin vahvistus k_i puolestaan vaikuttaa asetusrvosignaalin seurannan suorituskykyyn. Suurilla vahvistuksen arvoilla vaste saavuttaa nopeasti asetusrvon, mutta samalla vaste värähtelee enemmän [3, s. 296]. Tarkka asetusrvon seuranta integroinnilla ei myöskään vaadi virheetöntä alkuperäisen järjestelmän mallia [9, s. 276].

Johdetaan seuraavaksi suljetun järjestelmän tilaesitys Kuvan 11 mukaiselle säätöpiirille olettaen sekä häiriö d että mittauskohina n nollassi. Tällöin säätölaki voidaan esittää muodossa [5, s. 743]

$$u(t) = -K\hat{x}(t) + k_i x_i(t), \quad (60)$$

jossa x_i on integraattorin ulostulua kuvaava skalaaritulamuuttuja [5, s. 744].

Integraattorin sisääntulo \dot{x}_i voidaan kirjoittaa muodossa [5, s. 743]

$$\dot{x}_i(t) = r(t) - y(t) . \quad (61)$$

Ositetaan tilatakaisinkytkennän vahvistusmatriisi K seuraavasti

$$K = [k_1 \quad k_2] . \quad (62)$$

Säätölaki voidaan yhtälöiden (32) ja (62) perusteella esittää muodossa

$$u(t) = -k_1 y(t) - k_2 \hat{\omega}(t) + k_i x_i(t) . \quad (63)$$

Ratkaisemalla yhtälö (36) estimoitujen tilojen $\hat{\omega}$ suhteen saadaan lauseke

$$\hat{\omega}(t) = z(t) + Ly(t) . \quad (64)$$

Sijoittamalla yhtälö (64) yhtälöön (63), saadaan säätölaki muotoon

$$u(t) = -(k_1 + k_2 L)y(t) + k_i x_i(t) - k_2 z(t) . \quad (65)$$

Kun sijoitetaan yhtälö (54) yhtälöihin (49), (61) ja (63), saadaan lausekkeet

$$\dot{z}(t) = A_r z(t) + B_y Cx(t) + B_u u(t) , \quad (66)$$

$$\dot{x}_i(t) = r(t) - Cx(t) \quad (67)$$

ja

$$u(t) = -k_1 Cx(t) - k_2 LCx(t) + k_i x_i(t) - k_2 z(t) . \quad (68)$$

Sijoittamalla edelleen yhtälö (68) yhtälöihin (11a), (66) ja (67), saadaan tilayhtälöt

$$\dot{x}(t) = Ax(t) - Bk_1 Cx(t) - Bk_2 LCx(t) + Bk_i x_i(t) - Bk_2 z(t) \quad (69)$$

ja

$$\dot{z}(t) = A_r z(t) + B_y Cx(t) - B_u k_1 Cx(t) - B_u k_2 LCx(t) + B_u k_i x_i(t) - B_u k_2 z(t) . \quad (70)$$

Uudelleenjärjestelemällä yhtälöiden (67), (69) ja (70) termejä saadaan tilayhtälöt muotoon

$$\dot{x}(t) = (A - Bk_1 C - Bk_2 LC)x(t) + Bk_i x_i(t) - Bk_2 z(t) , \quad (71)$$

$$\dot{x}_i(t) = -Cx(t) + r(t) \quad (72)$$

ja

$$\dot{z}(t) = (B_y C - B_u k_1 C - B_u k_2 LC)x(t) + B_u k_i x_i(t) + (A_r - B_u k_2)z(t). \quad (73)$$

Yhtälöiden (54) ja (71–73) perusteella saadaan suljetulle järjestelmälle tilaesitys

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{x}_i(t) \\ \dot{z}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - Bk_1C - Bk_2LC & Bk_i & Bk_2 \\ -C & 0 & 0 \\ B_y C - B_u k_1 C - B_u k_2 LC & B_u k_i & A_r - B_u k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ x_i(t) \\ z(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} r(t), \quad (74a)$$

$$y(t) = [C \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} x(t) \\ x_i(t) \\ z(t) \end{bmatrix}. \quad (74b)$$

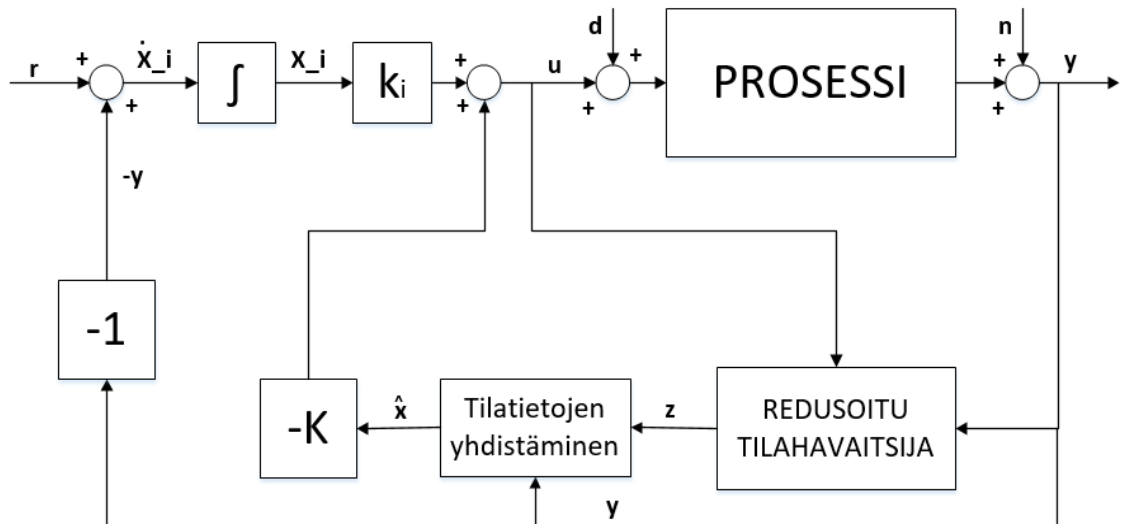
Tilaesityksen (74) kaltaiseen tilaesitykseen on päädytty myös kirjallisuuslähteessä [10, s. 58]. Tilaesityksen (74) mukaisessa suljetussa järjestelmässä tilatakaisinkytkentään lisätty integraattori ja sen vahvistus k_i muuttavat tilatakaisinkytkennän dynamiikan määrittävän matriisin A_{sfbi} muotoon [9, s. 274]

$$A_{sfbi} = \begin{bmatrix} A - BK & Bk_i \\ -C & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} [K \quad -k_i]. \quad (75)$$

Tällöin matriisin (75) ominaisarvojen mielivaltainen asettamisen ehtona oleva ohjattavuusmatriisi saadaan lohkomatriisina seuraavalla tavalla [9, s. 274]

$$W_{csfbi} = \left(\begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \right). \quad (76)$$

Kuitenkin kirjallisuuslähteen [9, s. 274] mukaan matriisin (21) ollessa kääntyvä, myös matriisi (76) täyttää ohjattavuuden vaatimuksen.

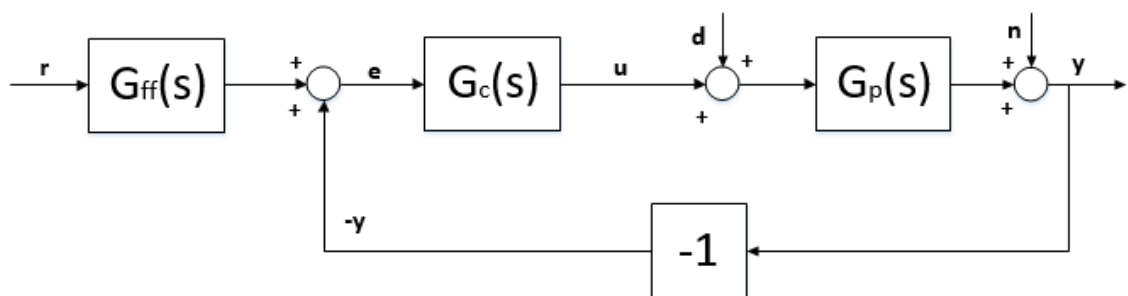


Kuva 11. Säättöpiiri integroivalla tilasäätimellä, mukailtu lähteestä [5, s. 746].

Seuraavassa alaluvussa johdetaan siirtofunktioesitykset Kuvien 10 ja 11 mukaisille säätimille. Näillä siirtofunktioilla voidaan kattavasti tutkia järjestelmän käyttäytymistä taajuustasossa. Lisäksi kyseisillä siirtofunktioilla voidaan tutkia muun muassa järjestelmien epäherkkyttä häiriöille ja mittauskohinalle.

4.2. Gang of Six –siirtofunktiot

Kuvissa 10 ja 11 esitetyt säättöpiirit voidaan esittää muodossa, jossa tilahavaitsija ja tilatakaisinkytkentä muodostavat säätimen. Tällaista säädintä kutsutaan alan kirjallisuudessa tyypillisesti kompensattoriksi [5, s. 793], [9, s. 300]. Sekä alkuperäinen järjestelmä että kompensattori ovat tällöin takaisinkytketyn säätösilmukan menohaarassa ja myötäkkyntähaara kyseisen silmukan ulkopuolella. Tällaisen säättöpiirin rakennetta on havainnollistettu Kuvassa 12.



Kuva 12. Lohkokaavioesitys takaisinkytketystä kahden vapausasteen säättöpiiristä, mukailtu lähteestä [3, s. 316].

Kuvan 12 tapauksessa säättöpiirin lohkot on mallinnettu siirtofunktioilla. $G_{ff}(s)$ on myötäkkyntähaaran siirtofunktio, $G_c(s)$ takaisinkytketyn säätimen siirtofunktio ja $G_p(s)$ prosessin

siirtofunktio. Takaisinkytkentä on negatiivinen ja oletetaan ideaaliseksi, tällöin sen siirtofunktio on -1. Takaisinkytketyn säätimen sisääntulona on erosuure e ja ulostulona ohjaus u . Kahden vapausasteen säätimen voidaan ajatella koostuvan kahdesta itsenäisestä lohkoista, jotka ovat myötäkytkentälohko $G_{ff}(s)$ ja takaisinkytketyn säätimen lohko $G_c(s)$ [3, s. 315].

Johdetaan seuraavaksi tilaesitys ja siirtofunktio takaisinkytketylle säätimelle. Oletetaan sekä mittauskohinan n että häiriön d suuruudeksi nolla. Kahden vapausasteen säätöpiirissä asetusarvovaste voidaan suunnitella erillään häiriön kompensoinnista [3, s. 319]. Näin ollen myös asetusarvo r voidaan olettaa nolllaksi regulaattoria suunnitellessa [5, s. 777–778].

Erosuure e on asetusarvon r ja mitatun ulostulon y välinen erotus [3, s. 23]

$$e(t) = r(t) - y(t) . \quad (77)$$

Muodostetaan siirtofunktioesitys erosuureesta e ohjaukseen u , Kuvan 10 mukaiselle säätöpiirille. Kahden vapausasteen säätimen tilayhtälö voidaan esittää yhtälöillä (50) ja (51) muodossa

$$\dot{z}(t) = (A_r - B_u K C_r) z(t) + (B_y - B_u K D_r) y(t) + (B_u R_s) r(t) , \quad (78a)$$

$$u(t) = -K C_r z(t) - K D_r y(t) + R_s r(t) . \quad (78b)$$

Määritetään seuraavat matriisit tilaesityksen (78) perusteella

$$A_c = (A_r - B_u K C_r) , \quad (79)$$

$$B_{cy} = (B_y - B_u K D_r) , \quad (80)$$

$$B_{cr} = B_u R_s , \quad (81)$$

$$C_c = -K C_r , \quad (82)$$

$$D_{cy} = -K D_r \quad (83)$$

ja

$$D_{cr} = R_s . \quad (84)$$

Olettamalla asetusarvo r nolllaksi, voidaan yhtälöiden (79–84) perusteella kirjoittaa tilaesitys [5, s. 777]

$$\dot{z}(t) = A_c z(t) + B_{cy} y(t) , \quad (85a)$$

$$u(t) = C_c z(t) + D_{cy} y(t) . \quad (85b)$$

Sisääntulon ollessa $-y$ ja ulostulon u , voidaan yhtälö (18) kirjoittaa muodossa [5, s. 777]

$$U(s) = -(C(sI - A)^{-1}B + D)(-Y(s)) , \quad (86)$$

jossa $U(s)$ ja $Y(s)$ ovat ohjaussignaalia u ja mittaussignaalia y vastaavat Laplace-muunnokset.

Sijoittamalla tilaesitys (85) yhtälöön (86), saadaan lauseke

$$U(s) = -(C_c (sI - A_c)^{-1} B_{cy} + D_{cy})(-Y(s)) . \quad (87)$$

Säätimen $G_{cy}(s)$ siirtofunktio on näin ollen [5, s. 777]

$$G_{cy}(s) = U(s)/(-Y(s)) = -(C_c (sI - A_c)^{-1} B_{cy} + D_{cy}) . \quad (88)$$

Olettamalla puolestaan ulostulo y nollassa, voidaan yhtälöiden (79–84) perusteella kirjoittaa tilaesitys

$$\dot{z}(t) = A_c z(t) + B_{cr} r(t) , \quad (89a)$$

$$u(t) = C_c z(t) - D_{cr} r(t) . \quad (89b)$$

Sisääntulon ollessa r ja ulostulon u , voidaan yhtälö (18) kirjoittaa muodossa

$$U(s) = (C(sI - A)^{-1}B + D)R(s) , \quad (90)$$

jossa $R(s)$ on asetusarvoa r vastaava Laplace-muunnos.

Sijoittamalla tilaesitys (89) yhtälöön (90), saadaan lauseke

$$U(s) = (C_c (sI - A_c)^{-1} B_{cr} + D_{cr})R(s) . \quad (91)$$

Säätimen $G_{cr}(s)$ siirtofunktio on siis

$$G_{cr}(s) = U(s)/R(s) = (C_c (sI - A_c)^{-1} B_{cr} + D_{cr}) . \quad (92)$$

Edellä määritettyjen säätimien siirtofunktiot (88) ja (92) voidaan yhdistää seuraavasti

$$U(s) = G_{cr}(s)R(s) - G_{cy}(s)Y(s) . \quad (93)$$

Yhtälön (77) mukaisen erosuureen Laplace-muunnos $E(s)$ voidaan kirjoittaa muodossa

$$E(s) = R(s) - Y(s) . \quad (94)$$

Sijoittamalla yhtälö (94) yhtälöön (93), saadaan lauseke

$$U(s) = \frac{G_{cr}(s)}{G_{cy}(s)} G_{cy} E(s) . \quad (95)$$

Yhtälöstä (95) saadaan Kuvan 10 mukaiset siirtofunktiot

$$G_{ff}(s) = \frac{G_{cr}(s)}{G_{cy}(s)} \text{ ja } G_c(s) = G_{cy}(s) . \quad (96)$$

Kuvan 12 tapauksessa takaisinkytketyn säätöpiirin suljetun järjestelmän siirtofunktio $G_{cl}(s)$ (ilman myötäkytkentää) on [3, s. 315]

$$G_{cl}(s) = \frac{G_p(s)G_c(s)}{1+G_p(s)G_c(s)} . \quad (97)$$

Myötäkytkentä $G_{ff}(s)$ mukaan otettuna koko kahden vapausasteen säätöpiirin siirtofunktio on

$$G_{cl2}(s) = \frac{G_p(s)G_c(s)G_{ff}(s)}{1+G_p(s)G_c(s)} . \quad (98)$$

Avoimen järjestelmän siirtofunktio $G_{ol}(s)$ puolestaan voidaan esittää muodossa [3, s. 315]

$$G_{ol}(s) = G_p(s)G_c(s) . \quad (99)$$

Muodostetaan seuraavaksi siirtofunktioesitys erosuureesta e ohjaukseen u , Kuvan 11 mukaiselle säätöpiirille. Erosuure e voidaan kyseisessä säätöpiirissä esittää muodossa

$$e(t) = r(t) - y(t) = \dot{x}_i(t) . \quad (100)$$

Ohjaussuure u voidaan puolestaan esittää seuraavasti

$$u(t) = u_i(t) + u_{fb}(t) , \quad (101)$$

jossa u_i on integraattorin ulostulosta tuleva ohjaus ja u_{fb} kompensattorin ulostulon tuottama ohjaus.

Yhtälöiden (100) ja (101) perusteella nähdään, että kyseisen säätöpiirin säätimen sisään-
tulona on integraattorin sisääntulo ja ulostulona prosessille menevä ohjaus. Näin ollen
kyseiselle säätimelle $G_{ci}(s)$ voidaan kirjoittaa lauseke

$$G_{ci}(s)U(s) = E(s) . \quad (102)$$

Kuvan 9 säätöpiiriä vastaava suljetun järjestelmän siirtofunktio saadaan sijoittamalla ti-
laesitys (74) yhtälöön (18). Kyseinen siirtofunktiolle saadaan näin ollen lauseke

$$G_{cli}(s) = C_i(sI - A_i)^{-1}B_i + D_i . \quad (103)$$

Lisäksi, kun valitaan yhtälön (98) myötäkytkentälohko $G_{ff}(s)$ ideaaliseksi, Kuvan 10 mu-
kaisen järjestelmän suljetun järjestelmän siirtofunktio voidaan esittää yhtälön (92) mu-
kaisesti. Merkitsemällä yhtälöt (103) ja (97) yhtä suuriksi, voidaan säätimen $G_{ci}(s)$ siirto-
funktio ratkaista analyyttisesti. Tällöin kyseisen säätimen siirtofunktio voidaan esittää
muodossa

$$G_{ci}(s) = \frac{G_{cli}(s)}{G_p(s) - G_{cli}(s)G_p(s)} . \quad (104)$$

Kuvan 10 mukaiset siirtofunktiot ovat siis

$$G_{ff}(s) = 1 \text{ ja } G_c(s) = G_{ci}(s) . \quad (105)$$

On kuitenkin huomioitava, että edellä johdettujen säätimien siirtofunktioiden (96) ja
(105) on oltava aitoja, jotta niitä voidaan käyttää säädön suunnitteluun tietyillä tietoko-
neohjelmilla [1, s. 473]. Tämä vaatimus pätee myös tässä työssä käytettävässä Matlab/Si-
mulink-ohjelmistossa. Siirtofunktio on aito, kun sen nimittäjäpolynomin aste on suurempi
tai yhtä suuri kuin osoittajapolynomin aste [1, s. 71]. Siirtofunktioita, joiden nimittäjäpo-
lynomin aste on osoittajapolynomia suurempi, kutsutaan myös vahvasti aidoiksi [1, s. 71].

Kuvasta 12 voidaan johtaa seuraavat yhteydet [3, s. 316]

$$\begin{bmatrix} Y(s) \\ H(s) \\ V(s) \\ U(s) \\ E(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{G_p(s)G_c(s)G_{ff}(s)}{1+G_p(s)G_c(s)} & \frac{G_p(s)}{1+G_p(s)G_c(s)} & \frac{1}{1+G_p(s)G_c(s)} \\ \frac{G_p(s)G_c(s)G_{ff}(s)}{1+G_p(s)G_c(s)} & \frac{G_p(s)}{1+G_p(s)G_c(s)} & \frac{-G_p(s)G_c(s)}{1+G_p(s)G_c(s)} \\ \frac{G_c(s)G_{ff}(s)}{1+G_p(s)G_c(s)} & \frac{1}{1+G_p(s)G_c(s)} & \frac{-G_c(s)}{1+G_p(s)G_c(s)} \\ \frac{G_c(s)G_{ff}(s)}{1+G_p(s)G_c(s)} & \frac{-G_p(s)G_c(s)}{1+G_p(s)G_c(s)} & \frac{-G_c(s)}{1+G_p(s)G_c(s)} \\ \frac{G_{ff}(s)}{1+G_p(s)G_c(s)} & \frac{-G_p(s)}{1+G_p(s)G_c(s)} & \frac{-1}{1+G_p(s)G_c(s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R(s) \\ D(s) \\ N(s) \end{bmatrix} , \quad (106)$$

jossa $Y(s)$ on mittauksen y Laplace muunnos ja vastaavasti $U(s)$, $E(s)$, $R(s)$, $D(s)$ sekä $N(s)$ ovat ohjauksen u , erosuureen e , asetusarvon r , häiriön d ja mittauskohinan n Laplace-muunnoksia. Lisäksi $V(s)$ on häiriön d summautumisen jälkeen järjestelmälle $G_p(s)$ tulevan ohjauksen Laplace-muunnos ja $H(s)$ järjestelmän $G_p(s)$ ulostulon Laplace-muunnos ennen mittauskohinan n summautumista.

Yhtälöstä (106) voidaan poimia kuusi oleellista siirtofunktiota, jotka ovat

$$G_{yr}(s) = \frac{G_p(s)G_c(s)G_{ff}(s)}{1+G_p(s)G_c(s)} \quad (\text{asetusarvosta ulostuloon}), \quad (107)$$

$$G_{ur}(s) = \frac{G_c(s)G_{ff}(s)}{1+G_p(s)G_c(s)} \quad (\text{asetusarvosta ohjaukseen}), \quad (108)$$

$$G_{ud}(s) = \frac{-G_p(s)G_c(s)}{1+G_p(s)G_c(s)} \quad (\text{häiriöstä ohjaukseen}), \quad (109)$$

$$G_{yd}(s) = \frac{G_p(s)}{1+G_p(s)G_c(s)} \quad (\text{häiriöstä ulostuloon}), \quad (110)$$

$$G_{un}(s) = \frac{-G_c(s)}{1+G_p(s)G_c(s)} \quad (\text{mittauskohinasta ohjaukseen}) \quad (111)$$

ja

$$G_{yn}(s) = \frac{1}{1+G_p(s)G_c(s)} \quad (\text{mittauskohinasta ulostuloon}). \quad (112)$$

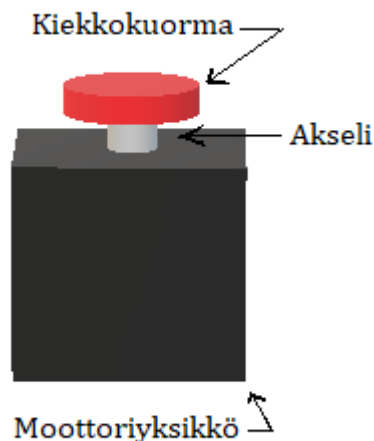
Siirtofunktioita (107–112) kutsutaan nimellä Gang of Six.. [3, s. 317]. Edellä esitetyillä siirtofunktioilla (107–112) on mahdollista analysoida järjestelmän suorituskykyä [3, s. 322]. Arvioitavina kriteereinä voidaan käyttää järjestelmän kykyä vaimentaa häiriöiden ja mittauskohinan vaikutuksia, asetusarvon seurantakykyä sekä robustisuutta [3, s. 322–323].

5. KOEJÄRJESTELYT

Tässä luvussa tutustutaan laboratoriokokeiden käytännönjärjestelyihin. Ensin esitellään laitteisto ja ohjelmistot, joihin kokeet perustuvat. Tämän jälkeen käydään läpi säädettävälle järjestelmälle asetetut vaatimusmäärittelyt ja säätöön liittyvät käytännön rajoitukset.

5.1 Laitteet ja ohjelmistot

Kokeet perustuvat Kuvan 13 mukaiseen QUBE-Servo 2 -laitteistoon, jonka valmistaja on kanadalainen Quanser. Laitteiston moottoriyksikkö on ympäröity kuution muotoisella kotelolla ja moottorin akselin varren päähän on kiinnitetty pyörivä kiekkuorma. Kuution muotoinen kotelo pitää sisällään 18 V harjallisen tasavirtamoottorin lisäksi integroidun datankeruuyksikön, moottorin varren asennon mittauksen ja PWM-vahvistimen [11, s. 6].



Kuva 13. Quanser QUBE-Servo 2 -laitteiston rakenne.

Valmistajan [11, s. 7] mukaan moottorin syöttöjännitteen suositeltu maksimiarvo on ± 10 V. Ohjausjännite voi kuitenkin hetkellisesti olla korkeintaan ± 15 V [11, s. 8]. Moottorin kulman mittaus on toteutettu pulssianturilla, joka antaa 512 asentoarvoa yhden kierroksen aikana [11, s. 7]. Näin ollen anturin resoluutio on noin 0,7 astetta. Ohjausta varten laitteisto voidaan kytkeä tietokoneen USB2-väylään [11, s. 4].

Laitteisto on yhteensopiva Matlab/Simulink- ja Labview-ohjelmistojen kanssa. Tässä työssä on hyödynnetty Mathworksin Matlab-laskentaohjelmistoa ja sen graafista käyttöliittymää Simulinkia. Matlab on datan analysointiin, algoritmien luomiseen ja mallinnukseen käytettävä ohjelmisto. Simulink puolestaan mahdollistaa järjestelmien mallintamisen lohkokaavioilla ja kyseisten mallien simuloinnin. Matlab-laskennassa on hyödynnetty perustyökalujen lisäksi Signal Processing Toolbox-, Symbolic Math toolbox- ja Control

System Toolbox-lisäosien työkaluja. Simulink-mallinnuksessa on puolestaan hyödynnetty Simulink-kirjastosta valmiiksi löytyviä lohkoja. Yhteys tutkittavan laitteiston ja Simulinkin välille on luotu käyttämällä laitteiston valmistajan tarjoamaa QUARC-ohjelmistoa. Kyseinen ohjelmisto sisältää Simulink-lohkoja, joilla Simulink-malli saadaan yhteensopivaksi QUBE-Servo 2-laitteiston kanssa. Tällöin järjestelmää voidaan simuloida ja ohjata reaaliajassa.

5.2 Säädön tavoitteet ja rajoitukset

Työssä on toteutettu QUBE-Servo 2- järjestelmälle tilasäädin. Säädön kohteena on moottorin varren asento θ . Tavoitteena on mahdollisimman lyhyt askelvasteen asettumisaika t_s . Tässä työssä asettumisaika on määritetty hetkestä t , josta lähtien ulostulo pysyy $\pm 2\%$ alueella asetusarvostaan. Lisäksi taajuusvasteelle on määritelty seuraavat vaatimukset. Vaihevaran p_m on oltava vähintään 30 astetta ja vahvistusvaran g_m vähintään 2 eli 6 dB. Stabiiliusvaran s_m on puolestaan oltava vähintään 0,5. Varallisuusarvoilla pyritään varmistamaan fyysisen järjestelmän stabiilius, vaikka matemaattisen malli eroaisi fyysisestä järjestelmästä [5, s. 792]. Transienttivasteelle on määritetty suurin sallittu prosentuaalinen ylitys. Askelvasteen prosentuaalinen ylitys PO ei saa olla suurempi kuin 5 %. Prosentuaalinen ylitys PO saadaan, kun maksimiylitys M_p muutetaan prosenteiksi.

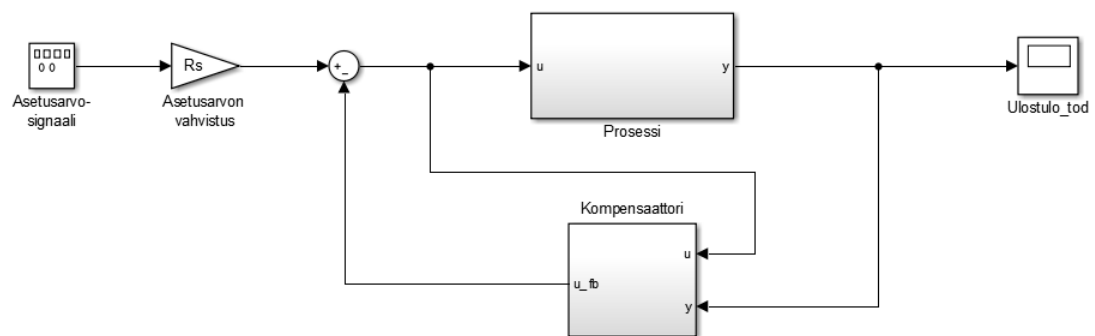
Säätöön liittyvät rajoitukset johtuvat säädettävän järjestelmän ominaisuuksista. Ohjausjännitteen u on pyrittävä pitämään sallitulla alueella eli välillä ± 10 V. Lisäksi redusoidun tilahavaintajan vahvistus L ei saa olla liian suuri pulssianturin kvantisoinnin vuoksi. Kvantisoinnin johdosta jatkuva-aikainen signaali mitataan diskreetein aikavälein [12]. Tällöin suuri vahvistuksen arvo voi aiheuttaa kulmanopeuden estimointivirheen $\tilde{\omega}_m$ kasvamisen huomattavan suureksi [13, s. 701–702].

6. SIMULOINTITULOKSET

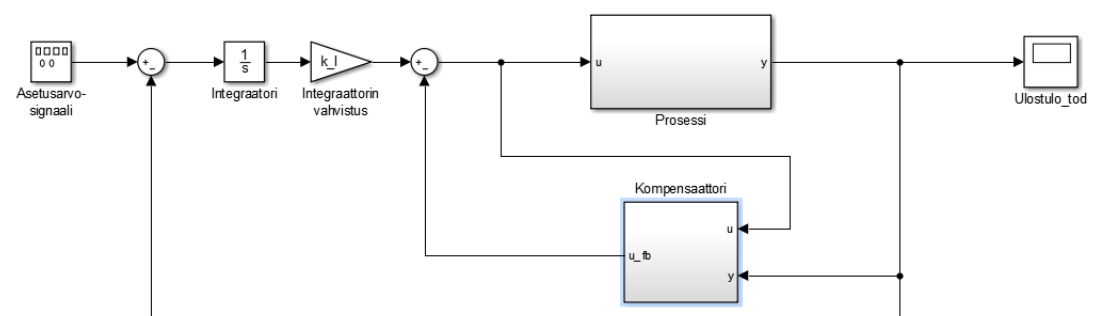
Tässä luvussa esitellään simulointimallit ja käydään läpi säätimien parametrien viritykset. Tämän jälkeen tutkitaan vaatimusmäärittelyjen toteutumista. Lopuksi vertaillaan säätimien suorituskykyä simulointituloksiin perustuen.

6.1 Simulointimallit

Säätimien simulointimallit on esitetty Kuvissa 14 ja 15. Kuvan 14 mukaiseen säätöpiiriin viitataan jatkossa lyhenteellä SS_{ref} ja Kuvan 15 mukaiseen säätöpiiriin puolestaan lyhenteellä SS_{int} . Molemmissa tapauksissa asetussarvosignaali on sakara-aalto, jonka amplitudi on $\pi/3$ rad ja jaksonaika 0,4 Hz. Prosessilohko on alkuperäisen järjestelmän sisältävä alijärjestelmä. Kompensaattorilohko puolestaan kuvaa takasisinkytkettyä säädintä, joka muodostuu tilatakaisinkytkennän vahvistuksesta K ja redusoidusta tilahavaintijasta. Prosessin ohjauksjännite u muodostuu näin ollen joko asetussarvon vahvistuksen ohjauksen u_r tai integraattorin ohjauksen u_i ja kompensaattorin ohjauksen u_{fb} summasta.



Kuva 14. Simulointimalli asetussarvon vahvistuksella (SS_{ref}).



Kuva 15. Simulointimalli integraattorilla (SS_{int}).

6.2. Säätimien viritys

Tilatakaisinkytkennän ja tilahavaitsijan dynamiikat voidaan suunnitella vapaasti, koska alkuperäinen järjestelmä on ohjattava ja havaittava. Tilatakaisinkytkennän napojen asettelu perustuu hallitsevan napaparin periaatteeseen. Yhtälön (26) perusteella saadaan vaatimusmäärittelyn 5 % prosentuaalista ylitystä ($M_p = 0,05$) vastaavan vaimennusvakion arvoksi $\zeta = 0,69$. Luonnollisen kulmataajuuden arvoksi saadaan yhtälön (27) perusteella $\omega_n = 57,96$, kun käytetään tavoitteena asettumisaikaa $t_s = 0,1$ s ja edellä mainittua vaimennusvakion arvoa. Alkuperäinen järjestelmä (15) ei kuitenkaan täysin vastaa toisen kertaluvun järjestelmän standardimallia (24), joten sopivat arvot parametreille ζ ja ω_n on valittu kokeellisesti simulointituloksiin perustuen. Taulukon 2 mukaiset arvot vaimennusvakion ja luonnolliselle kulmataajuudelle on määritetty iteroimalla, käyttäen alkuarvauksena edellä mainittuja laskennallisia parametrien arvoja. Tällöin suoritettiin useita simuloituja vaihtelemalla parametrien ζ ja ω_n arvoja analysoiden muutosten vaikutuksia järjestelmän käyttäytymiseen.

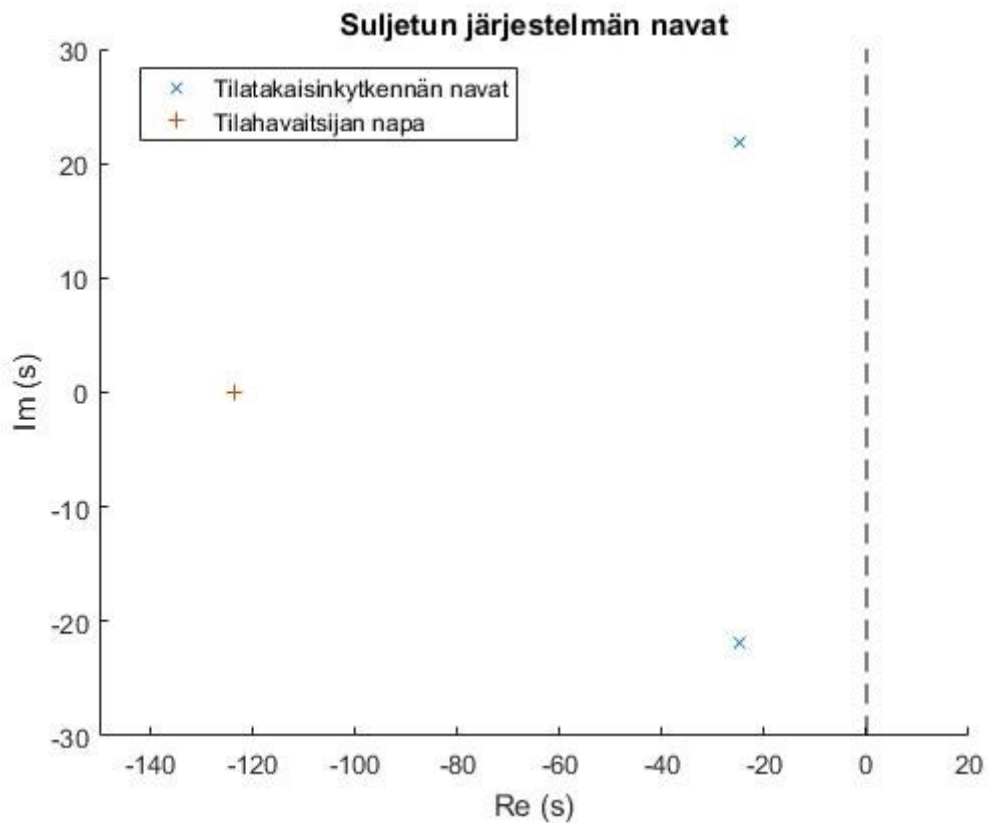
Tilatakaisinkytkennällä asetetut navat saadaan yhtälöstä (25) käyttäen Taulukon 2 mukaisia arvoja parametreille ζ ja ω_n . Redusoidun tilahavaitsijan vahvistus puolestaan on tässä järjestelmässä skalaari, joten sillä on vain yksi ominaisarvo. Tilahavaitsija on valittu noin 5 kertaa tilatakaisinkytkentää nopeammaksi. Tällöin tilahavaitsijan navan reaaliosa on viisinkertainen suhteessa tilatakaisinkytkennällä asetettujen napojen reaaliosaan. Näitä napojen sijainteja vastaavat vahvistukset K ja L on laskettu käyttämällä Ackermannin kaavaan perustuvaa Matlab-komentoa `acker`. Ackermannin kaavan johtaminen tilatakaisinkytkennän vahvistukselle on esitelty kirjallisuuslähteessä [5, s. 730–731]. Näin saadut vahvistusten arvot on esitetty Taulukossa 2.

Asetusarvon vahvistusskalaarin arvo on laskettu yhtälön (47) perusteella. Integraattorin vahvistusskalaarin arvo on puolestaan määritetty kokeellisesti suorittamalla useita simuloituja eri arvoilla. Myös nämä vahvistukset on esitetty Taulukossa 2.

Taulukko 2. Viritysparametrien arvot säätimille.

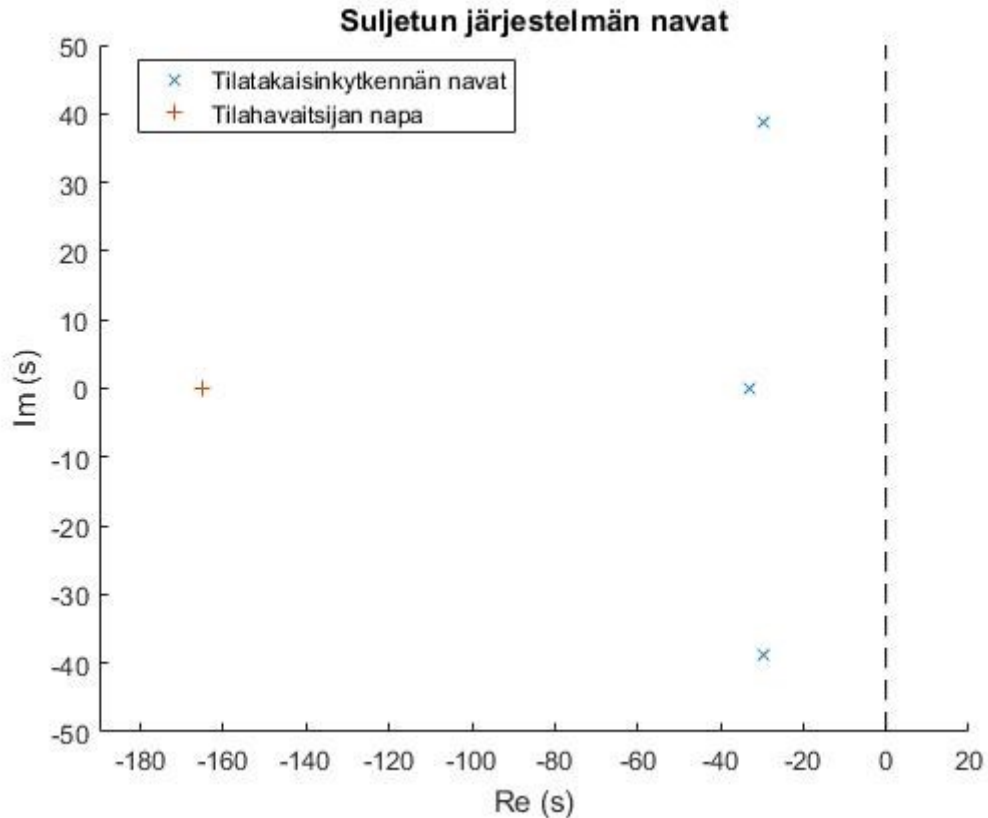
Tunnus	Selite	Arvo (SS_{ref})	Arvo (SS_{int})
ζ	Vaimennusvakio	0,75	0,70
ω_n	Luonnollinen kulmataajuus	33,00	66,00
k_1	Takaisinkytkennän vahvistus 1	4,55	18,21
k_2	Takaisinkytkennän vahvistus 2	0,16	0,3442
L	Tilahavaitsijan vahvistus	113,70	154,95
R_s	Asetusarvon vahvistus	4,55	-
k_i	Integraattorin vahvistus	-	330,00

Kuvan 14 mukaisen suljetun järjestelmän navat saadaan matriisien (58) ja (59) ominaisarvoista sijoittamalla niihin matriisit (16) sekä käyttämällä Taulukoiden 1 ja 2 arvoja. Kyseiset navat on esitetty Kuvassa 16. Kuvan 15 mukaisen suljetun järjestelmän navat saadaan vastaavasti matriisien (75) ja (59) ominaisarvoista. Nämä navat on esitetty Kuvassa 17.



Kuva 16. Suljetun järjestelmän navat säätimellä SS_{ref} .

Kuvan 16 perusteella nähdään, että tilatakaisinkytkennän asettamat navat (x) sijoittuvat suljetussa järjestelmässä täsmälleen yhtälön (25) mukaisesti. Lisäksi tilahavaintsijahavaintsijan napa (+) sijoittuu itsenäisesti suhteessa tilatakaisinkytkennän napoihin. Kuvassa harmaa katkoviiva kuvaa imaginääriakselia.



Kuva 17. Suljetun järjestelmän navat säätimellä SS_{int}.

Kuvan 17 perusteella huomataan, että integraattorin vahvistus k_i asettaa yhden navan lisää tilatakaisinkytkentään. Näin ollen tilatakaisinkytkennän navat eivät sijoitu yhtälön (25) määrittämällä tavalla, vaan matriisin (75) mukaisesti. Tilahavaintsijan napa sijoittuu kuitenkin edelleen matriisin (59) määrittämällä tavalla.

Molemmat säädetyt järjestelmät ovat stabiileja, koska niiden kaikki navat ovat imaginääriakselin vasemmalla puolella [3, s. 106]. Järjestelmän dynamiikkaan vaikuttavat suljetun järjestelmän navat sijoittuvat kuitenkin järjestelmissä eri tavalla. Tämän vuoksi niiden säätimet vaativat myös erilaiset viritykset.

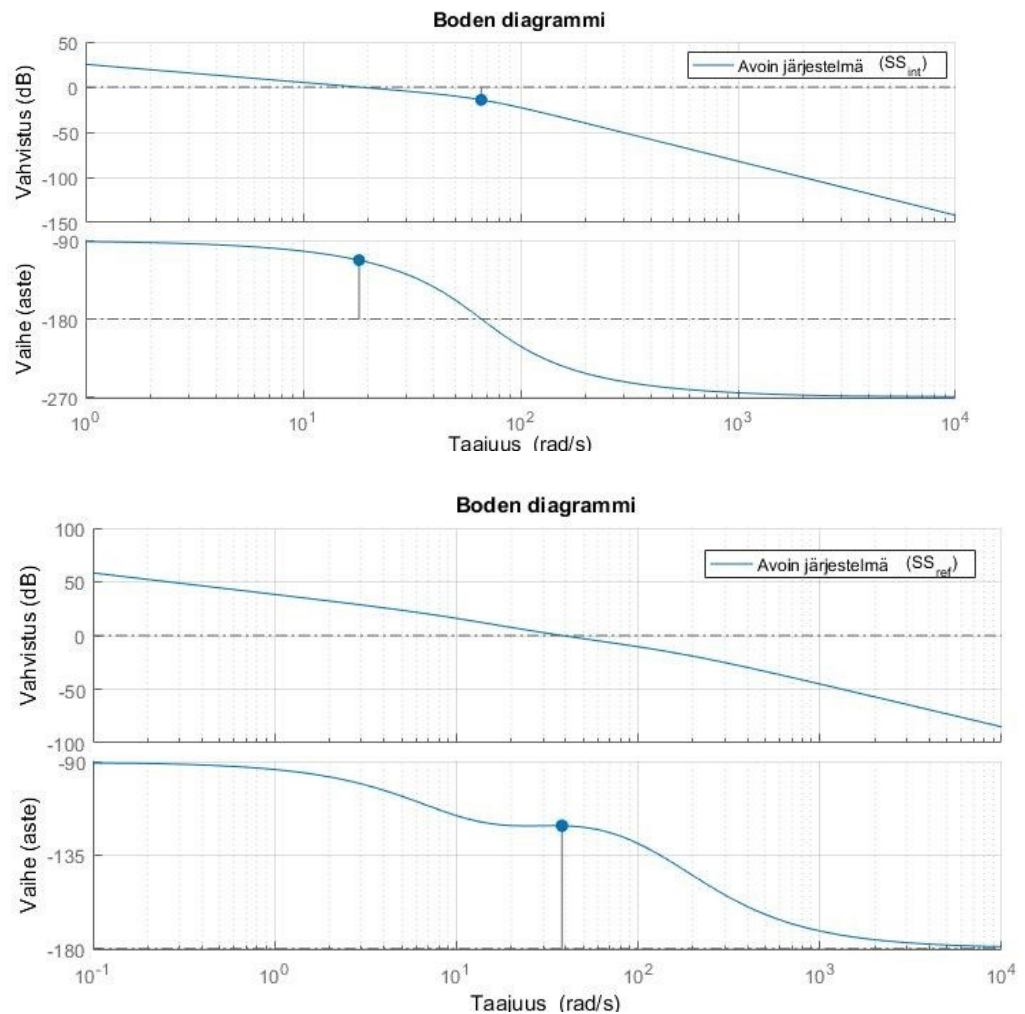
6.3 Vaatimusmäärittelyiden toteutuminen

Simuloinnit on suoritettu malleilla SS_{ref} ja SS_{int} käyttäen Taulukon 2 arvoja. Kuvien 18–21 perusteella havaitaan vaatimusmäärittelyjen toteutuminen. Kuvassa 18 on esitetty yhtälön (99) mukaiset avoimien järjestelmien taajuusvasteet Boden diagrammilla. Vahvistuksen ylimenotaajuudella ω_{gc} vahvistus on 0 dB ja vaiheen ylimenotaajuudella ω_{pc} vaihe on -180 astetta. Näiden perusteella Boden diagrammista voidaan päätellä järjestelmän vaihevara p_m ja vahvistusvara g_m . Vahvistusvara on vahvistuksen vastaluku vaiheen ylimenotaajuudella ja vaihevara on vaiheen suuruus vahvistuksen ylimenotaajuudella, kun

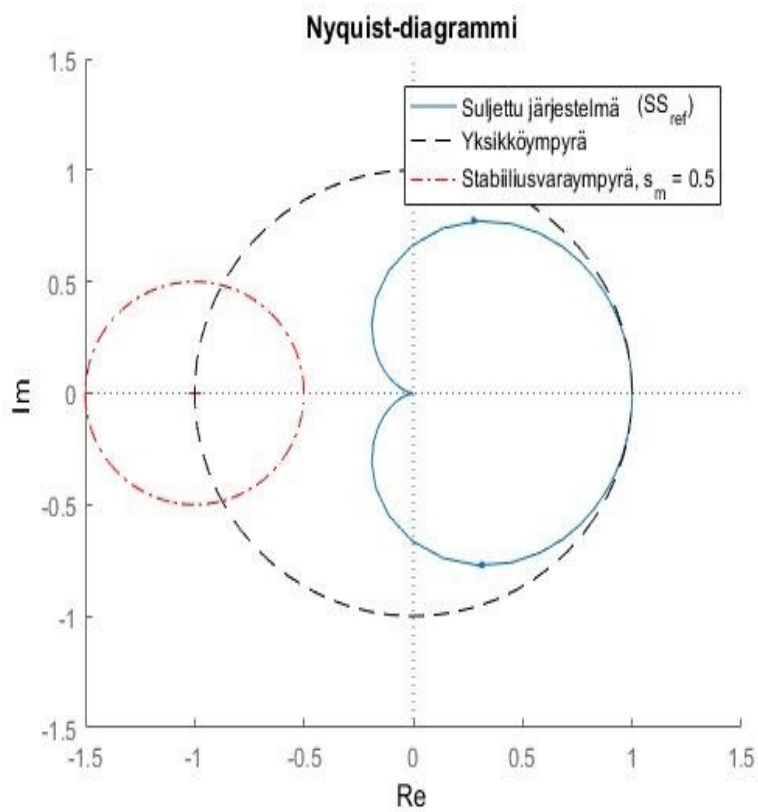
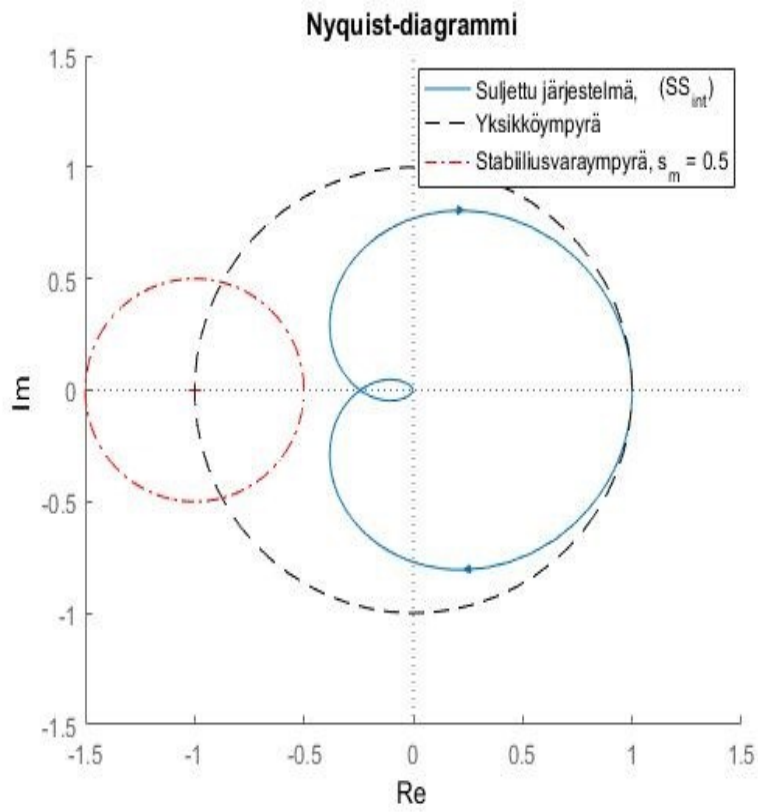
siihen lisätään 180 astetta. [3, s. 280] Vahvistusvara kertoo kuinka paljon avoimen järjestelmän vahvistusta voi lisätä ennen kuin suljetusta järjestelmästä tulee epästabiili [3, s. 279]. Vaihevara taas kertoo vastaavan vaihesiirron pudotusvaran [3, s. 279].

Kuvassa 19 on esitetty tilaesitysten (57) ja (74) mukaisten suljettujen järjestelmien taajuusvasteet kompleksitasossa. Kyseisistä Nyquist-diagrammeissa stabiilisuusvara s_m on Nyquist-käyrän ja kriittisen pisteen $(-1,0)$ välinen lyhin etäisyys [3, s. 280]. Stabiilisuusvara s_m saadaan myös maksimiherkkyyden M_s käänteisluvusta [3, s. 323]. Lisäksi vahvistusvara on riittävä, kun Nyquist-käyrä leikkaa reaaliakselin negatiivisen osan [3, s. 280]. Vastaavasti vaihevara on riittävä, kun kyseinen käyrä leikkaa yksikköympyrän [3, s. 280].

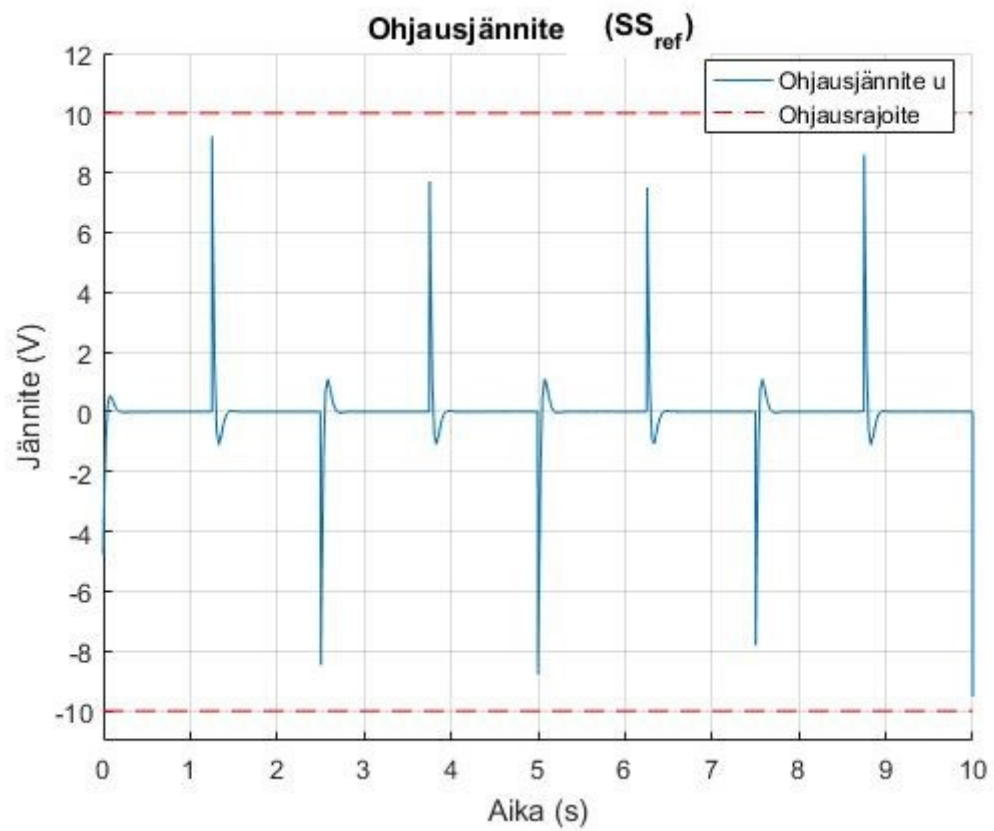
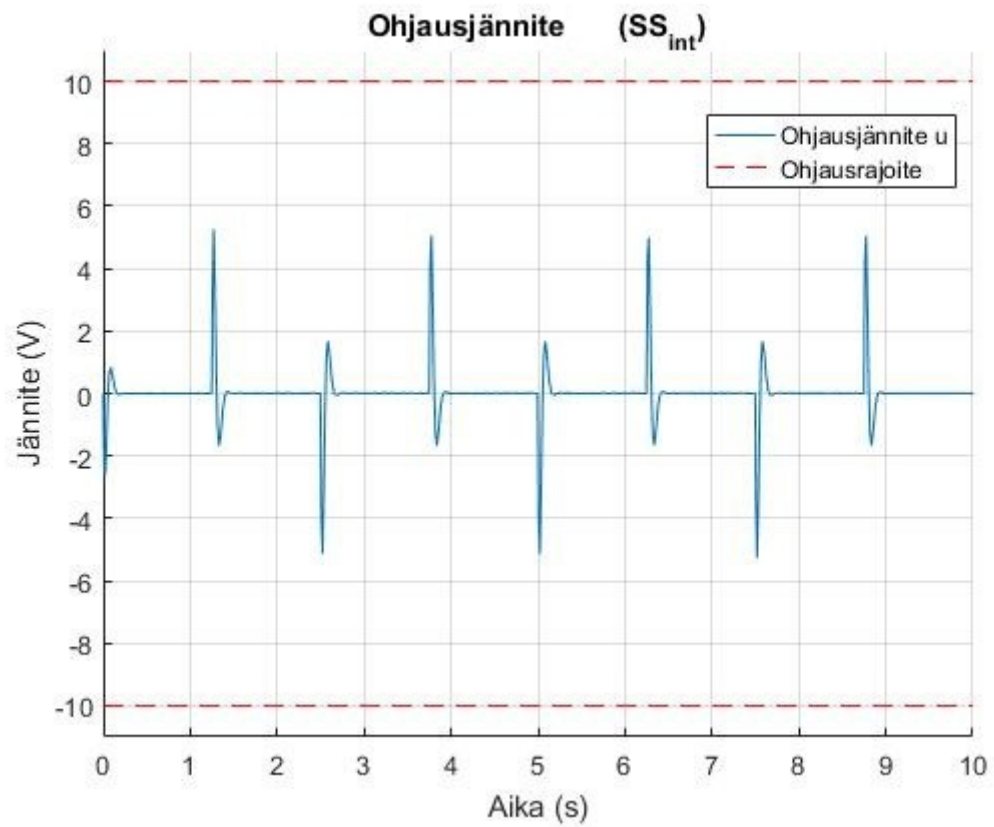
Kuvassa 20 on esitetty simulointimallien SS_{ref} ja SS_{int} ohjausjännitteet, ja Kuvassa 21 niiden askelvastekokeet. Kuvasta 21 saadaan askelvasteen asettumisaika t_s ja prosentuaalinen ylitys PO. Edellä mainitut vaatimusmäärittelyiden mukaiset taajuusvasteen ja transienttivasteen tunnusluvut on esitetty Taulukossa 3.



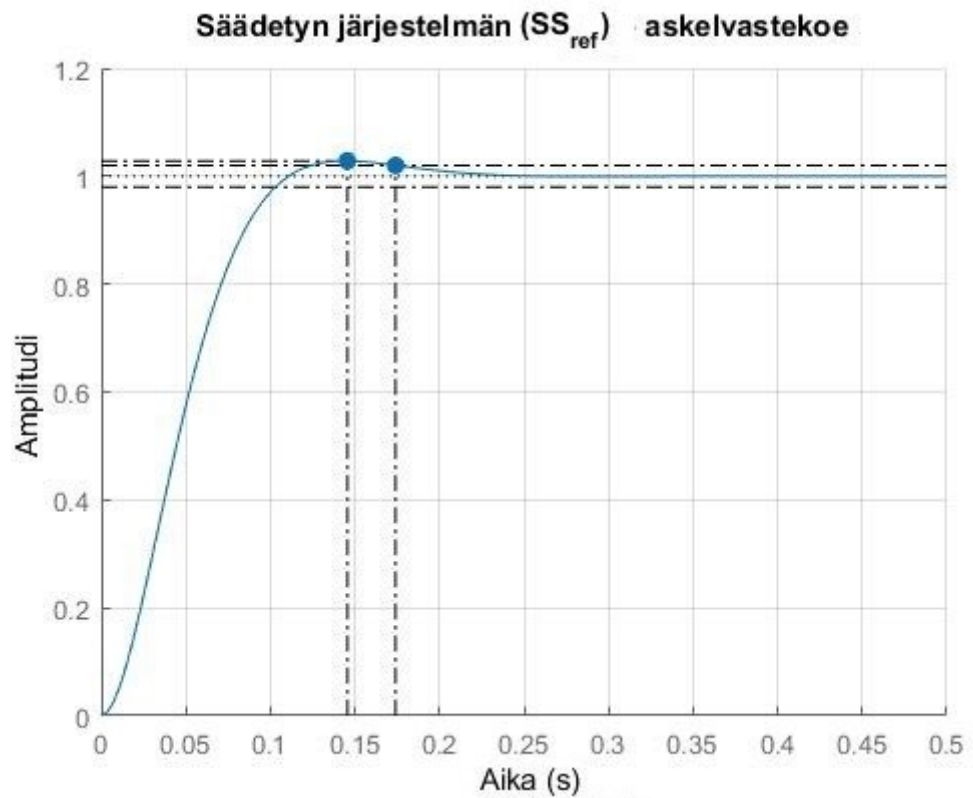
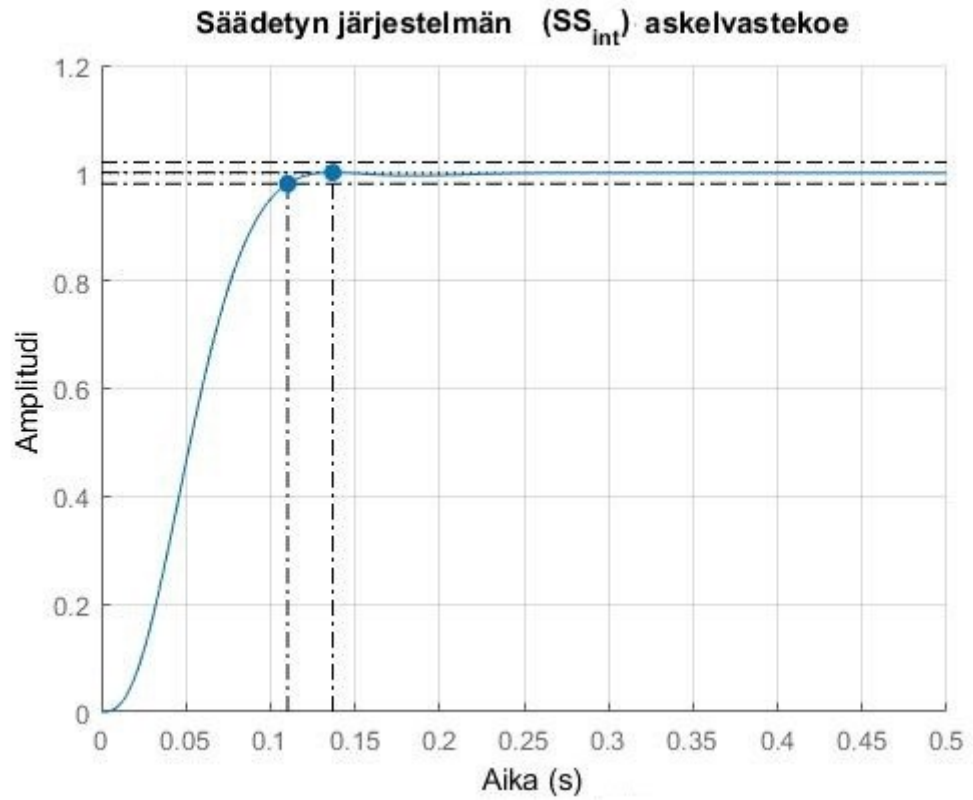
Kuva 18. Avoimien järjestelmien (SS_{int}) ja (SS_{ref}) taajuusvasteet.



Kuva 19. Suljettujen järjestelmien (SS_{int}) ja (SS_{ref}) taajuusvasteet kompleksitasossa.



Kuva 20. Simulointimallien ohjaujännitteet.



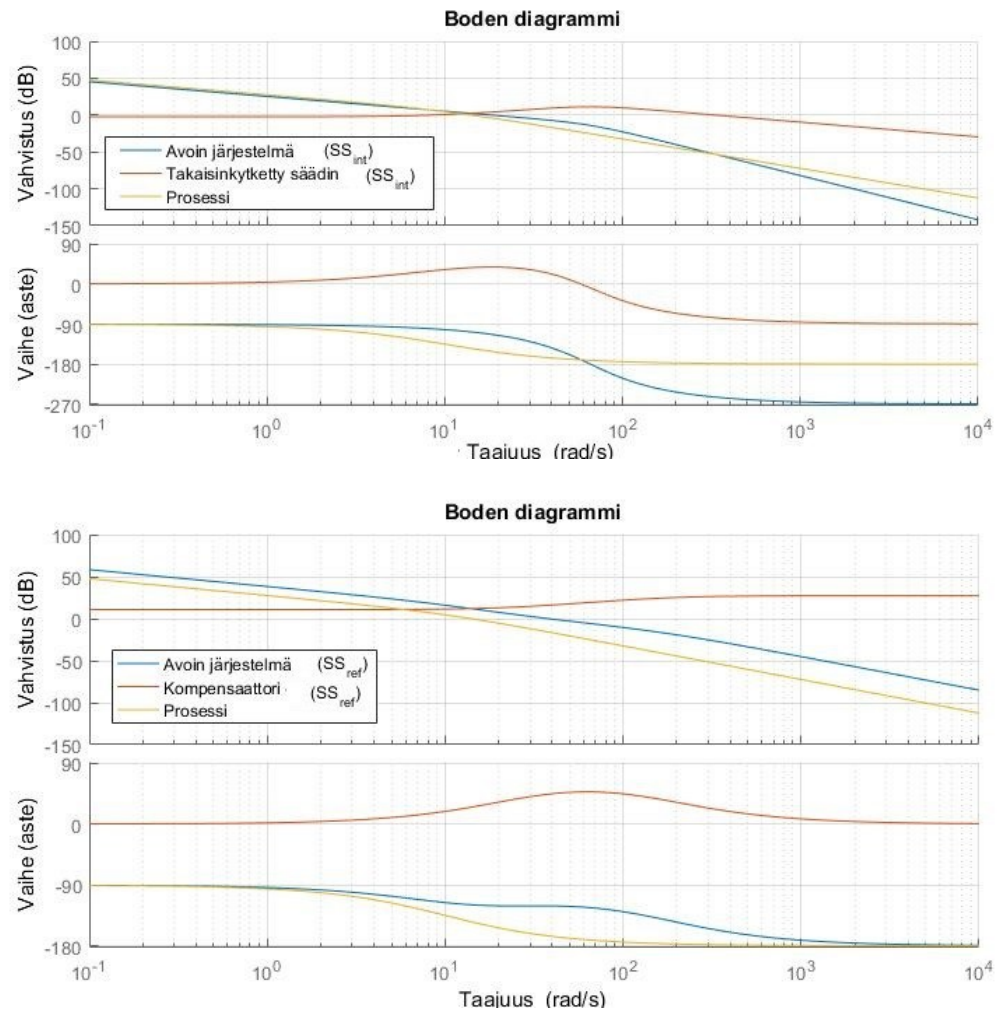
Kuva 21. Simulointimallien askelvasteet.

Taulukko 3. *Vaatimusmäärittelyn mukaiset taajuus- ja transienttivasteen tunnusluvut.*

Tunnus	Selite	Arvo (SS_{ref})	Arvo (SS_{int})	Arvo (vaatimus)
g_m	vahvistusvara	∞	5,10	≥ 2
p_m (°)	vaihevara	59,24	67,45	≥ 30
s_m	stabiilisuusvara	0,83	0,66	$\geq 0,5$
u (V)	ohjausjännite	$-9,52 \leq u \leq 9,23$	$-5,27 \leq u \leq 5,26$	$-10 \leq u \leq 10$
t_s (s)	asettumisaika	0,17	0,11	-
PO (%)	ylitys	2,84	0,08	≤ 5

Taulukon 3 perusteella huomataan, että molemmat järjestelmät SS_{ref} ja SS_{int} täyttävät vaatimusmäärittelyjen ehdot. Erityisesti on huomattava, että asettumisaajan toleranssin ollessa 2 % asetusarvosta, on integroivalla tilasäätimellä (SS_{int}) lyhyempi asettumisaika. Jos asettumisaajan kriteeri olisi 3 %, niin silloin asetusarvon vahvistuksella toteutetulla säätimellä (SS_{ref}) olisi lyhyempi asettumisaika. Tämä johtuu siitä, että kyseisellä säätimellä syntyvä vasteen ylitys ei vaikuttaisi asettumisaikaan, koska kyseinen ylitys on alle 3 %. Lisäksi huomion arvoista on säätimen SS_{int} selvästi rauhallisempi ohjaus.

Kuvassa 22 on esitetty yhtälön (94) mukaisten avoimien järjestelmien, yhtälöiden (96) ja (105) mukaisten säätimien sekä yhtälön (20) mukaisen prosessin Boden diagrammit. Tutkitaan säätimien vaikutusta avoimien järjestelmien taajuusvasteeseen. Tämä tapahtuu vertaamalla edellä mainittujen järjestelmien vahvistus- ja vaihesiirtokäyriä keskenään.

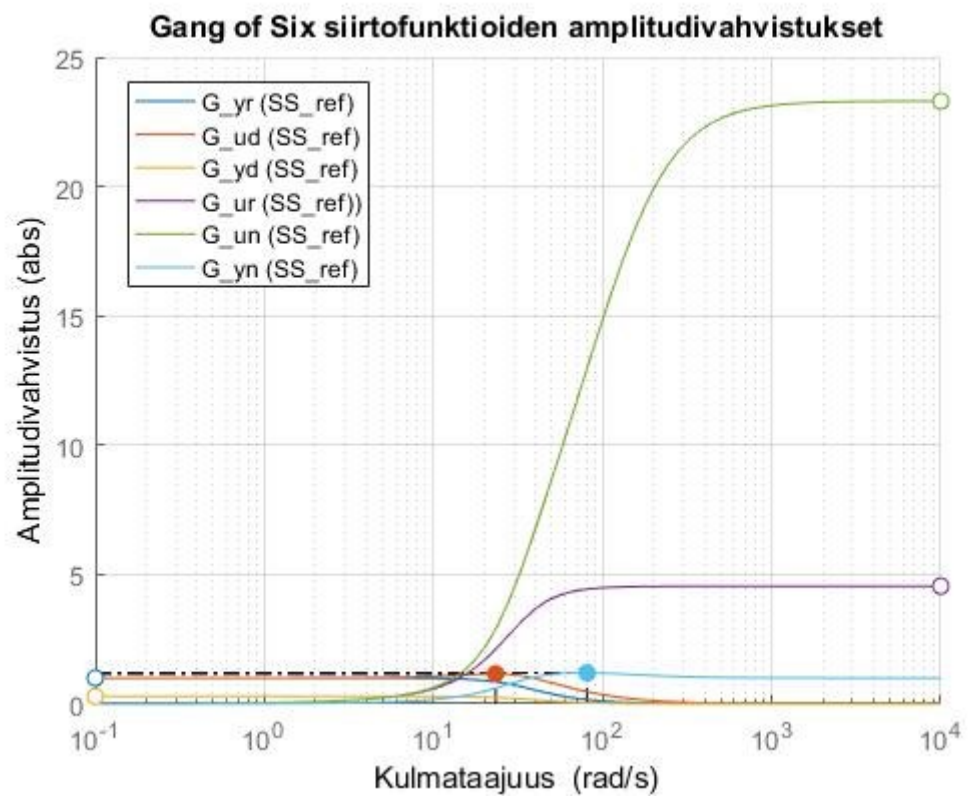
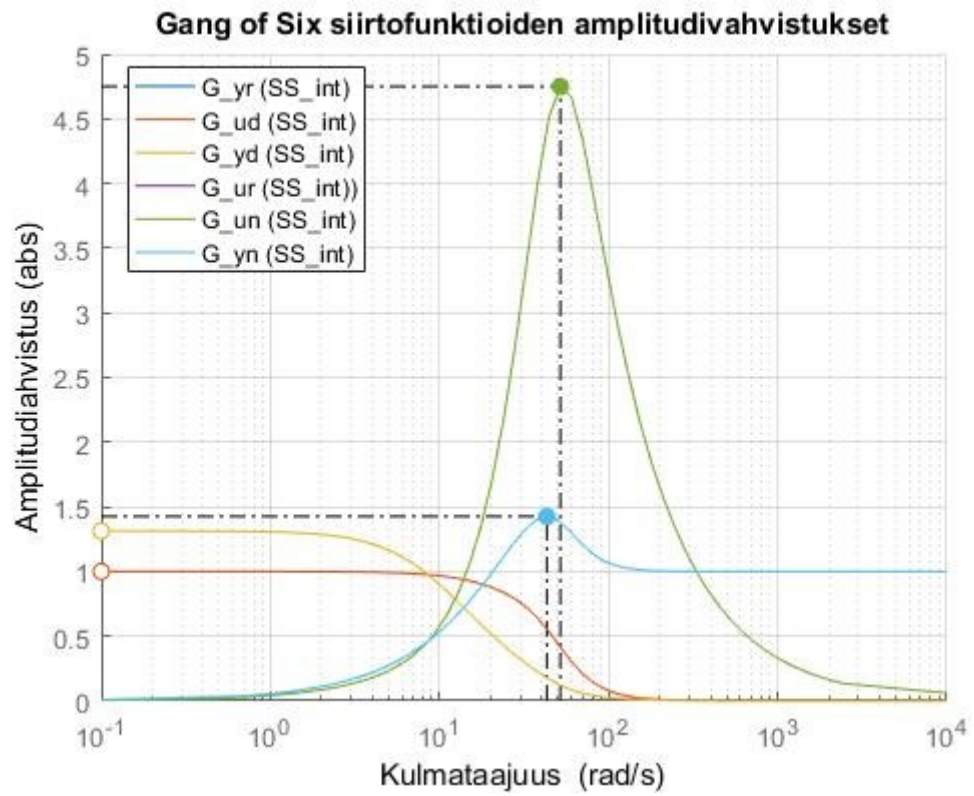


Kuva 22. Avoimen järjestelmän, säätimen ja prosessin Boden diagrammit.

Kuvan 22 perusteella nähdään, että molemmat säätimet kasvattavat avoimen järjestelmän vaihesiirtoa keskisuurilla taajuuksilla. Säädin SS_{ref} kasvattaa vahvistusta erityisesti suurilla taajuuksilla. Säädin SS_{int} puolestaan kasvattaa vahvistusta keskisuurilla taajuuksilla ja pienentää vahvistusta suurilla taajuuksilla. Koska molemmat säätimet nostavat vaihe-
 käyrää ja vahvistuskäyrää tietyllä taajuusalueella, voidaan niitä pitää vaiheenjohtopiireinä [3, s. 328].

6.4 Suorituskykyvertailu

Kuvassa 23 on esitetty yhtälöiden (107–112) mukaiset herkkyyssäyrät. Niiden amplitudivahvistusten maksimiarvot järjestelmille SS_{ref} ja SS_{int} esitetty Taulukossa 4. Tutkitaan edellä mainittujen järjestelmien kykyä vaimentaa häiriöitä ja mittauskohinaa, sekä asetusarvon seurantakykyä.



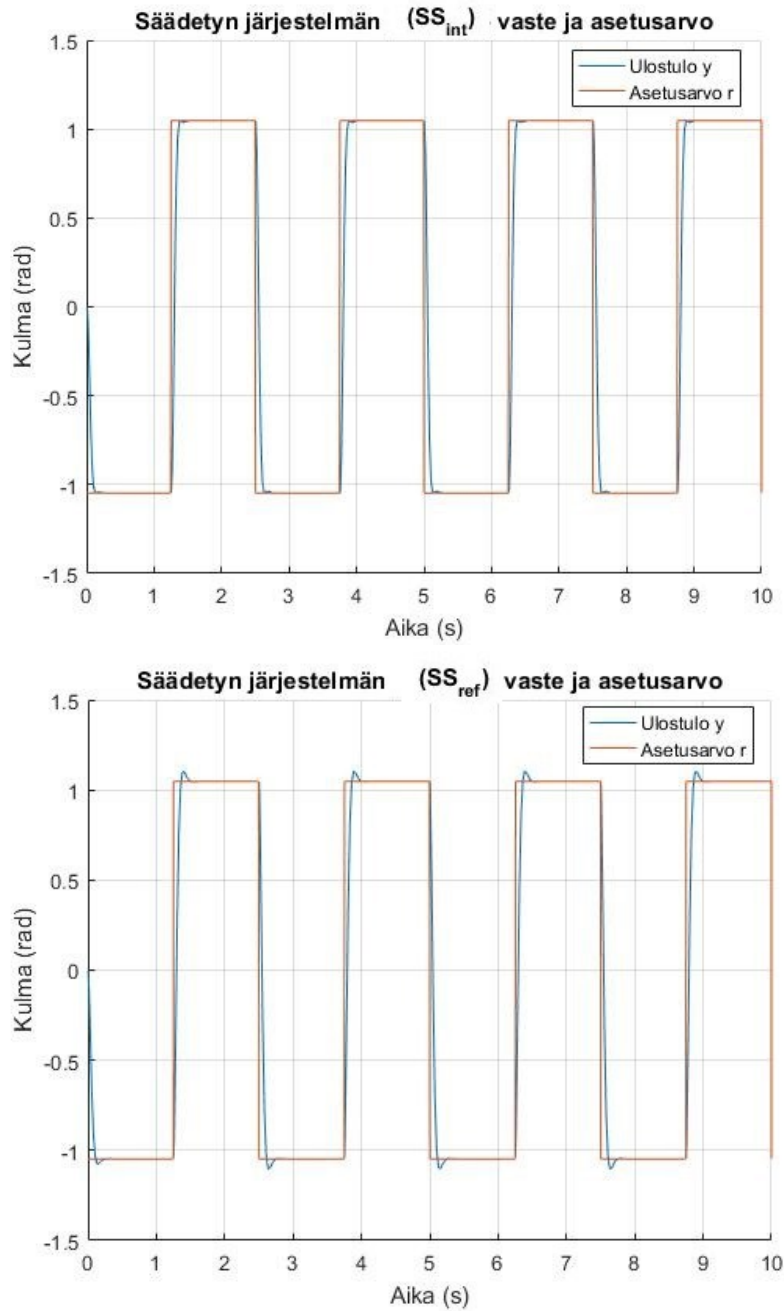
Kuva 23. Järjestelmien SS_{int} ja SS_{ref} herkkyysskäyrät.

Taulukko 4. Herkkyyskäyrien amplitudivahvistusten maksimiarvot.

Herkkyyskäyrä	Maksimivahvistus	
	SS _{ref}	SS _{int}
G_{yr}	1	1
G_{ud}	1,16	1
G_{yd}	0,29	1,3
G_{ur}	4,55	4,75
G_{un}	23,3	4,75
G_{yn}	1,2	1,43

Kuvan 23 ja Taulukon 4 perusteella nähdään, että molempien järjestelmien DC-vahvistus on tasan yksi. Näin ollen ne pystyvät seuraamaan asetusarvosignaalia tarkasti tasapainotilaan [9, s. 269]. Järjestelmien DC-vahvistukset nähdään käyrästä G_{yr} . Käyrän G_{yd} perusteella nähdään, että häiriöiden vaimennuskyky on parempi järjestelmässä SS_{ref}, erityisesti, pienillä taajuuksilla. Mittauskohinan vaimennuskyky on puolestaan selkeästi parempi järjestelmässä SS_{int}. Järjestelmässä SS_{ref} vahvistuskäyrä G_{un} kasvaa eksponentiaalisesti taajuuden kasvaessa. Lisäksi Taulukon 4 perusteella huomataan käyrän G_{ur} maksimiarvon olevan asetusarvon vahvistuksen R_s suuruinen.

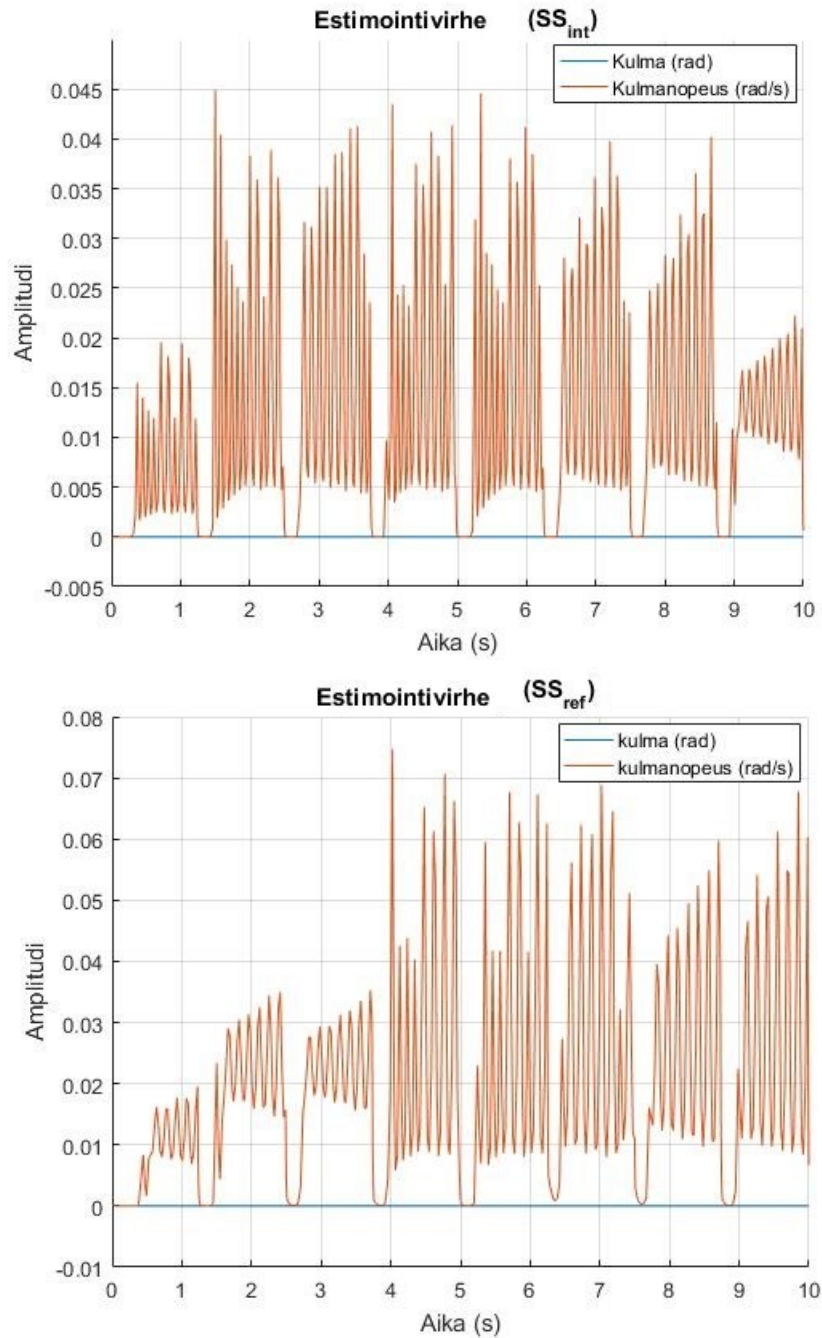
Ulostulo y ja asetusarvo r on esitetty Kuvassa 24. Asetusarvo on alaluvussa 6.1. esitetyn mukainen kanttiaalto. Ulostulona on moottorin varren kulma θ .



Kuva 24. Simulointimallien SS_{int} ja SS_{ref} vasteet ja asetussarvot.

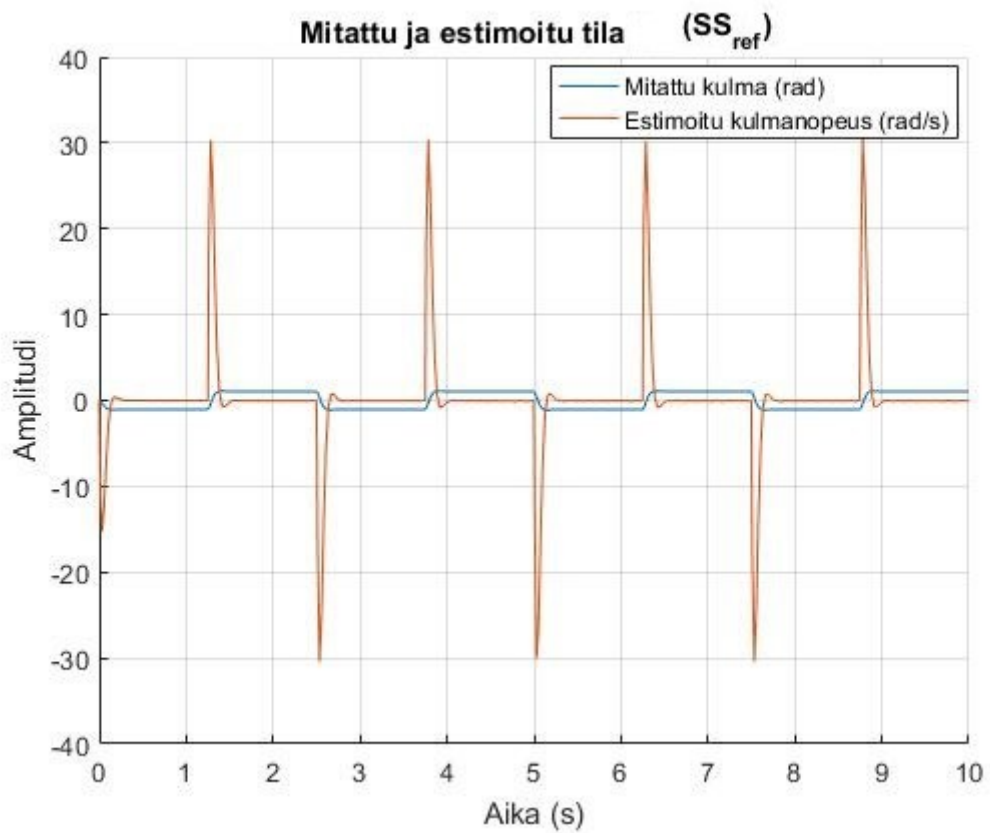
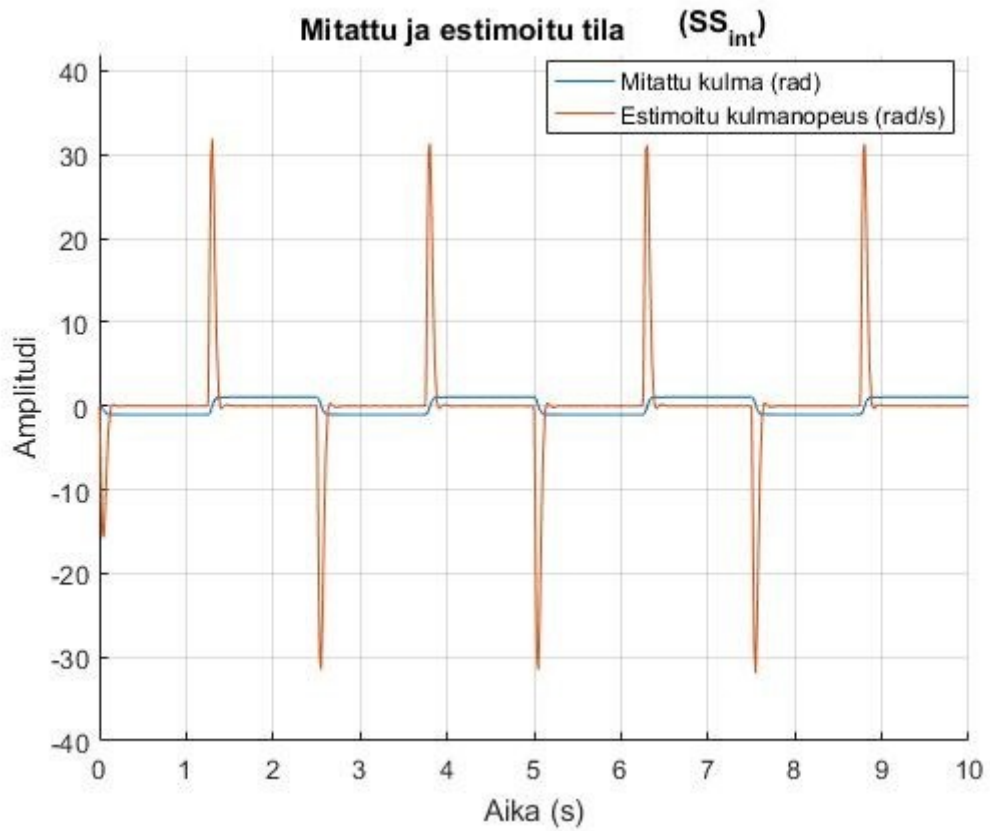
Kuvan 24 perusteella nähdään, että asetussarvon vahvistuksella toteutetun säätimen (SS_{ref}) tapauksessa vasteessa on pienehkö ylitys. Integrointiin perustuvan säätimen (SS_{int}) tapauksessa taas ylitys on huomaamattoman pieni. Molemmat kykenevät siis tarkkaan tasapainotilan seurantaan, mutta transienttivasteet eroavat hieman asetussarvosta.

Kuvassa 25 on esitetty simulointimallien SS_{ref} ja SS_{int} estimointivirheet. Estimointivirhe saadaan yhtälöstä (31). Kuvassa 26 on puolestaan esitetty mitatun kulman θ ja estimoidun kulmanopeuden $\hat{\omega}_m$ suuruudet.



Kuva 25. Simulointimallien estimointivirheet.

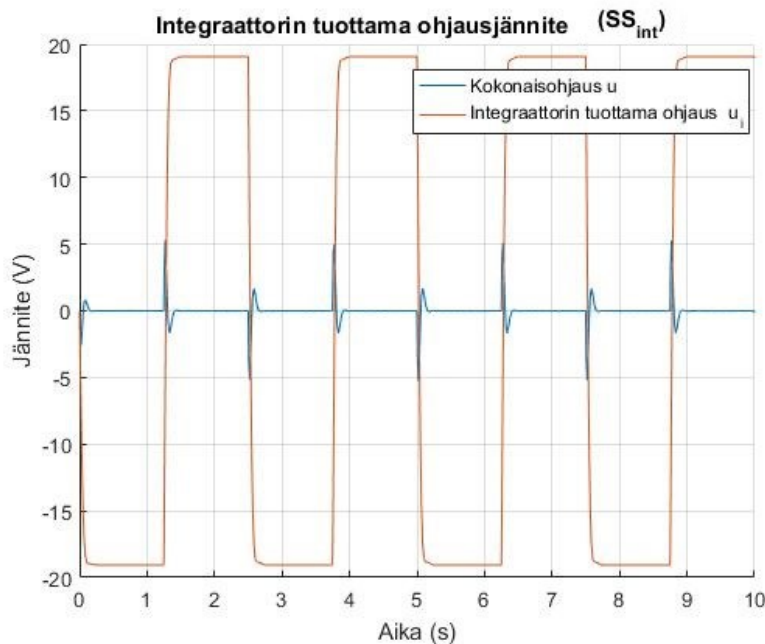
Kuvan 25 perusteella nähdään kulman estimointivirheen olevan 0. Tämä johtuu siitä, että redusoitu tilahavaintaja käyttää suoraan mitattua kulman arvoa, jolloin sitä ei tarvitse estimoida. Järjestelmä SS_{int} tuottaa tarkemman estimaatin kulmanopeudelle, koska sen tilahavaintajan napa on negatiivisempi suhteessa dominoivaan napapariin [3, s. 257] kuin järjestelmässä SS_{ref} . Lisäksi huomionarvoista on, että mittauskohina on tyypillisesti korkeataajuisista [3, s. 324]. Kuvan 23 perusteella nähdään järjestelmän SS_{ref} mittauskohinan vahvistuksen kasvavan juuri korkeilla taajuuksilla. Näin ollen järjestelmä SS_{int} on myös vähemmän herkkä mittauskohinalle.



Kuva 26. Mitatun ja estimoidun tilan suuruus simulointimalleille SS_{ref} ja SS_{int} .

Kuvan 26 perusteella nähdään, että kulmanopeuden amplitudin estimaatin kokoluokka on molemmissa tapauksissa noin 30. Tällöin Kuvien 25 ja 26 perusteella voidaan molemmissa järjestelmissä, SS_{ref} ja SS_{int} , todeta tilahavaintajan tuottavan hyvin tarkan estimaatin. Estimointivirheen amplitudin huomataan olevan hyvin pieni suhteessa estimaatin amplitudiin.

Integroivassa säädössä on myös huomioitava niin kutsuttu windup-ilmiö. Ohjauksen ajautuessa toimilaitteen saturaatorajalle takaisinkytkentä ei toimi, vaan ohjaus pysyy ääriarjalla ulostulosta riippumatta. Tällöin nolasta poikkeava erosuure kasvaa johtaen integraattorin ulostulon kasvuun. Erosuureen suunnan kääntyessä, ohjaus saattaa silti pysyä pitkään saturoituneena. Ohjaus alkaa vastata muutoksiin vasta, kun toimilaite on palautunut saturaatorajalta. Näin ollen ohjauksen myöhäinen reagointi saattaa aiheuttaa suuria transientteja. [3, s. 306] Kuvassa 27 on esitetty integraattorin tuottama ohjaus u_i ja prosessille menevä (kokonais)ohjaus u integroivalle tilasäättäjälle. Integraattorin tuottama ohjaus muodostuu siis integraattorin ulostulosta kerrottuna integraattorin vahvistuksella.



Kuva 27. Integraattorin tuottama ohjaus ja prosessin kokonaisohjaus.

Kuvan 27 perusteella nähdään integraattorin tuottaman ohjauksen olevan lähes viisinkertainen suhteessa prosessille menevään kokonaisohjaukseen. integraattorin ohjaus on siis hyvin merkittävä, koska sen vahvistusarvo on hyvin suuri suhteessa takaisinkytkennän vahvistuksiin. Kyseisten vahvistusten suuruudet on esitetty edellä Taulukossa 2. Suuren vahvistuksensa vuoksi integraattori kasvattaa toimilaitteen ohjausta rajusti transienttilanteissa. Näin ollen toimilaitteen saturoitumisen estäminen anti-windup-rakenteella olisi erittäin kannattavaa ja tarpeellista. Anti-windup-toiminto perustuu siihen, että ehkäistään suuri vasteen ylitys estämällä erosuureen kertyminen säätimen integrointiosassa [1 s. 307]. Tässä työssä anti-windup-rakennetta ei toteutettu.

7. KÄYTÄNNÖN TESTITULOKSET

Tässä luvussa käsitellään käytännön testituloksia Quanser QUBE-Servo 2 -järjestelmällä. Implementoidun järjestelmän malli eroaa hieman suunnittelussa käytetystä mallista. Tämän vuoksi asetusarvon vahvistuksen arvo on pitänyt virittää uudelleen. Näin ollen huomataan, että asetusarvon vahvistuksella toteutettu säädin on herkempi mallinnusvirheille. Testeissä paremmaksi toteutukseksi osoittautui integroiva tilasäädin. Näin ollen tässä luvussa on keskitytty kyseisen säätimen testitulosten havainnollistamiseen.

7.1 Fyysisen järjestelmän implementointi ja viritys

Simulointimalli ei täysin vastaa fyysistä järjestelmää, vaan yksinkertaistuksen vuoksi osa dynamiikasta on jätetty mallintamatta. Tällöin asetusarvon vahvistuksella toteutettu tasapainotilan käyttäytyminen eroaa laskennallisesta simulointimallista [9, s. 271]. Tasapainotilan seurannan parantamiseksi asetusarvon vahvistusta R_s kasvatettiin arvosta 4,55 arvoon 4,70. Näin saatiin fyysisen järjestelmän vaste käyttäytymään halutulla tavalla.

Lisäksi Kuvasta 20 huomataan, että integraattorilla toteutetun säätimen tapauksessa ohjausjännite pysyy Taulukossa 2 esitetyllä virityksellä maltillisena. Näin ollen säätimen toimintaa viritettiin aggressivisemmaksi kasvattamalla integraattorin vahvistusta k_i , luonnollisen kulmataajuuden arvoa ω_n sekä tilatakaisin vahvistusta K ja tilahavaintajan vahvistusta L . Näin valittujen viritysparametrien arvot on esitetty Taulukossa 5.

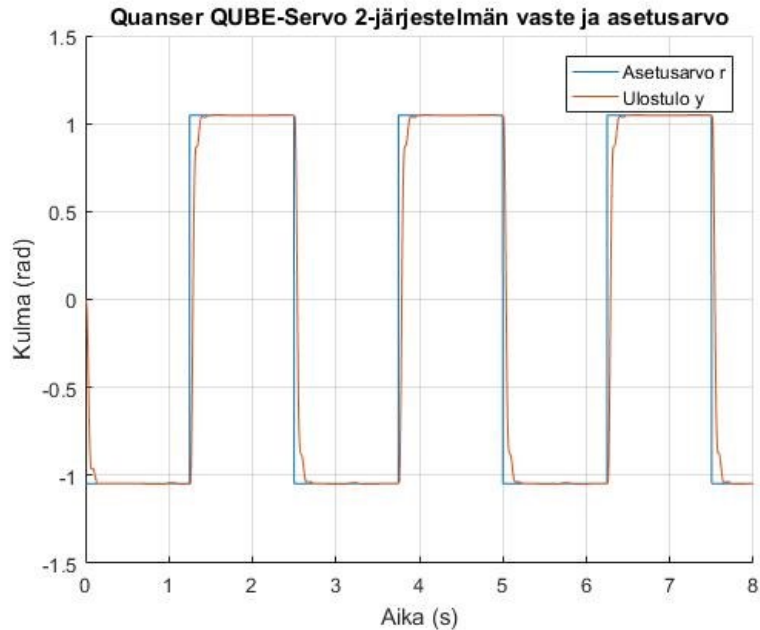
Taulukko 5. Uudelleen valitut viritysparametrien arvot integroivalle tilasäädölle.

Tunnus	Arvo
ξ	0,70
ω_n	102
k_1	43,49
k_2	0,55
L	159,95
k_i	995

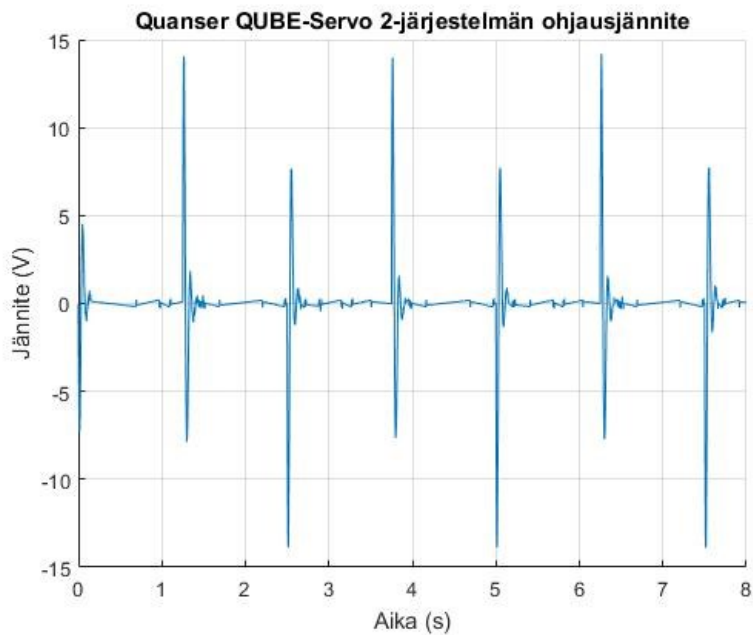
Taulukon 5 perusteella nähdään, että integraattorin vahvistus on hyvin suuri verrattuna takaisinkytkennän vahvistuksiin ja havaintajan vahvistukseen. Tällöin ohjaus on hyvin aggressiivinen ja ohjaussignaalit suuria. Tällainen viritys soveltuu erityisesti regulointitehtävälle.

7.2 Askelsarjakoe ja askelvastekoe

Alla olevissa Kuvissa 28–31 on esitetty testitulokset Quanser QUBE-Servo 2 -järjestelmälle. Säätimenä on Kuvan 15 mukainen säädin Taulukon 5 mukaisilla parametrien arvoilla. Kuvissa 28 ja 29 on asetusrvona askelsarja, jonka amplitudi on $\pi/3$ ja jaksonaika 0,4 Hz. Kuvien 30 ja 31 tapauksessa asetusrvona on puolestaan yksikköaskel.

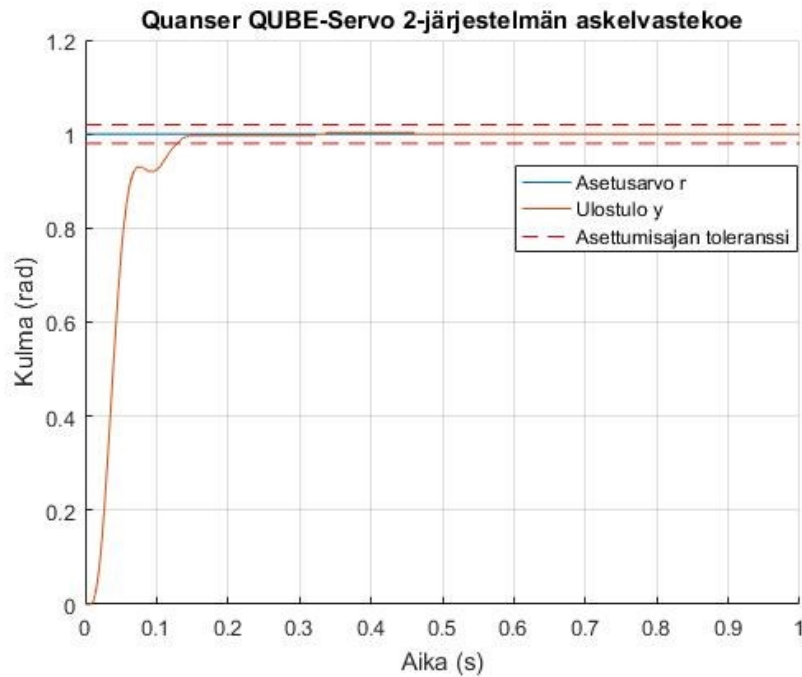


Kuva 28. Vaste ja asetusrvo askelsarjalle.

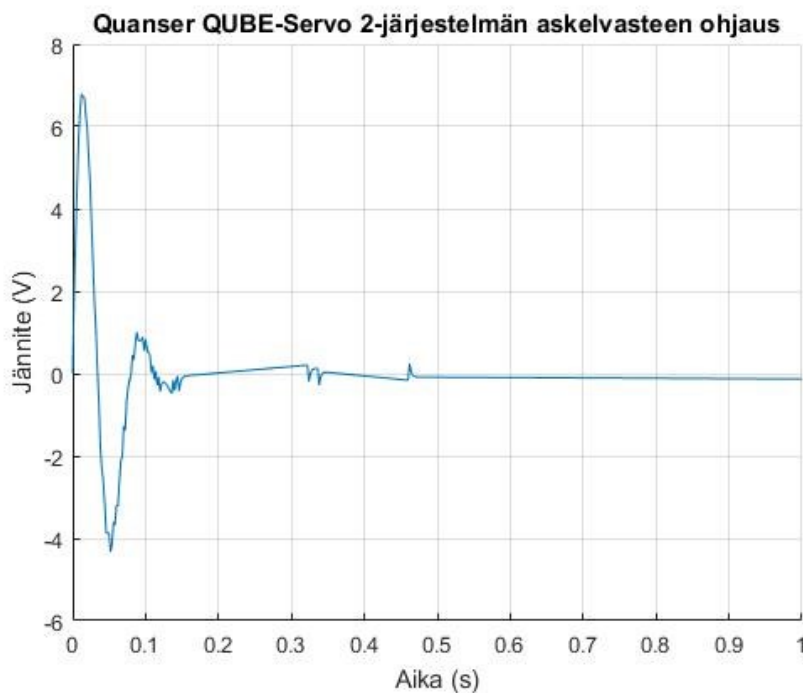


Kuva 29. Ohjauksjännite askelsarjalle.

Kuvasta 29 huomataan että ohjaussignaalit ovat selkeästi suurempia kuin Kuvassa 20. Ohjauksen amplitudi ylittää 10 voltin itseisarvon suosituksen, mutta pysyy kuitenkin alle 15 voltissa. ± 15 V on valmistajan [11, s. 8] mukaan järjestelmän suurin sallittu hetkellinen ohjausjännite. Kuvan 28 perusteella taas nähdään, että vaste kykenee seuraamaan hyvin asetusrvoa myös fyysisellä järjestelmällä.



Kuva 30. Askelvastekoe Quanser QUBE-Servo 2 -järjestelmälle.



Kuva 31. Askelvastekokeen ohjaussignaali.

Kuvasta 30 puolestaan nähdään asettumisajan olevan noin 0,13 s, kun toleranssialueena on $\pm 2\%$. Kuvan 31 perusteella taas huomataan, että askelvastekokeessa ohjaus pysyy suositellulla alueella eli $\pm 10\text{ V}$ välillä. Tämän alaluvun tulosten perusteella voidaan siis todeta säätimen toimivan halutulla tavalla myös fyysiseen järjestelmään implementoituna.

8. YHTEENVETO

Tämän työn tavoitteena oli suunnitella ja implementoida moottorin varren asennon säädin Quanser QUBE-Servo 2 -järjestelmälle. Takaisinkytketty säädin on toteutettu tilatakaisinkytkentää ja redusoitua tilahavaintajaa käyttäen. Tasapainotilan seurantaan puolestaan valittiin kaksi erilaista lähestymistapaa: asetusarvon vahvistus ja integraattorin lisääminen tilatakaisinkytkentään. Näin toteutettujen säätimien suorituskykyä vertailtiin transientti- ja taajuusvasteiden ominaisuuksiin perustuen. Lisäksi tutkittiin säädinten kykyä seurata asetusarvoa, vaimentaa häiriöitä ja mittauskohinaa sekä epäherkkyyttä parametrien muutoksille.

Tilasäätimen suunnittelu perustui napojen asettelumenetelmään. Napojen asettelun lähtökohtana oli hallitsevan napaparin menetelmä. Säätimien viritustyö toteutettiin pääsääntöisesti kokeellisin menetelmin simulointituloksia analysoiden. Kun simulointimallien perusteella suunnitellut säätimet implementoitiin fyysiseen järjestelmään, parametreihin tehtiin vielä hienosäätöä paremman suorituskyvyn saavuttamiseksi. Molemmat säätimet kykenivät täyttämään vaatimusmäärittelyt ja tuottivat lyhyen vasteen asettumisajan, joka oli säädön tärkein kriteeri.

Asetusarvon vahvistuksella toteutetun tilasäätimen etuna voidaan pitää yksinkertaisempaa viritystä. Sen tilatakaisinkytkennässä on yksi napa vähemmän, jolloin sen navoille on helpompi määrittää halutut sijainnit. Myös asetusarvon vahvistuskalaarin arvo saadaan mallin perusteella, jonka jälkeen kyseistä arvoa tarvitsee hienosäätää vain vähän mallin epäideaalisuuksien kompensoimiseksi. Integroivan tilasäätimen vahvuutena taas oli erityisesti epäherkkyys parametrien muutoksille ja asentovirheen korjauskyky ulkoisen häiriön vaikuttaessa moottorin varteen kiinnitettyyn kiekkuormaan. Aggressiivisen vityksensä ansiosta integroivan tilasäätimen reguloitukyky oli edellä mainitussa tilanteessa myös huomattavasti asetusarvon vahvistuksella toteutettua säädintä parempi. Integroivaa tilasäädintä voisi kehittää edelleen suunnittelemalla kyseiselle säätimelle toimilaitteen saturoitumisen estävän anti-windup-rakenteen.

LÄHTEET

- [1] F. Golnaraghi, B.C. Kuo, Automatic control systems, 9th ed. Wiley, Hoboken, 2010, 786 p.
- [2] Quanser, QUBE-Servo 2 first principles modeling workbook (student), verkkodokumentti, Quanser Inc., Markham, 2016, 6 p. Haettu (05.02.2017), Saatavissa: <http://www.quanser.com/resources>.
- [3] T. K.J. Åström, R.M. Murrey, Feedback systems: an introduction for scientists and engineers, illustrat ed. Princeton University Press, Princeton, 2008, 396 p.
- [4] B. Friedland, Control System Design: An Introduction to State-Space Methods, Dover ed. Dover Publications, New York, 2012, 528 p.
- [5] K. Ogata, Modern control engineering, 5th ed. Prentice Hall, Upper Saddle River, 2010, 894 p.
- [6] D. Luenberger, An introduction to observers, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 16, Iss. 6, 1971, pp. 596–602.
- [7] T. Tuovinen, M. Hinkkanen, L. Harnefors, J. Luomi, Skolan för elektro- och systemteknik, (EES), KTH, Elektrisk energiomvandling, Comparison of a Reduced-Order Observer and a Full-Order Observer for Sensorless Synchronous Motor Drives, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 48, Iss. 6, 2012, pp. 1959–1967.
- [8] V. Radisavljevic-Gajic, Linear observers design and implementation, Proceedings of the 2014 Zone 1 Conference of the American Society for Engineering Education, IEEE, pp. 1–6.
- [9] R.L. Williams, D.A. Lawrence, Linear state-space control systems, 1st ed. John Wiley & Sons, Hoboken, 2007, 464 p.
- [10] R. Tymerski, A. Chuinard, F. Rytönen, Applied classical and modern control system design, verkkodokumentti, Portland State University, Portland, 2015, 215 p. Haettu (20.08.2017), Saatavissa: http://web.cecs.pdx.edu/~tymerski/book_draft_20150110.pdf.
- [11] Quanser, QUBE-Servo 2 user manual, verkkodokumentti, Quanser Inc., Markham, 2016, 13 p. Haettu (05.02.2017), Saatavissa: <http://www.quanser.com/resources>.

- [12] A. Butterfield, G.E. Ngondi, Quantization, In: A Dictionary of Computer Science, 7th ed., Oxford University Press, Oxford, 2016, Viitattu (26.08.2017), Saatavissa: <http://www.oxfordreference.com>.
- [13] R.D. Lorenz, K.W. Van Patten, High-resolution velocity estimation for all-digital, AC servo drives, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, Iss. 4, 1991, pp. 701-705.