

**Viiveellisen prosessimallin identifiointi häiriöisestä
mittausdatasta ja PI-säädön mallipohjainen viritys
Process model identification of a first order system
with delay and model-based PI-tuning**

Lauri Laitinen

TIIVISTELMÄ

LUT-yliopisto
School of Energy Systems
Sähkötekniikka

Lauri Laitinen

Viiveellisen prosessimallin identifiointi häiriöisestä mittausdatasta ja PI-säädön mallipohjainen viritys

2020

Kandidaatintyö.

36 s.

Tarkastaja: TkT Niko Nevaranta, Professori Olli Pyrhönen

Tämä kandidaatintyö tehtiin yhteistyössä Vipetec Oy:n kanssa. Työn tarkoituksena oli tutkia häiriöiden vaikutusta viiveellisen ensimmäisen kertaluvun mallin prosessidynamiikan kokeellisessa mallinnuksessa ja mallin hyödyntämistä PI-säätöpiirin virityksessä. Lähtökoh- tana oli tyypilliset teollisuusprosesseissa esiintyvät rajoitteet datan keräyksessä; mittaukset ovat usein häiriöisiä tai niistä saatu tieto on riittämätöntä mallin muodostamiseksi. Lisäksi haluttiin tietää, kuinka tiukaksi säätö voidaan virittää, kun häiriöt otetaan huomioon.

Työn tavoitteena oli tutkia teollisuudessa yleisesti käytetyn ensimmäisen kertaluvun proses- sia. Erityisesti tarkasteltiin tilannetta, jossa prosessin viive on suuri sekä viive aikavakiota suurempi. Prosessista muodostettiin yksinkertainen ensimmäisen kertaluvun viiveellinen malli analysointia ja simulointia varten. Prosessimallin tunnistamiseen häiriöisestä mittaus- datasta hyödynnettiin tangentti- sekä PNS-menetelmää. Mallin toimintaa simuloitiin Zieg- ler-Nicholsin, Cohen-Coon-, IAE- sekä SIMC- viritysmenetelmien avulla ja säädön suoritus- kykyä vertailtiin ideaalisen ja identifioidun mallin välillä. Säätöpiirin viritys rajattiin askel- kokeen perusteella toteutettaviin viritysmenetelmiin.

Työn tuloksena saatiin tutkittua kohinan ja lineaarisesti kasvavan häiriön vaikutusta säädön lopputulokseen valituilla viritysmenetelmillä. Todettiin, että jo kohina aiheuttaa huomattavia erojen mallin dynamiikkaan. Lähes poikkeuksetta häiriöiden ottaminen huomioon aiheutti negatiivisia muutoksia säädön suorituskyvyssä. Kuitenkin säätöpiiri pysyi stabiilina jokai- sellalla menetelmällä ja mallilla. IAE-menetelmää lukuun ottamatta identifioitujen mallien kuormitusvasteet olivat hitaampia kuin ideaalisessa mallissa. Vertailtavista menetelmistä

SIMC-menetelmä tuotti parhaat tulokset toteuttaen tasaisimman askelvasteen ilman huomattavaa ylitystä ja Ziegler-Nicholsin menetelmä ei sopinut lainkaan käytetylle mallille.

ABSTRACT

Lappeenranta–Lahti University of Technology LUT

School of Energy Systems

Electrical Engineering

Lauri Laitinen

Process model identification of a first order system with delay and model-based PI-tuning

2020

Bachelor's Thesis.

36 p.

Examiner: D. Sc. Niko Nevaranta, Professor Olli Pyrhönen

This thesis was written in collaboration with Vipetec Ltd. The objective of this thesis was to study and analyze the effects of disturbance in creating a system model of a first order system with delay and the basics of model-based PI-control and tuning. The premise for data acquisition in the typical industrial processes typically include limitations; the measurements are often noisy, or the data acquired is insufficient for creating an accurate model of the process. In addition, the objective was to study how tight the controller can be tuned when the disturbance is taken into consideration.

The aim of this thesis was to study the first order process commonly used in industrial environments. A first order system with time delay greater than the time constant of the process was chosen for more in-depth analysis. With this basis a simple first order system model was created for analysis and simulation. The graphical fitting method and the method of least squares were used to identify the system model from the noisy measurement data. The dynamics of the system model were simulated using Ziegler-Nichols, Cohen-Coon, IAE- and SIMC methods for tuning the controller and a comparison between the ideal and identified models was conducted. The tuning of the control circuit was limited to open loop tuning methods.

As a result, the effects of noise and linearly increasing error on the performance of the control circuit was analyzed with the selected tuning methods. It was found out that even measurement noise can cause significant differences in the dynamics of the system model. Almost without exception, taking the disturbance into account causes negative effects on the control performance. However, the control circuit remained stable with every studied method and model. Apart from the IAE tuning method, the load responses of the identified models were slower than the ideal model. Of the compared methods, the SIMC method produced the best result in terms of balanced, robust control and Ziegler-Nichols method was not at all suitable for the system model used.

SISÄLLYSLUETTELO

Käytetyt merkinnät ja lyhenteet

| | | |
|-------|---|----|
| 1. | Johdanto..... | 8 |
| 2. | Teollisuusprosessien dynamiikan mallinnus | 9 |
| 2.1 | Prosessimallit..... | 9 |
| 2.1.1 | Mallin määrittäminen prosessikokeen avulla | 11 |
| 2.2 | Häiriöiden vaikutus kokeelliseen mallinnukseen | 12 |
| 2.3 | Prosessin parametrien selvittäminen | 12 |
| 2.3.1 | Käyrän sovittaminen malliin | 13 |
| 3. | Käytetyt säätörakenteet ja viritys | 16 |
| 3.1 | PID-säädin | 16 |
| 3.2 | Säätimen viritys ensimmäisen kertaluvun mallille..... | 18 |
| 3.2.1 | Ziegler-Nicholsin menetelmä | 18 |
| 3.2.2 | Cohen-Coon menetelmä | 19 |
| 3.2.3 | IAE-menetelmä..... | 19 |
| 3.2.4 | SIMC-menetelmä | 19 |
| 4. | Mallinnus ja virityksen tarkastelu | 21 |
| 4.1 | Simulointimalli | 21 |
| 4.2 | Parametrien estimointi häiriöisestä mittausdatasta..... | 23 |
| 4.3 | PI-säädön viritys ja analysointi..... | 25 |
| 4.4 | Kuormitusvasteet | 30 |
| 5. | Johtopäätökset | 32 |
| 5.1 | Kehitysehdotukset | 32 |
| | Lähteet | 34 |

Liitteet

KÄYTETYT MERKINNÄT JA LYHENTEET

| | |
|-------|--|
| C-C | Cohen-Coon |
| FOPDT | First Order plus Dead Time Model |
| IAE | Integral of the Absolute Error |
| IMC | Internal Model Control |
| PI | Proportional, Integrative Controller |
| PID | Proportional, Integrative, Derivative Controller |
| PRBS | Pseudorandom Binary Sequence |
| SIMC | Skogestad Internal Model Control |
| SOPDT | Second Order plus Dead Time Model |
| Z-N | Ziegler-Nichols |

| | |
|----------|---------------------------|
| $C(s)$ | säätimen siirtofunktio |
| e | erosuure |
| f | taajuus |
| $G(s)$ | prosessin siirtofunktio |
| I | säätimen integroiva termi |
| K | vahvistus |
| K_P | säätimen vahvistuskerroin |
| L | viive, kuollut aika |
| N | näytteiden määrä |
| s | Laplace-muuttuja |
| t | aika |
| T_D | säätimen derivointiaika |
| T_I | säätimen integrointiaika |
| T_s | näytteenottoväli |
| ζ | vaimennusvakio |
| ω | ominaiskulmataajuus |
| τ | aikavakio |
| τ_c | SIMC viritysparametri |

1. JOHDANTO

Työn tavoitteena on tutkia prosessiteollisuuden mallinnuksen perusteita ja säädön viritystä perustuen ensimmäisen kertaluvun viiveelliseen malliin. Työ tehtiin yhteistyössä Vipetec Oy:n kanssa. Prosessiteollisuudessa säätöpiireihin liittyy epävarmuutta liittyen järjestelmän dynamiikkaan. Prosessille tehdään prosessikoe, jotta voitaisiin muodostaa viritukseen, analysointiin ja simulointiin soveltuva malli. (Harju, Marttinen 2000 s. 4.) Tyypillinen valinta prosessimallille on yleisesti käytetty viiveellinen ensimmäisen kertaluvun malli.

Prosessimallia määrittäessä prosessiin voi kohdistua esimerkiksi kuormitushäiriöitä tai mittauskohinaa kokeen aikana (Åström, 2002 s. 178). Kandidaatintyössä tarkastellaan, kuinka mahdolliset häiriöt vaikuttavat lopulliseen prosessimalliin ja sen ominaisuuksiin. Tavoitteena on myös saada selville, kuinka paljon tällainen virhe voi vaikuttaa säädön parametreihin ja kuinka tiukaksi säätö voidaan tällöin virittää.

Mahdollisia häiriöitä voivat olla esimerkiksi askelmainen, tasaisesti kasvava tai pulssimainen häiriö. Mittasignaalien kohina aiheuttaa mallinnusvirhettä tuloksiin lähes jokaisessa prosessikokeessa. Samalla mallinnuskokeessa tuotantoa on häiritävä mahdollisimman vähän. Työssä toteutetaan myös simulointi, jossa mallinnetaan häiriöiden vaikutusta prosessissa. Mallinnuksessa keskitytään erityisesti mittauskohinan ja tasaisesti kasvavan virheen vaikutuksen tarkasteluun prosessimallin identifioinnissa. Lisäksi tutkitaan, kuinka tiukaksi säätö voidaan virittää identifioidun mallin perusteella.

Säädön toteutus on rajattu PI-säätimeen ja mallinnettavana prosessina toimii viiveellinen 1. kertaluvun järjestelmä. Yksi tavoitteista on toteuttaa simulointitutkimus, jossa tutkitaan häiriöiden vaikutusta 1. kertaluvun prosessin säädön lopputuloksessa. Simulointiosiossa kiinnostaa etenkin tilanne, jossa prosessin viive on aikavakiota suurempi sekä näyteväli on harva. Simulointi toteutetaan suunnitelman pohjalta Matlabin ja Simulinkin avulla. Mallille muodostettiin PI-säätöpiiri ja vertailtiin Ziegler-Nicholsin, Cohen-Coon-, Integral of the Absolute Error (IAE)- sekä Skogestad Internal Model Control (SIMC) menetelmien sopivuutta identifioitujen mallien perusteella tehtävälle viritykselle.

2. TEOLLISUUSPROSESSIEN DYNAMIIKAN MALLINNUS

Prosessilla tarkoitetaan järjestelmää, joka muodostuu mm. sähköisistä, mekaanisista, termisistä tai kemiallisista ilmiöistä. Sen tavoitteena on hallita ja yhdistää näitä ilmiöitä halutun lopputuloksen aikaansaamiseksi. Prosessit koostuvat usein pienemmistä osista eli osaprosesseista. Tyypillinen esimerkki prosessista on paperikone, joka koostuu mekaanisista, termisistä ja sähköisistä osista ja niiden vuorovaikutuksesta. Prosessiin lisätään automaatiota, jotta prosessi ei vaatisi täysiaikaista valvontaa. Automaatiota on esimerkiksi osaprosessiin liitetty säätöpiiri. Tyypillisesti säätöpiirin tehtäviin kuuluu prosessin asetusrvon seuraaminen mahdollisimman tarkasti sekä häiriöiden vaikutusten poistaminen, vaimentaminen ja prosessin stabiiliuden parantaminen.

2.1 Prosessimallit

Prosessille suoritetaan prosessikoe, jotta sen dynamiikkaa voitaisiin tarkastella matemaattisesti. Prosessikokeessa järjestelmän tasapainotilaa häiritään herätesignaalin avulla ja seurataan prosessin lähdön käyttäytymistä ajan suhteen. Kokeen aikana pyritään häiritsemään tuotantolinjan toimintaa mahdollisimman vähän, sillä usein koe täytyy usein suorittaa tuotannon ollessa käynnissä. Mitattava suure, näyteväli ja kokeen pituus sekä mahdolliset rajoitteet riippuvat prosessista. Jos prosessikokeen aikana prosessiin kohdistuu häiriöitä, mittausdataa joudutaan mahdollisesti korjaamaan jälkikäteen. Automaattinen identifiointikin on mahdollista, jos koe saadaan toteutettua ilman merkittäviä häiriöitä. (Harju, Marttinen 2000, s. 88–89.)

Prosessikokeen mittausdatan perusteella muodostetaan prosessimalli, jotta prosessia voidaan simuloida ja analysoida. Järjestelmien dynamiikkaa kuvataan lineaaristen differentiaaliyhtälöiden avulla. Siirtofunktiolla $G(s)$ tarkoitetaan järjestelmälle tehtyä lineaarista mallia, joka kuvaa lähtösignaalin $Y(s)$ ja tulosignaalin $U(s)$ suhdetta. Tämä voidaan myös ajatella millaisen ulostulon järjestelmä antaa tunnetulle tulosignaalille. Siirtofunktio voidaan esittää lähtösignaalin ja tulosignaalin avulla

$$Y(s) = G(s)U(s). \quad (1)$$

Järjestelmän kertaluvulla tarkoitetaan sen energiaa varastoivien osien määrää. Se voidaan lukea siirtofunktiosta tarkastelemalla nimittäjän kertalukua tai tarkastelemalla järjestelmän

askelvasteen käyttäytymistä. Suurempi kertaluku tekee järjestelmästä monimutkaisemman ja vaikuttaa enemmän sen dynamiikkaan.

Kertaluvun 0 mallissa ei ole ollenkaan energiavarausta, jolloin systeemin lähtö seuraa muodoltaan sen tuloa. Se voi kuitenkin sisältää vahvistusta. Tällaisia systeemejä ovat esimerkiksi potentiometri. Nollannen kertaluvun järjestelmän siirtofunktioksi saadaan tällöin

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = K, \quad (1)$$

jossa K on järjestelmän vahvistus.

Vastaavasti 1. kertaluvun järjestelmä sen sijaan pystyy varastoimaan energiaa eikä systeemin lähtöä voida kuvata suoraan tulon perusteella. Sen siirtofunktio voidaan esittää muodossa

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = K \frac{1}{\tau s + 1}, \quad (2)$$

jossa τ on järjestelmän aikavakio, eli se ajanhetki, jossa yksikapasiteettinen järjestelmä on saavuttanut 63 % loppuarvostaan (Savolainen, Vaitinen, 2000). Yksikapasiteettisessa järjestelmässä esiintyy vain yksi energiavarausta. Aikavakion merkitys on helppo ymmärtää; suurempi aikavakio tarkoittaa hitaampaa muutosnopeutta ja vastaavasti pienempi aikavakio nopeampaa muutosnopeutta.

Reaalimaailman järjestelmissä esiintyy aina viivettä. Tällöin järjestelmä reagoi ohjaussuureen muutokseen viiveellä. Viivettä kutsutaan myös prosessin kuolleeksi ajaksi. Kun siirtofunktioon (3) lisätään viive-elementti, saadaan se muotoon

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = K \frac{1}{\tau s + 1} e^{-Ls}, \quad (3)$$

jossa L on järjestelmän viive. Mallinnuksessa sekä viive että aikavakio kuvataan ajallisena suureena. Sääätötekniikan englanninkielisessä kirjallisuudessa kyseistä mallia kutsutaan FOPDT-malliksi (First Order plus Dead Time) ja se sopii hyvin useiden dynaamisten prosessien mallinnukseen (Rhinehart, 2016).

Toisen kertaluvun järjestelmä sisältää kaksi energiavarausta, jolloin se on pienimmän kertaluvun järjestelmä, jossa voi esiintyä värähtelyä. Systeemi värähtelee, jos energiavaraustojen

sisältämä energiamäärä vaihtelee. Käytännössä toisen kertaluvun dynamiikka voidaan esittää muodossa

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = K \frac{\omega^2}{s^2 + 2\omega\xi s + \omega^2}, \quad (5)$$

jossa ω on ominaiskulmataajuus ja ξ vaimennusvakio. Vaimennusvakio ξ kuvaa värähtelyn voimakkuutta ja ominaiskulmataajuus värähtelynopeutta. Prosessimallinnuksen yhteydessä käytetään yleisesti viiveelliselle toisen kertaluvun viiveelliselle mallille muotoa

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} e^{-Ls}, \quad (6)$$

jossa on käytännössä yhdistetty kaksi ensimmäisen kertaluvun mallia. Tulee huomata, että prosessin aikavakiot eivät välttämättä ole samanlaiset, joten ne täytyy pitää erillään. Tätä mallia kutsutaan SOPDT-malliksi (Second Order plus Dead Time).

2.1.1 Mallin määrittäminen prosessikokeen avulla

Mallien muodostamiseksi prosessikokeita on käytössä erilaisia. Käytännössä prosessikokeet toteutetaan usein käsiohjauksella, mutta ne voidaan toteuttaa myös automaattiajolla. Luonnollisesti prosessikokeen toteutus täytyy suunnitella tarkastelun alla olevan prosessin perusteella. Näytevälin tulee olla vähintään yhtä pieni, kuin prosessista saadaan näytteitä ja erosuureen muutoksen suuruuden tulee olla tarpeeksi merkittävä, että se voidaan havaita prosessin käyttäytymisessä.

Yksinkertaisin ja teollisuudessa yleisin tapa kuvata järjestelmän käyttäytymistä on askel-vaste (Harju & Marttinen 2000, s 115). Järjestelmään syötetään askelmainen heräte, jonka jälkeen seurataan prosessin käyttäytymistä ajan suhteen. Askelkoetta voidaan hyödyntää matemaattisen mallin muodostamisessa ja säätöpiirin suunnittelussa. Askelkoe toimiikin usein edellä tarkasteltujen FOPDT- ja SOPDT-mallien perustana.

Muita yleisesti käytettyjä testisignaaleja ovat muun muassa PRBS (Pseudorandom binary sequence) eli satunnaispulssijono sekä sinimuotoinen heräte. Satunnaispulssikokeessa prosessiin syötetään nopeita satunnaisia pulssimaisia amplitudimuutoksia. Kokeessa voidaan

käyttää pienempää amplitudivaihtelua kuin askelkokeessa, joka vähentää prosessiin kohdistuvaa räsitystä. Prosessikokeen onnistumisen kannalta PRBS-testisignaali on ideaalinen, sillä se sisältää laaja-alaisesti eri taajuuksia. (Normey-Rico, Camacho, 2007, s 71.)

2.2 Häiriöiden vaikutus kokeelliseen mallinnukseen

Häiriöt ovat yksi tärkeimmistä syistä sille miksi säätöjärjestelmiä tarvitaan. Prosessiin kohdistuvia häiriöitä ja epävarmuuksia ovat esimerkiksi satunnainen, jaksottainen tai askelmainen häiriö. Esimerkki satunnaisesta häiriöstä on mittauskohina, jossa sensorin antama mitaustulos vaihtelee korkealla taajuudella. Mittauskohinan keskiarvo on yleisesti nolla. Kuorimitushäiriöt mallinnetaan usein askel- tai ramppsignaalina.

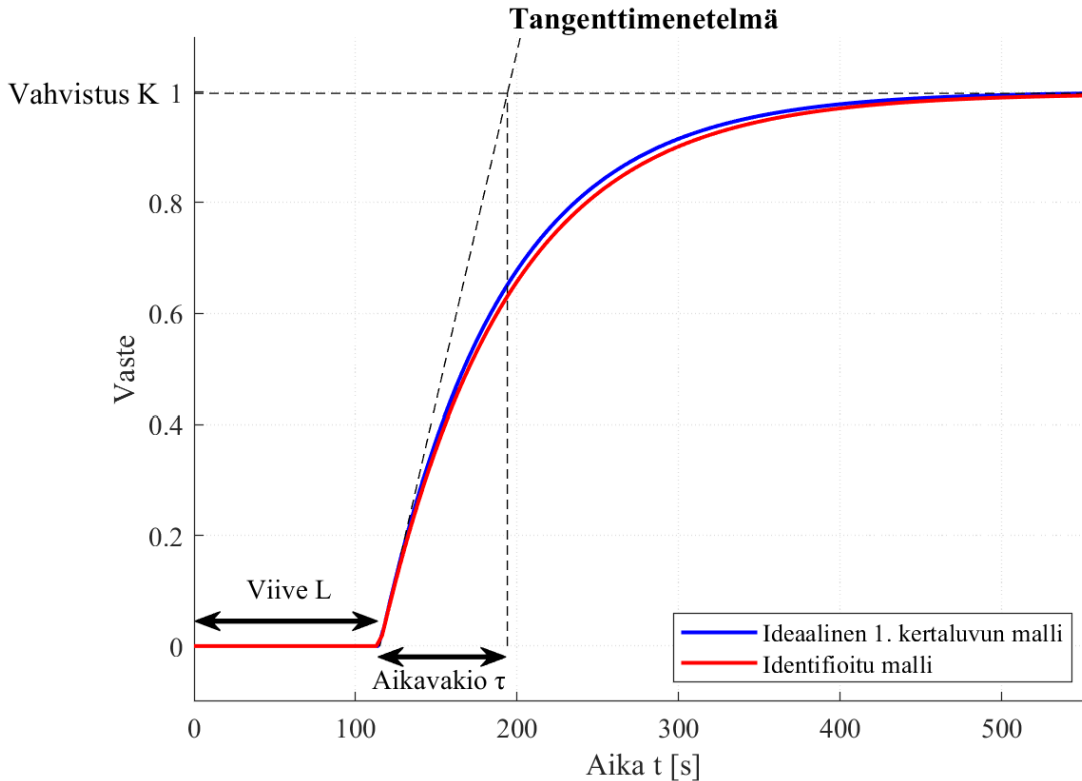
Lisäksi mallinnus itsessään aiheuttaa epätarkkuutta siinä tehtävien approksimaatioiden ja yksinkertaistuksien takia, mikä pitää huomioida säätöpiirin suunnittelussa. Esimerkiksi mallinnuksessa suuren kertaluvun järjestelmät esitetään usein yksinkertaisemmassa muodossa ja epälineaariset ilmiöt ilmaistaan yleisesti lineaarisina. (Normey-Rico, Camacho, 2007 s. 39.)

2.3 Prosessin parametrien selvittäminen

Prosessin matemaattisen mallin parametrit on selvitettävä, jos niitä ei vielä tunneta. Parametrien selvittämiseen on kehitetty monia tapoja, joista tässä työssä tarkastellaan ns. tangenttimenetelmää sekä käyrän sovittamista artikkelissa (Cox, Tindle, Burn, 2016) esitetyn menetelmän avulla. On syytä huomauttaa, että tässä työssä keskitytään avoimen piirin parametrien selvittämiseen ja käyrän sovittamiseen. Tämä tilanne vastaa tyypillisesti käsiohjauksella tehtävää prosessikoetta.

Tangenttimenetelmä on visuaalinen menetelmä, jonka avulla voidaan selvittää prosessin likimääräinen aikavakio, vahvistus ja viive. Se perustuu askelvastekokeeseen. Menetelmässä prosessin jyrkimpään nousukohtaan piirretään tangentti, jonka jälkeen piirretyn tangentin ja x-akselin leikkauskohdasta voidaan lukea prosessin viive. Vahvistus saadaan selville prosessin asettumisarvosta. Lisäksi voidaan piirtää pystysuora viive vahvistuksen ja tangentin leikkauskohtaan. Aikavakio voidaan selvittää vähentämällä tämän leikkauskohtan ajanhetki prosessin viiveestä. Kuvassa 2.1 on esitetty tangenttimenetelmän peruseriaate esimerkkiprosessille, jonka parametrit ovat $K = 1$, $\tau = 75$ ja $L = 115$. Prosessiin on asetettu askelmainen

tulosignaali eli heräte ajanhetkellä $t = 0$, jolloin voidaan seurata järjestelmän käyttäytymistä ja määrittää sen parametrit. Kuvaan on piirretty alkuperäisen mallin askelvaste (sininen käyrä) sekä tangenttimenetelmän avulla identifioidun mallin askelvaste (punainen käyrä).



Kuva 2.1 Tangenttimenetelmän periaate

Kuvasta 2.1 voidaan havaita, että ideaalisessa tilanteessa menetelmä antaa prosessille kohtalaisen tarkan mallin. Pientä eroavaisuutta voidaan havaita prosessin dynamiikassa, mutta viive ja vahvistus ovat lähes samanlaiset kuin alkuperäisessä mallissa.

2.3.1 Käyrän sovittaminen malliin

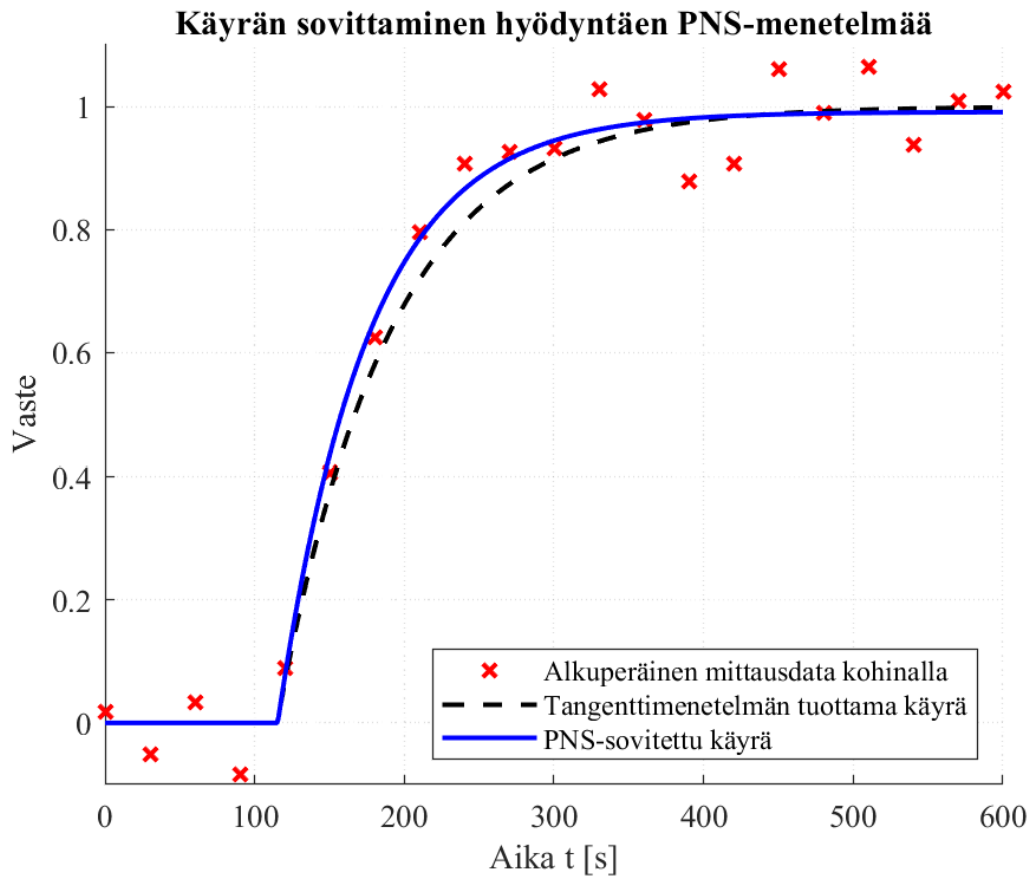
Mittausdata voidaan sovittaa myös matemaattisen mallin tuottamaksi vasteeksi, jolloin puhutaan ns. käyrän sovittamisesta tai identifioinnista. Yleisesti ottaen käyrän sovittamisella tarkoitetaan funktion sovittaminen pistejoukkoon. Tässä työssä hyödynnetään PNS- eli pienimmän neliösumman menetelmää ensimmäisen kertaluvun viiveellisen mallin parametrien selvittämisessä. Menetelmän tavoitteena on muodostaa mittausdatan perusteella malli, jossa mitattu vaste sovitetään minimoimalla virhetermien neliösumma. Pienin neliösumma voidaan laskea yhtälöllä

$$\min \sum_{i=1}^N (\hat{y}_i(t, \theta) - y_i(t))^2, \quad (7)$$

jossa $y_i(t)$ on mittausdata, jota vasten mallin $\hat{y}_i(t, \theta)$ parametreja $\theta = [K, L, \tau]$ sovitetaan. N on mittapisteiden lukumäärä. Käyrän sovituksessa ensimmäisen kertaluvun mallille voidaan käyttää muotoa

$$\hat{y}_i(t, \theta) = K \cdot \left(1 - e^{\frac{(-t+L)}{\tau}}\right) \cdot H(t - L) + h \cdot t, \quad (8)$$

jossa $H(t-L)$ on Heaviside:n askelfunktio. Tämä muoto olettaa, että askelmaisen tulosignaalin koko on 1, mutta askeleen amplitudin suuruus voidaan lisätä sovitettavaan malliin kertomalla vahvistusta askeleen koolla. Matlabin Optimization Toolbox:ista löytyy *lsqcurvefit*-funktio epälineaaristen funktioiden PNS-sovitusta varten. Siitä on kehitetty Matlab-algoritmi ensimmäisen kertaluvun viiveellisen mallin (8) sovitukseen (Cox, Tindle, Burn, 2016), jota hyödynnetään tässä työssä. Kyseinen funktio on esitetty liitteissä. Toimiakseen se tarvitsee alkuarvotvahvistukselle, viiveelle ja aikavakiolle. Alkuarvoina voidaan käyttää esimerkiksi tangenttimenetelmän antamia arvoja. Kuvassa 2.2 on esitetty *lsqcurvefit*:in avulla identifioitu malli esimerkkiprosessille. Esimerkkiä varten prosessimallista toteutettiin simulaatio, jossa näyteväli on 30 sekuntia ja malliin on lisätty satunnaista kohinaa *rand*-funktion avulla.



Kuva 2.2 Käyrän sovittaminen hyödyntäen PNS-menetelmää

Kuvasta voidaan havaita, että funktio antaa silmämääräisesti tarkasteltuna erittäin tarkan mallin prosessille mittauskohinan ollessa maltillista ja se on parempi kuin kuvassa vertailun vuoksi esitetty tangenttimenetelmällä muodostettu malli. Tosin on syytä huomauttaa, että mallin parametrien kuvaavuus voidaan verifioida toista mittausdataa vasten tai suunnitellun suljetun säätörakenteen suorituskyvyn avulla.

3. KÄYTETYT SÄÄTÖRAKENTEET JA VIRITYS

PID-säädin on teollisuuden yleisimmin käytetty säädin sen yksinkertaisen rakenteen vuoksi. Säätimien virittämiseen on kehitetty lukuisia tapoja, joista historiallisesti tunnetuimpia ovat muun muassa Ziegler-Nicholsin (Z-N) ja Cohen-Coon (C-C) menetelmä. Cohen-Coon menetelmä kehitettiin ratkaisemaan Ziegler-Nicholsin menetelmään liittyviä rajoitteita. Kyseiset menetelmät ovat käytännössä suunniteltu kuormitushäiriöiden suodattamiseen ja säätöön ja menetelmät tuottavatkin usein varsin aggressiivisen säätimen. Tästä syystä on kehitetty muita viritystapoja kuten IAE ja IMC. Tässä työssä keskitytään Ziegler-Nicholsin-, Cohen-Coon-, Integral of the Absolute Error (IAE)- sekä Internal Model Control (IMC)-menetelmiin.

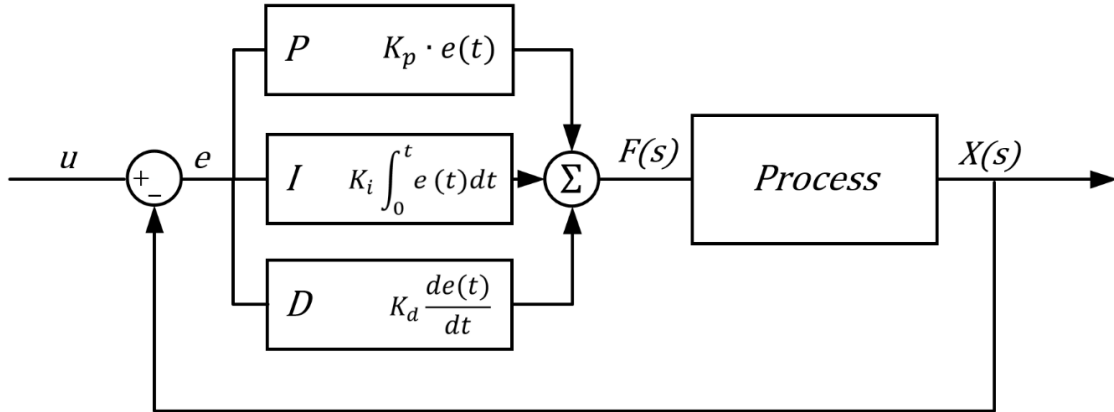
3.1 PID-säädin

PID-säädin on teollisuuden yleisimmin käytetty säädin sen yksinkertaisen rakenteen vuoksi. Säädin koostuu P-osasta, eli vahvistustermistä, integroivasta osasta I sekä derivoivasta osasta D. Säätimen rakennetta voidaan muokata jättämällä jokin termeistä kokonaan pois. Työssä keskitytään PI-säätimen toimintaan, sillä se on prosessiteollisuuden yleisimmin käytetty säädinrakenne. PI-säätimen avulla saadaan riittävän hyvä säätö tyypillisiin teollisuusprosesseihin ja sen rakenne on yksinkertaisempi kuin PID-säätimessä. PID-säädin voidaan esittää sekä standardi-, että rinnakkaismuodossa, mutta tässä työssä tutustutaan vain standardimuotoon, sillä sitä käytetään yleisimmin viritysalgoritmeissa. Vahvistuksen, derivoivan ja integroivan termin avulla standardin PID-säätimen ohjaussignaali muodostuu

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_I} \int e(t) dt + T_D \frac{de(t)}{dt} \right), \quad (9)$$

jossa K_p on säätimen vahvistus, T_I integrointiaika ja T_D prosessin derivointiaika. Vahvistuksen K_p avulla voidaan ohjata säädön vahvistusta. Integroiva osa integroi erosuuretta ajan suhteen ja sen tavoitteena on eliminoida jatkuvuustilan virhe. Integrointiajalla T_I tarkoitetaan aikaa, jossa askelmaisessa muutoksessa vahvistustermi muodostaa samansuuruisen muutoksen kuin integroiva termi. Integrointiajan kasvaessa kohti ääretöntä sen merkitys vähenee ja säädin alkaa käyttäytymään kuin P-säädin. Vastaavasti D-osa laskee prosessin muutosno-

peutta, jolloin sen avulla voidaan ennakoida prosessin käyttäytymistä. D-osa korostaa mitauskohinaa ja tämän vuoksi se jätetäänkin usein pois teollisuuden säätinratkaisuista (Harju, Marttinen, 2000. s. 77–80). Kuvassa 3.1 on esitetty PID-säätöpiirin lohkokaaviomalli.



Kuva 3.1 PID-säätöpiirin lohkokaaviopiirros (Dewesoft, 2020)

Kuvasta voidaan havaita säätimen tärkeimmät osat ja säätöpiirin perusrakenne. Takaisinkytkennän avulla prosessin ulostuloa käytetään erosuureen $e(t)$ hallintaan halutulla tavalla. Kuvassa säädin on esitetty rinnakkaismuodossa, jossa säätimen eri osilla ei ole yhteistä vahvistusta.

Standardimuotoisen PID-säätimen siirtofunktio on muotoa

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right). \quad (10)$$

Käytännössä siirtofunktio on vain Laplace-muunnos PID-säätimen ohjaussignaalista. PI-säätimessä derivoiva termi D on jätetty kokonaan pois ja sen siirtofunktio on tällöin muotoa

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right). \quad (11)$$

3.2 Säätimen viritys ensimmäisen kertaluvun mallille

PID-säätimen ja sen eri muotojen virittämiseen ei ole yksiselitteistä ratkaisua, minkä takia virityksen tueksi on kehitetty lukuisia menetelmiä. Usein kokeilemalla toteutettu viritys on aikaa vievää eikä tulos usein ole optimaalinen. PID-säätimen viritykseen on kehitetty analyttisiin prosessiparametreihin perustuvia yhtälöitä. Erilaiset menetelmät tuottavat dynamiikaltaan erilaisen säätimen ja ne ovat usein suunniteltu toteuttamaan jokin tietty suorituskykykriteeri, kuten tietynlainen dynamiikka, robustius tai ylityksen prosentuaalinen suuruus. Säätimen parametrien selvittämiseen käytetään menetelmien mukaisia kertoimia PI-säätimen termeille.

3.2.1 Ziegler-Nicholsin menetelmä

Ziegler-Nicholsin menetelmä on tunnettu perinteinen säätömenetelmä, joka kehitettiin jo vuonna 1942. Se perustuu täydelliseen askelvastekokeeseen ja sitä voidaan soveltaa P-, PI- ja PID-säätimien virittämiseen. Menetelmää voisi kuvailla suuntaa antavaksi ja sen aiheuttama askelvasteen ylitys on liian suuri moniin prosesseihin. Ziegler-Nicholsin menetelmä soveltuu hyvin prosesseille, joilla on yksi määräävä aikavakio ja prosessissa esiintyy viivettä (Savolainen & Valtinen, s. 41). Askelvastekokeen avulla täytyy selvittää prosessin vahvistus K , aikavakio τ ja kuollut aika L . Tore Häglundin mukaan Ziegler-Nicholsin menetelmässä prosessin parametreilla tehtävälle PI-säätimen viritykselle voidaan käyttää arvoja, jotka ovat esitelty taulukossa 3.1 (Häglund, 1997, s 61).

Taulukko 3.1 PI-säätimen kertoimet perustuen askelvastekokeeseen ja Ziegler-Nicholsin säätökriteereihin

| Säätimen tyyppi | K_P | T_I |
|-----------------|------------------------------|-------|
| PI | $0.9 \frac{\tau}{K \cdot L}$ | $3L$ |

Askelvastekokeen tulosten ja taulukon 3.1 avulla voidaan laskea PI-tyyppisen säätimen parametrit. Taulukon 3.1 perusteella voidaan havaita, että menetelmä on suunniteltu yksinkertaiseksi eikä välttämättä anna parhaita mahdollisia arvoja säätimelle. Se on kuitenkin hyvä lähtökohta viritykselle ja sitä voidaan käyttää esimerkkinä mallipohjaisessa virityksessä.

3.2.2 Cohen-Coon menetelmä

Cohen-Coon menetelmä on edistyneempi menetelmä, joka on kehitetty Ziegler-Nicholsin menetelmästä. Sen lähtökohdat ovat samat, mutta Cohen-Coon antaa säädölle nopeamman nousuajan. Askelvastekokeeseen perustuvalla virityksellä Kumar ja Garg ehdottavat seuraavanlaisia viritysparametreja, jotka ovat esitettyinä taulukossa 3.2 (Kumar, Garg, 2015).

Taulukko 3.2 Cohen-Coon menetelmän mukaiset kertoimet PI-säätimen parametreille

| Säätimen tyyppi | K_P | T_I |
|-----------------|---|--|
| PI | $\frac{\tau}{K \cdot L} \cdot (0.9 + \frac{L}{12\tau})$ | $\frac{L(30 + \frac{3L}{\tau})}{9 + \frac{20L}{\tau}}$ |

3.2.3 IAE-menetelmä

IAE-menetelmä perustuu kustannusfunktioon, jossa tavoitteena on minimoida erosuureen integraali värähdysten välillä eli käytännössä tavoitteena on minimoida värähtelyn pinta-ala. Se voidaan laskea yhtälöllä

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (12)$$

jossa $e(t)$ on erosuure. Jacques Smuts ehdottaa taulukon 3.3 mukaisia arvoja PI-säätimen parametreille IAE-kriteerien mukaisesti (Smuts, 2012)

Taulukko 3.3 IAE-menetelmän mukaiset kertoimet PI-säätimen parametreille

| Säätimen tyyppi | K_P | T_I |
|-----------------|---|---|
| PI | $\frac{0.984 \frac{L^{-0.986}}{\tau}}{K}$ | $\frac{\tau}{0.608} \cdot \frac{L^{0.707}}{\tau}$ |

3.2.4 SIMC-menetelmä

Kolmanneksi vertailtavaksi viritysmenetelmäksi valittiin mallipohjainen Internal Model Control (IMC) menetelmä. IMC-menetelmä on suunniteltu stabiiliksi ja robustiksi viritysmenetelmäksi itsesäätyville prosesseille, joita löytyy suurimmasta osasta säätöpiirejä. Itsesäätyvät prosessit saavuttavat aina tasapainotilan muutoksen jälkeen (Dataforth, 2020.) Ensimmäisen kertaluvun viiveelliselle mallille Sigurd Skogestad ja Chriss Grimholt ehdottavat taulukon 3.4 mukaisia PI-säätimen parametreja SIMC-menetelmälle (Skogestad IMC),

joka on paranneltu versio alkuperäisestä IMC-menetelmästä. Ainoa viritysparametri on tavoiteltu suljetun piirin aikavakio τ_C , jolla voidaan hallita säätimen dynamiikkaa. Aikavakio τ_1 on prosessin normaali aikavakio. Jos säädöstä halutaan tiukka sekä samalla robusti, voidaan viritysparametri τ_C asettaa yhtä suureksi tai suuremmaksi, kuin prosessin kuollut aika L . (Skogestad, Grimholt, 2012.)

Taulukko 3.4 SIMC-menetelmän mukaiset kertoimet PI-säätimelle

| Säätimen tyyppi | K_P | T_I |
|-----------------|---|------------------------------------|
| PI | $\frac{1}{K} \cdot \frac{\tau_1}{\tau_C + L}$ | $\min \{ \tau_1, 4(\tau_C + L) \}$ |

4. MALLINNUS JA VIRITYKSEN TARKASTELU

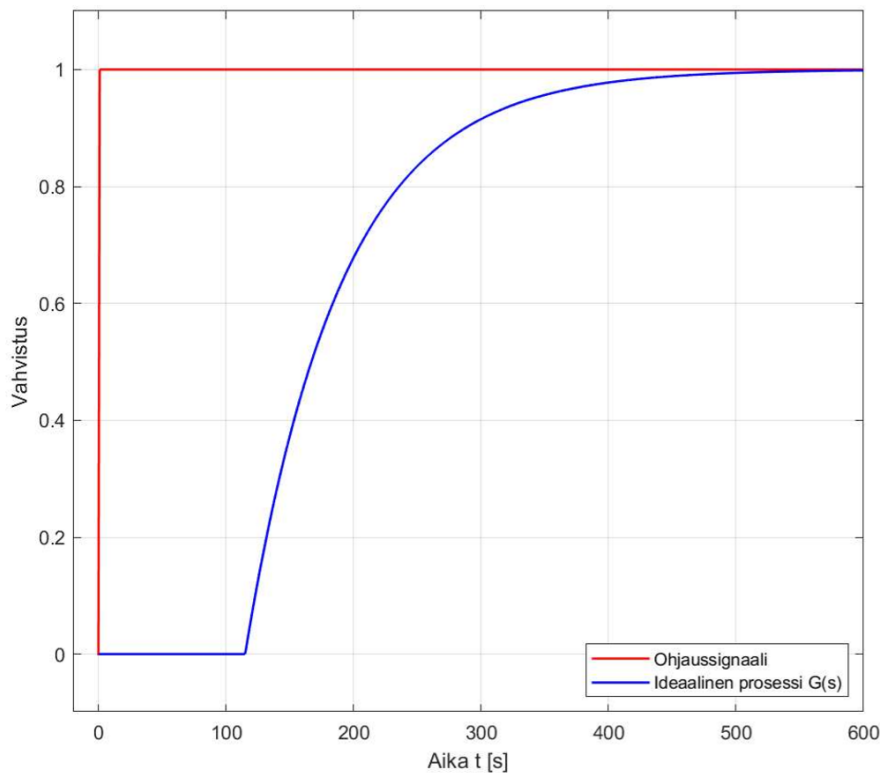
Esimerkkiprosessista muodostettiin simulointimalli, jotta sen toimintaa voitaisiin analysoida häiriöisessä ympäristössä. Simulointimallin pohjalta muodostettiin häiriöiset mallit mittauskohinalle sekä lineaarisesti kasvavalle virheelle. Näiden mallien avulla analysoitiin säädön toimivuutta työssä esitellyillä menetelmillä.

4.1 Simulointimalli

Mallinnusta ja analysointia varten haluttiin käyttää esimerkkiä prosessiteollisuuden ensimmäisen kertaluvun järjestelmästä, jossa esiintyy aikavakiota suurempi viive. Viiveeksi valittiin $L = 115$ sekuntia ja aikavakioksi $\tau = 75$ sekuntia. Vahvistuksen K arvoksi jätettiin 1. Tällöin yhtälön (4) avulla mallinnettavan järjestelmän siirtofunktioksi saadaan

$$G(s) = \frac{1}{75s + 1} e^{-115s}. \quad (13)$$

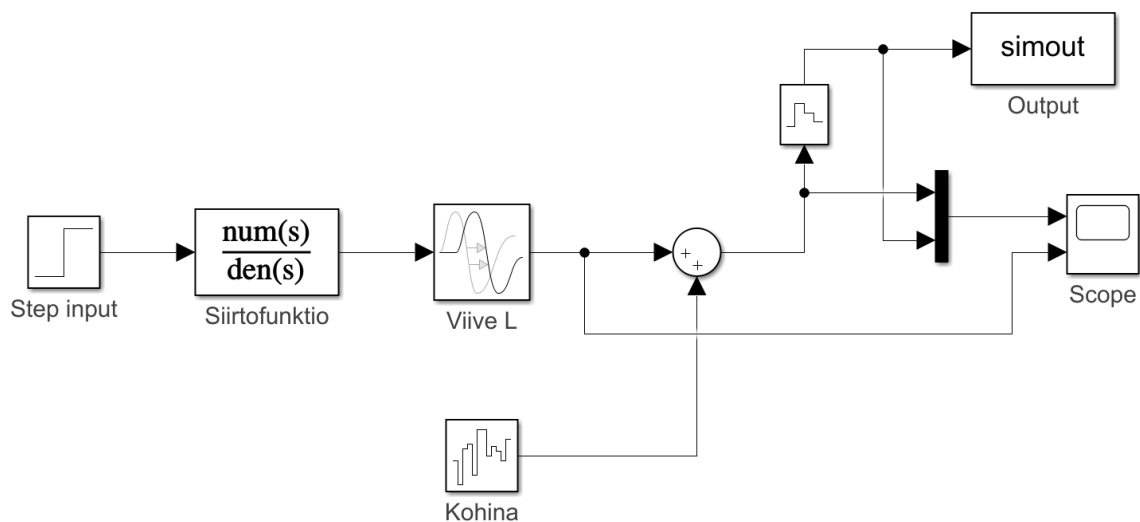
Tämän yksinkertaisen ideaalisen siirtofunktion avulla järjestelmän käyttäytymistä voidaan tarkastella matemaattisesti. Prosessille toteutettiin askelvastekoe Matlab'in step-funktiolla, jonka avulla voidaan syöttää prosessille askelsignaali halutulla amplitudilla. Askelkokeen tulos on esitetty kuvassa 4.1. Yksikköaskel ajetaan järjestelmään ajanhetkellä $t = 0$.



Kuva 4.1 Askelvastekoe. Ohjaussignaalin vaikutus prosessin $G(s)$ käyttäytymiseen

Kuvasta voidaan selvästi havaita asetettu viive ja ensimmäisen kertaluvun järjestelmälle tyyppillinen käyttäytyminen. Ylitystä ei tapahdu ja prosessi asettuu lopulta jatkuvuustilan arvoonsa. Muodostettua mallia käytetään parametrien estimoinnin, häiriöiden ja säätöpiirin tarkasteluun.

Simulink:in avulla rakennettiin malli siirtofunktiosta (13), josta otetaan näytteitä diskreetti-aikaisesti. Järjestelmään lisätään häiriö summalohkolla, joka kuvaa mittauskohinaa. Mallin näytteenottoväliä hallitaan nollannen kertaluvun pitopiirilohkolla. Häiriölähteenä käytetään Simulink:in Band-limited White Noise- lohkoa, jonka avulla voidaan tuottaa korkeataajuisia mittauskohinaa malliin ja häiriön voimakkuutta sekä taajuutta voidaan muuttaa. Kohinan voimakkuus määritetään tehoitiheyspektrin amplitudina ja sen yksikkö on $\frac{Mag^2}{Hz}$. Häiriön näytevälinä käytetään $T_s = 0.1$ s. Kuvassa 4.2 on esitetty Simulink-mallin lohkoakaaviopiirros. Kuvasta nähdään prosessin avoimen piirin rakenne ja käytetyt Simulink-lohkot.



Kuva 4.2 Simulink-mallin lohkoakaaviopiirros

Prosessin lisätään mahdollinen häiriö summalohkon avulla, jolloin voidaan tarkastella sen vaikutusta identifiointiin. Tässä työssä simulointimallin avulla testattiin satunnaisen kohinan sekä lineaarisesti kasvavan häiriön vaikutusta prosessimallin parametrien identifiointiin.

4.2 Parametrien estimointi häiriöisestä mittausdatasta

Häiriöiset mallit muodostettiin yllä esitellyn simulointimallin avulla. Simulointitilanne on toteutettu lisäämällä satunnaista kohinaa Simulink-malliin, jolle tehdään askelkoe. Askelkokeesta saadun mittausdatan perusteella käyrä sovitettiin tangenttimenetelmän ja PNS-menetelmän avulla 1. kertaluvun malliin. Tällöin voidaan tarkastella häiriön vaikutusta mallin parametreihin. Identifioituille parametreille laskettiin keskiarvo sekä keskihajonta ja tarkasteltiin mihin parametriin satunnainen häiriö vaikuttaa eniten. Taulukossa 4.1 on esitetty identifioidut parametrit erisuuruksilla lähtökohinan arvoilla näytevälin ollessa 30 s ja iteraatioiden määrän N ollessa 100. Tätä suuremmalla kohinalla parametrien hajonta oli jo niin suurta, ettei sen testaaminen ollut järkevää.

Taulukko 4.1 Identifioidut parametrit eri lähtökohinan arvoilla, $N = 100$

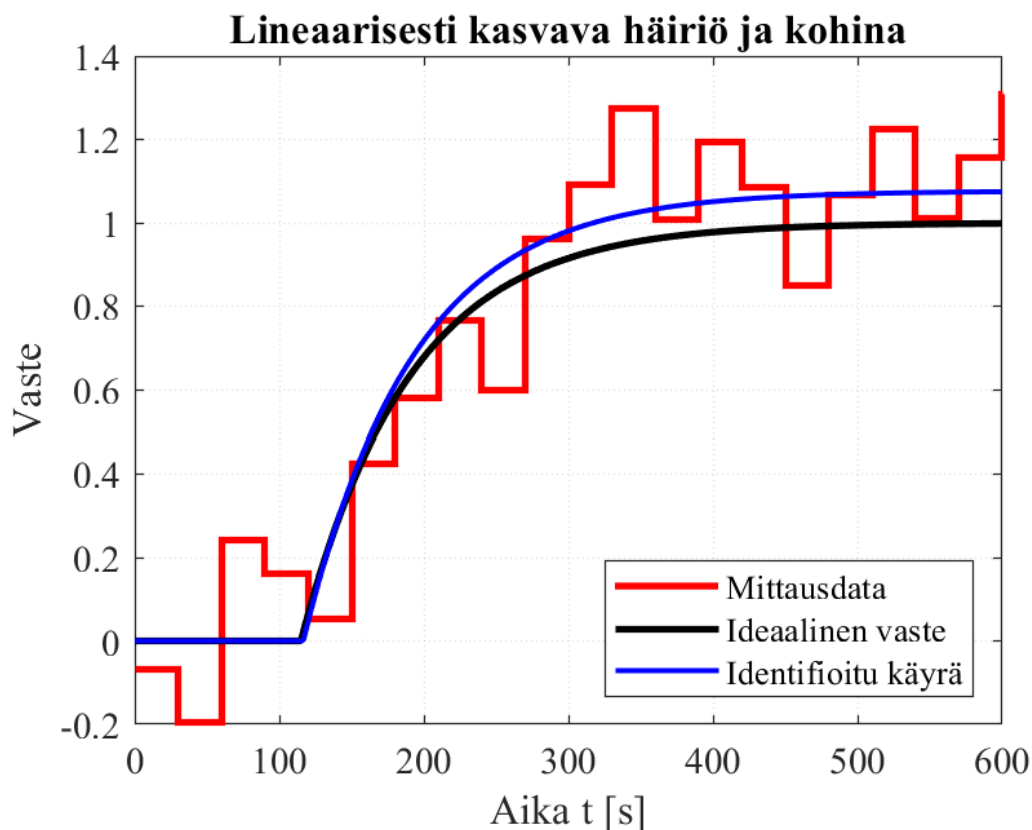
| Parametri | Oikeat arvot | Häiriö 0.0001 | Häiriö 0.0005 | Häiriö 0.001 | Häiriö 0.002 |
|------------|--------------|------------------|------------------|-----------------|-----------------|
| K | 1 | 1.0±0.01 | 1.0 ±0.03 | 1.03±0.04 | 1.01±0.06 |
| L [s] | 115 | 115.52±2.47 | 116.83±7.66 | 120.1±12.41 | 125.45±31.41 |
| τ [s] | 75 | 75.61±4.71 | 75.30±14.55 | 72.87±20.04 | 70.24±33.21 |

Taulukon perusteella voidaan havaita, käytetyllä menetelmällä vahvistus pysyy lähes alkuperäisenä ja sen keskihajonta on suhteessa pienempi kuin viiveellä ja aikavakiolla. Häiriön voimakkuutta kasvatettaessa keskimääräinen aikavakio pienenee ja viive kasvaa. Tosin havaitaan, että kohinan voimakkuuden kasvaessa erityisen suureksi parametreilla on hyvin suuri vaihteluväli. Tässä työssä häiriöiseksi malliksi mittauskohinalle valitaan parametrien keskiarvojen perusteella

$$G(s) = \frac{1.01}{70.24s + 1} e^{-125.45s}, \quad (14)$$

jotta saadaan tarpeeksi erilainen identifioitu malli häiriöisestä tilanteesta viritysmenetelmien vertailulle. On syytä huomauttaa, että mielekkäämpää olisi tarkastella viritystä vaihteluvälin ääripään arvoilla, jolloin säätösuunnittelussa voitaisiin havaita mallin virheellisyys vaikutus paremmin. Lisäksi tässä työssä muodostettiin malli tilanteelle, jossa prosessikokeen aikana siihen kohdistuu lineaarisesti kasvava häiriö. Kuvassa 4.3 on esitetty lineaarisesti kasvavan virheen ja kohinan vaikutus identifioinnin onnistumiseen. Simulointimalliin lisättiin

lineaarisesti kasvava virhe, kohina pidettiin arvossa $P = 0.002$ ja lineaarinen kasvu rajoitettiin 20 prosenttiin loppuarvosta aikavälillä 0–1200 s.



Kuva 4.3 Lineaarisesti kasvava häiriö ja sen vaikutus mallin askelkokeeseen ja identifiointiin

Kuvasta havaitaan, että lineaarisesti kasvava virhe vaikuttaa etenkin prosessin vahvistukseen. Vaikutukset aikavakioon ja viiveeseen eivät ole yhtä merkittäviä. Mallin parametrit ja niiden keskihajonnat laskettiin erisuuruksilla kohinan arvoilla lineaarisesti kasvavan virheen pysyessä samana ja tulokset on esitetty taulukossa 4.2. Lineaarisesti kasvavan virheen vaikutus pidettiin siis 20 prosentissa loppuarvosta.

Taulukko 4.2 Identifioidut parametrit lineaarisesti kasvavan virheen ja erisuuruksilla lähtökohinan arvoilla, $N = 100$

| Parametri | Oikeat arvot | Häiriö 0.0001 | Häiriö 0.0005 | Häiriö 0.001 | Häiriö 0.002 |
|------------|--------------|------------------|------------------|-----------------|-----------------|
| K | 1 | 1.181±0.014 | 1.183±0.040 | 1.175±0.044 | 1.175±0.077 |
| L [s] | 115 | 110.69±2.91 | 112.52±16.41 | 114.34±11.51 | 121.48±31.4 |
| τ [s] | 75 | 93.61±1.18 | 90.85±7.90 | 87.32±18.71 | 87.09±43.38 |

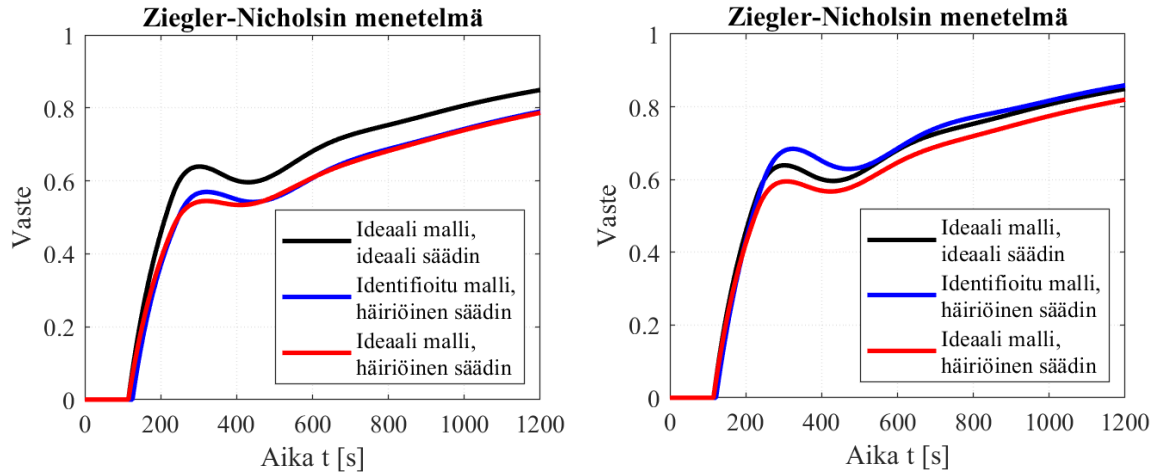
Voidaan todeta, että käytetyllä identifiointimenetelmällä lineaarisesti kasvava virhe nostaa vahvistusta ja aikavakiota sekä viive on laskenut hieman kohinan ollessa pientä. Mittauskohinan amplitudin kasvattaminen nostaa prosessin viivettä runsaasti. Jos tämä trendimäinen häiriö olisi alaspäin suuntautuvaa, olisivat siitä johtuvat keskimääräiset parametrimuutokset olleet negatiivisia. Keskimääräiseksi identifioiduksi malliksi valitaan

$$G(s) = \frac{1.175}{87.09s + 1} e^{-121.48s}. \quad (15)$$

Tässä mallissa ovat sekä vahvistus että aikavakio suurempia verrattaessa näitä arvoja oikeisiin prosessin arvoihin.

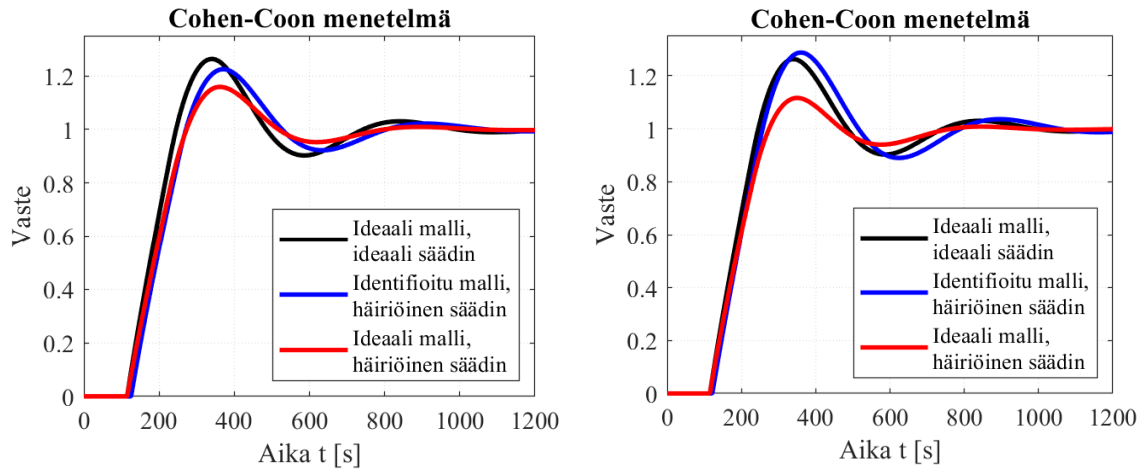
4.3 PI-säädön viritys ja analysointi

Satunnaisen kohinan sekä lineaarisesti kasvavan virheen vaikutusta säädön viritukseen analysoitiin valituilla vitysmenetelmillä. Vertailu toteutettiin tutkimalla PI-säädetyin prosessin toimintaa eri tapauksissa. Tarkastelun tavoitteena on kuvata tilannetta, jossa prosessikokeen aikana prosessiin on kohdistunut jokin häiriö, mutta sen aiheuttamaa virhettä ei oteta huomioon prosessimallissa ja säädön vityksessä. Viritetyin säätimen suorituskykyä vertailtiin ideaalisen sekä identifioinnin perusteella muodostetun mallin välillä. Kuvassa 4.4 on esitetty Ziegler-Nicholsin menetelmän mukaisesti toteutettu vertailu malleille (14) ja (15). Kuvissa musta käyrä esittää tilannetta, jossa käytössä on ideaali malli (13) ja PI-säädin on viritetty sen parametrien perusteella. Sininen käyrä kuvaa identifioidun mallin avulla viritettyä säätöpiiriä ja punainen tilannetta, jossa säädin on viritetty identifioidun mallin perusteella ja sitä testataan ideaalista mallia vasten.



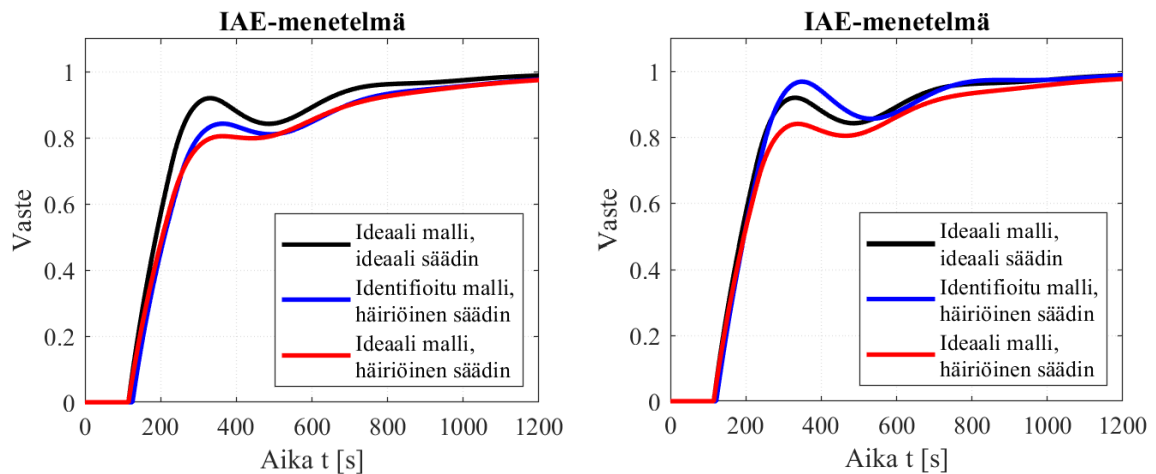
Kuva 4.4 Ziegler-Nicholsin menetelmän vertailu kohinan voimakkuudella $P = 0.002$ a) kohinaiselle mallille ja b) lineaarisesti kasvavan häiriön mallille

Kuvasta 4.4 voidaan suoraan havaita Ziegler-Nicholsin menetelmän huono sopivuus käytetyllä mallille, sillä sen viiveen ja aikavakion suhde on yli yksi. Lisäksi huomataan, että identifioidun mallin perusteella tehty säätö reagoi hitaammin annettuun ohjeeseen. Tapauksessa, jossa viiveen ja aikavakion suhde on alle yksi vaste muistuttaisi enemmän Cohen-Coon menetelmän vastetta. Cohen-Coon menetelmä sopii tämän kaltaiselle prosessille paremmin ja sen tulokset on esitetty kuvassa 4.5.



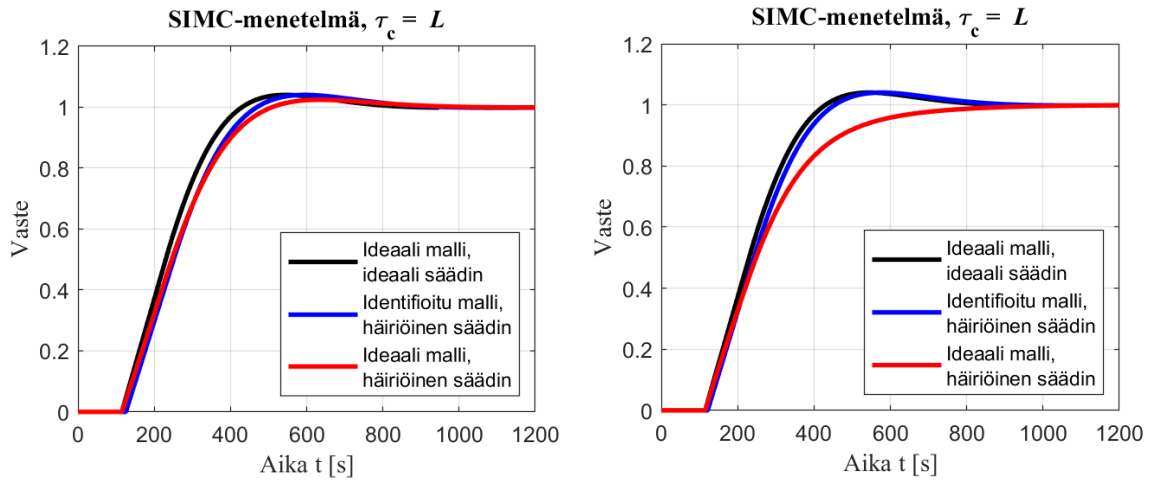
Kuva 4.5 Cohen-Coon menetelmän tulokset kohinan voimakkuudella $P = 0.002$ a) kohinaiselle mallille ja b) lineaarisesti kasvavan häiriön mallille

Yleisesti voidaan todeta, että Ziegler-Nichols ja Cohen-Coon ovat viritystapoja, jotka voivat tuottaa hyvin aggressiivisen säätimen, joten esimerkiksi Cohen-Coon virityksellä vasteen ylitys on suuri. Lisäksi nähdään, että identifioinnin pohjalta suunnitellun säätimen dynamiikka on hitaampaa kuin ideaalisessa mallissa. Kuvasta 4.5 b) nähdään, että lineaarisesti kasvavan häiriön mallissa kasvanut vahvistus aiheuttaa suuremman ylityksen. Lisäksi on syytä huomauttaa, että menetelmät eivät ole kovin robusteja pienille parametrimuutoksille, joka havaitaan osittain esitetyistä tuloksista. Vastaavasti IAE ja SIMC ovat moderneja säädön viritysmenetelmiä ja niiden tavoitteena on nopea nousuaika yhdistettynä stabiiliuteen. Kuvassa 4.6 on esitetty IAE-menetelmän askelkokeen tulokset kohinaiselle ja lineaarisesti kasvavan virheen malleille ja vastaavasti kuvassa 4.7 SIMC-menetelmän tulokset.



Kuva 4.6 IAE-menetelmän tulokset kohinan voimakkuudella $P = 0.002$ a) kohinaiselle mallille ja b) lineaarisesti kasvavan häiriön mallille

Vastaavasti myös IAE-menetelmällä kohina vaikuttaa prosessin nousu-aikaan merkittävästi ja lineaarisesti kasvava virhe nähdään kasvaneena ylityksenä. Lisäksi havaitaan, että askel-vasteet ovat muodoltaan hyvin samanlaiset kuvassa 4.4 esitetyille Ziegler-Nichols virityksellä saatuihin vasteisiin verrattuna. Tosin IAE-menetelmän vaste asettuu merkittävästi nopeammin loppuarvoonsa.



Kuva 4.7 SIMC menetelmän tulokset kohinan voimakkuudella $P = 0.002$ a) kohinaiselle mallille ja b) lineaarisesti kasvavan häiriön mallille

Kuvan 4.7 tuloksista havaitaan, että SIMC-menetelmällä vasteet ovat lähes identtiset lukuun ottamatta kuvan 4.7 b) tilannetta, jossa identifioidun mallin perusteella viritetyn säätimen käyttö ideaalisesta mallia vasten hidastaa reilusti vasteen nousua eliminoiden sen ylityksen kokonaan. SIMC-menetelmä on selvästi sopivin menetelmä tarkastelun alla olevien mallien säätöön ja se näyttää olevan robusti pienille parametrimuutoksille käytetyssä mallissa.

Kaikilla testatuilla vitysmenetelmillä kohinaisesta prosessikokeesta estimoidun mallin pohjalta viritetty säädin aiheutti rauhallisemmän, mutta hitaamman säädön verrattuna ideaalitalanteeseen. Kuitenkin tämän mallin pohjalta viritetyn säätimen käyttö ideaalisessa mallissa ei tuottanut suuria eroavaisuuksia tai epästabiiliutta prosessin vasteeseen. Lineaarisesti kasvavan häiriön vaikutuksena oli selvästi aggressiivisempi ylitys identifioidun prosessin suuremman vahvistuksen ansiosta ja identifioidun mallin perusteella viritetyn säätimen käyttö ideaalisessa mallissa aiheutti suuria eroja vasteen dynamiikkaan. Säätimien parametrit eri malleilla jokaisella vitysmenetelmällä on esitetty taulukossa 4.3.

Taulukko 4.3 Eri menetelmien mukaisen vityksen vaikutus säätimen parametreihin

| Menetelmä | K_P , ideaali | T_I , ideaali | K_P , kohina | T_I , kohina | K_P , lineaarisesti kasvava häiriö | T_I , lineaarisesti kasvava häiriö |
|-----------|--------------------|--------------------|-------------------|-------------------|---|---|
| Z-N | 0.59 | 345 | 0.50 | 417.75 | 0.55 | 404.53 |
| C-C | 0.67 | 100.31 | 0.58 | 99.2 | 0.62 | 112.55 |
| IAE | 0.65 | 166.88 | 0.55 | 174.09 | 0.60 | 181.24 |
| SIMC | 0.33 | 75 | 0.28 | 70.25 | 0.31 | 87.09 |

Käytännössä eroavaisuudet säädinten kertoimissa johtuvat tavasta, jolla parametrit määritetään ja mitä kunkin parametrin määrittämisessä painotetaan. Havaitaan, että SIMC-menetelmä tuottaa muihin verrattuna reilusti pienemmät säätimen arvot. Kummallakin identifioidulla mallilla säätimen vahvistus pieneni ideaalitulanteeseen verrattuna ja erityisesti lineaarisesti kasvavan häiriön perusteella muodostettu malli nosti säätimen integrointiaikaa huomattavasti. Taulukossa 4.4 on esitetty vertailu eri menetelmien nousuajalle, ylitykselle ja asettumisaikalle ideaalisella mallilla (13), kohinaisella mallilla (14) ja lineaarisesti kasvavan häiriön mallilla (15).

Taulukko 4.4 Nousuaika, ylitys ja asettumisaika eri malleilla ja menetelmillä

| Menetelmä | Nousuaika [s] | Ylitys [%] | Asettumisaika [s] |
|--|---------------|------------|-------------------|
| Ideaalin malli | | | |
| Z-N | 1402.25 | 0 | 2830.60 |
| C-C | 103.47 | 26.34 | 912.62 |
| IAE | 166.41 | 0 | 1054.0 |
| SIMC | 219.13 | 4.05 | 696.35 |
| Identifioitu malli, kohina | | | |
| Z-N | 1791.51 | 0 | 3521.11 |
| C-C | 115.57 | 22.49 | 944.44 |
| IAE | 555.27 | 0 | 1244.5 |
| SIMC | 238.97 | 4.06 | 759.62 |
| Identifioitu malli, kohina ja lineaarisesti kasvava häiriö | | | |
| Z-N | 1339.78 | 0 | 2756.91 |
| C-C | 107.88 | 28.82 | 985.47 |
| IAE | 150.41 | 0 | 1079.79 |
| SIMC | 231.48 | 4.05 | 735.49 |

Jokaisella menetelmällä kohinaista kohinaa sisältävää mallia vasten viritetty säädin aiheutti suuremman nousuajan ja asettumisaajan verrattuna ideaaliseen malliin. Lineaarisesti kasvavan häiriön mallilla asettumisaika kasvoi Cohen-Coon-, IAE- sekä SIMC-menetelmillä ja IAE-menetelmällä nousuaika 80 prosenttiin loppuarvosta oli huomattavasti hitaampi. SIMC-menetelmällä ylitys pysyi mallien välillä lähes samana. Testatuista menetelmistä SIMC-me-

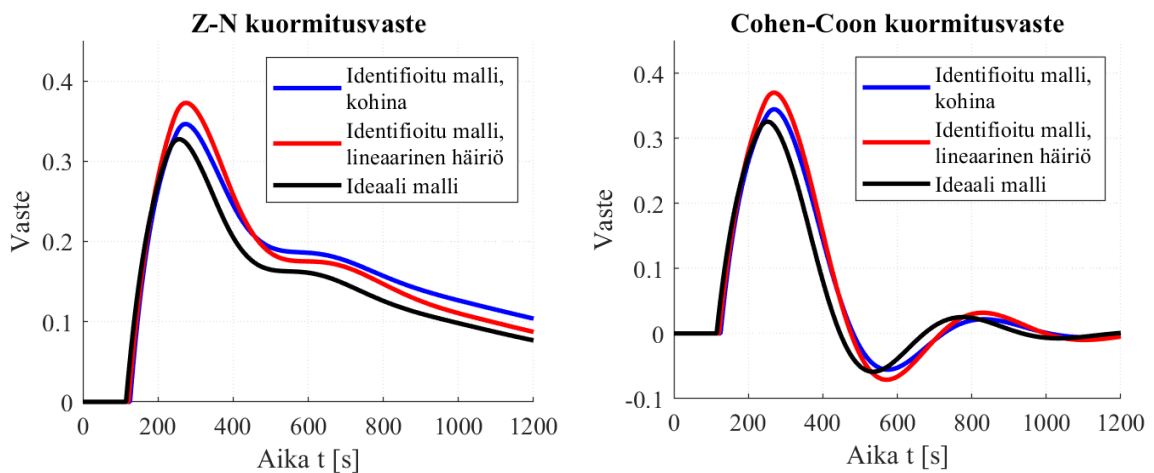
netelmän vasteet olivat poikkeuksetta vertailun tasapainoisimmat kaikilla kolmella suorituskykykriteerillä. Kyseisellä menetelmällä häiriöt aiheuttivat vähiten ongelmia vasteen dynamiikkaan.

4.4 Kuormitusvasteet

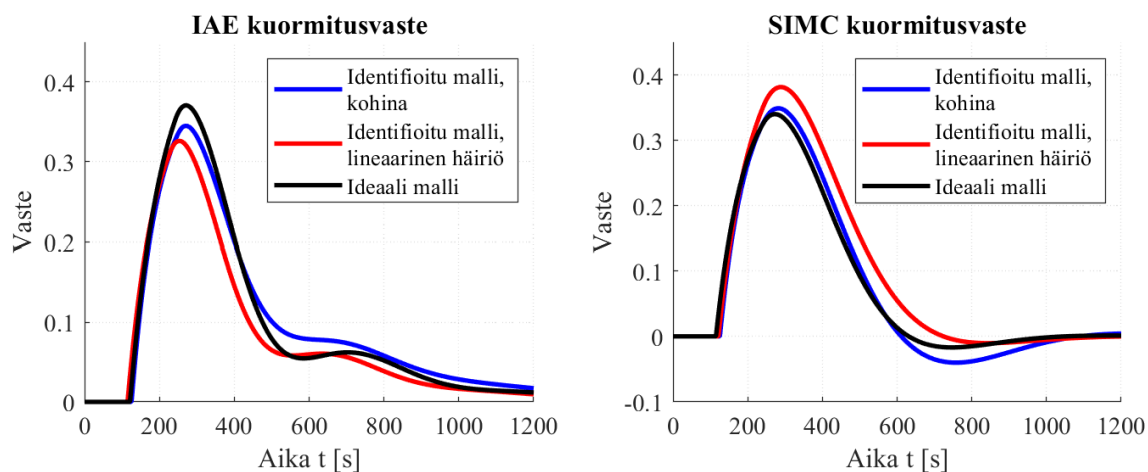
Säätömenetelmien suorituskykyä tarkasteltiin myös askelmaisella kuormitushäiriöllä, joka toteutettiin kuormitusherkkyyshäiriön avulla.

$$S(s) = \frac{G(s)}{1 + C(s) \cdot G(s)}, \quad (16)$$

jossa $G(s)$ on prosessin siirtofunktio tai malli ja $C(s)$ säätimen siirtofunktio. Kun herkkyyshäiriön tulon syötetään haluttu kuormitusisku, nähdään millaisen muutoksen se aiheuttaa prosessin vasteeseen ajan suhteen. Tässä työssä sisääntulosignaalinä käytetään askelfunktiota, jonka amplitudi on 0.4. Kuormitusvasteet Ziegler-Nicholsin ja Cohen-Coon menetelmällä on esitetty kuvassa 4.8. ja vastaavasti IAE- ja SIMC menetelmille kuvassa 4.9. Kuviin on piirretty kuormitusvasteet kaikille kolmelle edellä tarkastelluille mallille.



Kuva 4.8 Kuormitusvaste a) Ziegler-Nicholsin menetelmällä ja b) Cohen-Coon menetelmällä



Kuva 4.9 Kuormitusvaste a) IAE-menetelmällä ja b) SIMC-menetelmällä

Havaitaan, että IAE-menetelmä on ainoa, jolla identifioidut mallit aiheuttivat nopeamman kuormitusvasteen. Muilla menetelmillä ideaalisen mallin vaste oli nopein ja kummallakin identifioidulla mallilla vasteen huippuarvo oli korkeampi. Cohen-Coon menetelmä oli luonteensa mukaisesti nopein ja sisältää reilusti värähtelyä. SIMC-menetelmän vaste oli selvästi rauhallisin ja vasteessa ei juurikaan esiinny värähtelyä.

5. JOHTOPÄÄTÖKSET

Työssä tarkasteltiin viiveellisen ensimmäisen kertaluvun prosessimallin parametrien selvittämistä häiriöisestä prosessikoemittaustilanteesta ja PI-säätimen viritystä identifioidun mallin avulla. Simulointia varten muodostettiin yksinkertainen ensimmäisen kertaluvun malli ja valittuja häiriötilanteita, kohina ja lineaarisesti kasvava virhe, kuvaavat esimerkkimallit. Identifioitujen mallien avulla toteutettavaa PI-säätimen viritystä analysoitiin Ziegler-Nicholsin, Cohen-Coon-, IAE- sekä SIMC-menetelmien avulla. Lopuksi tutkittiin mallien kuormitusherkkyttä kyseisillä menetelmillä.

Viritysmenetelmiä vertailemalla valittujen prosessimallien avulla saatiin selville, että jo mitauskohina voi aiheuttaa huomattavan vaikutuksen säätöpiirin dynamiikkaan ja etenkin nousu- ja asettumisaikaan. Lisäksi todettiin, että käytetty menetelmä vaikuttaa merkittävästi häiriöiden aiheuttamaan muutokseen säätöpiirin dynamiikassa. Kyseisillä esimerkkimalleilla Ziegler-Nicholsin menetelmä tuotti dynamiikaltaan epämieluisan säätimen ja tämä voitiin havaita sekä askel- että kuormitusvasteesta. Käytännössä tämä johtui tarkastelun alla olevan prosessin huonosta sopivuudesta kyseiselle mallille. Kuitenkin jokaisella menetelmällä viritetty säätöpiiri oli käytetyillä malleilla stabiili. Häiriöiden voimakkuutta kasvattaessa prosessikoetilannetta kuvattaessa on oletettavaa, että vastaan tulisi myös tilanteita, jossa säätöpiiristä tulee epästabiili. Kuormitusvasteissa havaittiin jo kohinatilanteesta identifioidun ja valitun mallin perusteella tehdyn säätösuunnittelun heikentävän lopputulosta huomattavasti. Häiriön lisääminen ideaaliseen malliin heikensi sen kuormitusvasteen suorituskykyä kaikilla paitsi IAE-menetelmällä. Tulosten perusteella voidaan todeta, että häiriöiden vaikutus säädön lopputulokseen riippuu vahvasti käytetystä menetelmästä ja häiriön luonteesta.

5.1 Kehitysehdotukset

Analyysiä olisi mahdollista jatkaa paljon pidemmälle ja säätimien suorituskykyä voisi tarkastella tarkemmin. Prosessimallien identifiointiin on kehitetty lukuisia menetelmiä, ja käytännössä eri menetelmällä saatavat tulokset olisivat voineet olla erilaiset. Lisäksi olisi syytä tarkastella säätimen viritystä erilaisilla parametrikonfiguraatioilla, jolloin virityksen vaikutusta voidaan analysoida tarkemmin. Kehittyneillä säädön suorituskyvyn tarkasteluun tarkoitetuilla menetelmillä saataisiin lisää tietoa eri viritysmenetelmien yksityiskohtaisista eroista. SIMC-menetelmän tapauksessa olisi mahdollista tutkia viritysparametrin τ_c vaikutusta.

tusta säätöön eri arvoilla. Lisäksi olisi mahdollista simuloida muita mahdollisia häiriötilanteita ja ottaa ne mukaan tarkasteluun. Esimerkiksi simulointiin voitaisiin sisällyttää tilanne, jossa prosessiin kohdistuu nopeampaa mallintamatonta dynamiikkaa sekä malli, jossa lineaarinen kasvu olisikin alaspäin suuntautuvaa.

LÄHTEET

Chris Cox, John Tindle, Kevin Burn, 2016. Applied Mathematical Modelling s. 103.

Christopher Brown, David J. Coombs, 1991. Notes on Control with Delay. [Verkkodokumentti]. [Viitattu 1.10. 2019]. Saatavissa:

<http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.621.550&rep=rep1&type=pdf>

Dataforth Corporation, 2020. Application Note AN124. [Verkkodokumentti]. [Viitattu 18.4. 2020]. Saatavissa

https://www.dataforth.com/catalog/pdf/an124_Tuning_Control_Loops_with_the_IMC_Tuning_Method.pdf

Dewesoft, 2020. PID Control [Verkkodokumentti]. [Viitattu 19.4. 2020]. Saatavissa:

<https://training.dewesoft.com/online/course/pid-control>

Karl Johan Åström, 2002. Control system Design s. 178. [Verkkodokumentti]. [Viitattu 15.4.2020]. Saatavissa:

<https://www.cds.caltech.edu/~murray/courses/cds101/fa02/caltech/astrom-ch5.pdf>

R. Russell Rhinehart, Testing a First Order Plus Deadtime model, 2016, [Verkkodokumentti]. [Viitattu 10.3. 2020]. Saatavissa:

<https://www.controlglobal.com/articles/2016/testing-a-first-order-plus-deadtime-model/>

Timo Harju, Arto Marttinen, 2000. Säättöpiirin virityksen perusteet. 1. painos. Espoo, Control CAD Oy. 166 s.

Tore Hägglund, 1997. Praktisk processreglering. Studentlitteratur AB. s. 61.

Jacques Smuts, Minimum IAE Tuning Rules, 2015. [Verkkodokumentti] [Viitattu 25. 4. 2020] Saatavissa:

<https://blog.opticontrols.com/archives/884>

J.E. Normey-Rico, E.F. Camacho, 2007. Control of Dead-time Processes. 462 s.

Savolainen, Vaittinen, 2007. Säättötekniikan perusteita. 1. painos. Helsinki, Hakapaino Oy. 215 s.

Sigurd, Skogestad, Chriss Grimholt, 2012. The SIMC Method for Smooth PID Controller Tuning s. 157-160. [Verkkodokumentti]. [Viitattu 18. 4. 2020]. Saatavissa: <http://folk.ntnu.no/skoge/publications/2012/skogestad-improved-simc-pid/PIDbook-chapter5.pdf>

Timo Harju, Arto Marttinen, 2000. Sääätötekniikan koulutusmateriaali [Verkkodokumentti]. [Viitattu 11.2. 2020]. Saatavissa: https://www.automaatioseura.fi/site/assets/files/1367/pid_kirja_1-1.pdf

LIIITEET

Liite 1. Matlab FOPDT-identifiointialgoritmi

```
f=@(a,t) a(1)*(1-exp((-t+a(3))/a(2))).*heaviside(t-a(3))+a(4)*exp(-t/a(2));  
[a,resnorm] = lsqcurvefit(f,[K, tau, L,0],t,y)
```