SVEUČILIŠTE U ZAGREBU
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

Toni Bjažić

ADAPTIVNO UPRAVLJANJE ISTOSMJERNIM UZLAZNIM PRETVORNIKOM NAPAJANIM GORIVNIM ČLANKOM

DOKTORSKA DISERTACIJA

Zagreb, 2010.

Doktorska disertacija je izrađena na Sveučilištu u Zagrebu, Fakultetu elektrotehnike i računarstva, Zavodu za automatiku i računalno inženjerstvo

Mentor: prof.dr.sc. Željko Ban

Disertacija ima 148 stranica.

Disertacija br.

Povjerenstvo za ocjenu doktorske disertacije:

1. Dr.sc. Nedjeljko Perić, redoviti profesor
   Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva

2. Dr.sc. Željko Ban, izvanredni profesor
   Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva

3. Dr.sc. Miro Milanović, redoviti profesor
   Univerza v Mariboru, Fakulteta za elektrotehniko in informatiko, Republika Slovenija

Povjerenstvo za obranu doktorske disertacije:

1. Dr.sc. Nedjeljko Perić, redoviti profesor
   Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva

2. Dr.sc. Željko Ban, izvanredni profesor
   Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva

3. Dr.sc. Miro Milanović, redoviti profesor
   Univerza v Mariboru, Fakulteta za elektrotehniko in informatiko, Republika Slovenija

4. Dr.sc. Željko Jakopović, redoviti profesor
   Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva

5. Dr.sc. Darko Žubrinić, redoviti profesor
   Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva

Datum obrane disertacije: 29. studenog 2010. godine

Zahvaljujem mentoru prof. dr. sc. Željku Banu na korisnim savjetima i sugestijama koje mi je pružio prilikom izrade ove disertacije.

Zahvaljujem i dekanu prof. dr.sc. Nedjeljku Periću, te još jednom mentoru i svim ostalim kolegama sa Zavoda za automatiku i računalno inženjerstvo na velikom trudu koji su uložili u pokretanje Laboratorija za obnovljive izvore energije i nabavu opreme nužne za izradu disertacije.

Na kraju se zahvaljujem svojoj zaručnici Katarini na pruženoj bezuvjetnoj podršci, kao i cijeloj svojoj obitelji.

Sadržaj

Popis oznaka

ΔG	Gibbsova slobodna energija
ΔH	Entalpija kemijske reakcije
ΔS	Entropija kemijske reakcije
$\Delta U_{i,max}$	Maksimalni propad izlaznog napona pri djelovanju poremećajne veličine
Δ	Male promjene oko radne točke
λ_m	Prosječna količina vode u membrani
$\mathbf{A_M}$	Matrica referentnog modela
$\mathbf{A}$	Matrica sustava
$\mathbf{b_M}$	Ulazni vektor referentnog modela
$\mathbf{b}$	Ulazni vektor sustava
$\mathbf{d}^T$	Težinski vektor koeficijenata pogreške
$\mathbf{e}$	Vektor pogreške slijeđenja
$\mathbf{x_M}$	Vektor varijabli stanja referentnog modela
$\mathbf{x}$	Vektor varijabli stanja sustava
ν	Indeks osmotrivosti linearnog diskretnog sustava
ν	Signal poopćene pogreške
ω_0	Prirodna frekvencija neprigušenih oscilacija
d	Diferencijalni operator
ρ	Parametar za integraciju lineariziranih modela gorivnog članka i pretvarača
ρ_M	Specifični otpor membrane
σ	Vektor odstupanja parametara procesa od referentnog modela

σ_m	Nadvišenje
τ	Vrijeme uzorkovanja upravljačkog signala
ξ	Parametar gorivne ćelije
ζ	Relativni koeficijent prigušenja
A	Aktivna površina ćelije
a_{ij}	Koeficijenti matrice stanja lineariziranog modela pretvarača
B	Geometrijski parametar gorivne ćelije
b_{ij}	Koeficijenti ulazne matrice lineariziranog modela pretvarača
C	Ekvivalentni kapacitet gorivne ćelije
C	Kapacitet kondenzatora
c_i	Koeficijenti izlaznog vektora lineariziranog modela pretvarača
D	Faktor upravljanja
d_i	Koeficijenti prijenosnog vektora lineariziranog modela pretvarača
E	Električni potencijal
F	Faradayeva konstanta
f	Sklopna frekvencija
$g_1 - g_{15}$	Koeficijenti linearizacije gorivnog članka
G_R	Prijenosna funkcija osnovnog PI regulatora
G_{FC}	Prijenosna funkcija gorivnog članka
$G_{i,c}$	Prijenosna funkcija pretvarača u strujnom načinu upravljanja i kontinuiranom režimu rada
$G_{i,d}$	Prijenosna funkcija pretvarača u strujnom načinu upravljanja i diskontinuiranom režimu rada
G_{pv}	Prijenosna funkcija člana povratne veze
h	Koeficijent adaptacije
h_f	Entalpija produkata i reaktanata kemijske reakcije
i_C	Struja kondenzatora
I_f	Vrijednost struje pretvarača u strujnom načinu upravljanja i kontinuiranom režimu rada na kraju perioda sklapanja
i_L	Struja zavojnice

I_m	Vrijednost struje pretvarača u strujnom načinu upravljanja i kontinuiranom režimu rada na početku perioda sklapanja
I_r	Referentna vrijednost struje pretvarača u strujnom načinu upravljanja
i_{D1}	Struja diode pretvarača
I_{FC}	Struja gorivne ćelije
J	Gustoća struje gorivne ćelije
J_{max}	Maksimalna gustoća struje gorivne ćelije
K	Koeficijent pojačanja prijenosne funkcije cjelovitog modela procesa
$k_0 - k_{40}$	Koeficijenti linearizacije pretvarača
K_ν	Koeficijent pojačanja poopćene pogreške
K_f	Koeficijent pojačanja prefiltra u grani referentne vrijednosti
K_R	Koeficijent pojačanja osnovnog PI regulatora
K_{FC}	Koeficijent pojačanja prijenosne funkcije gorivnog članka
K_{pv}	Koeficijent pojačanja prijenosne funkcije člana povratne veze
L	Induktivitet zavojnice
l	Debljina membrane
m	Nagib kompenzacijske rampe
m_1	Nagib rastućeg dijela struje zavojnice
m_2	Nagib padajućeg dijela struje zavojnice
N_c	Ukupan broj ćelija u gorivnom članku
n_e	Broj elektrona po molekuli vodika
N_{Avg}	Avogadrov broj
p	Tlak
q	Naboj
q_e	Naboj elektrona
R	Opteretni otpor pretvarača
R	Univerzalna plinska konstanta
R_a	Ekvivalentni otpor gorivne ćelije
R_C	Ekvivalentni serijski otpor kondenzatora

R_C	Otpor propusnih elektroda gorivne ćelije protoku elektrona
R_L	Ekvivalentni serijski otpor zavojnice
R_M	Ekvivalentni otpor membrane
s	Laplaceov operator (kompleksna varijabla)
s_f	Entropija produkata i reaktanata kemijske reakcije
T	Apsolutna temperatura
T	Period sklapanja
T	Vrijeme uzorkovanja procjenitelja varijabli stanja zasnovanog na metodi brzog uzorkovanja signala
t	Vrijeme
T_1	Dominantna vremenska konstanta nazivnika prijenosne funkcije cjelovitog modela procesa
T_2	Nedominantna vremenska konstanta nazivnika prijenosne funkcije cjelovitog modela procesa
T_b	Vremenska konstanta brojnika prijenosne funkcije cjelovitog modela procesa
T_f	Vremenska konstanta prefiltra u grani referentne vrijednosti
T_I	Integracijska vremenska konstanta osnovnog PI regulatora
t_m	Vrijeme prvog maksimuma
T_s	Vrijeme uzorkovanja upravljačkog algoritma
$T_{FC,1}$	Vremenska konstanta nazivnika prijenosne funkcije gorivnog članka
$T_{FC,b}$	Vremenska konstanta brojnika prijenosne funkcije gorivnog članka
T_{pv}	Vremenska konstanta prijenosne funkcije člana povratne veze
u	Upravljački signal sustava
u_A	Signal adaptacije
U_C	Napon na ekvivalentnom kapacitetu gorivne ćelije
u_C	Napon kondenzatora
u_i	Izlazni napon pretvarača
u_R	Upravljački signal (izlaz iz osnovnog regulatora)
u_r	Referentni signal (vodeća veličina)
u_u	Ulazni napon pretvarača

U_{act}	Aktivacijska polarizacija
U_{cell}	Napon jedne ćelije
U_{con}	Koncentracijska polarizacija
U_{FC}	Napon gorivnog članka
U_{max}	Maksimalni napon
U_{ohm}	Omski pad napona
U_{pv}	Napon povratne veze pretvarača
U_{ref}	Referentni napon
V	Funkcija Lyapunova
V_m	Molarni volumen
W_{el}	Električni rad
y	Izlazni signal sustava
$\mathbf{G}_{u,c}$	Prijenosna matrica pretvarača u naponskom načinu upravljanja i kontinuiranom režimu rada
$G_{u,d}$	Prijenosna funkcija pretvarača u naponskom načinu upravljanja i diskontinuiranom režimu rada

Poglavlje 1

Uvod

Većina svjetskih energetskih potreba danas se namiruje iz fosilnih goriva. Prvi problem s fosilnim gorivima je da je njihova količina ograničena, te će se prije ili kasnije ona iscrpiti. Naftne kompanije procjenjuju da će porast proizvodnje nafte i prirodnog plina imati svoj vrhunac između 2015. i 2020. godine, nakon čega će se proizvodnja početi smanjivati [23]. To znači da će negdje u tom periodu potražnja premašiti ponudu. U skladu s tim, dugoročno se očekuje porast cijene nafte i prirodnog plina.

Drugi problem s fosilnim gorivima je taj što se njihovom upotrebom izazivaju ozbiljni problemi za okoliš, kao što su globalno zagrijavanje, klimatske promjene, štetne emisije plinova, odnosno zagađenje zraka, oštećenje ozonskog omotača, ekološke katastrofe uzrokovane mogućim curenjima nafte itd. Procjenjuje se da se ove štete broje u bilijunima dolara godišnje.

Rješenje za oba problema predložilo se još u sedamdesetim godinama prošlog stoljeća. Vodik je izvrstan nositelj energije s mnogo jedinstvenih svojstava. Najlakše je, najučinkovitije i najčišće gorivo. Vodik je najzastupljeniji kemijski element. Jedno od njegovih jedinstvenih svojstava je da se u elektrokemijskim procesima, može pretvoriti u električnu energiju upotrebom gorivnih ćelija, i to s većom učinkovitošću nego pretvorbom fosilnih goriva u mehaničku energiju u motorima s unutarnjim izgaranjem ili u električnu energiju u termoelektranama, s izuzetkom kogeneracijskih elektrana. Sve vodeće svjetske automobilske kompanije zbog toga danas imaju svoje prototipove automobila pogonjene vodikom, odnosno gorivnim ćelijama.

Vodikove gorivne ćelije predstavljaju veliki potencijal i u proizvodnji električne energije za kućanstva i industriju. U vremenima kad postoji obilje električne energije na tržištu, odnosno kad je električna energija jeftina, može se iskoristiti za proizvodnju vodika pomoću elektrolizatora. Još bolja (jeftinija) kombinacija je da se vodik proizvodi iz drugih obnovljivih izvora energije, kao što su Sunce i vjetar. U vrijeme kad rastu zahtjevi za električnom energijom, tj. kad je ona skupa, može se lako dobiti iz prethodno proizvedenog vodika upotrebom gorivnih ćelija. Pri tome je ključan aspekt u spremanju energije učinkovitost pretvorbi (električna energija u kemijsku energiju vodika te obratno). Kod elektrolize vode može se postići učinkovitost pretvorbe od nešto manje od 60% (omjer dobivene energije sadržane u vodiku i uložene električne energije). Učinkovitost pretvorbe vodika u električnu energiju pomoću gorivnih ćelija je također nešto manja od 60%. Sveukupna učinkovitost cjelokupnog sustava je onda nešto veća od 30%.

Česte su polemike kad se uspoređuje učinkovitost motora s unutarnjim izgaranjem i gorivnih ćelija. Teoretska učinkovitost toplinskog stroja ograničena je Carnotovim ciklusom i ovisi u konačnici o razlici (omjeru) temperatura dvaju spremnika. U motorima s unutarnjim izgaranjem ona iznosi od 30 do 45% (benzinski ili dizelski motor). Kod dizelskog motora npr. učinkovitost raste porastom snage motora. Kod gorivnih članaka vrijedi obrnuto, te je moguće da učinkovitost gorivnog članka padne i ispod vrijednosti od 45%. Međutim, to vrijedi kod maksimalnog opterećenja motora. U velikoj većini slučajeva u normalnoj vožnji koristi se samo manji postotak (20-ak posto) maksimalne snage motora, te u tom slučaju učinkovitost dizelskog motora opada, a gorivne ćelije raste. Stoga se može reći da je praktična učinkovitost gorivnih ćelija 40 do 60%, a motora s unutarnjim izgaranjem samo 18 do 30%.

Budući da se u svijetu, iz opravdanih razloga, već odavno pazi na učinkovitost uređaja koje svakodnevno koristimo (klase A++ do G), kod automobila je vidljiv trend smanjenja potrošnje goriva tzv. "downsizing"-om, tj. smanjenjem obujma uz dodavanje turbopunjača, stambene zgrade moraju posjedovati certifikat o energetskoj učinkovitosti itd., neupitna je važnost učinkovitih gorivnih ćelija i dodatnih sustava koji su nužni za kvalitetnu proizvodnju električne energije iz vodika.

Zbog svega navedenog, na Fakultetu elektrotehnike i računarstva, Sveučilišta u Zagrebu, izgrađen je Laboratorij za obnovljive izvore energije – LOIE (engl. *Laboratory for Renewable Energy Sources* – LARES), kojemu je cilj istraživanje obnovljivih izvora energije u proizvodnji električne energije temeljenih na energiji vodika, vjetra i Sunca [78, 79]. Laboratorij sadrži vodikov gorivni članak, povezan s elektrolizatorom za proizvodnju vodika iz vode i metal-hidridnim spremnicima vodika, specijalno projektirani vjetroagregat te se planira ugradnja mreže fotonaponskih panela, tako da Laboratorij predstavlja tzv. mikromrežu. Istraživanja u Laboratoriju su usmjerena na povećanje učinkovitosti pretvorbe energije obnovljivih izvora pomoću naprednih metoda upravljanja i estimacije [20, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 77].

Budući da se prilikom eksperimentiranja s vodikovim gorivnim člankom vodik može jako brzo potrošiti, a proizvodni kapacitet Laboratorija je relativno malen, u Laboratoriju postoji i emulator gorivnog članka, kao i emulator mreže fotonaponskih panela, zbog problema s raspoloživošću Sunca. Emulatori su jako korisni prilikom projektiranja sustava upravljanja jer se eventualne pogreške prilikom projektiranja sustava upravljanja neće manifestirati havarijom na realnom sustavu, nego će se aktivirati zaštite ugrađene u emulatore. Postoje brojna gotova rješenja takvih sustava (engl. *Hardware in the Loop* – HIL) [66], a u nekim radovima predložena su i specijalna rješenja [44, 45, 71].

Postoje brojna istraživanja u kojima se predlažu različite topologije sustava s gorivnim člancima [18, 35, 41, 49, 59, 75, 85, 93, 94, 95, 98]. Svim topologijama zajedničko je postojanje istosmjernog energetskog pretvarača, koji pretvara neregulirani istosmjerni napon gorivne ćelije u istosmjerni napon obično fiksnog iznosa, koji neznatno varira ovisno o opterećenju, u odnosu na napon gorivne ćelije.

Upravljanje naponom gorivnog članka moguće je kontroliranjem protoka zraka (kisika) na katodnoj strani i/ili kontroliranjem tlaka vodika na anodnoj strani članka. Zbog izrazite nelinearnosti potrebne su napredne tehnike upravljanja da bi se osigurao stabilan rad i zadovoljavajuća kvaliteta prijelazne pojave za određeni raspon izlaznog napona članka i opterećenja. U [100] je predložen način upravljanja naponom gorivnog članka korištenjem samopodesivog regulatora temeljenog na referentnom modelu djelovanjem na protoke vodika i zraka, a u [29] je predloženo upravljanje naponom uzlaznog istosmjernog pretvarača napajanog gorivnom ćelijom korištenjem adaptivnog upravljanja s referentnim modelom i signalnom adaptacijom djelovanjem na protok vodika. Metoda upravljanja s vremenskim kašnjenjem (engl. *time delay control*) upotrijebljena je u [58], radi postizanja bržih prijelaznih pojava gorivnog članka te sprječavanja poplavljivanja (engl. *flooding*) i ostajanja bez zraka (engl. *air starvation*). U [57] predložen je novi algoritam upravljanja gorivnim člancima manje snage sa samoovlaživanjem (engl. *self-humidifying fuel cells*). Brojni su radovi u kojima se predlažu neke od naprednih nelinearnih tehnika upravljanja [47, 48, 53, 54, 55, 65, 69]. Neovisno o korištenom načinu upravljanja, pokazalo se da je dinamika tako projektiranog sustava u redu veličine sekundi ili čak desetaka sekundi tako da je neophodno koristiti i upravljanje energetskim pretvaračem za postizanje bržih odziva izlaznog napona.

Uzlazni istosmjerni pretvarač je nelinearni sustav s neminimalno-faznim vladanjem te kao takav vrlo interesantan s aspekta upravljanja pretvaračem. Postoje dvije osnovne tehnike upravljanja temeljene na pulsno-širinskoj modulaciji: naponski i strujni način upravljanja. Iako se i u novijim radovima obrađuju oba načina upravljanja, strujni način se u praksi pokazao kao puno bolji zbog tri osnovna razloga:

1. Brži odziv na promjenu referentne vrijednosti napona zbog brze strujne petlje koja se ponaša kao upravljivi strujni izvor;

2. Red sustava smanjen za jedan što omogućava lakše projektiranje upravljačke petlje;

3. Inherentna brza prekostrujna zaštita.

Nedostatak strujnog načina upravljanja je mogućnost pojave subharmonijskih oscilacija, tj. bifurkacija [74]. Ovaj nedostatak lako se otklanja korištenjem kompenzacijske rampe ili konstantnog vremena vođenja ili nevođenja [82, 83]. Daljnji nedostaci su veća izlazna impedancija i osjetljivost na šum zbog brze strujne petlje, ali prednosti su puno značajnije tako da je u praksi strujni način upravljanja zastupljeniji.

U oba načina upravljanja moguć je rad pretvarača u kontinuiranom i diskontinuiranom režimu rada. U naponskom načinu upravljanja i kontinuiranom režimu rada modeliranje pojedinih režima rada se obavlja relativno jednostavno tehnikom usrednjavanja [50, 51, 72]. U [89] dan je postupak dobivanja usrednjenih modela pretvarača u diskontinuiranom režimu rada, a u [90] je dan i općeniti način modeliranja za kontinuirani i diskontinuirani režim rada. Za strujni način upravljanja to ovisi o odabranoj tehnici rješavanja problema subharmonijskih oscilacija. U [91] je obrađeno modeliranje pretvarača u strujnom načinu upravljanja samo za slučaj kontinuiranog režima rada. Stabilnost istosmjernog pretvarača u strujnom načinu upravljanja obrađena je u [15], uz pretpostavku kontinuiranog načina rada i mjerljivosti varijabli stanja. Upravljanje pretvaračem korištenjem kliznih režima kao napredne tehnike upravljanja, obrađeno je u [88], također pod pretpostavkom mjerljivosti varijabli stanja. U [68] dani su algoritmi i strukture upravljanja tranzistorskim energetskim pretvaračima napajanim iz jednofazne mreže.

U realnim sustavima pri malim opterećenjima velika je vjerojatnost rada u diskontinuiranom režimu tako da je strujni signal, iako mjerljiv, neupotrebljiv za potrebe upravljanja zbog velike zašumljenosti (ripla). Zbog toga je potrebno pristupiti i procjeni varijabli stanja. Ukoliko se mjeri samo izlazni signal sustava, korisna metoda za procjenu ostalih varijabli stanja je metoda brzog uzorkovanja signala, koja se može efikasno koristiti kod naprednih metoda upravljanja kao što su klizni režimi ili adaptivno upravljanje s referentnim modelom. U [46] je obrađeno upravljanje sustavom pomoću kliznih režima koristeći samo izlazni signal kao mjerenu veličinu i metodu brzog uzorkovanja signala kao puno povoljniju metodu procjene stanja od klasičnih Luenbergerovih procjenitelja.

U ovoj disertaciji istraženo je upravljanje uzlaznim istosmjernim pretvaračem napajanim gorivnim člankom temeljeno na adaptivnom upravljanju s referentnim modelom i signalnom adaptacijom.

U poglavlju 2 opisan je princip rada i modeliranje gorivnih ćelija.

Istosmjerni uzlazni pretvarač, načini upravljanja pretvaračem i modeliranje pretvarača u svim mogućim režimima rada opisano je u poglavlju 3.

U poglavlju 4 dan je cjeloviti model procesa koji obuhvaća gorivni članak i uzlazni pretvarač.

Eksperimentalna identifikacija parametara istosmjernog uzlaznog pretvarača te parametara cjelokupnog procesa s uzlaznim pretvaračem i emulatorom gorivnog članka izvršena je u poglavlju 5.

U poglavlju 6 projektiran je osnovni regulator za upravljanje opisanim procesom.

Adaptivno upravljanje s referentnim modelom i signalnom adaptacijom, punog i reduciranog reda, opisano je u poglavlju 7.

Procjena varijabli stanja metodom brzog uzorkovanja signala opisana je u poglavlju 8.

Konačno, simulacijski i eksperimentalni rezultati primjene adaptivnog regulatora s referentnim modelom reduciranog reda i signalnom adaptacijom s reduciranim vektorom varijabli stanja dani su u poglavlju 9, te zaključna razmatranja u poglavlju 10.

Poglavlje 2

PEM gorivne ćelije

Gorivna ćelija (engl. *fuel cell*) je uređaj koji pretvara kemijsku energiju goriva, tipično vodika, direktno u električnu energiju. Ćelija se u osnovi sastoji od elektrolita (membrane) smještene između dvije elektrode, anode i katode. Ovisno o vrsti elektrolita koju koriste, gorivne ćelije dijele se u nekoliko grupa [23]:

- Alkalne gorivne ćelije (engl. *Alkaline Fuel Cells* – AFC) koriste koncentrirani kalijev hidroksid KOH kao elektrolit za više radne temperature (250 °C), te manje koncentrirani KOH za niže radne temperature (< 250 °C). Korištene su u svemirskom programu *Apollo* i *Space Shuttle* od šezdesetih godina prošlog stoljeća.

- PEM gorivne ćelije (engl. *Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cells* ili *Proton Exchange Membrane Fuel Cells* – PEMFC) koriste tanku polimersku membranu kao elektrolit, koja ima svojstvo vođenja protona. Radna temperatura im se kreće od 60 do 120 °C.

- Gorivne ćelije s fosfornom kiselinom (engl. *Phosphoric Acid Fuel Cells* – PAFC) koriste koncentriranu fosfornu kiselinu kao elektrolit. Radna temperatura im je tipično između 150 i 220 °C.

- Gorivne ćelije s rastaljenim karbonatom (engl. *Molten Carbonate Fuel Cells* – MCFC) koriste kombinaciju alkalnih karbonata kao elektrolit. Radne temperature se im kreću između 600 i 700 °C.

- Gorivne ćelije s čvrstim oksidom (engl. *Solid Oxide Fuel Cells* – SOFC) koriste čvrsti, nepropusni metalni oksid kao elektrolit. Rade na temperaturama od 800 do 1000 °C.

U ovoj disertaciji obradit će se PEM gorivna ćelija, zbog nekoliko poželjnih svojstava. Radna temperatura im je relativno niska, što olakšava integriranje sustava s gorivnom ćelijom. Imaju manju masu i obujam u odnosu na ostale tipove gorivnih ćelija, što im daje veliku prednost u automobilskim i ostalim transportnim aplikacijama. Zbog načelne jednostavnosti izvedbe, danas u svijetu dominiraju istraživanja upravo PEM gorivnih ćelija.

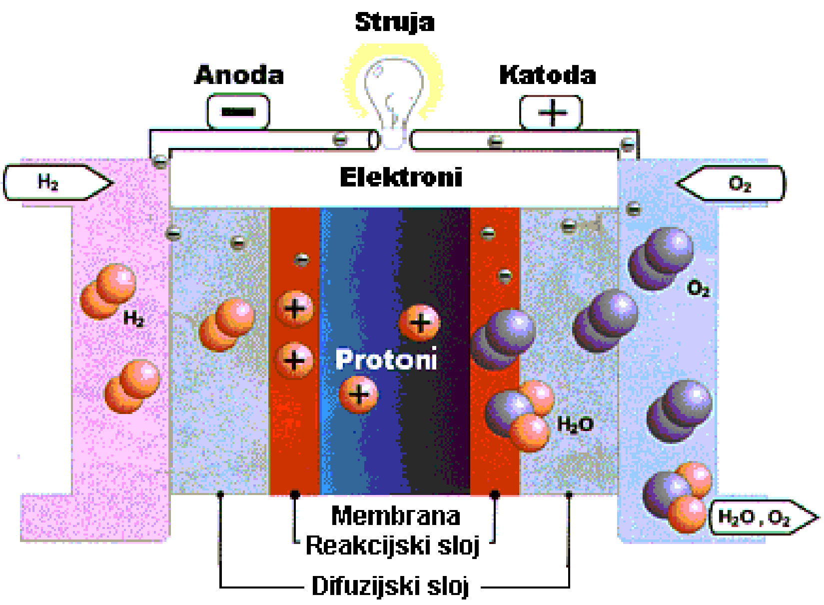
2.1 Princip rada i osnovne elektrokemijske reakcije

Princip rada PEM gorivne ćelije prikazan je slici 2.1. Srce ćelije je polimerska membrana, koja je nepropusna za plinove, ali vodljiva je za protone. Protoni stoga prolaze kroz membranu s anode prema katodi, a elektroni s anode na katodu stižu preko vanjskog strujnog kruga, tvoreći tako električnu struju.

Membrana se ponaša kao elektrolit, koji je stisnut između dvije propusne, električki vodljive elektrode. Elektrode su tipično napravljene od karbonskog platna ili papira od karbonskih vlakana. Moraju biti propusne kako bi plinovi difuzijom mogli doći do membrane. Veza između propusnih elektroda i membrane je reakcijski sloj s katalizatorskim česticama, tipično platine podržane karbonom. Osnovne elektrokemijske reakcije događaju događaju se upravo na površini katalizatora, na reakcijskom sloju između membrane i elektroda:

- Na anodi:
$$H_2 \rightarrow 2H^+ + 2e^-, \tag{2.1}$$
- Na katodi:
$$\frac{1}{2}O_2 + 2H^+ + 2e^- \rightarrow H_2O, \tag{2.2}$$
- Ukupna reakcija:
$$H_2 + \frac{1}{2}O_2 \rightarrow H_2O. \tag{2.3}$$

Budući da svaka ćelija generira oko 1 V, više ćelija spaja se u seriju i tako formira članak (engl. *stack*), čiji izlazni napon može varirati od nekoliko volti do nekoliko stotina volti, ovisno o aplikaciji.



Slika 2.1: Princip rada gorivne ćelije.

2.2 Toplinska energija reakcije

Ukupna elektrokemijska reakcija (2.3) jednaka je reakciji sagorijevanja vodika, što znači da je u procesu oslobođena toplinska energija:

$$\mathrm{H_2} + \frac{1}{2}\mathrm{O_2} \rightarrow \mathrm{H_2O} + \text{toplina}. \tag{2.4}$$

Toplinska energija ili entalpija kemijske reakcije je razlika između energija formacije produkta i reaktanata. Za jednadžbu (2.4) entalpija je jednaka:

$$\Delta H = h_{f,\mathrm{H2O}} - h_{f,\mathrm{H2}} - \frac{1}{2}h_{f,\mathrm{O2}}. \tag{2.5}$$

Toplinska energija formacije tekuće vode iznosi -286 kJ/mol, pri temperaturi 25 °C, a energije formacije elemenata su po definiciji jednake nuli [23]. Stoga je $\Delta H = -286$ kJ/mol. Negativni predznak entalpije kemijske reakcije, po dogovoru, znači da je energija otpuštena u reakciji, odnosno da se radi o egzotermičkoj reakciji.

2.3 Gornja i donja toplinska vrijednost vodika

Entalpija reakcije sagorijevanja vodika još se naziva i gornja toplinska vrijednost vodika (engl. *hydrogen's higher heating value*). To je količina topline koja može nastati potpunim sagorijevanjem jednog mola vodika. Ukoliko se vodik sagorijeva uz višak kisika ili zraka, oslobađa se nešto manje topline, i to točno 241 kJ/mol, pri temperaturi 25 °C. Ova entalpija se naziva donja toplinska vrijednost vodika (engl. *hydrogen's lower heating value*). Razlika između gornje i donje toplinske vrijednosti vodika je toplina isparavanja vode, koja onda iznosi 45 kJ/mol, pri temperaturi 25 °C.

2.4 Teoretski električni rad

S obzirom da u gorivnoj ćeliji nema nikakvog sagorijevanja, značenje toplinske vrijednosti vodika je u ulaznoj energiji gorivne ćelije, tj. u maksimalnom iznosu energije koji se može izvući iz vodika kao goriva. U svakoj kemijskoj reakciji kreira se i entropija ΔS, pa zbog toga dio gornje toplinske vrijednosti vodika, odnosno entalpije, ne može se pretvoriti u koristan rad – električnu energiju. Dio entalpije reakcije koji se može pretvoriti u električnu energiju odgovara Gibbsovoj slobodnoj energiji i dana je slijedećim izrazom:

$$\Delta G = \Delta H - T\Delta S, \tag{2.6}$$

gdje je T apsolutna temperatura.

Slično kao i kod entalpije reakcije (2.5), entropija ΔS jednaka je razlici entropija produkata i reaktanata:

$$\Delta S = s_{f,\mathrm{H2O}} - s_{f,\mathrm{H2}} - \frac{1}{2}s_{f,\mathrm{O2}}. \tag{2.7}$$

Vrijednosti h_f i s_f su tabelirane za atmosferski tlak $p_a = 101325$ Pa i temperaturu $T_{ref} = 25$ °C [23]. Pod tim uvjetima, od 286,02 kJ/mol raspoložive energije vodika, 237,34 kJ/mol može se pretvoriti u električnu energiju, a ostatak od 48,68 kJ/mol se pretvara u toplinu.

2.5 Teoretski potencijal gorivne ćelije

Općenito je električni rad jednak umnošku naboja i potencijala.

$$W_{el} = q \cdot E, \tag{2.8}$$

gdje su rad i naboj izraženi po molu tvari:

- W_{el} – električni rad, [J/mol],
- q – naboj, [C/mol],
- E – električni potencijal, [V].

Ukupni preneseni naboj u reakciji gorivne ćelije po molu utrošenog vodika jednak je:

$$q = n_e \cdot N_{Avg} \cdot q_{el}, \tag{2.9}$$

gdje su:

- $n_e = 2$ – broj elektrona po molekuli vodika,
- $N_{Avg} = 6,022 \cdot 10^{23}$ mol^{-1} – broj molekula po molu ili Avogadrov broj,
- $q_e = 1,602 \cdot 10^{-19}$ C – naboj jednog elektrona.

Umnožak Avogadrovog broja i naboja jednog elektrona poznat je kao Faraday-eva konstanta $F = 9,6485309 \cdot 10^4$ C/mol. Stoga se električni rad može zapisati kao:

$$W_{el} = n_e F E. \tag{2.10}$$

Kao što je već spomenuto, maksimalna količina energije koja se može pretvoriti u električnu energiju pretvorbom u gorivnoj ćeliji, odgovara Gibbsovoj slobodnoj energiji ΔG:

$$W_{el} = -\Delta G = 237,34 \text{ kJ/mol}. \tag{2.11}$$

Stoga teoretski potencijal gorivne ćelije, pri temperaturi 25 °C i atmosferskom tlaku (101325 Pa), iznosi:

$$E = \frac{-\Delta G}{n_e F} = \frac{237,34}{2 \cdot 96,485} = 1,23 \text{ V}. \tag{2.12}$$

2.6 Utjecaj temperature i tlaka

Budući da slobodna Gibbsova energija ovisi o temperaturi prema izrazu (2.6), može se iz izraza (2.12) pisati:

$$E = -\left(\frac{\Delta H}{n_e F} - \frac{T\Delta S}{n_e F}\right). \tag{2.13}$$

Iz izraza (2.13) očito je da teoretski potencijal gorivne ćelije pada s temperaturom. Međutim, promjene entalpije ΔH i entropije ΔS su jako male za temperature ćelije manje od 100 °C, pa se u PEM gorivnim ćelijama te promjene mogu zanemariti. Nadalje, u praksi je ovisnost napona o temperaturi takva da napon ćelije raste s porastom temperature, zbog povoljnog utjecaja porasta temperature na gubitke koji se neminovno javljaju tokom rada gorivne ćelije.

Utjecaj tlaka može se odrediti uz pretpostavku izotermalnog procesa. Može se pokazati da promjena Gibbsove slobodne energije iznosi [23]:

$$\mathrm{d}\,G = V_m\,\mathrm{d}\,p, \tag{2.14}$$

gdje su:

- V_m – molarni volumen, [m^3/mol],
- p – tlak, [Pa].

Za idealni plin vrijedi plinska jednadžba:

$$pV_m = RT, \tag{2.15}$$

gdje je: $R = 8,314$ J/(mol·K) – plinska konstanta.

Iz izraza (2.14) i (2.15) slijedi:

$$\mathrm{d}\,G = RT\frac{\mathrm{d}\,p}{p}, \tag{2.16}$$

odnosno nakon integriranja:

$$G = G_0 + RT\ln\left(\frac{p}{p_0}\right), \tag{2.17}$$

gdje je G_0 Gibbsova slobodna energija pri standardnoj temperaturi i tlaku (25 °C i 101325 Pa), a $p_0 = 101325$ Pa je referentni ili standardni tlak.

Za svaku kemijsku reakciju vrijedi:

$$\alpha A + \beta B \rightarrow \gamma C + \delta D. \tag{2.18}$$

Promjena Gibbsove slobodne energije je promjena između energija produkata i reaktanata:

$$\Delta G = \gamma G_C + \delta G_D - \alpha G_A - \beta G_B. \tag{2.19}$$

Uvrštavanjem u izraz (2.17) dobije se:

$$\Delta G = \Delta G_0 + RT\ln\left(\frac{\left(\frac{p_C}{p_0}\right)^{\gamma}\left(\frac{p_D}{p_0}\right)^{\delta}}{\left(\frac{p_A}{p_0}\right)^{\alpha}\left(\frac{p_B}{p_0}\right)^{\beta}}\right). \tag{2.20}$$

Jednadžba (2.20) poznata je kao Nernstova jednadžba, u kojoj su sa p označeni parcijalni tlakovi reaktanata ili produkata.

Za reakciju u gorivnoj ćeliji Nernstova jednadžba postaje:

$$\Delta G = \Delta G_0 + RT\ln\left(\frac{p_{\mathrm{H_2O}}}{p_{\mathrm{H_2}}\cdot p_{\mathrm{O_2}}^{0,5}}\right). \tag{2.21}$$

Korištenjem izraza (2.12) i (2.13) dobiva se potencijal ćelije kao funkcija temperature i tlaka:

$$E = -\left(\frac{\Delta H}{n_e F} - \frac{T\Delta S}{n_e F}\right) + \frac{RT}{n_e F}\ln\left(\frac{p_{\mathrm{H_2}}\cdot p_{\mathrm{O_2}}^{0,5}}{p_{\mathrm{H_2O}}}\right). \tag{2.22}$$

Prethodne jednadžbe vrijede samo za plinovite reaktante i produkte. Ako je u ćeliji proizvedena tekuća voda, onda je $p_{\mathrm{H_2O}} = 1$. Iz jednadžbe (2.22) vidljivo je da potencijal gorivne ćelije raste s porastom tlakova reaktanata. Ako se umjesto čistog kisika koristi zrak, onda je parcijalni tlak kisika proporcionalan njegovoj koncentraciji u zraku, pa je potencijal ćelije niži.

Zanemarenjem promjena entalpije ΔH i entropije ΔS, dobiva se izraz:

$$E = 1,482 - 8,45 \cdot 10^{-4} \cdot T + 4,31 \cdot 10^{-5} \cdot T \cdot \ln\left(p_{\mathrm{H_2}} \cdot p_{\mathrm{O_2}}^{0,5}\right). \tag{2.23}$$

2.7 Teoretska korisnost gorivne ćelije

Korisnost bilo kojeg pretvarača energije definira se kao omjer između korisne izlazne energije i ukupne ulazne energije.

U slučaju gorivne ćelije, korisna izlazna energija je proizvedena električna energija, a ulazna energija je entalpija vodika ili gornja toplinska vrijednost vodika. Pod pretpostavkom da se sva Gibbsova energija može pretvoriti u električnu energiju, maksimalna moguća (teoretska) korisnost gorivne ćelije je:

$$\eta = \frac{-\Delta G}{-\Delta H} = \frac{-237,34}{-286,02} = 83\%. \tag{2.24}$$

Ako se razlomak u izrazu (2.24) proširi članom nF na sljedeći način:

$$\eta = \frac{-\Delta G}{-\Delta H} = \frac{\frac{-\Delta G}{n_e F}}{\frac{-\Delta H}{n_e F}} = \frac{1,23}{1,482} = 83\%, \tag{2.25}$$

dobije se da je korisnost omjer teoretskog potencijala ćelije (1,23 V) i potencijala koji odgovara gornjoj toplinskoj vrijednosti vodika ili tzv. termoneutralnog potencijala (1,482 V). Ovo je vrlo važan rezultat, jer se pokazuje da je korisnost gorivne ćelije uvijek direktno proporcionalna naponu ćelije, i to s faktorom 1/1,482.

2.8 Naponski gubici

Ako gorivnoj ćeliji osiguramo reaktante, ali s otvorenim električnim krugom, nema generiranja struje u ćeliji i za očekivati je da napon otvorenog kruga bude blizu teoretskog potencijala gorivne ćelije 1,23 V. Međutim, u praksi je ovaj napon značajno niži od teoretskog, obično manji od 1 V. Ako se strujni krug zatvori s nekim otpornim teretom, generirat će se struja, a napon gorivne ćelije dodatno će pasti. Sve to upućuje na gubitke u gorivnoj ćeliji koji se moraju uzeti u obzir.

Precizna analiza gubitaka zahtjeva vrlo kompleksne modele i promatranje same geometrije gorivne ćelije [52, 63, 67, 86, 87]. Sa stajališta projektiranja gorivne ćelije to je iznimno važno, ali sa stajališta integracije sustava s gorivnom ćelijom važniji su makroefekti, te su u nastavku opisani jednostavniji modeli gubitaka za koje se pokazalo da jako dobro opisuju vladanje napona gorivne ćelije u svim režimima rada [16, 17, 40, 56, 70, 76, 80, 81, 101, 102].

Napon jedne ćelije može se, prema [36], izraziti kao:

$$U_{FC} = E - U_{act} - U_{ohm} - U_{con}. \tag{2.26}$$

2.8.1 Aktivacijska polarizacija

Da bi se bilo koja elektrokemijska reakcija mogla pokrenuti, potrebno je određeno naponsko odstupanje od ravnotežnog potencijala. Ova naponska razlika naziva se aktivacijska polarizacija ili aktivacijski pad napona. Elektrokemijske reakcije događaju se na anodi i katodi. Kako je pokazano u [70], ukupni aktivacijski pad napona (uključujući anodu i katodu) određen je izrazom:

$$U_{act} = -[\xi_1 + \xi_2 \cdot T + \xi_3 \cdot T \cdot \ln\left(C_{O_2}\right) + \xi_4 \cdot T \cdot \ln\left(I_{FC}\right)], \tag{2.27}$$

gdje su:

- I_{FC} – struja gorivne ćelije, [A],
- ξ_{1-4} – parametri određene ćelije, čije su vrijednosti definirane prema teoretskim jednadžbama s kinetičkim, termodinamičkim i elektrokemijskim podlogama [70].
- C_{O_2} – koncentracija kisika na katalitičkom sloju katode, [mol/cm^3], određena izrazom:
$$C_{O_2} = \frac{p_{O_2}}{5,08 \cdot 10^6 \cdot \exp\left(-498/T\right)}. \tag{2.28}$$

Parametar ξ_2 određen je izrazom [36]:

$$\xi_2 = 0,00286 + 0,0002 \ln\left(A\right) + 4,3 \cdot 10^{-5} \cdot \ln\left(C_{H_2}\right), \tag{2.29}$$

gdje je C_{H_2} određen izrazom:

$$C_{H_2} = \frac{p_{H_2}}{5,08 \cdot 10^6 \cdot \exp\left(-498/T\right)}. \tag{2.30}$$

2.8.2 Omski (otporni) gubici napona

Otporni ili omski gubici nastaju zbog otpora kojeg membrana pruža protonima pri njihovom prolasku kroz nju, te zbog otpora protoku elektrona kroz električki vodljive dijelove gorivne ćelije. Omski pad napona može se izračunati prema Ohmovom zakonu:

$$U_{ohm} = I_{FC} \cdot (R_M + R_C) = I_{FC} \cdot R_{ohm}, \tag{2.31}$$

gdje je R_C otpor koji protoku elektrona pružaju propusne elektrode, obično konstantne vrijednosti, a R_M je ekvivalentni otpor membrane, određen izrazom [36]:

$$R_M = \frac{\rho_M \cdot l}{A}, \tag{2.32}$$

gdje su:

- ρ_M – specifični otpor membrane, [$\Omega \cdot$ cm],
- A – aktivna površina ćelije, [cm^2],
- l – debljina membrane (cm).

Membrane tipa Nafion, koje su razmatrane u ovoj disertaciji, su registrirani zaštitni znak tvrtke Dupont, i jako su rašireni kod PEM gorivnih ćelija. Specifični otpor za njih glasi [70]:

$$\rho_M = \frac{181,6 \cdot \left[1 + 0,03 \cdot \frac{I_{FC}}{A} + 0,062 \cdot \left(\frac{T}{303}\right)^2 \left(\frac{I_{FC}}{A}\right)^{2,5}\right]}{\left[\lambda_m - 0,634 - 3 \cdot \frac{I_{FC}}{A}\right] \cdot \exp\left[4,18 \cdot \left(\frac{T-303}{T}\right)\right]}, \tag{2.33}$$

gdje je λ_m parametar koji određuje prosječnu količinu vode u membrani, te mu vrijednost iznosi 14 u uvjetima 100%-tne vlažnosti membrane. Razvojem membrana došlo je do poboljšanja svojstava, pa se shodno tome u literaturi prijavljuju vrijednosti parametra λ_m do maksimalno 23, što također određuje 100%-tnu vlažnost membrane, ali za drugi tip membrane.

2.8.3 Koncentracijska polarizacija

Koncentracijska polarizacija ili pad napona zbog transporta mase nastaje kad se reaktant jako brzo troši u elektrokemijskoj reakciji, pa je na mjesto reakcije potrebno dovesti čim brže još više reaktanta. S obzirom na ograničenu propusnost elektroda, javlja se gradijent koncentracije reaktanta. Ovo se javlja pri većim strujama, jer je poznato da je utrošena količina vodika ([mol/s]) direktno proporcionalna struji gorivne ćelije:

$$\dot{n}_{H_2} = \frac{I_{FC}}{2F}. \tag{2.34}$$

Zbog toga se definira maksimalna gustoća struje J_{max} [A/cm^2], koja odgovara maksimalnoj brzini dostave reaktanta na reakcijski (katalitički) sloj. Gorivna ćelija se projektira tako da ima čim veću vrijednost maksimalne gustoće struje J_{max}. Tipične vrijednosti kreću se od 0,5 do 2 A/cm^2, a pažljivo projektirane gorivne ćelije mogu dati i 3 A/cm^2.

Tako se pad napona zbog koncentracije mase može povezati s gustoćom struje na sljedeći način [36]:

$$U_{con} = -B \cdot \ln\left(1 - \frac{J}{J_{max}}\right) = -B \cdot \ln\left(1 - \frac{I_{FC}}{J_{max} \cdot A}\right), \tag{2.35}$$

gdje su:

- B – parametar određene gorivne ćelije ovisan o geometriji, [V],
- J – trenutna gustoća struje gorivne ćelije, [A/cm^2].

2.9 Dinamika gorivne ćelije

Naboj na spoju između elektrode i elektrolita, ili u blizini spoja, djeluje u gorivnoj ćeliji kao spremnik naboja, odnosno električne energije. Na taj način se zapravo gorivna ćelija ponaša kao električni kondenzator. U engleskoj terminologiji ovaj efekt je poznat pod nazivom "*charge double layer effect*". Pri promjeni napona ćelije potrebno je neko vrijeme da se promjena naboja ustabili na vrijednosti koja odgovara novoj vrijednosti generirane struje. Takvo kašnjenje utječe na aktivacijsku i koncentracijsku polarizaciju, jer je omski pad napona vezan za struju, odnosno promjenu napona linearno preko Ohmovog zakona. Zbog te linearne veze, skokovita promjena struje uzrokuje i skokovitu promjenu napona.

Zbog svega navedenog, dinamika gorivne ćelije može se opisati kašnjenjem prvog reda u aktivacijskoj i koncentracijskoj polarizaciji. Pridružena vremenska konstanta jednaka je umnošku:

$$\tau = C \cdot R_a, \tag{2.36}$$

gdje C predstavlja ekvivalentni kapacitet ćelije u [F], a R_a predstavlja ekvivalentni otpor u [Ω]. Vrijednost kapaciteta se uzima konstantom od nekoliko farada, dok se iznos otpora može uzeti kao omjer aktivacijskog i koncentracijskog pada napona i struje ćelije:

$$R_a = \frac{U_{act} + U_{con}}{I_{FC}}. \tag{2.37}$$

Na slici 2.2 prikazana je nadomjesna električna shema dinamičkog modela gorivne ćelije. Iz slike se može pisati:

$$U_{cell} = E - U_C - U_{ohm}, \tag{2.38}$$

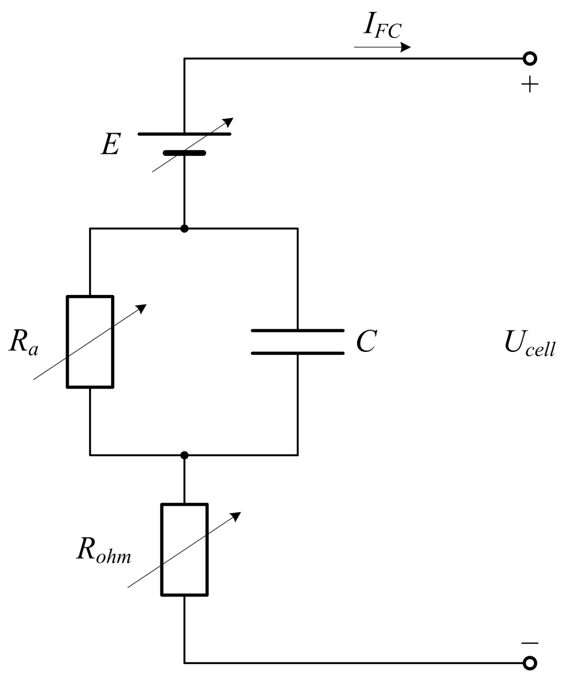
gdje je U_C napon na kondenzatoru C (slika 2.2), određen diferencijalnom jednadžbom:

$$\frac{\mathrm{d}\, U_C}{\mathrm{d}\, t} = \frac{I_{FC}}{C}\left(1 - \frac{U_C}{U_{act} + U_{con}}\right). \tag{2.39}$$

Napon cijelog članka određen je izrazom:

$$U_{FC} = N_c \cdot U_{cell}, \tag{2.40}$$

gdje je N_c ukupan broj ćelija u gorivnom članku.



Slika 2.2: Nadomjesna električna shema dinamičkog modela gorivne ćelije.

2.10 Linearizacija naponskog modela

Linearni model gorivne ćelije, pogodan za sintezu linearnih sustava upravljanja, izveden je i/ili opisan u [18, 28, 60]. Zbog kompletnosti linearni model će se još jednom izvesti u nastavku.

Iz dosad izvedenih jednadžbi vidljivo je da je napon gorivne ćelije funkcija nekoliko varijabli:

$$U_{FC} = f\left(I_{FC}, T, p_{H_2}, p_{O_2}\right). \tag{2.41}$$

Budući da su u modelima naponskih gubitaka promjene tlakova reaktanata uzete u obzir putem semiempirijskih relacija, tlakovi reaktanata zapravo postaju konstante nelinearnog modela, pa tako i linearnog. Nadalje, ovisnost napona o temperaturi je znatna, ali s dinamičkog stajališta nebitna, jer se temperatura gorivnog članka mora regulirati [26, 103], te se stoga može smatrati konstantnom. Stoga je u linearnom modelu potrebno pronaći ovisnost napona ćelije o struji:

$$U_{FC} = f\left(I_{FC}\right). \tag{2.42}$$

Nernstov napon ne ovisi o struji ćelije te se može pisati:

$$E = g_1 = 1,482 - 8,45 \cdot 10^{-4} \cdot T + 4,31 \cdot 10^{-5} \cdot T \cdot \ln\left(p_{\mathrm{H}_2} \cdot p_{\mathrm{O}_2}^{0,5}\right). \tag{2.43}$$

Aktivacijski pad napona (2.27) ovisi o struji ćelije, pa se izraz (2.27) može zapisati kao:

$$U_{act} = g_2 + g_3 \ln\left(I_{FC}\right), \tag{2.44}$$

gdje su:

$$\begin{aligned} g_2 &= -\left(\xi_1 + \xi_2 T + \xi_3 T \ln\left(C_{O_2}\right)\right), \\ g_3 &= -\xi_4 T, \end{aligned} \tag{2.45}$$

gdje je parametar ξ_2 određen izrazima (2.29) i (2.30), a koncentracija C_{O_2} izrazom (2.28).

Koncentracijska polarizacija također ovisi o struji prema izrazu (2.35), te se može pisati:

$$U_{con} = g_4 \ln\left(1 + g_5 I_{FC}\right), \tag{2.46}$$

gdje su:

$$\begin{aligned} g_4 &= -B, \\ g_5 &= -\frac{1}{J_{max} \cdot A}. \end{aligned} \tag{2.47}$$

Iz izraza (2.31), (2.32) i (2.33), za omski pad napona može se pisati:

$$U_{ohm} = I_{FC}\left(g_6 + \frac{g_7 + g_8 I_{FC} + g_9 I_{FC}^{2.5}}{g_{10} + g_{11} I_{FC}}\right), \tag{2.48}$$

gdje su:

$$
\begin{aligned}
g_6 &= R_C, \\
g_7 &= 181,6 \cdot \frac{l}{A}, \\
g_8 &= 5,448 \cdot \frac{l}{A^2}, \\
g_9 &= 1,2264 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{lT^2}{A^{3,5}}, \\
g_{10} &= (\lambda_m - 0,634) \cdot \exp\left[4,18 \cdot \left(\frac{T-303}{T}\right)\right], \\
g_{11} &= -\frac{3}{A} \cdot \exp\left[4,18 \cdot \left(\frac{T-303}{T}\right)\right].
\end{aligned}
\tag{2.49}
$$

Uvrštavanjem izraza (2.44) i (2.46) u izraz (2.39), dobije se:

$$
\frac{\mathrm{d}\,U_C}{\mathrm{d}\,t} = \frac{I_{FC}}{C}\left(1 - \frac{U_C}{g_2 + g_3 \ln(I_{FC}) + g_4 \ln(1 + g_5 I_{FC})}\right). \tag{2.50}
$$

Promjena napona U_C (2.50) funkcija je dvije varijable, I_{FC} i U_C, pa je potpuni diferencijal promjene napona jednak:

$$
\mathrm{d}\,\frac{\mathrm{d}\,U_C}{\mathrm{d}\,t} = g_{12} \cdot \mathrm{d}\,I_{FC} + g_{13} \cdot \mathrm{d}\,U_C, \tag{2.51}
$$

gdje su:

$$
\begin{aligned}
g_{12} &= \frac{\partial \frac{dU_C}{dt}}{\partial I_{FC}} = \frac{I_{FC}}{C} \cdot \frac{\frac{g_3}{I_{FC}} + \frac{g_4 g_5}{1 + g_5 I_{FC}}}{g_2 + g_3 \ln(I_{FC}) + g_4 \ln(1 + g_5 I_{FC})}, \\
g_{13} &= \frac{\partial \frac{dU_C}{dt}}{\partial U_C} = -\frac{1}{C} \cdot \frac{I_{FC}}{g_2 + g_3 \ln(I_{FC}) + g_4 \ln(1 + g_5 I_{FC})}.
\end{aligned}
\tag{2.52}
$$

Uvrštavanjem izraza (2.43) i (2.48) u izraz (2.38), odnosno (2.40), dobije se:

$$
U_{FC} = N_c\left(g_1 - U_C - I_{FC}\left(g_6 + \frac{g_7 + g_8 I_{FC} + g_9 I_{FC}^{2,5}}{g_{10} + g_{11} I_{FC}}\right)\right). \tag{2.53}
$$

Napon gorivne ćelije U_{FC} (2.53) funkcija je dvije varijable, I_{FC} i U_C, pa je potpuni diferencijal promjene napona jednak:

$$
\mathrm{d}\,U_{FC} = g_{14} \cdot \mathrm{d}\,I_{FC} + g_{15} \cdot \mathrm{d}\,U_C, \tag{2.54}
$$

gdje su:

$$
\begin{aligned}
g_{14} &= \frac{\partial U_{FC}}{\partial I_{FC}} = -N_c\left(g_6 + \frac{g_7 + g_8 I_{FC} + g_9 I_{FC}^{2,5}}{g_{10} + g_{11} I_{FC}}\right) - \\
&\quad - N_c I_{FC} \cdot \frac{\left(g_8 I_{FC} + 2,5 g_9 I_{FC}^{1,5}\right)\left(g_{10} + g_{11} I_{FC}\right) - g_{11}\left(g_7 + g_8 I_{FC} + g_9 I_{FC}^{2,5}\right)}{\left(g_{10} + g_{11} I_{FC}\right)^2}, \\
g_{15} &= \frac{\partial U_{FC}}{\partial U_C} = -N_c.
\end{aligned}
\tag{2.55}
$$

Zamjenom diferencijala d malim promjenama Δ oko radne točke, te primjenom Laplaceove transformacije na izraze (2.51) i (2.54) i sređivanjem, dobiva se prijenosna funkcija gorivnog članka:

$$G_{FC}(s) = \frac{\Delta u_{FC}(s)}{\Delta i_{FC}(s)} = K_{FC} \cdot \frac{1 + T_{FC,b}s}{1 + T_{FC,1}s}, \tag{2.56}$$

gdje su:

$$\begin{aligned} K_{FC} &= \frac{g_{13}g_{14} - g_{12}g_{15}}{g_{13}}, \\ T_{FC,b} &= -\frac{g_{14}}{g_{13}g_{14} - g_{12}g_{15}}, \\ T_{FC,1} &= -\frac{1}{g_{13}}. \end{aligned} \tag{2.57}$$

2.11 Simulacijski rezultati

Blokovska shema nelinearnog modela gorivnog članka za MATLAB–SIMULINK prikazana je na slici 2.3, a pripadni podsustavi na slikama 2.4, 2.5, 2.6 i 2.7.

U tablici 2.1 dani su parametri gorivnog članka BCS 64-32, američke tvrtke BCS Fuel Cells, Inc., prijavljeni u literaturi [36].

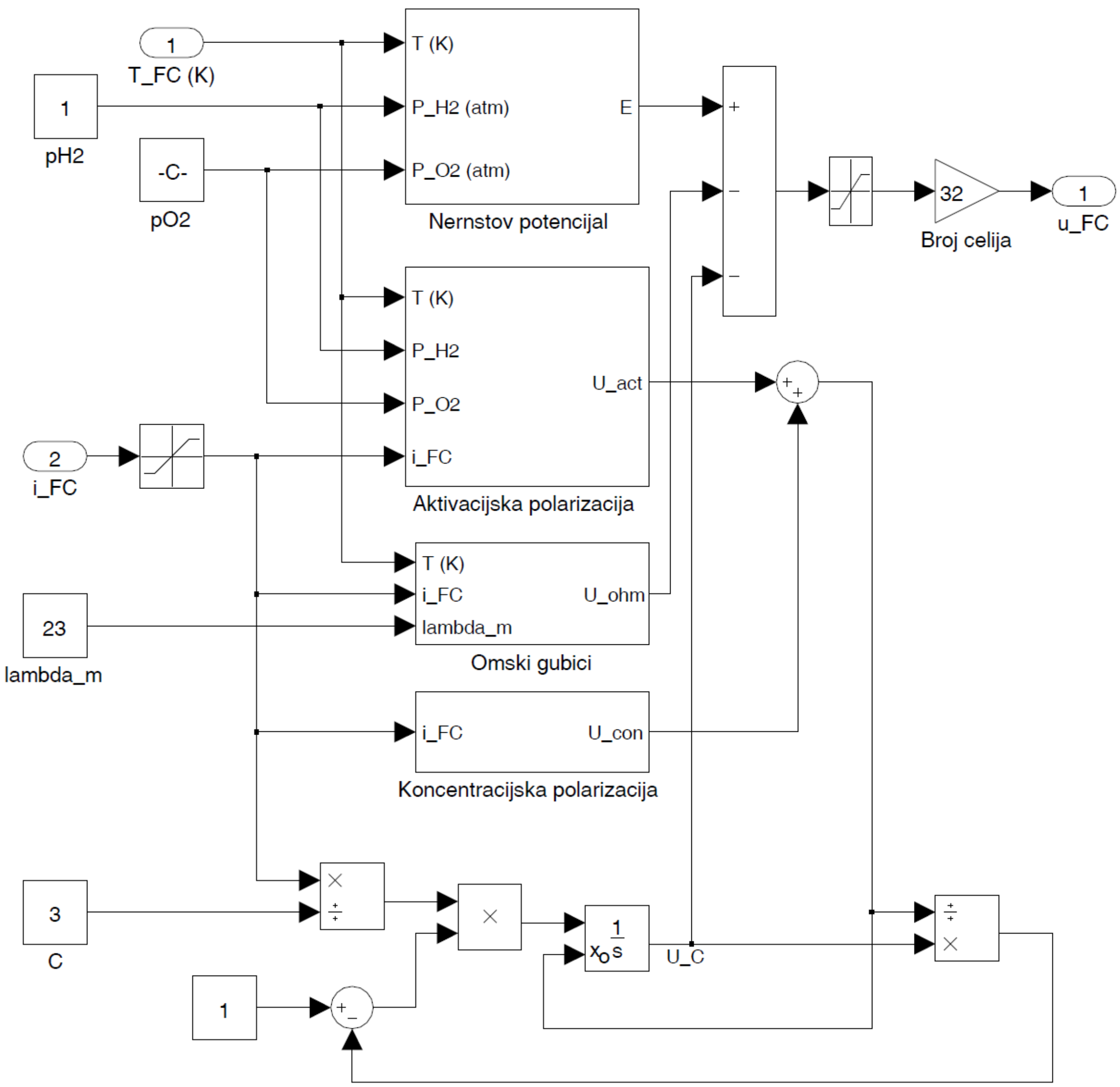
Statička karakteristika gorivnog članka BCS 64-32, za parametre prema tablici 2.1 i radnu temperaturu $T = 65$ °C, prikazana je na slici 2.8. Na slici 2.8 su također naznačeni tvornički deklarirani podaci dobiveni izravno od proizvođača [2], a posebno prikazani na slici 2.9. Vidljivo je dobro poklapanje podataka svugdje osim na početku i na kraju statičke karakteristike, odnosno pri malim i velikim strujama.

Ovisnost statičke karakteristike članka o radnoj temperaturi prikazana je na slici 2.10, iz koje se vidi da porastom temperature raste napon gorivnog članka pri istoj struji.

Za opisani nelinearni i linearizirani model gorivnog članka, te parametre nelinearnog modela prema tablici 2.1 i radnu temperaturu $T = 65$ °C, simulirani su odzivi prijelazne pojave napona pri skokovitoj promjeni struje. Pri tome su parametri lineariziranog modela prikazani u tablici 2.2, a simulacijski odzivi za dva krajnja slučaja prikazani su na slikama 2.11 i 2.12. Iz odziva je vidljivo da je pogreška linearizacije zanemariva u radnoj točki određenoj strujom gorivnog članka $I_{FC} = 2$ A (slika 2.11), dok maksimalna pogreška u radnoj točki određenoj strujom $I_{FC} = 25$ A iznosi oko 5% (slika 2.12), što je prihvatljiv iznos.

Iz tablice 2.2 vidljivo je da se povećanjem struje gorivnog članka njegova dinamika ubrzava, tj. vremenska konstanta nazivnika prijenosne funkcije (2.56) $T_{FC,1}$ se smanjuje. Na slikama 2.11 i 2.12 je to uočljivo ako se pažljivo pogledaju krajnje vrijednosti vremenske osi. Vremenska konstanta brojnika $T_{FC,b}$ ne mijenja se u tolikoj mjeri kao i vremenska konstanta nazivnika $T_{FC,1}$, pa je njen utjecaj vidljiv tek pri višim strujama, kad je sumjerljiva s $T_{FC,1}$ (slika 2.12). Pojačanje K_{FC} se također znatnije mijenja.

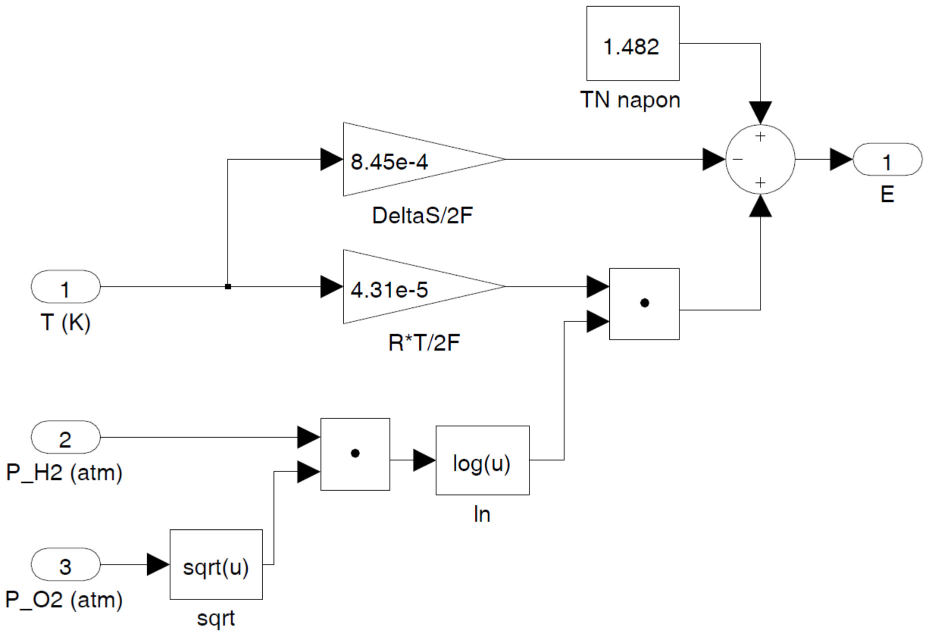
Iz parametara lineariziranog modela može se zaključiti da je gorivni članak izrazito nelinearan sustav, čija se dinamika može promijeniti za red veličine pri promjeni radne točke određene strujom članka.



Slika 2.3: Blokovska shema nelinearnog modela gorivnog članka.

Tablica 2.1: Parametri nelinearnog modela gorivnog članka BCS 64-32 prijavljeni u [36].

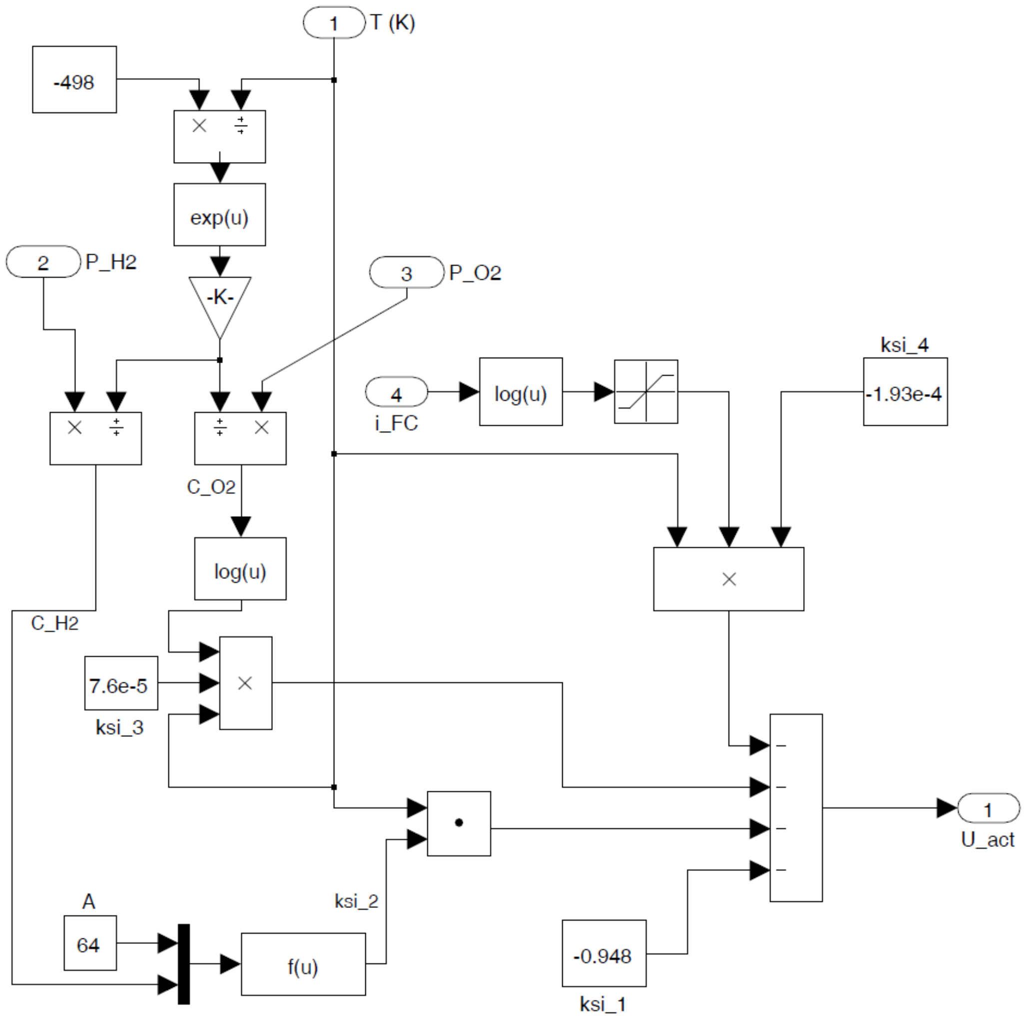
Parametar	Vrijednost	Parametar	Vrijednost
p_{H_2}	101325 Pa	p_{O_2}	21228 Pa
l	0,0178 cm	A	64 cm^2
B	0,016 V	R_C	0,0003 Ω
ξ_1	$-0,948$	ξ_3	$7,6 \cdot 10^{-5}$
ξ_4	$-1,93 \cdot 10^{-4}$	J_{max}	0,469 A/cm^2
N_c	32	C	3 F



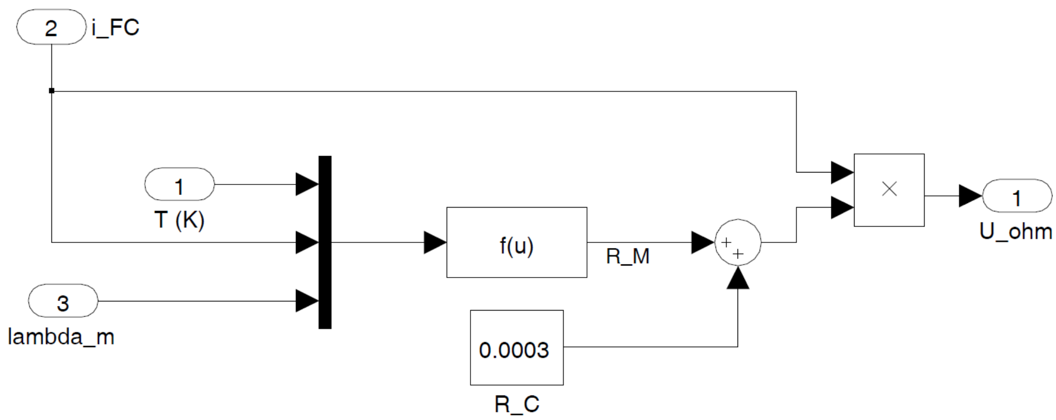
Slika 2.4: Blokovska shema podsustava `Nernstov potencijal` sa slike 2.3.

Tablica 2.2: Parametri lineariziranog modela gorivnog članka BCS 64-32 za parametre prema tablici 2.1 i radnu temperaturu $T = 65$ °C.

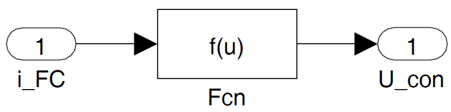
I_{FC} [A]	2	6	10	14	18	22	25
K_{FC}	-1,119	-0,428	-0,295	-0,246	-0,227	-0,232	-0,264
$T_{FC,1}$	0,522	0,211	0,138	0,104	0,084	0,071	0,065
$T_{FC,b}$	0,027	0,029	0,028	0,027	0,025	0,023	0,019



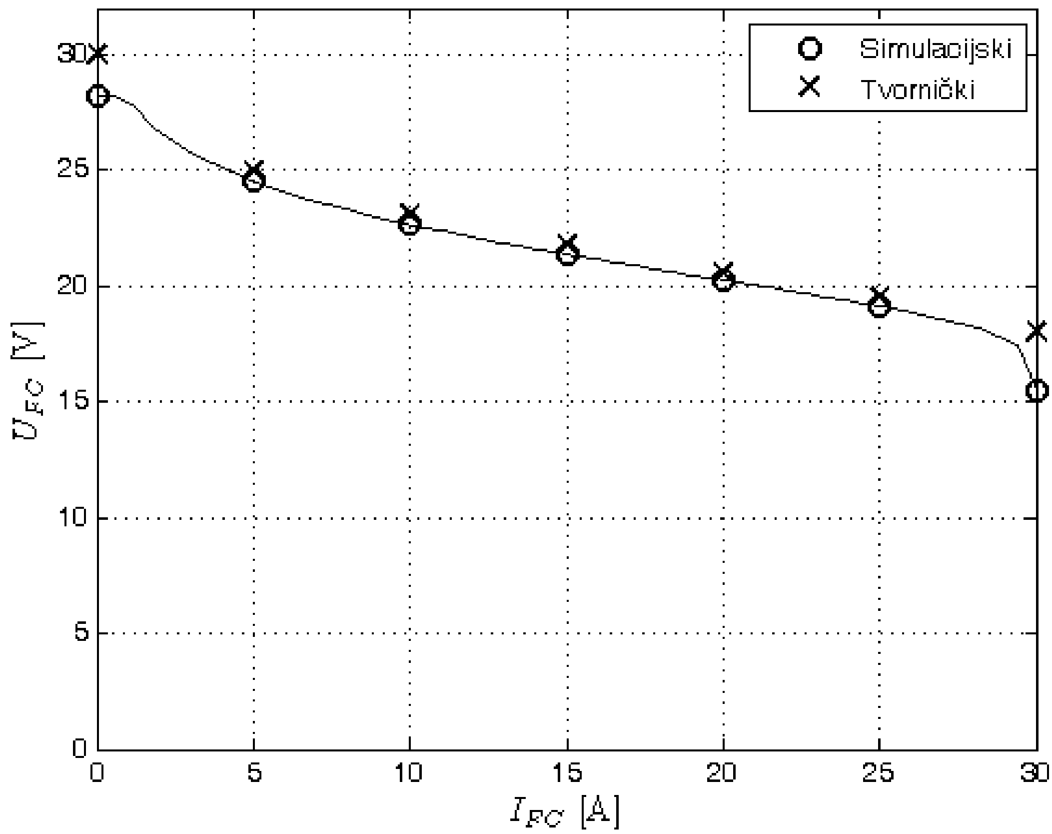
Slika 2.5: Blokovska shema podsustava `Aktivacijska polarizacija` sa slike 2.3.



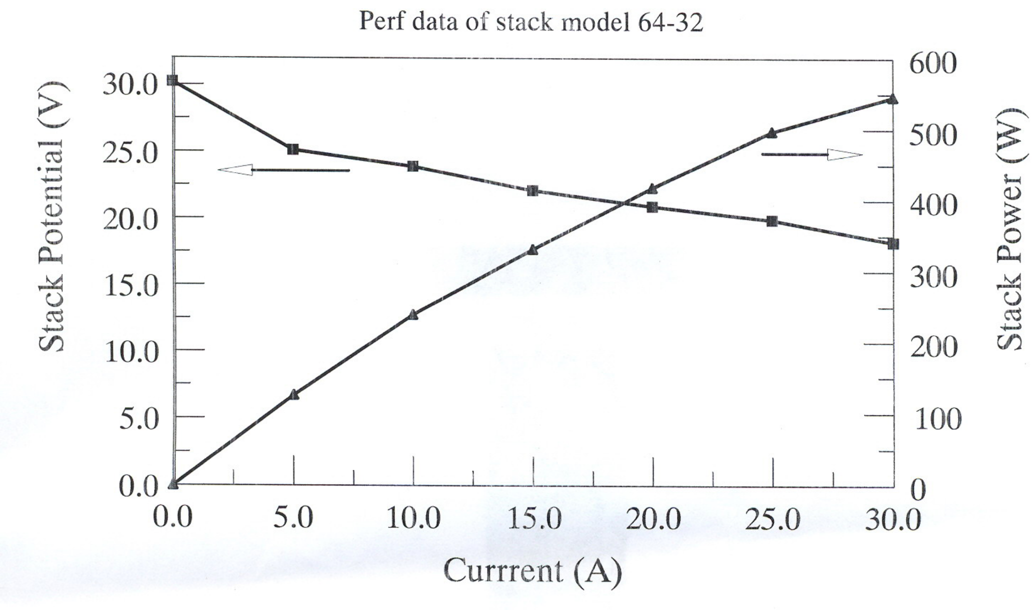
Slika 2.6: Blokovska shema podsustava `Omski gubici` sa slike 2.3.



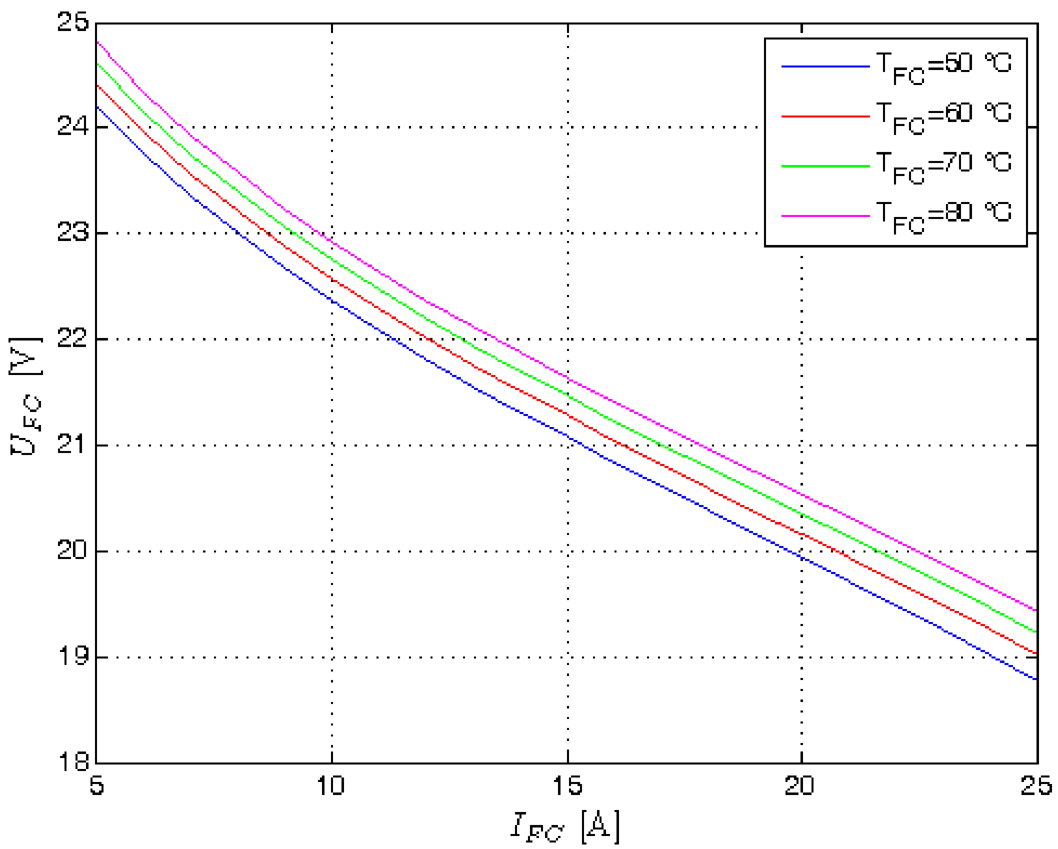
Slika 2.7: Blokovska shema podsustava `Koncentracijska polarizacija` sa slike 2.3, u kojoj je implementiran izraz (2.35).



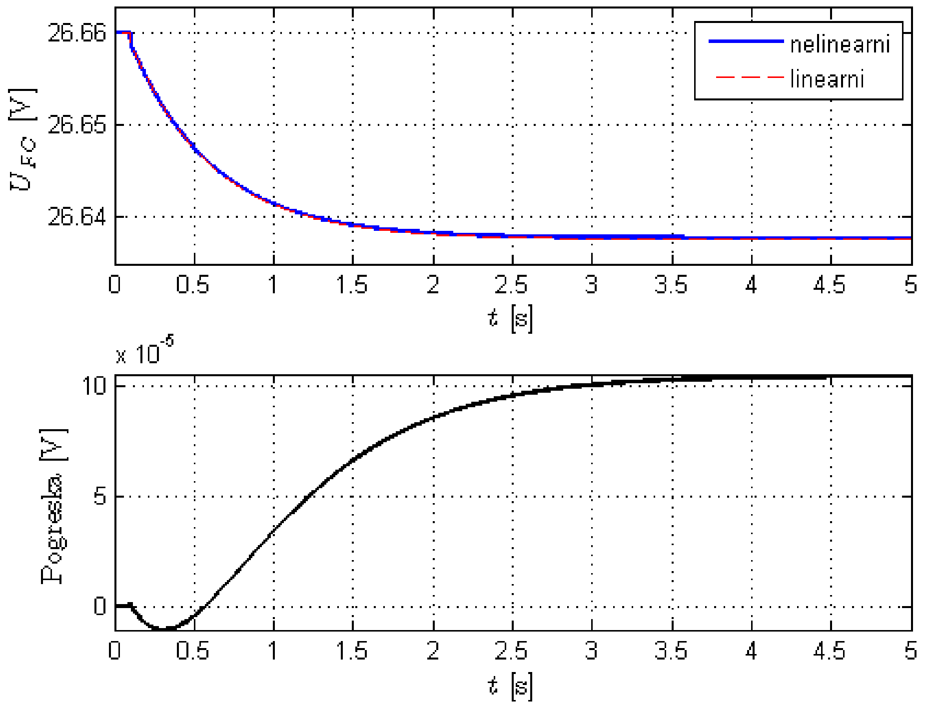
Slika 2.8: Statička karakteristika gorivnog članka BCS 64-32, za parametre prema tablici 2.1 i radnu temperaturu $T = 65$ °C, uz dodane tvorničke podatke [2].



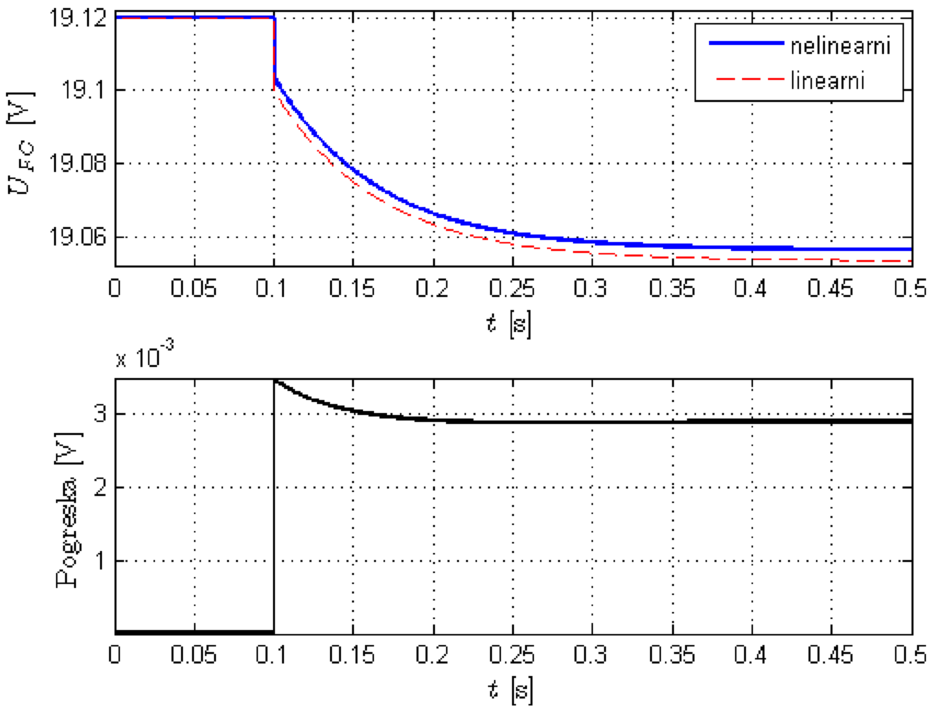
Slika 2.9: Statička strujno-naponska karakteristika i statička krivulja snage gorivnog članka BCS 64-32, dobivena izravno od proizvođača BCS Fuel Cells, Inc. [2].



Slika 2.10: Ovisnost statičke karakteristike gorivnog članka BCS 64-32 o radnoj temperaturi T_{FC}, za parametre prema tablici 2.1.



Slika 2.11: Simulacijski dobivene prijelazne pojave napona gorivnog članka pri promjeni struje $i_{FC} = 2+0,02\,\mathrm{S}(t)$, uz parametre prema tablici 2.1 i radnu temperaturu $T = 65\,°\mathrm{C}$.



Slika 2.12: Simulacijski dobivene prijelazne pojave napona gorivnog članka pri promjeni struje $i_{FC} = 25+0,25\,\mathrm{S}(t)$, uz parametre prema tablici 2.1 i radnu temperaturu $T = 65\,°\mathrm{C}$.

2.12 Vodikov gorivni članak u Laboratoriju za obnovljive izvore energije

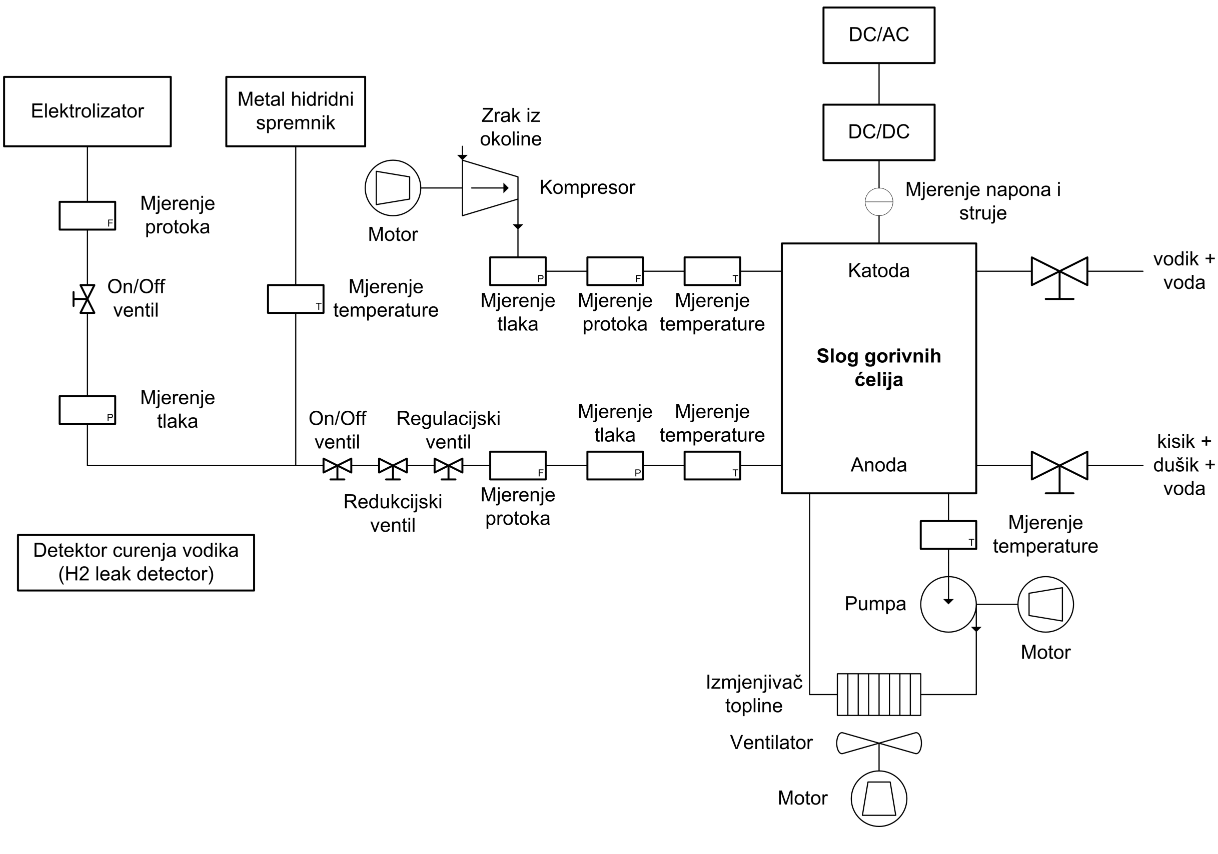
Funkcionalna shema sustava zasnovanog na vodikovom gorivnom članku prikazana je na slici 2.13.

Cijeli sustav projektiran je tako da omogućuje proizvodnju vodika iz raspoložive električne energije pomoću elektrolizatora (Hogen GC 600, tvrtka H2 Industries) te pohranu vodika u metal-hidridne spremnike kapaciteta 900 norma litara. Metal-hidridni spremnici, u usporedbi s klasičnim spremnicima, omogućuju spremanje iste količine vodika u znatno manjem volumenu i pri znatno manjim tlakovima. Vodik je iz spremnika moguće dovesti odvojnim i regulacijskim ventilima na slog gorivnih ćelija, gdje zajedno s komprimiranim kisikom iz zraka proizvodi električnu energiju, toplinu i vodu.

Upotrijebljen je PEM gorivni članak sa samoovlaživanjem membrane BCS 64-32, tvrtke BCS Fuel Cells Inc., nazivne snage 500W i radne temperature 65 °C. Krug hlađenja gorivnog članka zasnovan je na hlađenju tekućinom, što omogućuje mjerenje proizvedene toplinske energije, te se mogu provesti i eksperimenti važni za kogeneracijski rad sustava. Izlazni napon gorivnog članka iznosi od 19 V do 30 V.

Izgled dijela vodikovog postrojenja prikazan je slikom 2.14.

U prostoriji s vodikovim agregatom izveden je i odgovarajući sigurnosni sustav ventilacije i detekcije vodika. U svrhu zaštite od požara i eksplozije, paralelno upravljačkom sustavu postoji sklopovski odvojeni sigurnosni sustav, koji u slučaju kvara upravljačkog sustava dovodi postrojenje u sigurno stanje.



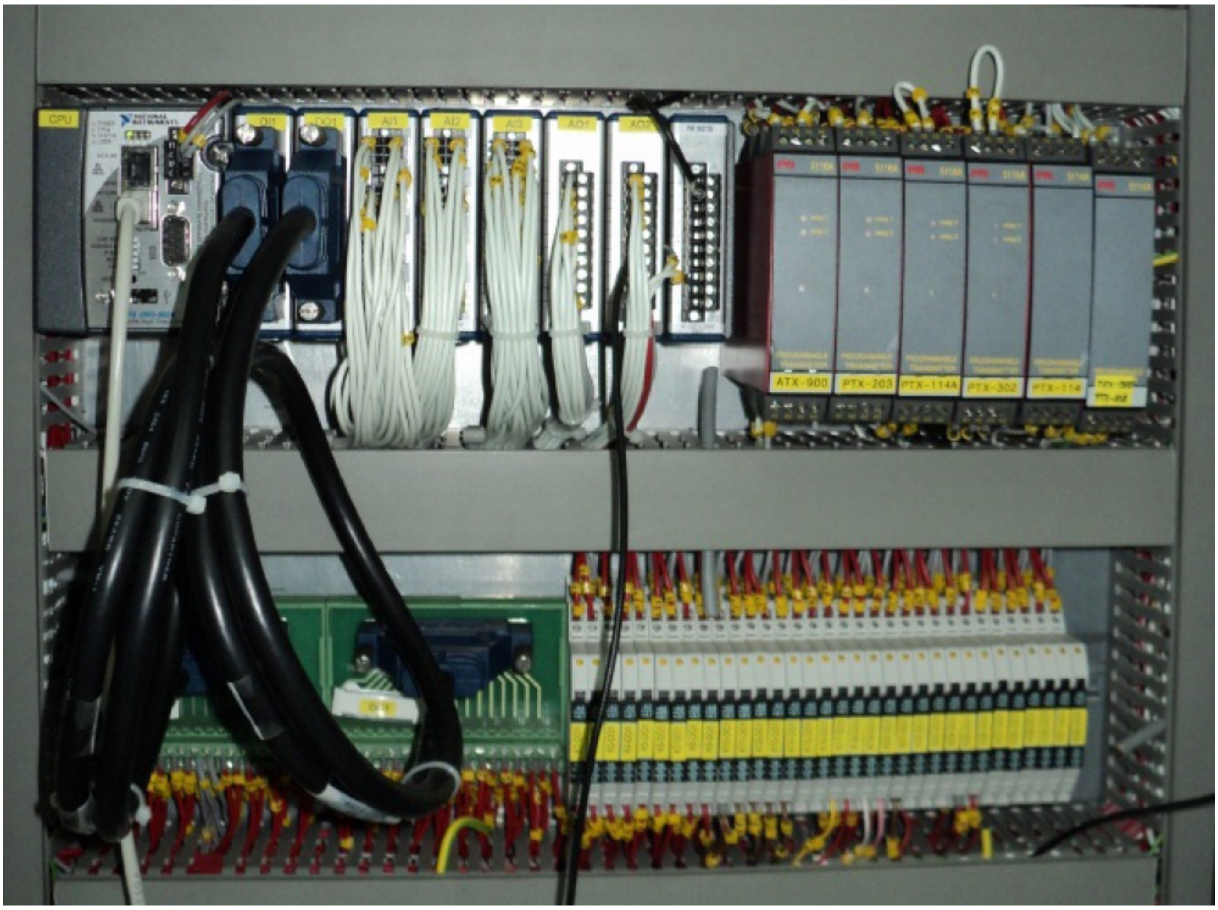
Slika 2.13: Funkcionalna shema sustava zasnovanog na vodikovom gorivnom članku.

Slika 2.14: Izgled dijela vodikovog postrojenja.

2.12.1 Upravljanje vodikovim postrojenjem

Zahtjevi PEM gorivnog članka, koji je upotrijebljen u sustavu, diktiraju da vodik bude čistoće klase 4, dok zrak mora imati čistoću laboratorijskog zraka, tj. mora biti u potpunosti eliminirano prisustvo ulja, ugljičnog monoksida i sumpornih spojeva. Vodikov krug u gorivnom članku izveden je kao zatvoreni krug s periodičnim otpuštanjem vodika radi pročišćavanja membrane članka, dok krug zraka završava regulacijskim ventilom kako bi se mogao regulirati i tlak i protok zraka kroz gorivni članak. S obzirom na potrebu za identifikacijom matematičkog modela gorivnog članka, upotrijebljeni su brzi regulacijski ventili s vremenom odziva od 20 ms, kako bi se moglo djelovati u vremenskim mjerilima relevantnim za gorivni članak. Isto tako, za protok plinova upotrijebljena su masena mjerila protoka plina. Na postrojenju su upotrijebljeni izvršni i mjerni elementi veće brzine od onih potrebnih u komercijalnoj eksploataciji gorivnog članka kao energetskog izvora sa svrhom da omoguće mjerenja i pobude u sustavu potrebne za precizno određivanje matematičkog modela sustava pomoću postupaka identifikacije.

Za upravljanje postrojenjem upotrijebljen je Power PC Controller tvrtke National Instruments. Upotrijebljen je model CompactRIO 9024 (NI cRIO-9024) koji radi na 800 MHz te ima 512 MB dinamičke RAM memorije i 4 GB permanentne memorije. Uz procesorsku jedinicu upotrijebljeni su analogni i digitalni ulazni i izlazni moduli. U cRIO mikrokontroleru odvijaju se u realnom vremenu svi upravljački algoritmi potrebni za upravljanje gorivnim člankom, temperaturom i izmjenama zraka u prostoriji gorivnih članaka te energetskim pretvaračima napona priključenim na izlaz gorivnog članka. Upravljački



Slika 2.15: Izgled ormara s upravljačkim sustavom CompactRIO 9024.

sustav cRIO s pripadnim modulima prikazan je slikom 2.15. Programiranje se vrši u programskom jeziku LabVIEW [4, 5, 6, 7, 8, 9, 14].

Na gorivnom članku upravlja se tlakom vodika, tlakom i protokom zraka, temperaturnim krugom gorivnog članka kao i naponom i snagom izlaznih energetskih pretvarača. Osim regulacijskih funkcija, cRIO mikrokontroler obavlja i cijeli niz funkcija sekvencijalnog upravljanja kao što su postavljanje željenih putova protoka plinova pomoću ON/OFF ventila, upravljanje elektrolizatorom te cijeli niz nadzornih i zaštitnih funkcija. Zaštitne i sigurnosne funkcije sustava redundantno se nadziru posebnim PLC-om.

Poglavlje 3

MODELIRANJE ISTOSMJERNOG UZLAZNOG PRETVARAČA

Elektronički energetski pretvarači su uređaji koji mijenjaju tehničke parametre električne energije (napon, frekvencija, ...). Pri tome je nužno ostvariti minimalne gubitke energije u elektroničkim komponentama pretvarača, odnosno postići čim veću učinkovitost pretvorbe.

Pretvarači se prema vrsti pretvorbe dijele na istosmjerne pretvarače (engl. *DC-DC converters*), izmjenjivače (engl. *inverters* ili *DC-AC converters*) i ispravljače (engl. *rectifiers* ili *AC-DC converters*) [50, 51, 72].

Istosmjerni pretvarači pretvaraju istosmjerni napon nekog iznosa u istosmjerni napon većeg ili manjeg iznosa. Osnovni tipovi istosmjernih pretvarača su:

- silazni (engl. *step-down* ili *buck*),
- uzlazni (engl. *step-up* ili *boost*),
- silazno-uzlazni (engl. *buck-boost*).

Silazni pretvarač smanjuje ulazni napon, uzlazni ga povećava, a uzlazno-silazni ima mogućnost povećavanja i smanjivanja ulaznog napona.

Izmjenjivači pretvaraju istosmjerni napon određenog iznosa u izmjenični napon određenog broja faza, amplitude i frekvencije, dok ispravljači rade obrnuto od izmjenjivača.

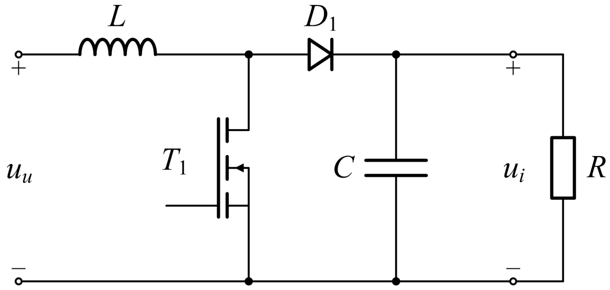
Za svaki od navedenih tipova pretvarača postoji više topologija koje ostvaruju opisane funkcije, a osnovna podjela je na topologije bez galvanskog odvajanja te na topologije s galvanskim odvajanjem ulaza i izlaza.

U ovoj disertaciji obradit će se uzlazni istosmjerni pretvarač bez galvanskog odvajanja, iz razloga što ima jednostavnu izvedbu, tj. mali broj energetskih i pasivnih komponenti, a time i moguću visoku učinkovitost.

Načelna shema uzlaznog istosmjernog pretvarača prikazana je na slici 3.1.

U analizi strujnog kruga sa slike 3.1 pretpostavlja se da su elektroničke komponente idealne. To znači da se uzima da je pad napona na tranzistoru T_1 u stanju vođenja jednak nuli, kao i struja kroz tranzistor T_1 u stanju nevođenja. Nadalje, napon koljena diode D_1 (pad napona na diodi pri propusnoj polarizaciji) jednak je nuli, kao i reverzna struja zasićenja diode D_1.

Izlazni napon pretvarača regulira se otvaranjem i zatvaranjem tranzistorske sklopke T_1. Postoje dva načina upravljanja, koja će biti opisani u nastavku, a to su naponski i strujni način upravljanja. Za oba načina upravljanja moguć je rad pretvarača u kontinuiranom i diskontinuiranom režimu.



Slika 3.1: Načelna shema uzlaznog istosmjernog pretvarača.

3.1 Naponski način upravljanja

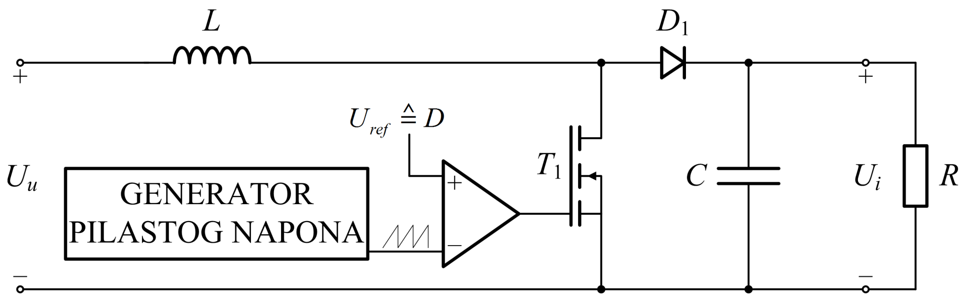
Načelna shema uzlaznog istosmjernog pretvarača u naponskom načinu upravljanja prikazana je na slici 3.2. Unutar jednog perioda pilastog napona uspoređuje se referentni napon U_{ref} s naponom pile, koji unutar jednog perioda linearno raste od nule do maksimalnog iznosa ($0 < U_{ref} < U_{max}$). Trenutak isključenja tranzistorske sklopke, koja je na početku perioda uključena, definiran je kad napon pile dosegne referentni napon U_{ref}. Tada se magnetska energija prikupljena u zavojnici prenosi u električnu energiju kondenzatora te u izlazni krug. Dioda onemogućava prijenos energije s izlaznog na ulazni krug pretvarača. U nastavku slijedi formalna analiza pretvarača u kontinuiranom i diskontinuiranom režimu rada.

3.1.1 Kontinuirani režim rada

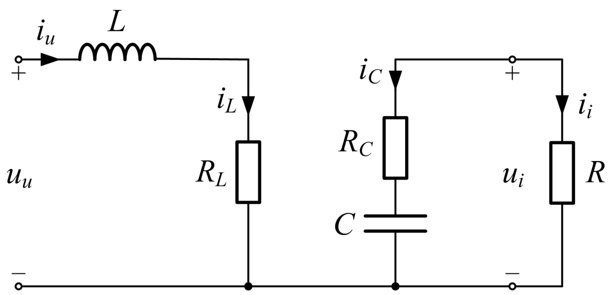
Ukoliko struja zavojnice i_L tokom jednog perioda pilastog napona ne padne na nulu, pretvarač je u kontinuiranom režimu rada.

U tom slučaju, vremenski period T, određen sklopnom frekvencijom (frekvencija pilastog napona) $f = 1/T$, može se podijeliti u dva vremenska intervala: vrijeme kad je tranzistorska sklopka T_1 uključena $D \cdot T$ i vrijeme kad je isključena $(1 - D) \cdot T$. Oznaka D predstavlja tzv. faktor upravljanja (engl. *duty cycle*), tj. odnos vremena vođenja tranzistorske sklopke i ukupnog perioda. Ovakav način upravljanja tranzistorskom sklopkom naziva se pulsno-širinska modulacija (engl. *Pulse Width Modulation* ili skraćeno PWM modulacija). Pojednostavljene sheme koje vrijede za navedena dva slučaja dane su na slikama 3.3 i 3.4.

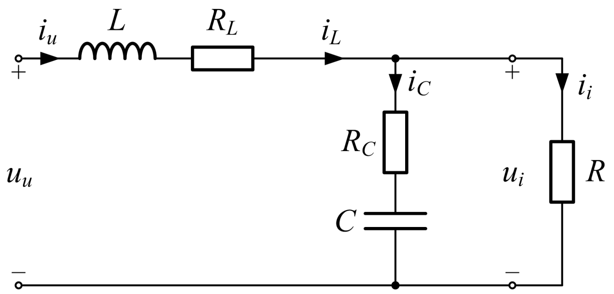
Za vremenski interval $D \cdot T$, kad je tranzistorska sklopka T_1 uključena, a dioda D_1 ne



Slika 3.2: Načelna shema uzlaznog istosmjernog pretvarača u naponskom načinu upravljanja.



Slika 3.3: Električna shema istosmjernog uzlaznog pretvarača s uključenom tranzistorskom sklopkom T_1.



Slika 3.4: Električna shema istosmjernog uzlaznog pretvarača s isključenom tranzistorskom sklopkom T_1.

vodi (slika 3.3), mogu se napisati slijedeće diferencijalne jednadžbe:

$$\begin{aligned} u_u &= L\frac{\mathrm{d}\, i_L}{\mathrm{d}\, t} + i_L R_L, \\ u_i &= u_C + i_C R_C = i_i R, \\ i_C &= -i_i = C\frac{\mathrm{d}\, u_C}{\mathrm{d}\, t}. \end{aligned} \tag{3.1}$$

Odabirom struje kroz zavojnicu i_L i napona na kondenzatoru u_C kao varijabli stanja dobiva se opis jednadžbi (3.1) u prostoru stanja:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{u}_C \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R_C+R)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u_u, \\ u_i &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R_C+R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix}. \end{aligned} \tag{3.2}$$

Za vremenski interval $(1-D)\cdot T$, kad je tranzistorska sklopka T_1 isključena, a dioda D_1 vodi (slika 3.4), vrijede slijedeće diferencijalne jednadžbe:

$$\begin{aligned} u_u &= L\frac{\mathrm{d}\, i_L}{\mathrm{d}\, t} + i_L R_L + i_C R_C + u_C, \\ i_C &= i_L - i_i, \\ i_C &= C\frac{\mathrm{d}\, u_C}{\mathrm{d}\, t}, \\ u_C + i_C R_C &= i_i R. \end{aligned} \tag{3.3}$$

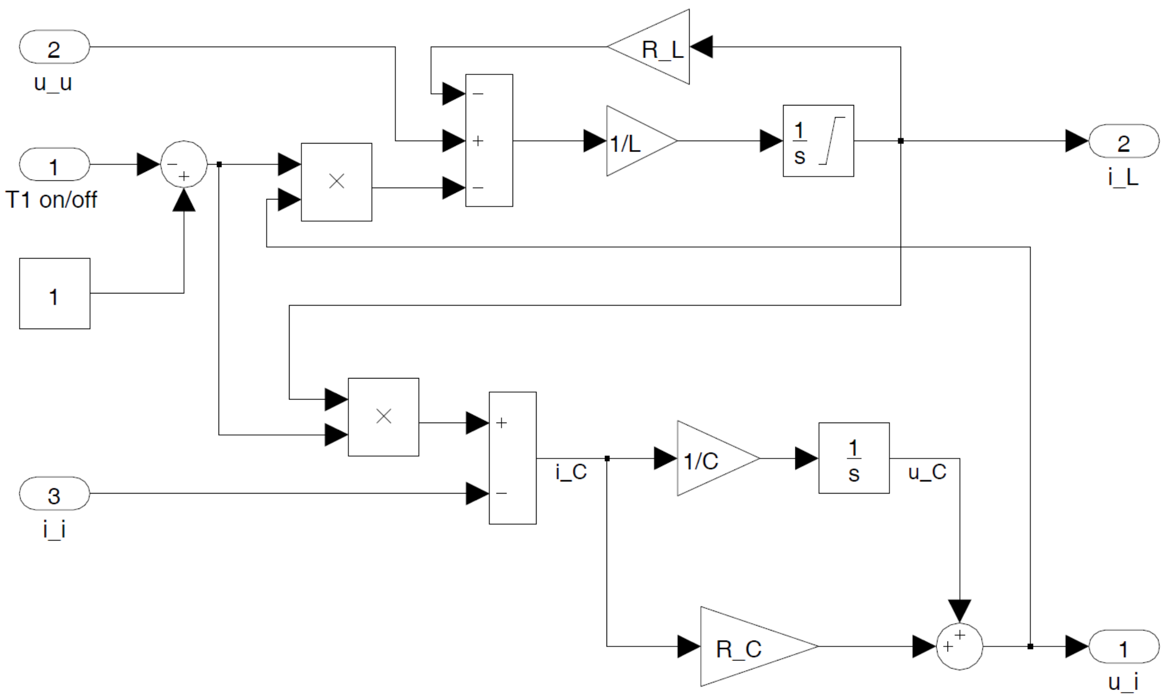
Uz isti odabir varijabli stanja, dobiva se opis jednadžbi (3.3) u prostoru stanja:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{u}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}\left(R_L + \frac{R_C R}{R_C + R}\right) & -\frac{1}{L}\cdot\frac{R}{R_C+R} \\ \frac{R}{C(R_C+R)} & -\frac{1}{C(R_C+R)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u_u, \qquad (3.4)$$

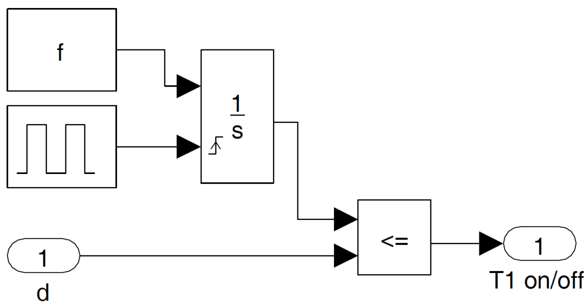
$$u_i = \begin{bmatrix} \frac{R_C R}{R_C + R} & \frac{R}{R_C+R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix}.$$

Jednadžbe u prostoru stanja (3.2) i (3.4), pogodne su za implementaciju u MATLAB–SIMULINK programskom okruženju, tvoreći potpuni nelinearni model ili model s trenutačnim vrijednostima istosmjernog uzlaznog pretvarača (slika 3.5), zajedno s prikladnim uvjetima za otvaranje i zatvaranje tranzistorske sklopke T_1 (slika 3.6).

Množenjem jednadžbe (3.2) s D i (3.4) s $(1 - D)$ te zbrajanjem dobivenih jednadžbi



Slika 3.5: Blokovska shema energetskog dijela istosmjernog uzlaznog pretvarača za MATLAB–SIMULINK.



Slika 3.6: Blokovska shema generatora pilastog napona u naponskom načinu upravljanja uzlaznim pretvaračem za MATLAB–SIMULINK.

dobiva se usrednjeni model u prostoru stanja:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{u}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} - (1-D)\cdot\frac{R_C R}{L(R_C+R)} & -(1-D)\cdot\frac{R}{L(R_C+R)} \\ (1-D)\cdot\frac{R}{C(R_C+R)} & -\frac{1}{C(R_C+R)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u_u,$$
$$u_i = \begin{bmatrix} (1-D)\cdot\frac{R_C R}{R_C+R} & \frac{R}{R_C+R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix}. \tag{3.5}$$

Zanemarenjem ekvivalentnog serijskog otpora kondenzatora ($R_C = 0$, keramički kondenzatori spojeni paraleleno elektrolitskima), usrednjeni model se pojednostavljuje:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{u}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1-D}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u_u,$$
$$u_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix}. \tag{3.6}$$

Linearizacijom usrednjenog modela (3.5) u radnoj točki dobiva se:

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{i}_L \\ \Delta\dot{u}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta i_L \\ \Delta u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta d \\ \Delta u_u \end{bmatrix},$$
$$\Delta u_i = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta i_L \\ \Delta u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta d \\ \Delta u_u \end{bmatrix}. \tag{3.7}$$

Koeficijenti matrice stanja u (3.7) dani su izrazima:

$$\begin{aligned}
a_{11} &= \left.\frac{\partial\,\dot{i}_L}{\partial\,i_L}\right|_{D_0,I_{L0},U_{C0}} = -\frac{R_L}{L} - (1-D_0)\cdot\frac{R_C R}{L\,(R_C+R)} \\
a_{12} &= \left.\frac{\partial\,\dot{i}_L}{\partial\,u_C}\right|_{D_0,I_{L0},U_{C0}} = -\,(1-D_0)\cdot\frac{R}{L\,(R_C+R)}, \\
a_{21} &= \left.\frac{\partial\,\dot{u}_C}{\partial\,i_L}\right|_{D_0,I_{L0},U_{C0}} = (1-D_0)\cdot\frac{R}{C\,(R_C+R)}, \\
a_{22} &= \left.\frac{\partial\,\dot{u}_C}{\partial\,u_C}\right|_{D_0,I_{L0},U_{C0}} = -\frac{1}{C\,(R_C+R)},
\end{aligned} \tag{3.8}$$

dok su koeficijenti ulazne matrice u (3.7) dani sa:

$$\begin{aligned}
b_{11} &= \left.\frac{\partial\,\dot{i}_L}{\partial\,D}\right|_{D_0,I_{L0},U_{C0}} = \frac{R\,(R_C I_{L0} + U_{C0})}{L\,(R_C+R)}, \\
b_{12} &= \left.\frac{\partial\,\dot{i}_L}{\partial\,u_u}\right|_{D_0,I_{L0},U_{C0}} = \frac{1}{L}, \\
b_{21} &= \left.\frac{\partial\,\dot{u}_C}{\partial\,D}\right|_{D_0,I_{L0},U_{C0}} = -\frac{R I_{L0}}{C\,(R_C+R)},
\end{aligned} \tag{3.9}$$

te konačno koeficijenti izlaznog i prijenosnog vektora u (3.7) dani su sa:

$$\begin{aligned} c_1 &= \left.\frac{\partial u_i}{\partial i_L}\right|_{D_0, I_{L0}, U_{C0}} = (1 - D_0) \cdot \frac{R_C R}{R_C + R}, \\ c_2 &= \left.\frac{\partial u_i}{\partial u_C}\right|_{D_0, I_{L0}, U_{C0}} = \frac{R}{R_C + R}, \\ d_1 &= \left.\frac{\partial u_i}{\partial D}\right|_{D_0, I_{L0}, U_{C0}} = -\frac{R_C R}{R_C + R} \cdot I_{L0}. \end{aligned} \tag{3.10}$$

Indeksi $_0$ u prethodnim jednadžbama označavaju vrijednosti odgovarajućih veličina u radnoj točki.

Prijenosna matrica sustava dobije se iz (3.7) primjenom poznate transformacije:

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{u,c}(s) &= \begin{bmatrix} \dfrac{\Delta u_i(s)}{\Delta d(s)} & \dfrac{\Delta u_i(s)}{\Delta u_u(s)} \end{bmatrix} = \\ &= \frac{1}{s^2 - (a_{11} + a_{22})\, s + a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}} \cdot \begin{bmatrix} d_1 s^2 + k_1 s + k_0 \\ b_{12}c_1 s + b_{12}(c_2 a_{21} - c_1 a_{22}) \end{bmatrix}^T, \end{aligned} \tag{3.11}$$

gdje su:

$$\begin{aligned} k_1 &= b_{11}c_1 + b_{21}c_2 - d_1 (a_{11} + a_{22}), \\ k_0 &= b_{11}(c_2 a_{21} - c_1 a_{22}) + b_{21}(c_1 a_{12} - c_2 a_{11}) + d_1 (a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}). \end{aligned} \tag{3.12}$$

Iz opisa sustava prijenosnom matricom (3.11) vidljivo je da sustav ima dva stabilna pola. Prijenosna funkcija s obzirom na ulaz Δd ima dvije realne nule, od kojih je jedna u desnoj poluravnini, a druga u lijevoj i dosta udaljena od ishodišta. Prijenosna funkcija s obzirom na ulaz Δu_u ima realnu nulu u lijevoj poluravnini koja je također dosta udaljena od ishodišta, s obzirom na položaj polova. Nedominantne realne nule u lijevoj poluravnini rezultat su nezanemarenog ekvivalentnog serijskog otpora kondenzatora. Njegovim zanemarenjem dobiva se puno preglednija prijenosna matrica, iz koje se lako mogu očitati polovi i nule:

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{u,c}(s) &= \begin{bmatrix} \dfrac{\Delta u_i(s)}{\Delta d(s)} & \dfrac{\Delta u_i(s)}{\Delta u_u(s)} \end{bmatrix} = \\ &= \frac{1}{1 + 2\zeta T_{u,c} s + T_{u,c}^2 s^2} \cdot \begin{bmatrix} K_{u,c1}(1 - T_{u,cb} s) \\ K_{u,c2} \end{bmatrix}^T, \end{aligned} \tag{3.13}$$

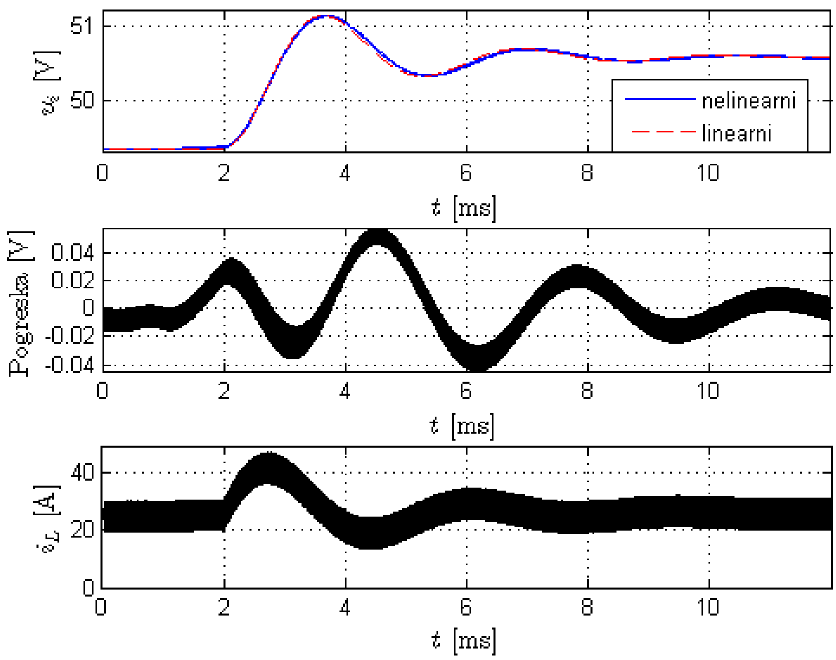
gdje su:

$$\begin{aligned} K_{u,c1} &= \frac{U_{C0}}{1 - D_0} - \frac{I_{L0} \cdot R_L}{(1 - D_0)^2}, \\ T_{u,cb} &= \frac{I_{L0} \cdot L}{(1 - D_0) \cdot U_{C0} - R_L \cdot I_{L0}}, \\ T_{u,c} &= \frac{\sqrt{LC}}{1 - D_0}, \\ \zeta_u &= \frac{\sqrt{LC}\left(\dfrac{R_L}{L} + \dfrac{1}{RC}\right)}{2(1 - D_0)}, \\ K_{u,c2} &= \frac{1}{1 - D_0}. \end{aligned} \tag{3.14}$$

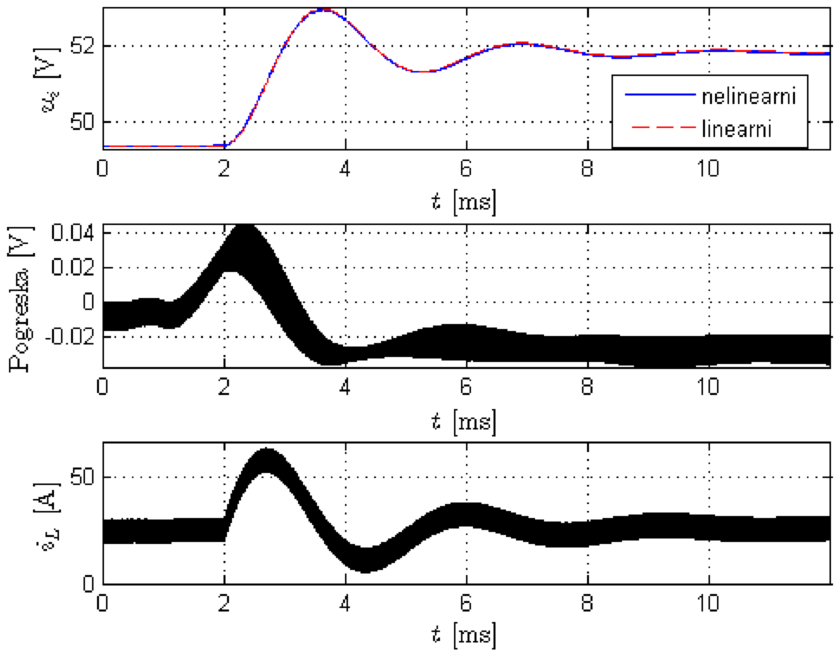
Odzivi pretvarača u kontinuiranom režimu rada dobiveni simulacijom u MATLAB–SIMULINK-u, na promjenu faktora upravljanja signala d, za dvije različite vrijednosti induktiviteta L, prikazani su na slikama 3.7 i 3.9, a istovjetni odzivi na promjenu ulaznog napona u_u prikazani su na slikama 3.8 i 3.10.

Iz prikazanih slika vidljivo je da je odabirom induktiviteta zavojnice moguće utjecati na neminimalno-fazno ponašanje pretvarača, tj. na iznos vremenske konstante $T_{u,cb}$ u izrazu (3.14). Izborom manje vrijednosti induktiviteta moguće je to ponašanje sasvim zanemariti ($L = 11$ μH, slika 3.7).

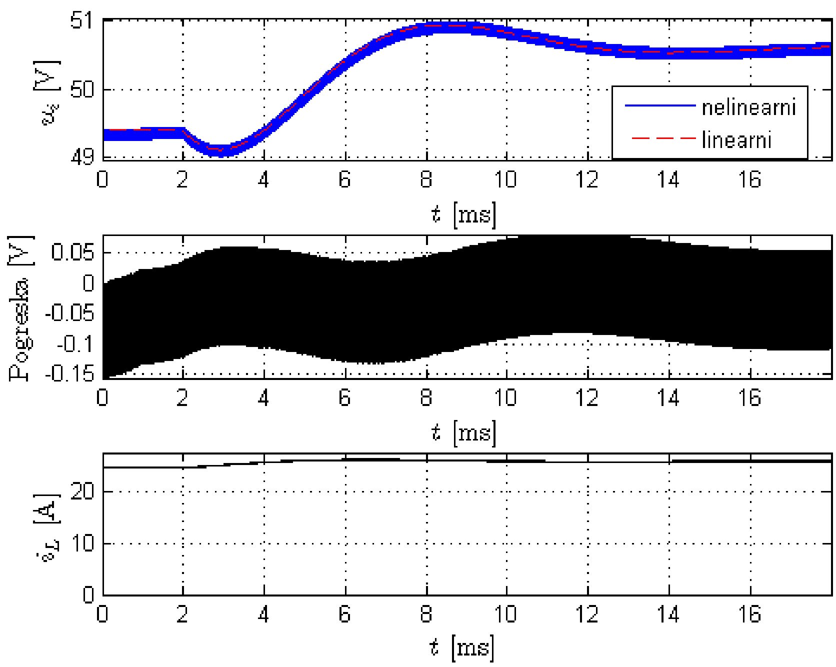
Međutim, posljedica je relativno velika valovitost struje zavojnice i_L (slike 3.7 i 3.8). Odabirom veće vrijednosti induktiviteta ($L = 1100$ μH) smanjuje se valovitost struje zavojnice i_L (slike 3.9 i 3.10), ali do izražaja dolazi neminimalno-fazno ponašanje pretvarača (slika 3.9), koje nije poželjno i otežava projektiranje sustava upravljanja pretvaračem.



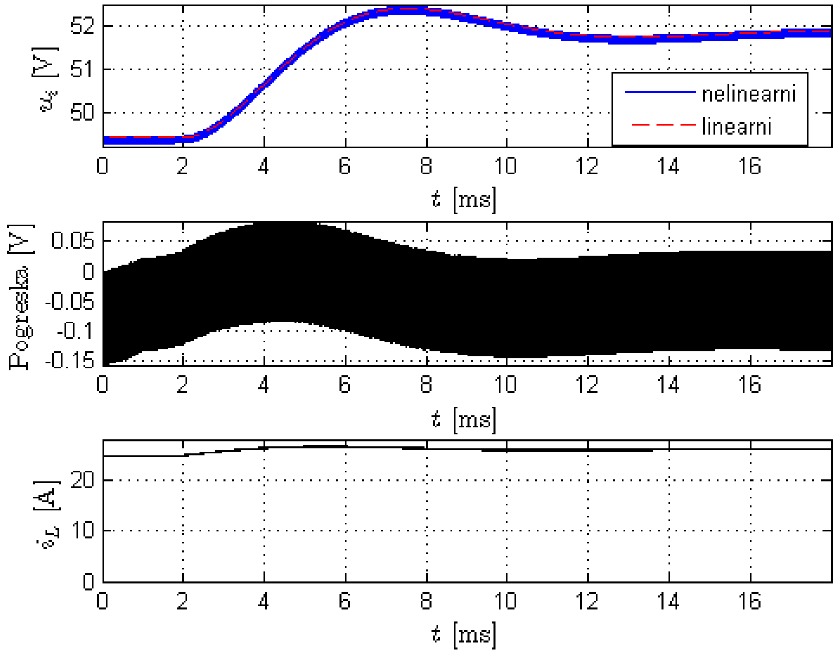
Slika 3.7: Odzivi izlaznog napona u_i potpunog nelinearnog modela i lineariziranog modela, pogreške linearizacije te struje zavojnice i_L na promjene ulaznih signala $d\,(t) = 0,6 + 0,01\,\mathrm{S}\,(t - 0,002)$ i $u_u\,(t) = 20$ V, uz parametre pretvarača: $L = 11$ μH, $R_L = 10$ mΩ, $C = 3760$ μF, $f = 100$ kHz i $R = 5$ Ω.



Slika 3.8: Odzivi izlaznog napona u_i potpunog nelinearnog modela i lineariziranog modela, pogreške linearizacije te struje zavojnice i_L na promjene ulaznih signala $d(t) = 0,6$ i $u_u(t) = 20 + \mathrm{S}(t - 0,002)$ V, uz parametre pretvarača: $L = 11$ μH, $R_L = 10$ mΩ, $C = 3760$ μF, $f = 100$ kHz i $R = 5$ Ω.



Slika 3.9: Odzivi izlaznog napona u_i potpunog nelinearnog modela i lineariziranog modela, pogreške linearizacije te struje zavojnice i_L na promjene ulaznih signala $d(t) = 0,6 + 0,01\,\mathrm{S}(t - 0,002)$ i $u_u(t) = 20$ V, uz parametre pretvarača: $L = 1100$ μH, $R_L = 10$ mΩ, $C = 376$ μF, $f = 100$ kHz i $R = 5$ Ω.



Slika 3.10: Odzivi izlaznog napona u_i potpunog nelinearnog modela i lineariziranog modela, pogreške linearizacije te struje zavojnice i_L na promjene ulaznih signala $d\,(t) = 0,6$ i $u_u\,(t) = 20 + \mathrm{S}\,(t - 0,002)$ V, uz parametre pretvarača: $L = 1100$ μH, $R_L = 10$ mΩ, $C = 376$ μF, $f = 100$ kHz i $R = 5$ Ω.

3.1.2 Diskontinuirani režim rada

U diskontinuiranom režimu rada struja zavojnice i_L unutar jednog perioda pilastog napona pada na nulu. Približno točni valni oblici struje zavojnice i_L i struje kroz diodu i_{D1}, uz pretpostavku konstantnog izlaznog napona tokom jednog perioda pilastog napona, dani su na slici 3.11 [72].

Srednja vrijednost struje diode, koja je jednaka srednjoj vrijednosti struje izlaznog RC kruga uzlaznog pretvarača, može se odrediti prema valnim oblicima sa slike 3.11:

$$I_{D1} = \frac{I_M D_1}{2}. \tag{3.15}$$

Maksimalna vrijednost struje zavojnice određena je sa:

$$I_M = \frac{U_u}{L} \cdot DT = \frac{U_i - U_u}{L} \cdot D_1 T, \tag{3.16}$$

iz čega slijedi izraz za D_1:

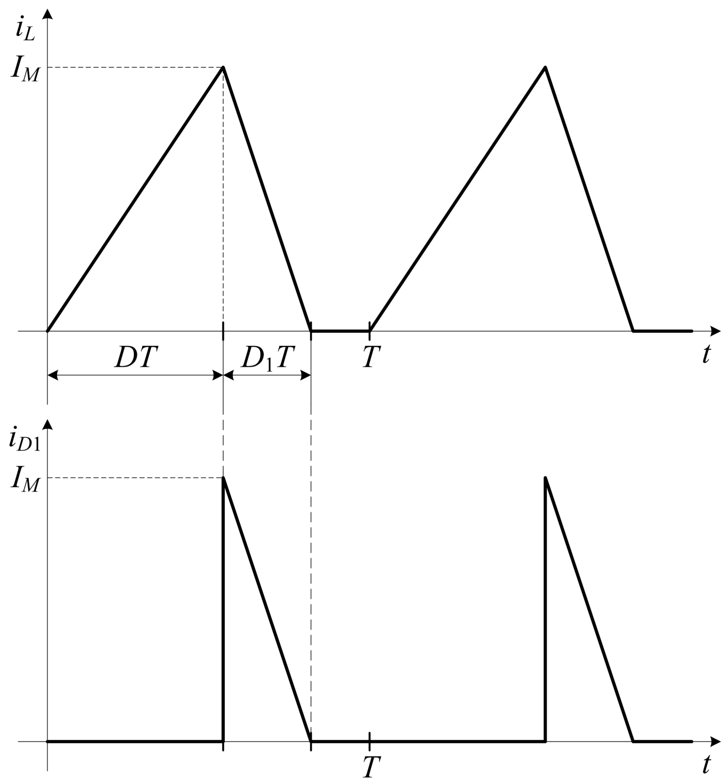
$$D_1 = \frac{U_u}{U_i - U_u} \cdot D, \tag{3.17}$$

te konačno, uvrštavanjem prvog dijela (3.16) i (3.17) u (3.15), izraz za srednju vrijednost struje izlaznog RC kruga:

$$I_{D1} = \frac{T}{2L} \cdot \frac{U_u^2 D^2}{U_i - U_u}. \tag{3.18}$$

Potpuni diferencijal srednje struje diode I_{D1} glasi:

$$\mathrm{d}\,I_{D1} = k_1\,\mathrm{d}\,D + k_2\,\mathrm{d}\,U_u + k_3\,\mathrm{d}\,U_i, \tag{3.19}$$



Slika 3.11: Valni oblici struje zavojnice i_L i struje kroz diodu i_{D1} u diskontinuiranom režimu rada.

gdje su:

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{\partial I_{D1}}{\partial D} = \frac{TD}{L} \cdot \frac{U_u^2}{U_i - U_u}, \\ k_2 &= \frac{\partial I_{D1}}{\partial U_u} = \frac{TD^2}{2L} \cdot \frac{2U_u U_i - U_u^2}{(U_i - U_u)^2}, \\ k_3 &= \frac{\partial I_{D1}}{\partial U_i} = -\frac{TD^2}{2L} \cdot \frac{U_u^2}{(U_i - U_u)^2}. \end{aligned} \tag{3.20}$$

Zamjenom diferencijala d u izrazu (3.19) malim promjenama Δ oko radne točke, te primjenom Laplaceove transformacije na izraz (3.19), dobiva se izraz za male promjene srednje struje izlaznog RC kruga:

$$\Delta i_{D1}(s) = k_1 \Delta d(s) + k_2 \Delta u_u(s) + k_3 \Delta u_i(s). \tag{3.21}$$

Promjena izlaznog napona Δu_i se onda dobije kao umnožak promjene struje Δi_{D1} i impedancije izlaznog kruga:

$$\Delta u_i(s) = \Delta i_{D1}(s) \cdot R \cdot \frac{1 + sR_C C}{1 + s(R_C + R)C}. \tag{3.22}$$

Izražavanjem struje Δi_{D1} iz (3.22) te uvrštavanjem u (3.21) i sređivanjem, dobije izraz za promjenu izlaznog napona:

$$\Delta u_i(s) = G_{u,d1}(s) \cdot \Delta d(s) + G_{u,d2}(s) \cdot \Delta u_u(s), \tag{3.23}$$

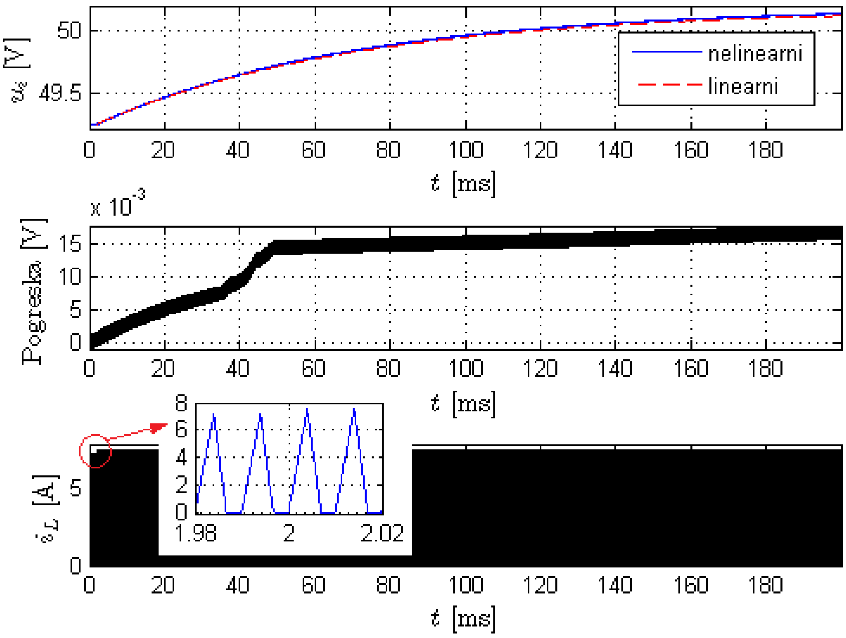
gdje su:

$$
\begin{aligned}
G_{u,d1}(s) &= \left.\frac{\Delta u_i(s)}{\Delta d(s)}\right|_{\Delta u_u=0} = \frac{K_{u,d1}}{1+T_{u,d}s}, \\
G_{u,d2}(s) &= \left.\frac{\Delta u_i(s)}{\Delta u_u(s)}\right|_{\Delta d=0} = \frac{K_{u,d2}}{1+T_{u,d}s},
\end{aligned} \tag{3.24}
$$

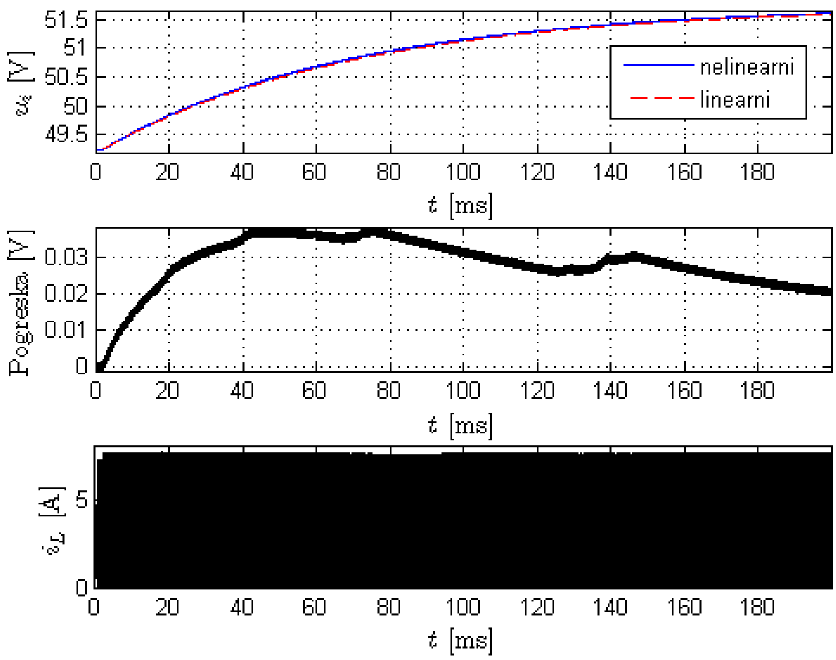
pripadne prijenosne funkcije u diskontinuiranom režimu rada, s parametrima:

$$
\begin{aligned}
K_{u,d1} &= \frac{k_1 R\,(1+R_C C)}{1-k_3 R}, \\
K_{u,d2} &= \frac{k_2 R\,(1+R_C C)}{1-k_3 R}, \\
T_{u,d} &= \frac{R_C+R}{1-k_3 R} C.
\end{aligned} \tag{3.25}
$$

Na slikama 3.12 i 3.13 prikazane su prijelazne pojave izlaznog napona pretvarača u_i i struje zavojnice u diskontinuiranom režimu rada. U odnosu na kontinuirani režim rada, vidljiva je bitna promjena dinamičkog ponašanja, odnosno puno sporiji odziv izlaznog napona na promjenu ulaznih signala.



Slika 3.12: Odzivi izlaznog napona u_i potpunog nelinearnog modela i lineariziranog modela te struje zavojnice i_L na promjene ulaznih signala $d(t) = 0,4 + 0,01\,\mathrm{S}(t-0,002)$ i $u_u(t) = 20$ V, uz parametre pretvarača: $L = 11$ μH, $R_L = 10$ mΩ, $C = 3760$ μF, $f = 100$ kHz i $R = 50$ Ω.



Slika 3.13: Odzivi izlaznog napona u_i potpunog nelinearnog modela i lineariziranog modela te struje zavojnice i_L na promjene ulaznih signala $d(t) = 0,4$ i $u_u(t) = 20 + \mathrm{S}(t - 0,002)$ V, uz parametre pretvarača: $L = 11\ \mu\mathrm{H}$, $R_L = 10\ \mathrm{m}\Omega$, $C = 3760\ \mu\mathrm{F}$, $f = 100$ kHz i $R = 50\ \Omega$.

3.2 Strujni način upravljanja

Načelna shema uzlaznog istosmjernog pretvarača u strujnom načinu upravljanja prikazana je na slici 3.14 [72]. Za razliku od naponskog načina upravljanja, za modulaciju se koristi strujni signal zavojnice, koji također ima pilasti, odnosno trokutasti oblik. Tranzistorska sklopka uključuje se na početku svakog perioda postavljanjem bistabila (ulaz S), a isključuje se u trenutku kad struja zavojnice dosegne referentni iznos struje I_r. Blokovska shema generatora modulacijskog signala za Matlab–Simulink prikazana je na slici 3.15.

3.2.1 Kontinuirani režim rada

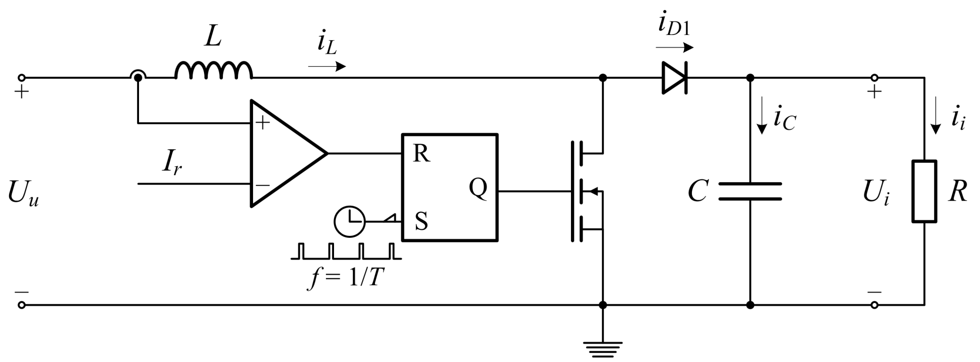
Približno točni valni oblici struje zavojnice i_L i struje kroz diodu i_{D1} u kontinuiranom režimu rada dani su na slici 3.16.

Nagib rastućeg dijela struje zavojnice i_L, prema slici 3.16, određen je izrazom:

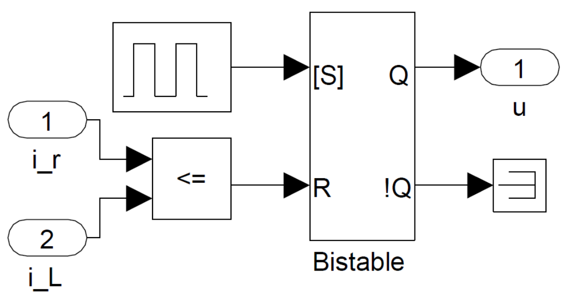
$$m_1 = \frac{I_r - I_m}{DT} = \frac{U_u}{L}, \tag{3.26}$$

iz čega slijedi izraz za faktor upravljanja D:

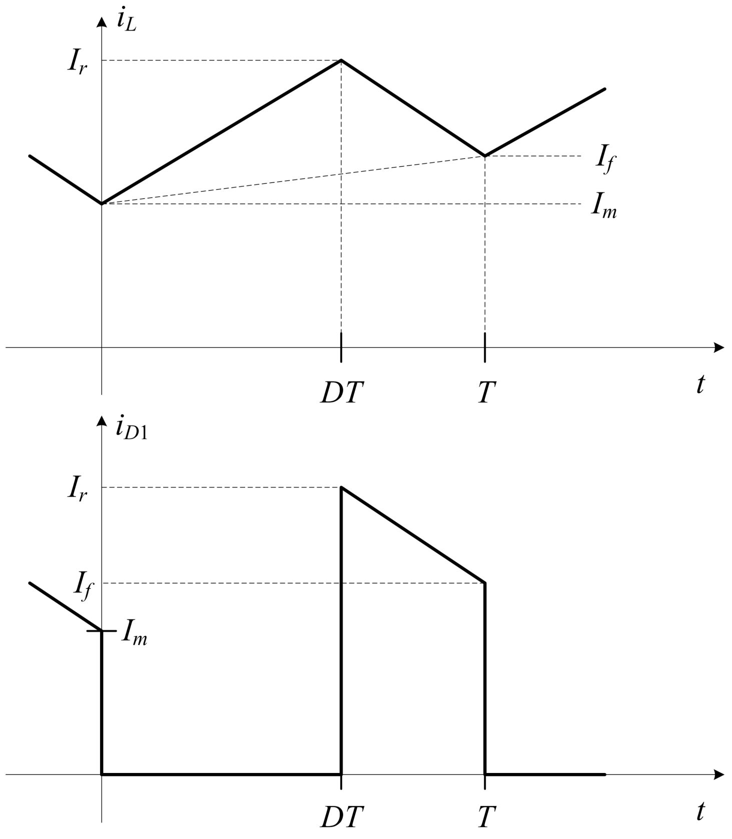
$$D = \frac{L}{T} \cdot \frac{I_r - I_m}{U_u}. \tag{3.27}$$



Slika 3.14: Načelna shema uzlaznog istosmjernog pretvarača u strujnom načinu upravlja-nja.



Slika 3.15: Blokovska shema generatora modulacijskog signala istosmjernog uzlaznog pretvarača u strujnom načinu upravljanja za Matlab–Simulink.



Slika 3.16: Valni oblici struje zavojnice i_L i struje kroz diodu i_{D1} u kontinuiranom režimu rada strujno upravljanog uzlaznog pretvarača.

Nagib padajućeg dijela struje zavojnice i_L, prema slici 3.16, određen je izrazom:

$$m_2 = \frac{I_r - I_f}{(1-D)\,T} = \frac{U_i - U_u}{L}, \tag{3.28}$$

iz čega slijedi struja zavojnice na kraju perioda modulacijskog signala I_f (slika 3.16):

$$I_f = I_r - \frac{T}{L}\,(U_i - U_u)\,(1-D)\,. \tag{3.29}$$

Uvrštavanjem (3.27) u (3.29), slijedi konačni izraz za struju I_f:

$$I_f = I_m - \frac{T}{L}\,(U_i - U_u) + \frac{U_i}{U_u}\,(I_r - I_m)\,. \tag{3.30}$$

U kontinuiranom režimu rada u zavojnici je na početku svakog perioda akumulirana određena magnetska energija koja ovisi o minimalnom iznosu struje zavojnice I_m. Promjena minimalne vrijednosti struje I_m može se, prema slici 3.16, opisati slijedećim izrazom:

$$\frac{\mathrm{d}\,I_m}{\mathrm{d}\,t} = \frac{I_f - I_m}{T}. \tag{3.31}$$

Uvrštavanjem (3.30) u (3.31), dobije se za promjenu struje I_m slijedeći izraz:

$$\frac{\mathrm{d}\,I_m}{\mathrm{d}\,t} = -\frac{1}{L}\,(U_i - U_u) + \frac{1}{T}\frac{U_i}{U_u}\,(I_r - I_m)\,. \tag{3.32}$$

Promjena struje I_m u izrazu (3.32) funkcija je četiri varijable, pa je potpuni diferencijal promjene struje I_m dan izrazom:

$$\mathrm{d}\,\frac{\mathrm{d}\,I_m}{\mathrm{d}\,t} = k_4 \cdot \mathrm{d}\,I_r + k_5 \cdot \mathrm{d}\,I_m + k_6 \cdot \mathrm{d}\,U_u + k_7 \cdot \mathrm{d}\,U_i, \tag{3.33}$$

gdje su:

$$\begin{aligned}
k_4 &= \frac{\partial \frac{\mathrm{d}\,I_m}{\mathrm{d}\,t}}{\partial I_r} = \frac{1}{T}\frac{U_i}{U_u}, \\
k_5 &= \frac{\partial \frac{\mathrm{d}\,I_m}{\mathrm{d}\,t}}{\partial I_m} = -\frac{1}{T}\frac{U_i}{U_u}, \\
k_6 &= \frac{\partial \frac{\mathrm{d}\,I_m}{\mathrm{d}\,t}}{\partial U_u} = \frac{1}{L} - \frac{1}{T}\frac{U_i}{U_u^2}\left(I_r - I_m\right), \\
k_7 &= \frac{\partial \frac{\mathrm{d}\,I_m}{\mathrm{d}\,t}}{\partial U_i} = \frac{I_r - I_m}{TU_u} - \frac{1}{L}.
\end{aligned} \tag{3.34}$$

Zamjenom diferencijalnog operatora d u izrazu (3.33), malim promjenama Δ oko radne točke, te primjenom Laplaceove transformacije na izraz (3.33), dobiva se:

$$s \cdot \Delta i_m\left(s\right) = k_4 \cdot \Delta i_r\left(s\right) + k_5 \cdot \Delta i_m\left(s\right) + k_6 \cdot \Delta u_u\left(s\right) + k_7 \cdot \Delta u_i\left(s\right), \tag{3.35}$$

iz čega slijedi izraz za Δi_m:

$$\Delta i_m\left(s\right) = \frac{k_4 \cdot \Delta i_r\left(s\right) + k_6 \cdot \Delta u_u\left(s\right) + k_7 \cdot \Delta u_i\left(s\right)}{s - k_5}. \tag{3.36}$$

Srednja vrijednost struje diode I_{D1} je dana izrazom (slika 3.16):

$$I_{D1} = \frac{1}{T}\int_0^T i_{D1}\left(t\right) dt = \frac{1}{2}\left(1 - D\right)\left(I_r + I_f\right). \tag{3.37}$$

Uvrštavanjem izraza (3.27) i (3.30) u (3.37), slijedi izraz za srednju struju diode, odnosno srednju struju izlaznog RC kruga:

$$\begin{aligned}
I_{D1} =& \frac{1}{2}\left[I_r + I_m - \frac{T}{L}\left(U_i - U_u\right) + \frac{U_i}{U_u}\left(I_r - I_m\right) - \frac{L}{T}\frac{I_r^2 - I_m^2}{U_u}\right] + \\
&+ \frac{1}{2}\left[\frac{I_r - I_m}{U_u}\left(U_i - U_u\right) - \frac{L}{T}\frac{U_i}{U_u^2}\left(I_r - I_m\right)^2\right].
\end{aligned} \tag{3.38}$$

Potpuni diferencijal srednje struje diode I_{D1} određen je izrazom:

$$\mathrm{d}\,I_{D1} = k_8 \cdot \mathrm{d}\,I_r + k_9 \cdot \mathrm{d}\,I_m + k_{10} \cdot \mathrm{d}\,U_u + k_{11} \cdot \mathrm{d}\,U_i, \tag{3.39}$$

gdje su:

$$
\begin{aligned}
k_8 &= \frac{\partial I_{D1}}{\partial I_r} = \frac{U_i}{U_u} - \frac{LI_r}{TU_u}\left(1 + \frac{U_i}{U_u}\right) + \frac{L}{T}\frac{U_i}{U_u^2}I_m, \\
k_9 &= \frac{\partial I_{D1}}{\partial I_m} = 1 - \frac{U_i}{U_u} + \frac{LI_m}{TU_u}\left(1 - \frac{U_i}{U_u}\right) + \frac{L}{T}\frac{U_i}{U_u^2}I_r, \\
k_{10} &= \frac{\partial I_{D1}}{\partial U_u} = \frac{1}{2}\frac{T}{L} - \frac{U_i}{U_u^2}(I_r - I_m) + \frac{1}{2}\frac{L}{T}\frac{I_r^2 - I_m^2}{U_u^2} + \frac{L}{T}\frac{U_i}{U_u^3}(I_r - I_m)^2, \\
k_{11} &= \frac{\partial I_{D1}}{\partial U_i} = -\frac{1}{2}\frac{T}{L} + \frac{I_r - I_m}{U_u} - \frac{1}{2}\frac{L}{T}\frac{(I_r - I_m)^2}{U_u^2}.
\end{aligned}
\tag{3.40}
$$

Zamjenom diferencijalnog operatora d u izrazu (3.39), malim promjenama Δ oko radne točke, te primjenom Laplaceove transformacije na izraz (3.39), dobiva se:

$$
\Delta i_{D1}(s) = k_8 \cdot \Delta i_r(s) + k_9 \cdot \Delta i_m(s) + k_{10} \cdot \Delta u_u(s) + k_{11} \cdot \Delta u_i(s)\,. \tag{3.41}
$$

Uvrštavanjem izraza (3.36) u (3.41) dobiva se:

$$
\begin{aligned}
\Delta i_{D1}(s) = &\left(k_8 + \frac{k_4 k_9}{s - k_5}\right) \cdot \Delta i_r(s) + \left(k_{10} + \frac{k_6 k_9}{s - k_5}\right) \cdot \Delta u_u(s) + \\
&+ \left(k_{11} + \frac{k_7 k_9}{s - k_5}\right) \cdot \Delta u_i(s)\,.
\end{aligned}
\tag{3.42}
$$

Promjena izlaznog napona Δu_i se onda dobije kao umnožak promjene struje Δi_{D1} i impedancije izlaznog kruga:

$$
\Delta u_i(s) = \Delta i_{D1}(s) \cdot R \cdot \frac{1 + sR_C C}{1 + s(R_C + R)C}. \tag{3.43}
$$

Izražavanjem struje Δi_{D1} iz (3.43) te uvrštavanjem u (3.42) i sređivanjem, dobije izraz za promjenu izlaznog napona:

$$
\Delta u_i(s) = G_{i,c1}(s) \cdot \Delta i_r(s) + G_{i,c2}(s) \cdot \Delta u_u(s)\,, \tag{3.44}
$$

gdje su:

$$
\begin{aligned}
G_{i,c1}(s) &= \left.\frac{\Delta u_i(s)}{\Delta i_r(s)}\right|_{\Delta u_u = 0} = \frac{k_{15}s^2 + k_{16}s + k_{17}}{k_{12}s^2 + k_{13}s + k_{14}}, \\
G_{i,c2}(s) &= \left.\frac{\Delta u_i(s)}{\Delta u_u(s)}\right|_{\Delta i_r = 0} = \frac{k_{18}s^2 + k_{19}s + k_{20}}{k_{12}s^2 + k_{13}s + k_{14}},
\end{aligned}
\tag{3.45}
$$

pripadne prijenosne funkcije u kontinuiranom režimu rada, s parametrima:

$$
\begin{aligned}
k_{12} &= (R_C + R)\,C + k_{11}RR_C C, \\
k_{13} &= 1 - k_5 C\,(R_C + R) - k_{11}R + RR_C C\,(k_5 k_{11} - k_7 k_9)\,, \\
k_{14} &= R\,(k_5 k_{11} - k_7 k_9) - k_5, \\
k_{15} &= k_8 RR_C C, \\
k_{16} &= RR_C C\,(k_4 k_9 - k_5 k_8) + k_8 R, \\
k_{17} &= R\,(k_4 k_9 - k_5 k_8)\,, \\
k_{18} &= k_{10} RR_C C, \\
k_{19} &= RR_C C\,(k_6 k_9 - k_5 k_{10}) + k_{10} R, \\
k_{20} &= R\,(k_6 k_9 - k_5 k_{10})\,.
\end{aligned}
\tag{3.46}
$$

Slično kao i u slučaju naponskog upravljanja pretvaračem, zanemarenjem ekvivalentnog serijskog otpora kondenzatora R_C, prijenosne funkcije $G_{i,c1}$ i $G_{i,c1}$, određene izrazima (3.45), mogu se zapisati u preglednijem obliku (bez nedominantnih nula):

$$\begin{aligned} G_{i,c1}(s) &= K_{i,c1} \cdot \frac{1 - T_{i,cb1}s}{1 + 2\zeta_i T_{i,c}s + T_{i,c}^2 s^2}, \\ G_{i,c2}(s) &= K_{i,c2} \cdot \frac{1 + T_{i,cb2}s}{1 + 2\zeta_i T_{i,c}s + T_{i,c}^2 s^2}, \end{aligned} \tag{3.47}$$

gdje su:

$$\begin{aligned} K_{i,c1} &= \frac{k_{17}}{k_{14}}, \qquad K_{i,c2} = \frac{k_{20}}{k_{14}}, \\ T_{i,cb1} &= -\frac{k_{16}}{k_{17}}, \qquad T_{i,cb2} = \frac{k_{19}}{k_{20}}, \\ T_{i,c} &= \sqrt{\frac{k_{12}}{k_{14}}}, \qquad \zeta_i = \frac{k_{13}}{2\sqrt{k_{12}k_{14}}}. \end{aligned} \tag{3.48}$$

Nadalje, pokazuje se da odabirom puno veće sklopne frekvencije od frekvencije izlaznog RC kruga polovi postaju realni, tj. $\zeta_i > 1$, pa se prijenosne funkcije (3.47) mogu zapisati na sljedeći način:

$$\begin{aligned} G_{i,c1}(s) &= K_{i,c1} \cdot \frac{1 - T_{i,cb1}s}{(1 + T_{i,c1}s)(1 + T_{i,c2}s)}, \\ G_{i,c2}(s) &= K_{i,c2} \cdot \frac{1 + T_{i,cb2}s}{(1 + T_{i,c1}s)(1 + T_{i,c2}s)}, \end{aligned} \tag{3.49}$$

gdje su:

$$\begin{aligned} T_{i,c1} &= \frac{T_{i,c}}{\zeta_i - \sqrt{\zeta_i^2 - 1}}, \\ T_{i,c2} &= \frac{T_{i,c}}{\zeta_i + \sqrt{\zeta_i^2 - 1}}. \end{aligned} \tag{3.50}$$

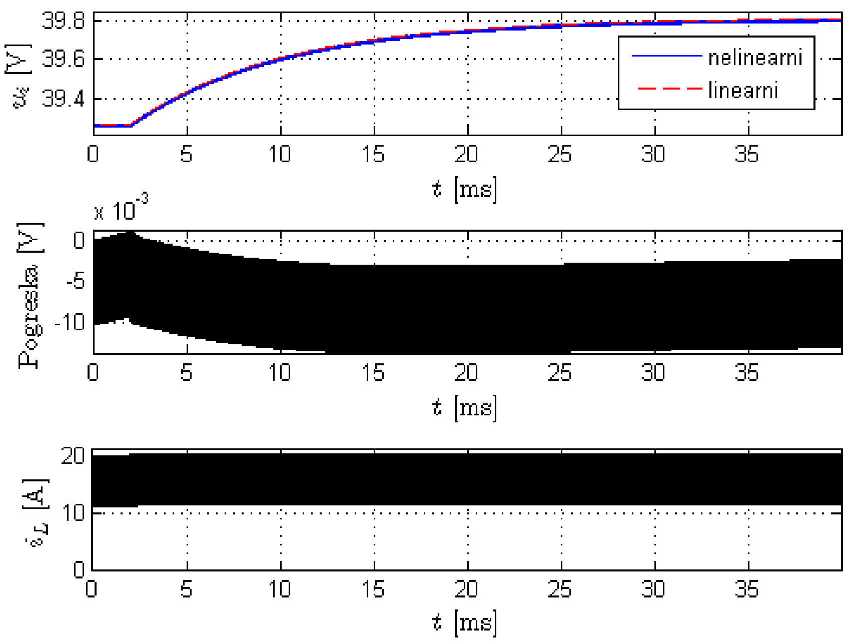
Ako je $\zeta_i \gg 1$ onda iz izraza (3.50) slijedi da je $T_{i,c1} \gg T_{i,c2}$, te se $T_{i,c2}$ u odnosu na $T_{i,c1}$ može zanemariti! Na taj način se red sustava smanjuje za jedan, što olakšava postupak projektiranja regulatora. U nekim slučajevima mogu se zanemariti i obje nule u prijenosnim funkcijama $G_{i,c1}$ i $G_{i,c2}$, određenim izrazima (3.49).

Na slikama 3.17 i 3.18 prikazani su odzivi pretvarača u kontinuiranom režimu rada, dobiveni simulacijama u Matlab–Simulink-u, s iznosom induktiviteta $L = 11\ \mu$H, a na slikama 3.19 i 3.20 prikazani su istovjetni odzivi s većim iznosom induktiviteta $L = 1100\ \mu$H. Iz prikazanih odziva vidljivo je da se neminimalno-fazna nula ne može zanemariti u slučaju kad je induktivitet zavojnice relativno velik, te se u tom slučaju značajno komplicira projektiranje regulatora. Uočljiva prednost pretvarača s većom vrijednošću induktiviteta zavojnice je u manjoj valovitosti ulazne struje zavojnice i_L.

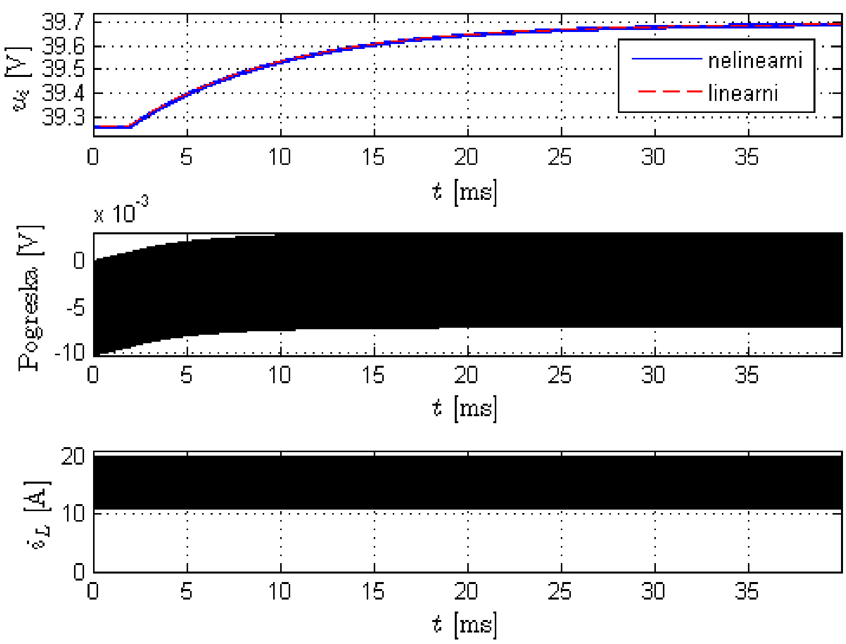
Nula u prijenosnoj funkciji $G_{i,c2}$ (3.49) može se zanemariti neovisno o iznosu induktiviteta zavojnice L.

Iz navedenog slijedi da se odabirom induktiviteta zavojnice relativno malog iznosa, prijenosne funkcije (3.49) pojednostavljuju na oblik prijenosne funkcije PT_1 člana:

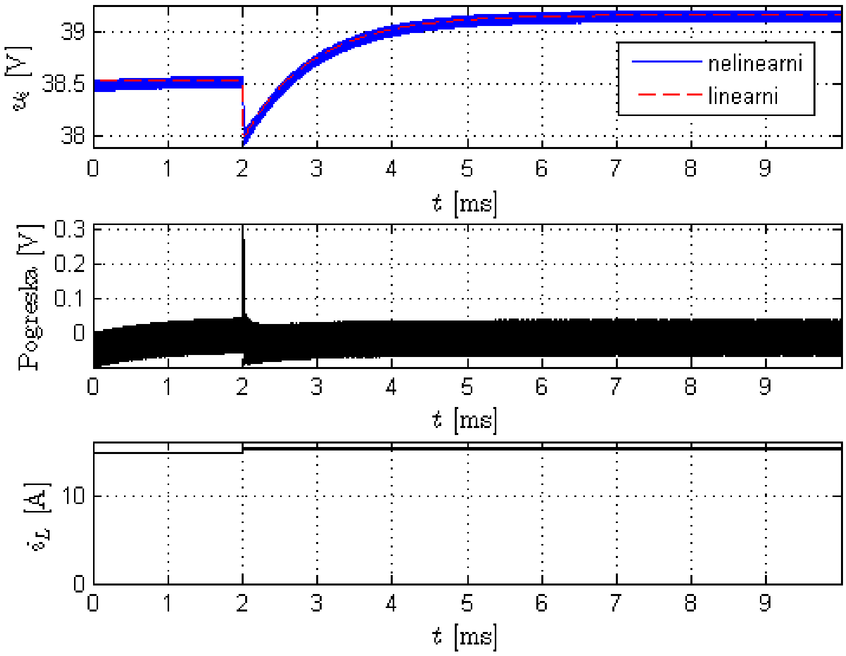
$$\begin{aligned} G_{i,c1}(s) &= \frac{K_{i,c1}}{1 + T_{i,c1}s}, \\ G_{i,c2}(s) &= \frac{K_{i,c2}}{1 + T_{i,c1}s}. \end{aligned} \tag{3.51}$$



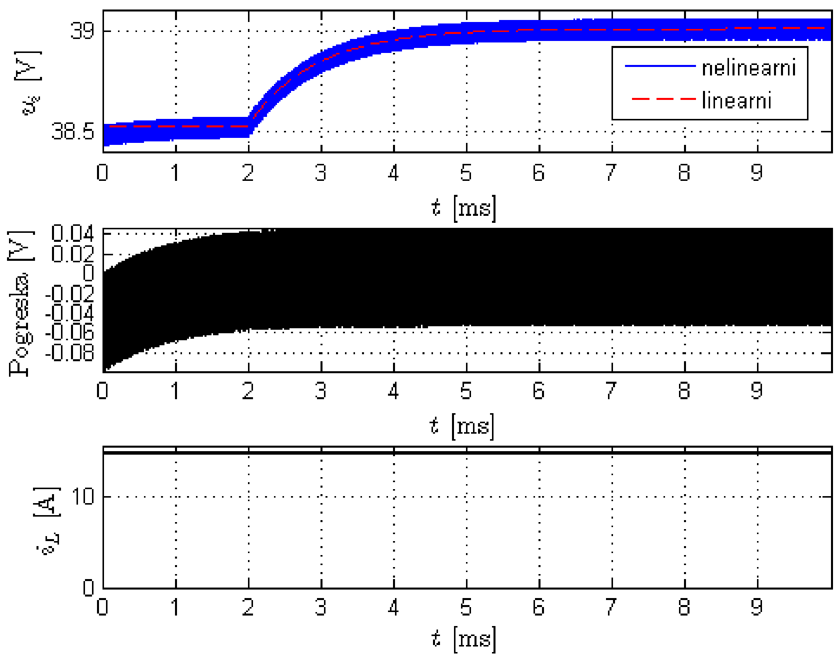
Slika 3.17: Odzivi izlaznog napona u_i potpunog nelinearnog modela i lineariziranog modela, pogreške linearizacije te struje zavojnice i_L na promjene ulaznih signala $i_r(t) = 20 + 0,5\,\mathrm{S}(t - 0,002)$ A i $u_u(t) = 20$ V, uz parametre pretvarača: $L = 11$ μH, $R_L = 10$ mΩ, $C = 3760$ μF, $f = 100$ kHz i $R = 5$ Ω.



Slika 3.18: Odzivi izlaznog napona u_i potpunog nelinearnog modela i lineariziranog modela, pogreške linearizacije te struje zavojnice i_L na promjene ulaznih signala $i_r(t) = 20$ A i $u_u(t) = 20 + 0,5\,\mathrm{S}(t - 0,002)$ V, uz parametre pretvarača: $L = 11$ μH, $R_L = 10$ mΩ, $C = 3760$ μF, $f = 100$ kHz i $R = 5$ Ω.



Slika 3.19: Odzivi izlaznog napona u_i potpunog nelinearnog modela i lineariziranog modela, pogreške linearizacije te struje zavojnice i_L na promjene ulaznih signala $i_r(t) = 15 + 0,5\,\mathrm{S}(t - 0,002)$ A i $u_u(t) = 20$ V, uz parametre pretvarača: $L = 1100$ μH, $R_L = 10$ mΩ, $C = 376$ μF, $f = 100$ kHz i $R = 5$ Ω.



Slika 3.20: Odzivi izlaznog napona u_i potpunog nelinearnog modela i lineariziranog modela, pogreške linearizacije te struje zavojnice i_L na promjene ulaznih signala $i_r(t) = 15$ A i $u_u(t) = 20 + 0,5\,\mathrm{S}(t - 0,002)$ V, uz parametre pretvarača: $L = 1100$ μH, $R_L = 10$ mΩ, $C = 376$ μF, $f = 100$ kHz i $R = 5$ Ω.

Time je za određenu radnu točku postupak projektiranja regulatora krajnje jednostavan. Nedostatak relativno velike valovitosti ulazne struje zavojnice, koji u nekim aplikacijama može biti kritičan, može se riješiti korištenjem dvofaznog ili višefaznog pretvarača, koji prema izlaznom krugu ima jednako dobra svojstva, a valovitost ulazne struje znatno smanjuje.

Iz svega navedenog očita je prednost strujnog načina upravljanja pretvaračem u odnosu na naponski način upravljanja. Međutim, u strujnom režimu rada pri konstantnoj sklopnoj frekvenciji i u kontinuiranom režimu rada može doći do pojave subharmonijskih oscilacija ili bifurkacija, tj. nestabilnosti pretvarača. Ova pojava nastaje pri vrijednostima faktora upravljanja $D > 0,5$. Pojava je prikazana na slici 3.21. U stacionarnom stanju struja zavojnice i_L trebala bi imati valni oblik prikazan punom linijom na slici 3.21. Ako na početku rastućeg dijela struje nastane malo odstupanje ΔI_0, što je u praksi normalna pojava, onda se za $D > 0,5$ iduće vrijednosti odstupanja ΔI_1, ΔI_2 itd. dodatno povećavaju, uzrokujući time nestabilnost. U nastavku slijedi matematičko objašnjenje pojave.

Označimo sa m_1 nagib rastućeg dijela struje zavojnice, a sa m_2 nagib padajućeg dijela zavojnice. Uz $m_1 > 0$ i $m_2 > 0$, može se pisati (slika 3.21):

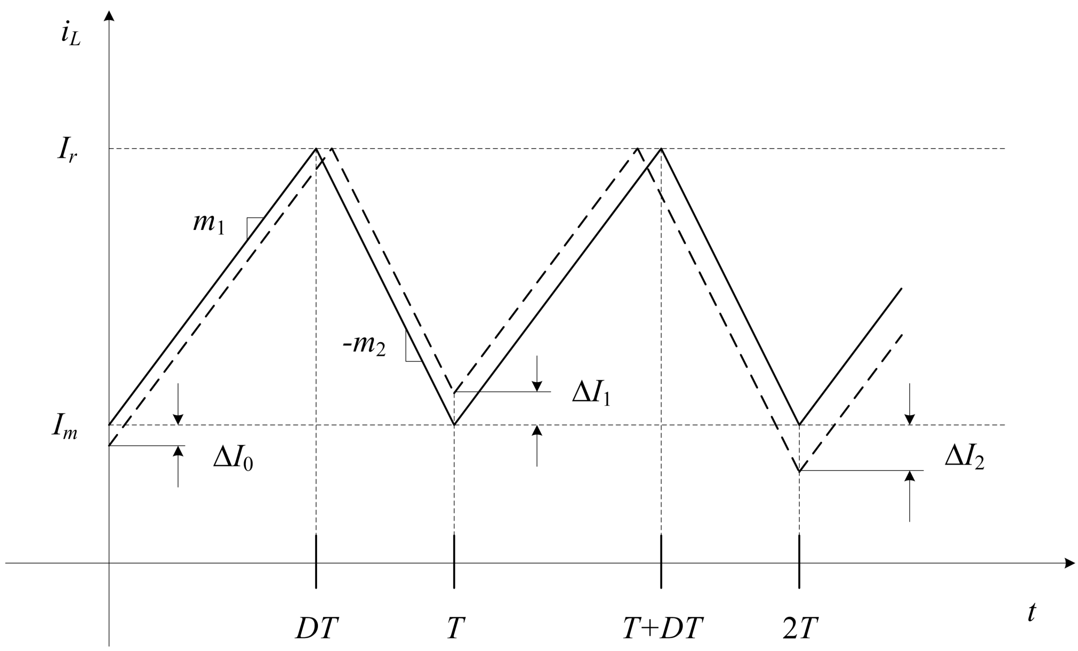
$$\begin{aligned} m_1 &= \frac{I_r - I_m}{DT} = \frac{U_u}{L}, \\ m_2 &= \frac{I_r - I_m}{(1-D)\,T} = \frac{U_i - U_u}{L}. \end{aligned} \tag{3.52}$$

Iz izraza (3.52) slijedi omjer dvaju nagiba:

$$\frac{m_2}{m_1} = \frac{D}{1-D}. \tag{3.53}$$

Dva uzastopna odstupanja struje od potrebne minimalne vrijednosti I_m mogu se povezati upravo pomoću omjera nagiba:

$$\Delta I_1 = -\frac{m_2}{m_1} \cdot \Delta I_0. \tag{3.54}$$



Slika 3.21: Prikaz nestabilnog rada strujno upravljanog pretvarača za vrijednosti $D > 0,5$.

Korištenjem izraza (3.53) i poopćavanjem dobiva se izraz za odstupanje struje u n-tom koraku sklapanja ($n \in \mathbb{N}$):

$$\Delta I_n = \left(-\frac{D}{1-D}\right)^n \cdot \Delta I_0. \tag{3.55}$$

Kako bi postigli da vrijednost odstupanja iščezava s vremenom, očito je da izraz pod potencijom n mora biti manji od 1, odnosno:

$$\frac{D}{1-D} < 1 \quad \Rightarrow \quad D < 0,5. \tag{3.56}$$

U praktičnim aplikacijama potrebno je imati mogućnost rada pretvarača i za $D > 0,5$, pa se referentnoj vrijednosti struje I_r dodaje tzv. kompenzacijska rampa s nagibom m, prema slici 3.22. Modificirana shema za MATLAB–SIMULINK prikazana je na slici 3.23.

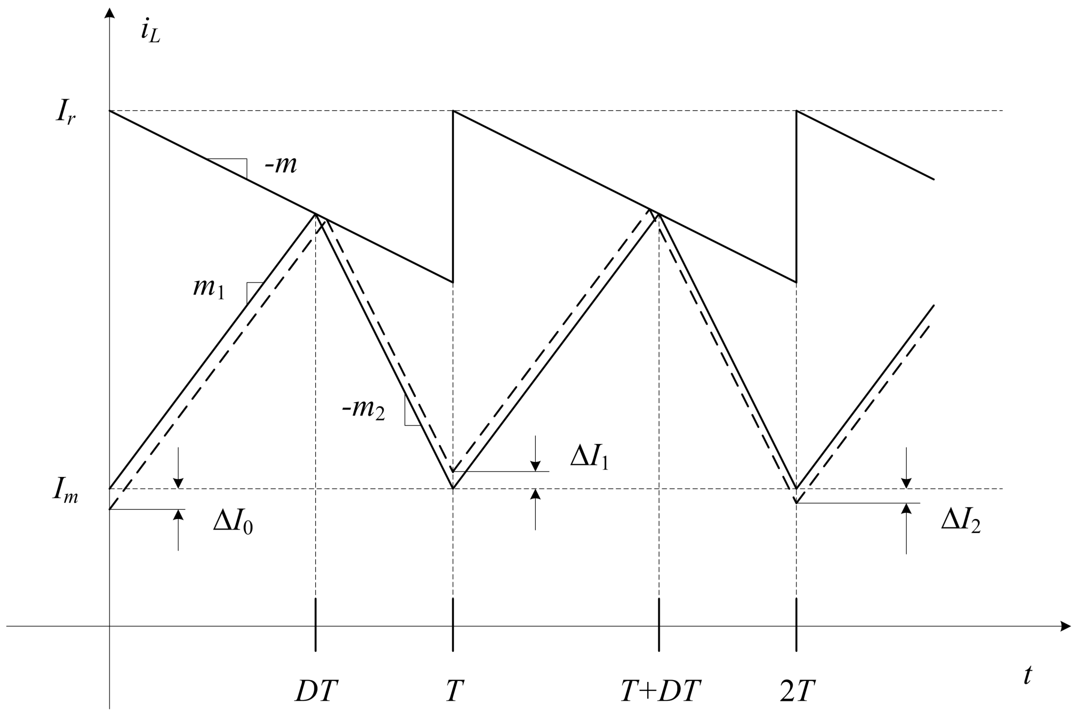
Prema slici 3.22 mogu se odrediti uzastopna odstupanja struje:

$$\Delta I_n = \left(-\frac{m_2 - m}{m_1 + m}\right)^n \cdot \Delta I_0. \tag{3.57}$$

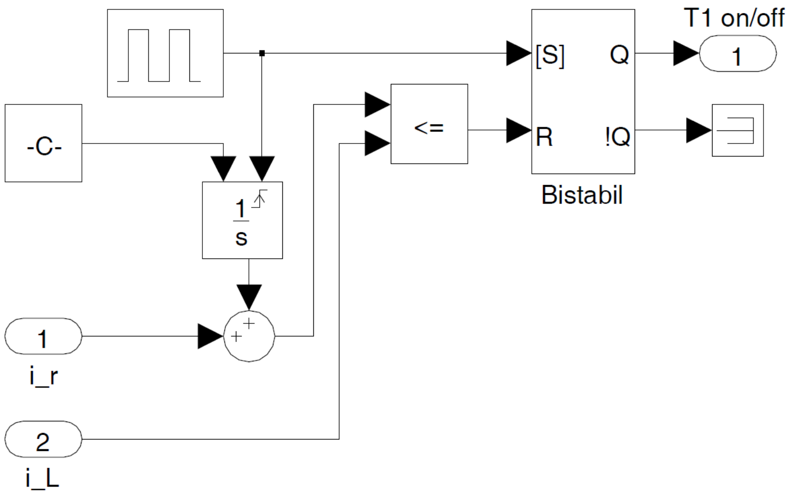
Odstupanje struje ΔI_n s vremenom iščezava, tj. pretvarač se stabilizira, ako je izraz pod n-tom potencijom manji od 1, odnosno ako je:

$$m > \frac{m_2 - m_1}{2}. \tag{3.58}$$

Prema izrazu (3.52), nagibi m_1 i m_2 ovise o ulaznom i izlaznom naponu, te induktivitetu zavojnice. S obzirom da se pretvarač projektira za određene raspone ulaznog i



Slika 3.22: Kompenzacija nestabilnog rada strujno upravljanog pretvarača za vrijednosti $D > 0,5$ dodavanjem kompenzacijske rampe.



Slika 3.23: Blokovska shema generatora modulacijskog signala istosmjernog uzlaznog pretvarača u strujnom načinu upravljanja s dodanom kompenzacijskom rampom za MATLAB–SIMULINK.

izlaznog napona, nagib kompenzacijske rampe m odabire se za najgori slučaj, koji nastupa za najveću vrijednost izlaznog napona $U_{i,max}$ i najmanju vrijednost ulaznog napona $U_{u,min}$. Konačni izraz za nagib kompenzacijske rampe onda glasi:

$$m > \frac{U_{i,max} - 2U_{u,min}}{2L}. \tag{3.59}$$

Na slici 3.24 prikazani su odzivi pretvarača u kontinuiranom režimu rada za iznos faktora upravljanja $D > 0,5$ bez dodavanja kompenzacijske rampe. Uočljiv je nestabilan rad pretvarača, što se još bolje vidi na izdvojenom dijelu stacionarnog stanja, prikazanog na slici 3.25. Dodavanjem kompenzacijske rampe odzivi pretvarača se stabiliziraju, kako je to prikazano na slici 3.26, te dodatno na slici 3.27, na kojoj se zorno vidi djelovanje kompenzacijske rampe.

Uvođenjem kompenzacijske rampe, već napravljena dinamička analiza rada pretvarača nije valjana, te ju je potrebno korigirati. Korigirani valni oblici struje zavojnice i_L i struje kroz diodu i_{D1} u kontinuiranom režimu rada strujno upravljanog uzlaznog pretvarača s dodanom kompenzacijskom rampom prikazani su na slici 3.28.

Nagib rastućeg dijela struje zavojnice i_L, prema slici 3.28, određen je izrazom:

$$m_1 = \frac{I_r - I_m}{DT} - m = \frac{U_u}{L}, \tag{3.60}$$

iz čega slijedi izraz za faktor upravljanja D:

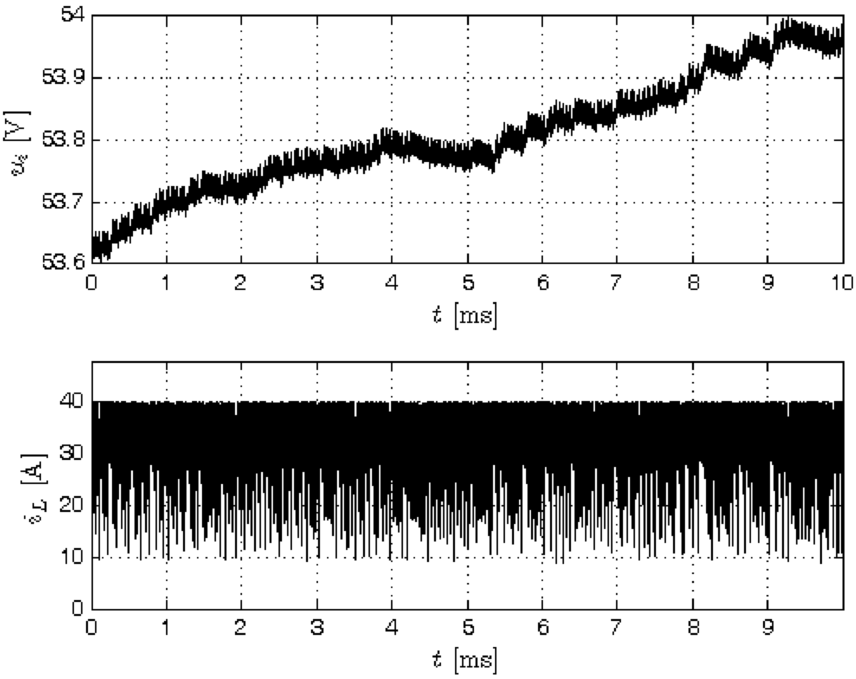
$$D = \frac{L}{T} \cdot \frac{I_r - I_m}{U_u + mL}. \tag{3.61}$$

Nagib padajućeg dijela struje zavojnice i_L, prema slici 3.28, određen je izrazom:

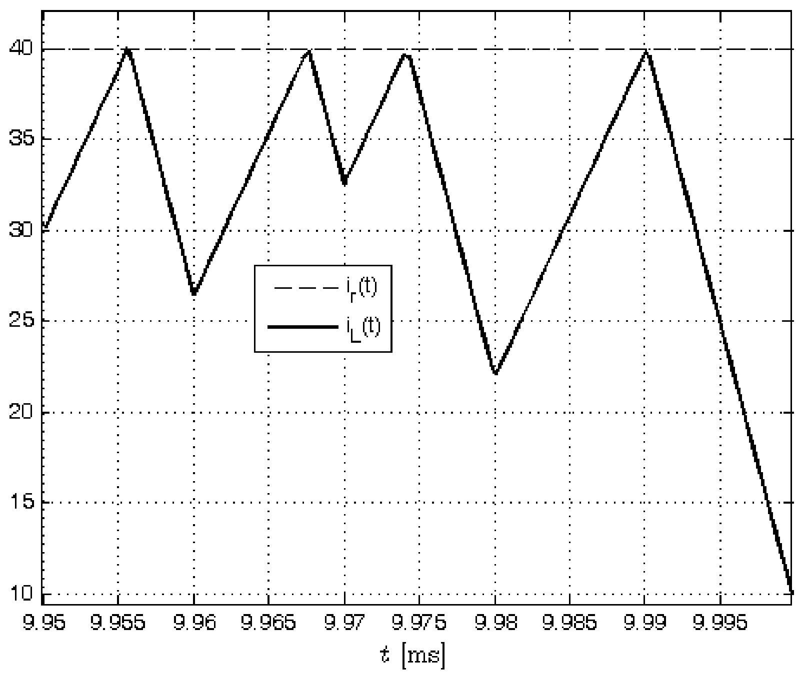
$$m_2 = \frac{I_r - I_f}{(1-D)\,T} - \frac{mD}{1-D} = \frac{U_i - U_u}{L}, \tag{3.62}$$

iz čega slijedi izraz za I_f:

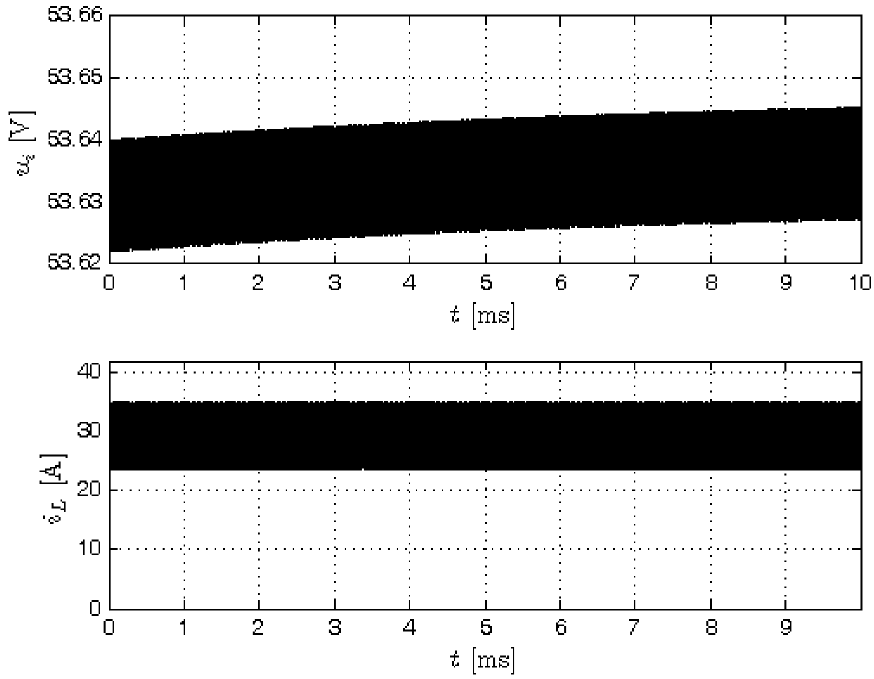
$$I_f = I_r - \frac{T}{L}\,(U_i - U_u)\,(1-D) - mDT. \tag{3.63}$$



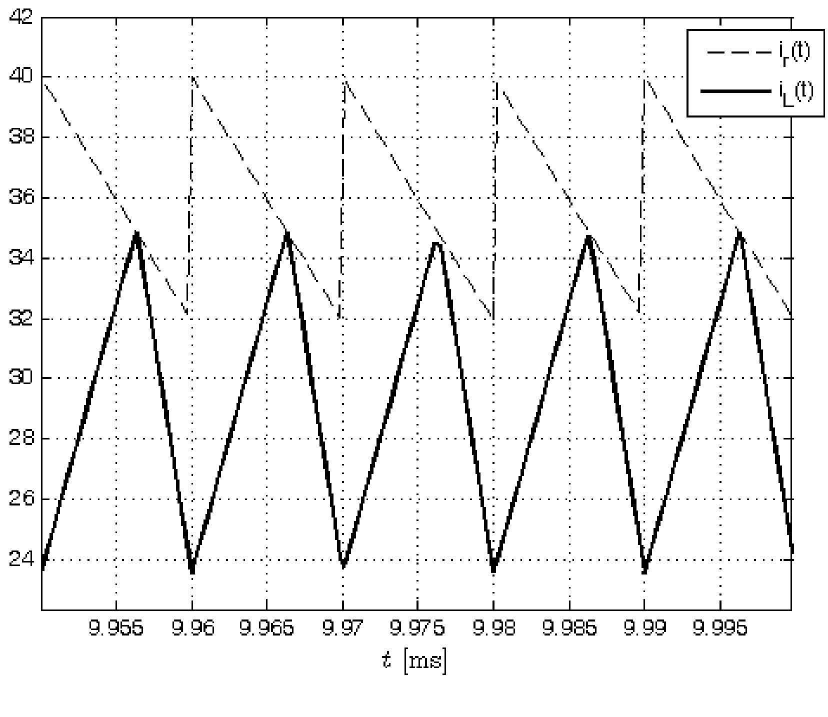
Slika 3.24: Odzivi izlaznog napona u_i i struje zavojnice i_L na promjene ulaznih signala $i_r(t) = 40$ A i $u_u(t) = 20$ V, bez dodavanja kompenzacijske rampe, uz parametre pretvarača: $L = 11$ μH, $R_L = 10$ mΩ, $C = 3760$ μF, $f = 100$ kHz i $R = 5$ Ω.



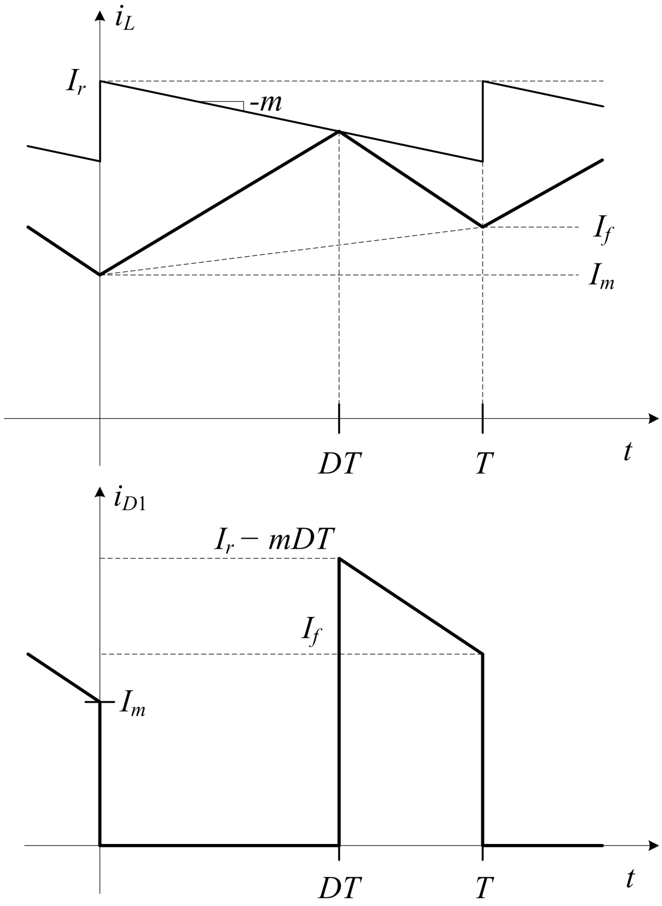
Slika 3.25: Prikaz stacionarnog stanja odziva sa slike 3.24.



Slika 3.26: Odzivi izlaznog napona u_i i struje zavojnice i_L na promjene ulaznih signala $i_r(t) = 40$ A i $u_u(t) = 20$ V, s dodanom kompenzacijskom rampom nagiba $m = 8,1 \cdot 10^5$, uz parametre pretvarača: $L = 11$ μH, $R_L = 10$ mΩ, $C = 3760$ μF, $f = 100$ kHz i $R = 5$ Ω.



Slika 3.27: Prikaz stacionarnog stanja odziva sa slike 3.26.



Slika 3.28: Valni oblici struje zavojnice i_L i struje kroz diodu i_{D1} u kontinuiranom režimu rada strujno upravljanog uzlaznog pretvarača s dodanom kompenzacijskom rampom.

Uvrštavanjem (3.61) u (3.63) slijedi:

$$I_f = I_r - \frac{T}{L}\left(U_i - U_u\right) + \frac{I_r - I_m}{U_u + mL}\left(U_i - U_u - mL\right). \tag{3.64}$$

Promjena minimalne vrijednosti struje I_m, prema slici 3.28, opisana je slijedećim izrazom:

$$\frac{\mathrm{d}\,I_m}{\mathrm{d}\,t} = \frac{I_f - I_m}{T}. \tag{3.65}$$

Uvrštavanjem (3.64) u (3.65), dobije se za promjenu struje I_m slijedeći izraz:

$$\frac{\mathrm{d}\,I_m}{\mathrm{d}\,t} = \frac{1}{T}\frac{U_i}{U_u + mL}\left(I_r - I_m\right) - \frac{1}{L}\left(U_i - U_u\right). \tag{3.66}$$

Potpuni diferencijal promjene struje I_m dan je izrazom:

$$\mathrm{d}\,\frac{\mathrm{d}\,I_m}{\mathrm{d}\,t} = k_{21}\cdot\mathrm{d}\,I_r + k_{22}\cdot\mathrm{d}\,I_m + k_{23}\cdot\mathrm{d}\,U_u + k_{24}\cdot\mathrm{d}\,U_i, \tag{3.67}$$

gdje su:

$$\begin{aligned}
k_{21} &= \frac{\partial \frac{\mathrm{d}\, I_m}{\mathrm{d}\, t}}{\partial I_r} = \frac{1}{T}\frac{U_i}{U_u + mL}, \\
k_{22} &= \frac{\partial \frac{\mathrm{d}\, I_m}{\mathrm{d}\, t}}{\partial I_m} = -\frac{1}{T}\frac{U_i}{U_u + mL}, \\
k_{23} &= \frac{\partial \frac{\mathrm{d}\, I_m}{\mathrm{d}\, t}}{\partial U_u} = \frac{1}{L} - \frac{1}{T}\frac{U_i}{(U_u + mL)^2}\left(I_r - I_m\right), \\
k_{24} &= \frac{\partial \frac{\mathrm{d}\, I_m}{\mathrm{d}\, t}}{\partial U_i} = \frac{1}{T}\frac{I_r - I_m}{U_u + mL} - \frac{1}{L}.
\end{aligned} \tag{3.68}$$

Zamjenom diferencijalnog operatora d u izrazu (3.67), malim promjenama Δ oko radne točke, te primjenom Laplaceove transformacije na izraz (3.67), dobiva se:

$$s \cdot \Delta i_m\left(s\right) = k_{21} \cdot \Delta i_r\left(s\right) + k_{22} \cdot \Delta i_m\left(s\right) + k_{23} \cdot \Delta u_u\left(s\right) + k_{24} \cdot \Delta u_i\left(s\right), \tag{3.69}$$

iz čega slijedi izraz za Δi_m:

$$\Delta i_m\left(s\right) = \frac{k_{21} \cdot \Delta i_r\left(s\right) + k_{23} \cdot \Delta u_u\left(s\right) + k_{24} \cdot \Delta u_i\left(s\right)}{s - k_{22}}. \tag{3.70}$$

Srednja vrijednost struje diode I_{D1} je dana izrazom (slika 3.28):

$$I_{D1} = \frac{1}{T}\int_0^T i_{D1}\left(t\right) dt = \frac{1}{2}\left(1 - D\right)\left(I_r - mDT + I_f\right). \tag{3.71}$$

Uvrštavanjem izraza (3.61) i (3.64) u (3.71), slijedi izraz za srednju struju diode, odnosno srednju struju izlaznog RC kruga:

$$\begin{aligned}
I_{D1} = I_r - \frac{T}{2L}\left(U_i - U_u\right) - \frac{L}{T} \cdot I_r \cdot \frac{I_r - I_m}{U_u + mL} + \\
+ \frac{U_i - U_u - mL}{U_u + mL}\left(I_r - I_m\right) - \frac{L}{2T}\frac{U_i - U_u - 2mL}{\left(U_u + mL\right)^2}\left(I_r - I_m\right)^2.
\end{aligned} \tag{3.72}$$

Potpuni diferencijal srednje struje diode I_{D1} određen je izrazom:

$$\mathrm{d}\, I_{D1} = k_{25} \cdot \mathrm{d}\, I_r + k_{26} \cdot \mathrm{d}\, I_m + k_{27} \cdot \mathrm{d}\, U_u + k_{28} \cdot \mathrm{d}\, U_i, \tag{3.73}$$

gdje su:

$$\begin{aligned}
k_{25} &= \frac{\partial I_{D1}}{\partial I_r} = 1 - \frac{L}{T}\frac{2I_r - I_m}{U_u + mL} + \frac{U_i - U_u - mL}{U_u + mL} - \frac{L}{T}\frac{U_i - U_u - 2mL}{\left(U_u + mL\right)^2}\left(I_r - I_m\right), \\
k_{26} &= \frac{\partial I_{D1}}{\partial I_m} = \frac{L}{T}\frac{I_r}{U_u + mL} - \frac{U_i - U_u - mL}{U_u + mL} + \frac{L}{T}\frac{U_i - U_u - 2mL}{\left(U_u + mL\right)^2}\left(I_r - I_m\right), \\
k_{27} &= \frac{\partial I_{D1}}{\partial U_u} = \frac{T}{2L} + \frac{I_r - I_m}{\left(U_u + mL\right)^2}\left(\frac{L}{T}I_r - U_i\right) + \frac{L}{2T}\left(I_r - I_m\right)^2 \cdot \frac{2U_i - U_u - 3mL}{\left(U_u + mL\right)^3}, \\
k_{28} &= \frac{\partial I_{D1}}{\partial U_i} = -\frac{T}{2L} + \frac{I_r - I_m}{U_u + mL} - \frac{L}{2T}\frac{\left(I_r - I_m\right)^2}{\left(U_u + mL\right)^2}.
\end{aligned} \tag{3.74}$$

Zamjenom diferencijalnog operatora d u izrazu (3.73), malim promjenama Δ oko radne točke, te primjenom Laplaceove transformacije na izraz (3.73), dobiva se:

$$\Delta i_{D1}(s) = k_{25} \cdot \Delta i_r(s) + k_{26} \cdot \Delta i_m(s) + k_{27} \cdot \Delta u_u(s) + k_{28} \cdot \Delta u_i(s). \tag{3.75}$$

Uvrštavanjem izraza (3.70) u (3.75) dobiva se:

$$\begin{aligned} \Delta i_{D1}(s) = &\left(k_{25} + \frac{k_{21}k_{26}}{s - k_{22}}\right) \cdot \Delta i_r(s) + \left(k_{27} + \frac{k_{23}k_{26}}{s - k_{22}}\right) \cdot \Delta u_u(s) + \\ &+ \left(k_{28} + \frac{k_{24}k_{26}}{s - k_{22}}\right) \cdot \Delta u_i(s). \end{aligned} \tag{3.76}$$

Promjena izlaznog napona Δu_i se dobije na isti način kao i u slučaju bez dodavanja kompenzacijske rampe:

$$\Delta u_i(s) = \Delta i_{D1}(s) \cdot R \cdot \frac{1 + sR_C C}{1 + s(R_C + R)C}, \tag{3.77}$$

kao i izraz za promjenu izlaznog napona:

$$\Delta u_i(s) = G_{i,c1}(s) \cdot \Delta i_r(s) + G_{i,c2}(s) \cdot \Delta u_u(s). \tag{3.78}$$

Prijenosne funkcije u izrazu (3.78) imaju potpuno isti oblik kao i u slučaju bez dodavanja kompenzacijske rampe, ali s drukčijim parametrima:

$$\begin{aligned} G_{i,c1}(s) &= \left.\frac{\Delta u_i(s)}{\Delta i_r(s)}\right|_{\Delta u_u = 0} = \frac{k_{32}s^2 + k_{33}s + k_{34}}{k_{29}s^2 + k_{30}s + k_{31}}, \\ G_{i,c2}(s) &= \left.\frac{\Delta u_i(s)}{\Delta u_u(s)}\right|_{\Delta i_r = 0} = \frac{k_{35}s^2 + k_{36}s + k_{37}}{k_{29}s^2 + k_{30}s + k_{31}}, \end{aligned} \tag{3.79}$$

koji iznose:

$$\begin{aligned} k_{29} &= (R_C + R)\,C + k_{28}RR_C C, \\ k_{30} &= 1 - k_{22}C\,(R_C + R) - k_{28}R + RR_C C\,(k_{22}k_{28} - k_{24}k_{26}), \\ k_{31} &= R\,(k_{22}k_{28} - k_{24}k_{26}) - k_{22}, \\ k_{32} &= k_{25}RR_C C, \\ k_{33} &= RR_C C\,(k_{21}k_{26} - k_{22}k_{25}) + k_{25}R, \\ k_{34} &= R\,(k_{21}k_{26} - k_{22}k_{25}), \\ k_{35} &= k_{27}RR_C C, \\ k_{36} &= RR_C C\,(k_{23}k_{26} - k_{22}k_{27}) + k_{27}R, \\ k_{37} &= R\,(k_{23}k_{26} - k_{22}k_{27}). \end{aligned} \tag{3.80}$$

Zanemarenjem ekvivalentnog serijskog otpora kondenzatora R_C slijede prijenosne funkcije ekvivalentne prijenosnim funkcijama (3.47):

$$\begin{aligned} G_{i,c1}(s) &= K_{i,c1} \cdot \frac{1 - T_{i,cb1}s}{1 + 2\zeta_i T_{i,c}s + T_{i,c}^2 s^2}, \\ G_{i,c2}(s) &= K_{i,c2} \cdot \frac{1 + T_{i,cb2}s}{1 + 2\zeta_i T_{i,c}s + T_{i,c}^2 s^2}, \end{aligned} \tag{3.81}$$

gdje su:

$$\begin{aligned} K_{i,c1} &= \frac{k_{34}}{k_{31}}, & K_{i,c2} &= \frac{k_{37}}{k_{31}}, \\ T_{i,cb1} &= -\frac{k_{33}}{k_{34}}, & T_{i,cb2} &= \frac{k_{36}}{k_{37}}, \\ T_{i,c} &= \sqrt{\frac{k_{29}}{k_{31}}}, & \zeta_i &= \frac{k_{30}}{2\sqrt{k_{29}k_{31}}}. \end{aligned} \tag{3.82}$$

Analogno slučaju bez dodavanja kompenzacijske rampe, odabirom puno veće sklopne frekvencije od frekvencije izlaznog RC kruga polovi postaju realni, tj. $\zeta_i > 1$, pa se prijenosne funkcije (3.81) mogu zapisati na sljedeći način:

$$\begin{aligned} G_{i,c1}(s) &= K_{i,c1} \cdot \frac{1 - T_{i,cb1}s}{(1 + T_{i,c1}s)(1 + T_{i,c2}s)}, \\ G_{i,c2}(s) &= K_{i,c2} \cdot \frac{1 + T_{i,cb2}s}{(1 + T_{i,c1}s)(1 + T_{i,c2}s)}, \end{aligned} \tag{3.83}$$

gdje su:

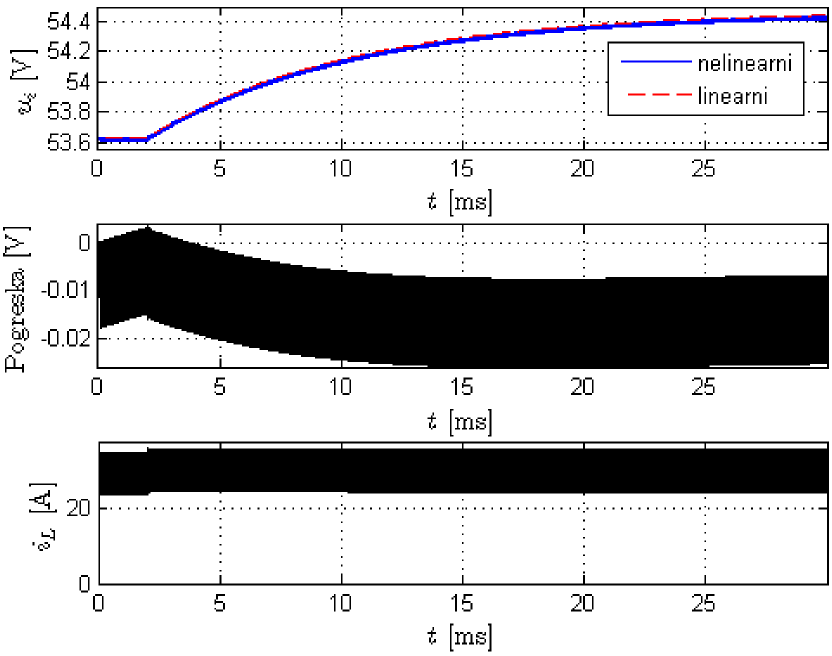
$$\begin{aligned} T_{i,c1} &= \frac{T_{i,c}}{\zeta_i - \sqrt{\zeta_i^2 - 1}}, \\ T_{i,c2} &= \frac{T_{i,c}}{\zeta_i + \sqrt{\zeta_i^2 - 1}}. \end{aligned} \tag{3.84}$$

Nadalje, ako je $\zeta_i \gg 1$ onda iz izraza (3.84) slijedi da je $T_{i,c1} \gg T_{i,c2}$, te se $T_{i,c2}$ u odnosu na $T_{i,c1}$ može zanemariti. Neminimalno-fazna nula u prijenosnoj funkciji $G_{i,c1}$ (3.83), može se zanemariti samo u slučaju odabira relativno male vrijednosti induktiviteta zavojnice L. Nula u prijenosnoj funkciji $G_{i,c2}$ (3.83) može se zanemariti neovisno o iznosu induktiviteta zavojnice L.

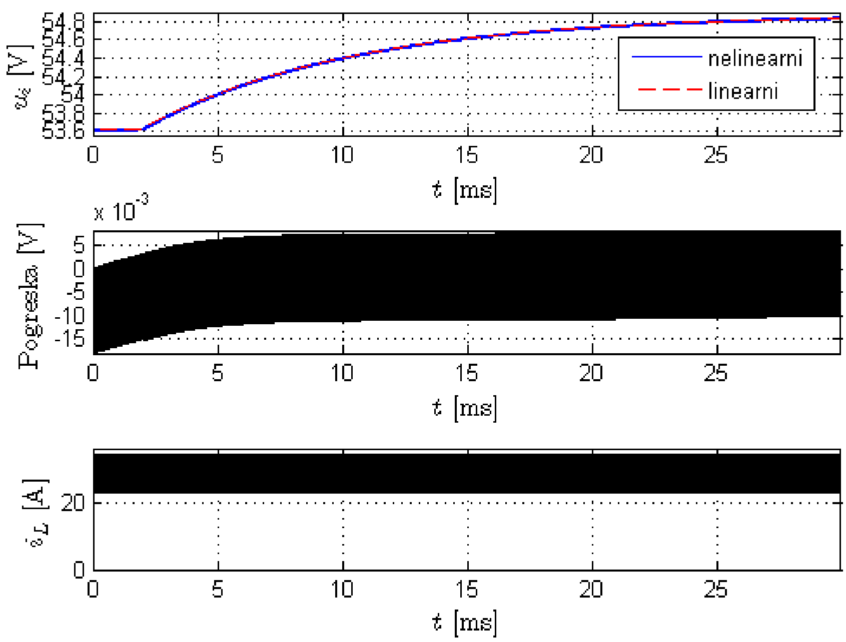
Na slikama 3.29 i 3.30 prikazani su odzivi pretvarača u kontinuiranom režimu rada s dodanom kompenzacijskom rampom, dobiveni simulacijama u Matlab–Simulink-u, s iznosom induktiviteta $L = 11$ μH, a na slikama 3.31 i 3.32 prikazani su istovjetni odzivi s većim iznosom induktiviteta $L = 1100$ μH.

Iz navedenog slijedi da se odabirom induktiviteta zavojnice relativno malog iznosa, prijenosne funkcije (3.49) pojednostavljuju na oblik prijenosne funkcije PT_1 člana:

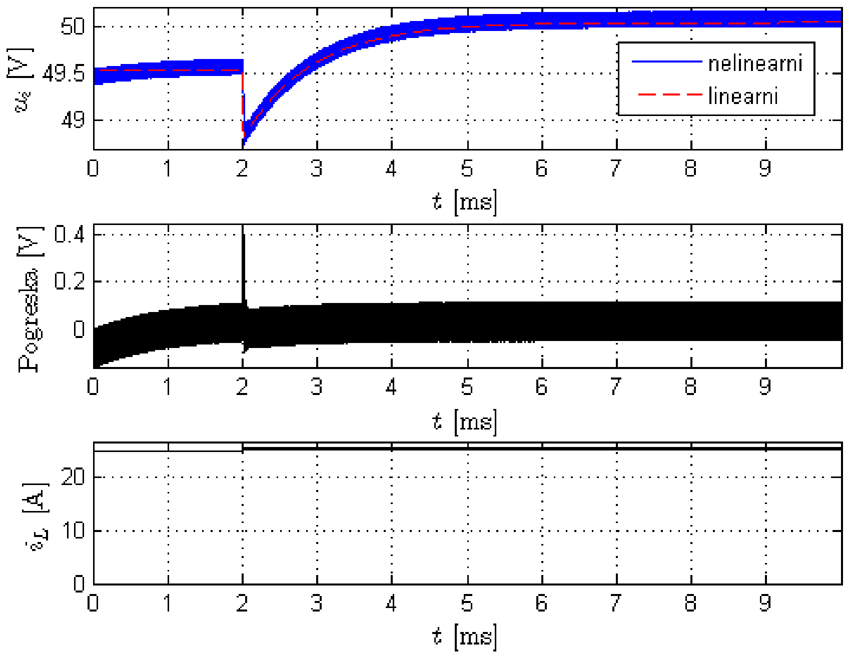
$$\begin{aligned} G_{i,c1}(s) &= \frac{K_{i,c1}}{1 + T_{i,c1}s}, \\ G_{i,c2}(s) &= \frac{K_{i,c2}}{1 + T_{i,c1}s}. \end{aligned} \tag{3.85}$$



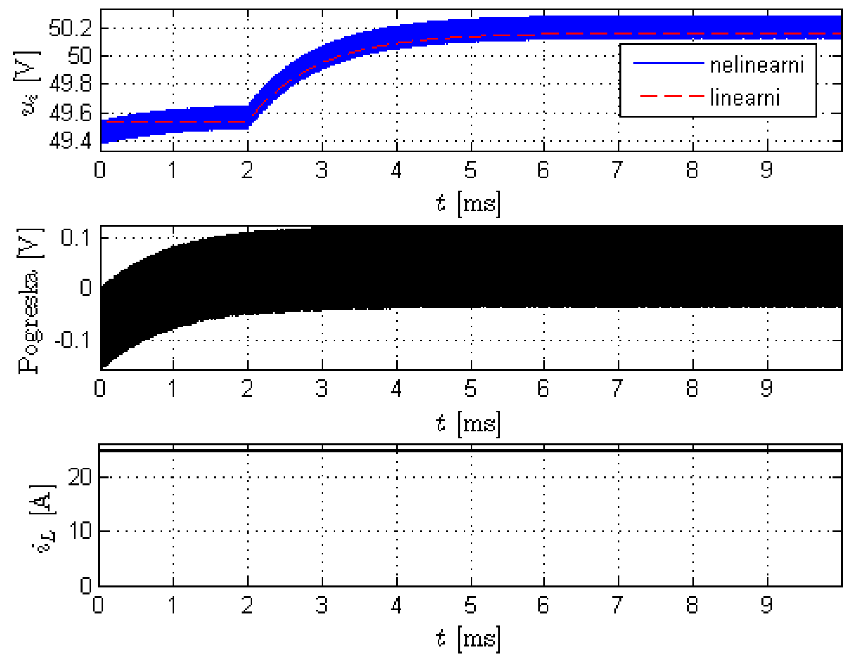
Slika 3.29: Odzivi izlaznog napona u_i potpunog nelinearnog modela i lineariziranog modela, pogreške linearizacije te struje zavojnice i_L na promjene ulaznih signala $i_r(t) = 40 + \mathrm{S}(t - 0,002)$ A i $u_u(t) = 20$ V, uz parametre pretvarača: $L = 11$ μH, $R_L = 10$ mΩ, $C = 3760$ μF, $m = 8,1 \cdot 10^5$, $f = 100$ kHz i $R = 5$ Ω.



Slika 3.30: Odzivi izlaznog napona u_i potpunog nelinearnog modela i lineariziranog modela, pogreške linearizacije te struje zavojnice i_L na promjene ulaznih signala $i_r(t) = 40$ A i $u_u(t) = 20 + \mathrm{S}(t - 0,002)$ V, uz parametre pretvarača: $L = 11$ μH, $R_L = 10$ mΩ, $C = 3760$ μF, $m = 8,1 \cdot 10^5$, $f = 100$ kHz i $R = 5$ Ω.



Slika 3.31: Odzivi izlaznog napona u_i potpunog nelinearnog modela i lineariziranog modela, pogreške linearizacije te struje zavojnice i_L na promjene ulaznih signala $i_r(t) = 25 + 0,5\,\mathrm{S}\,(t - 0,002)$ A i $u_u(t) = 20$ V, uz parametre pretvarača: $L = 1100$ μH, $R_L = 10$ mΩ, $C = 376$ μF, $m = 8,1 \cdot 10^3$, $f = 100$ kHz i $R = 5$ Ω.



Slika 3.32: Odzivi izlaznog napona u_i potpunog nelinearnog modela i lineariziranog modela, pogreške linearizacije te struje zavojnice i_L na promjene ulaznih signala $i_r(t) = 25$ A i $u_u(t) = 20 + 0,5\,\mathrm{S}\,(t - 0,002)$ V, uz parametre pretvarača: $L = 1100$ μH, $R_L = 10$ mΩ, $C = 376$ μF, $m = 8,1 \cdot 10^3$, $f = 100$ kHz i $R = 5$ Ω.

3.2.2 Diskontinuirani režim rada

Valni oblici struje zavojnice i_L i struje kroz diodu i_{D1} u diskontinuiranom režimu rada s kompenzacijskom rampom prikazani su na slici 3.33. Iako u diskontinuiranom režimu rada nije potrebna kompenzacijska rampa za stabilan rad pretvarača za vrijednosti $D > 0,5$, ona se mora uzeti u obzir ako je pretvarač projektiran za rad u oba režima rada i za vrijednosti $D > 0,5$, jer se teško može isključiti za vrijeme rada pretvarača, nakon prijelaza iz kontinuiranog u diskontinuirani režim, te ponovo uključiti nakon prijelaza iz diskontinuiranog u kontinuirani režim.

Nagib rastućeg dijela struje zavojnice i_L određen je, prema slici 3.33, izrazom:

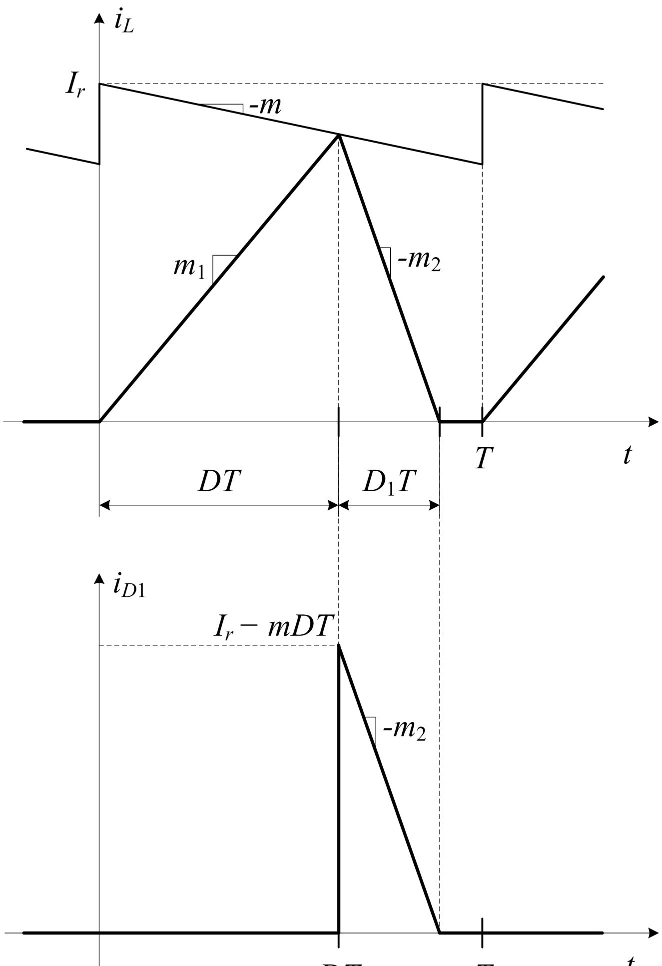
$$m_1 = \frac{I_r}{DT} - m = \frac{U_u}{L}, \tag{3.86}$$

iz čega slijedi izraz za D:

$$D = \frac{L}{T} \cdot \frac{I_r}{U_u + mL}. \tag{3.87}$$

Nagib padajućeg dijela struje zavojnice i_L određen je, prema slici 3.33, izrazom:

$$m_2 = \frac{I_r}{D_1 T} - m \cdot \frac{D}{D_1} = \frac{U_i - U_u}{L}, \tag{3.88}$$



Slika 3.33: Valni oblici struje zavojnice i_L i struje kroz diodu i_{D1} u diskontinuiranom režimu rada s kompenzacijskom rampom.

iz čega slijedi izraz za D_1:

$$D_1 = \frac{L}{T} \cdot \frac{I_r - mDT}{U_i - U_u}. \tag{3.89}$$

Uvrštavanjem izraza (3.87) u izraz (3.89), dobiva se:

$$D_1 = \frac{L}{T} \cdot \frac{I_r}{U_i - U_u} \cdot \frac{U_u}{U_u + mL}. \tag{3.90}$$

Srednja vrijednost struje diode i_{D1} određena je, prema slici 3.33, izrazom:

$$I_{D1} = \frac{1}{2} D_1 \left(I_r - mDT\right). \tag{3.91}$$

Uvrštavanjem izraza (3.87) i (3.90) u izraz (3.91), dobiva se:

$$I_{D1} = \frac{L}{2T} \cdot \frac{I_r^2}{U_i - U_u} \cdot \frac{U_u^2}{\left(U_u + mL\right)^2}. \tag{3.92}$$

Potpuni diferencijal srednje struje diode I_{D1} glasi:

$$\mathrm{d}\, I_{D1} = k_{38}\, \mathrm{d}\, I_r + k_{39}\, \mathrm{d}\, U_u + k_{40}\, \mathrm{d}\, U_i, \tag{3.93}$$

gdje su:

$$\begin{aligned} k_{38} &= \frac{\partial I_{D1}}{\partial I_r} = \frac{L}{T} \cdot \frac{U_u^2 \cdot I_r}{(U_i - U_u)(U_u + mL)^2}, \\ k_{39} &= \frac{\partial I_{D1}}{\partial U_u} = \frac{L U_u I_r^2}{2T} \cdot \frac{U_u^2 + mL\left(2U_i - U_u\right)}{\left(U_i - U_u\right)^2 \left(U_u + mL\right)^3}, \\ k_{40} &= \frac{\partial I_{D1}}{\partial U_i} = -\frac{L}{2T} \cdot \frac{U_u^2 \cdot I_r^2}{\left(U_u + mL\right)^2 \left(U_i - U_u\right)^2}. \end{aligned} \tag{3.94}$$

Zamjenom diferencijala d u izrazu (3.93) malim promjenama Δ oko radne točke, te primjenom Laplaceove transformacije na izraz (3.93), dobiva se izraz za male promjene srednje struje izlaznog RC kruga:

$$\Delta i_{D1}\left(s\right) = k_{38} \Delta i_r\left(s\right) + k_{39} \Delta u_u\left(s\right) + k_{40} \Delta u_i\left(s\right). \tag{3.95}$$

Promjena izlaznog napona Δu_i se onda dobije kao umnožak promjene struje Δi_{D1} i impedancije izlaznog kruga:

$$\Delta u_i\left(s\right) = \Delta i_{D1}\left(s\right) \cdot R \cdot \frac{1 + sR_C C}{1 + s(R_C + R)C}. \tag{3.96}$$

Izražavanjem struje Δi_{D1} iz (3.96) te uvrštavanjem u (3.95) i sređivanjem, dobije izraz za promjenu izlaznog napona:

$$\Delta u_i\left(s\right) = G_{i,d1}\left(s\right) \cdot \Delta i_r\left(s\right) + G_{i,d2}\left(s\right) \cdot \Delta u_u\left(s\right), \tag{3.97}$$

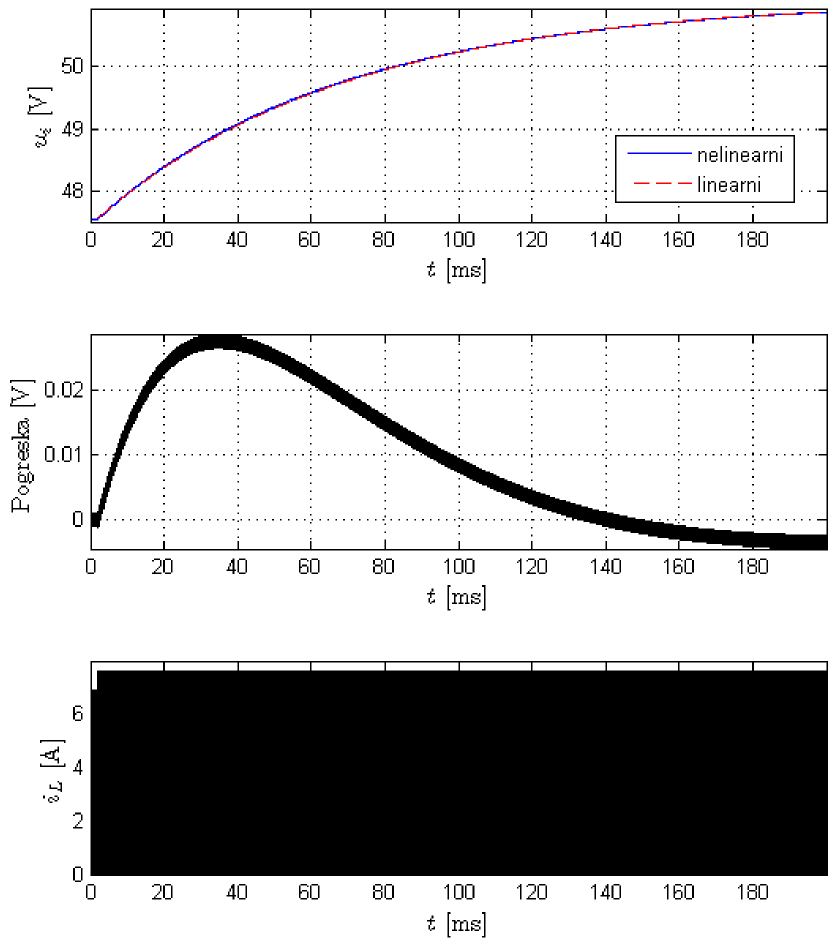
gdje su:

$$\begin{aligned} G_{i,d1}\left(s\right) &= \left.\frac{\Delta u_i\left(s\right)}{\Delta i_r\left(s\right)}\right|_{\Delta u_u = 0} = \frac{K_{i,d1}}{1 + T_{i,d} s}, \\ G_{i,d2}\left(s\right) &= \left.\frac{\Delta u_i\left(s\right)}{\Delta u_u\left(s\right)}\right|_{\Delta i_r = 0} = \frac{K_{i,d2}}{1 + T_{i,d} s}, \end{aligned} \tag{3.98}$$

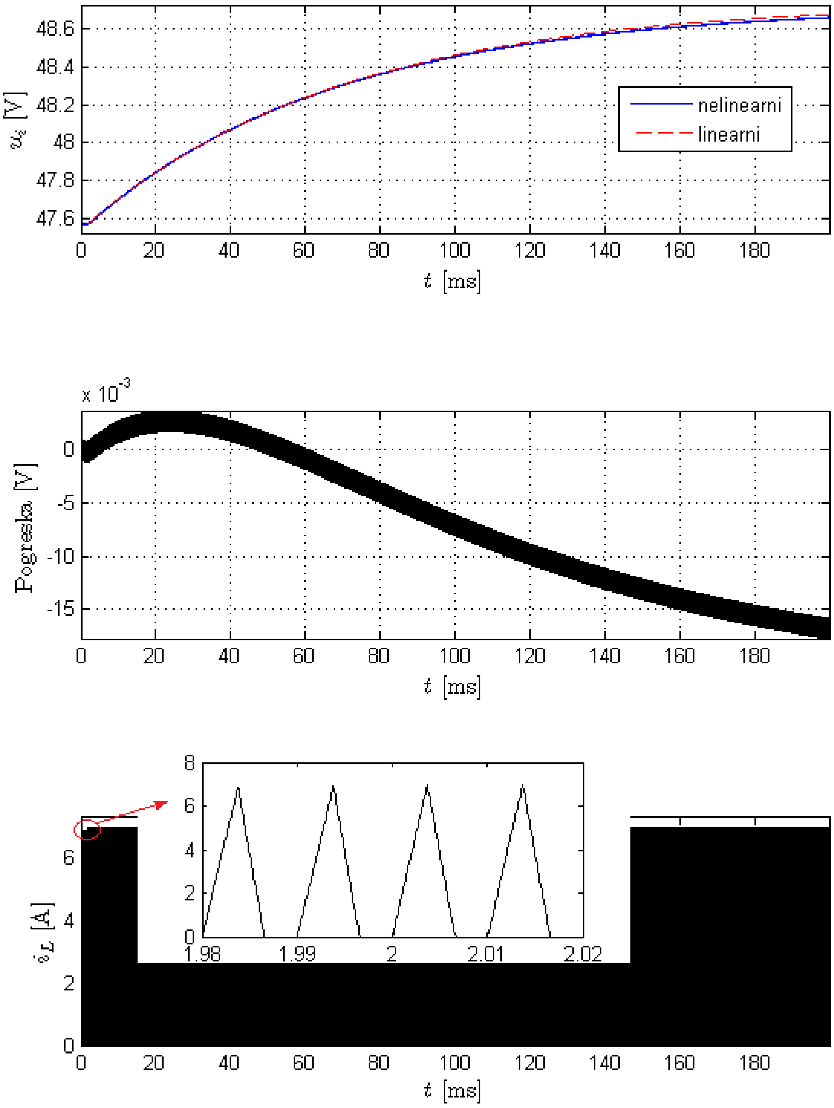
pripadne prijenosne funkcije u diskontinuiranom režimu rada, s parametrima:

$$
\begin{aligned}
K_{i,d1} &= \frac{k_{38} R \left(1 + R_C C\right)}{1 - k_{40} R}, \\
K_{i,d2} &= \frac{k_{39} R \left(1 + R_C C\right)}{1 - k_{40} R}, \\
T_{i,d} &= \frac{R_C + R}{1 - k_{40} R} C.
\end{aligned}
\tag{3.99}
$$

Na slikama 3.34 i 3.35 prikazane su prijelazne pojave izlaznog napona pretvarača u_i i struje zavojnice u diskontinuiranom režimu rada. Kao i u naponskom načinu upravljanja, u odnosu na kontinuirani režim rada, vidljiva je bitna promjena dinamičkog ponašanja, odnosno puno sporiji odziv izlaznog napona na promjenu ulaznih signala.



Slika 3.34: Odzivi izlaznog napona u_i potpunog nelinearnog modela i lineariziranog modela te struje zavojnice i_L na promjene ulaznih signala $i_r(t) = 10 + \mathrm{S}(t - 0,002)$ i $u_u(t) = 20$ V, uz parametre pretvarača: $L = 11$ μH, $R_L = 10$ mΩ, $C = 3760$ μF, $f = 100$ kHz i $R = 50$ Ω.



Slika 3.35: Odzivi izlaznog napona u_i potpunog nelinearnog modela i lineariziranog modela te struje zavojnice i_L na promjene ulaznih signala $i_r(t) = 10$ i $u_u(t) = 20 + \mathrm{S}(t - 0,002)$ V, uz parametre pretvarača: $L = 11$ μH, $R_L = 10$ mΩ, $C = 3760$ μF, $f = 100$ kHz i $R = 50$ Ω.

Poglavlje 4

Cjeloviti model procesa

Integracija nelinearnih modela gorivnog članka i istosmjernog uzlaznog pretvarača obavlja se jednostavno spajanjem signala struje zavojnice I_L na strujni ulaz gorivnog članka I_{FC}, te spajanjem signala napona gorivnog članka U_{FC} na naponski ulaz uzlaznog pretvarača U_u (slika 4.1).

Integraciju lineariziranih modela, potrebnu zbog projektiranja regulacijskog kruga, nije moguće sprovesti direktno kao integraciju nelinearnih modela. Razlog tome je što u lineariziranom modelu istosmjernog uzlaznog pretvarača ne postoji struja zavojnice i_L, nego referentna struja i_r. Zbog toga je potrebno pronaći vezu između srednje struje zavojnice I_L i referentne struje I_r, te ju uključiti u linearizirani model preko parametra ρ (slika 4.2).

Srednja vrijednost struje zavojnice uzlaznog pretvarača u kontinuiranom režimu rada, prema slici 3.28, iznosi:

$$\begin{aligned} I_{L,c} = &\frac{1}{2} \cdot \frac{L}{T} \cdot \frac{I_r - I_m}{U_u + mL} \cdot I_m + \frac{1}{2} I_r - \frac{1}{2} mL \cdot \frac{I_r - I_m}{U_u + mL} + \\ &+ \frac{1}{2} \left(1 - \frac{L}{T} \cdot \frac{I_r - I_m}{U_u + mL}\right) \cdot \left(I_r - \frac{T}{L}(U_i - U_u) + \frac{I_r - I_m}{U_u + mL} \cdot (U_i - U_u - mL)\right). \end{aligned} \tag{4.1}$$

Parametar ρ za kontinuirani režim rada pretvarača ($\rho = \rho_c$) iznosi:

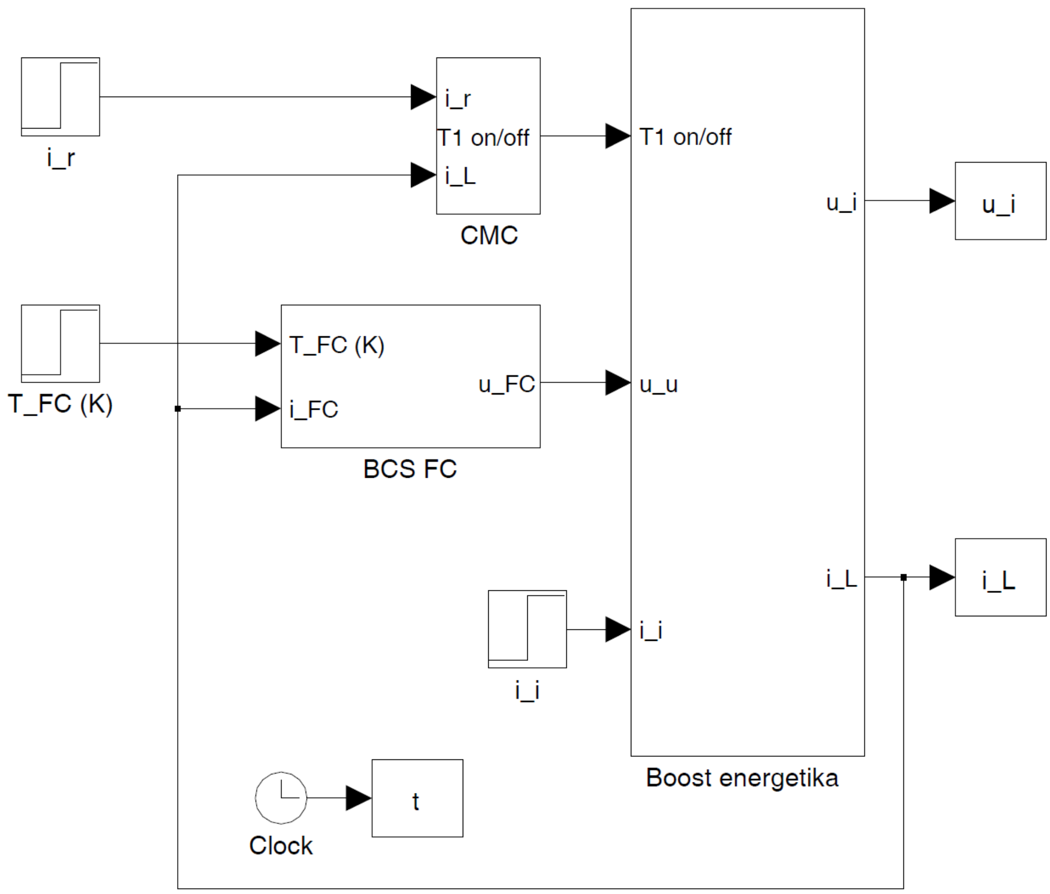
$$\begin{aligned} \rho_c = \frac{\partial I_{L,c}}{\partial I_r} = &\frac{1}{2} \left(1 + \frac{L}{T} \cdot \frac{I_m - mL}{U_u + mL}\right) + \\ &+ \frac{1}{2} \left[-\frac{1}{T} \cdot \frac{L}{U_u + mL} \cdot \left(I_r - \frac{T}{L}(U_i - U_u) + \frac{I_r - I_m}{U_u + mL} \cdot (U_i - U_u - mL)\right)\right] + \\ &+ \frac{1}{2} \cdot \frac{U_i}{U_u + mL} \cdot \left(1 - \frac{L}{T} \cdot \frac{I_r - I_m}{U_u + mL}\right) \end{aligned} \tag{4.2}$$

Srednja vrijednost struje zavojnice uzlaznog pretvarača u diskontinuiranom režimu rada, prema slici 3.33, iznosi:

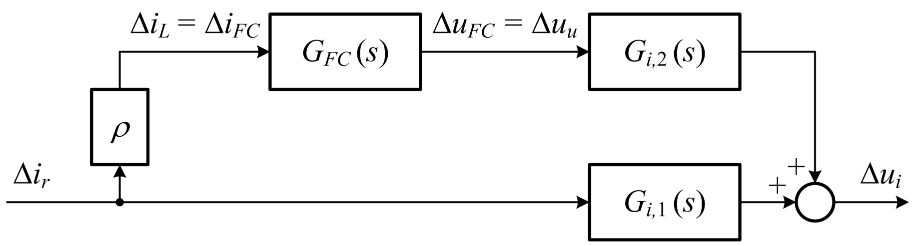
$$I_{L,d} = \frac{1}{2} \cdot \frac{L}{T} \cdot \frac{U_i U_u}{U_i - U_u} \cdot \frac{I_r^2}{(U_u + mL)^2}. \tag{4.3}$$

Parametar ρ za diskontinuirani režim rada pretvarača ($\rho = \rho_d$) iznosi:

$$\rho_d = \frac{\partial I_{L,d}}{\partial I_r} = \frac{L}{T} \cdot \frac{U_i U_u}{U_i - U_u} \cdot \frac{I_r}{(U_u + mL)^2}. \tag{4.4}$$



Slika 4.1: Blokovska shema cjelokupnog nelinearnog modela sustava za MATLAB–SIMULINK.



Slika 4.2: Blokovska shema cjelokupnog lineariziranog sustava.

Prijenosna funkcija cjelokupnog sustava, prema slici 4.2, glasi:

$$G(s) = \frac{\Delta u_i(s)}{\Delta i_r(s)} = G_{i,1}(s) + \rho \cdot G_{FC}(s) \cdot G_{i,2}(s). \tag{4.5}$$

Prijenosna funkcija gorivnog članka ima oblik (2.56):

$$G_{FC}(s) = K_{FC} \cdot \frac{1 + T_{FC,b}s}{1 + T_{FC,1}s}, \tag{4.6}$$

dok prijenosne funkcije uzlaznog pretvarača, ovisno o režimu rada (3.85) ili (3.98), imaju oblik:

$$\begin{aligned} G_{i,1}(s) &= \frac{K_{i,1}}{1 + T_i s}, \\ G_{i,2}(s) &= \frac{K_{i,2}}{1 + T_i s}. \end{aligned} \tag{4.7}$$

Uvrštavanjem izraza (4.6) i (4.7) u izraz (4.5), te uvođenjem jednostavnijih oznaka, dobije se prijenosna funkcija cjelokupnog sustava:

$$G(s) = \frac{\Delta u_i(s)}{\Delta i_r(s)} = K \cdot \frac{1 + T_b s}{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)}, \tag{4.8}$$

gdje su:

$$\begin{aligned} K &= K_{i,1} + \rho K_{FC} K_{i,2}, \\ T_b &= \frac{K_{i,1} T_{FC,1} + \rho K_{FC} K_{i,2} T_{FC,b}}{K_{i,1} + \rho K_{FC} K_{i,2}}, \\ T_1 &= T_{FC,1}, \\ T_2 &= T_i. \end{aligned} \tag{4.9}$$

Poglavlje 5

Eksperimentalna identifikacija parametara sustava upravljanja

Sustav upravljanja, koji je instaliran u Laboratoriju za obnovljive izvore energije na XIII. katu C zgrade FER-a, sastoji se od gorivnog članka BCS 64-32 snage 500 W, tvrtke BCS Fuel Cells Inc. (poglavlje 2.12), zatim istosmjernog uzlaznog pretvarača nazivne snage 450 W, koji je izrađen u tvrtci Mareton energetska elektronika prema zadanim specifikacijama, emulatora gorivnog članka Magna Power Electronics (slika 5.1) [66], upravljivog elektroničkog tereta HP 6050A (slika 5.1) [1, 3], te konačno digitalnog računala Compact RIO (cRIO) 9024 s ulazno-izlaznim modulima, tvrtke National Instruments, koje će se koristiti za upravljanje sustavom [4, 5, 6, 7, 8, 9, 14].

5.1 Eksperimentalna identifikacija parametara istosmjernog uzlaznog pretvarača

Izgled istosmjernog uzlaznog pretvarača, izrađenog u tvrtci Mareton energetska elektronika, prikazan je na slici 5.2, a njegova načelna shema prikazana je na slici 5.3.

Pretvarač je projektiran za ulazni radni raspon napona od 19 do 31 V, uz maksimalni ulazni napon od 40 V. Ugrađene su podnaponska i nadnaponska zaštita koje se aktiviraju na 17, odnosno 33 V, s oporavcima na 19, odnosno 31 V.

Nazivni izlazni napon pretvarača je 50 V, a ugrađena je nadnaponska zaštita koja se aktivira na 59 V, uz oporavak na 54,5 V.

Sklopna frekvencija pretvarača iznosi 100 kHz, uz deklariranu korisnost od minimalno 97%.

Mehaničkom preklopkom određuje se način regulacije izlaznog napona, korištenjem unutrašnjeg analognog regulatora ili vanjskog digitalnog. U ovom radu su prezentirani rezultati s digitalnim regulatorom realiziranim u digitalnom računalu cRIO 9024. Povezivanje s digitalnim računalom ostvareno je preko koaksijalnih kablova radi smanjenja smetnji.

Nazivna izlazna struja iznosi 9 A, a maksimalna dopuštena izlazna struja iznosi 13 A. Pri većim opterećenjima dolazi do zagrijavanja pretvarača pa je predviđeno pasivno hlađenje potpomognuto ventilatorom, koji se uključuje ako temperatura hladnjaka prijeđe 45 °C, a isključuje kad temperatura padne na 35 °C.

Zbog ovakvih karakteristika pretvarač je izrazito pogodan za eksperimentiranje, jer čak i u slučaju krivo projektiranog regulatora, kad izlazni napon može otići na preveliku vrijednost i tako uništiti banku izlaznih kondenzatora, aktivirat će se potrebne zaštite i

Slika 5.1: Izgled prednjih panela emulatora gorivnog članka Magna Power Electronics i upravljivog elektroničkog tereta HP 6050A.

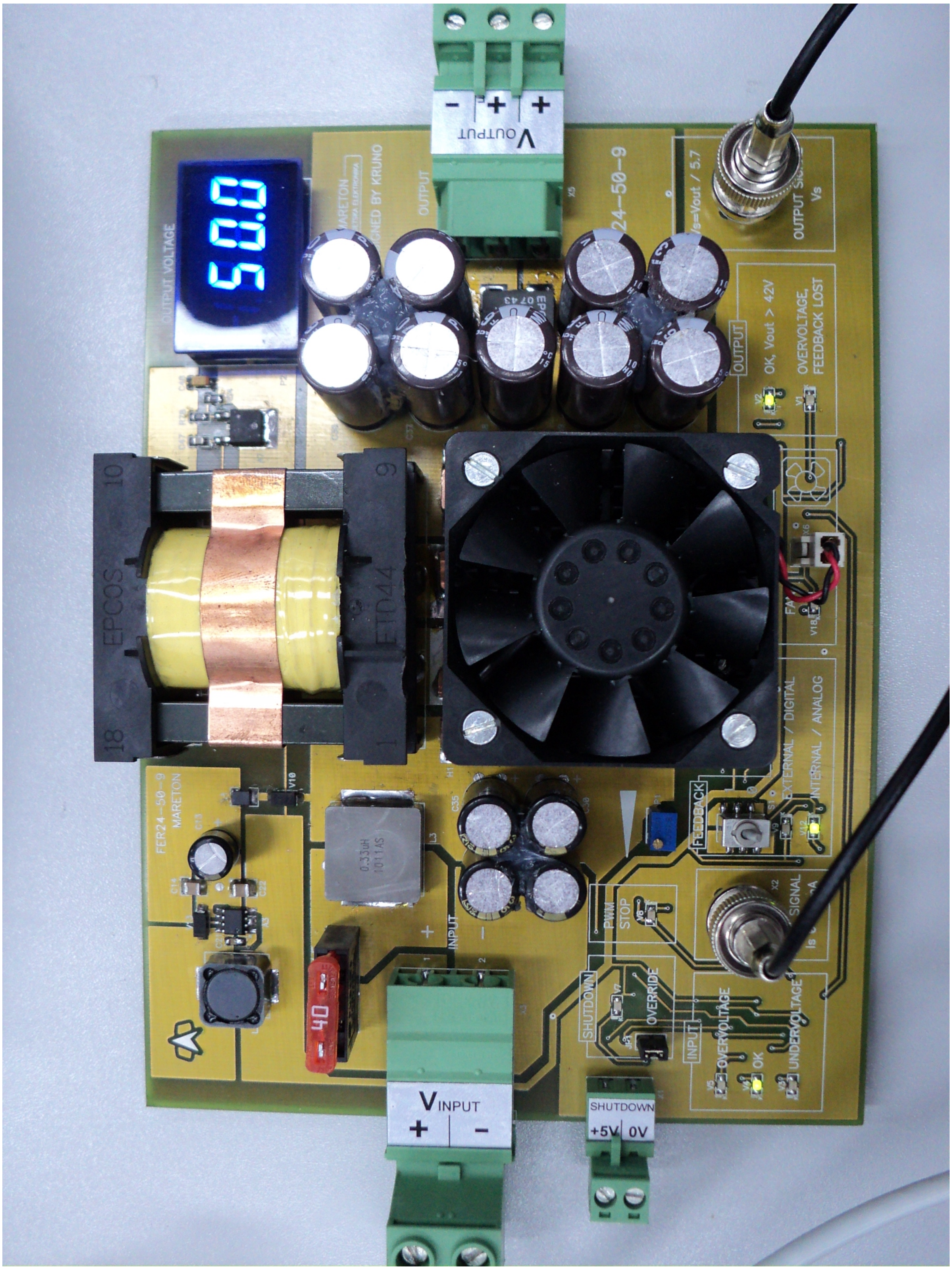
odvesti pretvarač u sigurno stanje. Ovo dodatno dobiva na važnosti jer simulacije potpunog nelinearnog modela istosmjernog uzlaznog pretvarača, opisanog u poglavlju 3, traju jako dugo i zahtijevaju značajnu količinu memorije.

Eksperimentalna identifikacija pretvarača obavljena je u dvije radne točke. Prva radna točka određena je izlaznom strujom pretvarača od $I_i = 1$ A, a druga radna točka određena je s $I_i = 9$ A. Prva radna točka predstavlja minimalnu energiju cjelokupnog sustava. Naime, pretpostavlja se da je dobrim dizajnom gorivnog članka moguće postići da udio snage potreban za napajanje pomoćnih komponenti (kompresor ili puhalo, jedinica za hlađenje te ukoliko postoji, sustav za ovlaživanje plinova) iznosi 10-ak posto nominalne snage. To je za gorivni članak BCS 64-32 iznos od 2,5 A, pri čemu je izlazna struja pretvarača približno 1 A. Druga radna točka određena je nazivnom strujom pretvarača, odnosno nazivnim opterećenjem gorivnog članka.

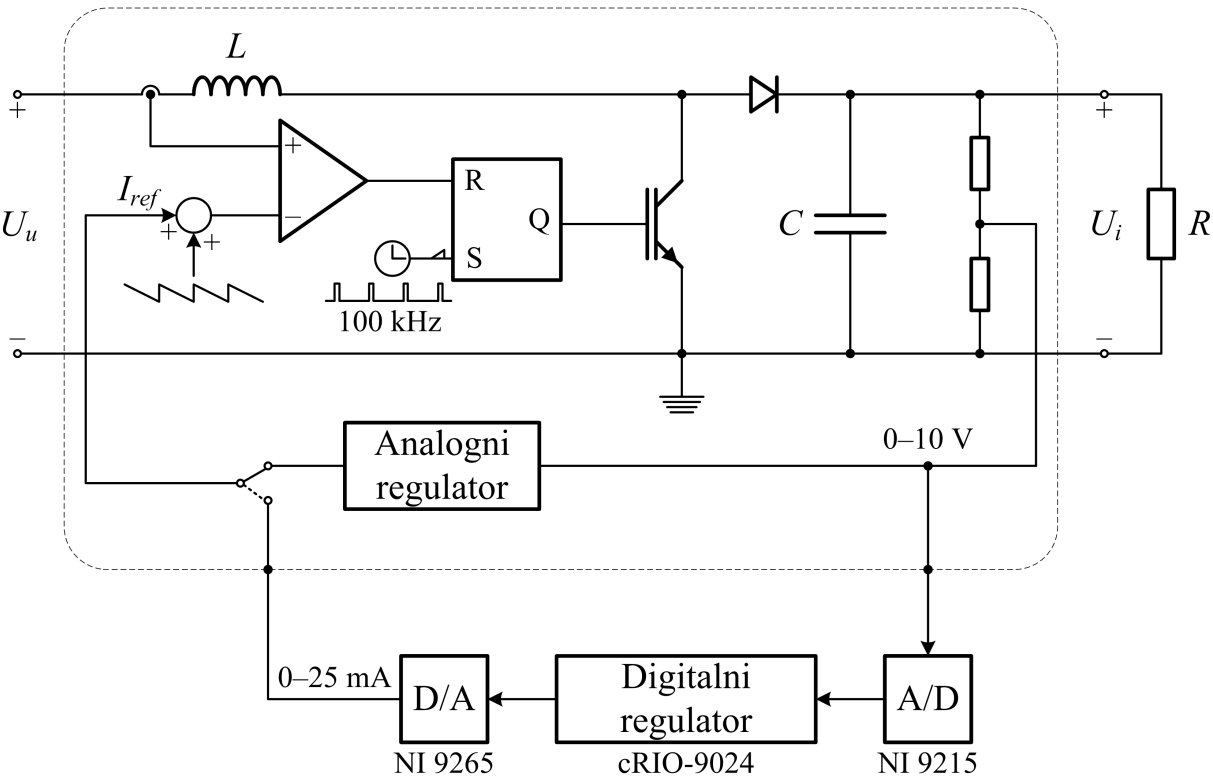
Izlazni napon sveden je na razinu $0 - 10$ V pomoću otpornog djelila s koeficijentom $K_{pv} = 0,176$, te je dodatno digitalno filtriran PT1 članom s vremenskom konstantom $T_{pv} = 350$ μs, kako bi se smanjila izlazna valovitost približno 10 puta, odnosno 20 dB. Prijenosna funkcija člana povratne veze onda ima oblik:

$$G_{pv}(s) = \frac{\Delta u_{pv}(s)}{\Delta i_r(s)} = \frac{K_{pv}}{1 + T_{pv}s} = \frac{0,176}{1 + 0,00035s}. \tag{5.1}$$

Odzivi pretvarača za dvije navedene radne točke prikazani su na slikama 5.4 i 5.5.



Slika 5.2: Izgled istosmjernog uzlaznog pretvarača, izrađenog u tvrtci Mareton energetska elektronika.



Slika 5.3: Načelna shema istosmjernog uzlaznog pretvarača, izrađenog u tvrtci Mareton energetska elektronika.

Promjene oko radne točke opisane su lineariziranim modelom (4.7), a parametri prijenosnih funkcija određeni su korištenjem simpleks metode optimiranja u MATLAB-u, minimizacijom ISE kriterija pogreške:

$$I_{krit} = \int_{t_1}^{t_2} (\Delta u_i - \Delta u_{i,lin})^2 \, \mathrm{d}\, t, \tag{5.2}$$

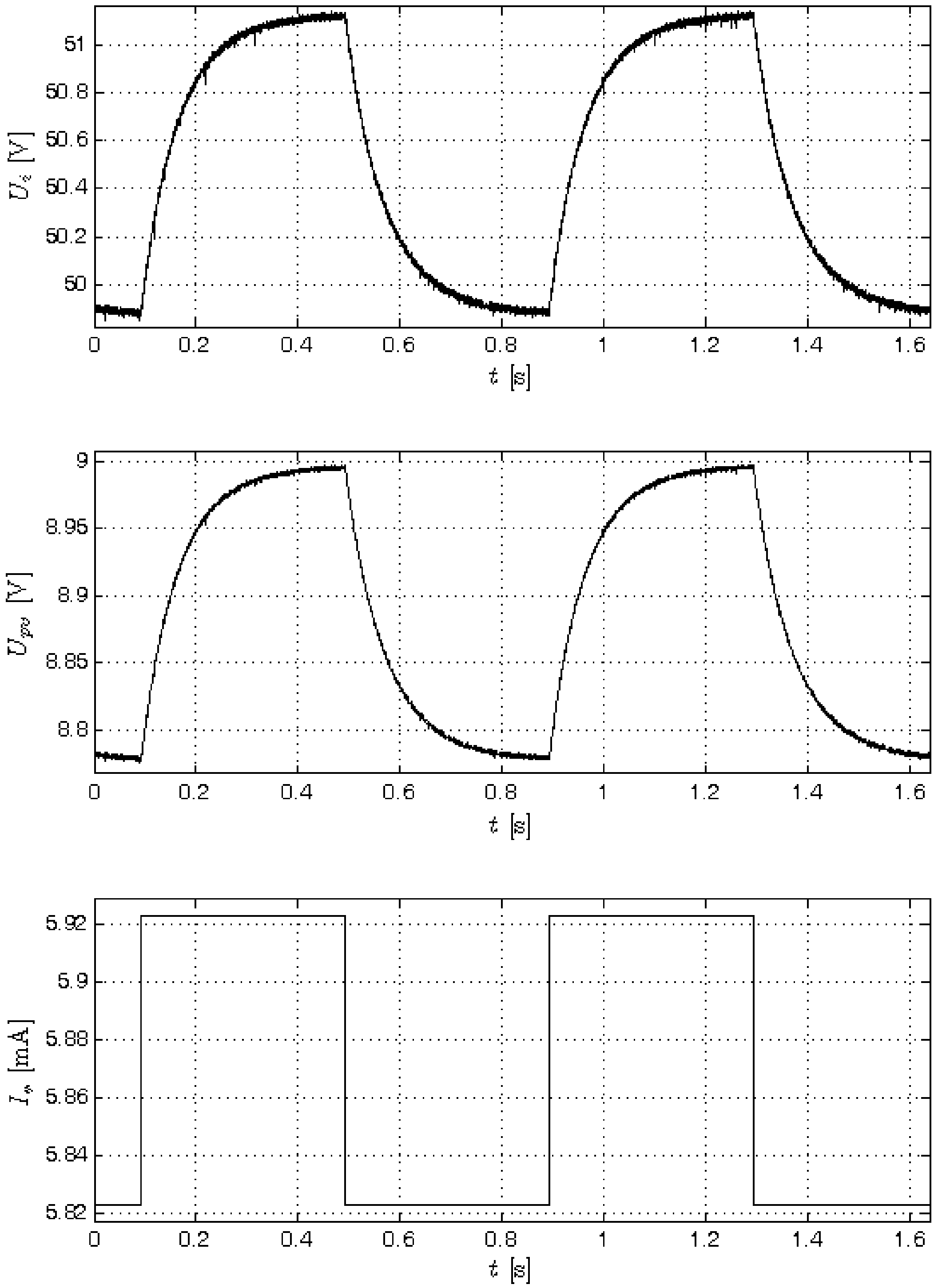
gdje su t_1 i t_2 početno i konačno vrijeme simulacije, odnosno izdvojeni dio snimljenih odziva pretvarača.

Snimljeni odzivi te prijelazne pojave lineariziranih modela pretvarača, uz prikaz odstupanja, dane su na slikama 5.6 i 5.7.

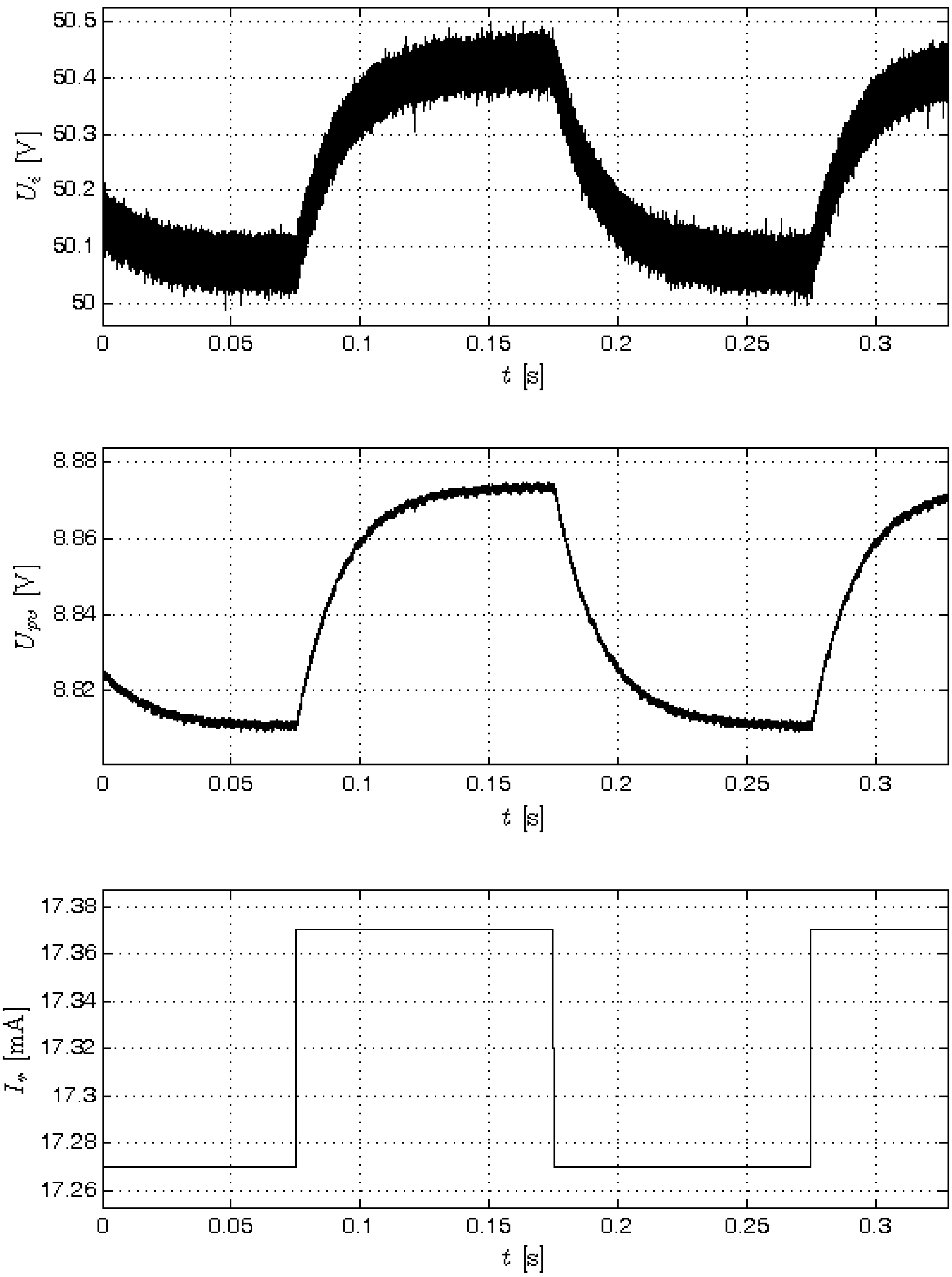
Nakon provedenog optimiranja dobivene su prijenosne funkcije, G_{p1} za radnu točku određenu s $I_i = 1$ A, te G_{p9} za radnu točku određenu s $I_i = 9$ A:

$$\begin{aligned} G_{p1}(s) &= \frac{\Delta u_i(s)}{\Delta i_r(s)} = \frac{12489}{1 + 0,0745s}, \\ G_{p9}(s) &= \frac{\Delta u_i(s)}{\Delta i_r(s)} = \frac{5037,5}{1 + 0,0171s}. \end{aligned} \tag{5.3}$$

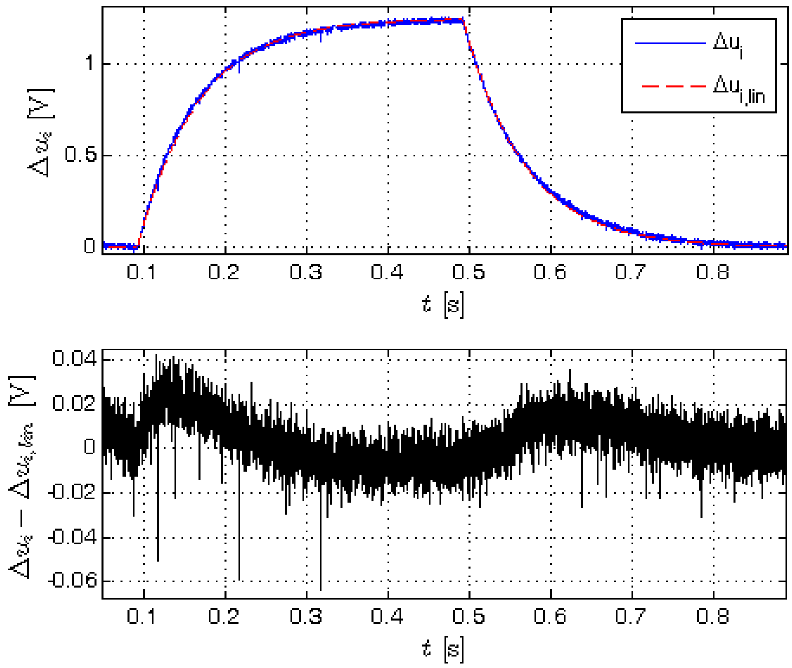
Iz slika 5.6 i 5.7 vidljivo je da su maksimalne pogreške linearnih modela zapravo određene valovitošću izlaznog napona, odnosno šumom, te da izvedene prijenosne funkcije (4.7) vjerno opisuju ponašanje istosmjernog uzlaznog pretvarača.



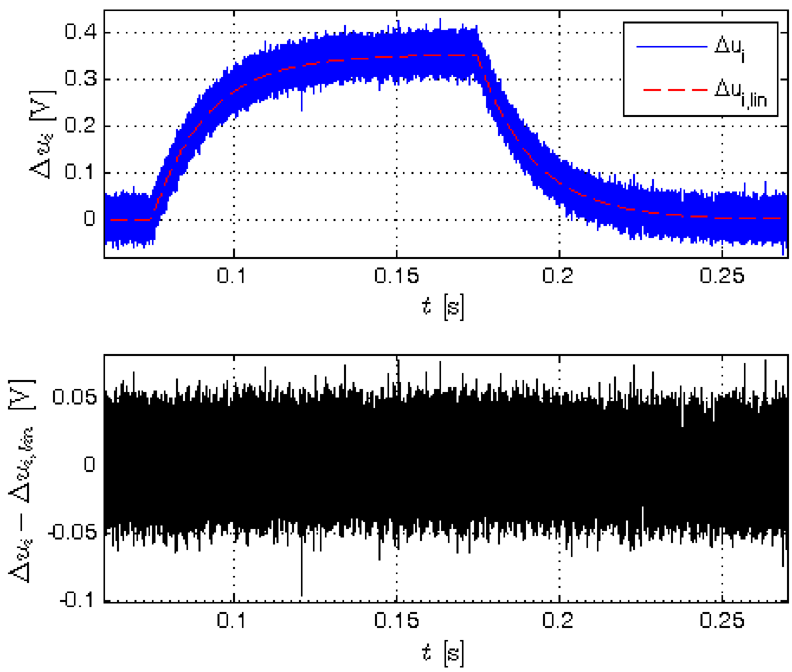
Slika 5.4: Odzivi izlaznog napona pretvarača U_i i napona povratne veze U_{pv} na promjenu upravljačke veličine $I_r(t)$, uz $I_i = 1$ A, $U_u = 28$ V.



Slika 5.5: Odzivi izlaznog napona pretvarača U_i i napona povratne veze U_{pv} na promjenu upravljačke veličine $I_r\left(t\right)$, uz $I_i = 9$ A, $U_u = 20,5$ V.



Slika 5.6: Snimljeni odziv izlaznog napona pretvarača bez početne vrijednosti i prijelazna pojava modela G_{p1} (5.3) na promjenu upravljačkog signala $I_r(t) = 5,823 + 0,1\,\mathrm{S}(t - 0,092) - 0,1\,\mathrm{S}(t - 0,492)$ mA, uz uvjete prema opisu slike 5.4.



Slika 5.7: Snimljeni odziv izlaznog napona pretvarača bez početne vrijednosti i prijelazna pojava modela G_{p9} (5.3) na promjenu upravljačkog signala $I_r(t) = 17,27 + 0,1\,\mathrm{S}(t - 0,075) - 0,1\,\mathrm{S}(t - 0,175)$ mA, uz uvjete prema opisu slike 5.5.

5.2 Eksperimentalna identifikacija pretvarača s emulatorom gorivnog članka

Uzlazni pretvarač zajedno s emulatorom gorivnog članka, u koji je spremljena statička karakteristika prema podacima proizvođača gorivnog članka BCS 64-32 (slika 2.9), identificiran je u istim dvjema radnim točkama kao i sâm pretvarač. Pri tome je iskorištena činjenica da je sâm pretvarač prethodno identificiran i da ima vremenske konstante određene u prijenosnim funkcijama (5.3).

Odzivi pretvarača zajedno s emulatorom gorivnog članka za dvije navedene radne točke prikazani su na slikama 5.8 i 5.9.

Promjene oko radne točke opisane su lineariziranim modelom (4.8), a parametri prijenosnih funkcija određeni su korištenjem simpleks metode optimiranja u MATLAB-u, minimizacijom ISE kriterija pogreške:

$$I_{krit} = \int_{t_1}^{t_2} \left(\Delta u_{pv} - \Delta u_{pv,lin}\right)^2 dt, \tag{5.4}$$

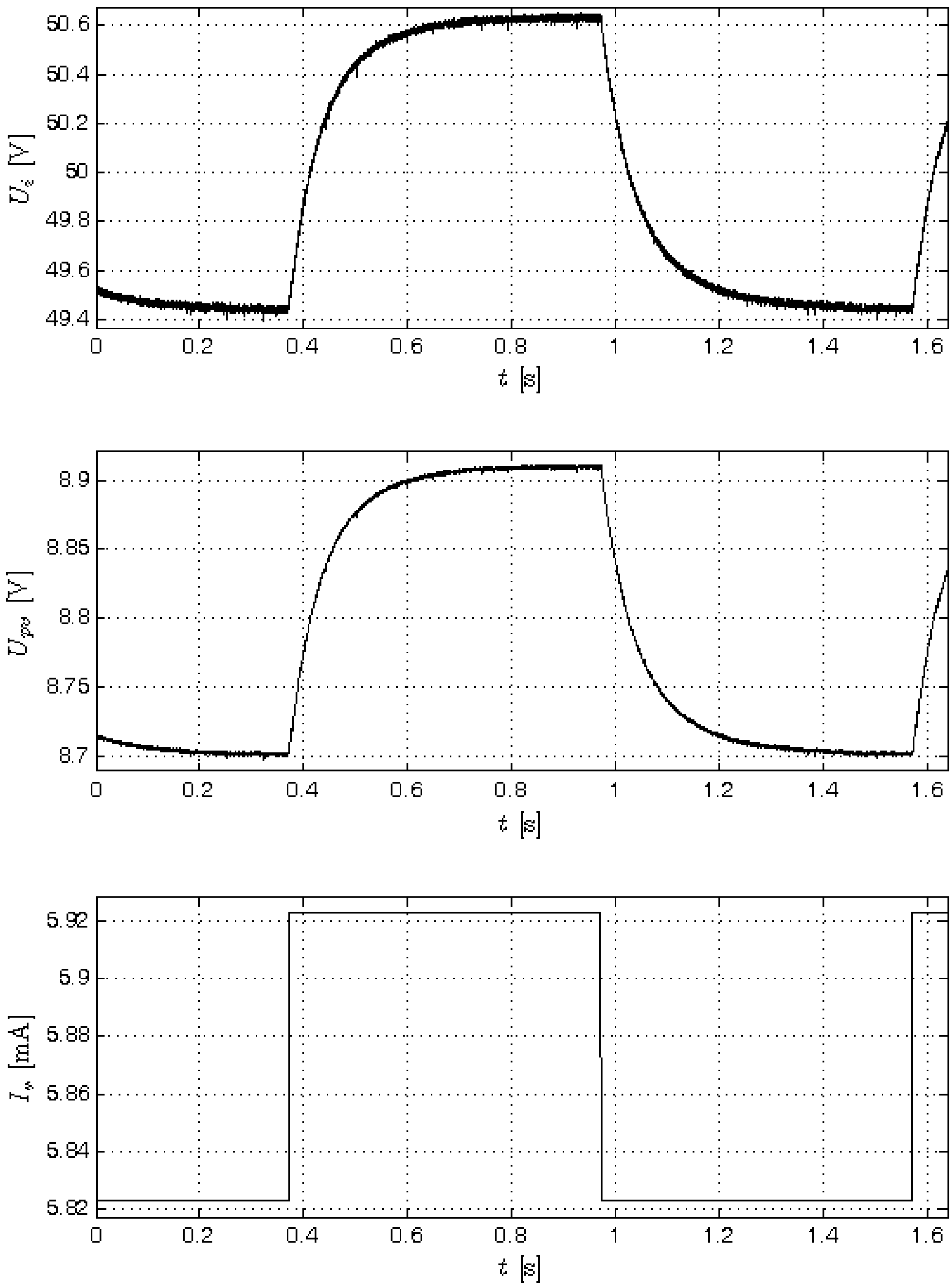
gdje su t_1 i t_2 početno i konačno vrijeme simulacije, odnosno izdvojeni dio snimljenih odziva pretvarača.

Snimljeni odzivi te prijelazne pojave lineariziranih modela pretvarača, uz prikaz odstupanja, dane su na slikama 5.10 i 5.11.

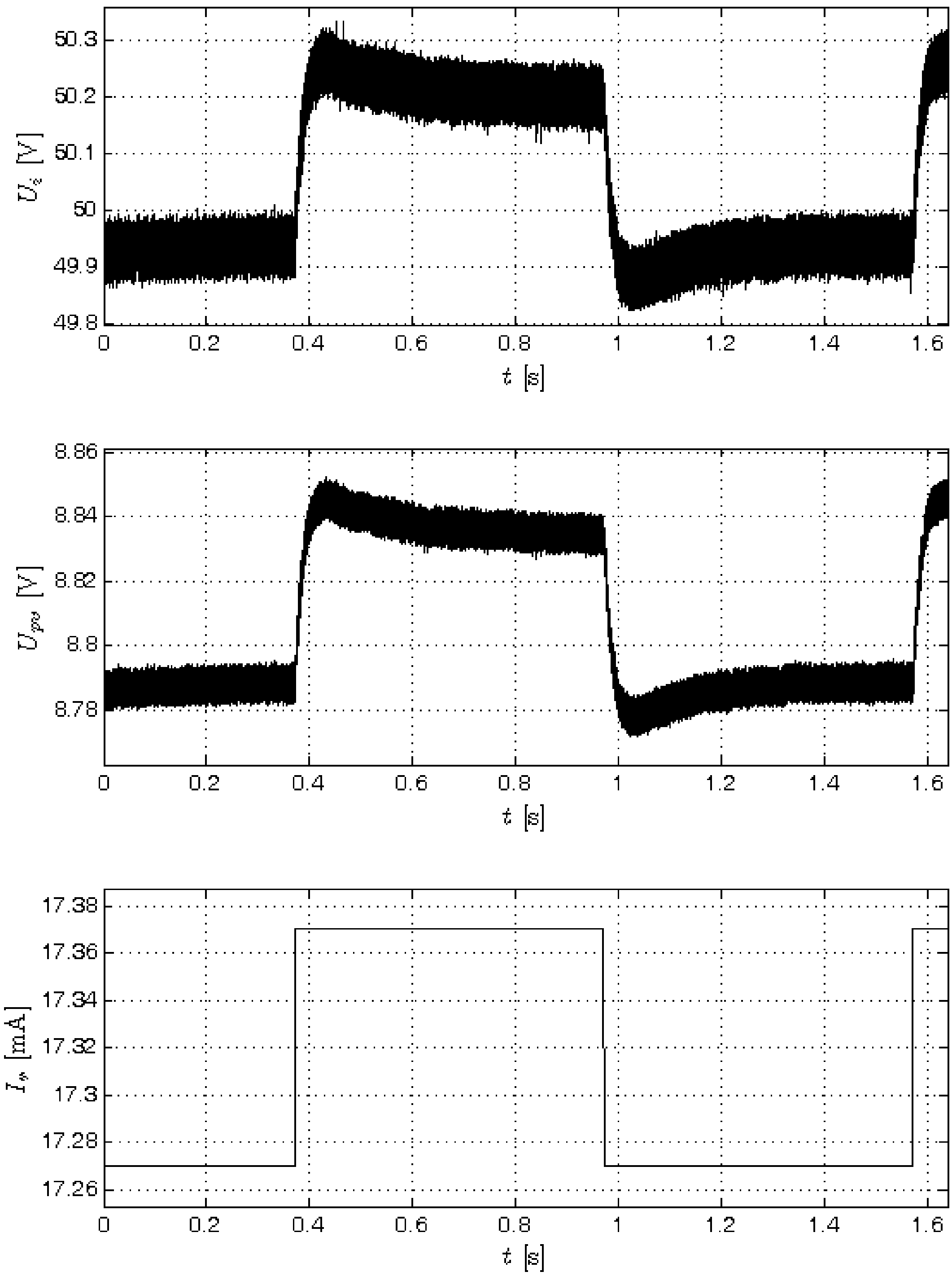
Nakon provedenog optimiranja dobivene su prijenosne funkcije, G_1 za radnu točku određenu s $I_i = 1$ A, te G_9 za radnu točku određenu s $I_i = 9$ A, uz uključen član povratne veze (5.1):

$$\begin{aligned} G_1(s) &= \frac{\Delta u_{pv}(s)}{\Delta i_r(s)} = \frac{2088 \cdot (1+0,0186s)}{(1+0,0745s)(1+0,016s)(1+0,00035s)}, \\ G_9(s) &= \frac{\Delta u_{pv}(s)}{\Delta i_r(s)} = \frac{461 \cdot (1+0,1576s)}{(1+0,1142s)(1+0,0171s)(1+0,00035s)}. \end{aligned} \tag{5.5}$$

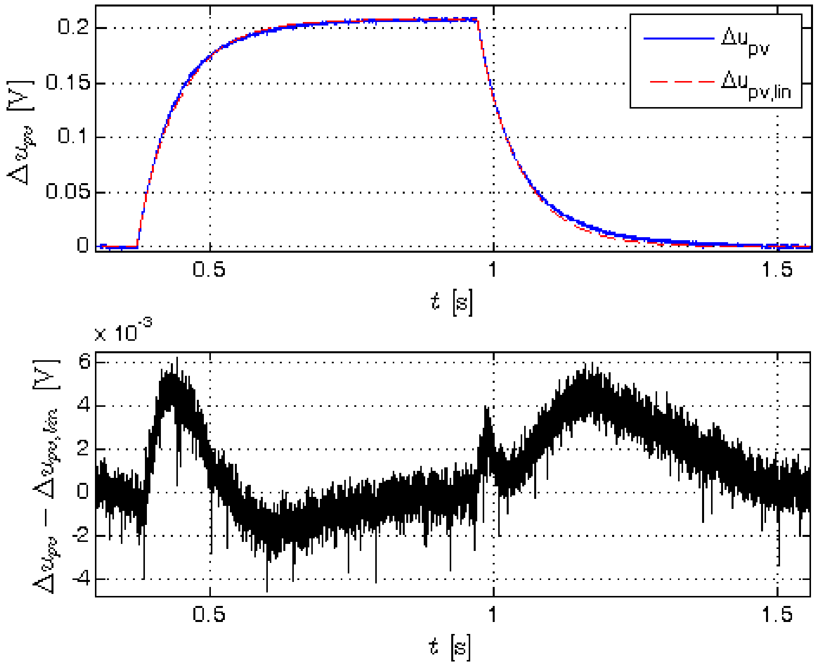
Iz slika 5.10 i 5.11 vidljivo je da su maksimalne pogreške linearnih modela dominantno određene valovitošću izlaznog napona, odnosno šumom, te da izvedene prijenosne funkcije (4.8) vjerno opisuju ponašanje istosmjernog uzlaznog pretvarača s članom povratne veze te emulatorom gorivnog članka.



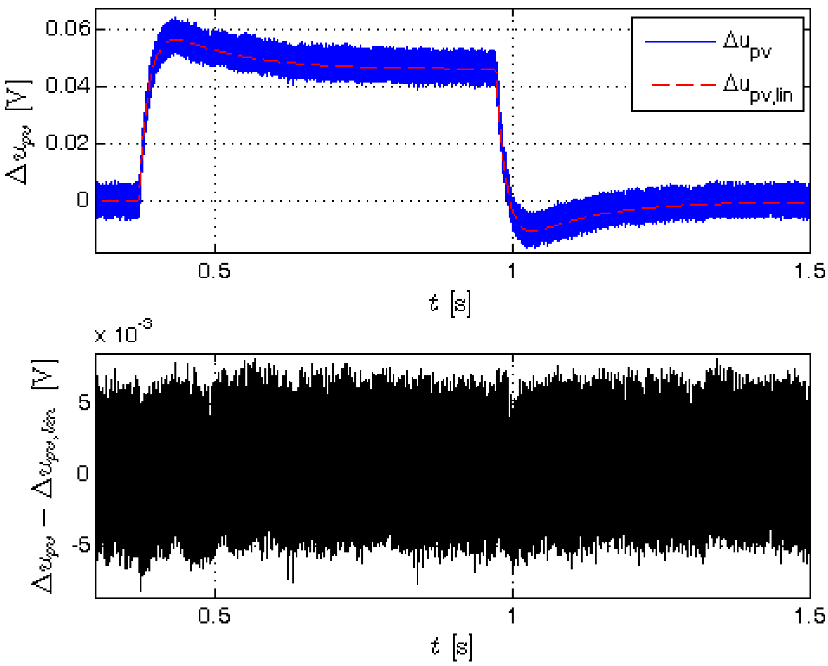
Slika 5.8: Odzivi izlaznog napona pretvarača U_i i napona povratne veze U_{pv} na promjenu upravljačke veličine $I_r(t)$, uz $I_i = 1$ A, $U_u = U_{FC} = 28$ V.



Slika 5.9: Odzivi izlaznog napona pretvarača U_i i napona povratne veze U_{pv} na promjenu upravljačke veličine $I_r\,(t)$, uz $I_i = 9$ A, $U_u = U_{FC} = 20,5$ V.



Slika 5.10: Snimljeni odziv izlaznog napona pretvarača bez početne vrijednosti i prijelazna pojava modela G_1 (5.5) na promjenu upravljačkog signala $I_r(t) = 5,823 + 0,1\,\mathrm{S}(t-0,37) - 0,1\,\mathrm{S}(t-0,97)$ mA, uz uvjete prema opisu slike 5.8.



Slika 5.11: Snimljeni odziv izlaznog napona pretvarača bez početne vrijednosti i prijelazna pojava modela G_9 (5.5) na promjenu upravljačkog signala $I_r(t) = 17,27 + 0,1\,\mathrm{S}(t-0,37) - 0,1\,\mathrm{S}(t-0,97)$ mA, uz uvjete prema opisu slike 5.9.

Poglavlje 6

Projektiranje osnovnog regulatora

Osnovni regulator projektira se za nominalnu radnu točku procesa, koja je u našem slučaju određena izlaznom strujom pretvarača $I_i = 9$ A. U ostalim radnim točkama regulacijski sustav s osnovnim regulatorom mora biti stabilan, a dodatni uvjeti koji se postavljaju su dobra i brza kompenzacija poremećajne veličine (promjena izlazne struje ili otpornog tereta pretvarača) i što manja oscilatornost odziva.

U praksi se kao standardno rješenje koje zadovoljava gore navedene uvjete, osim možda uvjeta oscilatornosti, koristi PI regulator opisan prijenosnom funkcijom:

$$G_R(s) = K_R \cdot \frac{1 + T_I s}{T_I s}, \tag{6.1}$$

gdje su:

- K_R – pojačanje i
- T_I – integracijska vremenska konstanta regulatora [s].

Proces je u svojoj nominalnoj radnoj točki određen prijenosnom funkcijom (5.5), koja se još jednom navodi:

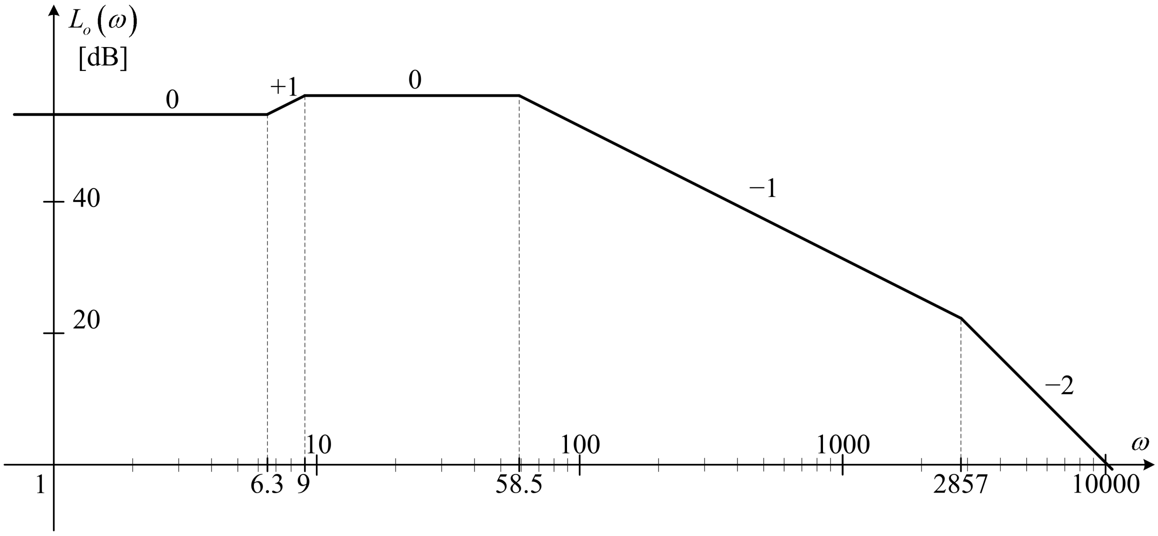
$$G_p(s) = G_9(s) = \frac{\Delta u_{pv}(s)}{\Delta i_r(s)} = \frac{461 \cdot (1 + 0,1576s)}{(1 + 0,1142s)(1 + 0,0171s)(1 + 0,00035s)}. \tag{6.2}$$

Ukoliko se želi postići dobra i brza kompenzacija promjene izlazne struje pretvarača, poželjno je koristiti praktični postupak sinteze parametara regulatora koji ima upravo ta svojstva, a to je simetrični optimum s korigiranim koeficijentom pojačanja [37].

Bodéov dijagram otvorenog kruga (aproksimacija s pravcima amplitudnog dijela L_o) bez regulatora prikazan je na slici 6.1. Iz njega je vidljivo da se simetrična frekvencijska karakteristika oko presječne frekvencije može postići ukoliko se lomna frekvencija PI regulatora postavi između lomnih frekvencija koje određuju nagib amplitudne karakteristike -1 (-20 dB/dek).

Za zadano nadvišenje prijelazne funkcije zatvorenog regulacijskog kruga $\sigma_{mz} = 20\%$, potrebno fazno osiguranje iznosi $\gamma_s = 70 - 20 = 50°$, a širina nagiba -1 oko presječne frekvencije određena je sa [37]:

$$a = \frac{\gamma_s}{14} = \frac{50}{14} = 3,57. \tag{6.3}$$



Slika 6.1: Bodéov dijagram (amplitudni dio) otvorenog kruga bez regulatora.

Presječna frekvencija ω_c te lomna frekvencija regulatora ω_I određuju se iz širine nagiba -1 amplitudne karakteristike:

$$\begin{aligned}
\omega_c &= \frac{\omega_{pv}}{a} = \frac{2857}{3,57} = 800 \text{ s}^{-1}, \\
\omega_I &= \frac{\omega_c}{a} = \frac{\omega_{pv}}{a^2} = \frac{800}{3,57} = 224 \text{ s}^{-1}, \\
T_I &= \frac{1}{\omega_I} = \frac{1}{224} = 4,4 \text{ ms.}
\end{aligned} \tag{6.4}$$

Prema tome, Bodéov dijagram otvorenog kruga s regulatorom mora izgledati kako je prikazano na slici 6.2.

Pojačanje otvorenog kruga s regulatorom iščitava se na frekvenciji $\omega = 1$ s^{-1}:

$$K_{oR} = \frac{K_R K_p}{T_I} = 67,5 \text{ dB} = 2371,4, \tag{6.5}$$

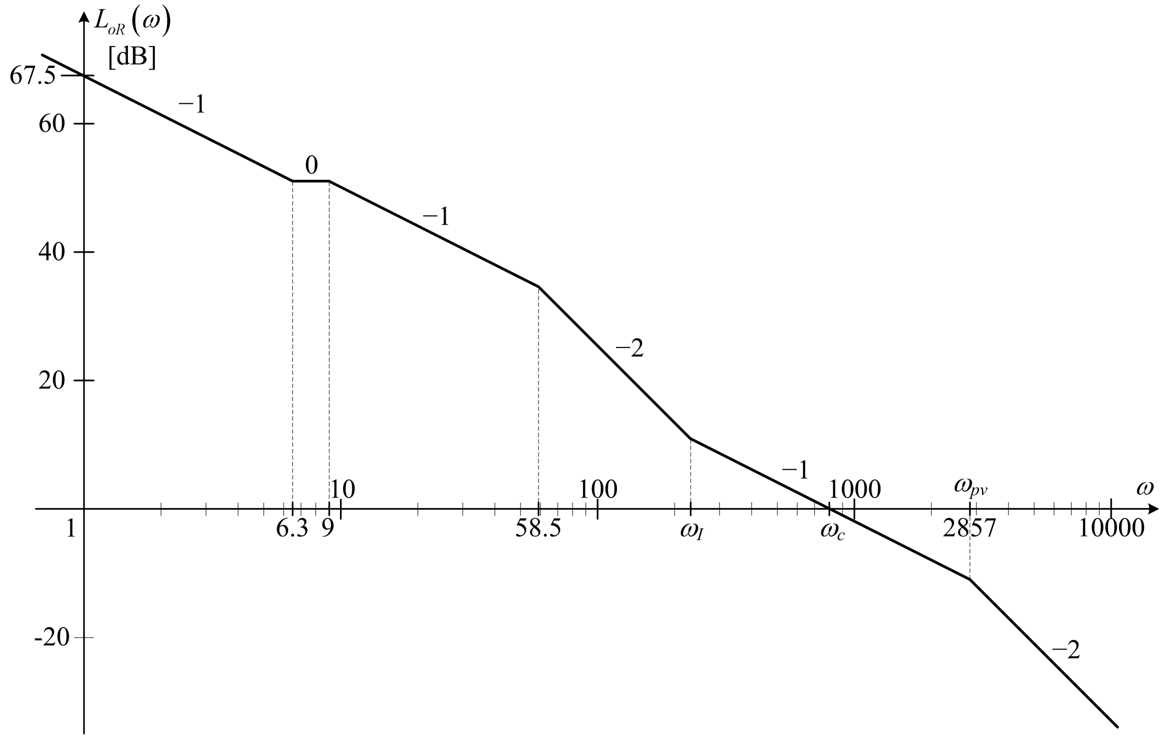
iz čega slijedi potrebno pojačanje regulatora:

$$K_R = \frac{K_{oR} T_I}{K_p} = \frac{2371,4 \cdot 0,0044}{461} = 0,023. \tag{6.6}$$

6.1 Eksperimentalni rezultati s emulatorom gorivnog članka

Eksperimentalne prijelazne pojave napona pretvarača s emulatorom gorivnog članka, pri djelovanju referentne i poremećajne veličine, uz vrijeme uzorkovanja $T_s = 20$ μs, prikazane su na slikama 6.3 i 6.4. Dobiveno nadvišenje napona povratne veze, očitano sa slike 6.3, iznosi $\sigma_m = 12,5\%$, a maksimalni propad izlaznog napona, očitan sa slike 6.4, iznosi $\Delta U_{i,max} = 1,9$ V.

Da bi se propadi napona pri djelovanju poremećajne veličine smanjili, pojačanje regulatora se korigira tako da se dobije veće nadvišenje napona povratne veze pri djelovanju



Slika 6.2: Bodéov dijagram (amplitudni dio) otvorenog kruga s PI regulatorom.

referentne veličine na ulazu. Najčešće se uzima veće nadvišenje u iznosu $\sigma_m = 40\%$, ali zbog uvjeta oscilatornosti u ovom radu će se napraviti korekcija pojačanja tako da se dobije nadvišenje napona povratne veze u iznosu $\sigma_m = 30\%$. Pojačanje regulatora, kojim se postiže takvo nadvišenje, iznosi $K_R = 0,085$.

S obzirom da veća nadvišenja pri djelovanju referentne veličine nisu poželjna, u granu referentne vrijednosti uvodi se PT_1 prefiltar, koji smanjuje nadvišenje napona povratne veze na $\sigma_m = 10\%$. Pri tome se nešto poveća vrijeme prvog maksimuma odziva napona povratne t_m. Potrebna vremenska konstanta filtra iznosi $T_f = 500$ μs, a kompletna prijenosna funkcija prefiltra glasi:

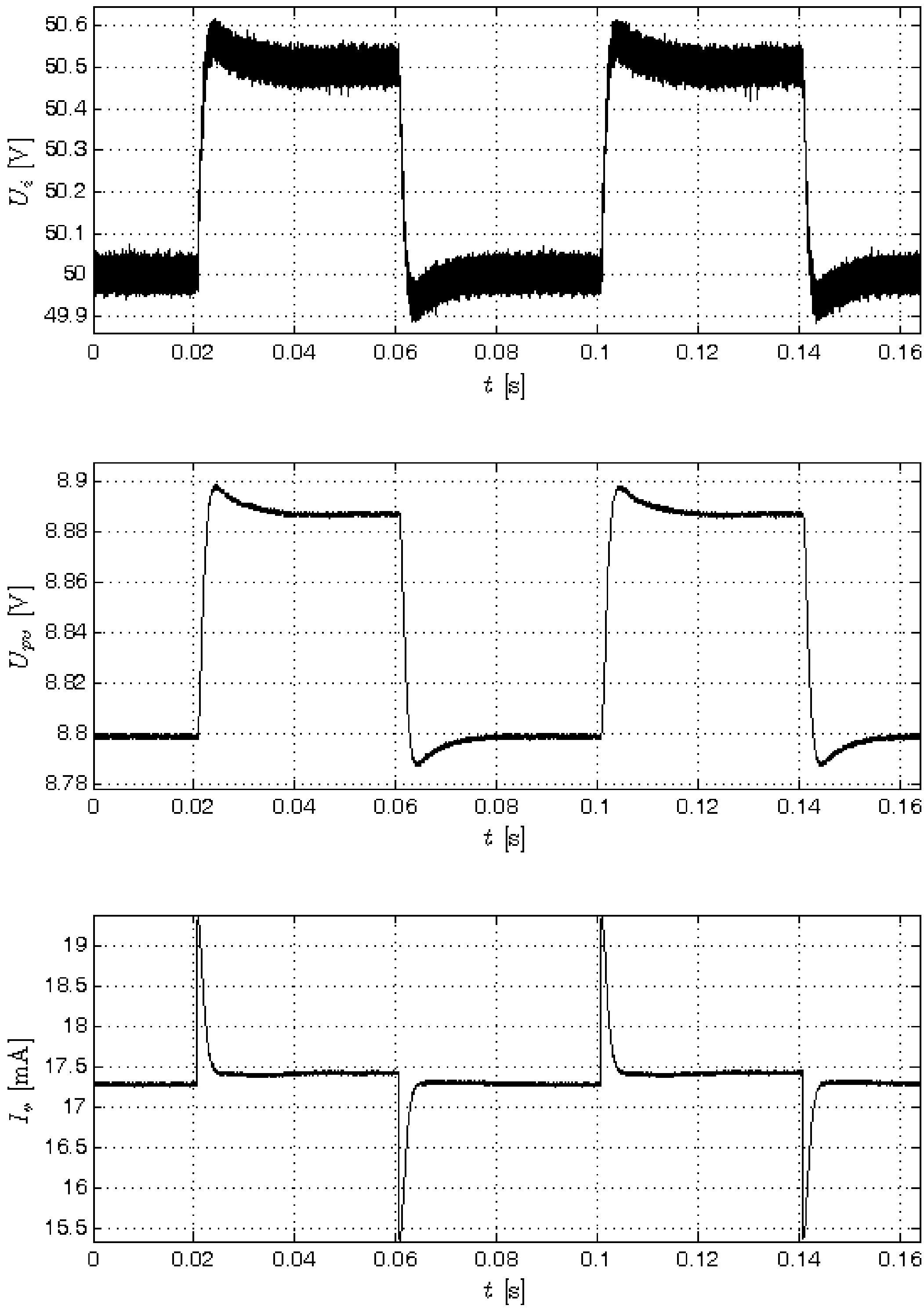
$$G_f(s) = \frac{K_f}{1 + T_f s} = \frac{1}{1 + 0,0005s}. \tag{6.7}$$

Eksperimentalne prijelazne pojave s korigiranim pojačanjem regulatora i prefiltrom (6.7) u grani referentne vrijednosti prikazane su na slikama 6.5 i 6.6.

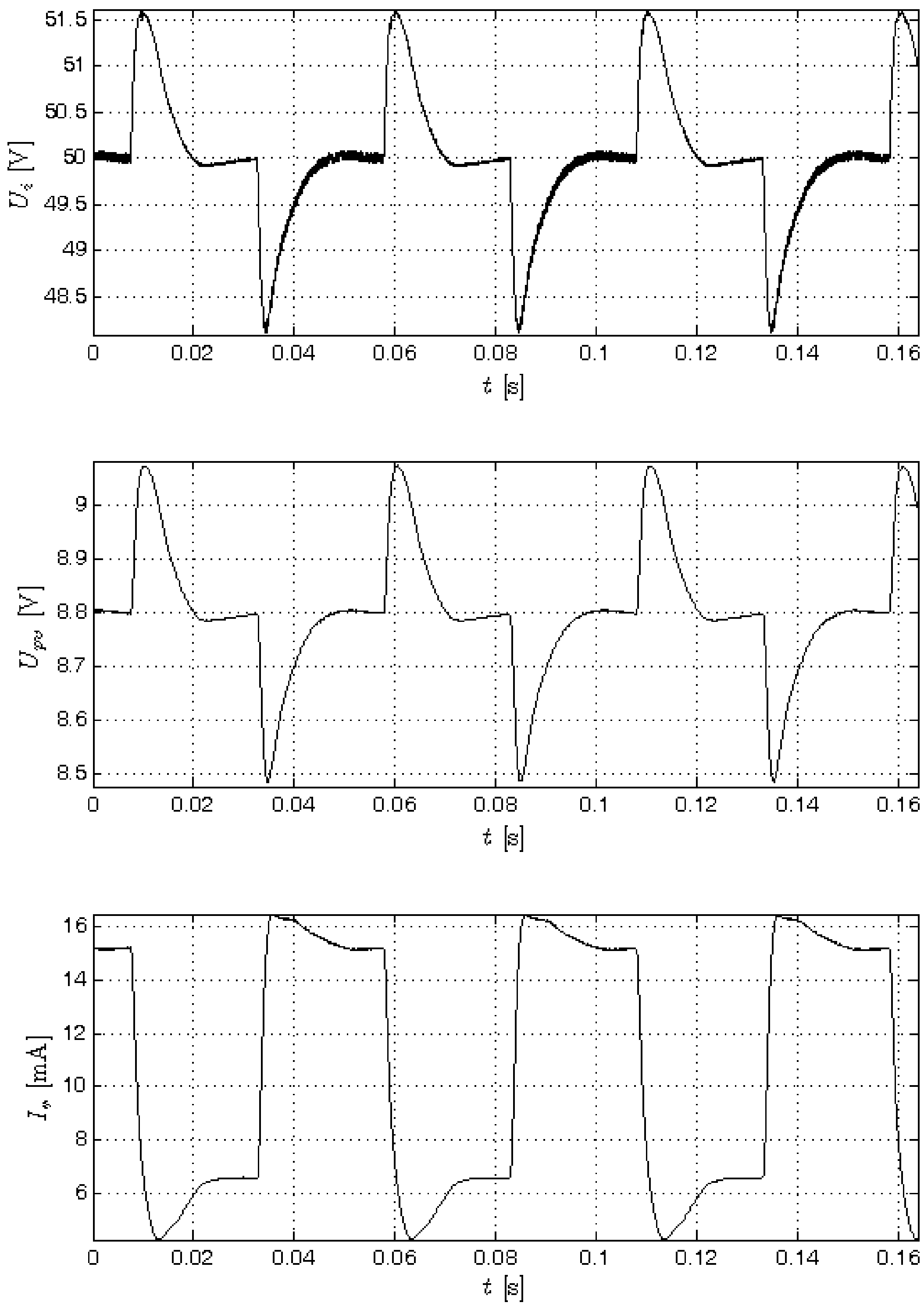
Iz odziva na slici 6.6 vidljivo da je korekcijom pojačanja maksimalni propad izlaznog napona smanjen više nego dvostruko, te iznosi $\Delta U_{i,max} = 0,85$ V. Kompletni pokazatelji kvalitete prijelazne pojave prikazani su u tablici 6.1.

6.2 Simulacijski rezultati s nelinearnim modelom gorivnog članka

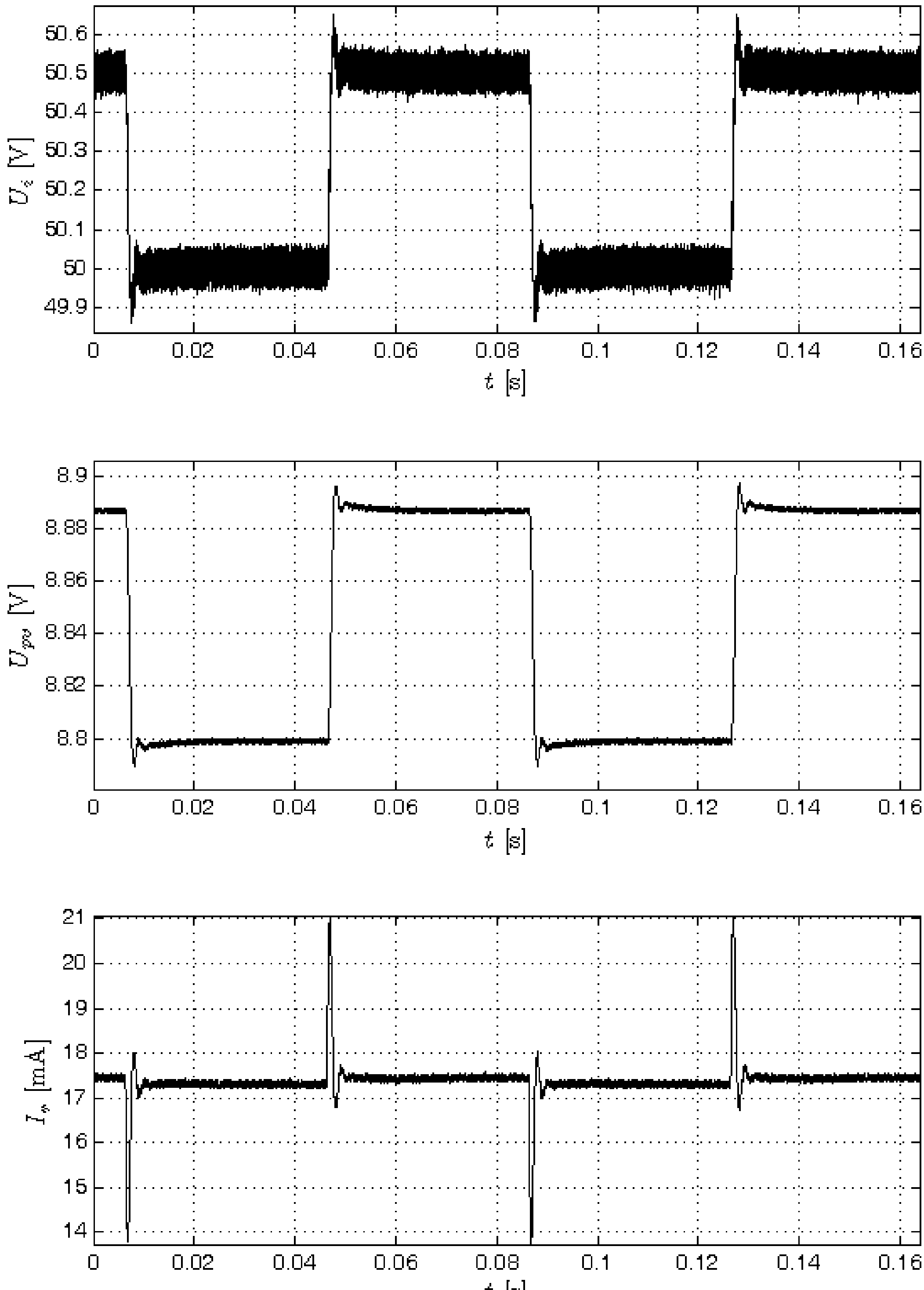
Blokovska shema sustava upravljanja, koji se sastoji od nelinearnog modela istosmjernog uzlaznog pretvarača s parametrima $L = 11$ μH, $R_L = 10$ mΩ, $C = 3760$ μF, $m = 1$ A/μs i $f = 100$ kHz, nelinearnog modela gorivnog članka BCS 64-32 s parametrima prema tablici 2.1 i PI regulatora s "anti-windup" algoritmom, prikazana je na slici 6.7.



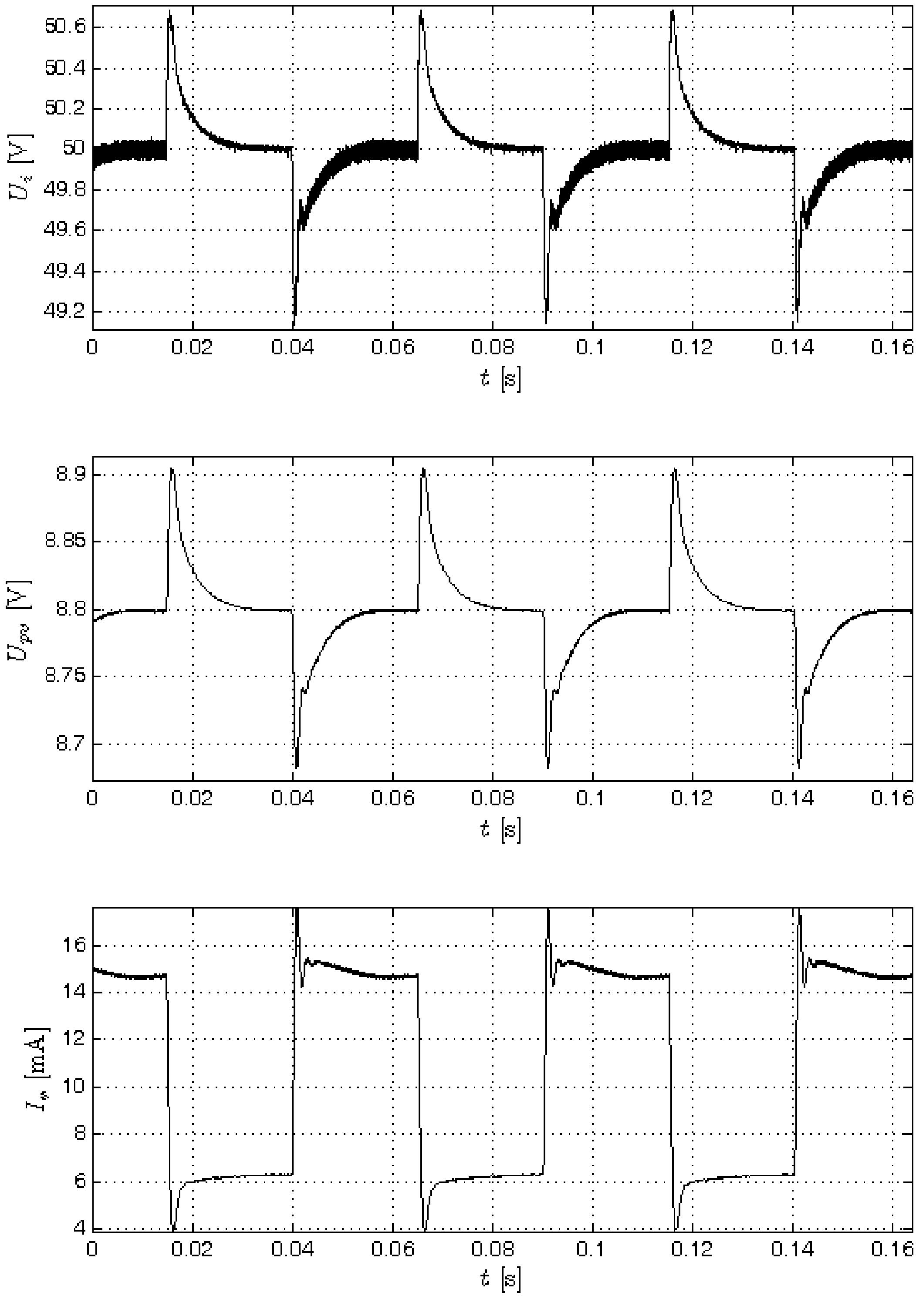
Slika 6.3: Eksperimentalne prijelazne pojave napona pretvarača s emulatorom gorivnog članka na promjene referentne veličine $\Delta U_{i,r} = \pm 0,5$ V, uz parametre regulatora $K_R = 0,023$ i $T_I = 4,4$ ms.



Slika 6.4: Eksperimentalne prijelazne pojave napona pretvarača s emulatorom gorivnog članka na promjene poremećajne veličine $\Delta I_i = \pm 8$ A, uz parametre regulatora $K_R = 0,023$ i $T_I = 4,4$ ms.



Slika 6.5: Eksperimentalne prijelazne pojave napona pretvarača s emulatorom gorivnog članka na promjene referentne veličine $\Delta U_{i,r} = \pm 0,5$ V, uz parametre regulatora $K_R = 0,085$ i $T_I = 4,4$ ms, te prefiltra $T_f = 500$ μs.



Slika 6.6: Eksperimentalne prijelazne pojave napona pretvarača s emulatorom gorivnog članka na promjene poremećajne veličine $\Delta I_i = \pm 8$ A, uz parametre regulatora $K_R = 0,085$ i $T_I = 4,4$ ms.

Prijelazne pojave dobivene simuliranjem u programskom paketu Matlab–Simulink, za navedene parametre nelinearnih modela te parametre PI regulatora i prefiltra $K_R = 0,085$, $T_I = 4,4$ ms i $T_f = 500$ μs, prikazane su na slikama 6.8 i 6.9.

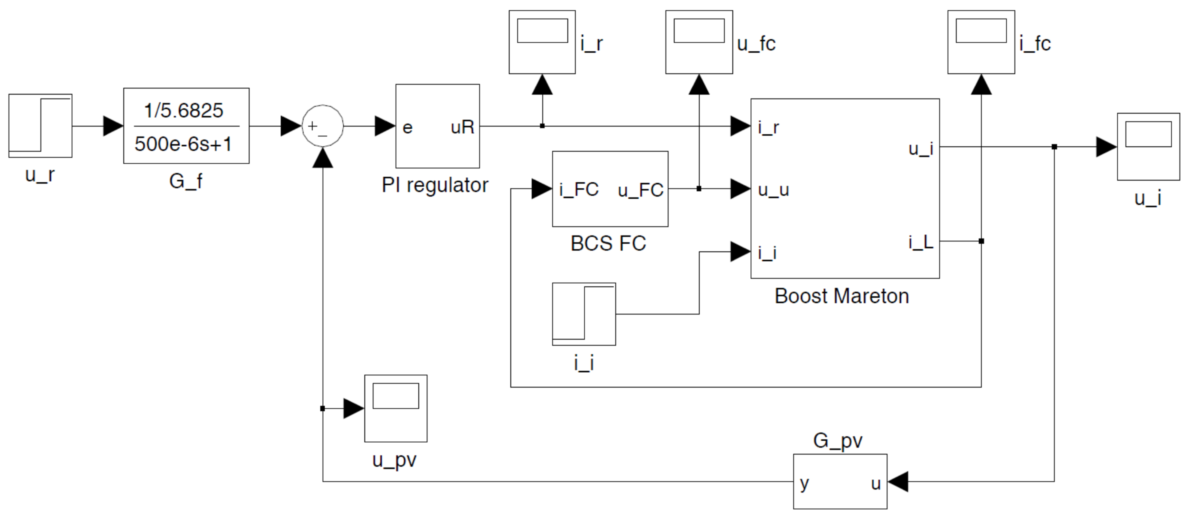
Iako nelinearni model gorivnog članka ima drukčije dinamičko ponašanje od emulatora, prema kojem je projektiran sustav upravljanja, simulacijski rezultati ne odstupaju bitno od eksperimentalnih. Maksimalno nadvišenje pri promjeni referentne veličine iznosi 16%, odnosno povećano je za 6% u odnosu na eksperiment s emulatorom, a vrijeme prvog maksimuma smanjeno je sa 1,7 ms na 1,4 ms. Propadi napona pri djelovanju poremećajne veličine iznose oko 1 V, u odnosu na 0,85 V u slučaju eksperimenta s emulatorom.

Navedene razlike nisu samo rezultat razlike u dinamičkom ponašanju emulatora i nelinearnog modela gorivnog članka, nego i nepreciznosti nelinearnog matematičkog modela uzlaznog pretvarača u odnosu na stvarni pretvarač. Naime, zbog dugotrajnih simulacija i velike memorijske zahtjevnosti, parametri nelinearnog modela određeni su u samo nekoliko iteracija optimiranja, pa stoga nastaje i nešto veća pogreška.

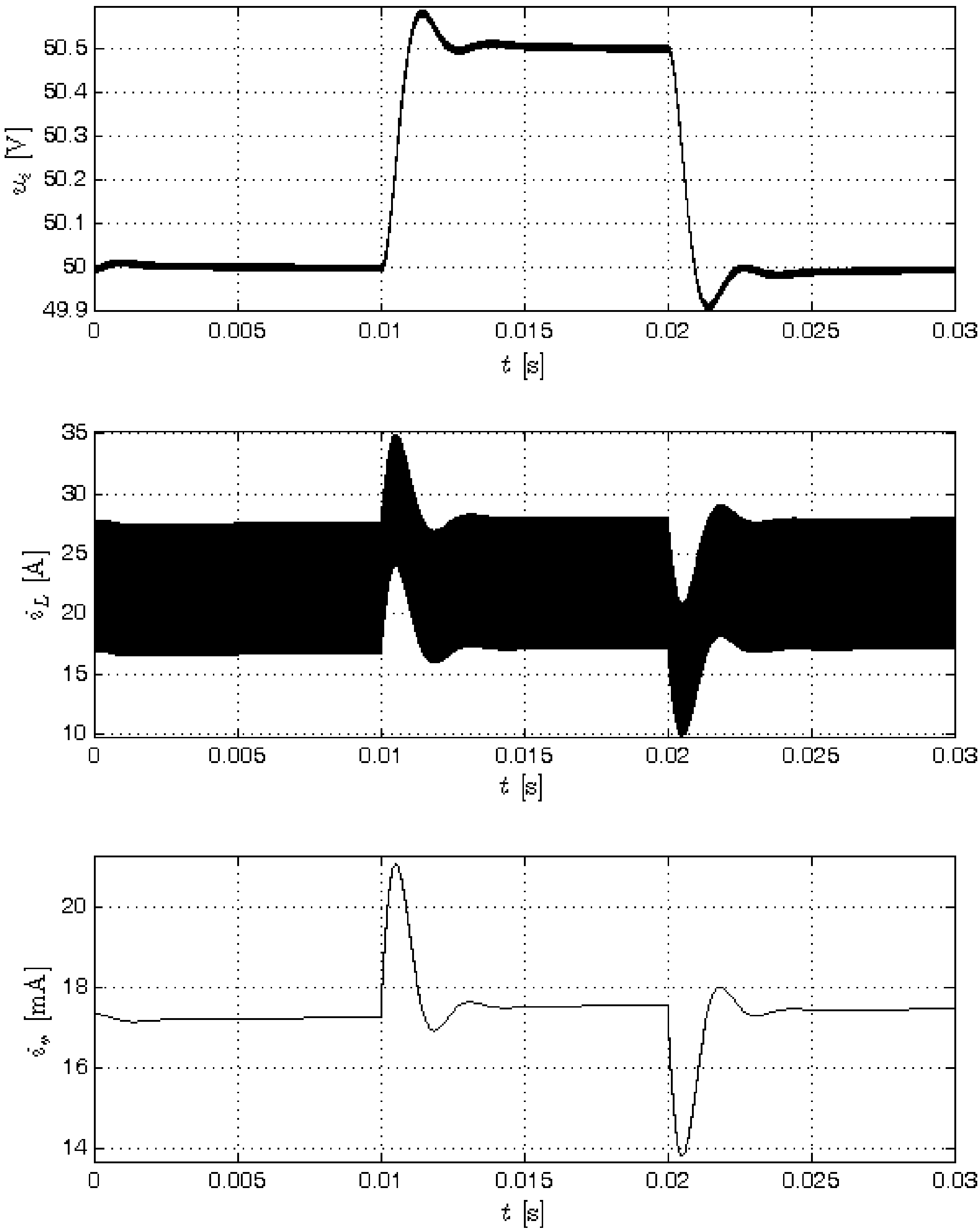
Iz opisanog postupka projektiranja osnovnog regulatora bitno je zaključiti da dinamika emulatora, kao ni nelinearnog modela gorivnog članka, gotovo uopće ne utječe na određivanje parametara regulatora (slika 6.2), a slično se očekuje i kad se u eksperimentalni sustav uključi gorivni članak BCS 64-32.

Tablica 6.1: Pokazatelji kvalitete prijelazne pojave uz $T_I = 4.4$ ms i $T_s = 20$ μs.

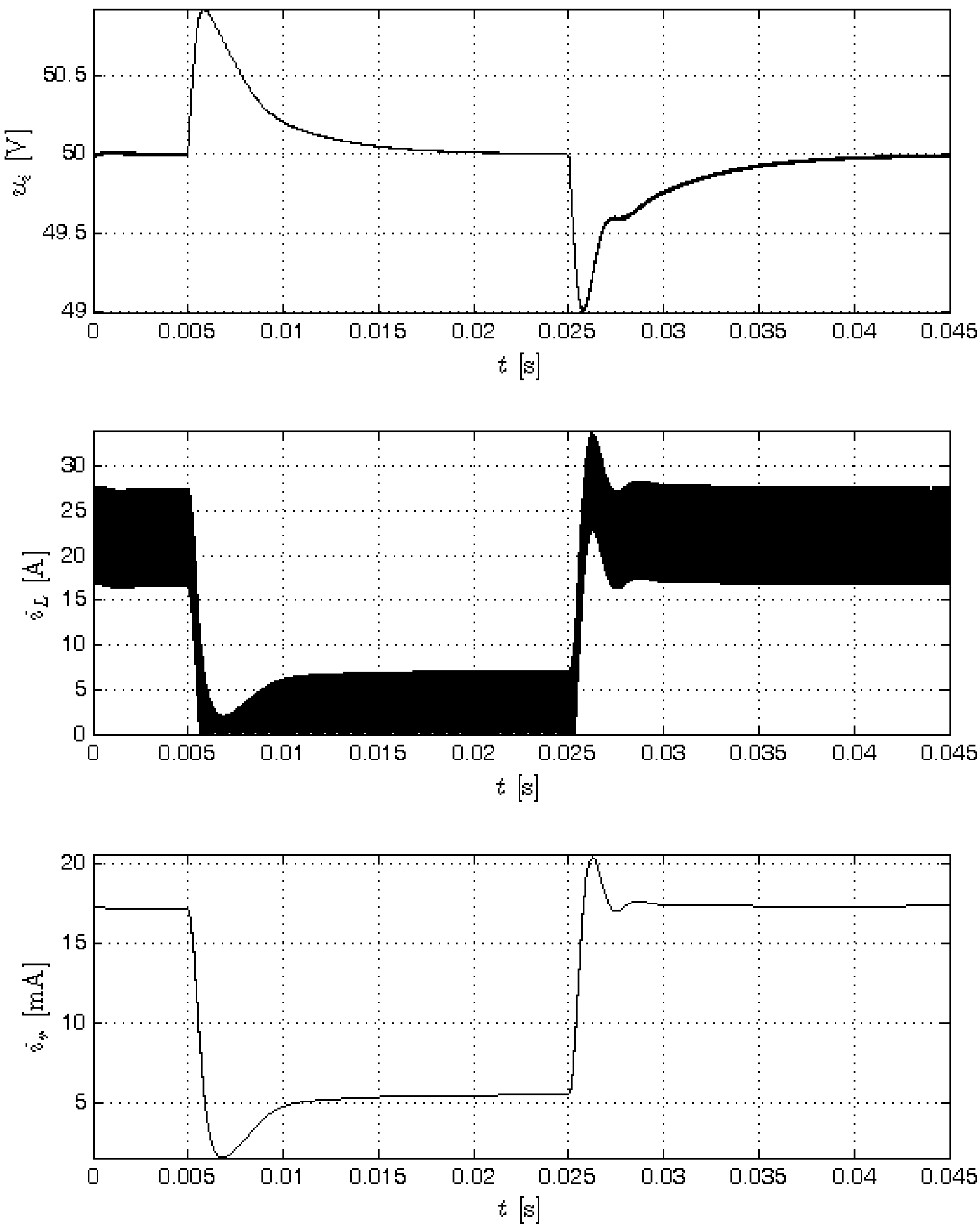
K_R	T_f [μs]	σ_m [%]	t_m [ms]	$\Delta U_{i,max}$ [V]
0,023	0	12,5	3,7	1,9
0,085	0	30	1,1	0,85
0,085	500	10	1,7	0,85



Slika 6.7: Blokovska shema sustava upravljanja s osnovnim regulatorom za Matlab–Simulink.



Slika 6.8: Prijelazne pojave napona pretvarača dobivene simuliranjem u programskom paketu MATLAB–SIMULINK na promjene referentne veličine $\Delta U_{i,r} = \pm 0,5$ V.



Slika 6.9: Prijelazne pojave napona pretvarača dobivene simuliranjem u programskom paketu MATLAB–SIMULINK na promjene poremećajne veličine $\Delta I_i = \pm 8$ A.

Poglavlje 7

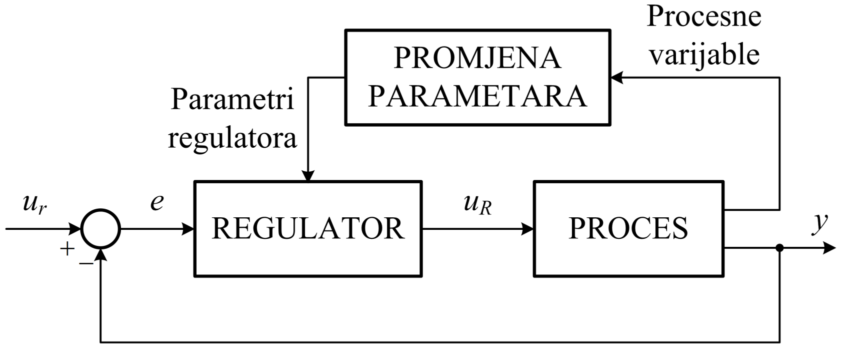
Adaptivno upravljanje s referentnim modelom i signalnom adaptacijom

Utjecaj manjih promjena parametara na ponašanje sustava može se zadovoljavajuće dobro kompenzirati klasičnim algoritmima upravljanja (PID). Međutim, znatnije promjene parametara sustava uzrokuju velika odstupanja od zadanog ponašanja pa je za njihovu regulaciju potrebno primijeniti neki od naprednih algoritama upravljanja.

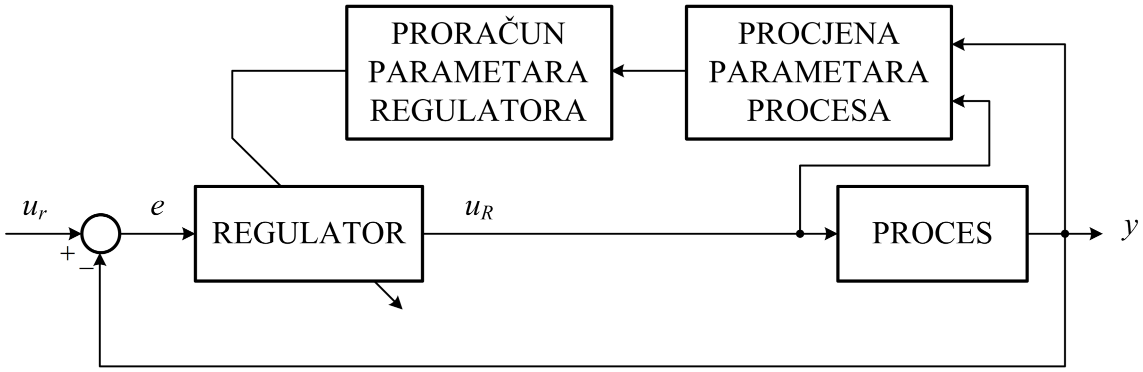
Kompenzacija promjene parametara sustava ili nelinearnosti mogu se ostvariti pomoću regulatora s promjenjivim pojačanjem [19, 62], samopodesivim regulatorom [19] ili adaptivnim upravljanjem s referentnim modelom [19, 32, 34, 62]. Nelinearnosti sustava mogu se kompenzirati i modelskim prediktivnim upravljanjem [33, 61].

Regulatori s promjenjivim pojačanjem (slika 7.1) primjenjivi su ako se može naći veza između određenih mjerljivih procesnih varijabli i same dinamike procesa, tj. procesnih parametara. Na temelju određenih procesnih varijabli mijenjaju se parametri regulatora tako da se kompenziraju efekti promjene parametara procesa. Veliki nedostatak ove metode je što se parametri regulatora podešavaju u otvorenoj petlji, te je teško pokazati stabilnost takvog sustava upravljanja. U novijim radovima ovaj nedostatak je otklonjen, ali na uštrb povećanja složenosti čitavog algoritma [43, 96].

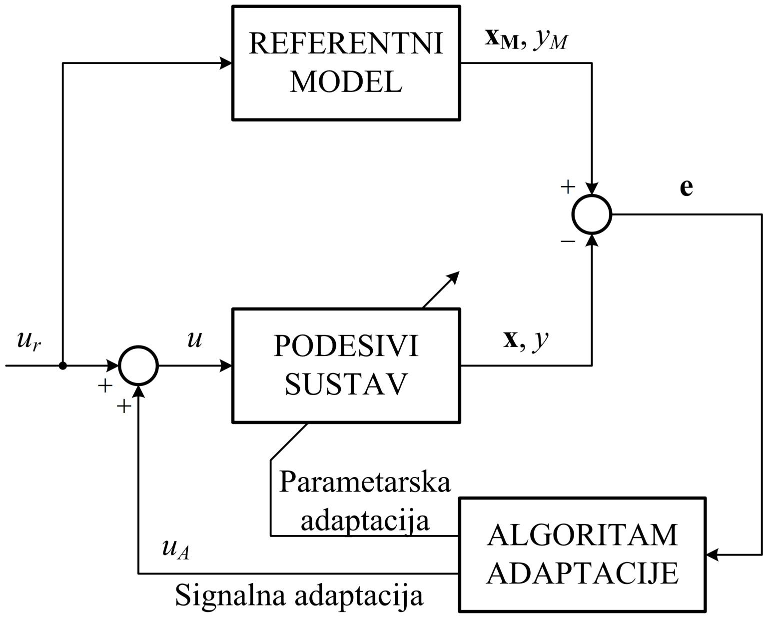
Samopodesivi regulatori (slika 7.2) sastoje se od standardne petlje s procesom i regulatorom te petlje u kojoj se vrši proračun parametara regulatora. Proračun parametara regulatora najprije zahtijeva procjenu parametara procesa korištenjem rekurzivnog procjenitelja, a zatim sâm proračun parametara regulatora, najčešće temeljen na metodi postavljanja polova. Pri tome je obično potrebno osigurati perzistentnu pobudu sa svojstvima bijelog šuma, kako bi se osigurala dobra procjena parametara procesa, što je u



Slika 7.1: Blokovska shema adaptivnog sustava s promjenjivim pojačanjem.



Slika 7.2: Blokovska shema adaptivnog sustava sa samopodesivim regulatorom.



Slika 7.3: Blokovska shema adaptivnog sustava s referentnim modelom.

nekim procesima nedozvoljeno.

Adaptivno upravljanje s referentnim modelom (slika 7.3) ima prednost u jednostavnosti implementacije, a istodobno i u brzini adaptacije, zbog toga što ne zahtijeva kontinuiranu procjenu parametara procesa. Osnovni zadatak adaptivnog sustava s referentnim modelom je da izlazni signal podesivog sustava asimptotski slijedi izlazni signal referentnog modela, kojim se određuje željeno vladanje podesivog sustava. Slijeđenje se osigurava mehanizmom adaptacije koji podešava parametre podesivog sustava (parametarska adaptacija) ili generira dodatni upravljački (adaptacijski) signal koji minimizira razliku između izlaznih veličina ili varijabli stanja podesivog sustava i referentnog modela (signalna adaptacija).

Parametarska adaptacija s referentnim modelom sadrži integralne članove, odnosno zahtijeva više iteracija za podešavanje optimalnih parametara regulatora i novo podešenje za promjenjene parametre procesa [21]. Prednost signalne adaptacije je da nema integralnih članova i zbog toga djeluje trenutačno (u prvoj iteraciji) na svako odstupanje izlaznih signala ili varijabli stanja podesivog sustava i referentnog modela.

Zbog navedenih prednosti adaptivnog upravljanja s referentnim modelom i signalnom adaptacijom, u nastavku disertacije obrađivat će se upravo taj algoritam.

Prije opisa samog adaptivnog algoritma bit će izloženi teoremi stabilnosti Lyapunova, potrebni za analizu stabilnosti adaptivnog sustava.

7.1 Teoremi stabilnosti Lyapunova

Prvi teorem Lyapunova definira uvjete stabilnosti sustava opisanih linearnim diferencijalnim jednadžbama [73].

Linearni vremenski nepromjenjivi sustav opisan diferencijalnim jednadžbama varijabli stanja:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x}\left(t\right), \quad \mathbf{x}\left(0\right) = \mathbf{0}, \tag{7.1}$$

je asimptotski stabilan ako je za proizvoljno zadanu pozitivno određenu matricu $\mathbf{Q}$, zadovoljena matrična jednadžba Lyapunova:

$$\mathbf{A}^T\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A} = -\mathbf{Q}, \tag{7.2}$$

gdje je: $\mathbf{P}$ – pozitivno određena matrica.

Druga ili direktna metoda Lyapunova odnosi se na stabilnost nelinearnih sustava. Lyapunov je izložio metodu koja omogućuje dobivanje dovoljnih uvjeta stabilnosti nelinearnih sustava automatskog upravljanja.

Direktna metoda Lyapunova izložena je u nastavku. Neka je autonomni nelinearni sustav opisan diferencijalnim jednadžbama:

$$\dot{x}_i = f_i\left(x_i, t\right), \quad i = 1, 2, ..., n, \tag{7.3}$$

gdje su x_i varijable stanja, a f_i su poznate nelinearne funkcije zadane u prostoru tih varijabli stanja.

Ravnotežno stanje sustava određeno je sustavom jednadžbi:

$$f_i\left(0, t\right) = 0, \quad i = 1, 2, ..., n. \tag{7.4}$$

Pretpostavlja se da je $\mathbf{f}$ takva da rješenje sustava jednadžbi (7.4) postoji za sve $t \geq t_0$. Pretpostavlja se da je ravnotežno stanje sustava u ishodištu koordinatnog sustava i da je to rješenje jedinstveno.

Prema direktnoj metodi Lyapunova, u razmatranje se uvodi funkcija $V(x, t)$ koja ima slijedeća svojstva:

1. $V(x, t)$ je neprekidna zajedno sa svojim parcijalnim derivacijama prvog reda, u nekom području koje sadržava ishodište koordinatnog sustava,

2. Svugdje unutar područja, osim u ishodištu, funkcija $V(x, t)$ je različita od nule i ima isti predznak,

3. U ishodištu koordinatnog sustava funkcija $V(x, t)$ poprima nultu vrijednost, tj. $V(0, t) = 0$.

Funkcija koja ima navedena svojstva naziva se funkcijom Lyapunova. Lyapunov je dokazao ispravnost slijedeće tvrdnje: Ako je sustav diferencijalnih jednadžbi (7.3) takav da je moguće naći pozitivno određenu funkciju Lyapunova $V(x, t)$ čija je derivacija negativno određena na rješenjima sustava (7.3), tada je ravnotežno stanje sustava jednadžbi (7.3) u ishodištu koordinatnog sustava stabilno.

7.2 Algoritam signalne adaptacije s referentnim modelom punog reda

Algoritam signalne adaptacije generira dodatni upravljački signal u_A koji minimizira razliku između izlaza referentnog modela y_M i podesivog sustava y (slike 7.4 i 7.5). Signal adaptacije djeluje na ulaz sustava tako da mehanizam adaptacije tvori vanjsku upravljačku petlju, dok podesivi sustav s osnovnim regulatorom tvori unutrašnju upravljačku petlju (slika 7.4).

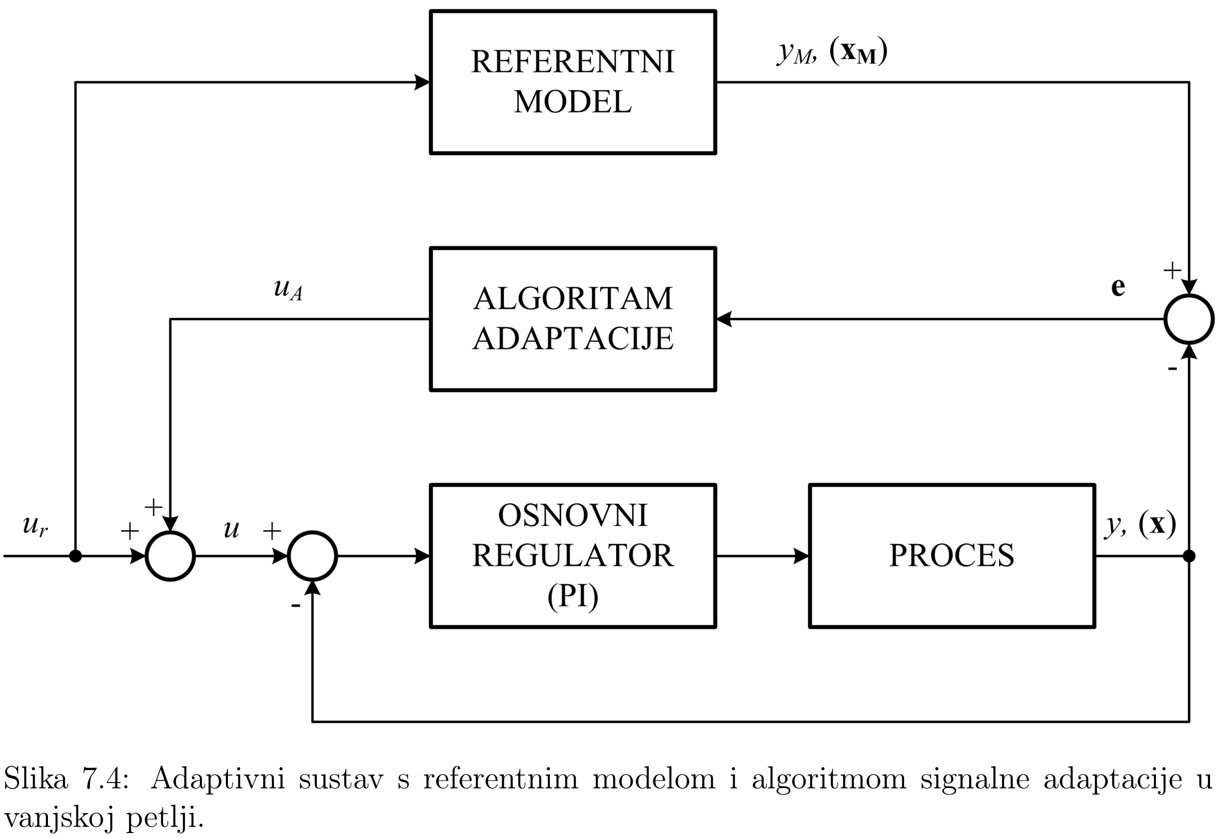
Druga mogućnost je da signal adaptacije djeluje iza osnovnog regulatora (slika 7.5), tako da mehanizam adaptacije tvori unutrašnju upravljačku petlju, a osnovni regulator djeluje u vanjskoj petlji.

Linearni vremenski nepromjenjivi sustavi s jednim ulazom i jednim izlazom (SISO) mogu se prikazati jednadžbama u prostoru stanja:

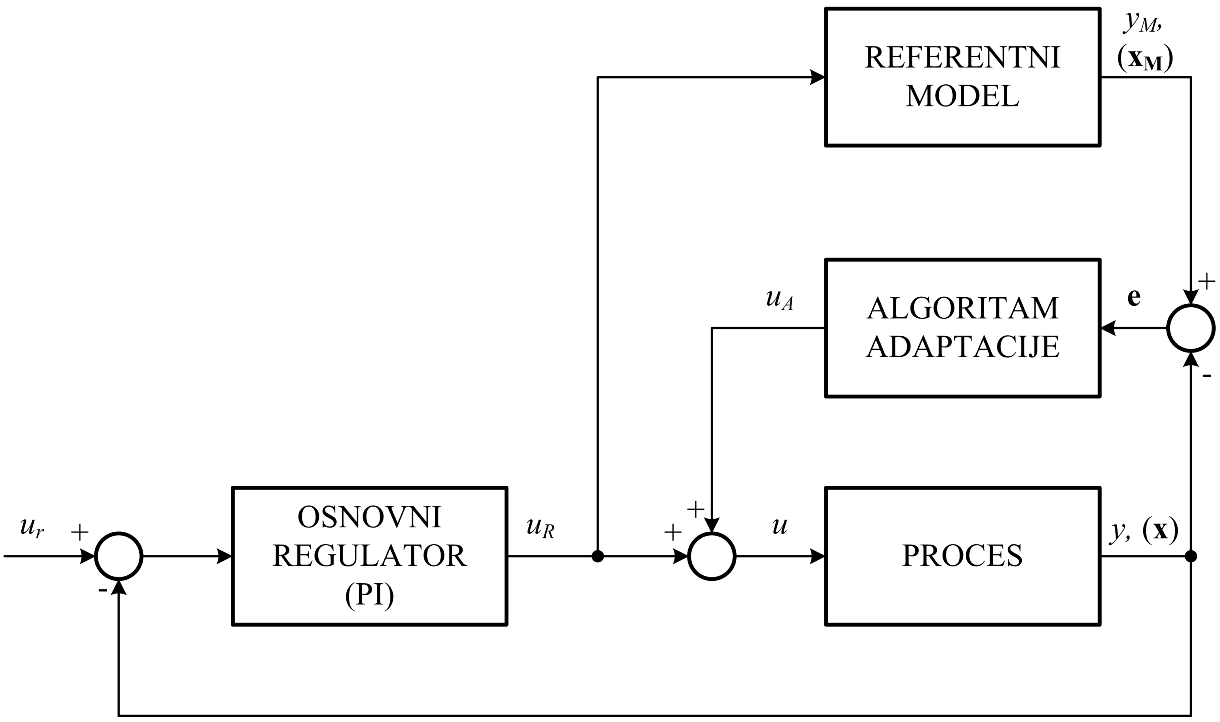
$$\dot{\mathbf{x}}\left(t\right) = \mathbf{A}\mathbf{x}\left(t\right) + \mathbf{b}u\left(t\right), \tag{7.5}$$

gdje su:

- $\mathbf{A}$ – matrica sustava $(n \times n)$,
- $\mathbf{b}$ – ulazni vektor sustava $(n \times 1)$,
- $\mathbf{x}$ – vektor varijabli stanja sustava $(n \times 1)$,
- u – upravljački signal sustava (1×1).



Slika 7.4: Adaptivni sustav s referentnim modelom i algoritmom signalne adaptacije u vanjskoj petlji.



Slika 7.5: Adaptivni sustav s referentnim modelom i algoritmom signalne adaptacije u unutrašnjoj petlji.

Referentni model opisan je jednadžbama:

$$\dot{\mathbf{x}}_{\mathbf{M}}(t) = \mathbf{A_M}\mathbf{x_M}(t) + \mathbf{b_M}u_x(t), \tag{7.6}$$

gdje su:

- $\mathbf{A_M}$ – matrica referentnog modela $(n \times n)$,
- $\mathbf{b_M}$ – ulazni vektor referentnog modela $(n \times 1)$,
- $\mathbf{x_M}$ – vektor varijabli stanja referentnog modela $(n \times 1)$,
- u_x – referentni signal u_r ili u_R (1×1), ovisno o strukturi adaptacije (slika 7.4 ili 7.5).

Signal u_x je prema slikama 7.4 i 7.5 određen sa:

$$u_x(t) = u(t) - u_A(t), \tag{7.7}$$

gdje je: u_A – signal adaptacije.

Vektor pogreške slijeđenja dan je izrazom:

$$\mathbf{e}(t) = \mathbf{x_M}(t) - \mathbf{x}(t). \tag{7.8}$$

Iz opisa sustava i referentnog modela u prostoru stanja (7.5) i (7.6), izraze (7.7) i (7.8), te dodavanjem i oduzimanjem člana $\mathbf{A_M x}$, dobiva se izraz za derivaciju pogreške:

$$\dot{\mathbf{e}}(t) = \dot{\mathbf{x}}_{\mathbf{M}}(t) - \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A_M}\mathbf{e}(t) + \sigma(t) - \mathbf{b}u_A(t), \tag{7.9}$$

gdje je:

$$\sigma(t) = (\mathbf{A_M} - \mathbf{A})\,\mathbf{x}(t) + (\mathbf{b_M} - \mathbf{b})\,u_x(t)\,. \tag{7.10}$$

Vektor σ određen je varijacijama parametara sustava (procesa) od referentnog modela.

Signal adaptacije u_A koji će osigurati potpuno slijeđenje referentnog modela dobiva se rješavanjem jednadžbe (7.9) po u_A te uvrštavanjem uvjeta za potpuno slijeđenje referentnog modela ($\mathbf{e} = \mathbf{0}$ i $\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{0}$):

$$u_A(t) = \mathbf{b}^{+}\sigma(\mathbf{x}, t)\,, \tag{7.11}$$

gdje je: $\mathbf{b}^{+} = \left(\mathbf{b}^T\mathbf{b}\right)^{-1}\mathbf{b}^T$ – Moore–Penrose-ov pseudoinverz vektora $\mathbf{b}$.

Uvrštavanjem izraza (7.11) u (7.9) dobiva se:

$$\dot{\mathbf{e}}(t) = \mathbf{A_M}\mathbf{e}(t) + \left(\mathbf{I} - \mathbf{b}\mathbf{b}^{+}\right)\sigma(\mathbf{x}, t)\,, \tag{7.12}$$

iz čega slijedi nužni i dovoljni uvjet Ercbergera za potpuno slijeđenje referentnog modela [73]:

$$\left(\mathbf{I} - \mathbf{b}\mathbf{b}^{+}\right)\sigma(\mathbf{x}, t) = \mathbf{0}. \tag{7.13}$$

Produkti u izrazu (7.13) su različiti od nule, pa je signalom adaptacije u_A, koji je dio vektora σ, potrebno ispuniti uvjet Ercbergera (7.13).

Stabilnost adaptivnog regulatora može se pokazati pomoću kriterija stabilnosti Lyapunova, uz uvjet da su poznate sve varijable stanja sustava. Prikladna Lyapunovljeva pozitivno određena funkcija neka je kvadratnog oblika:

$$V = \frac{1}{2}\mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{e}, \tag{7.14}$$

gdje je $\mathbf{P}$ pozitivno određena matrica dana matričnom jednadžbom Lyapunova (7.2).

Derivacija funkcije Lyapunova (7.14) određena je sa:

$$\dot{V} = \dot{\mathbf{e}}^T\mathbf{P}\mathbf{e} + \mathbf{e}^T\mathbf{P}\dot{\mathbf{e}}. \tag{7.15}$$

Uvrštavanjem (7.9) u (7.15), slijedi:

$$\dot{V} = -\mathbf{e}^T\mathbf{Q}\mathbf{e} + 2\mathbf{e}^T\mathbf{P}\sigma - 2\mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{b}u_A. \tag{7.16}$$

Derivacija funkcije Lyapunova (7.16) bit će negativno određena ako zbroj drugog i trećeg člana u relaciji (7.16) bude negativan, odnosno ako je:

$$\mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{b}u_A > \mathbf{e}^T\mathbf{P}\sigma. \tag{7.17}$$

Umnožak $\mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{b}$ je za sustave s jednim ulazom i jednim izlazom skalar pa vrijedi:

$$\mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{b} = \left(\mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{b}\right)^T = \mathbf{b}^T\mathbf{P}^T\mathbf{e} = \mathbf{b}^T\mathbf{P}\mathbf{e}. \tag{7.18}$$

Skalar (7.18) naziva se poopćena pogreška i označava sa ν:

$$\nu(t) = \mathbf{b}^T\mathbf{P}\mathbf{e}(t). \tag{7.19}$$

Član $\mathbf{b}^T\mathbf{P}$ naziva se težinski vektor koefijenata pogreške i posebno označava:

$$\mathbf{d}^T = \mathbf{b}^T\mathbf{P}. \tag{7.20}$$

Dijeljenjem nejednadžbe (7.17) sa skalarom $\mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{b}$, tj. poopćenom pogreškom, dobiva se:

$$\begin{aligned} u_A &> \frac{\mathbf{e}^T\mathbf{P}\sigma}{\mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{b}}, \quad \mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{b} > 0, \\ u_A &< \frac{\mathbf{e}^T\mathbf{P}\sigma}{\mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{b}}, \quad \mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{b} < 0, \end{aligned} \tag{7.21}$$

odnosno:

$$\begin{aligned} u_A &> \mathbf{b}^+\sigma, \quad \mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{b} > 0, \\ u_A &< \mathbf{b}^+\sigma, \quad \mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{b} < 0. \end{aligned} \tag{7.22}$$

Uvjeti (7.21), odnosno (7.22), bit će ispunjeni ako algoritam adaptacije ima oblik:

$$u_A(t) = h \operatorname{sign}(\nu(t)), \tag{7.23}$$

gdje je h koeficijent adaptacije, koji prema uvjetima (7.21), odnosno (7.22), mora imati minimalnu vrijednost određenu izrazom:

$$h > \left\|\mathbf{b}^+\right\| \cdot \|\sigma\|. \tag{7.24}$$

Za pozitivno određenu funkciju Lyapunova ($V > 0$), čija je derivacija negativno određena ($\dot{V} < 0$) nužno je i dovoljno ispunjenje uvjeta Ercbergera (7.13) za potpuno slijeđenje referentnog modela.

Za određivanje minimalnog iznosa koeficijenta adaptacije h potrebno je izvršiti procjenu normi matrica u izrazu (7.24). Iz izraza (7.10) dobiva se procjena norme vektora odstupanja σ:

$$\|\sigma\| \leq \|\mathbf{A_M} - \mathbf{A}\| \cdot \|\mathbf{x}\| + \|\mathbf{b_M} - \mathbf{b}\| \cdot \|u_x\|. \tag{7.25}$$

Za procjenu normi u izrazu (7.25) uzimaju se matrice $\mathbf{A_M}$ i $\mathbf{b_M}$, koje su fiksne i poznate, a matrice $\mathbf{A}$ i $\mathbf{b}$ se uzimaju za slučaj najvećeg odstupanja parametara podesivog sustava od referentnog modela. Norme $\|\mathbf{x}\|$ i $\|u_x\|$ mogu se procijeniti simuliranjem adaptivnog sustava za prethodno određene parametre podesivog sustava i najveću dozvoljenu promjenu ulazne veličine sustava.

S obzirom da algoritam signalne adaptacije (7.23) uzrokuje u sustavu trajne oscilacije visokih frekvencija, što nije pogodno sa stajališta primjene algoritma na realne sustave, u ovoj disertaciji neće se dalje razmatrati taj algoritam. Jedna od mogućih metoda modifikacije algoritma adaptacije (7.23), kojim se uklanjanju trajne oscilacije u sustavu, je zamjena funkcije predznaka (sign) funkcijom zasićenja (sat):

$$u_A(t) = \operatorname{sat}(\nu(t), h) = \begin{cases} h, & \text{za } \nu(t) > \nu_s \\ K_\nu \nu(t), & \text{za } |\nu(t)| \leq \nu_s \\ -h, & \text{za } \nu(t) < -\nu_s \end{cases}, \tag{7.26}$$

$$\nu(t) = \mathbf{d}^T\mathbf{e}(t), \quad \mathbf{d}^T = \mathbf{b}^T\mathbf{P}, \tag{7.27}$$

gdje su:

- K_ν – koeficijent pojačanja poopćene pogreške,
- ν_s – područje linearnosti funkcije zasićenja.

U slučaju korištenja algoritma adaptacije s funkcijom zasićenja (7.26), u okolini ravnotežnog položaja adaptivni sustav je u potpunosti linearan, odnosno signal adaptacije može se izraziti kao:

$$u_A = K_\nu \mathbf{d}^T \mathbf{e}. \tag{7.28}$$

Diferencijalna jednadžba pogreške u tom slučaju poprima oblik:

$$\dot{\mathbf{e}} = \left(\mathbf{A_M} - K_\nu \mathbf{b_M} \mathbf{d}^T\right) \mathbf{e} + \left(\mathbf{A_M} - \mathbf{A}\right) \mathbf{x} + \left(\mathbf{b_M} - \mathbf{b}\right) u_x, \tag{7.29}$$

te je uvjet stabilnosti da matrica $\left(\mathbf{A_M} - K_\nu \mathbf{b_M} \mathbf{d}^T\right)$ u izrazu (7.29) bude Hurwitzova matrica, odnosno da se njene karakteristične vrijednosti moraju nalaziti u lijevoj poluravnini kompleksne s-ravnine.

Izvan linearnog područja funkcije zasićenja, algoritam adaptacije s funkcijom zasićenja (7.26) ponaša se kao algoritam adaptacije s funkcijom predznaka (7.23), te na taj način osigurava dolazak poopćene pogreške ν u linearno područje, odnosno osigurava stabilnost adaptivnog sustava.

Iz izraza za diferencijalnu jednadžbu pogreške (7.29) vidljivo je da zbog zadnja dva nekompenzirana pribrojnika nije moguće osigurati potpuno slijeđenje referentnog modela.

Koeficijenti matrice $\mathbf{P}$, a time i $\mathbf{d}^T$ mogu se odrediti iz (7.2), uz dane koeficijente matrice $\mathbf{Q}$. Međutim, tako određeni težinski koeficijenti ne daju najbolju adaptaciju, tj. najmanju vrijednost pogreške u prijelaznoj pojavi pa stoga ti težinski koeficijenti nisu optimalni.

7.3 Algoritam signalne adaptacije s referentnim modelom reduciranog reda

Prethodno opisani adaptivni algoritam punog reda s referentnim modelom i signalnom adaptacijom ima nedostatak u tome što se mora odrediti veći broj koeficijenata adaptivnog algoritma (najmanje jednak redu sustava n). S obzirom da procedura određivanja optimalnih koeficijenata adaptivnog algoritma nije ni jednoznačna ni jednostavna zbog nužnosti korištenja neke vrste optimiranja po zadanom kriteriju, promišljeno je smanjiti broj tih koeficijenata u algoritmu, a da se dobra svojstva adaptacije zadrže. U tom smislu, podesivi sustav i referentni model opisuju se matematičkim modelima reduciranog reda.

Realni procesi mogu se u nekoj radnoj točki vrlo dobro aproksimirati modelom trećeg reda ili nižeg. Pažljivim odabirom parametara modela maksimalna pogreška aproksimacije može se svesti unutar 10%, te se može pridružiti ostalim neodređenostima procesa, koje su uvijek prisutne, jer prilikom modeliranja vršimo određene pretpostavke koje utječu na točnost modeliranja.

U tom slučaju, linearni vremenski nepromjenjivi sustavi s jednim ulazom i jednim izlazom (SISO) mogu se prikazati jednadžbama u prostoru stanja, uz $n \leq 3$:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{b}u(t) + \mathbf{f}(t, \mathbf{x}, u), \tag{7.30}$$

gdje je:

- $\mathbf{A}$ – matrica sustava ($n \times n$, $n \leq 3$),
- $\mathbf{b}$ – ulazni vektor sustava ($n \times 1$, $n \leq 3$),
- $\mathbf{x}$ – vektor varijabli stanja sustava ($n \times 1$, $n \leq 3$),

- u – upravljački signal sustava (1×1),
- $\mathbf{f}(t, \mathbf{x}, u)$ – nepoznata, ali ograničena funkcija neodređenosti i poremećaja.

Referentni model opisan je jednadžbama (7.6), te mora biti istog reda kao i reducirani sustav (7.30).

Iz opisa sustava i referentnog modela u prostoru stanja (7.30) i (7.6), izraze (7.7) i (7.8), te dodavanjem i oduzimanjem člana $\mathbf{A_M x}$, dobiva se izraz za derivaciju pogreške za adaptivni sustav reduciranog reda:

$$\dot{\mathbf{e}}(t) = \dot{\mathbf{x}}_{\mathbf{M}}(t) - \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A_M e}(t) + \sigma(t) - \mathbf{b}u_A(t), \tag{7.31}$$

gdje je:

$$\sigma(t) = (\mathbf{A_M} - \mathbf{A})\mathbf{x}(t) + (\mathbf{b_M} - \mathbf{b})u_x(t) - \mathbf{f}(t, \mathbf{x}, u). \tag{7.32}$$

Signal adaptacije u_A, koji osigurava potpuno slijeđenje referentnog modela, dobiva se na potpuno isti način kao i u slučaju korištenja punog vektora varijabli stanja (izrazi (7.11) – (7.16)) i određen je izrazom (7.23). Razlika je jedino u procjeni minimalnog iznosa koeficijenta adaptacije h:

$$h \geq \left\|\mathbf{b}^{+}\right\| \cdot \|\sigma\|, \tag{7.33}$$

gdje je norma vektora odstupanja procijenjena pomoću izraza:

$$\|\sigma\| \leq \|\mathbf{A_M} - \mathbf{A}\| \cdot \|\mathbf{x}\| + \|\mathbf{b_M} - \mathbf{b}\| \cdot \|u_x\| + \|\mathbf{f}(t, \mathbf{x}, u)\|. \tag{7.34}$$

Za procjenu normi u izrazu (7.34) uzimaju se matrice $\mathbf{A_M}$ i $\mathbf{b_M}$, koje su fiksne i poznate, a matrice $\mathbf{A}$ i $\mathbf{b}$ se uzimaju za slučaj najvećeg odstupanja parametara podesivog sustava od referentnog modela. Norme $\|\mathbf{x}\|$ i $\|u_x\|$ mogu se procijeniti simuliranjem adaptivnog sustava za prethodno određene parametre podesivog sustava i najveću dozvoljenu promjenu ulazne veličine sustava. Norma $\|\mathbf{f}(t, \mathbf{x}, u)\|$ određuje se na temelju maksimalne pogreške koju svjesno činimo pri aproksimaciji stvarnog sustava modelom reduciranog reda.

U slučaju korištenja algoritma adaptacije s funkcijom zasićenja (7.26), radi eliminiranja oscilacija visokih frekvencija, diferencijalna jednadžba pogreške ima oblik:

$$\dot{\mathbf{e}} = \left(\mathbf{A_M} - K_\nu \mathbf{b_M d}^T\right)\mathbf{e} + (\mathbf{A_M} - \mathbf{A})\mathbf{x} + (\mathbf{b_M} - \mathbf{b})u_x - \mathbf{f}(t, \mathbf{x}, u), \tag{7.35}$$

te je uvjet stabilnosti isti kao i u slučaju korištenja adaptivnog algoritma punog reda, odnosno da matrica $\left(\mathbf{A_M} - K_\nu \mathbf{b_M d}^T\right)$ u izrazu (7.35) bude Hurwitzova matrica, odnosno da se njene karakteristične vrijednosti moraju nalaziti u lijevoj poluravnini kompleksne s-ravnine.

Iz izraza za diferencijalnu jednadžbu pogreške (7.35) vidljivo je da potpuno slijeđenje referentnog modela nije moguće ostvariti zbog nekompenziranog drugog i trećeg pribrojnika te nepoznate funkcije neodređenosti i poremećaja $\mathbf{f}$. Zbog toga se koeficijenti adaptivnog algoritma moraju odabrati tako da maksimalna pogreška u prijelaznoj pojavi bude što manja.

7.4 Primjena reduciranja reda sustava i referentnog modela

Proces koji se sastoji od uzlaznog pretvarača i emulatora gorivnog članka, opisan je u nominalnoj radnoj točki prijenosnom funkcijom (6.2), a osnovni regulator, čiji su parametri konstantni neovisno o radnoj točki ($K_R = 0.085$, $T_I = 4.4$ ms), opisan je prijenosnom funkcijom (6.1).

Prijenosna funkcija zatvorenog regulacijskog sustava glasi:

$$G_z(s) = \frac{\Delta u_{pv}(s)}{\Delta u_r(s)} = \frac{G_R(s)\,G_p(s)}{1 + G_R(s)\,G_p(s)}, \tag{7.36}$$

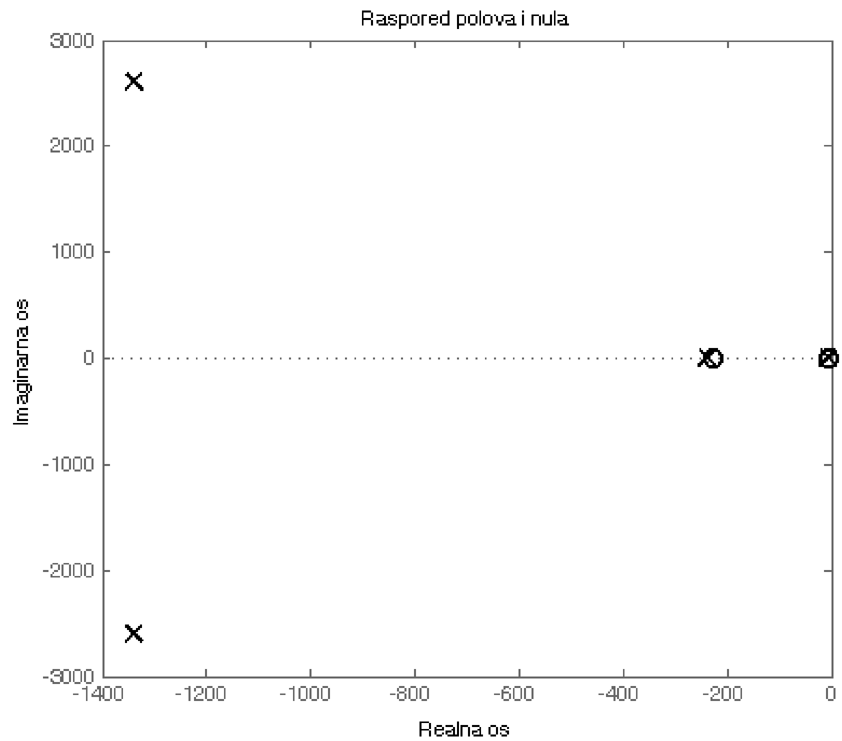
gdje je Δu_r promjena referentne (vodeće) veličine regulacijskog sustava.

Očito je da je prijenosna funkcija $G_z(s)$ četvrtog reda. Raspored polova i nula prijenosne funkcije $G_z(s)$ prikazan je na slici 7.6.

Sa slike 7.6 jasno je vidljivo da postoje dva para polova i nula koji se međusobno jako bliski, te se kao takvi mogu pokratiti. Pogreška koja se time čini djelomično se kompenzira korigiranjem položaja preostalog para polova. Prijenosna funkcija reduciranog sustava (bez prefiltra) onda glasi:

$$G_{z,r}(s) = \frac{\Delta u_{pv}(s)}{\Delta u_r(s)} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2}, \tag{7.37}$$

gdje se relativni koeficijent prigušenja ζ i prirodna frekvencija neprigušenih oscilacija ω_0 određuju minimiziranjem razlike između eksperimentalno snimljenog odziva napona



Slika 7.6: Raspored polova i nula prijenosne funkcije $G_z(s)$ u nominalnoj radnoj točki.

povratne veze i odziva reduciranog modela, uz korištenje ISE ili nekog drugog integralnog kriterija [11].

Rezultat optimiranja u nominalnoj radnoj točki ($I_i = 9$ A) je:

$$\begin{aligned} \omega_{0,9} &= 3051,6\ \mathrm{s}^{-1}, \\ \zeta_9 &= 0,38, \end{aligned} \tag{7.38}$$

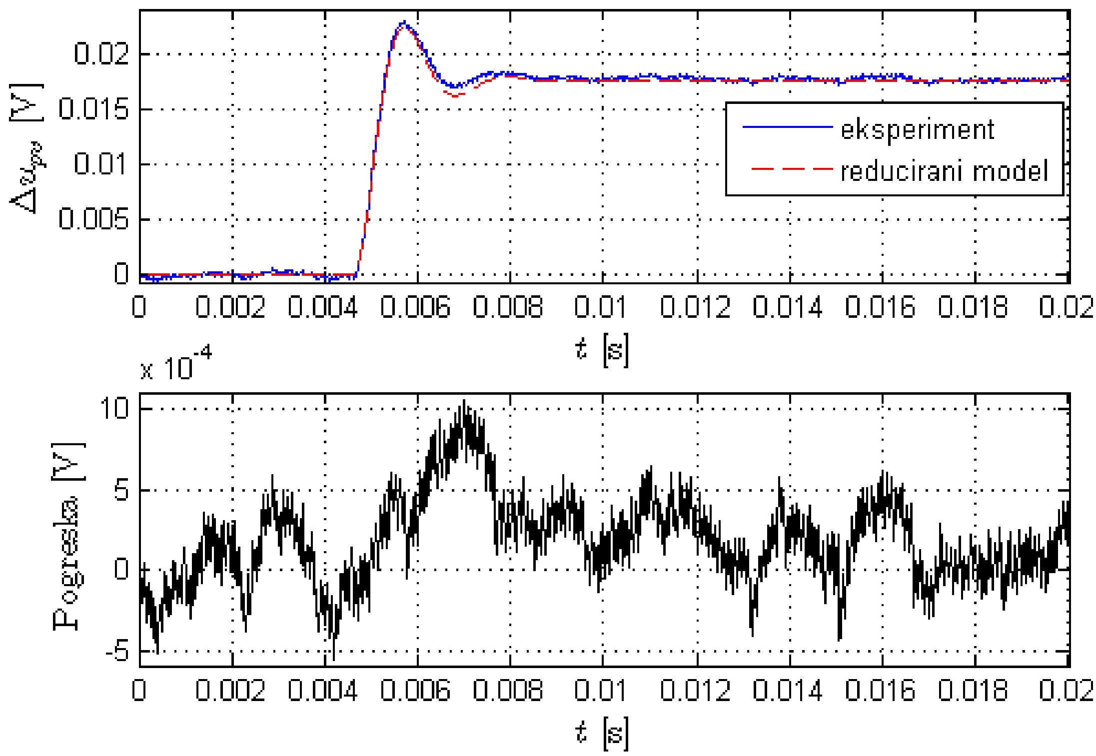
a eksperimentalni i modelirani odzivi napona povratne veze prikazani su na slici 7.7. Iz prikazanih odziva vidljivo je da pogreška aproksimacije iznosi 5,7%, što je prihvatljiv iznos pogreške u praksi.

U radnoj točki određenoj izlaznom strujom $I_i = 1$ A, optimiranjem se dobije:

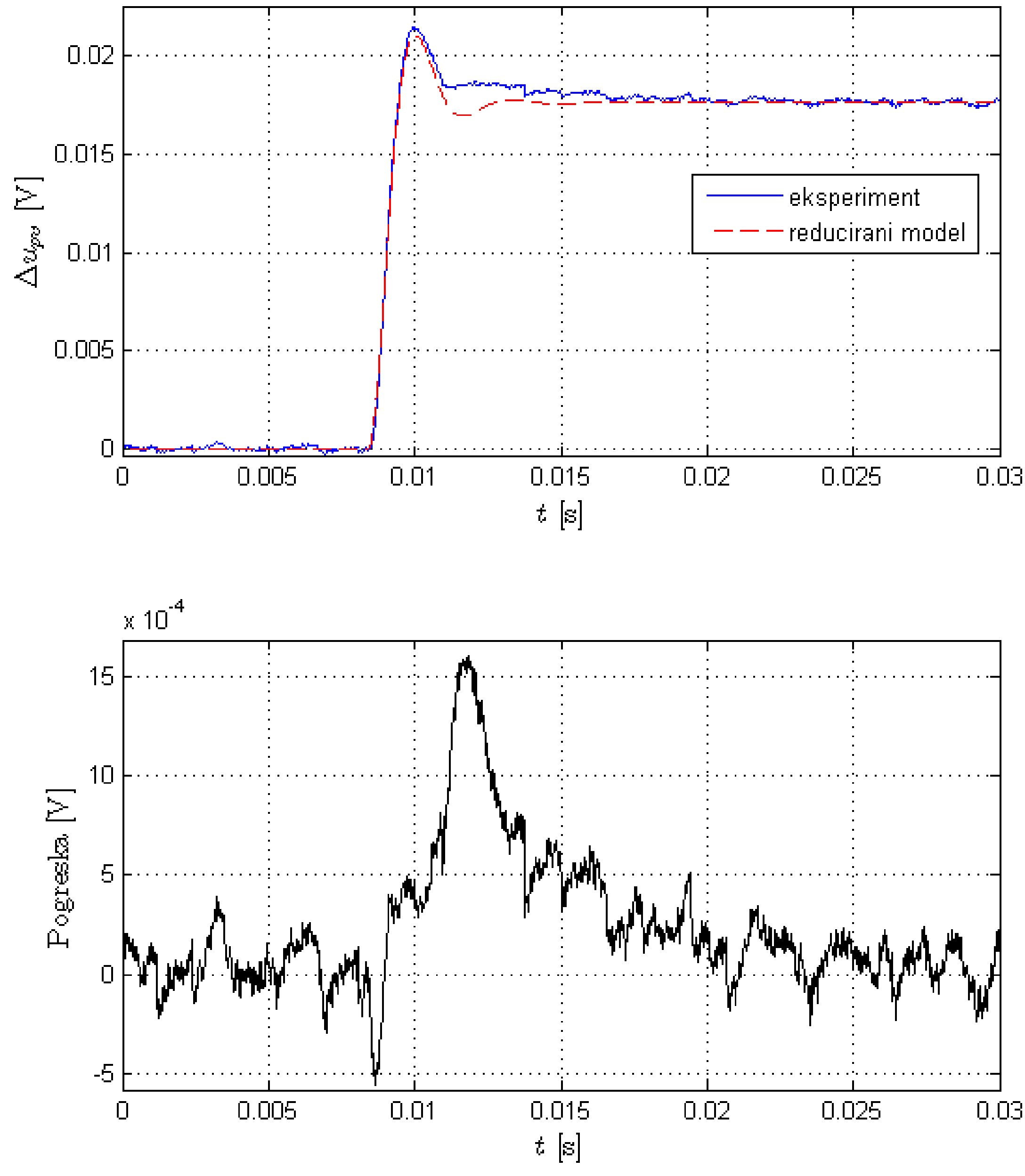
$$\begin{aligned} \omega_{0,1} &= 2174,3\ \mathrm{s}^{-1}, \\ \zeta_1 &= 0,462, \end{aligned} \tag{7.39}$$

a eksperimentalni i modelirani odzivi napona povratne veze prikazani su na slici 7.8. Pogreška aproksimacije u ovom slučaju iznosi 9,1%, što je također prihvatljiv iznos pogreške u praksi.

Ponašanje procesa u nominalnoj radnoj točki predstavlja referentno (željeno) vladanje procesa, pa se referentni model projektira tako da opisuje ponašanje procesa upravo u nominalnoj radnoj točki ($I_i = 9$ A). Najudaljenija radna točka od nominalne predstavlja točku u kojoj je odstupanje od referentnog (željenog) ponašanja najveće ($I_i = 1$ A).



Slika 7.7: Eksperimentalno snimljeni odziv napona povratne veze i odziv reduciranog modela (7.37) s parametrima (7.38) na promjenu $u_r = 0,0176\,\mathrm{S}(t - 0,0046)$, te pogreška aproksimacije.



Slika 7.8: Eksperimentalno snimljeni odziv napona povratne veze i odziv reduciranog modela (7.37) s parametrima (7.39) na promjenu $u_r = 0,0176\,\mathrm{S}(t - 0,0084)$, te pogreška aproksimacije.

Poglavlje 8

Procjena varijabli stanja metodom brzog uzorkovanja signala

U naprednim sustavima upravljanja često se postavlja zahtjev na dostupnost što više varijabli stanja sustava, kako bi se postigla što veća kvaliteta upravljanja sustavom.

Kod adaptivnih sustava s referentnim modelom (signalna i parametarska adaptacija [19, 25, 32, 38, 39, 62]) te sustava s kliznim režimima [24, 42, 97] poželjno je poznavanje izlazne veličine sustava i nekoliko njenih uzastopnih derivacija, ovisno o redu sustava. Pokazuje se da poznavanje izlazne veličine i njenih derivacija te korištenje spomenutih algoritama upravljanja rezultira sustavom upravljanja koji je robustan na promjene parametara sustava i djelovanje poremećajnih veličina, a u isto vrijeme zadržava dobro vladanje na vodeću (referentnu) veličinu. Derivacije izlazne veličine obično nisu dostupne kao mjerljive varijable stanja pa je potrebno pristupiti njihovoj procjeni.

Cilj procjene je što točnije određivanje izlazne veličine i njenih uzastopnih derivacija, i to u uvjetima promjenjivih parametara sustava.

S obzirom na uvjet da je jedina mjerljiva varijabla stanja upravo izlazna veličina sustava, klasični Luenbergerov [64] i iz njega izvedeni estimatori (npr. estimatori s kliznim režimima) nisu pogodni za estimaciju nemjerljivih varijabli stanja u uvjetima promjenjivih parametara sustava.

Zbog toga se u ovoj disertaciji za procjenu varijabli stanja koristi tehnika brzog uzorkovanja signala (engl. *Fast Output Sampling*), koja nije jako osjetljiva na promjene parametara sustava, kao što će biti pokazano u nastavku.

Sama metoda brzog uzorkovanja signala razvila se iz proučavanja problema stabilizacije linearnih sustava korištenjem statičkih pojačanja u povratnim vezama po varijablama stanja, čije opće analitičko rješenje nije pronađeno [92]. Zaključeno je da se stabilnost može jamčiti ukoliko je vrijeme uzorkovanja upravljačkog signala različito od vremena uzorkovanja mjerenih izlaznih signala. Takav koncept upravljanja se naziva *povratna veza sa srazmjernim uzorkovanjem izlaznih signala* (engl. *Multirate Output Feedback*) [22, 99]. Metoda brzog uzorkovanja izlaznog signala zasniva se na uzorkovanju izlaznog signala većom frekvencijom od frekvencije upravljačkog algoritma.

Neka je kontinuirani sustav s jednim ulazom i jednim izlazom opisan u prostoru stanja jednadžbama:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{b}u(t), \\ y(t) &= \mathbf{c}^T\mathbf{x}(t). \end{aligned} \tag{8.1}$$

Analitičko rješenje jednadžbe stanja (8.1) dano je izrazom:

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}t}\mathbf{x}(0) + \int_0^t e^{\mathbf{A}(t-\tau)}\mathbf{b}u(\tau)\,\mathrm{d}\,\tau. \tag{8.2}$$

Diskretizacijom izraza (8.2) uz vrijeme uzorkovanja T ($\mathbf{x}(k) \doteq \mathbf{x}(kT)$) dobiva se:

$$\mathbf{x}(k) = e^{\mathbf{A}kT}\mathbf{x}(0) + \int_0^{kT} e^{\mathbf{A}(kT-\tau)}\mathbf{b}u(\tau)\,\mathrm{d}\,\tau. \tag{8.3}$$

Prelazak u slijedeće stanje $(k+1)$ dobije se zamjenom $t = (k+1)T$ u izrazu (8.2) te korištenjem izraza (8.3):

$$\mathbf{x}(k+1) = e^{\mathbf{A}T}\mathbf{x}(k) + \int_{kT}^{kT+T} e^{\mathbf{A}(kT+T-\tau)}\mathbf{b}u(\tau)\,\mathrm{d}\,\tau. \tag{8.4}$$

Korištenjem supstitucije $v = kT + T - \tau$ iz (8.4) slijedi:

$$\mathbf{x}(k+1) = e^{\mathbf{A}T}\mathbf{x}(k) + \int_0^T e^{\mathbf{A}v}\mathbf{b}u(kT+T-v)\,\mathrm{d}\,v. \tag{8.5}$$

Uzevši u obzir da je upravljački signal unutar perioda uzorkovanja T konstantan (ZOH diskretizacija):

$$u(kT+T-v) = u(k), \quad 0 < v < T, \tag{8.6}$$

upravljački signal u izrazu (8.5) može se izdvojiti izvan integrala, čime se, uz formalnu zamjenu varijable v sa τ, dobiva:

$$\mathbf{x}(k+1) = e^{\mathbf{A}T}\cdot\mathbf{x}(k) + \left(\int_0^T e^{\mathbf{A}\tau}\mathbf{b}\,\mathrm{d}\,\tau\right)\cdot u(k). \tag{8.7}$$

Uvođenjem oznaka:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{d,T} &= e^{\mathbf{A}T}, \\ \mathbf{b}_{d,T} &= \int_0^T e^{\mathbf{A}\tau}\mathbf{b}\,\mathrm{d}\,\tau, \end{aligned} \tag{8.8}$$

te uzevši u obzir činjenicu da izlazna jednadžba u (8.1) nije dinamička, slijedi opis diskretiziranog sustava u prostora stanja s vremenom uzorkovanja T:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}_{d,T}\mathbf{x}(k) + \mathbf{b}_{d,T}u(k), \\ y(k) &= \mathbf{c}^T\mathbf{x}(k). \end{aligned} \tag{8.9}$$

Matrične eksponencijale u izrazu (8.8) mogu se izračunati primjenom dostupnih programskih alata, kao što je MATLAB–SIMULINK, te CONTROL SYSTEM TOOLBOX [10, 12, 13].

Uz odabrano drukčije vrijeme uzorkovanja τ, kontinuirani sustav (8.1) u prostoru stanja u diskretnom obliku opisan je izrazima:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}_{d,\tau}\mathbf{x}(k) + \mathbf{b}_{d,\tau}u(k), \\ y(k) &= \mathbf{c}^T\mathbf{x}(k). \end{aligned} \tag{8.10}$$

gdje su matrice $\mathbf{A}_{d,\tau}$ i $\mathbf{b}_{d,\tau}$ određene izrazima:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{d,\tau} &= e^{\mathbf{A}\tau}, \\ \mathbf{b}_{d,\tau} &= \int_0^\tau e^{\mathbf{A}t}\mathbf{b}\,\mathrm{d}\,t. \end{aligned} \tag{8.11}$$

Postavljanjem dva vremena uzorkovanja u cjelobrojni odnos ($\tau/T = N$, $N \in \mathbb{N}$), uz uvjet da je N veći ili jednak indeksu osmotrivosti sustava ν, moguće je obaviti procjenu varijabli stanja metodom brzog uzorkovanja izlaznog signala [22, 84, 99].

Definicija 8.1. *Indeks osmotrivosti linearnog diskretnog sustava, opisanog matricama $\mathbf{A}_d$, $\mathbf{b}_d$ i $\mathbf{c}^T$, je najmanji pozitivni cijeli broj ν, koji zadovoljava slijedeću jednadžbu [22, 84, 99]:*

$$\mathrm{rang}\left(\begin{bmatrix} \mathbf{c}^T \\ \mathbf{c}^T\mathbf{A}_d \\ \vdots \\ \mathbf{c}^T\mathbf{A}_d^{\nu-1} \end{bmatrix}\right) = \mathrm{rang}\left(\begin{bmatrix} \mathbf{c}^T \\ \mathbf{c}^T\mathbf{A}_d \\ \vdots \\ \mathbf{c}^T\mathbf{A}_d^{\nu} \end{bmatrix}\right). \tag{8.12}$$

U tom slučaju, za jednadžbe stanja unutar jednog perioda τ dobije se:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k\tau+T) &= \mathbf{A}_{d,T}\mathbf{x}(k\tau) + \mathbf{b}_{d,T}u(k\tau), \\ \mathbf{x}(k\tau+2T) &= \mathbf{A}_{d,T}^2\mathbf{x}(k\tau) + (\mathbf{A}_{d,T}\mathbf{b}_{d,T} + \mathbf{b}_{d,T})\,u(k\tau), \\ &\vdots \\ \mathbf{x}(k\tau+(N-1)\,T) &= \mathbf{A}_{d,T}^{N-1}\mathbf{x}(k\tau) + \left(\sum_{i=0}^{N-2}\mathbf{A}_{d,T}^i\mathbf{b}_{d,T}\right)u(k\tau). \end{aligned} \tag{8.13}$$

Za izlazne jednadžbe vrijedi:

$$\begin{aligned} y(k\tau) &= \mathbf{c}^T\mathbf{x}(k\tau), \\ y(k\tau+T) &= \mathbf{c}^T\mathbf{x}(k\tau+T), \\ y(k\tau+2T) &= \mathbf{c}^T\mathbf{x}(k\tau+2T), \\ &\vdots \\ y(k\tau+(N-1)\,T) &= \mathbf{c}^T\mathbf{x}(k\tau+(N-1)\,T). \end{aligned} \tag{8.14}$$

Uvrštavanjem (8.13) u (8.14) dobiva se:

$$\begin{aligned} y(k\tau) &= \mathbf{c}^T\mathbf{x}(k\tau), \\ y(k\tau+T) &= \mathbf{c}^T\mathbf{A}_{d,T}\mathbf{x}(k\tau) + \mathbf{c}^T\mathbf{b}_{d,T}u(k\tau), \\ y(k\tau+2T) &= \mathbf{c}^T\mathbf{A}_{d,T}^2\mathbf{x}(k\tau) + \mathbf{c}^T(\mathbf{A}_{d,T}\mathbf{b}_{d,T} + \mathbf{b}_{d,T})\,u(k\tau), \\ &\vdots \\ y(k\tau+(N-1)\,T) &= \mathbf{c}^T\mathbf{A}_{d,T}^{N-1}\mathbf{x}(k\tau) + \mathbf{c}^T\left(\sum_{i=0}^{N-2}\mathbf{A}_{d,T}^i\mathbf{b}_{d,T}\right)u(k\tau). \end{aligned} \tag{8.15}$$

Matrični zapis jednadžbi (8.15) glasi:

$$y^*_{k\tau} = \mathbf{G}\mathbf{x}\left(k\tau\right) + \mathbf{H}u\left(k\tau\right), \tag{8.16}$$

gdje su:

$$\begin{aligned}
y^*_{k\tau} &= \begin{bmatrix} y\left(k\tau\right) \\ y\left(k\tau+T\right) \\ y\left(k\tau+2T\right) \\ \vdots \\ y\left(k\tau+\left(N-1\right)T\right) \end{bmatrix}, \\
\mathbf{G} &= \begin{bmatrix} \mathbf{c}^T \\ \mathbf{c}^T\mathbf{A}_{d,T} \\ \mathbf{c}^T\mathbf{A}_{d,T}^2 \\ \vdots \\ \mathbf{c}^T\mathbf{A}_{d,T}^{N-1} \end{bmatrix}, \\
\mathbf{H} &= \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{c}^T\mathbf{b}_{d,T} \\ \mathbf{c}^T\left(\mathbf{A}_{d,T}\mathbf{b}_{d,T} + \mathbf{b}_{d,T}\right) \\ \vdots \\ \mathbf{c}^T\left(\sum\limits_{i=0}^{N-2}\mathbf{A}_{d,T}^i\mathbf{b}_{d,T}\right) \end{bmatrix}.
\end{aligned} \tag{8.17}$$

Iz jednadžbe (8.16) dolazi se do izraza za procjenu varijabli stanja sustava:

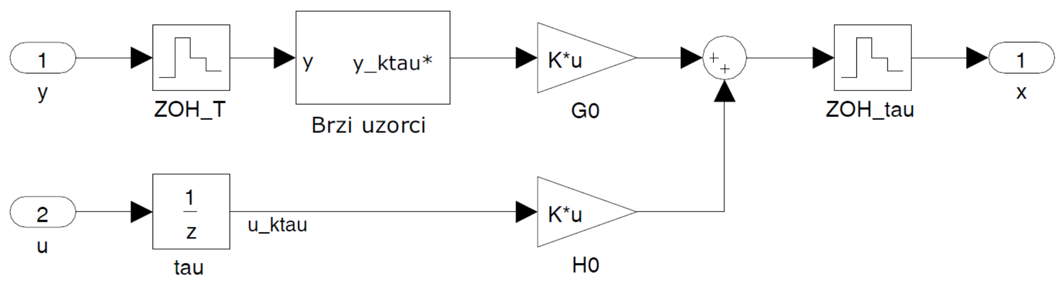
$$\mathbf{x}\left(k\tau\right) = \mathbf{G}^+ y^*_{k\tau} - \mathbf{G}^+\mathbf{H}u\left(k\tau\right), \tag{8.18}$$

gdje je: $\mathbf{G}^+ = \left(\mathbf{G}^T\mathbf{G}\right)^{-1}\mathbf{G}^T$ – lijeva pseudoinverzna matrica matrice $\mathbf{G}$.

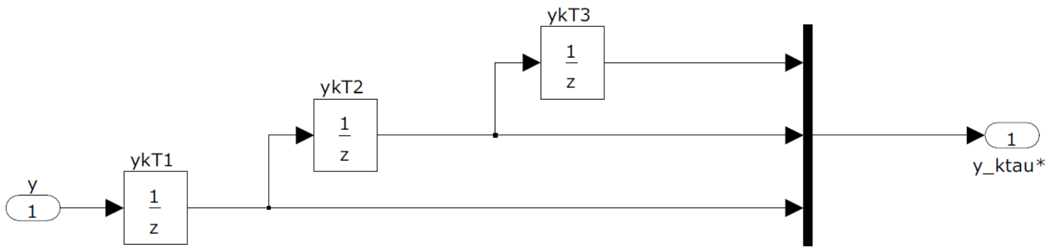
Na slici 8.1 prikazana je blokovska shema podsustava pod imenom `FOS` za MATLAB–SIMULINK, u kojoj je implementiran algoritam za procjenu varijabli stanja metodom brzog uzorkovanja signala. U blokovima pojačanja `G0` i `H0` potrebno je upisati matrice iz izraza za procjenu varijabli stanja (8.18), i to matricu $\mathbf{G}^+$ u blok `G0`, a matricu $-\mathbf{G}^+\mathbf{H}$ u blok `H0`.

Podsustav **`Brzi uzorci`** za 3 uzorka, prikazan je na slici 8.2. Ovisno o broju brzih uzoraka N koji se koriste u algoritmu, potrebno je modificirati ovaj podsustav.

M-funkcija potrebna za izračun koeficijenata algoritma procjene varijabli stanja i upis u odgovarajući dio modela, uz primjer zadavanja parametara opće prijenosne funkcije drugog reda u kontinuiranom području, prikazana je na slici 8.3.



Slika 8.1: Blokovska shema podsustava `FOS` za MATLAB–SIMULINK.



Slika 8.2: Blokovska shema podsustava `Brzi uzorci` za MATLAB–SIMULINK.

```
function [G0,H0]=fos_estimator(Kp,w0,zeta,model,tau,N)
for i=1:N
    set_param([model '/FOS/Brzi uzorci/ykT' mat2str(i)],...
        'SampleTime',mat2str(tau/N))
end
Ac = [0 1;-w0^2 -2*zeta*w0];
Bc = [0;Kp*w0^2];
Cc = [1 0];
Dc = [0];
Sc=ss(Ac,Bc,Cc,Dc);
set_param(model,'MaxStep',mat2str(tau/N/10))
Sd=c2d(Sc,tau/N,'zoh');
GT=Sd.A;
HT=Sd.B;
C=Sd.C;
Gtilda = [];
Htilda = [0];
for i=1:N
    Gtilda=[Gtilda;C*GT^(i-1)];
    if i==1
        Htilda=[0];
    else
        Htilda=[Htilda;Htilda(i-1,:)+C*GT^(i-2)*HT];
    end
end
set_param([model '/FOS/tau'],'SampleTime',mat2str(tau))
set_param([model '/FOS/ZOH_tau'],'SampleTime',mat2str(tau))
set_param([model '/FOS/ZOH_T'],'SampleTime',mat2str(tau/N))
G0=inv(Gtilda'*Gtilda)*Gtilda';
H0=-G0*Htilda;
set_param([model '/FOS/G0'],'Gain',mat2str(G0))
set_param([model '/FOS/H0'],'Gain',mat2str(H0))
```

Slika 8.3: M-funkcija potrebna za izračun koeficijenata algoritma za procjenu varijabli stanja i upis u odgovarajući dio modela 8.1 i 8.2.

8.1 Projektiranje i simulacijski rezultati procjene varijabli stanja

Procjenitelj varijabli stanja zasnovan na metodi brzog uzorkovanja izlaznog signala može se projektirati na dva načina. U prvom načinu ulazni signal procjenitelja varijabli stanja je izlaz iz osnovnog PI regulatora (slika 8.4), a u drugom načinu ulaz u procjenitelj je filtrirani referentni signal (slika 8.5). U oba slučaja brzo se uzorkuje signal povratne veze napona uzlaznog pretvarača.

Budući da je osnovni regulacijski sustav, čije je varijable stanja potrebno procijeniti, nelinearan, za projektiranje procjenitelja varijabli stanja potrebno je taj sustav opisati linearnim sustavom u prostoru stanja. U ovoj disertaciji se predlaže da taj opis bude za nominalnu radnu točku sustava određenu s $I_i = 9$ A.

U slučaju da je ulazni signal procjenitelja varijabli stanja izlaz iz osnovnog PI regulatora (slika 8.4), potrebno je u prostoru stanja opisati samo proces bez osnovnog regulatora. Prijenosna funkcija koja opisuje proces s emulatorom gorivnog članka $G_9(s)$ dana je s (5.5). Kako je već zaključeno, dinamika emulatora, pa tako i gorivnog članka, je zanemariva u odnosu na dinamiku uzlaznog pretvarača, te se opis procesa $G_9(s)$ (5.5), primjenom metoda optimiranja, može reducirati na:

$$G_9\left(s\right) = \frac{\Delta u_{pv}\left(s\right)}{\Delta i_r\left(s\right)} = \frac{565}{\left(1 + 0.013s\right)\left(1 + 0.00035s\right)}. \tag{8.19}$$

Opis procesa (8.19) u prostoru stanja, uz odabir varijabli stanja $x_1 = u_{pv}$ i $x_2 = \dot{u}_{pv}$, glasi:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1\left(t\right) \\ \dot{x}_2\left(t\right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_0^2 & -2\zeta\omega_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1\left(t\right) \\ x_2\left(t\right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_p\omega_0^2 \end{bmatrix} \cdot i_r\left(t\right), \tag{8.20}$$

gdje su $K_p = 565$, $\omega_0 = 468,81$ s^{-1} i $\zeta = 3,1293$.

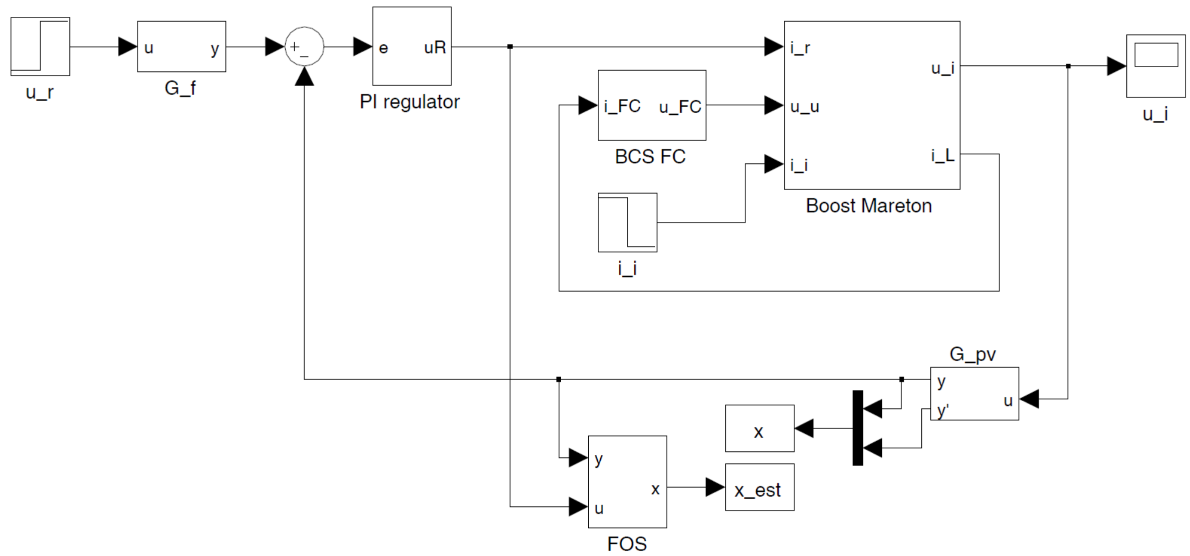
Ukoliko je ulazni signal procjenitelja varijabli stanja filtrirani referentni signal (slika 8.5), u prostoru stanja opisuje se sustav s osnovnim regulatorom, čija je reducirana prijenosna funkcija dana s (7.37), a parametri za opis u prostoru stanja (8.20) su: $K_p = 1$, $\omega_0 = 3051,6$ s^{-1} i $\zeta = 0,38$.

Korištenjem priložene M-funkcije lako se dobiju matrice potrebne za izvođenje algoritma procjene varijabli stanja.

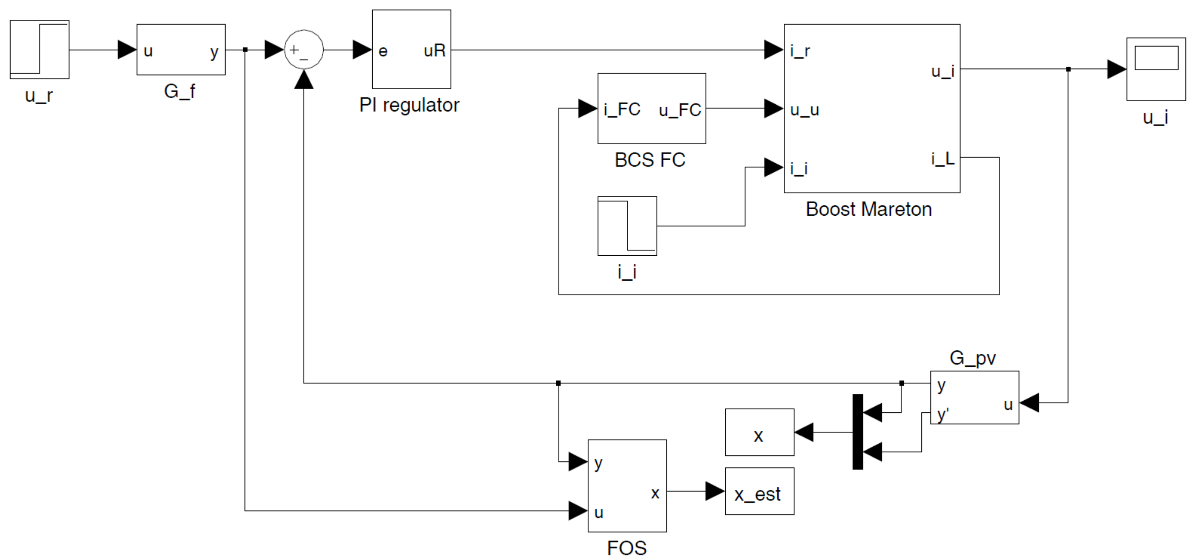
Simulacijski rezultati procjene varijabli stanja u nominalnoj radnoj točki procesa dani su na slikama 8.6, 8.7, 8.8 i 8.9. Iz prikazanih odziva vidljivo je da izbor konfiguracije procjenitelja (slika 8.4 ili 8.5) ne utječe na kvalitetu procjene varijabli stanja, neovisno da li na sustav djeluje referentna ili poremećajna veličina. S druge strane, povećanjem broja brzih uzoraka, a time i vremena diskretizacije upravljačkog signala, samo se pogoršava kvaliteta procjene, odnosno povećavaju se pogreške procjene varijabli stanja.

U radnoj točki koja je najudaljenija od nominalne ($I_i = 1$ A), s konfiguracijom procjenitelja prema slici 8.6 dolazi do odmaka od nule u stacionarnom stanju kod procjene varijable stanja x_2 (slika 8.10). Razlog ovome je relativno velika razlika u koeficijentu pojačanja procesa u te dvije krajnje točke. U konfiguraciji procjenitelja prema slici 8.7 nema tog problema, jer je pojačanje procesa s osnovnim regulatorom u svim radnim točkama jednak jedinici (slika 8.11).

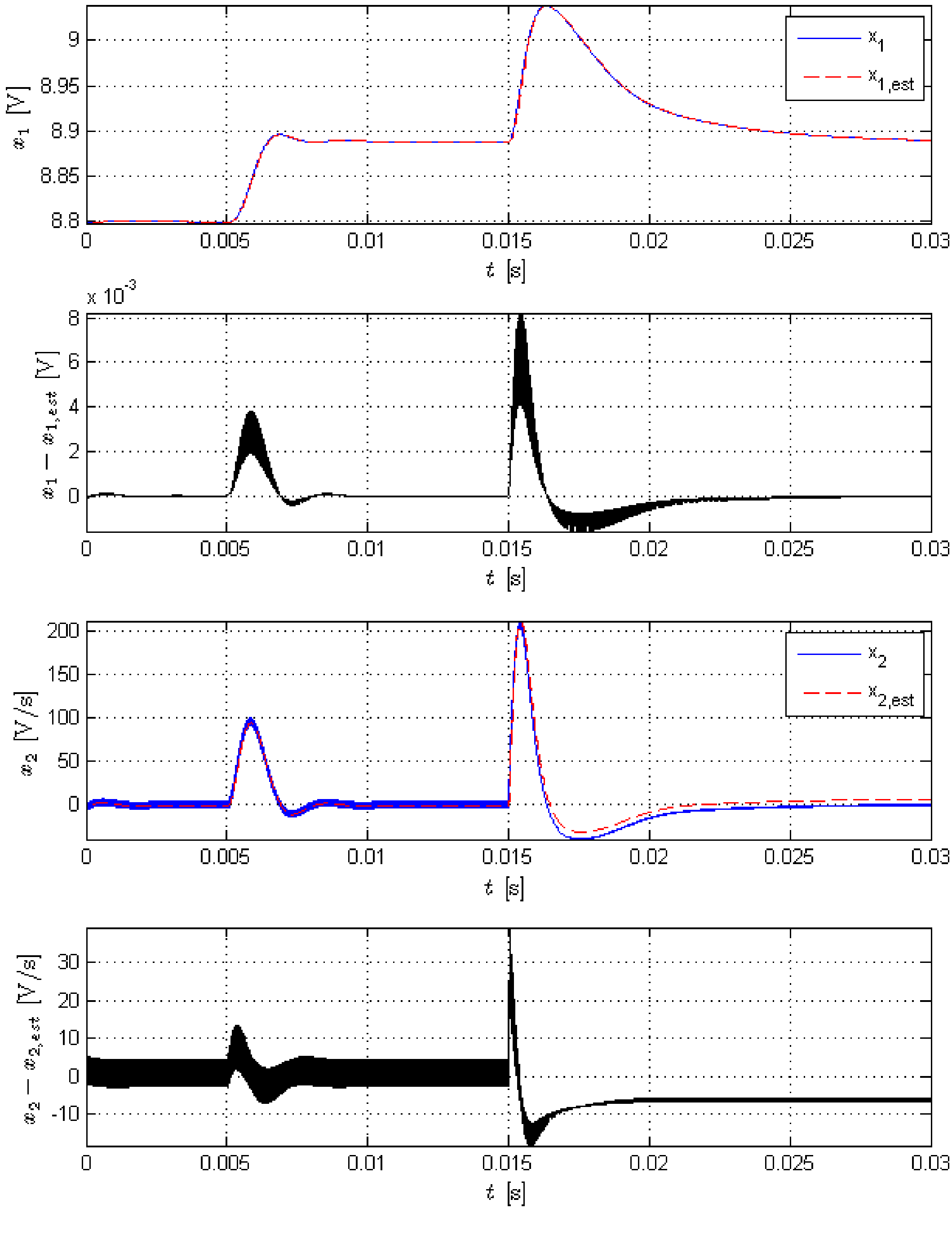
Zbog toga će se u eksperimentima koristiti algoritam s dva brza uzorka i konfiguracijom prema slici 8.5.



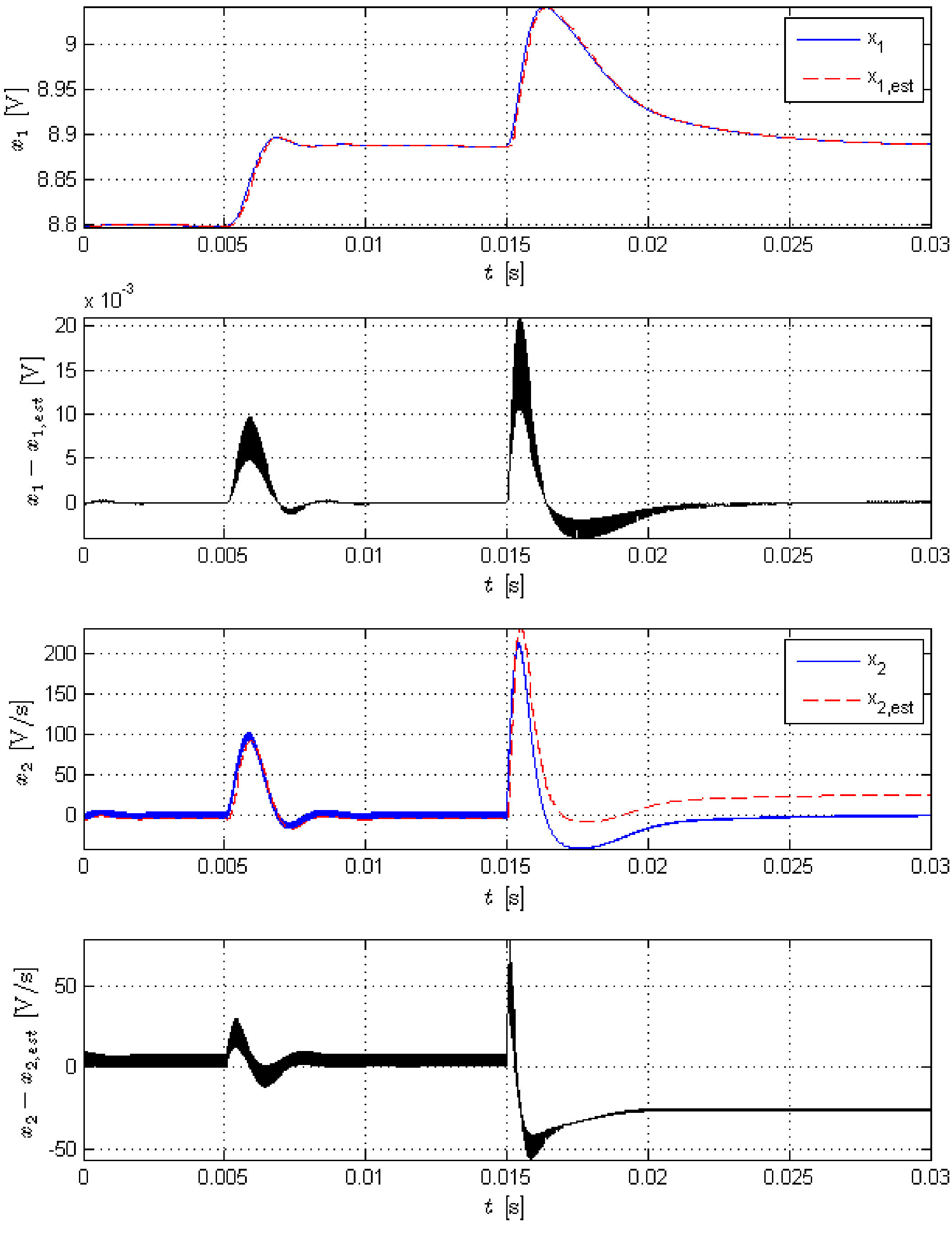
Slika 8.4: Procjenitelj varijabli stanja zasnovan na metodi brzog uzorkovanja izlaznog signala za MATLAB–SIMULINK, s korištenim izlaznim signalom osnovnog PI regulatora kao ulazom.



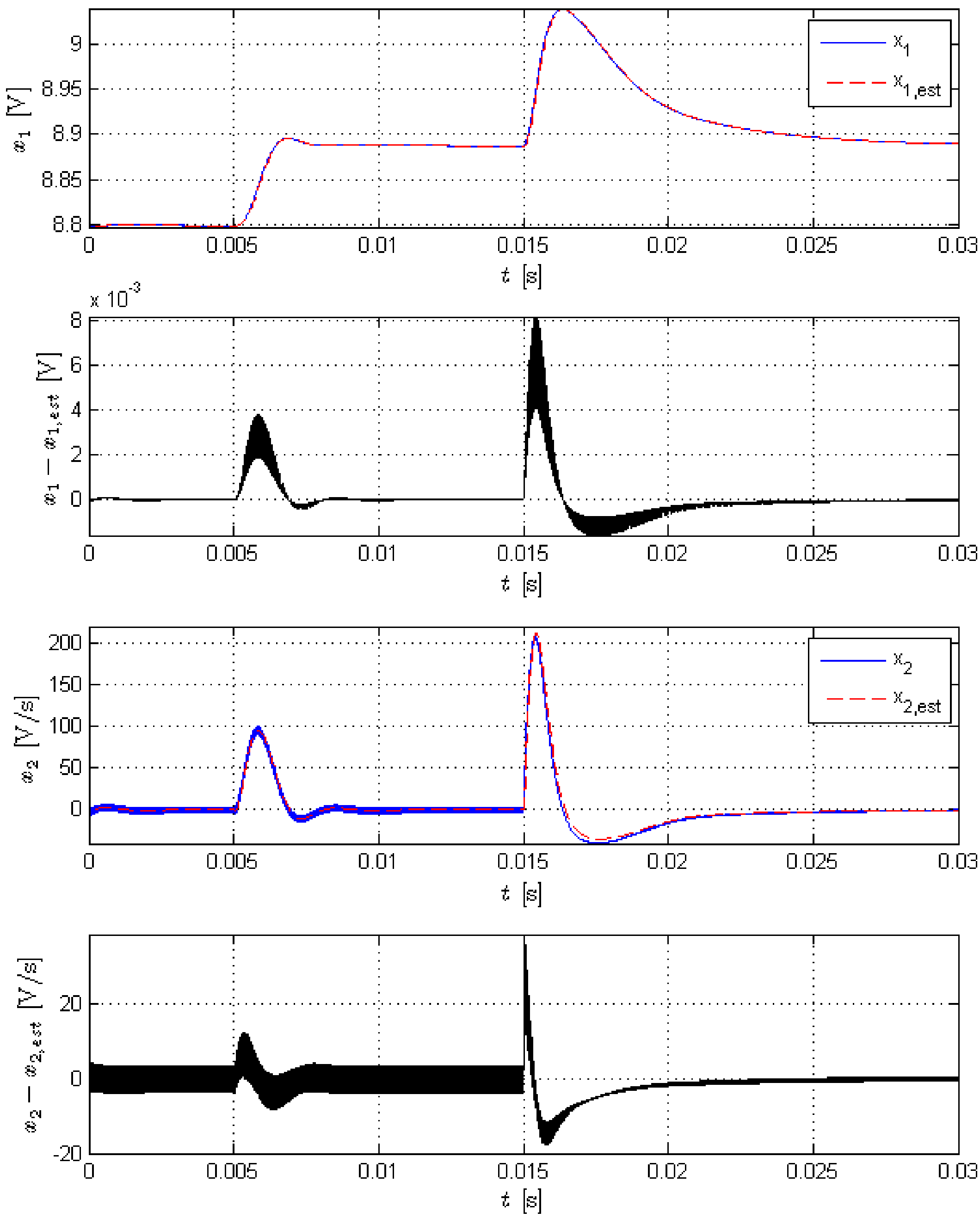
Slika 8.5: Procjenitelj varijabli stanja zasnovan na metodi brzog uzorkovanja izlaznog signala za MATLAB–SIMULINK, s korištenim filtriranim referentnim signalom kao ulazom.



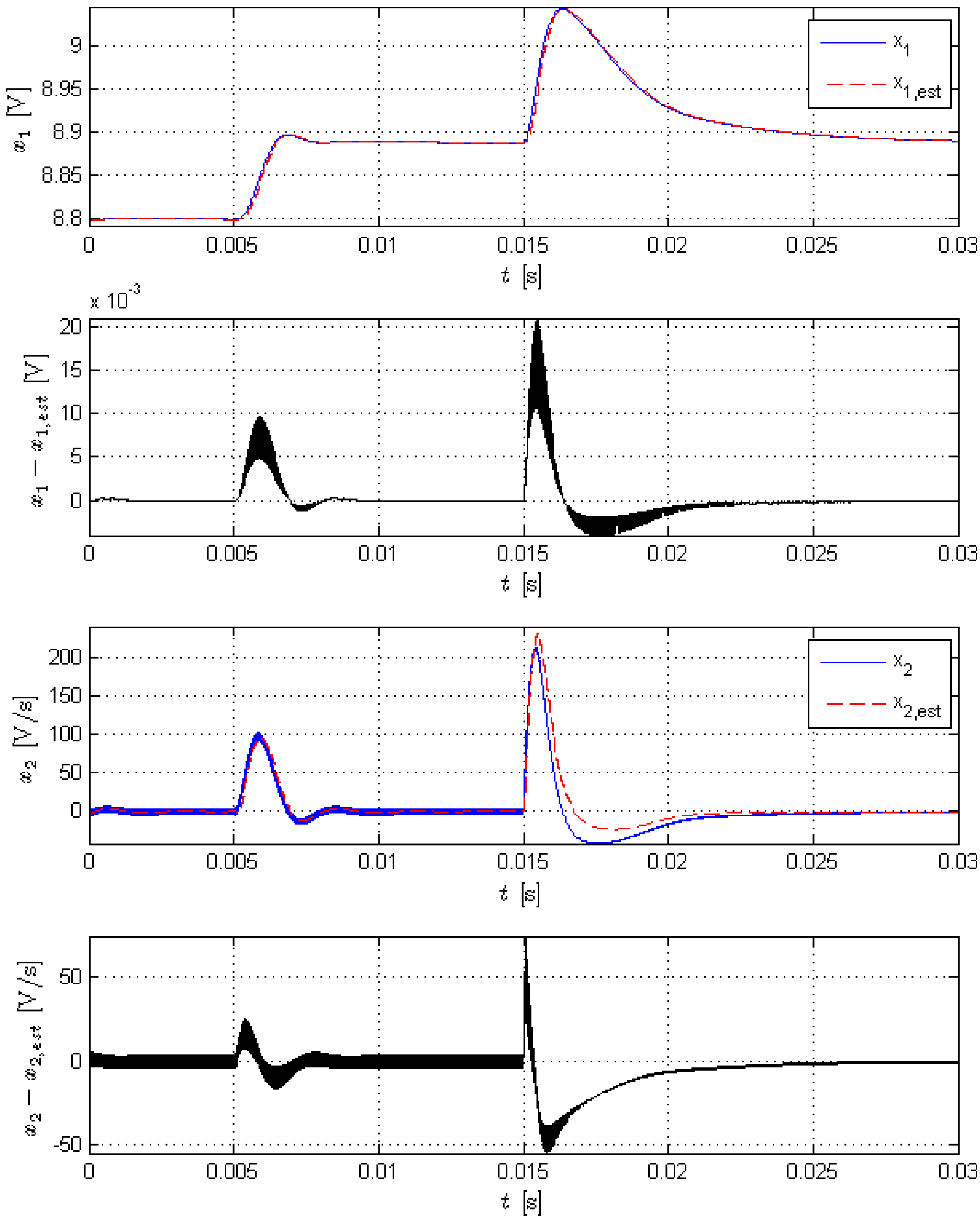
Slika 8.6: Simulacijski rezultati procjene varijabli stanja za slučaj prema slici 8.4, za parametre procjenitelja $K_p = 565$, $\omega_0 = 468,81$ s^{-1} i $\zeta = 3,1293$ te broj brzih uzoraka $N = 2$ i vrijeme diskretizacije upravljačkog signala $\tau = 20$ μs, uz nelinearni model procesa u nominalnoj radnoj točki $I_i = 9$ A.



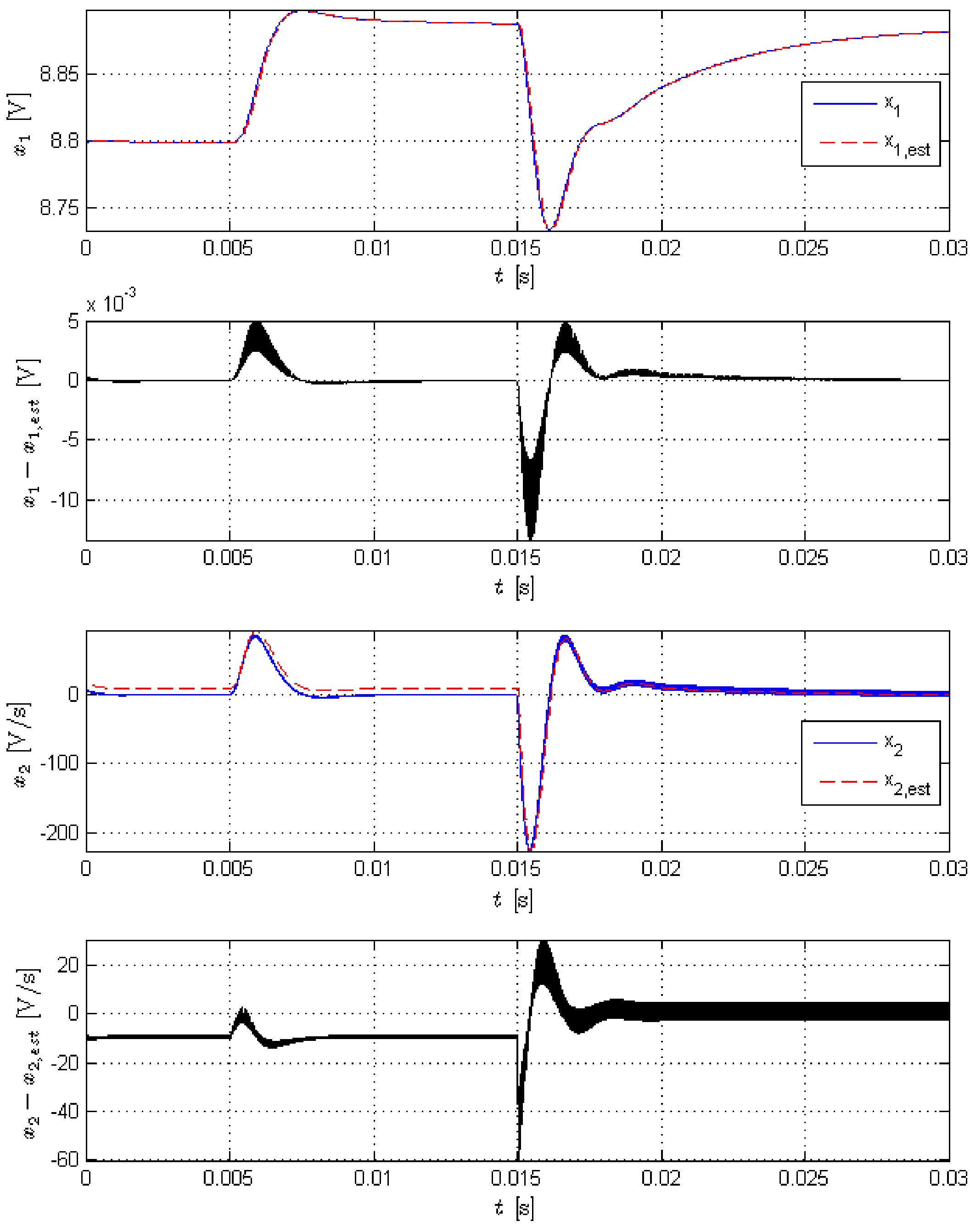
Slika 8.7: Simulacijski rezultati procjene varijabli stanja za slučaj prema slici 8.4, za parametre procjenitelja $K_p = 565$, $\omega_0 = 468,81\ \mathrm{s}^{-1}$ i $\zeta = 3,1293$ te broj brzih uzoraka $N = 5$ i vrijeme diskretizacije upravljačkog signala $\tau = 50\ \mu\mathrm{s}$, uz nelinearni model procesa u nominalnoj radnoj točki $I_i = 9$ A.



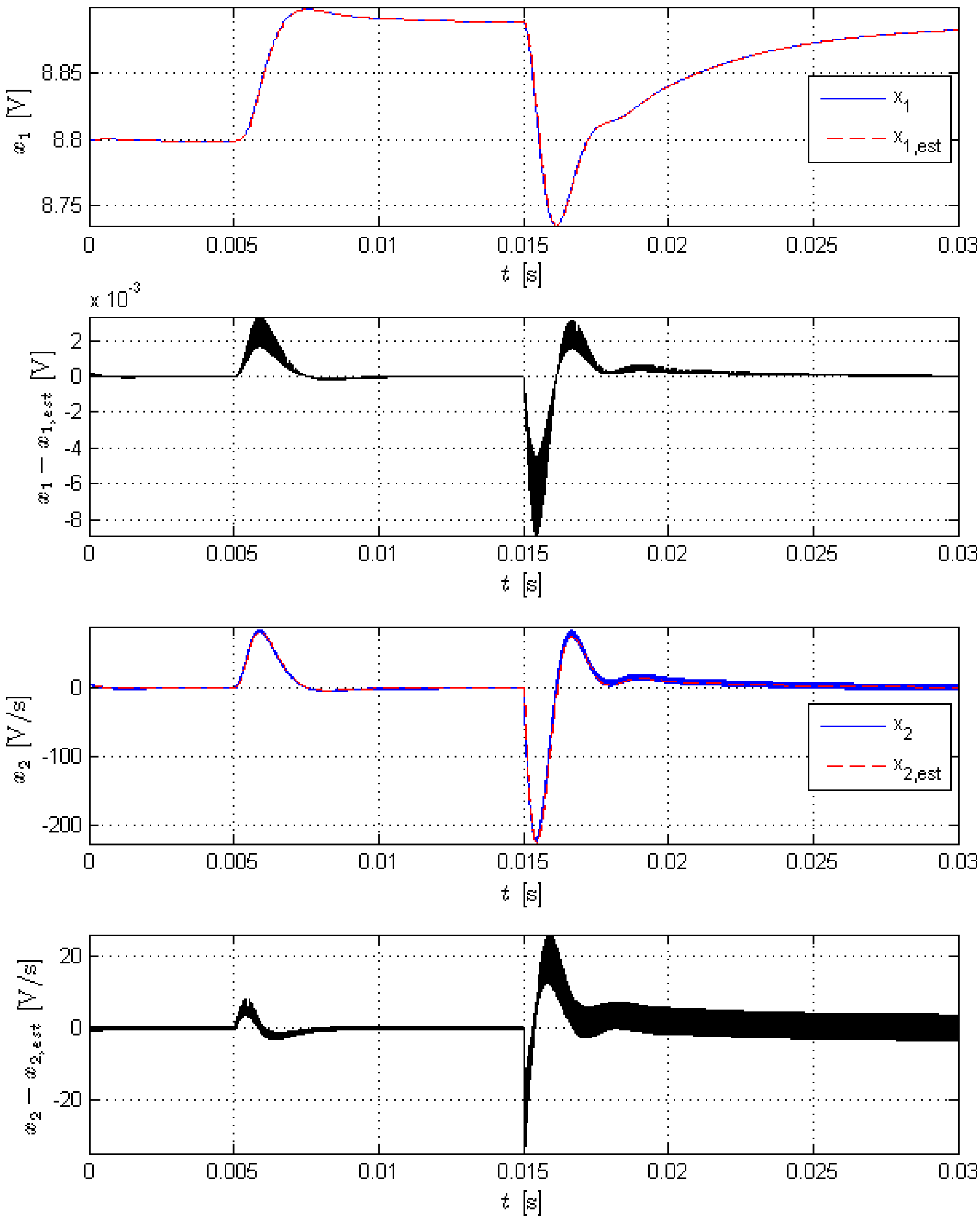
Slika 8.8: Simulacijski rezultati procjene varijabli stanja za slučaj prema slici 8.5, za parametre procjenitelja $K_p = 1$, $\omega_0 = 3051,6\ \mathrm{s}^{-1}$ i $\zeta = 0,38$ te broj brzih uzoraka $N = 2$ i vrijeme diskretizacije upravljačkog signala $\tau = 20\ \mu\mathrm{s}$, uz nelinearni model procesa u nominalnoj radnoj točki $I_i = 9$ A.



Slika 8.9: Simulacijski rezultati procjene varijabli stanja za slučaj prema slici 8.5, za parametre procjenitelja $K_p = 1$, $\omega_0 = 3051,6$ s^{-1} i $\zeta = 0,38$ te broj brzih uzoraka $N = 5$ i vrijeme diskretizacije upravljačkog signala $\tau = 50$ μs, uz nelinearni model procesa u nominalnoj radnoj točki $I_i = 9$ A.



Slika 8.10: Simulacijski rezultati procjene varijabli stanja za slučaj prema slici 8.4, za parametre procjenitelja $K_p = 565$, $\omega_0 = 468,81$ s^{-1} i $\zeta = 3,1293$ i procjenitelja te broj brzih uzoraka $N = 2$ i vrijeme diskretizacije upravljačkog signala $\tau = 20$ μs, uz nelinearni model procesa u radnoj točki $I_i = 1$ A.



Slika 8.11: Simulacijski rezultati procjene varijabli stanja za slučaj prema slici 8.5, za parametre procjenitelja $K_p = 1$, $\omega_0 = 3051,6$ s^{-1} i $\zeta = 0,38$ te broj brzih uzoraka $N = 2$ i vrijeme diskretizacije upravljačkog signala $\tau = 20$ μs, uz nelinearni model procesa u radnoj točki $I_i = 1$ A.

8.2 Eksperimentalni rezultati procjene varijabli stanja

U programskom okruženju LabVIEW realiziran je algoritam procjene varijabli stanja za primjenu u National Instruments CompactRIO 9024 FPGA sustavu. Algoritam je ekvivalentne strukture kao na slici 8.5, uz parametre procjenitelja za nominalnu radnu točku $K_p = 1$, $\omega_0 = 3051,6$ s^{-1} i $\zeta = 0,38$ te broj brzih uzoraka $N = 2$ i vrijeme diskretizacije upravljačkog signala $\tau = 30$ μs.

Na slikama 8.12 i 8.13 prikazani su eksperimentalni rezultati procjene varijabli stanja $x_1 = u_{pv}$ i $x_2 = \dot{u}_{pv}$ za navedene uvjete, uz skokovite promjene referentne veličine $\pm 0,5$ V, a na slici 8.14 uz skokovite promjene poremećajne veličine ± 8 A. U oba slučaja vidljivo je da je procjena obje varijable stanja u skladu sa simulacijskim rezultatima prikazanim na slikama 8.8 i 8.11.

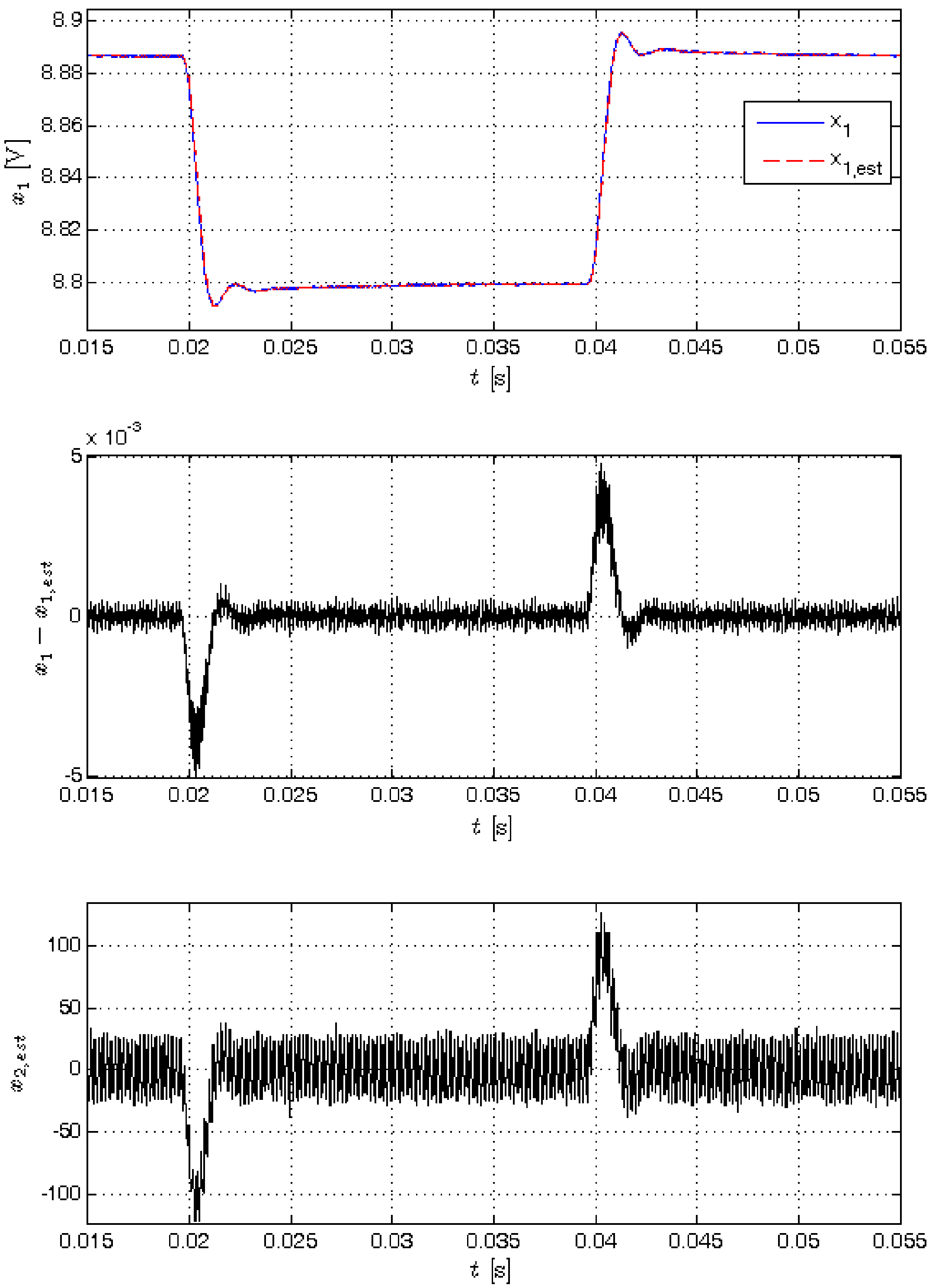
Jedini nedostatak algoritma je pojačani šum u varijabli stanja $x_{2,est}$, što je i bilo za očekivati s obzirom da se radi o derivaciji napona povratne veze, čiji šum nije moguće u potpunosti eliminirati filtriranjem. Najveći iznos omjera šuma i korisnog signala je oko 25%, pa će varijabla stanja biti donekle upotrebljiva u adaptivnom algoritmu s referentnim modelom i signalnom adaptacijom.

8.3 Komentar dobivenih rezultata procjene varijabli stanja s obzirom na utjecaj šuma

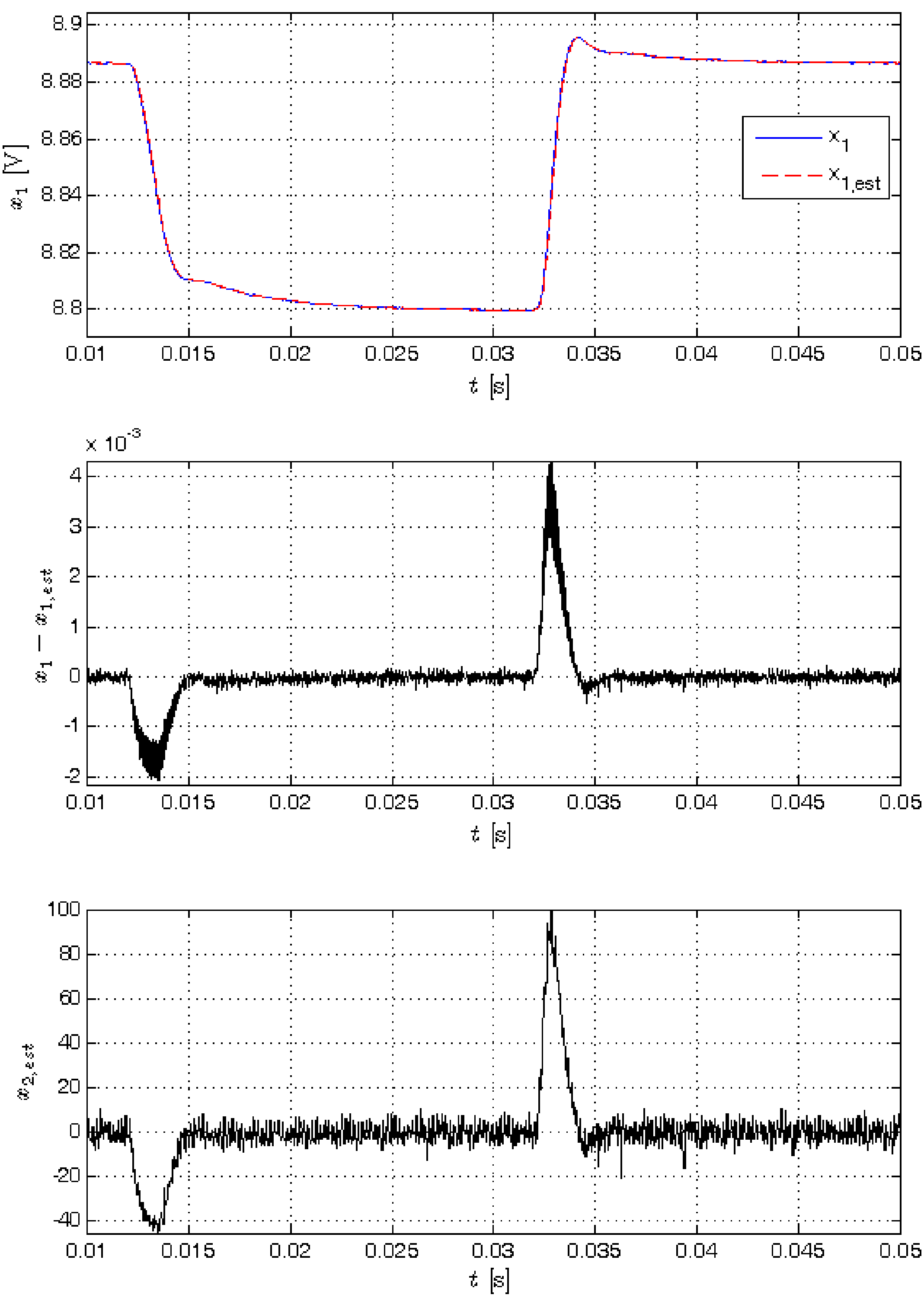
Dominantan tip šuma koji je prisutan u stvarnom (eksperimentalnom) sustavu je šum uzrokovan sklapanjem tranzistorske sklopke visokom frekvencijom (engl. *ripple*). Taj šum je prisutan i u simulacijama, a postignuti simulacijski rezultati procjene (slike 8.6 do 8.11) puno su bolji nego eksperimentalni (slike 8.12, 8.14 i 8.13), odnosno utjecaj šuma na procjenu varijabli stanja je zanemariv u simulacijama.

Razlog tome je što su prilikom simuliranja trenuci uzimanja brzih uzoraka u potpunosti sinkronizirani s početcima modulacijskog signala frekvencije 100 kHz, odnosno perioda 10 μs. U eksperimentalnom sustavu ovo nije bilo moguće izvesti, jer 10 μs nije bilo dovoljno vrijeme za izvršavanje svih algoritama upravljanja i procjene pa se moralo uzeti vrijeme uzorkovanja od 15 μs. Uzimanje cjelobrojnog višekratnika od perioda modulacijskog signala, tj. 20 μs, također nije dalo poboljšanje zbog nemogućnosti sinkronizacije modulacijskog signala s trenucima uzorkovanja izlaznog signala u trenutnom eksperimentalnom postavu sustava.

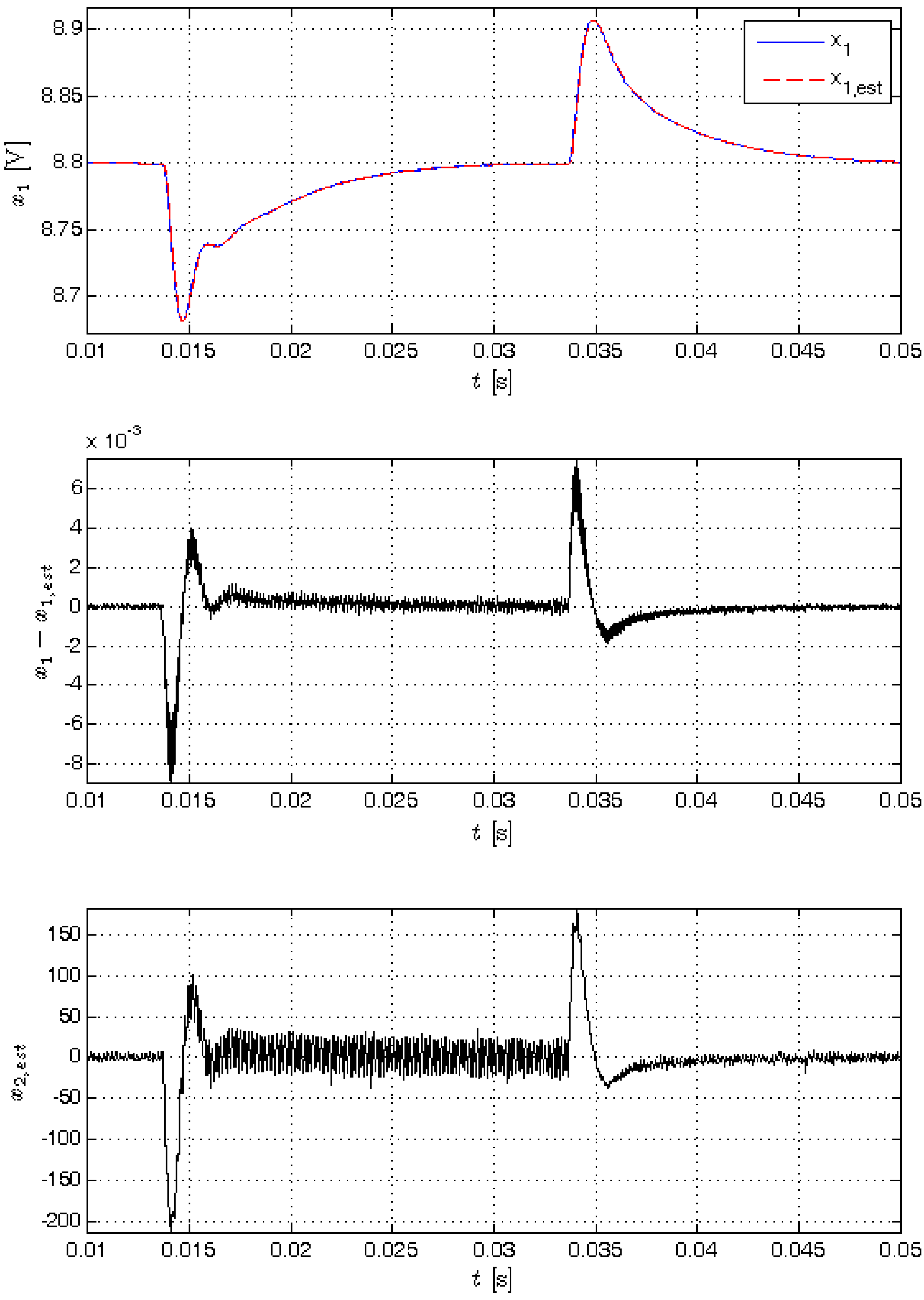
Stoga, korištenje metode brzog uzorkovanja izlaznog signala kao procjenitelja varijabli stanja doprinosi značajnom smanjenju utjecaja šuma na procjenu varijabli stanja uzlaznog istosmjernog pretvarača samo ako je izvršena vremenska sinkronizacija visokofrekvencijskog modulatora s korištenim algoritmom uzorkovanja izlaznog signala.



Slika 8.12: Ekperimentalni rezultati procjene varijabli stanja za slučaj ekvivalentan onom na slici 8.5, za parametre procjenitelja $K_p = 1$, $\omega_0 = 3051,6\ \mathrm{s}^{-1}$ i $\zeta = 0,38$ te broj brzih uzoraka $N = 2$ i vrijeme diskretizacije upravljačkog signala $\tau = 30\ \mu\mathrm{s}$, uz djelovanje referentne veličine u nominalnoj radnoj točki $I_i = 9$ A.



Slika 8.13: Ekperimentalni rezultati procjene varijabli stanja za slučaj ekvivalentan onom na slici 8.5, za parametre procjenitelja $K_p = 1$, $\omega_0 = 3051,6$ s^{-1} i $\zeta = 0,38$ te broj brzih uzoraka $N = 2$ i vrijeme diskretizacije upravljačkog signala $\tau = 30$ μs, uz djelovanje referentne veličine u radnoj točki $I_i = 1$ A.



Slika 8.14: Ekperimentalni rezultati procjene varijabli stanja za slučaj ekvivalentan onom na slici 8.5, za parametre procjenitelja $K_p = 1$, $\omega_0 = 3051,6\ \mathrm{s}^{-1}$ i $\zeta = 0,38$ te broj brzih uzoraka $N = 2$ i vrijeme diskretizacije upravljačkog signala $\tau = 30\ \mu\mathrm{s}$, uz djelovanje poremećajne veličine nominalnog iznosa $\Delta I_i = \pm 8$ A.

Poglavlje 9

Primjena adaptivnog algoritma s referentnim modelom reduciranog reda i signalnom adaptacijom

U ovom poglavlju izložen je postupak projektiranja adaptivnog regulatora s referentnim modelom i signalnom adaptacijom za proces koji se sastoji od emulatora gorivnog članka BCS 64-32 i istosmjernog uzlaznog pretvarača, opisanih u poglavlju 5. Dio procesa je i osnovni regulator, projektiran u poglavlju 6. Postupak projektiranja adaptivnog regulatora opisan je za adaptivni algoritam u vanjskoj i unutrašnjoj petlji.

9.1 Adaptivni algoritam u vanjskoj petlji

Blokovska shema adaptivnog sustava s algoritmom adaptacije u vanjskoj petlji dana je na slici 7.4.

Nakon primjene reduciranja reda procesa s osnovnim regulatorom (poglavlje 7.4), njegova prijenosna funkcija opisana je s (7.37), te se ovdje ponovo navodi:

$$G(s) = \frac{\Delta u_{pv}(s)}{\Delta u(s)} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2}. \tag{9.1}$$

Parametri prijenosne funkcije (9.1) ω_0 i ζ su promjenjivi ovisno o radnoj točki. Za radnu točku određenu s $I_i = 1$ A parametri ω_0 i ζ su određeni s (7.39), a za radnu točku određenu s $I_i = 9$ A parametri ω_0 i ζ su određeni s (7.38). Za bilo koju drugu radnu točku u tom rasponu $I_i \in [1, 9]$ A, prirodna frekvencija neprigušenih oscilacija nalazi se u intervalu $\omega_0 \in [2174.3, 3051.6]$ s^{-1}, a relativni koeficijent prigušenja nalazi se u intervalu $\zeta \in [0.462, 0.38]$.

Opis procesa s osnovnim regulatorom (9.1) u prostoru stanja, uz odabir varijabli stanja $x_1 = u_{pv}$ i $x_2 = \dot{u}_{pv}$, glasi:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_0^2 & -2\zeta\omega_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_0^2 \end{bmatrix} \cdot u(t), \tag{9.2}$$

gdje je u ulazni signal procesa koji se sastoji od referentne (vodeće) veličine u_r i adaptacijskog signala u_A:

$$u(t) = u_r(t) + u_A(t). \tag{9.3}$$

Referentni model odabire se tako da što bolje opisuje ponašanje procesa u nominalnoj radnoj točki. Stoga je prijenosna funkcija referentnog modela određena sa:

$$G_M(s) = \frac{\Delta u_{pv,M}(s)}{\Delta u_r(s)} = \frac{\omega_{M0}^2}{s^2 + 2\zeta_M \omega_{M0} s + \omega_{M0}^2}, \tag{9.4}$$

gdje su: $\omega_{M0} = \omega_{0,9} = 3051,6$ i $\zeta_M = \zeta_9 = 0,38$.

Opis referentnog modela (9.4) u prostoru stanja, uz odabir varijabli stanja $x_{M1} = u_{pv,M}$ i $x_{M2} = \dot{u}_{pv,M}$, glasi:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{M1}(t) \\ \dot{x}_{M2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_{M0}^2 & -2\zeta_M\omega_{M0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{M1}(t) \\ x_{M2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{M0}^2 \end{bmatrix} \cdot u_r(t). \tag{9.5}$$

Signal adaptacije u_A funkcija je zasićenja (s jediničnim pojačanjem linearnog dijela) od poopćene pogreške ν:

$$u_A(t) = \mathrm{sat}(\nu(t), h), \tag{9.6}$$

gdje je h iznos zasićenja, a poopćena pogreška dana je izrazom:

$$\nu(t) = d_1 \cdot (x_{M1} - x_1) + d_2 \cdot (x_{M2} - x_2). \tag{9.7}$$

Ukoliko adaptivni sustav radi u linearnom režimu, signal adaptacije iznosi:

$$u_A(t) = d_1 \cdot (x_{M1} - x_1) + d_2 \cdot (x_{M2} - x_2), \tag{9.8}$$

gdje su d_1 i d_2 težinski koeficijenti adaptivnog algoritma koje je potrebno odrediti.

Uvrštavanjem (9.8) u (9.3), potom (9.3) u (9.2) te spajanjem opisa u prostoru stanja (9.2) i (9.5), dobije se opis kompletnog adaptivnog sustava u prostoru stanja:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_{M1}(t) \\ \dot{x}_{M2}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -(1+d_1)\omega_0^2 & -(2\zeta\omega_0 + d_2\omega_0^2) & d_1\omega_0^2 & d_2\omega_0^2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\omega_{M0}^2 & -2\zeta_M\omega_{M0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_{M1}(t) \\ x_{M2}(t) \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_0^2 \\ 0 \\ \omega_{M0}^2 \end{bmatrix} \cdot u_r(t), \\ y(t) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_{M1}(t) \\ x_{M2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \cdot u_r(t). \end{aligned} \tag{9.9}$$

Prijenosna funkcija kompletnog adaptivnog sustava (9.9) glasi:

$$\frac{Y(s)}{U_r(s)} = \frac{\omega_0^2 \left[s^2 + (d_2\omega_{M0}^2 + 2\zeta_M\omega_{M0}) s + (1+d_1)\omega_{M0}^2\right]}{(s^2 + 2\zeta_M\omega_{M0}s + \omega_{M0}^2)\left[s^2 + (2\zeta\omega_0 + d_2\omega_0^2) s + (1+d_1)\omega_0^2\right]}. \tag{9.10}$$

Uz pozitivne parametre procesa i referentnog modela ($\omega_0 > 0$, $\zeta > 0$, $\omega_{M0} > 0$ i $\zeta_M > 0$), lako se dobiju nužni uvjeti stabilnosti adaptivnog sustava:

$$\begin{aligned} d_1 &> -1, \\ d_2 &> -\frac{2\zeta}{\omega_0}. \end{aligned} \tag{9.11}$$

S obzirom na promjenjivost parametara procesa ω_0 i ζ, minimalna vrijednost koeficijenta d_2 određuje se za najgori slučaj, a to je za minimalnu vrijednost $\zeta = \zeta_{min}$ i maksimalnu vrijednost $\omega_0 = \omega_{0,max}$. Za navedene parametre procesa dobije se za težinske koeficijente:

$$\begin{aligned} d_1 &> -1, \\ d_2 &> -2,49 \cdot 10^{-4}. \end{aligned} \tag{9.12}$$

9.1.1 Određivanje optimalnih vrijednosti težinskih koeficijenata pogreške adaptivnog algoritma u vanjskoj petlji

U ovoj disertaciji se za određivanje optimalnih vrijednosti težinskih koeficijenata pogreške adaptivnog algoritma u vanjskoj petlji predlaže kombinirani postupak zasnovan na postavljanju polova i nula adaptivnog sustava i metode optimiranja. Postupak je izložen u nastavku.

Adaptivni sustav se projektira za proces u radnoj točki koja je najudaljenija od nominalne, tj. u ovom slučaju uzima se $\omega_0 = 2174,3$ i $\zeta = 0,462$.

Adaptivni sustav opisan prijenosnom funkcijom (9.10) ima četiri pola i dvije nule:

$$\begin{aligned} p_{1,2} &= \frac{-2\zeta\omega_0 - d_2\omega_0^2 \pm \sqrt{\left(2\zeta\omega_0 + d_2\omega_0^2\right)^2 - 4\left(1+d_1\right)\omega_0^2}}{2}, \\ p_{3,4} &= \frac{-2\zeta_M\omega_{M0} \pm \sqrt{\left(2\zeta_M\omega_{M0}\right)^2 - 4\omega_{M0}^2}}{2}, \\ z_{1,2} &= \frac{-2\zeta_M\omega_{M0} - d_2\omega_{M0}^2 \pm \sqrt{\left(2\zeta_M\omega_{M0} + d_2\omega_{M0}^2\right)^2 - 4\left(1+d_1\right)\omega_{M0}^2}}{2}. \end{aligned} \tag{9.13}$$

Raspored polova i nula adaptivnog sustava za iznose težinskih koeficijenata $d_1 = d_2 = 0$ prikazan je na slici 9.1, a odzivi takvog neadaptivnog sustava na skokovitu promjenu referentne veličine prikazani su na slici 9.2. Sa slike 9.1 je vidljivo da polove referentnog modela poništavaju nule adaptivnog sustava. S obzirom da se želi postići što bolje slijeđenje referentnog modela, bilo bi idealno premjestiti nule k polovima procesa. Budući da to u ovakvoj konfiguraciji sustava nije moguće, predlaže se premještanje polova procesa i nula adaptivnog sustava na realnu os na način da se pol na realnoj osi bliži ishodištu koordinatnog sustava pokrati s jednom nulom, a da se preostali pol i nula postave što dalje od ishodišta tako da praktički ne utječu na dinamiku adaptivnog sustava!

Prema rasporedu polova i nula $p_{1,2}$ i $z_{1,2}$ u izrazima (9.13), taj zahtjev se ostvaruje uz:

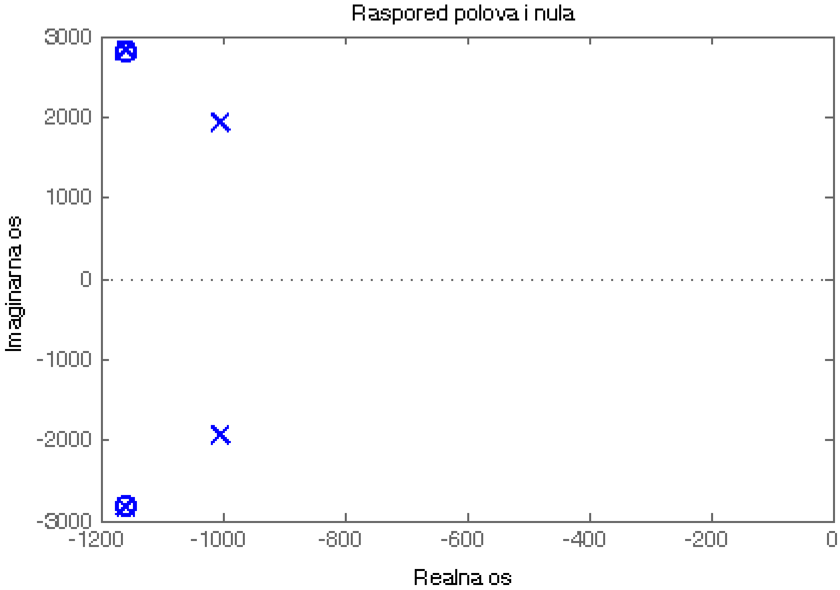
$$\begin{aligned} \left(2\zeta\omega_0 + d_2\omega_0^2\right)^2 - 4\left(1+d_1\right)\omega_0^2 \gg 0, \\ \left(2\zeta_M\omega_{M0} + d_2\omega_{M0}^2\right)^2 - 4\left(1+d_1\right)\omega_{M0}^2 \gg 0, \end{aligned} \tag{9.14}$$

odnosno:

$$\begin{aligned} d_1 &\ll \frac{1}{4}\omega_0^2 d_2^2 + \zeta\omega_0 d_2 + \zeta^2 - 1 \text{ i} \\ d_1 &\ll \frac{1}{4}\omega_{M0}^2 d_2^2 + \zeta_M\omega_{M0} d_2 + \zeta_M^2 - 1. \end{aligned} \tag{9.15}$$

Rubni slučajevi za uvjete (9.15), dani su izrazima:

$$d_1 = \frac{1}{4}\omega_0^2 d_2^2 + \zeta\omega_0 d_2 + \zeta^2 - 1 \text{ i}, \tag{9.16}$$



Slika 9.1: Raspored polova i nula adaptivnog sustava za iznose težinskih koeficijenata $d_1 = d_2 = 0$.

$$d_1 = \frac{1}{4}\omega_{M0}^2 d_2^2 + \zeta_M \omega_{M0} d_2 + \zeta_M^2 - 1. \tag{9.17}$$

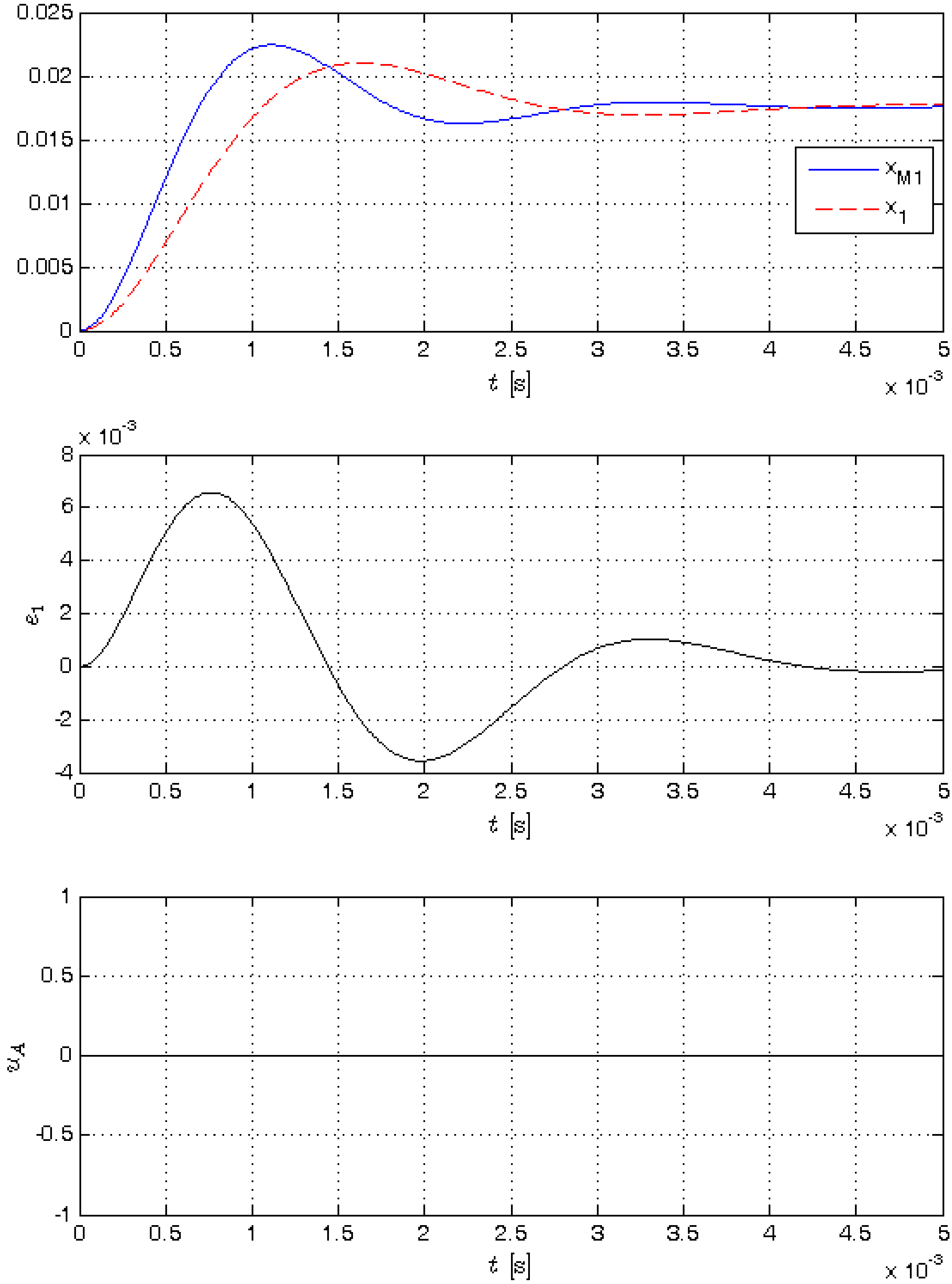
Grafička ovisnost odnosa koeficijenata d_1 i d_2 prema izrazima (9.16) i (9.17) prikazana je na slici 9.3. Sa slike je očito da se zahtjev (9.15) ispunjava za velike vrijednosti koeficijenta d_2 i barem 10 puta manju vrijednost od pripadne točke na nižoj krivulji na slici 9.3.

U praksi se ne smije uzeti prevelika vrijednost koeficijenta d_2 jer se on množi s derivacijom pogreške pa može znatno pojačati šum u regulacijskom krugu. Drugo ograničenje je konačna frekvencija uzorkovanja diskretno realiziranog algoritma signalne adaptacije. Diskretizacijom sa zadržavanjem nultog reda (engl. *Zero Order Hold* ili skraćeno ZOH) moguće je da se za prevelike iznose težinskih koeficijenata pogreške pol u s-ravnini najbliži ishodištu, zbog ograničene preciznosti koeficijenata (*fixed-point* algoritmi) i utjecaja zanemarene dinamike sustava, preslika izvan jedinične kružnice u z-ravnini, odnosno da adaptivni sustav postane nestabilan.

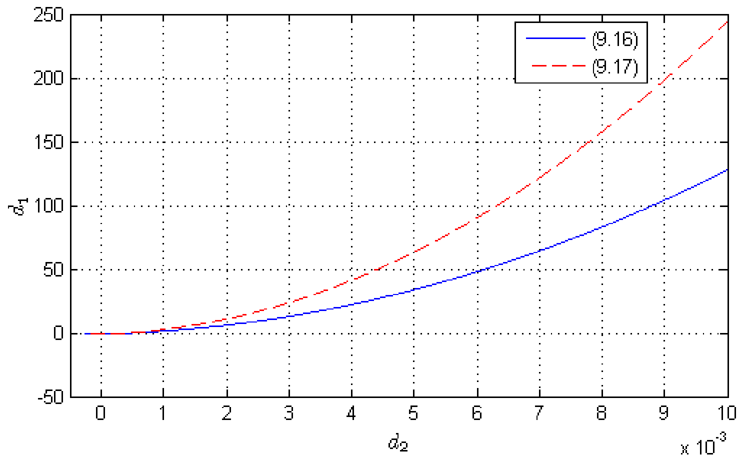
Ako se za koeficijent d_2 odabere vrijednost npr. $d_2 = 0,01$, onda prema krivuljama na slici 9.3, koeficijent d_1 mora biti barem 10 puta manji od 127. Ako se uzme točno 10 puta manja vrijednost $d_1 = 12,7$, dobije se raspored polova i nula adaptivnog sustava prema slici 9.4, iz koje je vidljivo da je traženi zahtjev postignut, odnosno da će dinamiku adaptivnog sustava određivati dominantni par konjugirano-kompleksnih polova referentnog modela. Ovo zorno potvrđuju i odzivi adaptivnog sustava na skokovitu promjenu referentne veličine, prikazani na slici 9.5, iz kojih se vidi da je maksimalna pogreška $e_{1,max}$ u slučaju adaptivnog regulatora smanjena s $e_{1,max} = 35\%$ na oko $e_{1,max} = 2\%$.

Dodatnim smanjenjem koeficijenta d_2 na iznos npr. $d_2 = 0,001$, na sličan način dobiva se za prvi koeficijent $d_1 = 0,14$. Na taj način smanjena je osjetljivost algoritma na šum, a iz odziva adaptivnog sustava, prikazanih na slici 9.6, vidljivo je nešto lošije ponašanje adaptivnog sustava u odnosu na prethodni slučaj. Maksimalna pogreška smanjena je s $e_{1,max} = 35\%$ na oko $e_{1,max} = 17\%$.

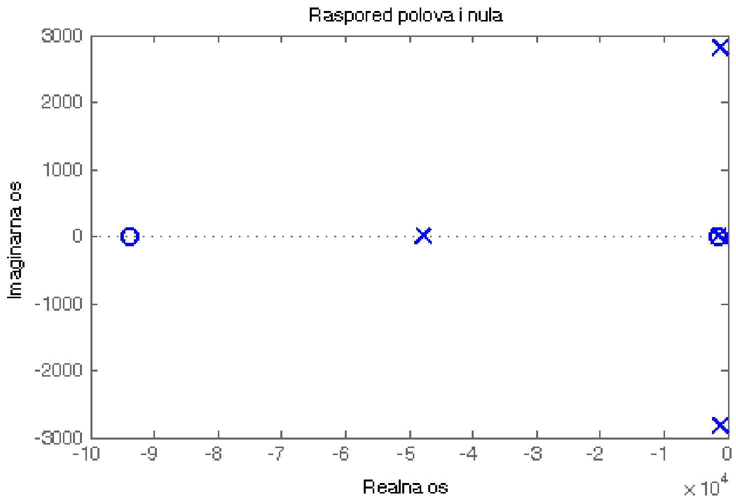
Iz ovoga je očito da u praksi treba naći kompromis između dobrog slijeđenja referentne



Slika 9.2: Odzivi neadaptivnog sustava ($d_1 = d_2 = 0$) x_{M1} i x_1, pogreške $e_1 = x_{M1} - x_1$ te signala adaptacije u_A, na skokovitu promjenu referentne veličine $u_r(t) = 0,0176\,\mathrm{S}(t)$.



Slika 9.3: Grafička ovisnost odnosa koeficijenata d_1 i d_2 prema izrazima (9.16) i (9.17).

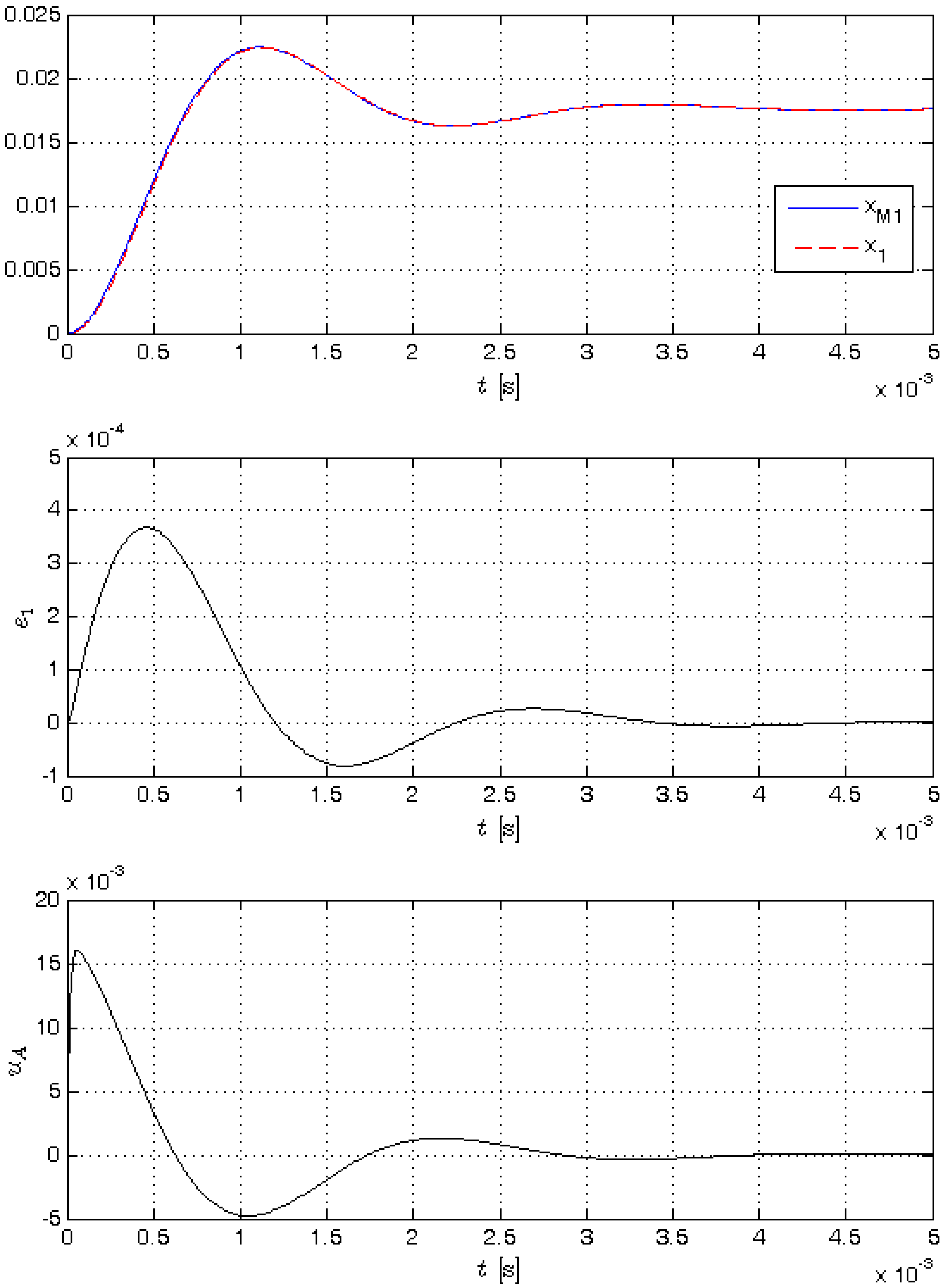


Slika 9.4: Raspored polova i nula kontinuiranog adaptivnog sustava s težinskim koeficijentima $d_1 = 12,7$ i $d_2 = 0,01$.

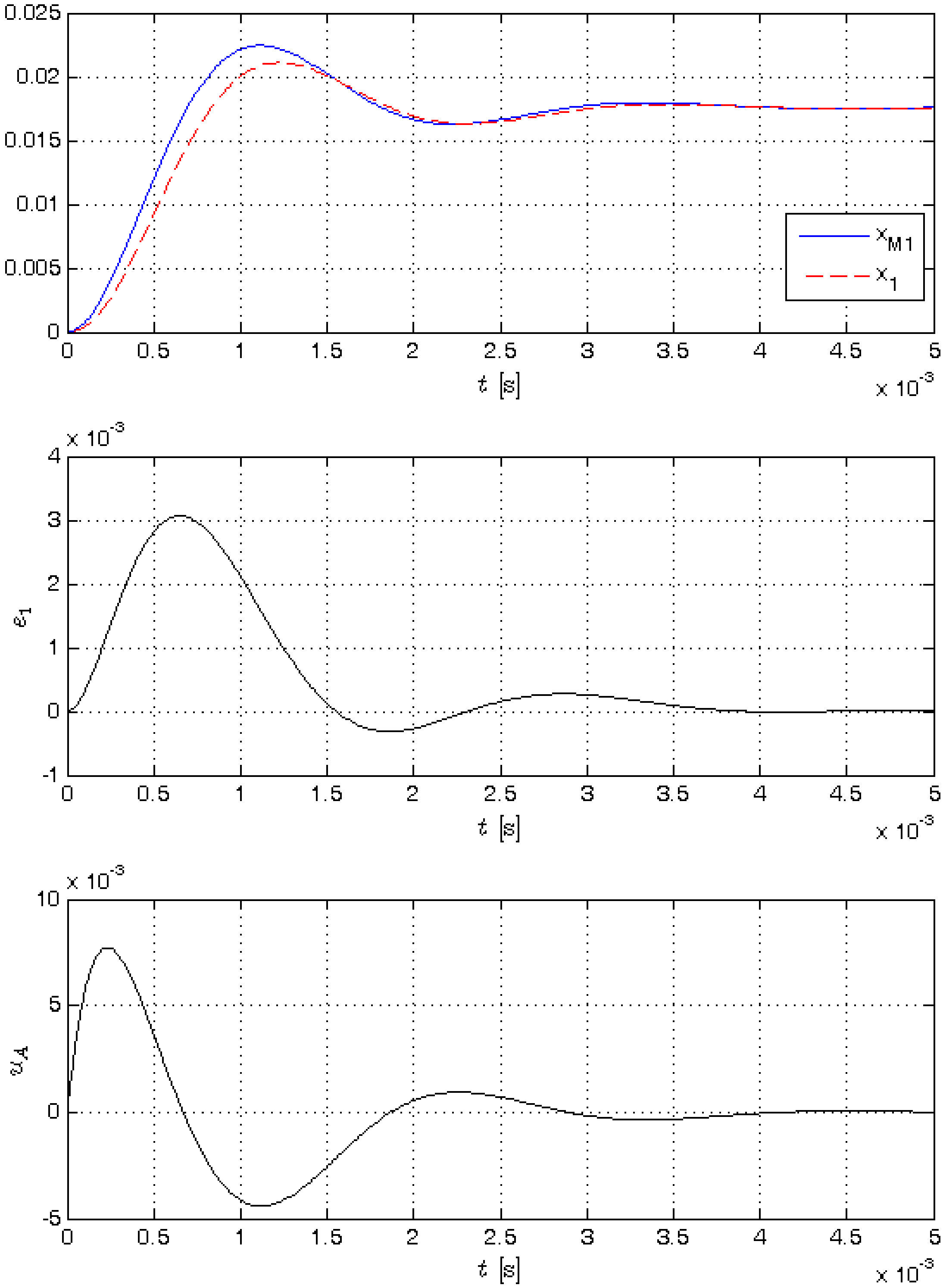
veličine i osjetljivosti na šum, te se u tom smislu optimira vrijednost težinskog koeficijenta d_2, a nakon toga se koeficijent d_1 određuje kao najmanje 10 puta manja vrijednost od minimalne odgovarajuće vrijednosti određene izrazima (9.15).

U konfiguraciji adaptivnog sustava prema slici 7.4 predlaže se postavljanje iznosa zasićenja adaptivnog algoritma (7.26) na 10 do 20% vrijednosti maksimalnog raspona referentnog signala. U ovom slučaju vrijednost zasićenja bit će postavljena na vrijednost $h = 1$. Dobro projektirani adaptivni regulator s funkcijom zasićenja (7.26) trebao bi uvijek raditi u linearnom području.

Koeficijent pojačanja linearnog dijela karakteristike zasićenja K_ν postavlja se na jediničnu vrijednost $K_\nu = 1$, te se njime u praktičnoj aplikaciji mogu smanjiti eventualne oscilacije u adaptacijskom signalu. Ukoliko drukčije ne bude navedeno, pretpostavlja se da je iznos ovog koeficijenta uvijek jednak $K_\nu = 1$.



Slika 9.5: Odzivi adaptivnog sustava x_{M1} i x_1, pogreške $e_1 = x_{M1} - x_1$ te signala adaptacije u_A, na skokovitu promjenu referentne veličine $u_r(t) = 0,0176\,\mathrm{S}(t)$, uz $d_1 = 12,7$ i $d_2 = 0,01$.



Slika 9.6: Odzivi adaptivnog sustava x_{M1} i x_1, pogreške $e_1 = x_{M1} - x_1$ te signala adaptacije u_A, na skokovitu promjenu referentne veličine $u_r(t) = 0,0176\,\mathrm{S}(t)$, uz $d_1 = 0,14$ i $d_2 = 0,001$.

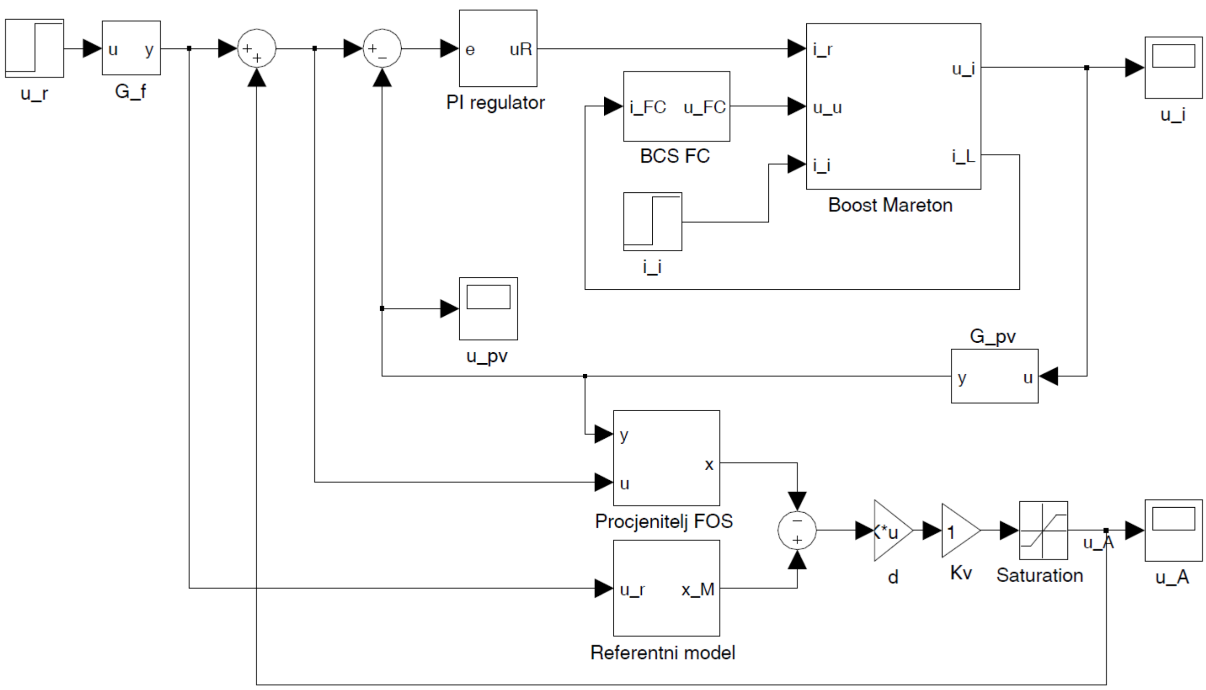
9.1.2 Simulacijski rezultati uz korištenje nelinearnih modela gorivnog članka i uzlaznog pretvarača te procjenitelja varijabli stanja

Blokovska shema adaptivnog sustava s nelinearnim modelima gorivnog članka i uzlaznog pretvarača te procjeniteljem varijabli stanja za MATLAB–SIMULINK, prikazana je na slici 9.7.

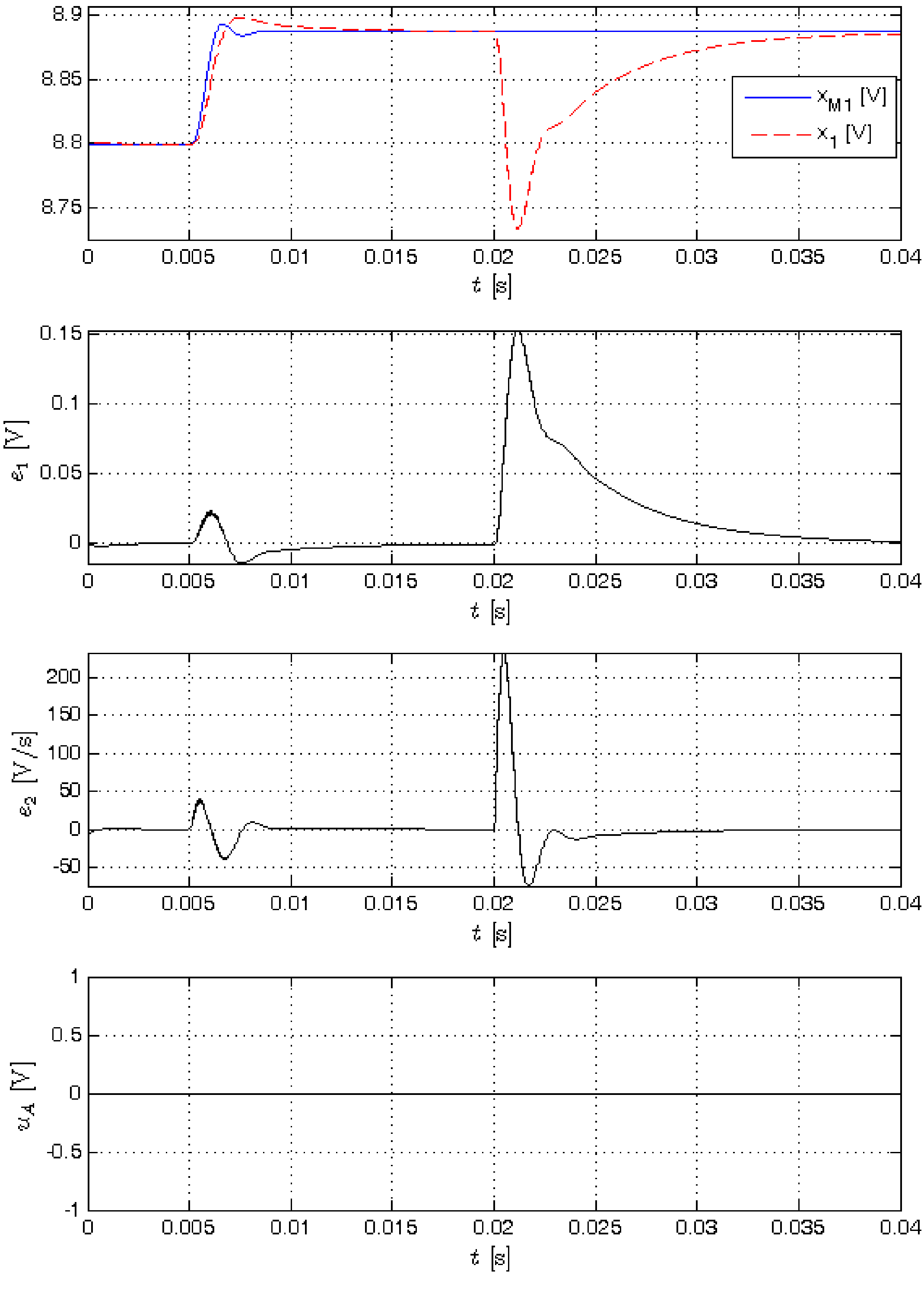
Odzivi sustava bez djelovanja adaptacijskog signala prikazani su na slici 9.8. Maksimalna pogreška pri djelovanju referentne veličine iznosi $e_{1,max} = 26,2\%$, a maksimalni propad napona povratne veze pri djelovanju poremećajne veličine iznosi $\Delta u_{pv,max} = 0,153$ V.

Istovjetni odzivi adaptivnog sustava s koeficijentima adaptacije $d_1 = 0,14$ i $d_2 = 0,001$ prikazani su na slici 9.9. Iz odziva je vidljivo smanjenje pogreške pri djelovanju referentne veličine na $e_{1,max} = 11,7\%$ te smanjenje maksimalnog propada napona povratne veze pri djelovanju poremećajne veličine na iznos $\Delta u_{pv,max} = 0,073$ V, što predstavlja smanjenje od preko dva puta!

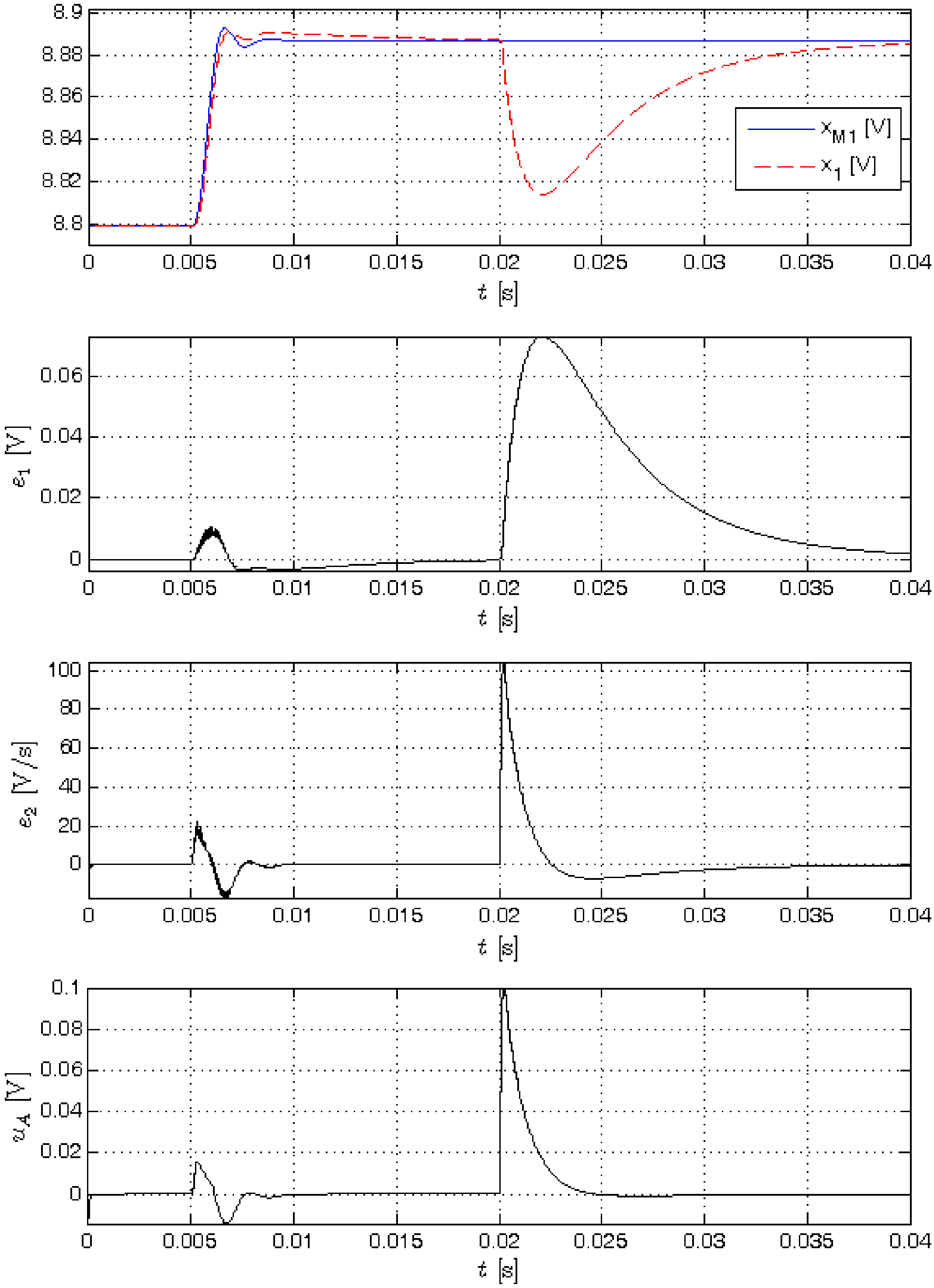
Kako je već rečeno, povećanjem koeficijenta d_2 trebala bi se postići još bolja adaptacija. Npr. uz dvostruko povećanje d_2 na iznos $d_2 = 0,002$ i određivanjem koeficijenta d_1 kao 10 puta manjoj vrijednosti od minimalne vrijednosti određene izrazima (9.15), tj. $d_1 = 0,59$, dobivaju se odzivi prikazani na slici 9.10. Iz odziva je vidljivo dodatno smanjenje pogreški na iznose $e_{1,max} = 7,9\%$ i $\Delta u_{pv,max} = 0,044$ V, što predstavlja smanjenja od gotovo 3.5 puta. Međutim, vidljiv je početak pojave oscilacija u adaptacijskom signalu, što predstavlja potencijalan problem pri primjeni na realnom sustavu, zbog prisustva šuma.



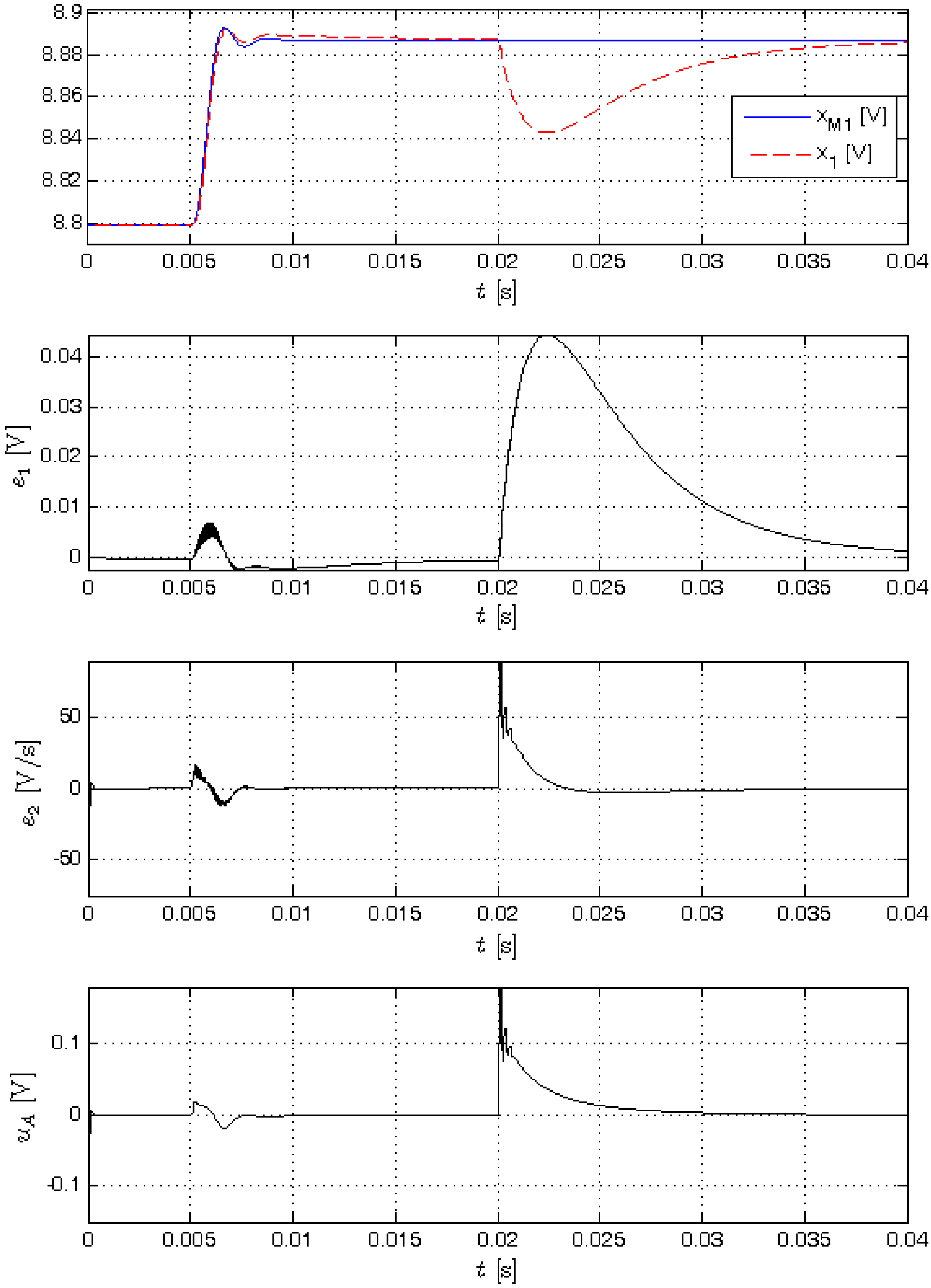
Slika 9.7: Blokovska shema adaptivnog sustava s nelinearnim modelima gorivnog članka i uzlaznog pretvarača te procjeniteljem varijabli stanja za MATLAB–SIMULINK.



Slika 9.8: Odzivi neadaptivnog sustava ($d_1 = 0$ i $d_2 = 0$) x_{M1} i x_1, pogreški $e_1 = x_{M1} - x_1$ i $e_2 = x_{M2} - x_2$ te signala adaptacije u_A, na skokovitu promjenu referentne $u_r(t) = 8,799 + 0,088\,\mathrm{S}(t)$ V i poremećajne veličine $i_i(t) = 1 + 8\,\mathrm{S}(t - 0,02)$ A.



Slika 9.9: Odzivi adaptivnog sustava x_{M1} i x_1, pogreški $e_1 = x_{M1} - x_1$ i $e_2 = x_{M2} - x_2$ te signala adaptacije u_A, na skokovitu promjenu referentne $u_r(t) = 8,799 + 0,088\,\mathrm{S}(t)$ V i poremećajne veličine $i_i(t) = 1 + 8\,\mathrm{S}(t - 0,02)$ A, uz $d_1 = 0,14$ i $d_2 = 0,001$.



Slika 9.10: Odzivi adaptivnog sustava x_{M1} i x_1, pogreški $e_1 = x_{M1} - x_1$ i $e_2 = x_{M2} - x_2$ te signala adaptacije u_A, na skokovitu promjenu referentne $u_r(t) = 8,799 + 0,088\,\mathrm{S}(t)$ V i poremećajne veličine $i_i(t) = 1 + 8\,\mathrm{S}(t - 0,02)$ A, uz $d_1 = 0,59$ i $d_2 = 0,002$.

9.1.3 Eksperimentalni rezultati uz korištenje procjenitelja varijabli stanja

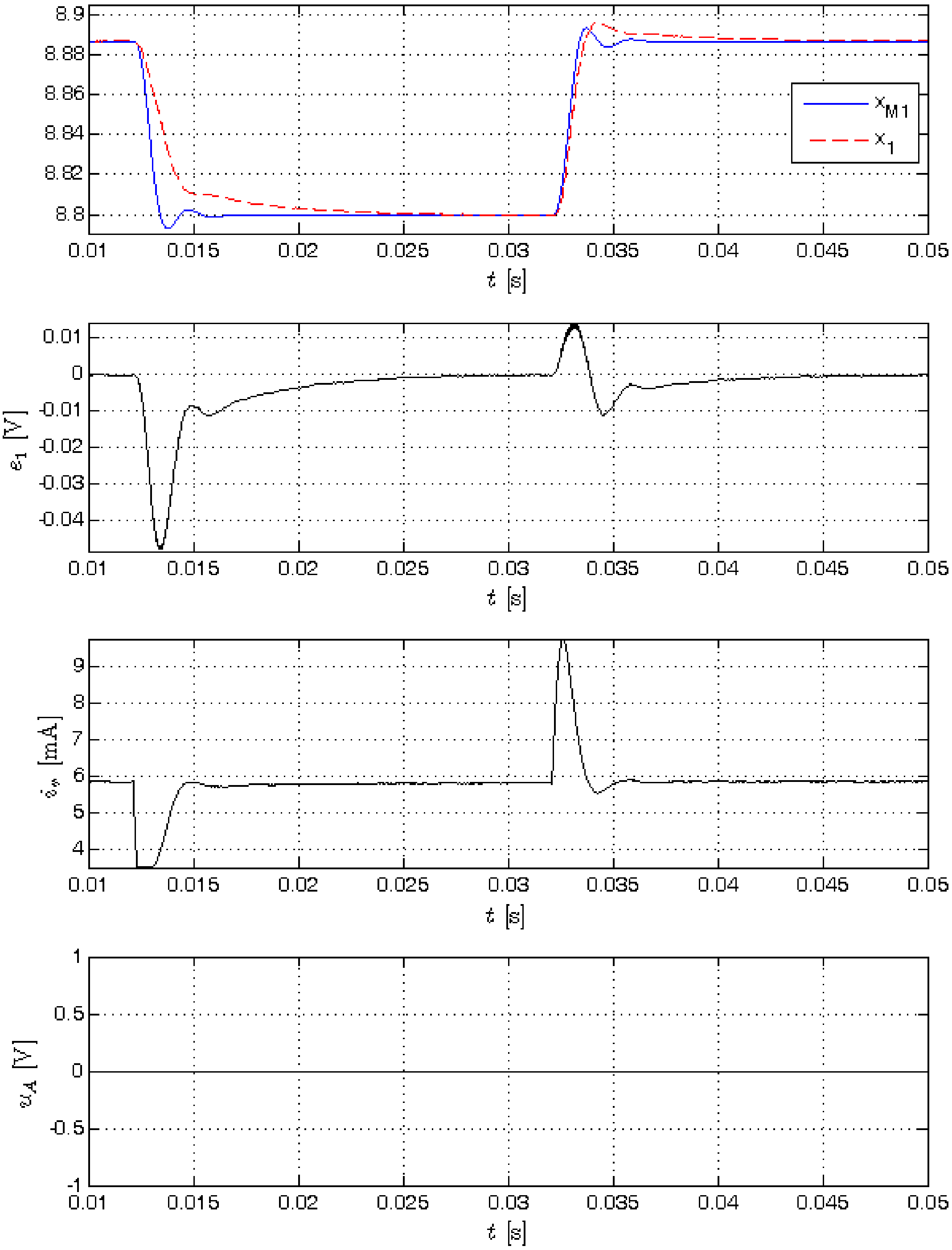
U programskom okruženju LabVIEW realiziran je adaptivni algoritam s referentnim modelom reduciranog reda i signalnom adaptacijom s reduciranim vektorom varijabli stanja, uz korištenje procjenitelja stanja projektiranog u poglavlju 8.1, za primjenu u National Instruments CompactRIO 9024 FPGA sustavu.

Eksperimentalni odzivi sustava bez djelovanja adaptacijskog signala prikazani su na slikama 9.11 i 9.12. Maksimalna relevantna pogreška pri djelovanju referentne veličine iznosi $e_{1,max} = 16\%$ (pogreška se ovdje definira kao $e_1 = x_{M1} - x_1$). Pogreška je veća kad osnovni regulator ulazi u zasićenje, ali taj slučaj se ne razmatra jer je regulacijski sustav tada praktički u otvorenom krugu. Maksimalni propad napona povratne veze pri djelovanju poremećajne veličine iznosi $\Delta u_{pv,max} = 0,116$ V.

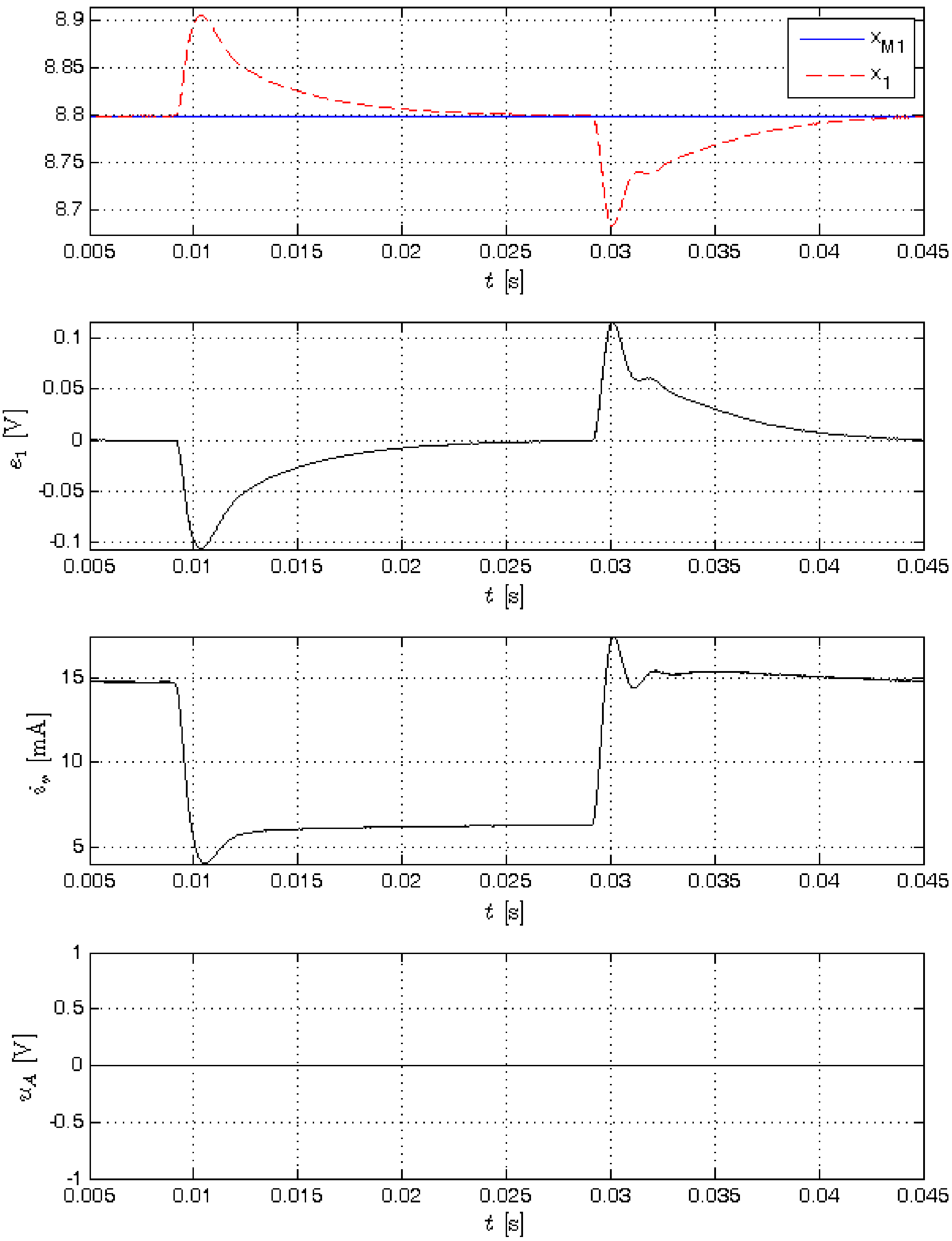
Istovjetni odzivi adaptivnog sustava s koeficijentima adaptacije $d_1 = 0,14$ i $d_2 = 0,001$ prikazani su na slikama 9.13 i 9.14. Iz odziva je vidljivo smanjenje relevantne pogreške pri djelovanju referentne veličine od gotovo tri puta, na $e_{1,max} = 5,7\%$ te smanjenje maksimalnog propada napona povratne veze pri djelovanju poremećajne veličine na iznos $\Delta u_{pv,max} = 0,055$ V, što predstavlja smanjenje od preko dva puta.

Iako su numerički iskazani rezultati adaptacije vrlo dobri, vidljivo je i osjetno pojačanje šuma u upravljačkom i adaptacijskom signalu, što nije poželjno, a razlog je objašnjen u komentaru rezultata procjene varijabli stanja (poglavlje 8.3).

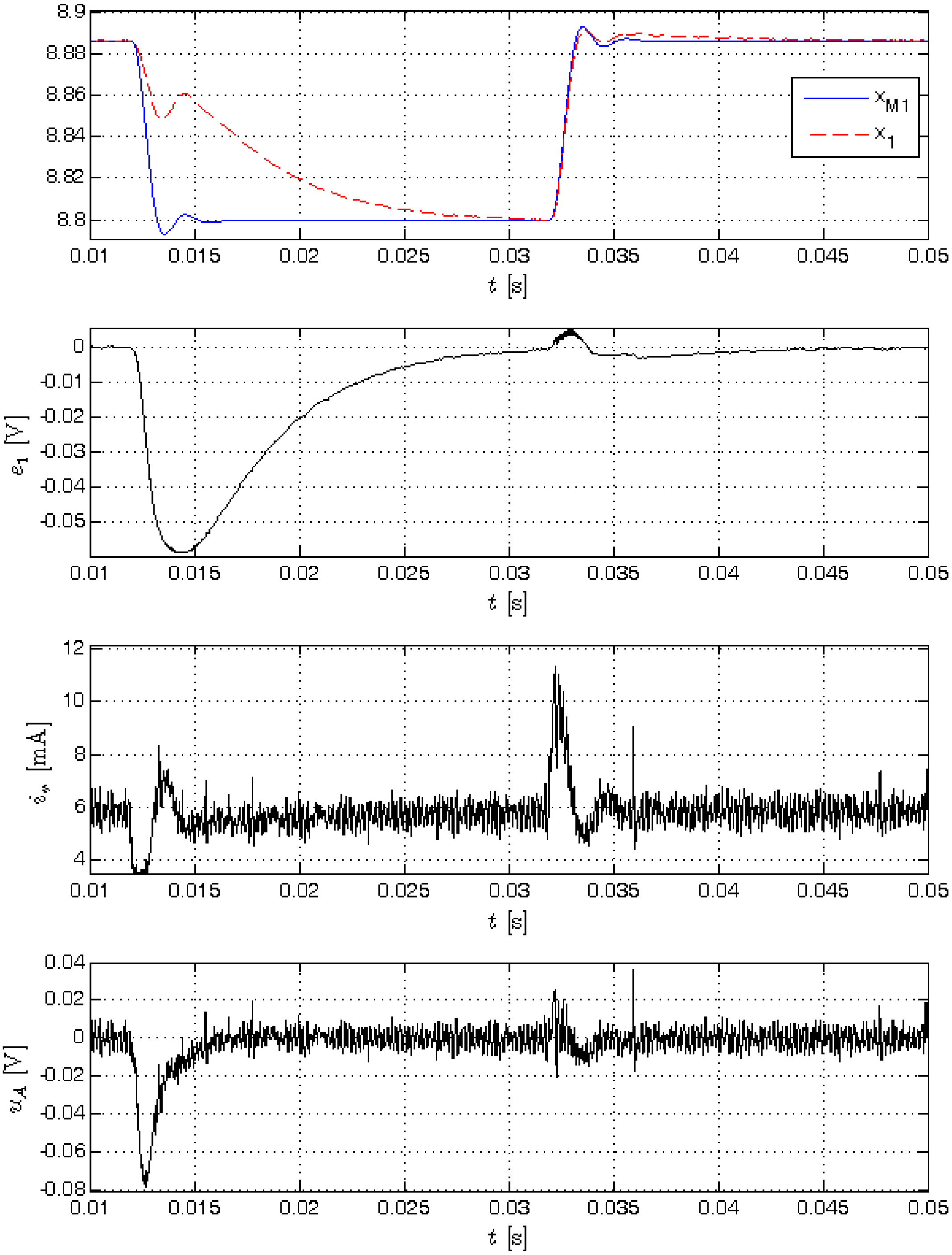
Zbog toga se u nastavku predlaže modifikacija za smanjenje utjecaja šuma na kvalitetu eksperimentalnog sustava upravljanja.



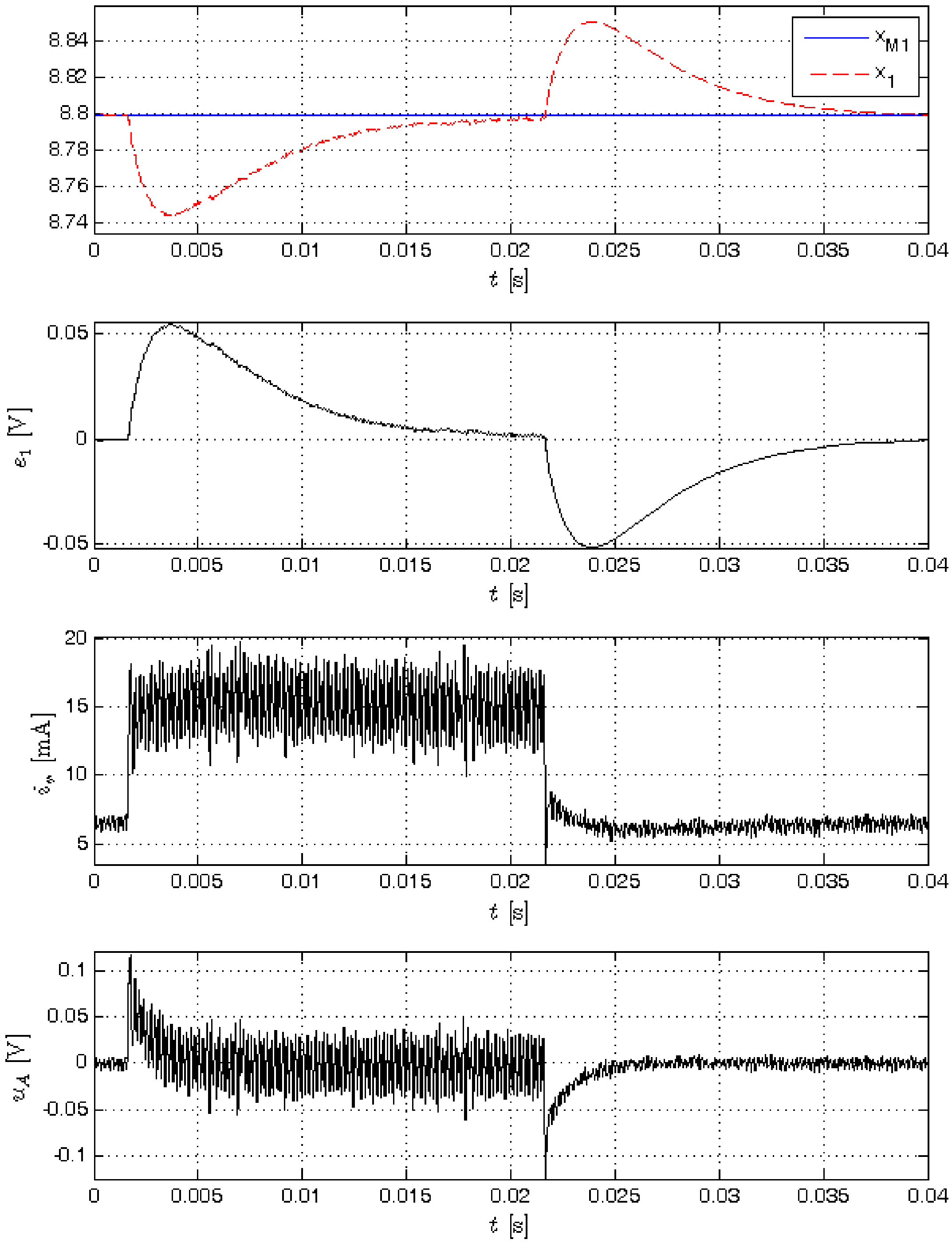
Slika 9.11: Odzivi neadaptivnog sustava ($d_1 = 0$ i $d_2 = 0$) x_{M1} i x_1, pogreške $e_1 = x_{M1} - x_1$, upravljačkog signala i_r te signala adaptacije u_A, na skokovite promjene referentne veličine $\Delta u_r = \pm 0,088$ V, za radnu točku $I_i = 1$ A.



Slika 9.12: Odzivi neadaptivnog sustava ($d_1 = 0$ i $d_2 = 0$) x_{M1} i x_1, pogreške $e_1 = x_{M1} - x_1$, upravljačkog signala i_r te signala adaptacije u_A, na skokovite promjene poremećajne veličine $\Delta i_i = \pm 8$ A.



Slika 9.13: Odzivi adaptivnog sustava x_{M1} i x_1, pogreške $e_1 = x_{M1} - x_1$, upravljačkog signala i_r te signala adaptacije u_A, na skokovite promjene referentne veličine $\Delta u_r = \pm 0,088$ V, uz $d_1 = 0,14$ i $d_2 = 0,001$ te radnu točku $I_i = 1$ A.



Slika 9.14: Odzivi adaptivnog sustava x_{M1} i x_1, pogreške $e_1 = x_{M1} - x_1$, upravljačkog signala i_r te signala adaptacije u_A, na skokovite promjene poremećajne veličine $\Delta i_i = \pm 8$ A, uz $d_1 = 0,14$ i $d_2 = 0,001$.

9.1.4 Eksperimentalni rezultati uz korištenje realnog derivatora napona povratne veze

Zbog prevelikog utjecaja šuma na odzive adaptivnog sustava pri djelovanju referentne veličine, u prethodnom poglavlju 9.1.3 snimljeni su odzivi na promjenu referentne veličine u iznosu $\Delta u_r = \pm 0,088$ V, što predstavlja promjenu izlaznog napona u iznosu $\Delta u_i = \pm 0,5$ V. Pri tome u radnoj točki određenoj izlaznom strujom $I_i = 1$ A dolazi do zasićenja osnovnog PI regulatora pri smanjenju referentnog napona. Kad se u sustavu kao varijable stanja koriste izlazna veličina sustava i njena derivacija, korištenje procjenitelja stanja može se izbjeći. Korištenjem realnog derivatora napona povratne veze moguće je smanjiti utjecaj šuma na odzive adaptivnog sustava te snimiti eksperimentalne prijelazne pojave uz promjene referentnog napona $\Delta u_r = \pm 0,0176$ V, što predstavlja promjenu izlaznog napona u iznosu $\Delta u_i = \pm 0,1$ V. Na taj način osnovni PI regulator ne dolazi u zasićenje.

Prijenosna funkcija realnog derivatora glasi:

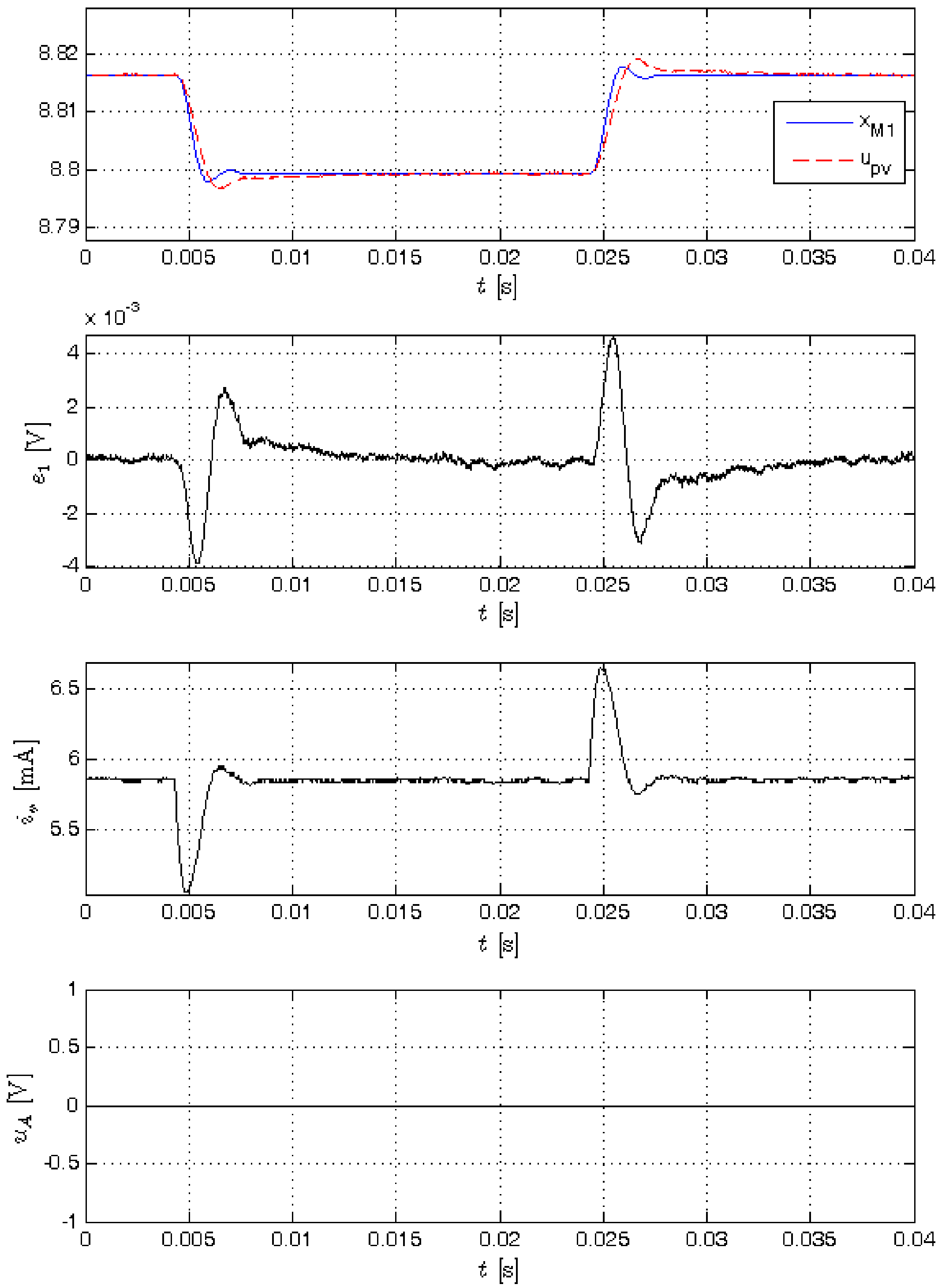
$$G_{rd}(s) = \frac{\dot{U}_{pv}(s)}{U_{pv}(s)} = \frac{s}{1 + T_\nu s}, \tag{9.18}$$

gdje je T_ν parazitna vremenska konstanta, čijom promjenom se može smanjiti utjecaj šuma, a istodobno dobiti kvalitetna derivacija napona povratne veze. Iznos parazitne vremenske konstante određuje se eksperimentiranjem u nekoliko iteracija, te je za adaptivni sustav s emulatorom gorivnog članka i istosmjernim uzlaznim pretvaračem dobivena optimalna vrijednost $T_\nu = 400$ μs. Uz vrijeme uzorkovanja algoritma $T_s = 15$ μs, ZOH diskretizacijom dobije se diskretna prijenosna funkcija derivatora, pogodna za implementaciju u National Instruments CompactRIO 9024 FPGA sustavu:

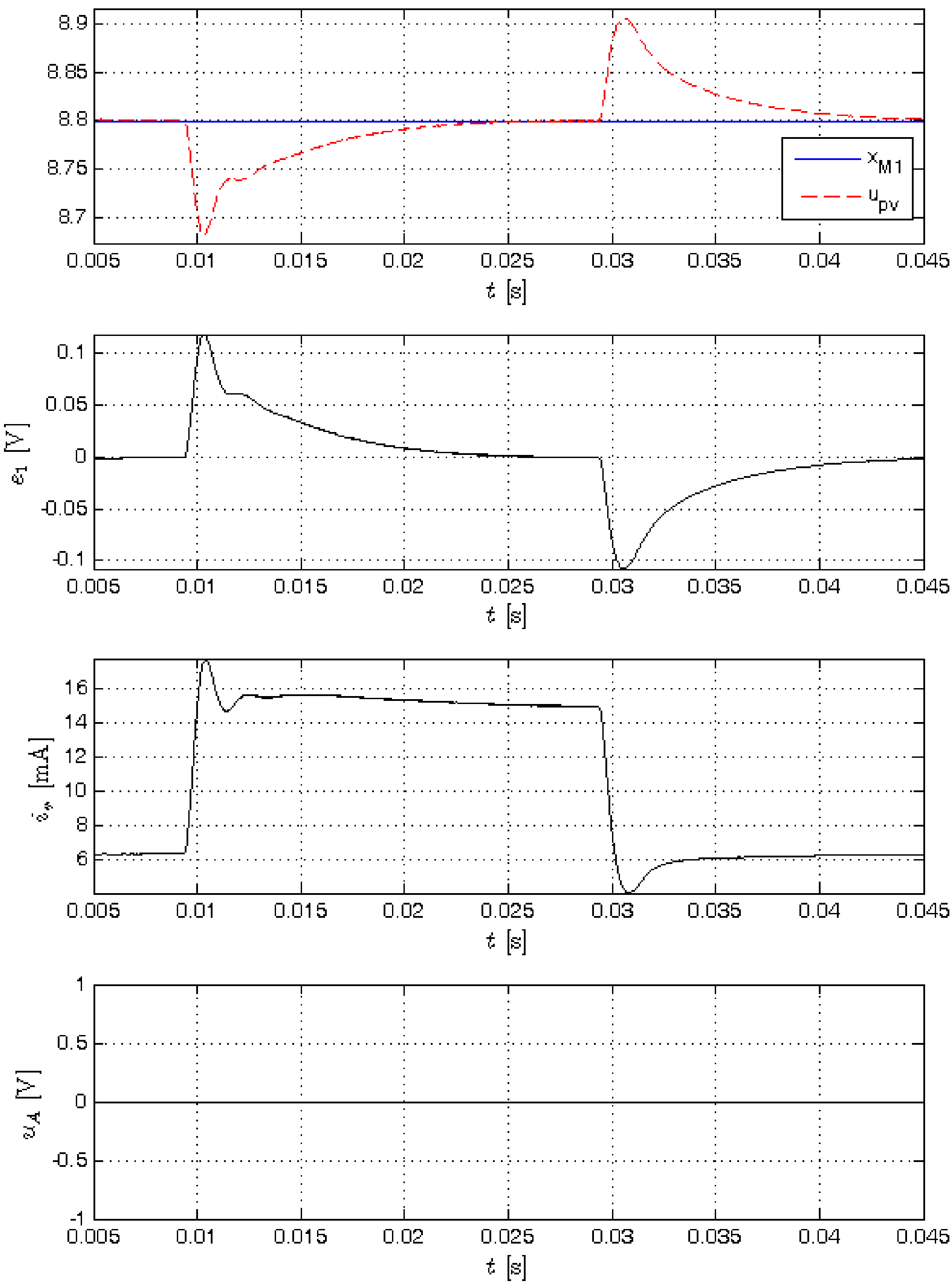
$$G_{rd,d}(z) = \frac{\dot{U}_{pv}(z)}{U_{pv}(z)} = 2500 \cdot \frac{z - 1}{z - 0,963194418}. \tag{9.19}$$

Eksperimentalni odzivi sustava bez djelovanja adaptacijskog signala prikazani su na slikama 9.15 i 9.16. Maksimalna pogreška pri djelovanju referentne veličine iznosi $e_{1,max} = 26,7\%$, a maksimalni propad napona povratne veze pri djelovanju poremećajne veličine iznosi $\Delta u_{pv,max} = 0,117$ V.

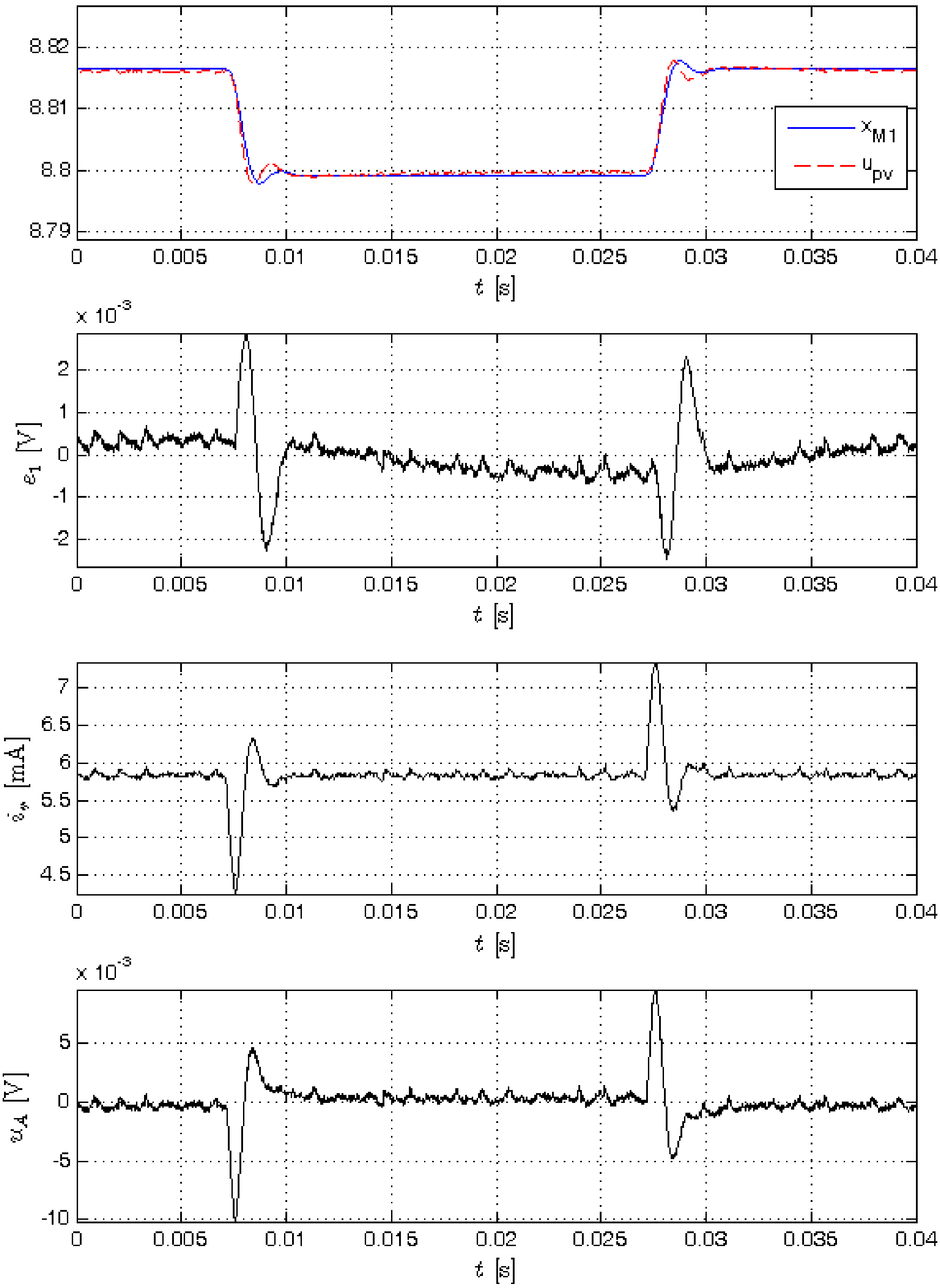
Istovjetni odzivi adaptivnog sustava s koeficijentima adaptacije $d_1 = 0,14$ i $d_2 = 0,001$ prikazani su na slikama 9.17 i 9.18. Iz odziva je vidljivo smanjenje maksimalne pogreške pri djelovanju referentne veličine na $e_{1,max} = 16,3\%$ te smanjenje maksimalnog propada napona povratne veze pri djelovanju poremećajne veličine na iznos $\Delta u_{pv,max} = 0,056$ V, što predstavlja smanjenje od preko dva puta. Uz zadržavanje dobrih adaptivnih svojstava, značajno je smanjen i šum u adaptivnom sustavu.



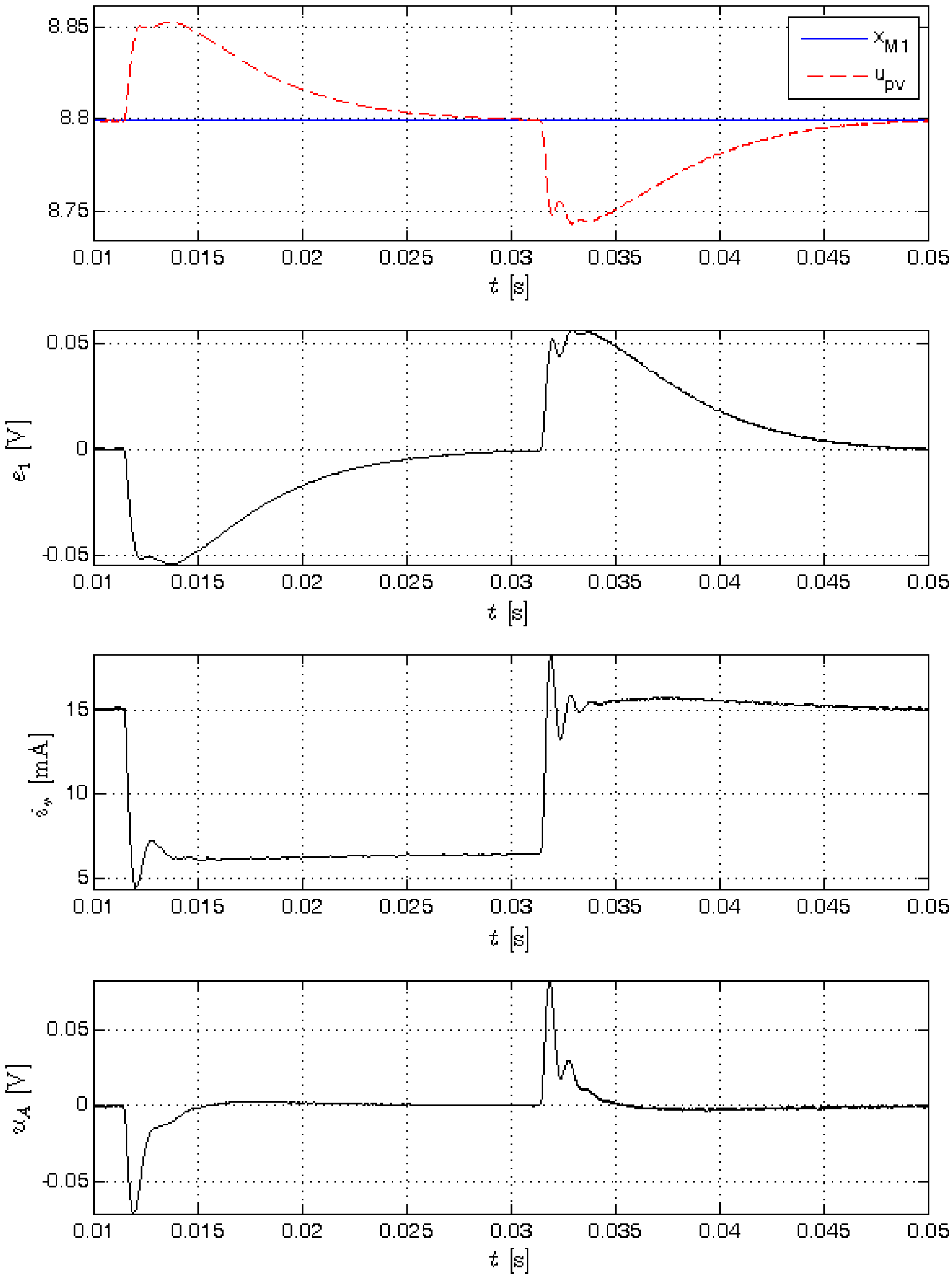
Slika 9.15: Odzivi neadaptivnog sustava ($d_1 = 0$ i $d_2 = 0$) x_{M1} i u_{pv}, pogreške $e_1 = x_{M1} - u_{pv}$, upravljačkog signala i_r te signala adaptacije u_A, na skokovite promjene referentne veličine $\Delta u_r = \pm 0,0176$ V, za radnu točku $I_i = 1$ A.



Slika 9.16: Odzivi neadaptivnog sustava ($d_1 = 0$ i $d_2 = 0$) x_{M1} i u_{pv}, pogreške $e_1 = x_{M1} - u_{pv}$, upravljačkog signala i_r te signala adaptacije u_A, na skokovite promjene poremećajne veličine $\Delta i_i = \pm 8$ A.



Slika 9.17: Odzivi adaptivnog sustava x_{M1} i u_{pv}, pogreške $e_1 = x_{M1} - u_{pv}$, upravljačkog signala i_r te signala adaptacije u_A, na skokovite promjene referentne veličine $\Delta u_r = \pm 0,0176$ V, uz $d_1 = 0,14$ i $d_2 = 0,001$ te radnu točku $I_i = 1$ A.



Slika 9.18: Odzivi adaptivnog sustava x_{M1} i u_{pv}, pogreške $e_1 = x_{M1} - u_{pv}$, upravljačkog signala i_r te signala adaptacije u_A, na skokovite promjene poremećajne veličine $\Delta i_i = \pm 8$ A, uz $d_1 = 0,14$ i $d_2 = 0,001$.

9.2 Adaptivni algoritam u unutrašnjoj petlji

Blokovska shema adaptivnog sustava s algoritmom adaptacije u vanjskoj petlji dana je na slici 7.5.

Nakon primjene reduciranja reda procesa (poglavlje 8.1), njegova prijenosna funkcija opisana je s (8.19), te se ovdje ponovo navodi u općenitijem obliku:

$$G(s) = \frac{\Delta u_{pv}(s)}{\Delta i_r(s)} = \frac{K\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2}. \tag{9.20}$$

Parametri prijenosne funkcije (9.20) K, ω_0 i ζ su promjenjivi ovisno o radnoj točki. Za radnu točku određenu s $I_i = 1$ A parametri ω_0 i ζ iznose:

$$\begin{aligned} K &= 1995, \\ \omega_0 &= 204,98\ \mathrm{s}^{-1}, \\ \zeta &= 7, \end{aligned} \tag{9.21}$$

dok su za radnu točku određenu s $I_i = 9$ A parametri K, ω_0 i ζ su određeni sa:

$$\begin{aligned} K &= 565, \\ \omega_0 &= 468,81\ \mathrm{s}^{-1}, \\ \zeta &= 3,13. \end{aligned} \tag{9.22}$$

Za bilo koju drugu radnu točku u tom rasponu $I_i \in [1, 9]$ A, koeficijent pojačanja nalazi se u intervalu $K \in [1995, 565]$, prirodna frekvencija neprigušenih oscilacija nalazi se u intervalu $\omega_0 \in [204,98,\ 468,81]\ \mathrm{s}^{-1}$, a relativni koeficijent prigušenja nalazi se u intervalu $\zeta \in [7,\ 3,13]$.

Opis procesa s osnovnim regulatorom (9.20) u prostoru stanja, uz odabir varijabli stanja $x_1 = u_{pv}$ i $x_2 = \dot{u}_{pv}$, glasi:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_0^2 & -2\zeta\omega_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K\omega_0^2 \end{bmatrix} \cdot i_r(t), \tag{9.23}$$

gdje je i_r ulazni signal procesa koji se sastoji od izlaznog signala osnovnog regulatora i_R i adaptacijskog signala i_A:

$$i_r(t) = i_R(t) + i_A(t). \tag{9.24}$$

Referentni model odabire se tako da što bolje opisuje ponašanje procesa u nominalnoj radnoj točki. Stoga je prijenosna funkcija referentnog modela određena sa:

$$G_M(s) = \frac{\Delta u_{pv,M}(s)}{\Delta i_R(s)} = \frac{K_M\omega_{M0}^2}{s^2 + 2\zeta_M\omega_{M0}s + \omega_{M0}^2}, \tag{9.25}$$

gdje su: $K_M = 565$, $\omega_{M0} = 468,81\ \mathrm{s}^{-1}$ i $\zeta_M = 3,13$.

Opis referentnog modela (9.25) u prostoru stanja, uz odabir varijabli stanja $x_{M1} = u_{pv,M}$ i $x_{M2} = \dot{u}_{pv,M}$, glasi:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{M1}(t) \\ \dot{x}_{M2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_{M0}^2 & -2\zeta_M\omega_{M0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{M1}(t) \\ x_{M2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_M\omega_{M0}^2 \end{bmatrix} \cdot i_R(t). \tag{9.26}$$

Signal adaptacije i_A funkcija je zasićenja (s jediničnim pojačanjem linearnog dijela) od poopćene pogreške ν:

$$i_A(t) = \mathrm{sat}(\nu(t), h), \tag{9.27}$$

gdje je h iznos zasićenja, a poopćena pogreška dana je izrazom:

$$\nu(t) = d_1 \cdot (x_{M1} - x_1) + d_2 \cdot (x_{M2} - x_2), \tag{9.28}$$

gdje su d_1 i d_2 težinski koeficijenti adaptivnog algoritma koje je potrebno odrediti.

Ukoliko adaptivni sustav radi u linearnom režimu, signal adaptacije iznosi:

$$i_A(t) = d_1 \cdot (x_{M1} - x_1) + d_2 \cdot (x_{M2} - x_2). \tag{9.29}$$

Uvrštavanjem (9.29) u (9.24), potom (9.24) u (9.23) te spajanjem opisa u prostoru stanja (9.23) i (9.26), dobije se opis kompletnog adaptivnog sustava u prostoru stanja:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_{M1}(t) \\ \dot{x}_{M2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -(1 + Kd_1)\omega_0^2 & -(2\zeta\omega_0 + Kd_2\omega_0^2) & Kd_1\omega_0^2 & Kd_2\omega_0^2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\omega_{M0}^2 & -2\zeta_M\omega_{M0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_{M1}(t) \\ x_{M2}(t) \end{bmatrix} +$$
$$+ \begin{bmatrix} 0 \\ K\omega_0^2 \\ 0 \\ K_M\omega_{M0}^2 \end{bmatrix} \cdot i_R(t),$$
$$y(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_{M1}(t) \\ x_{M2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \cdot i_R(t). \tag{9.30}$$

Prijenosna funkcija kompletnog adaptivnog sustava (9.30) glasi:

$$\frac{Y(s)}{I_R(s)} = \frac{K\omega_0^2 \left[s^2 + \omega_{M0}(2\zeta_M + K_M\omega_{M0}d_2)s + \omega_{M0}^2(1 + K_Md_1)\right]}{(s^2 + 2\zeta_M\omega_{M0}s + \omega_{M0}^2)\left[s^2 + (2\zeta\omega_0 + Kd_2\omega_0^2)s + (1 + Kd_1)\omega_0^2\right]}. \tag{9.31}$$

Uz pozitivne parametre procesa i referentnog modela ($\omega_0 > 0$, $\zeta > 0$, $\omega_{M0} > 0$ i $\zeta_M > 0$), lako se dobiju nužni uvjeti stabilnosti adaptivnog sustava:

$$\begin{aligned} d_1 &> -\frac{1}{K}, \\ d_2 &> -\frac{2\zeta}{K\omega_0}. \end{aligned} \tag{9.32}$$

S obzirom na promjenjivost parametara procesa ω_0 i ζ, minimalne vrijednosti koeficijenata d_1 i d_2 određuju se za najgori slučaj, a to je za minimalnu vrijednost $\zeta = \zeta_{min}$ i maksimalne vrijednosti $K = K_{max}$ i $\omega_0 = \omega_{0,max}$. Za navedene parametre procesa dobije se za težinske koeficijente:

$$\begin{aligned} d_1 &> -0,0005, \\ d_2 &> -6,7 \cdot 10^{-6}. \end{aligned} \tag{9.33}$$

9.2.1 Određivanje optimalnih vrijednosti težinskih koeficijenata pogreške adaptivnog algoritma u unutrašnjoj petlji

U ovoj disertaciji se za određivanje optimalnih vrijednosti težinskih koeficijenata pogreške adaptivnog algoritma u unutrašnjoj petlji predlaže kombinirani postupak zasnovan na postavljanju polova i nula adaptivnog sustava i metode optimiranja. Postupak je analogan postupku opisanom u poglavlju 9.1.1, te je izložen u nastavku.

Adaptivni sustav se projektira za proces u radnoj točki koja je najudaljenija od nominalne, tj. u ovom slučaju uzima se $\omega_0 = 204,98$ i $\zeta = 7$. Referentni model opisan je s (9.25), odnosno (9.26).

Adaptivni sustav opisan prijenosnom funkcijom (9.31) ima četiri pola i dvije nule:

$$
\begin{aligned}
p_{1,2} &= \frac{-2\zeta\omega_0 - Kd_2\omega_0^2 \pm \sqrt{\left(2\zeta\omega_0 + Kd_2\omega_0^2\right)^2 - 4\left(1 + Kd_1\right)\omega_0^2}}{2}, \\
p_{3,4} &= \frac{-2\zeta_M\omega_{M0} \pm \sqrt{\left(2\zeta_M\omega_{M0}\right)^2 - 4\omega_{M0}^2}}{2}, \\
z_{1,2} &= \frac{-2\zeta_M\omega_{M0} - K_Md_2\omega_{M0}^2 \pm \sqrt{\left(2\zeta_M\omega_{M0} + K_Md_2\omega_{M0}^2\right)^2 - 4\left(1 + K_Md_1\right)\omega_{M0}^2}}{2}.
\end{aligned}
\tag{9.34}
$$

Za iznose težinskih koeficijenata $d_1 = d_2 = 0$ polovi referentnog modela poništeni su nulama adaptivnog sustava. Kako bi se postiglo približavanje nula k polovima procesa, odnosno ponašanje adaptivnog sustava približno jednako ponašanju referentnog modela, predlaže se, kao i u slučaju adaptivnog sustava u vanjskoj petlji, premještanje polova procesa i nula adaptivnog sustava na realnu os na način da se pol na realnoj osi bliži ishodištu koordinatnog sustava pokrati s jednom nulom, a da se preostali pol i nula postave što dalje od ishodišta tako da praktički ne utječu na dinamiku adaptivnog sustava. To se ostvaruje ako su članovi pod korjenima u izrazima (9.34) puno veći od nule:

$$
\begin{aligned}
\left(2\zeta\omega_0 + Kd_2\omega_0^2\right)^2 - 4\left(1 + Kd_1\right)\omega_0^2 \gg 0, \\
\left(2\zeta_M\omega_{M0} + K_Md_2\omega_{M0}^2\right)^2 - 4\left(1 + K_Md_1\right)\omega_{M0}^2 \gg 0,
\end{aligned}
\tag{9.35}
$$

odnosno ako su:

$$
\begin{aligned}
d_1 &\ll \frac{1}{4}K\omega_0^2d_2^2 + \zeta\omega_0d_2 + \frac{1}{K}\left(\zeta^2 - 1\right) \text{ i} \\
d_1 &\ll \frac{1}{4}K_M\omega_{M0}^2d_2^2 + \zeta_M\omega_{M0}d_2 + \frac{1}{K_M}\left(\zeta_M^2 - 1\right).
\end{aligned}
\tag{9.36}
$$

Lako se može provjeriti da je ovaj algoritam potpuno ekvivalentan algoritmu s vanjskom adaptivnom petljom, odnosno mogu se postići jednako dobri rezultati adaptacije.

Poglavlje 10

Zaključak

Pretvorba energije vodika u električnu energiju pomoću gorivnih članaka je proces koji zahtijeva pažljivo projektiranje čitavog sustava, kako bi se povećala efikasnost pretvorbe. Električnu energiju, koju se dobije u tom procesu, potrebno je kondicionirati upotrebom energetskih pretvarača, kako bi se kao izlaz cjelokupnog sustava dobio stabilan napon. Pri tome neminovno dolazi do smanjenja učinkovitosti cjelokupne pretvorbe.

Zbog toga je u ovom radu odabran najjednostavniji uzlazni istosmjerni pretvarač bez galvanskog odvajanja, koji ima minimalan broj komponenti, a time i maksimalnu moguću učinkovitost. Pažljivim projektiranjem energetskih dijelova uzlaznog pretvarača mogu se eliminirati potencijalni problemi prilikom projektiranja sustava upravljanja pretvaračem. U ovom radu je pokazano kako se u strujnom načinu upravljanja i odabirom relativno malene vrijednosti induktiviteta zavojnice može izbjeći inače neugodno oscilatorno i neminimalno-fazno ponašanje uzlaznog pretvarača, te tako pojednostavniti upravljanje.

Upravljanje uzlaznim pretvaračem standardno se izvodi klasičnim PI algoritmom upravljanja, kojim se u određenoj radnoj točki može postići zadana kvaliteta upravljanja. Međutim, kod uzlaznog pretvarača napajanog gorivnim člankom dolazi do bitne promjene dinamičkog ponašanja pri promjeni radne točke. Tipične promjene radne točke kod sustava s gorivnim člankom kreću se od točke određene nominalnom snagom članka, do točke određene otprilike jednom desetinom nominalne snage. Naime, desetina nominalne snage gorivnog članka je minimalna snaga potrebna za napajanje perifernih komponenti, nužnih za rad cijelog sustava. To su npr. kompresor ili puhalica za dobavu zraka, sustav hlađenja gorivnog članka, napajanje senzora i pomoćne baterije te eventualno sustav za ovlaživanje plinova. Ove periferne komponente dodatno smanjuju učinkovitost cijelog sustava, te je njihovu potrošnju potrebno minimizirati. Standardno projektirani PI regulator može stabilizirati izlazni napon uzlaznog pretvarača, ali ne može ostvariti zadanu kvalitetu prijelazne pojave u svim radnim točkama.

U ovom radu je predloženo upravljanje uzlaznim pretvaračem napajanim gorivnim člankom korištenjem adaptivnog algoritma s referentnim modelom reduciranog reda i signalnom adaptacijom s reduciranim vektorom varijabli stanja. Adaptivni algoritam je neovisan o osnovnoj upravljačkoj petlji s PI regulatorom. Na taj način zadržana su sva dobra svojstva standardno projektiranih uzlaznih pretvarača te je postignuta veća kvaliteta upravljanja dodanim adaptivnim regulatorom.

Osnovni PI regulator je projektiran za proces s emulatorom gorivnog članka i uzlaznim pretvaračem u nominalnoj radnoj točki, određenoj nominalnom strujom pretvarača od 9 A, odnosno snagom 450 W. Zadani pokazatelji kvalitete upravljanja su nadvišenje pri djelovanju referentne veličine od 10%, dobra i brza kompenzacija poremećaja i prijelazne pojave sa što manje oscilacija. Zahjevi su ostvareni projektiranjem osnovnog regulatora pomoću praktične metode simetričnih frekvencijskih karakteristika (simetričnog optimuma), uz zadano nadvišenje 20%, zatim korekciju pojačanja da se dobije nadvišenje 30% te upotrebom prefiltra u grani referentne vrijednosti da se dobije zadano nadvišenje od 10%. Na ovaj način se dobiva veći koeficijent pojačanja regulatora, nego u slučaju standardnog simetričnog optimuma kod kojeg se uzima zadano nadvišenje 30 ili 40% (koeficijent širine nagiba -1 oko presječne frekvencije u području 2 do 3). Većim koeficijentom pojačanja regulatora ostvaruje se bolja kompenzacija poremećaja, a brzina kompenzacije poremećaja određena je manjom vrijednošću integracijske vremenske konstante, što je osnovna karakteristika metode simetričnog optimuma. Ostvaren je otprilike dvostruko manji propad ili povećanje izlaznog napona pri djelovanju poremećajne veličine nominalnog iznosa (skokovite promjene izlazne struje uzlaznog pretvarača s minimalne na maksimalnu vrijednost i obratno), nego u slučaju standardno projektiranog PI regulatora, pri čemu je odziv na promjenu referentne veličine zadovoljen dodavanjem prefiltra u granu referentne vrijednosti.

Kod projektiranja adaptivnog regulatora reduciranog reda odabran je algoritam s dvije varijable stanja te referentni model drugog reda. Kao varijable stanja odabrane su napon povratne veze uzlaznog pretvarača i njegova prva derivacija. U literaturi se za odabir koeficijenata adaptivnog algoritma koriste postupci koji su uglavnom temeljeni na različitim metodama optimiranja (simpleks, gradijentne metode, genetski algoritmi, ...), zbog većeg broja koeficijenata koje je potrebno odrediti. U ovom radu je zbog redukcije reda procesa i referentnog modela bilo potrebno odrediti samo dva koeficijenta adaptacije. Predložen je način podešavanja ovih koeficijenata koji je temeljen na kombinaciji metode postavljanja polova i nula i metodi optimiranja. Prednost ovakvog postupka je što se, nakon primjene uvjeta proizašlog iz metode postavljanja polova i nula, optimalni koeficijenti adaptivnog algoritma mogu odrediti optimiranjem u samo nekoliko iteracija, i to bez upotrebe računala. Ovo je posebno važno za primjenu na realnom sustavu, gdje u većini slučajeva dozvoljene vrijednosti koeficijenata adaptivnog algoritma, s obzirom na izbor varijabli stanja, određuje šum.

Za procjenu varijabli stanja predložena je metoda brzog uzorkovanja izlaznog signala. Simulacijski i eksperimentalni rezultati procjene varijabli stanja pokazuju da procjenitelj, iako projektiran za nominalnu radnu točku sustava, daje dobru procjenu varijabli stanja i u drugim radnim točkama te pri djelovanju poremećajne veličine. Klasični Luenbergerovi procjenitelji bi za tako kvalitetnu procjenu varijabli stanja morali imati jako velika pojačanja u povratnim vezama po izlaznom signalu pogreške, što bi prouzročilo veliku osjetljivost na šum i praktički neupotrebljiv algoritam procjene izlazne veličine sustava i njene derivacije. Čak i u idealnom slučaju nepostojanja šuma, u uvjetima promjenjivih parametara procesa, procjena derivacije izlazne veličine procesa Luenbergerovim procjeniteljima ne može biti dobra. Simulacijski rezultati procjene varijabli stanja pokazuju kako je procjenitelj varijabli stanja zasnovan na metodi brzog uzorkovanja izlaznog signala gotovo neosjetljiv na postojanje šuma, dok kod provođenja eksperimenata to nije slučaj zbog nemogućnosti sinkronizacije modulacijskog signala i trenutaka uzimanja brzih uzoraka. Zbog toga, korištenje metode brzog uzorkovanja izlaznog signala kao procjenitelja varijabli stanja doprinosi značajnom smanjenju utjecaja šuma na procjenu varijabli stanja uzlaznog istosmjernog pretvarača samo ako je izvršena vremenska sinkronizacija visoko-frekvencijskog modulatora s korištenim algoritmom uzorkovanja izlaznog signala.

Simulacijski i eksperimentalni rezultati primjene adaptivnog regulatora s referentnim modelom reduciranog reda i signalnom adaptacijom s reduciranim vektorom varijabli stanja, uz upotrebu procjenitelja varijabli stanja zasnovanog na metodi brzog uzorkovanja izlaznog signala, pokazuju da je odstupanje u dinamičkom ponašanju procesa od referentnog modela pri djelovanju referentne veličine znatno smanjeno (preko 3 puta), dok su propadi i izdizanja izlaznog napona pri djelovanju poremećajne veličine nominalnog iznosa smanjeni otprilike dva puta. Nedostatak upotrebe procjenitelja varijabli stanja je pojačanje šuma u procijenjenoj varijabli derivacije napona povratne veze. Smanjenje utjecaja šuma u eksperimentima postiže se smanjenjem iznosa koeficijenata pojačanja adaptivnog algoritma, ali time se smanjuju i dobra adaptacijska svojstva adaptivnog regulatora.

Zbog toga je umjesto procjenitelja varijabli stanja predložen realni derivator za dobivanje derivacije napona povratne veze. Pažljivim odabirom parazitne vremenske konstante realnog derivatora utječe se na smanjenje šuma u signalu derivacije napona povratne veze, te se uz iste koeficijente adaptivnog algoritma, šum ne prenosi u toliko velikoj mjeri na adaptacijski i upravljački signal regulacijskog sustava, kao u slučaju korištenja procjenitelja varijabli stanja zasnovanog na metodi brzog uzorkovanja izlaznog signala. Istodobno se značajno ne narušava kvaliteta derivacije napona povratne veze kao varijable stanja u adaptivnom algoritmu. Stoga eksperimentalni rezultati primjene adaptivnog algoritma s realnim derivatorom napona povratne veze pokazuju približno jednako kvalitetne rezultate adaptacije. Pogreška pri djelovanju referentne veličine smanjena je nešto manje od dva puta (sa 26,7% na 16,3%), te otprilike dva puta pri djelovanju poremećajne veličine.

Upotrebom opisanog adaptivnog regulatora, dinamičko ponašanje izrazito nelinearnog regulacijskog sustava s gorivnim člankom i uzlaznim pretvaračem, bilo u kontinuiranom, bilo u diskontinuiranom režimu rada, može se prilično točno opisati dinamičkim ponašanjem referentnog modela, dakle, linearnim sustavom s nepromjenjivim parametrima. Budući da se opisani sustav planira koristiti kao dio tzv. mikromreže u koju će biti uključeni vjetroagregat i fotonaponski paneli, ovo je jako važan rezultat, jer će uvelike olakšati projektiranje i upravljanje tokovima energije unutar same mikromreže. Optimiranje tokova energije u mikromreži je ujedno i autorov plan budućeg istraživanja u Laboratoriju za obnovljive izvore energije, kao i istraživanje energetskih pretvarača upotrebom kojih je moguće postići dulji vijek trajanja gorivnog članka.

Prema mišljenju autora, u ovoj disertaciji ostvareni su slijedeći izvorni znanstveni doprinosi:

1. Novi algoritam adaptivnog upravljanja s referentnim modelom reduciranog reda i signalnom adaptacijom s reduciranim vektorom varijabli stanja, za upravljanje sustavom s gorivnim člankom i uzlaznim istosmjernim pretvaračem.

2. Postupak projektiranja procjenitelja stanja sustava uzlaznog istosmjernog pretvarača napajanog gorivnim člankom zasnovanog na brzom uzorkovanju signala.

3. Postupak određivanja koeficijenata adaptivnog algoritma upravljanja za sustav uzlaznog istosmjernog pretvarača napajanog gorivnim člankom.

Literatura

[1] *. *600 W Electronic Load Module: Agilent Model 60504B – Operating Manual.* Agilent Technologies, 1991.

[2] *. *BCS Fuel Cell Model 64-32 – Operating Manual.* BCS Fuel Cells Inc., 2008.

[3] *. *Electronic Load Mainframes: Models 6050A and 6051A – Operating Manual.* Agilent Technologies, 2000.

[4] *. *CompactRIO Developers Guide.* National Instruments, 2009.

[5] *. *LabVIEW Core 1 – Course Manual.* National Instruments, 2009.

[6] *. *LabVIEW Core 1 – Exercises.* National Instruments, 2009.

[7] *. *LabVIEW Core 2 – Course Manual.* National Instruments, 2009.

[8] *. *LabVIEW Core 2 – Exercises.* National Instruments, 2009.

[9] *. *LabVIEW FPGA.* National Instruments, 2009.

[10] *. *Matlab – Control System Toolbox User's Guide.* The MathwWorks, Inc., Natick, 2009.

[11] *. *Matlab – Optimization Toolbox User's Guide.* The MathwWorks, Inc., Natick, 2009.

[12] *. *Matlab 7 – Getting Started Guide.* The MathwWorks, Inc., Natick, 2009.

[13] *. *Simulink 7 – Getting Started Guide.* The MathwWorks, Inc., Natick, 2009.

[14] *. Ni developer zone. `http://zone.ni.com/dzhp/app/main`, 2010. [Posljedni online pristup 21.09.2010.].

[15] J. Alvarez-Ramirez, G. Espinosa-Pérez. Stability of current-mode control for DC-DC power converters. *Systems and Control Letters*, 45(2):113–119, 2002.

[16] J. C. Amphlett, R. M. Baumert, R. F. Mann, B. A. Peppley, P. R. Roberge, T. J. Harris. Performance modeling of the Ballard Mark IV solid polymer electrolyte fuel cell I. Mechanistic model development, 1995.

[17] J. C. Amphlett, R. M. Baumert, R. F. Mann, B. A. Peppley, P. R. Roberge, T. J. Harris. Performance modeling of the Ballard Mark IV solid polymer electrolyte fuel cell II. Empirical model development, 1995.

[18] J. M. Andújar, F. Segura, M. J. Vasallo. A suitable model plant for control of the set fuel cell-DC/DC converter. *Renewable Energy*, 33(4):813–826, 2008.

[19] K. J. Åström, B. Wittenmark. *Adaptive Control.* Addison-Wesley Publishing Company, Reading, Massachusetts, 1989.

[20] Ž. Ban, T. Bjažić, I. Volarić. Voltage control of a DC/DC boost converter powered by fuel cell stack. *Proceedings of the 32nd International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics: Computers in Technical Systems*, str. 82–87, 2009.

[21] Ž. Ban. *Optimiranje sustava s referentnim modelom i parametarskom adaptacijom.* Doktorska disertacija, Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva, 1999.

[22] B. Bandyopadhyay, S. Janardhanan. *Discrete-time Sliding Mode Control – A Multirate Output Feedback Approach.* Springer, Berlin, 2006.

[23] F. Barbir. *PEM Fuel Cells: Theory and Practice.* Elsevier Academic Press, 2005.

[24] A. Bartoszewicz. Discrete-time quasi-sliding-mode control strategies. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45(4):633–637, 1998.

[25] T. Bjažić. *Optimiranje slijednog sustava s istosmjernim motorom s permanentnim magnetima te referentnim modelom i signalnom adaptacijom.* Diplomski rad, Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva, 2004.

[26] T. Bjažić, Ž. Ban. Temperature control system of the PEM fuel cell stack. *Proceedings of the 31st International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics: Computers in Technical Systems*, str. 37–42, 2008.

[27] T. Bjažić, Ž. Ban, T. Pavlović. Power control of the PEM fuel cell system using gain-scheduling controller. *Proceedings of the 31st International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics: Computers in Technical Systems*, str. 43–48, 2008.

[28] T. Bjažić, Ž. Ban, M. Perković Franjić. Linear model of PEM fuel cell power system for controller design purposes. *Proceedings of the 30th Jubilee International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics: Computers in Technical Systems*, str. 46–51, Opatija, 2007.

[29] T. Bjažić, Ž. Ban, I. Volarić. Control of a fuel cell stack loaded with DC/DC boost converter. *International Symposium on Industrial Electronics – ISIE2008*, Cambridge, str. 1489–1494, 2008.

[30] T. Bjažić, T. Pavlović, Ž. Ban. Estimation of boost converter state-space variables using fast output sampling method. *Proceedings of the 15th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics*, Dubrovnik, str. 1–6, 2009.

[31] T. Bjažić, T. Pavlović, Ž. Ban. Estimation of boost converter state-space variables using fast output sampling method. *Journal of Energy and Power Engineering*, (prihvaćen za objavljivanje), 2010.

[32] Yu. A. Bortsov, N. D. Polyakhov, V. V. Putov. *Electromechanical Systems with Adaptive and Modal Control*. Energoatomizdat, Leningrad, 1984.

[33] S. Boyd. Basics on optimization – Lecture notes. `http://stanford.edu/~boyd/`, 2003. [Posljedni online pristup 20.09.2010.].

[34] H. Butler. *Model Reference Adaptive Control – From Theory to Practice*. Prentice Hall, New York, London, 1992.

[35] W. Choi, Jo W. Howze, P. Enjeti. Fuel-cell powered uninterruptible power supply systems: Design considerations. *Journal of Power Sources*, 157(1):311–317, 2006.

[36] J. M. Corrêa, F. A. Farret, L. N. Canha, M. G. Simoes. An electrochemical-based fuel-cell model suitable for electrical engineering automation approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(5):1103–1112, 2004.

[37] P. Crnošija, T. Bjažić, T. Nagy, M. Fruk, D. Maršić. Design of thermal process controller by using Bodé plots of open loop frequency characteristics. *Proceedings of the 33rd International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics: Computers in Technical Systems*, str. 668–673, 2010.

[38] P. Crnošija, T. Bjažić, K. Ramu, Yang H.Y. Robustness of PM brushless DC motor drive adaptive controller with reference model and signal adaptation algorithm. *Proceedings of International Symposium on Industrial Electronics*, Montreal, str. 16–21, 2006.

[39] P. Crnošija, K. Ramu, T. Bjažić. Performance optimization of PM brushless DC motor drive with reference model and signal adaptation controller. *Proceedings of the 13th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics*, Dubrovnik, str. 1–6, 2005.

[40] A. J. del Real, A. Arce, C. Bordons. Development and experimental validation of a PEM fuel cell dynamic model. *Journal of Power Sources*, 173(1):310–324, 2007.

[41] R. Dufo-López, J. L. Bernal-Agustín, J. Contreras. Optimization of control strategies for stand-alone renewable energy systems with hydrogen storage. *Renewable Energy*, 32(7):1102–1126, 2007.

[42] C. Edwards, S. K. Spurgeon. *Sliding Mode Control: Theory and Applications*. Taylor & Francis Ltd, London, 1998.

[43] M. Farhood, G. E. Dullerud. Control of nonstationary LPV systems. *Automatica*, 44(8):2108–2119, 2008.

[44] F. Gao, B. Blunier, M. Simo es, A. Miraoui, A. El-Moudni. PEM fuel cell stack hardware-in-the-loop emulation using DC/DC converter design. *IEEE Electrical Power and Energy Conference*, Montreal, str. 1–6, 2009.

[45] M. Gracin. *Emulator vodikovog gorivnog članka zasnovan na PIC mikroprocesoru i istosmjernom pretvaraču napona.* Diplomski rad, Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva, 2010.

[46] S. Janardhanan, B. Bandyopadhyay. Output feedback sliding-mode control for uncertain systems using fast output sampling technique. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(5):1677–1682, 2006.

[47] G. Ji, F. Chen, T. Ma, C. Zhang, Y. Zhou, S. Zhou. Development of a model-based controller prototype for a PEM fuel cell engine with ascet-md. str. 2100–2105, 2009.

[48] J. Jia, S. Yang, Y. Wang, Y. T. Cham. Matlab/Simulink based-study on PEM fuel cell and nonlinear control. str. 1657–1662, 2009.

[49] K. Jin, X. Ruan, M. Yang, M. Xu. A hybrid fuel cell power system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(4):1212–1222, 2009.

[50] J.G. Kassakian, M.F. Schlecht, G.C. Verghese. *Principles of Power Electronics.* Addison-Wesley Publishing Company, Reading, Massachusetts, 1992.

[51] J.G. Kassakian, M.F. Schlecht, G.C. Verghese. *Osnove energetske elektronike – I. dio: Topologije i funkcije pretvarača.* GRAPHIS, Zagreb, 2000.

[52] F. Khemili, M. Najjari, N. B. Khadher, S. B. Nasrallah. Two-dimensional modeling of transport phenomena by the CVFE method in the porous cathode of a PEM fuel cell. *Journal of Porous Media*, 12(12):1181–1193, 2009.

[53] F. Khorrami, S. Puranik, A. Keyhani, P. Krishnamurthy, Y. She. PEM fuel cell distributed generation system: Modeling and robust nonlinear control. *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control*, Shanghai, str. 7860–7865, 2009.

[54] E. S. Kim, C. J. Kim. Nonlinear observer based control of PEM fuel cell systems. *31st International Telecommunications Energy Conference*, Incheon, str. 1–6, 2009.

[55] E. S. Kim, C. J. Kim. Nonlinear state feedback control of PEM fuel cell systems. *12th International Conference on Electrical Machines and Systems*, Tokyo, str. 1–6, 2009.

[56] J. Kim, S. M. Lee, S. Srinivasan, C. E. Chamberlin. Modeling of proton exchange membrane fuel cell performance with an empirical equation, *Journal of the Electrochemical Society*, 142(8):2670–2674, 1995.

[57] T. H. Kim, S. H. Kim, W. Kim, J. H. Lee, K. S. Cho, K. W. Park, W. Choi. Development of the novel control algorithm for the small proton exchange membrane fuel cell stack without external humidification. *Journal of Power Sources*, 195(18):6008–6015, 2010.

[58] Y. B. Kim. Improving dynamic performance of proton-exchange membrane fuel cell system using time delay control. *Journal of Power Sources*, 195(19):6329–6341, 2010.

[59] A. Kirubakaran, S. Jain, R. K. Nema. A review on fuel cell technologies and power electronic interface. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 13(9):2430–2440, 2009.

[60] C. Kunusch, A. Husar, P. F. Puleston, M. A. Mayosky, J. J. Moré. Linear identification and model adjustment of a PEM fuel cell stack. *International Journal of Hydrogen Energy*, 33(13):3581–3587, 2008.

[61] M. Kvasnica, P. Grieder, M. Baotić, M. Morari. Multi parametric toolbox (MPT). `http://control.ee.ethz.ch/~mpt/`, 2003. [Posljedni online pristup 20.09.2010.].

[62] Y. A. Landau. *Adaptive Control: The Model Reference Approach.* Marcel Dekker, New York, 1979.

[63] D. Lee, J. Bae. Evaluation of the net water transport through electrolytes in proton exchange membrane fuel cell. *Journal of Power Sources*, 191(2):390–399, 2009.

[64] W. S. Levine. *The Control Handbook.* CRC Press, Inc., 1996.

[65] J. Li, L. Xu, J. Hua, M. Ouyang. A distributed real-time control system for PEM fuel cell engine. *Proceedings of the 7th International Conference on Fuel Cell Science, Engineering, and Technology*, Newport Beach, str. 501–507, 2009.

[66] R. Lončar. *Emulator vodikovog gorivnog članka zasnovan na pretvaraču napona Magna te PC računalu.* Diplomski rad, Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva, 2010.

[67] O. Lottin, B. Antoine, T. Colinart, S. Didierjean, G. Maranzana, C. Moyne, J. Ramousse. Modelling of the operation of polymer exchange membrane fuel cells in the presence of electrodes flooding. *International Journal of Thermal Sciences*, 48(1):133–145, 2009.

[68] A. Magzan. *Algoritmi i strukture upravljanja tranzistorskim energetskim pretvaračima napajanim iz jednofazne mreže.* Doktorska disertacija, Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva, 1999.

[69] K. Mammar, A. Chaker. Fuzzy logic control of fuel cell system for residential power generation. *Journal of Electrical Engineering*, 60(6):328–334, 2009.

[70] R. F. Mann, J. C. Amphlett, M. A. I. Hooper, H. M. Jensen, B. A. Peppley, P. R. Roberge. Development and application of a generalized steady-state electrochemical model for a pem fuel cell. *Journal of Power Sources*, 86(1):173–180, 2000.

[71] G. Marsala, M. Pucci, G. Vitale, M. Cirrincione, A. Miraoui. A prototype of a fuel cell PEM emulator based on a buck converter. *Applied Energy*, 86(10):2192–2203, 2009.

[72] M. Milanovič. *Močnostna Elektronika.* Fakulteta za elektrotehniko i računalništvo in informatiko, Maribor, 2007.

[73] A. Mujanović. *Optimiranje adaptivnog sistema s referentnim modelom i signalnom adaptacijom.* Doktorska disertacija, Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva, 1997.

[74] A. N. Natsheh, J. M. Nazzal. Application of bifurcation theory to current-mode controlled parallel-connected dc-dc boost converters with multi bifurcation parameters. *Chaos, Solitons and Fractals*, 33(4):1135–1156, 2007.

[75] V. Paladini, T. Donateo, A. de Risi, D. Laforgia. Super-capacitors fuel-cell hybrid electric vehicle optimization and control strategy development. *Energy Conversion and Management*, 48(11):3001–3008, 2007.

[76] P. R. Pathapati, X. Xue, J. Tang. A new dynamic model for predicting transient phenomena in a PEM fuel cell system. *Renewable Energy*, 30(1):1–22, 2005.

[77] T. Pavlović, T. Bjažić, Ž. Ban. Control of a standalone DC voltage source with fuel cell stack. *Proceedings of the 32nd International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics: Computers in Technical Systems*, Opatija, str. 88–91, 2009.

[78] N. Perić, Ž. Ban, B. Matijašević, S. Mikac, M. Jelavić, H. Domitrović, M. Kostelac. Laboratorij za obnovljive izvore energije na fakultetu elektrotehnike i računarstva sveučilišta u zagrebu. *Međunarodna elektrodistribucijske konferencija CIRED*, Umag, str. 1–9, 2010.

[79] N. Perić, M. Jelavić, Ž. Ban, H. Domitrović, B. Matijašević, M. Kostelac, S. Mikac. Wind turbine control research in the laboratory for renewable energy sources. *European Wind Energy Conference and Exhibition EWEC*, Varšava, str. 1–7, 2010.

[80] J. T. Pukrushpan, A. G. Stefanopoulou, H. Peng. Modeling and control for PEM fuel cell stack system. *Proceedings of the American Control Conference*, Anchorage, str. 3117-3122, 2002.

[81] J. T. Pukrushpan, A. G. Stefanopoulou, H. Peng. *Control of Fuel Cell Power Systems; Principles, Modeling, Analysis and Feedback Design*. Springer, 2005.

[82] R. B. Ridley. A new continuous-time model for current-mode control with constant frequency, constant on-time, and constant off-time, in CCM and DCM. *PESC Record – IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, San Antonio, str. 382–389, 1990.

[83] R. B. Ridley. A new, continuous-time model for current-mode control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 6(2):271–280, 1991.

[84] M. C. Saaj, B. Bandyopadhyay, and H. Unbehauen. A new algorithm for discrete-time sliding-mode control using fast output sampling feedback. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(3):518–523, 2002.

[85] F. Segura, E. Durán, J. M. Andújar. Design, building and testing of a stand alone fuel cell hybrid system. *Journal of Power Sources*, 193(1):276–284, 2009.

[86] Y. Shan, S. . Choe. Modeling and simulation of a PEM fuel cell stack considering temperature effects. *Journal of Power Sources*, 158(1):274–286, 2006.

[87] Y. Shan, S. . Choe, S. . Choi. Unsteady 2D PEM fuel cell modeling for a stack emphasizing thermal effects. *Journal of Power Sources*, 165(1):196–209, 2007.

[88] Y. B. Shtessel, A. S. I. Zinober, I. A. Shkolnikov. Sliding mode control of boost and buck-boost power converters using method of stable system centre. *Automatica*, 39(6):1061–1067, 2003.

[89] J. Sun, D. M. Mitchell, M. F. Greuel, P. T. Krein, R. M. Bass. Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction mode. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16(4):482–492, 2001.

[90] T. Suntio. Unified average and small-signal modeling of direct-on-time control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(1):287–295, 2006.

[91] T. Suntio, M. Hankaniemi, T. Roinila. Dynamical modelling of peak-current-mode-controlled converter in continuous conduction mode. *Simulation Modelling Practice and Theory*, 15(10):1320–1337, 2007.

[92] V. L. Syrmos, C. T. Abdallah, P. Dorato, K. Grigoriadis. Static output feedback - a survey. *Automatica*, 33(2):125–137, 1997.

[93] P. Thounthong, B. Davat. Study of a multiphase interleaved step-up converter for fuel cell high power applications. *Energy Conversion and Management*, 51(4):826–832, 2010.

[94] P. Thounthong, S. Raël. The benefits of hybridization: An investigation of fuel cell/battery and fuel cell/supercapacitor hybrid sources for vehicle applications. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 3(3):25–37, 2009.

[95] P. Thounthong, P. Sethakul, S. Raël, B. Davat. Control of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid source for vehicle applications. *Conference Record – IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, Houston, str. 1–6, 2009.

[96] R. Toscano. Robust synthesis of a PID controller by uncertain multimodel approach. *Information Sciences*, 177(6):1441–1451, 2007.

[97] V. Utkin, J. Guldner, J. Shi. *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*. Taylor & Francis Ltd, London, 1999.

[98] M. Uzunoglu, O. C. Onar, M. S. Alam. Modeling, control and simulation of a PV/FC/UC based hybrid power generation system for stand-alone applications. *Renewable Energy*, 34(3):509–520, 2009.

[99] K. Vrdoljak. *Primjena kliznog režima upravljanja u sekundarnoj regulaciji frekvencije i djelatne snage razmjene elektroenergetskih sustava*. Doktorska disertacija, Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva, 2009.

[100] Y. P. Yang, Z. W. Liu, F. C. Wang. An application of indirect model reference adaptive control to a low-power proton exchange membrane fuel cell. *Journal of Power Sources*, 179(2):618–630, 2008.

[101] S. Yerramalla, A. Davari, A. Feliachi. Dynamic modeling and analysis of polymer electrolyte fuel cell. *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Transmission and Distribution Conference*, Chicago, str.82–86, 2002.

[102] S. Yerramalla, A. Davari, A. Feliachi, T. Biswas. Modeling and simulation of the dynamic behavior of a polymer electrolyte membrane fuel cell, *Journal of Power Sources*, 124(1):104–113, 2003.

[103] Yangjun Zhang, Minggao Ouyang, Qingchun Lu, Jianxi Luo, Xihao Li. A model predicting performance of proton exchange membrane fuel cell stack thermal systems. *Applied Thermal Engineering*, 24:501–513, 2004.

Sažetak

U ovom radu prikazano je adaptivno upravljanje uzlaznim istosmjernim pretvaračem napajanim gorivnim člankom. Dani su matematički modeli gorivnog članka PEM tipa te uzlaznog istosmjernog pretvarača u naponskom i strujnom načinu upravljanja te kontinuiranom i diskontinuiranom režimu rada. Eksperimentalno su određeni linearni matematički modeli uzlaznog pretvarača i uzlaznog pretvarača zajedno s emulatorom gorivnog članka BCS 64-32. Projektiran je osnovni PI regulator za radnu točku sustava određenu nominalnom snagom pretvarača. Odstupanja od radne točke kompenzirana su adaptivnim regulatorom s referentnim modelom reduciranog reda i signalnom adaptacijom s reduciranim vektorom varijabli stanja. Upotrebom algoritma reduciranog reda, smanjen je broj težinskih koeficijenata u algoritmu, te je predložen postupak određivanja težinskih koeficijenata adaptivnog algoritma temeljen na kombinaciji metode postavljanja polova i nula i metode optimiranja. Nakon primjene predloženog uvjeta zasnovanog na metodi postavljanja polova i nula, optimalni težinski koeficijenti adaptivnog algoritma mogu se odrediti u samo nekoliko iteracija, i to bez primjene računala, čime se znatno olakšava primjena algoritma na realnim sustavima. Simulacijski i eksperimentalni rezultati pokazuju da se dinamičko ponašanje izrazito nelinearnog regulacijskog sustava s gorivnim člankom i uzlaznim pretvaračem, bilo u kontinuiranom, bilo u diskontinuiranom režimu rada, može prilično točno opisati dinamičkim ponašanjem referentnog modela, dakle, linearnim sustavom s nepromjenjivim parametrima.

Ključne riječi: adaptivno upravljanje, referentni model reduciranog reda, signalna adaptacija, gorivni članak, gorivna ćelija, uzlazni istosmjerni pretvarač

Abstract

Adaptive control of the DC/DC boost converter supplied by the fuel cell

In this paper the adaptive control of the DC/DC boost converter supplied by the fuel cell is described. The mathematical models of PEM fuel cell and DC/DC boost converter controlled in voltage and current mode, as well as in continuous and discontinuous conduction modes are given. The linear mathematical models of the boost converter and boost converter supplied by the emulator of the fuel cell BCS 64-32 are determined experimentally. A basic PI controller is designed for operating point determined by boost converter's nominal power. Deviations from the nominal operating point are compensated by the adaptive controller with reduced order reference model and signal adaptation with a reduced vector of state variables. Using the reduced order algorithm, the number of error weighting coefficients in the algorithm is reduced. The procedure for determining the adaptive algorithm's weighting coefficients, based on a combination of poles and zeros placement method and optimization method is proposed. After applying the proposed requirements based on the method of poles and zeros placement, the optimal adaptive algorithm's weighting coefficients can be determined in just a few iterations, without use of computer, thus greatly facilitating the application of the algorithm on real systems. Simulation and experimental results show that the dynamic behavior of highly nonlinear control system with the fuel cell and DC/DC boost converter, either in continuous, or in discontinuous conduction mode, can be fairly accurately described the dynamic behavior of the reference model, i.e., the linear system with fixed parameters.

Keywords: adaptive control, reduced order reference model, signal adaptation, fuel cell, fuel cell stack, DC/DC boost converter

Životopis

Toni Bjažić rođen je 1980. godine u Šibeniku, gdje je završio osnovnu i srednju tehničku školu. Upisao se na Fakultet elektrotehnike i računarstva 1999. godine te je na istom i diplomirao 2004. godine na smjeru Automatika, pod mentorstvom prof. dr. sc. Željka Bana s temom "Optimiranje slijednog sustava s istosmjernim motorom s permanentnim magnetima te referentnim modelom i signalnom adaptacijom". Iste godine zapošljava se na Zavodu za automatiku i računalno inženjerstvo, Fakulteta elektrotehnike i računarstva, kao znanstveni novak. Godine 2006. upisuje poslijediplomski znanstveni studij. Kvalifikacijski doktorski ispit polaže 2007., a javni razgovor održava 2009., nakon kojeg mu se prihvaća tema doktorske disertacije pod naslovom "Adaptivno upravljanje uzlaznim istosmjernim pretvaračem napajanim gorivnim člankom". Tijekom rada na Fakultetu sudjelovao je u izvođenju nastave na predmetima Modeliranje i simuliranje procesa, Optimiranje parametara sustava te Optimiranje i primjena adaptivnih regulatora s referentnim modelom, a trenutno sudjeluje u izvođenju nastave na predmetima Modeliranje i simuliranje sustava, Automatsko upravljanje te Laboratorij i vještine – Matlab. Autor je i koautor dvadeset radova objavljenih na međunarodnim konferencijama, šest stručnih radova na domaćim konferencijama, dva elaborata te jednog članka u časopisu, koji je trenutno tek prihvaćen za objavljivanje.

Curriculum Vitae

Toni Bjažić was born in 1980 in Šibenik, Croatia, where he completed elementary and high technical school. He enrolled at the Faculty of Electrical Engineering and Computing in 1999, and graduated in 2004 at the Department of Control and Computer Engineering under the mentorship of prof. dr. sc. Željko Ban with the theme "Optimization of Servo System with Permanent Magnet Brushless DC Motor Drive and Model Reference Adaptive Control". In the same year he employed at the Department of Control and Computer Engineering, Faculty of Electrical Engineering and Computing, as a research assistant. In year 2006 he enrolled in postgraduate studies. He completed doctoral qualifying exam in 2007, and held a public interview in 2009, after which his dissertation titled "Adaptive control of the DC/DC boost converter supplied by the fuel cell" has been accepted. While working at the Faculty he participated in teaching courses on Process modeling and simulation, System parameters optimization and Optimization and application of model reference adaptive control, and currently participates in teaching courses on Systems modeling and simulation, Automatic control and Laboratory and Skills – Matlab. He is author and coauthor of twenty papers published on the international conferences, six papers at national conferences, two studies and an article in a journal, which is currently only accepted for publication.