SVEUČILIŠTE U ZAGREBU
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

DIPLOMSKI RAD br. 1164

UPRAVLJANJE ZASNOVANO NA KLIZNIM REŽIMIMA

Pero Jeleč

Zagreb, rujan 2000.

SADRŽAJ

1. UVOD……1
2. MATEMATIČKI OPIS KLIZNOG REŽIMA RADA……..2
2.1. UVJETI POSTOJANJA KLIZNOG REŽIMA……..3
2.2. EKVIVALENTNO UPRAVLJANJE…….6
2.3. LINEARIZACIJA UPRAVLJAČKE FUNKCIJE……10
2.3.1 Linearizacija upravljačke funkcije u konstantnom pojasu oko krivulje prekapčanja……10
2.3.2. Linearizacija upravljačke funkcije u vremenski promjenjivom pojasu oko krivulje prekapčanja…….…..15
3. UZLAZNI TRANZISTORSKI ENERGETSKI PRETVARAČ KAO AKTIVNI FILTAR…….…19
3.1.UZLAZNI PRETVARAČ – PRINCIP RADA…….…...20
3.2. MATEMATIČKI MODEL S VARIJABLAMA STANJA UZLAZNOG PRETVARAČA…….……..22
3.2.1. Pretvarač s prigušnicom u istosmjernom krugu…….…….23
3.2.2. Pretvarač s prigušnicom u izmjeničnom krugu……...25
3.3. MATEMATIČKI MODEL S TRENUTAČNIM VRIJEDNOSTIMA LABORATORIJSKE IZVEDBE UZLAZNOG PRETVARAČA……..27
3.3.1. Matlab/Simulink prikaz matematičkog modela s trenutačnim vrijednostima laboratorijske izvedbe uzlaznog pretvarača……...29
3.4. FIZIČKI LABORATORIJSKI MODEL UZLAZNOG PRETVARAČA……30
4. PRIMJENA REGULATORA ZASNOVANOG NA KLIZNOM REŽIMU RADA U UPRAVLJANJU UZLAZNIM PRETVARAČEM ……...32
4.1. KLIZNI REŽIM BILINEARNIH SUSTAVA ……...33
4.2. REGULATOR ULAZNE STRUJE ZASNOVAN NA KLIZNOM REŽIMU……...36
4.2.1. Projektiranje regulatora ulazne struje zasnovanog na kliznom režimu: *slučaj1*……..37
4.2.2. Projektiranje regulatora ulazne struje zasnovanog na kliznom režimu: *slučaj2*……..39
4.2.3. Projektiranje regulatora ulazne struje zasnovanog na kliznom režimu koji proizilazi iz Ackermanove formule…….40
5. UPRAVLJANJE UZLAZNIM PRETVARAČEM PRI RADU NA ISTOSMJERNOJ MREŽI ……...44
5.1. REGULACIJA ULAZNE STRUJE UZLAZNOG PRETVARAČA…….45
5.1.1. Regulator ulazne struje zasnovan na kliznom režimu **: *slučaj 1*……**.45
5.1.2. Regulator ulazne struje zasnovan na kliznom režimu **: *slučaj2*……..**48
5.2. SINTEZA REGULATORA IZLAZNOG NAPONA UZLANOG PRETVARAČA……..51
5.2.1. Identifikacija parametara matematičkog modela izlaznog napona……..51
5.2.2. Sinteza regulatora izlaznog napona uzlaznog pretvarača…….…55
5.2.3. Upravljanje uzlaznim pretvaračam pri radu na istosmjernoj mreži uz primjenu regulatora zasnovanog na kliznom režimu koji proizilazi iz Ackermanove formule…….60
5.3. UPRAVLJANJE IZLAZNIM NAPONOM UZ POREMEĆAJE IZAZVANE PROMJENAMA TERETA IZLAZNOG KRUGA……65
6. UPRAVLJANJE UZLAZNIM PRETVARAČEM PRI RADU NA IZMJENIČNOJ MREŽI ……..…..67

6.1. STRUKTURA SUSTAVA UPRAVLJANJA UZLAZIM PRETVARAČEM PRI RADU NA IZMJENIČNOJ MREŽI……67
6.2. REGULACIJA ULAZNE STRUJE UZLAZNOG PRETVARAČA PRI RADU NA IZMJENIČNOJ MREŽI…… ……69
6.2.1. Regulacija ulazne struje uzlaznog pretvarača uz regulator struje zasnovan na kliznom režimu : *slučaj* ……...70
6.2.2. Regulacija ulazne struje uzlaznog pretvarača uz regulator struje zasnovan na kliznom režimu : *slučaj 2*……..72
6.3. SINTEZA REGULATORA IZLAZNOG NAPONA UZLAZNOG PRETVARAČA PRI RADU NA IZMJENIČNOJ MREŽI ……75
6.3.1. Identifikacija parametara matematičkog modela izlaznog napona……75
6.3.2. Sinteza regulatora izlaznog napona……...76
6.3.3. Regulacija izlaznog napona uz regulator ulazne struje : ***slučaj 1***……..77
6.3.4. Regulacija izlaznog napona uz regulator ulazne struje : ***slučaj 2***……..…78
6.4. UPRAVLJANJE ULAZNIM FAKTOROM SNAGE UZLAZNOG PRETVARAČA……...….79
6.4.1 Provjera ulaznog faktora snage uzlaznog pretvarača ….……...…….81
6.4.1.1. Regulacija ulaznog faktora snage uz regulator ulazne struje: ***slučaj 1***……...……..81
6.4.1.2. Regulacija ulaznog faktora snage uz regulator ulazne struje: ***slučaj 2***……...…..82
7. ZAKLJUČAK……...…84
8. LITERATURA……..……...85

1. UVOD

Pojam klizni režim reda (Sliding Mode Conrol) prvobitno se spominje u kontekstu sustava promjenjive strukture (Variable Structure System). Sustav s promjenjivom strukturom u osnovi je skup proizvoljnog broja kontinuiranih podsustava koji se naizmjenično uključuju po određenoj logici , što rezultira upravljačkom funkcijom koja je u osnovi diskontinuirana funkcija varijabli stanja i vanjske poremećajne veličine. Koja će od struktura biti aktivirana u pojedinom trenutku određeno je krivuljom prekapčanja , čije je definiranje glavni zadatak sustava s kliznim režimom rada. Ako se za krivulju prekapčanja odabere odstupanje stvarne od željene trajektorije gibanja sustava , tada je osnovna zamisao kliznog režima rada da se stvarna trajektorija sustava dovede na željenu trajektoriju u prostoru stanja, te da se na njoj zadrži , bez obzira na djelovanje vanjske poremećajne veličine i promjene parametara sustava.

Karakteristika sustava u kliznom režimu rada je robusnost na promjene parametara i djelovanje vanjske poremećajne veličine , te mogućnost primjene kod velikog broja nelinearnih sustava.

Iako je algoritam kliznog režima rada u osnovi jednostavan , zbog diskontinuiranosti upravljačkog signala pojavljuju se problemi u realizaciji i primjeni ovog načina upravljanja.

Stoga se vrši linearizacija upravljačke funkcije u određenom pojasu oko krivulje prekapčanja (“boundary layer”) pri čemu se traži kompromisno rješenje između zadovoljavajuće točnosti i dovoljno filtriranog upravljačkog signala koji neće prouzročiti oscilacije u sustavu i oštećenje izvršnih članova.

U poglavlju 2 opisan je klizni režim rada , kao i postupak linearizacije upravljačke funkcije u konstantnom i promjenjivom pojasu linearizacije , a koji je zasnovan na metodi ravnoteže [Slotine].

S obzirom da je u ovom radu regulator zasnovan na kliznom režimu projektiran za sustav uzlaznog energetskog pretvarača , korišten je diskontinuirani upravljački signal jer se njime najbolje iskorištavaju dobra svojstva kliznog režima rada (poglavlje 4.) , s obzirom da uzlazni pretvarač kao inherentno svojstvo sadrži tranzistorsku sklopku.

2. MATEMATIČKI OPIS KLIZNOG REŽIMA RADA

Jedno od glavnih dostignuća u izučavanju sustava s nedovoljno precizno opisanom dinamikom bilo je upostava sustava s promjenjivom strukturom (Variable Structure System) , kao metode za uspješno upravljanje procesima s izraženim nelinearnostima i neodređenostima [18].

Sustavi s promjenjivom strukturom , predstavljaju klasu nelinearnih sustava kod kojih se upravljačka veličina , odnosno struktura sustava kvalitativno mjenja da bi se postigla unaprijed zadana dinamika upravljanog sustava.

Upravljanje zasnovano na kliznim režimima rada, predstavlja po svojoj definiciji jednu od podskupina promjenjive strukture upravljanja (Variable Structure Control) , kao metode upravljanja nelinearnim sustavima. Glavna odlika sustava u kliznom režimu rada ja neosjetljivost na promjene parametara sustava i na vanjske poremećaje.

Povjesno gledajući sustavi s promjenjivom strukturom su karakterizirani sa upravljačkom veličinom koja se mjenja skokovito (mjenja se struktura cjelog sustava upravljanja) kako bi varijable stanja pratile unaprijed zadane diskontinuirane trajektorije u prostoru varijabli stanja. U tom smislu upravljanje zasnovano na kliznim režimima opisuje praktičan slučaj, kada prateći unaprijed zadanu trajektoriju , definiranu krivuljom prekapčanja , varijable stanja sustava leže na krivulji prekapčanja.

Tipičan primjer promjenjive strukture upravljanja je ON-OFF regulacija temperature , gdje se upravljačka veličina mjenja skokovito , odnosno poprima ili minimalnu ili maksimalnu vrijednost ovisno o iznosu pogreške na referencu.

U tom smislu najveći nedostatak sustava s promjenjivom strukturom upravljanja je potreba za diskontinuiranom strukturom upravljanja , te kao posljedica potreba za fizičkim elementom kojim se može realizirati trenutni skok upravljačke veličine na novu diskontinuiranu vrijednost.

2.1 UVJETI POSTOJANJA KLIZNOG REŽIMA

Da bi uopće došlo do kliznog režima rada moraju biti ispunjeni uveti , koje nazivamo uvjetima postojanja kliznog režima rada. Navedeni uvjeti moraju osigurati da se stvarna trajektorija gibanja sustava (stvarni vektor varijabli stanja sustava) giba uvjek prema krivulji prekapčanja **s** , da konvergira k **s** i da na njoj ostane.

Neka jednadžbe:

$$\dot{x}_i = x_{i+1} \quad ; \quad (i=1,2,...,n-1) \tag{2-1}$$

$$\dot{x}_n = -\sum_{i=1}^{n} a_i(t)x_i + f(t) + b(t)u \tag{2-2}$$

predstavljaju općenit slučaj gibanja vektora varijabli stanja u n – dimenzonalnom prostoru i neka je u skalarna upravljačka funkcija definirana na sljedeći način:

$$u = \begin{cases} u^+(x,t) & ako-je \quad s(x,t) > 0 \\ u^-(x,t) & ako-je \quad s(x,t) < 0 \end{cases} \tag{2-3}$$

te neka su: $a_i(t)$, $b(t)$ nepoznati parametri sutava, a ***f(t)*** nepoznati poremećaj.

Funkcije $u^+(x,t)$ i $u^-(x,t)$, $s(x,t)$ su kontinuirane , pri čemu $s(x,t)= \sum_{i=1}^{n} c_i x_i$, predstavlja skalarnu funkciju kojom je definirana krivulja prekapčanja. Kizni režim rada nastaje na krivulji prekapčanja: $S(t) = \{X \in R^n : s(X,t) = 0\}$, pri čemu je diskontinuirani upravljački signal odabran na način da su trajektorije stanja usmjerene ka ***S(t)*** , što je prikazano na slici 2.1.

Navedeni uvjeti će biti ispunjeni ako vrijedi [3] :

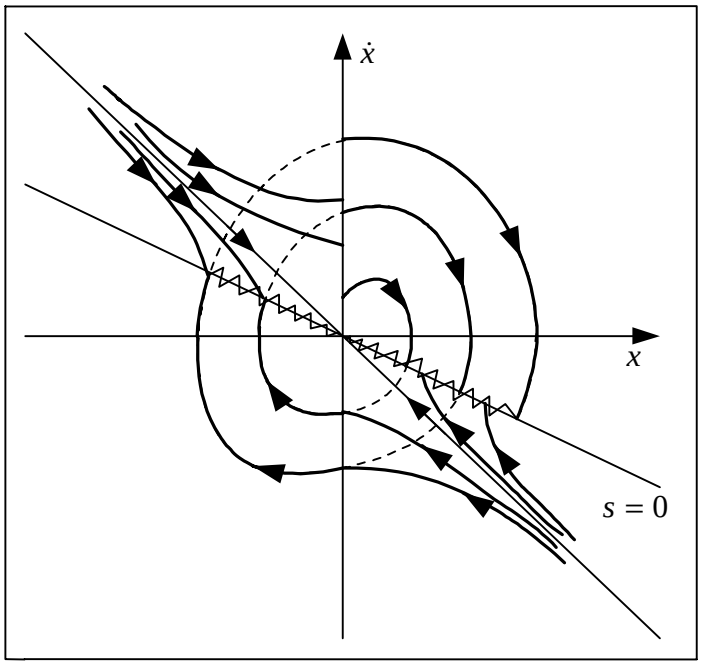
$$\dot{s} > 0, \text{ ako je } s < 0 \ , \tag{2-4}$$

$$\dot{s} < 0 \quad \text{ako je } s > 0 \, . \tag{2-5}$$

Prethodna dva uvjeta mogu se napisati u ekvivalentnom obliku kao :

$$\dot{s}\, s < 0 \qquad (2-6)$$

gdje je : $\dot{s} = ds / dt$.



Slika 2.1. *Trajektorije gibanja usmjerene prema krivulji prekapčanja , za sustav drugog reda.*

Nakon što trajektorija dosegne krivulju prekapčanja , daljnja dinamika (trajektorija varijabli stanja) sustava određena je samo parametrima krivulje prekapčanja.

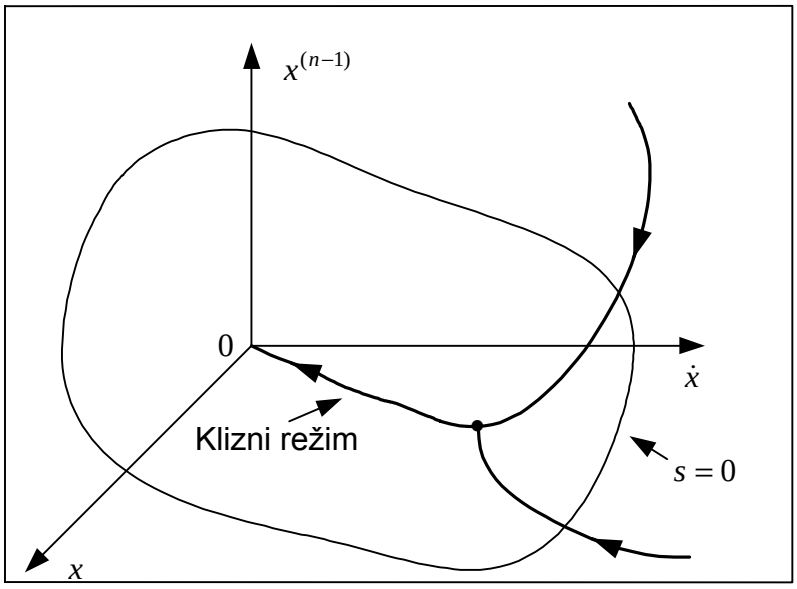
Skalarnu funkciju krivulje prekapčanja definiramo na slijedeći način:

$$s(x) = \sum_{i=1}^{n} c_i x_i \ , \qquad (2-7)$$

gdje su :

$c_1 ,..., c_{n-1}$ konstantni koeficijenti krivulje prekapčanja .

uz uvjet c_n=1.



Slika 2.2. *Klizni režim za sustav n-tog reda opisan jednadžbom (2 -7).*

Kada je dosegnut klizni režim rada , dinamika sustava je određena samo parametrima krivulje prekapčanja , te je jednadžba gibanja sustava u kliznom režimu definirana na slijedeći način:

$$\boldsymbol{x_n} = -\sum_{i=1}^{n-1} \boldsymbol{c_i x_i} \qquad (2-8)$$

odnosno uz uvjet :

$$\dot{\boldsymbol{x}}_i = \boldsymbol{x}_{i+1} \qquad (i=1,2,...,n-2) \qquad (2-9)$$

slijedi konačna jednadžba gibanja sustava u kliznom režimu rada:

$$\dot{\boldsymbol{x}}_{n-1} = -\sum_{i=1}^{n-1} \boldsymbol{c_i x_i} \qquad (2-10)$$

Iz jednadžbe (2 -9) vidljivo je da klizni režim ne ovisi o parametrima sustava , ni o mogućim poremećajima u sustavu, odnosno dinamika sustava u kliznom režimu određena je isključivo parametrima krivulje prekapčanja $\boldsymbol{c_i}$.

2.2 EKVIVALENTNO UPRAVLJANJE

Zbog diskontinuiteta u upravljačkoj funkciji (u^+ i u^-) u jednadžbi (2-3), diferencijalna jednadžba koja opisuje nelinearni sustav (2 –2) ima diskontinuitet na desnoj strani , te kao takva ne zadovoljava teoreme o postojanosti i jednoznačnosti rješenja [7]. Osim toga upravljačka funkcija u nije ni definirana na krivulji prekapčanja $S(x)=0$.

Stoga se klizni režim rada ne definira na samoj krivulji prekapčanja , kao u idealnom slučaju, nego u uskom pojasu oko krivulje prekapčanja , te se tada do rješenja jednadžbe (2 –2) dolazi primjenom klasičnih matematičkih metoda.

Najjednostavniji način da se opiše kontinuirani klizni režim rada, jest da se upravljačka veličina promatra kao zajedničko djelovanje dva upravljačka signala. Jedan od upravljačkih signala zasnovan je na konceptu linearizacije sustava (feedback linearization) , dok je drugi zasnovan na skokovitoj promjeni upravljačkog signala. Navedeni način realizacije kliznog režima naziva se ekvivalentno upravljanje [18].

Prvi upravljački signal osigurava da se nominalni (idealno opisan) sustav nalazi u kliznom režimu rada , dok drugi upravljački signal (diskontinuirani) osigurava neosjetljivost, odnosno garantira robusnost upravljanog sustava u odnosu na nemodeliranu dinamiku sustava, vanjske poremećaje , te promjene parametara sustava.

Najveći nedostatak ove vrste upravljanja zasnovanog na kliznom režimu je potreba za preklopkom koja reagira trenutno, što je fizički neizgradivo.

Nemogućnost stvarnih fizičkih preklopki da trenutno preklapaju, dovodi do fenomena znanog kao “chattering” , koji predstavlja signal visoke frekvencije i konačne amplitude koji oscilira oko ravnotežne točke (stanja sustava) , odnosno oko krivulje prekapčanja.

Fenomen “chatteringa” ne predstavlja samo ozbiljan problem za upravljački signal u smislu ne dostizanja željenih dinamičkih karakteristika sustava , nego ima destruktivan efekt na izvršni organ , te na ostale fizičke dijelove upravljanog sustava. Fenomen “chatteringa” prikazan je na slici 2.4.

Da bi predstavili ideju upravljanja zasnovanog na kontinuiranom kliznom režimu poslužit ćemo se SISO sustavom drugog reda s nelinearnom dinamikom.

Neka je sustav drugog reda opisan diferencijalnom jednadžbom:

$$\ddot{y} + \boldsymbol{f}(y, \dot{y}) = \boldsymbol{u} + \boldsymbol{d} \qquad (2-11)$$

gdje su : *u* upravljački signal , *d* predstavlja sve smetnje koje djeluju na sustav , ***f(y, ẏ)*** nelinearna funkcija varijabli stanja sustava.

Definirajmo skalarnu funkciju ***s*** kao linearnu kombinaciju varijabli stanja sustava , tako da ***s***=0 definira željeno dinamičko ponašanje sustava :

$$\boldsymbol{s} = \dot{\boldsymbol{y}} + \lambda \boldsymbol{y} = (\frac{\boldsymbol{d}}{\boldsymbol{dt}} + \lambda)^{n-1}(\boldsymbol{y} - \boldsymbol{y}_d) \qquad (2-12)$$

U slučaju jednadžbe (2 –12) jasno je da uvjet : ***s***=0 predstavlja asimptotski stabilno rješenje za y , tako dugo dok je λ izabran da bude pozitivan (λ>0) [6], čak što više , λ može biti slobodno izabran ako možemo garantirati da sustav iz bilo kojeg početnog stanja može dosegnuti krivulju prekapčanja , bez obzira na postojanje poremećaja i promjenu parametara sustava.

Kod ekvivalentnog upravljanja upravljački signal ***u*** određujemo takav da je $\boldsymbol{s}^2$ Ljapunovljeva funkcija [3] , što se može interpretirati kao kvadratna udaljenost između varijabli stanja i krivulje prekapčanja.

Ako je $\boldsymbol{s}^2$ Ljapunovljeva funkcija , tada njena derivacija po vremenu mora biti negativna , uz sljedeći uvjet:

$$\boldsymbol{s}\dot{\boldsymbol{s}} < 0 \qquad (2-13)$$

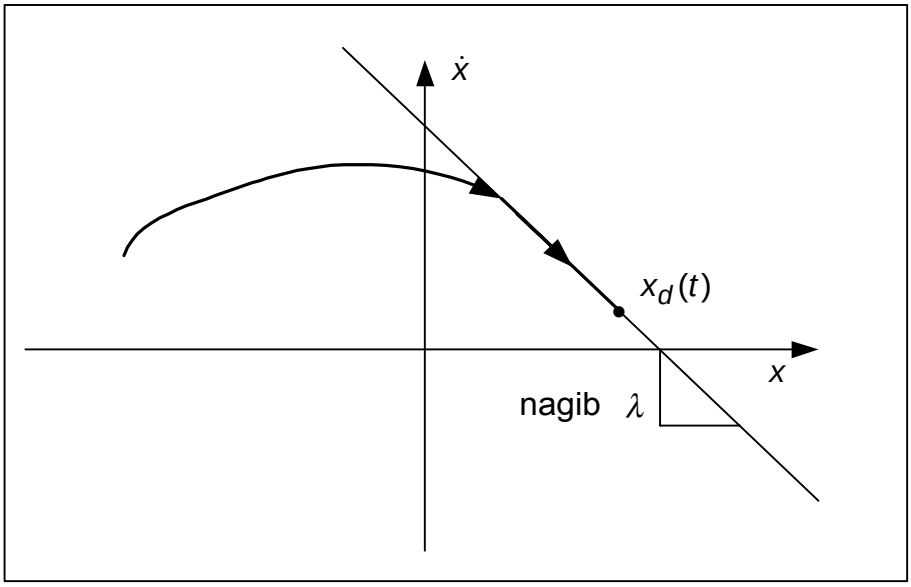
Drugi način da odredimo upravljački signal ***u*** je da definiramo dinamiku skalarne funkcije ***s*** kada je ***s***≠0 , tada izabiremo ***u*** tako da je zadovoljeno:

$$\boldsymbol{s}\dot{\boldsymbol{s}} = -\eta|\boldsymbol{s}| \qquad (2-14)$$

$$\dot{\boldsymbol{s}} = -\eta\,\mathrm{sgn}(\boldsymbol{s}) \qquad (2-15)$$

gdje je: η mala pozitivna konstanta.

U slučaju drugog reda može se lako pokazati da odabir η rezultira trajektorijom koja dohvaća stanje sustava definirano sa ***s***=0 u konačnom vremenu [7] , te u tom slučaju krivulja prekapčanja predstavlja nepromjenjiv prostor stanja u kojem sustav postiže unaprijed zadanu dinamiku. Na ovaj način opisani klizni režim rada prikazan ja na slici 2.3.



Slika 2.3. *Dohvat krivulje prekapčanja u konačnom vremenu.*

Formalan opis sustava u kliznom režimu u slučaju diskontinuiranog upravljačkog signala može se naći kod Utkina [3]. Definirano je ekvivalentno upravljanje kao upravljački signal kada je sustav u kliznom režimu , odnosno kao linearna kombinacija upravljačkih signala (impulsa) s obje strane krivulje prekapčanja , tj za ***s***>0 i ***s***<0.

U slučaju sustava drugog reda pretpostavimo da je ukupan poremećaj (nemodelirana dinamika , promjene parametara sustava , smetnje ..) ograničen:

$$|\boldsymbol{d}| < \delta \ , \qquad (2-16)$$

Pri čemu je δ pozitivna konstanta , te također pretpostavimo da je postojeća nelinearna funkcija ***f(y, ẏ)*** u potpunosti poznata , tada se upravljačka veličina definira kao:

$$\boldsymbol{u} = -\lambda \dot{\boldsymbol{y}} + \boldsymbol{f}(\boldsymbol{y}, \dot{\boldsymbol{y}}) - \eta \,\mathrm{sgn}(\boldsymbol{s}) \qquad (2-17)$$

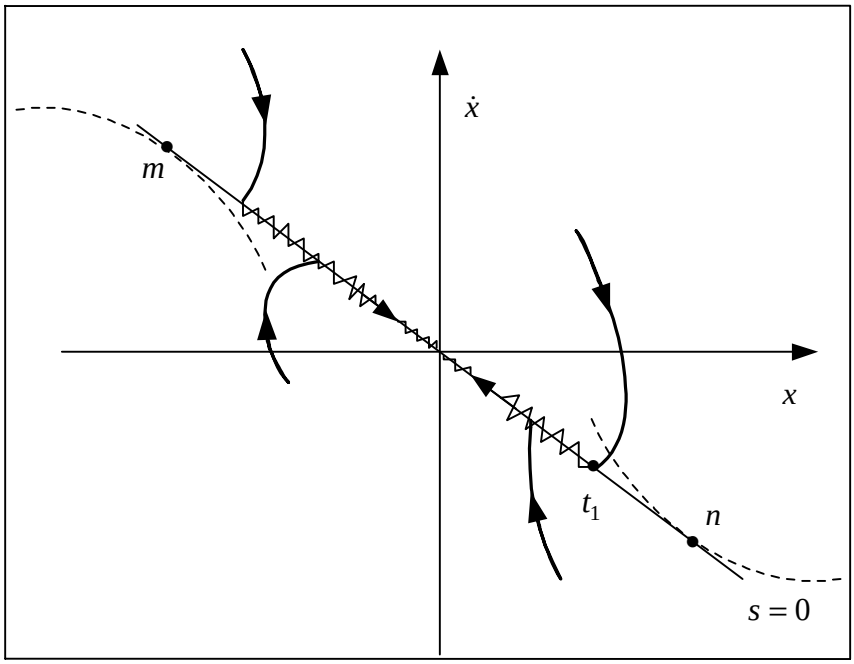
tj : $\boldsymbol{u} = \boldsymbol{u_e} + \boldsymbol{u_d}$

Pri čemu $\boldsymbol{u_e}$ predstavlja ekvivalentni signal upravljanja , koji može osigurati klizni režim samo u idealnim uvjetima , a $\boldsymbol{u_d}$ je diskontinuirani član koji osigurava klizni režim i pri djelovanju poremećaja i promjene parametara sustava.

Za relaciju (2 –17) vrijedi slijedeće: $\eta \geq \delta$ garantira postizanje uvjeta $\boldsymbol{s\dot{s}} < 0$, što je u biti uvjet postojanja kliznog režima rada.

Iz jednadžbe (2 –17) jasno je da postoji zahtjev na aktuator , tj izvršni član mora moći odraditi *signum* funkciju , odnosno imati mogućnost trenutnog preklapanja sa jedne na drugu strukturu upravljačkog signala.

Ako bi koristili relej kao aproksimaciju takvog elementa , došao bi do izražaja problem oscilacija trajektorije oko krivulje prekapčanja poznat kao “chattering” , koji je prikazan na slici 2.4.



Slika 2.4. *Problem chatteringa kod sustava drugog reda.*

U vremenskom intervalu koji je potreban da relej prebaci sa jedne na drugu razinu , poremećaji odvuku faznu trajektoriju sustava izvan kliznog režima , no kako je krivulja prekapčanja (upravljački zakon) stalno aktivna, fazna trajektorija će se ponovo vratiti na krivulju prekapčanja, odnosno kliznu plohu za sustav *n*-tog reda. Ovaj fenomen “chatteringa” nije ograničen fizikalnom realizacijom releja, nego se taj fenomen može

pojaviti i kod digitalnih sustava , kod kojeg je kašnjenje proračuna upravljačke veličine odgovorno za pojavu tog stanja.

2.3 LINEARIZACIJA UPRAVLJAČKE FUNKCIJE

Danas postoji dosta načina da se zaobiđe ili smanji utjecaj "chatteringa" na sustav.

Najčešće se problem "chatteringa" rješava linearizacijom upravljačke funkcije u konstantnom ili promjenjivom pojasu oko krivulje prekapčanja [7].

2.3.1 LINEARIZIRANJE UPRAVLJAČKE FUNKCIJE U KONSTANTNOM POJASU OKO KRIVULJE PREKAPČANJA

Zbog izbjegavanja problema oscilacija oko krivulje prekapčanja ("chattering") pribjegava se filtriranju diskontinuiranog upravljačkog signala u uskom graničnom pojasu oko krivulje prekapčanja [6], što rezultira time da se upravljačka funkcija zamjenjuje kontinuiranom. Područje B(t) u kojem se diskontinuirana funkcija zamjenjuje s kontinuiranom definirano je:

$$B(t) = \{X, |s(X,t)| \le \Phi\}, \quad \Phi > 0 \qquad (2\text{-}18)$$

gdje je Φ širina pojasa , a $\varepsilon = \Phi / \lambda^{n-1}$ debljina pojasa.

Tako definirana funkcija za sustav drugog reda prikazana je na slici 2.5.

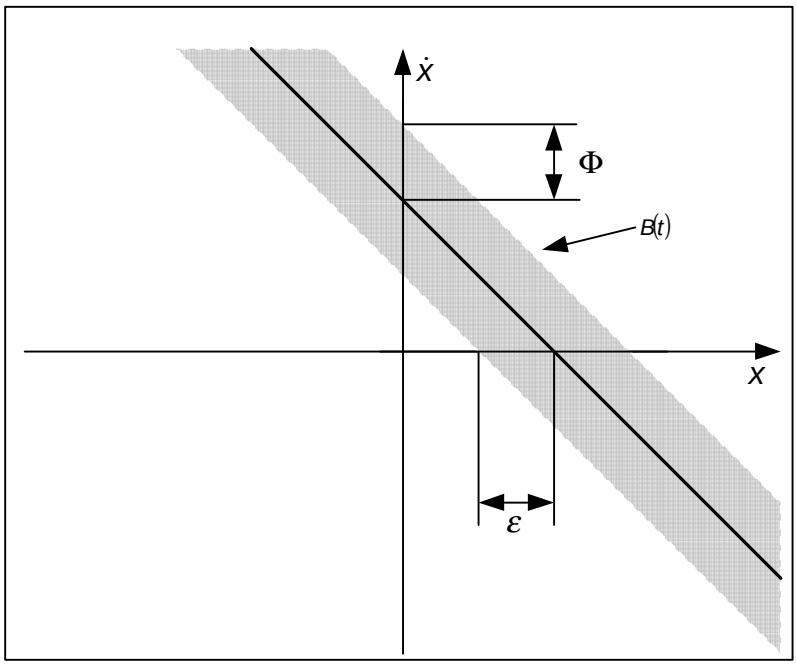
Upravljačka veličina $\boldsymbol{u}$, koja se odabire tako da omogući dosezanje definiranog pojasa B(t), prikazana je na slici 2.6. Nakon što trajektorija koja opisuje dinamiku sustava u faznom prostoru, dosegne pojas B(t), upravljačka funkcija mora osigurati da trajektorija sustava trajno ostane unutar područja $\pm \Phi$.

Uz uvjet :

$$|s| < \Phi, \qquad (2\text{–}19)$$

ispunjena je tvrdnja [7]:

$$\forall t \ge 0, |s(t)| \le \Phi \Rightarrow \forall t \ge 0, \left|\tilde{x}^{(i)}(t)\right| \le (2\lambda)^i \varepsilon \qquad (2\text{-}20)$$



Slika 2.5. *Prikaz pojasa linearizacije oko krivulje prekapčanja.*

Tada je maksimalna pogreška slijeđenja zadane trajektorije definirana izrazom:

$$\varepsilon = \Phi / \lambda^{n-1}. \qquad (2-21)$$

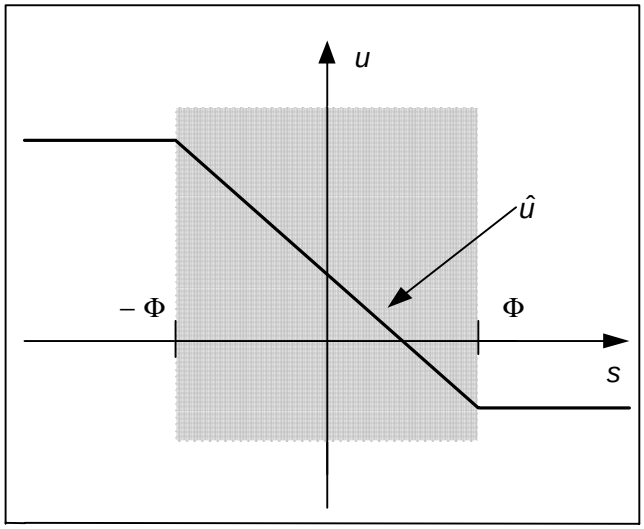
Kontinuirana upravljačka veličina ***u*** unutar pojasa B(t) koja nadomješta diskontinuiranu upravljačku funkciju, dobije se lineariziranjem kao što je to prikazano na slici 2.6. Pri tome je funkcija *signum* zamijenjena funkcijom *sat*.

Funkcija *sat.* definirana je na slijedeći način [6]:

$$sat\left(\frac{s}{\Phi}\right) = \begin{cases} sgn\left(\frac{s}{\Phi}\right) & za \quad |s| > \Phi \\ \frac{s}{\Phi} & za \quad |s| < \Phi \end{cases} \qquad (2\text{-}22)$$

Kao posljedica upotrebe *sat.* funkcije koja je kontinuirana , pojavljuju se oscilacije fazne trajektorije u blizini krivulje prekapčanja, pojava poznata pod nazivom "boundary layer" (pojas linearizacije) , pri čemu nama skokova upravljačkog signala.

Metoda linearizacije u stvari predstavlja neku vrstu nisko propusnog filtra za lokalnu dinamiku u kliznom režimu (za varijablu s) , s kojim se eliminira "chattering"



Slika 2.6. *Oblik upravljačke veličine za pojas konstantni linearizacije.*

Za sustav drugog reda upravljački signal tada se definira na sljedeći način:

$$\boldsymbol{u} = -\lambda\dot{\boldsymbol{y}} + \boldsymbol{f}(\boldsymbol{y},\dot{\boldsymbol{y}}) - \eta\boldsymbol{sat}(\frac{\boldsymbol{s}}{\Phi}) \qquad (2\text{ –}23)$$

Da bi se dobio opći izraz za upravljačku veličinu u kliznom režimu rada, koji obuhvaća i zonu lineariziranja (granični pojas), a koji vrijedi za sustav n-tog reda, polazi se od diferencijalne jednadžbe (2 -24). Pri tome se veličine iz te jednadžbe prikazuju kao:

$$\boldsymbol{x}^{(n)} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{t}) + \boldsymbol{b}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{t})\boldsymbol{u}(\boldsymbol{t}) + \boldsymbol{d}(\boldsymbol{t}) \qquad (2\text{ -}24)$$

$$\boldsymbol{f}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t}) = \hat{\boldsymbol{f}}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t}) + \Delta\boldsymbol{f}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t}) \quad \text{i} \quad |\Delta\boldsymbol{f}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t})| \le \boldsymbol{F}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t}) \qquad (2\text{ -}25)$$

$$\boldsymbol{d}(\boldsymbol{t}) = \hat{\boldsymbol{d}}(\boldsymbol{t}) + \Delta\boldsymbol{d}(\boldsymbol{t}) \quad \text{i} \quad |\Delta\boldsymbol{d}(\boldsymbol{t})| \le \boldsymbol{D}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t}) \qquad (2\text{ -}26)$$

Estimiranu vrijednost upravljačke funkcije za sustav n-tog reda zapisujemo na slijedeći način [6,7]:

$$\hat{\boldsymbol{u}} = -\hat{\boldsymbol{f}}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t}) + \boldsymbol{x}_d^{(n)} - \hat{\boldsymbol{d}}(\boldsymbol{t}) - \sum_{k=1}^{n-1}\binom{n-1}{k}\lambda^k\tilde{\boldsymbol{x}}^{(n-k)} \qquad (2\text{ -}27)$$

$$\boldsymbol{u} = \hat{\boldsymbol{b}}^{-1}\left(-\hat{\boldsymbol{f}}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t}) + \boldsymbol{x}_d^{(n)} - \hat{\boldsymbol{d}}(\boldsymbol{t}) - \sum_{k=1}^{n-1}\binom{n-1}{k}\lambda^k \tilde{\boldsymbol{x}}^{(n-k)} - \boldsymbol{K}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t})\boldsymbol{sat}\left(\frac{\boldsymbol{s}}{\Phi}\right)\right) \qquad (2\text{ -}28)$$

Izraz za upravljačku funkciju predstavljen jednadžbom (2 -28) opći je izraz za sustav n-tog reda u kliznom režimu, neovisno o tome da li je trajektorija varijabli stanja , odnosno krivulja prekapčanja $\boldsymbol{s}$ unutar ili izvan pojasa *B(t)*.

Ako u izraz (2 -28) umjesto $\boldsymbol{u}$ uvrstimo upravljačku veličinu iz izraza (2 -24), dobijemo:

$$\boldsymbol{f}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t}) - \frac{\boldsymbol{b}}{\hat{\boldsymbol{b}}}\hat{\boldsymbol{f}}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t}) + \boldsymbol{d}(\boldsymbol{t}) - \frac{\boldsymbol{b}}{\hat{\boldsymbol{b}}}\hat{\boldsymbol{d}}(\boldsymbol{t}) + \frac{\boldsymbol{b}}{\hat{\boldsymbol{b}}}\boldsymbol{x}_d^{(n)} - \boldsymbol{x}^{(n)} - \frac{\boldsymbol{b}}{\hat{\boldsymbol{b}}}\sum_{k=1}^{n-1}\binom{n-1}{k}\lambda^k \tilde{\boldsymbol{x}}^{(n-k)} - \frac{\boldsymbol{b}}{\hat{\boldsymbol{b}}}\boldsymbol{K}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t})\frac{\boldsymbol{s}}{\Phi} = 0 \qquad (2\text{ –}29)$$

izraz (2 -29) vrijedi isključivo za $|\boldsymbol{s}| < \boldsymbol{\Phi}$.

Derivacija krivulje prekapčanja poprima sljedeći oblik:

$$\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{s}} = {} & \boldsymbol{f}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t}) - \frac{\boldsymbol{b}}{\hat{\boldsymbol{b}}}\hat{\boldsymbol{f}}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t}) + \boldsymbol{d}(\boldsymbol{t}) - \frac{\boldsymbol{b}}{\hat{\boldsymbol{b}}}\hat{\boldsymbol{d}}(\boldsymbol{t}) + \\ & + \left(1 - \frac{\boldsymbol{b}}{\hat{\boldsymbol{b}}}\right)\left(\sum_{k=1}^{n-1}\binom{n-1}{k}\lambda^k \tilde{\boldsymbol{x}}^{(n-k)} - \boldsymbol{x}_d^{(n)}\right) - \frac{\boldsymbol{b}}{\hat{\boldsymbol{b}}}\boldsymbol{K}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t})\frac{\boldsymbol{s}}{\Phi}\end{aligned} \qquad (2\text{ –}30)$$

odnosno u obliku koji pokazuje da se linearizacijom u pojasu oko krivulje prekapčanja, dobije dinamika niskopropusnog filtra lokalno na krivulju prekapčanja:

$$\begin{aligned}&\dot{\boldsymbol{s}} + \boldsymbol{s}\left(\frac{\boldsymbol{b}}{\hat{\boldsymbol{b}}}\frac{\boldsymbol{K}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t})}{\Phi}\right) = \\ &\boldsymbol{f}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t}) - \frac{\boldsymbol{b}}{\hat{\boldsymbol{b}}}\hat{\boldsymbol{f}}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t}) + \boldsymbol{d}(\boldsymbol{t}) - \frac{\boldsymbol{b}}{\hat{\boldsymbol{b}}}\hat{\boldsymbol{d}}(\boldsymbol{t}) + \left(1 - \frac{\boldsymbol{b}}{\hat{\boldsymbol{b}}}\right)\left(\sum_{k=1}^{n-1}\binom{n-1}{k}\lambda^k \tilde{\boldsymbol{x}}^{(n-k)} - \boldsymbol{x}_d^{(n)}\right)\end{aligned} \qquad (2\text{ –}31)$$

Ulazne veličine u filtar su pogreške estimiranja funkcije $\boldsymbol{f}$ i $\boldsymbol{d}$, te parametra $\boldsymbol{b}$.

Lomnu frekvenciju filtra određenog jednadžbom (2 -31) možemo odabrati na način da vrijedi:

$$\left\| \frac{\boldsymbol{b}}{\hat{\boldsymbol{b}}} \frac{\boldsymbol{K}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t})}{\Phi} \right\| \leq \lambda \qquad (2\text{ –}32)$$

gdje je λ parametar iz jednadžbe (2 -12).

Budući da je $\varepsilon = \Phi / \lambda^{n-1}$, odnosno $\Phi = \varepsilon\ \lambda^{n-1}$ jednadžbu (2 -32) pišemo u obliku:

$$\left\| \frac{\boldsymbol{b}}{\hat{\boldsymbol{b}}} \frac{\boldsymbol{K}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t})}{\varepsilon\lambda^{n-1}} \right\|_{\max} = \lambda \qquad (2\text{ -}33)$$

Ako je [3]:

$$\beta^{-1} \leq \frac{\boldsymbol{b}}{\hat{\boldsymbol{b}}} \leq \beta \qquad (2\text{ -}34)$$

Relaciju (2 -33) tada pišemo:

$$\lambda^n \varepsilon = \beta K_{max} \qquad (2\text{ -}35)$$

i prema tome najmanja pogreška slijeđenja koja se može postići je:

$$\tilde{\varepsilon} \leq \beta \boldsymbol{K}_{\max} / \lambda^{\boldsymbol{n}} \qquad (2\text{ -}36)$$

U literaturi [6,7] se predlaže, da se dinamika sustava u graničnom pojasu B(t) prikaže u ovisnosti o referentnim trajektorijama gibanja tako da se za izraz $\dot{\boldsymbol{s}}$ može napisati [7]:

$$\dot{\boldsymbol{s}} = -\boldsymbol{K}(\boldsymbol{X}_{\boldsymbol{d}},\boldsymbol{t}) \frac{\boldsymbol{s}}{\Phi} + \left[\Delta \boldsymbol{f}(\boldsymbol{X}_{\boldsymbol{d}},\boldsymbol{t}) + \Delta \boldsymbol{d}(\boldsymbol{t}) + \Gamma(\varepsilon)\right] \qquad (2\text{ -}37)$$

gdje je:

$$\Gamma(\varepsilon) = \left[-\boldsymbol{K}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t}) + \boldsymbol{K}(\boldsymbol{x}_d,\boldsymbol{t})\right]\frac{\boldsymbol{s}}{\Phi} + \Delta\boldsymbol{f}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t}) - \Delta\boldsymbol{f}(\boldsymbol{X}_d,\boldsymbol{t}) \qquad (2\text{-}38)$$

funkcija pogreške slijeđenja. Vremenska konstanta izraza (2-37) odabire se pomoću jednadžbi (2 -32) i (2 -33) s time da se *K(X,t)* zamijeni s $K(X_d,t)$. K predstavlja pojačanje diskontinuiranog djela upravljačkog signala , koji je u ovom slučaju lineariziran upotrebom *sat.* funkcije.

2.3.2. LINEARIZIRANJE UPRAVLJAČKE FUNKCIJE U VREMENSKI PROMJENLJIVOM POJASU OKO KRIVULJE PREKAPČANJA

S obzirom da veličina diskontinuirane komponente upravljačkog signala unutar pojasa B(t) ovisi obrnuto proporcionalno o širini pojasa, poželjno je širinu pojasa Φ učiniti vremenski promjenjivom veličinom koja će ovisiti o željenim karakteristikama sustava i o stupnju neodređenosti u sustavu. Polazeći od jednadžbe (2 -14) kao uvjeta postojanja kliznog režima vrijedi [6,7] izraz:

$$\frac{\boldsymbol{s}}{|\boldsymbol{s}|}\dot{\boldsymbol{s}} \le -\eta \qquad (2\text{-}39)$$

iz čega slijedi:

$$\text{za } \boldsymbol{s} \ge \Phi \;\Rightarrow\; \frac{\boldsymbol{d}}{\boldsymbol{dt}}(\boldsymbol{s}-\Phi) \le -\eta \;\Rightarrow\; \dot{\boldsymbol{s}} \le \dot{\Phi} - \eta \qquad (2\text{-}40)$$

$$\text{za } \boldsymbol{s} \le \Phi \;\Rightarrow\; \frac{\boldsymbol{d}}{\boldsymbol{dt}}(\boldsymbol{s}-(-\Phi)) \ge -\eta \;\Rightarrow\; \dot{\boldsymbol{s}} \ge -(\dot{\Phi} - \eta) \qquad (2\text{-}41)$$

Relacija (2 -40) nam govori, da za pozitivne vrijednosti udaljenosti od krivulje prekapčanja, promjena te udaljenosti mora biti negativna, odnosno trajektorija gibanja sustava mora se približavati krivulji prekapčanja, dok je u izrazu (2 -41) vidljivo da za negativne vrijednosti udaljenosti od krivulje prekapčanja promjena te udaljenosti mora biti pozitivna. Budući da je $\dot{\boldsymbol{s}} = |\boldsymbol{s}|$ za pozitivne vrijednosti ***s***, odnosno $\dot{\boldsymbol{s}} = -|\boldsymbol{s}|$ za negativne vrijednosti *s*, množenjem lijeve i desne strane izraza (2 -40) i (2 -41) sa ***s*** dobijemo:

$$|\boldsymbol{s}| \ge \Phi \Rightarrow \frac{1}{2}\frac{\boldsymbol{d}}{\boldsymbol{dt}}\boldsymbol{s}^2 \le \left(\dot{\Phi} - \eta\right)|\boldsymbol{s}| \qquad (2\text{-}42)$$

Uz β=1 i ograničavanjem smetnje $|\boldsymbol{d}(\boldsymbol{t})| < \boldsymbol{D}$, gdje *je* $\boldsymbol{D}=\boldsymbol{D}(t)$ poznata funkcija, te korištenjem izraza (2 -43) vrijedi:

$$\overline{K}\,(X,t) = F + D + \eta - \dot{\Phi} \qquad (2\text{ -}43)$$

odnosno:

$$\overline{K}\,(X,t) = K(X,t) - \dot{\Phi} \qquad (2\text{ -}44)$$

Izraz (2 -44) nam govori da se vrijednost koeficijenta $\overline{K}\,(X,t)$ povećava kad se $\dot{\Phi}$ smanjuje (pojas Φ se sužava), odnosno smanjuje kad se $\dot{\Phi}$ povećava (pojas Φ se širi). Utjecaj promjene parametara $\boldsymbol{b}$ ($\beta \neq 1$) na koeficijent $\overline{K}\,(X,t)$ se mijenja ovisno o tome da li se pojas širi ili sužava. Ukoliko se pojas sužava uz pretpostavku maksimalnog odstupanja parametra $\boldsymbol{b}$ od njegove estimirane vrijednosti, onda se klizni režim osigurava uz slijedeći iznos koeficijenta [7] :

$$\overline{K}\,(X,t) = K(X,t) - \dot{\Phi}\beta \qquad (2\text{ -}45)$$

Pri čemu je K(X,t) određen pomoću izraza (2 -47).

$$\boldsymbol{K} \geq \beta(\boldsymbol{F} + \boldsymbol{D} + \eta) + (\beta - 1)|\hat{\boldsymbol{u}}| \qquad (2\text{ –}46)$$

Ukoliko se pak pojas širi, koeficijent $\overline{K}\,(X,t)$ definiramo na slijedeći način:

$$\overline{K}\,(X,t) = K(X,t) - \frac{\dot{\Phi}}{\beta} \qquad (2\text{ -}47)$$

Ukoliko se vremenska konstanta koja određuje promjenu klizanja $\boldsymbol{s}$ unutar područja $|\boldsymbol{s}| < \Phi$ u izrazu (2 -30) odabere prema (2 -32), onda ona za vremenski promjenljivi pojas iznosi:

$$\frac{\beta\overline{K}(X,t)}{\Phi} = \lambda \qquad (2\text{ -}48)$$

uz prethodni uvjet sljedi [7]:

$$\text{za} \quad \dot{\Phi} < 0 \Rightarrow \lambda = \frac{\beta\left[\boldsymbol{K}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t}) - \beta\dot{\Phi}\right]}{\Phi} \tag{2 -49}$$

$$\text{za} \quad \dot{\Phi} > 0 \Rightarrow \lambda = \frac{\beta\left[\boldsymbol{K}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t}) - \dot{\Phi}/\beta\right]}{\Phi} \tag{2 -50}$$

Na osnovu (2 -49) možemo napisati da je $K(X,t) < \lambda\Phi / \beta$, a na osnovu (2 -50) da je $K(X,t) > \lambda\Phi / \beta$, slijedi:

$$\text{za} \quad K(X,t) < \frac{\lambda\Phi}{\beta} \Rightarrow \dot{\Phi} + \frac{\lambda\Phi}{\beta^2} = \frac{K(X,t)}{\beta} \tag{2 -51}$$

$$\text{za} \quad K(X,t) > \frac{\lambda\Phi}{\beta} \Rightarrow \dot{\Phi} + \lambda\Phi = \beta K(X,t) \tag{2 -52}$$

te uz početni uvjete:

$$\Phi(0) = \frac{\beta K(X(0),0)}{\lambda} \tag{2 -53}$$

upravljačka funkcija definira se na slijedeći način:

$$\boldsymbol{u} = \boldsymbol{b}^{-1}\left[\hat{\boldsymbol{u}} - \bar{\boldsymbol{K}}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{t})\,\boldsymbol{sat}\left(\frac{\boldsymbol{s}}{\Phi}\right)\right] \tag{2 -54}$$

Ako dinamiku sustava prikažemo u ovisnosti o željenom stanju sustava X_d (t) [7], te uz β=1 dinamiku sustava opisujemo jednadžbom:

$$\dot{\boldsymbol{s}} = -\bar{\boldsymbol{K}}(\boldsymbol{X}_d,\boldsymbol{t})\frac{\boldsymbol{s}}{\Phi} + \left[\Delta\boldsymbol{f}(\boldsymbol{X}_d,\boldsymbol{t}) + \Delta\boldsymbol{d}(\boldsymbol{t}) + \Gamma(\varepsilon)\right] \tag{2 -55}$$

iz (2 -44) slijedi:

$$\bar{K}(X_d,t) = K(X_d,t) - \dot{\Phi} \tag{2 -56}$$

Za slučaj $\beta \neq 1$ vremensku konstantu izraza (2 -55) određujemo uz sljedeći izraz :

$$\frac{\beta \overline{\boldsymbol{K}}(\boldsymbol{X}_d, \boldsymbol{t})}{\Phi} = \lambda \tag{2 -57}$$

Na osnovu izraza (2 -51) i (2 -52) pišemo:

$$\text{za } \boldsymbol{K}(\boldsymbol{X}_d, \boldsymbol{t}) < \frac{\lambda \Phi}{\beta} \Rightarrow \dot{\Phi} + \frac{\lambda \Phi}{\beta^2} = \frac{\boldsymbol{K}(\boldsymbol{X}_d, \boldsymbol{t})}{\beta} \tag{2 -58}$$

$$\text{za } \boldsymbol{K}(\boldsymbol{X}_d, \boldsymbol{t}) > \frac{\lambda \Phi}{\beta} \Rightarrow \dot{\Phi} + \lambda \Phi = \beta \boldsymbol{K}(\boldsymbol{X}_d, \boldsymbol{t}) \tag{2 -59}$$

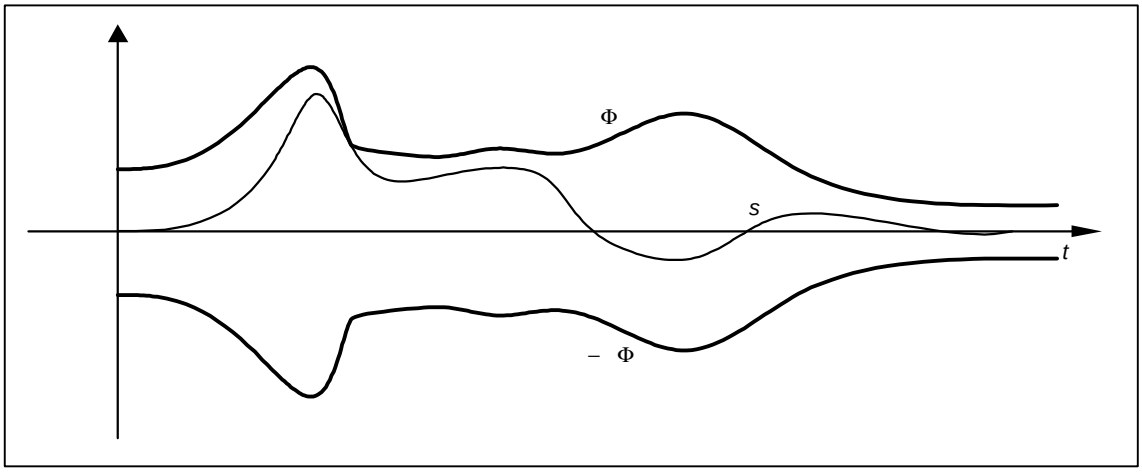
te uz početni uvjet za koji vrijedi da je:

$$\Phi(0) = \frac{\beta \boldsymbol{K}(\boldsymbol{X}_d(0), 0)}{\lambda} \tag{2 -60}$$

Upravljačka funkcija određena je prema izrazu (2 -54) uz sljedeću promjenu [6]:

$$\overline{\boldsymbol{K}}(\boldsymbol{X}, \boldsymbol{t}) = (\overline{\boldsymbol{K}}(\boldsymbol{X}, \boldsymbol{t}) - \overline{\boldsymbol{K}}(\boldsymbol{x}_d, \boldsymbol{t})) + \overline{\boldsymbol{K}}(\boldsymbol{X}_d, \boldsymbol{t}) = \boldsymbol{K}(\boldsymbol{X}, \boldsymbol{t}) - \boldsymbol{K}(\boldsymbol{X}_d, \boldsymbol{t}) + \frac{\lambda \Phi}{\beta} \tag{2 -61}$$

Grafički prikaz vremenski promjenljive širine pojasa linearizacije $\boldsymbol{\Phi}$ u odnosu na veličinu *s* dan je na slici 2.7.



Slika 2.7. *Vremenski promjenjivi pojas linearizacije*

3. UZLAZNI TRANZISTORSKI ENERGETSKI PRETVARAČ KAO AKTIVNI FILTAR

Objašnjenje rada uzlaznog pretvarača , pri radu na istosmjernoj i izmjeničnoj mreži je preuzeto iz [8 , poglavlje 3].

Pretvarači istosmjernog napona (istosmjerni pretvarač, engl. DC/DC converter) mogu se koristiti samostalno za stabilizaciju istosmjernog napona ili mogu biti sastavni dio složenijeg pretvarača u kojemu upravljaju naponom međukruga ili izlaznim naponom pretvarača. Istosmjerni pretvarači koriste se za napajanje u vuči, u telefonskim centralama, za napajanje izmjenjivača u sustavima za besprekidno napajanje trošila ili za napajanje izmjenjivača frekvencijom upravljanih asinkronih motora.

Istosmjerni pretvarači u nekim slučajevima izvode se s izmjeničnim međukrugom. Tako se izvode samo onda ako je potrebno galvansko odvajanje ulaza od izlaza pretvarača ili ako je razlika naponskih razina ulaza i izlaza toliko velika da je ugradnja međutransformatora tehno-ekonomski opravdano rješenje .

Istosmjerni pretvarači mogu biti izvedeni kao jedno, dvo ili četverokvadrantni sklopovi [8].

U jednokvadrantne istosmjerne pretvarače ubrajaju se:

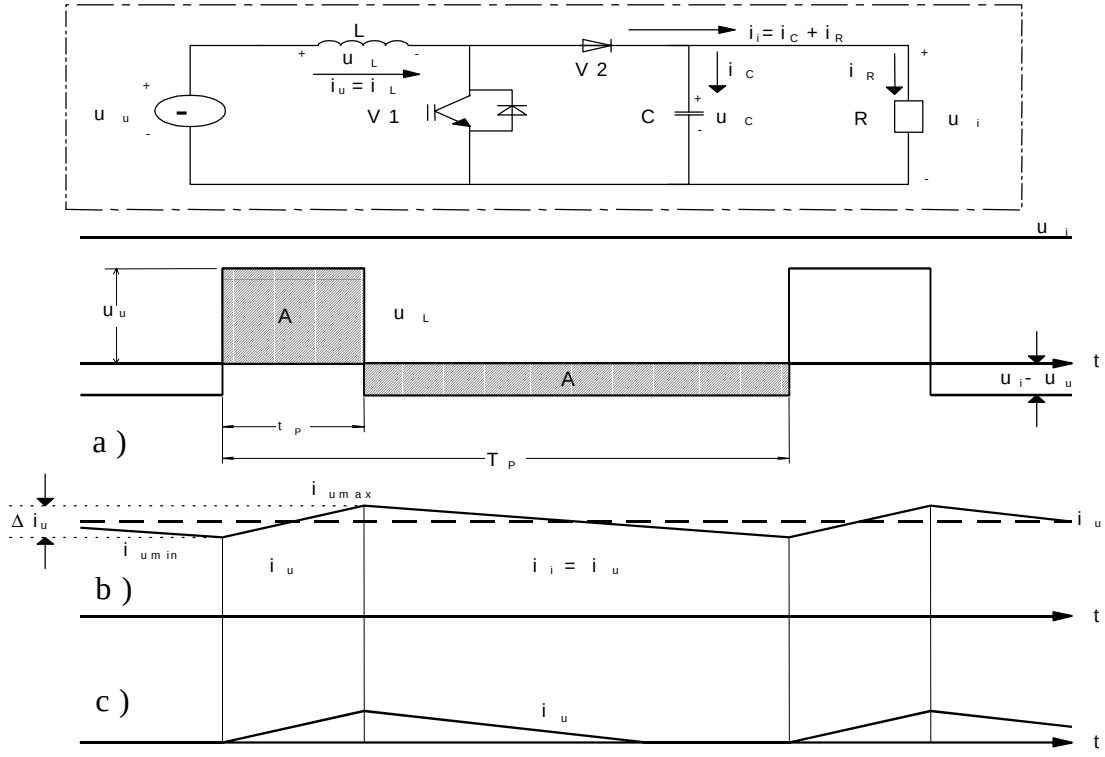
- silazni pretvarač s izlaznim naponom U_i koji je manji ili jednak ulaznom naponu U_u;
- uzlazni pretvarač s izlaznim naponom U_i koji je veći ili jednak ulaznom naponu U_u.

Oba ova osnovna tipa imaju po jedan upravljivi poluvodički ventil (GTO tiristor, MOSFET ili IGBT tranzistor) i jedan neupravljivi poluvodički ventil (dioda). U ustaljenom režimu rada upravljivi poluvodički ventil pobuđuje se frekvencijom f kojoj odgovara period ponavljanja $T_P=1/f$. Pri tom vrijeme vođenja upravljivog ventila t_P može biti $0 < t_P < T_P$.

Opis načina rada i proračuni statičkih karakteristika istosmjernih pretvarača uobičajeno se provode uz pretpostavku potpuno glatkog istosmjernog napona na ulazu i izlazu pretvarača [8]. Pri tome istosmjerna struja ima valovitost koja ovisi o promjeni napona na upravljivom ventilu i iznosu induktiviteta prigušnice u pretvaraču.

3.1. UZLAZNI PRETVARAČ – PRINCIP RADA

Princip rada uzlaznog pretvarača i osnovni odnosi varijabli stanja ilustrirani su na slici 3.1. Pretpostavlja se da su ulazni napon U_u i izlazni napon U_i idealni istosmjerni naponi. Tijekom perioda t_p, kada je upravljivi ventil (tranzistorska sklopka) V1 otvoren, ulazni napon U_u je na prigušnici i struja i_u raste od minimalnog i_{umin} prema maksimalnom iznosu i_{umax}. Kada se, po isteku vremenskog perioda t_p, tranzistorska sklopka V1 zatvori struja nastavlja teći kroz prigušnicu, diodu V2 i izlaznu kombinaciju kondenzatora (C) i trošila (R). Na kraju vremenskog perida T_P struja padne na minimalni iznos i_{umin}.



Sl. 3.1. *Shematski prikaz uzlaznog pretvarača s valnim oblicima:*

a) napona u kontinuiranom režimu rada,

b) ulazne struje u kontinuiranom režimu rada,

c) ulazne struje u diskontinuiranom režimu rada.

Dakle, tijekom vremena t_p u kontinuiranom režimu rada ulazna struja i_u određena je izrazom:

$$i_u = i_{u\,min} + \int_0^t \frac{1}{L} u_L \, d\tau = i_{u\,min} + \frac{U_u}{L} t \quad . \tag{3-1}$$

U preostalom vremenu jednog ciklusa ($T_P - t_P$) ulazna struja je određena izrazom:

$$i_u = i_{u\,max} - \int_0^t \frac{1}{L} u_L \, d\tau = i_{u\,max} - \frac{U_i - U_u}{L} t \; . \tag{3-2}$$

Odnos izlaznog i ulaznog napona može se proračunati iz napona na prigušnici, koji je, u stacionarnom režimu rada pretvarača, izmjenični. Uz pretpostavku da je struja kroz prigušnicu kontinuirana, iz jednadžbi (3-1) i (3-2) se dobiva:

$$\boldsymbol{U_u \, t_p = (U_i - U_u)(T_p - t_p)} \; ,$$
$$\text{odnosno}: \tag{3-3}$$
$$\boldsymbol{U_i = \frac{T_p}{T_p - t_p} U_u} \; .$$

Ako je izlazna snaga pretvarača

$$P = U_i \, I_i \; , \tag{3-4}$$

tada je srednja vrijednost ulazne struje (uz zanemarenje svih gubitaka snage):

$$\boldsymbol{I_u = \frac{P}{U_u} = \frac{U_i \, I_i}{U_u} = \frac{T_p}{T_p - t_p} I_i} \; . \tag{3-5}$$

Promjena ulazne struje Δi_u određuje se prema sljedećim izrazima:

$$\boldsymbol{\Delta i_u = i_{u\,max} - i_{u\,min}} \; ,$$
$$\boldsymbol{\Delta i_u = \frac{U_u \, t_p}{L} = \frac{A}{L}} \; , \tag{3-6}$$
$$\boldsymbol{\Delta i_u = \frac{U_i - U_u}{L} (T_p - t_p) = \frac{A}{L}} \; .$$

gdje je A, prema slici 3.1, integral napona na prigušnici u periodu rasta odnosno pada ulazne struje.

Srednja vrijednost ulazne struje I_u (određena kao aritmetička srednja vrijednost njenog maksimalnog i minimalnog iznosa) jest:

$$\boldsymbol{I_u = \frac{1}{2} (i_{u\,max} + i_{u\,min})} \quad , \tag{3-7}$$

a faktor valovitosti k_v definira se kao odnos:

$$k_v = \frac{i_{u\max} - i_{u\min}}{i_{u\max} + i_{u\min}} = \frac{1}{2}\,\frac{\Delta i_u}{I_u} \quad . \tag{3-8}$$

Pri malim opterećenjima može doći do diskontinuiteta u ulaznoj struji jer se nagomilana magnetska energija u prigušnici tijekom vremena t_P isprazni prije kraja perioda T_P (Sl. 3.1.c). Granica kontinuirane struje je dostignuta kada minimalni iznos ulazne struje i_{umin} poprimi vrijednost jednaku nuli.

Srednja vrijednost struje za ovaj režim jednaka je iznosu $I_u = \Delta i_u / 2$.

U diskontinuiranom režimu rada srednja vrijednost ulazne struje određena je izrazom:

$$I_u = \frac{t_p}{T_p}\frac{\Delta i_u}{2} \quad , \qquad I_u = \frac{1}{2}\frac{t_p}{T_p}\frac{U_u\, t_p}{L} \quad . \tag{3-9}$$

a snaga pretvarača, uz pretpostavku zanemarenja svih gubitaka , određuje se prema izrazu:

$$P = I_u\, U_u \quad . \tag{3-10}$$

3.2. MATEMATIČKI MODEL S VARIJABLAMA STANJA UZLAZNOG PRETVARAČA

Utjecaj pretvarača na pojnu mrežu moguće je smanjiti pomoću "aktivnog reguliranog ispravljača". On se može realizirati kao standardni uzlazni pretvarač s prigušnicom na istosmjernoj strani ispravljača (Sl. 3.2.a) ili kao modificirana verzija uzlaznog pretvarača s prigušnicom na izmjeničnoj strani ispravljača (Sl. 3.2.b). Osnovni princip upravljanja jednak je za obje strukture, a zasniva se na povećanju iznosa ulazne struje mreže kada je tranzistorska sklopka V1 uključena a trošilo isključeno te na padu iznosa ulazne struje pri otvaranju tranzistorske sklopke V1 radi napajanja izlaznog kondenzatora i trošila [8].

Za opis rada pretvarača korišten je matematički model s varijablama stanja. Ovaj je model prikladan za izradu računalnih programa za simulaciju stanja pretvarača.

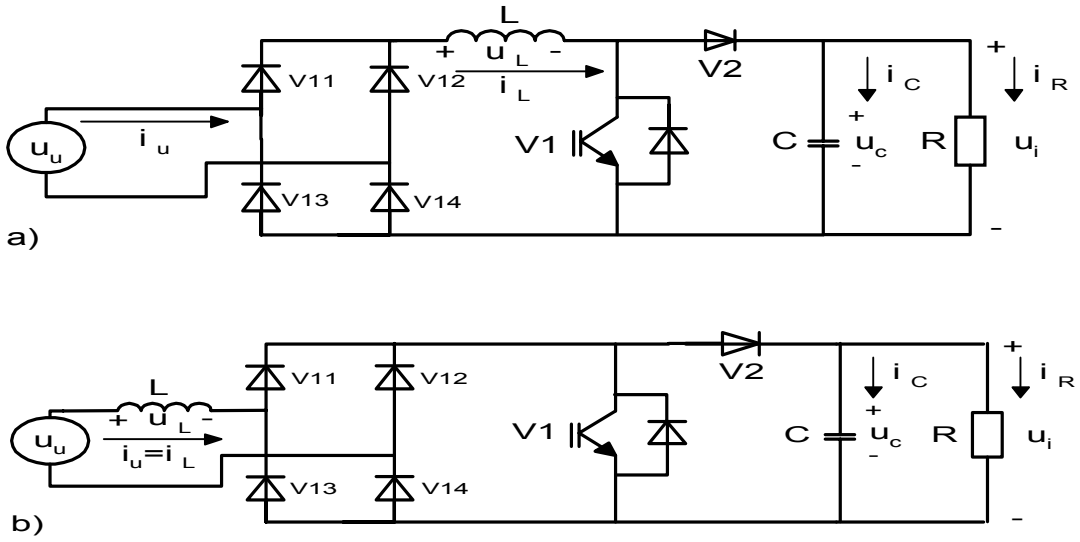
U modelu su korištene sljedeće varijable stanja:

- struja kroz prigušnicu na ulazu pretvarača i_L,
- napon na kondenzatoru na izlazu pretvarača u_C.

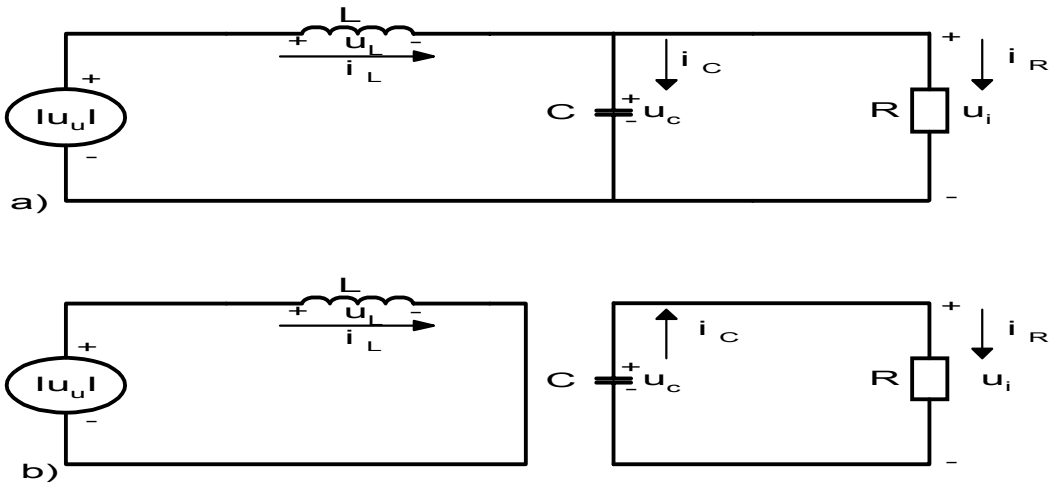
Kao trošilo korišten je radni teret R.

3.2.1. Pretvarač s prigušnicom u istosmjernom krugu

Matematički model za standardni uzlazni pretvarač (Sl. 3.2.a) može se prikazati s dvije diferencijalne jednadžbe koje opisuju vladanje pretvarača uz otvorenu i zatvorenu tranzistorsku sklopku V1. Budući da je kod standardnog uzlaznog pretvarača prigušnica na istosmjernoj strani, model ispravljača može se zamijeniti naponskim izvorom s punovalnim ispravljenim ulaznim naponom (Sl. 3.3.).



Sl. 3.2. *Standardni a) i modificirani b) uzlazni pretvarač.*



Sl. 3.3. *Nadomjesna shema standardnog uzlaznog pretvarača za stanje otvorene tranzistorske sklopke V1 a) te za stanje zatvorene tranzistorske sklopke V1 b).*

Prema nadomjesnoj shemi na slici 3.3.a, kada je tranzistorska sklopka V1 otvorena, dobiva se pomoću II. Kirchoffovog zakona jednadžba:

$$u_L + u_C - |u_u| = 0\,. \tag{3-11}$$

U jednadžbi (3-11) je:

$$u_L = L\frac{di_L}{dt} \quad . \tag{3-12}$$

Iz jednadžbi (3-11) i (3-12) slijedi:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{u_C}{L} + \frac{|u_u|}{L} \quad . \tag{3-13}$$

Slično tako, pomoću I. Kirchoffovog zakona, prema slici 3.3., dobiva se jednadžba:

$$i_C + i_R - i_L = 0. \tag{3-14}$$

Budući da je struja kroz kondenzator

$$i_C = C\frac{du_C}{dt} \quad , \tag{3-15}$$

a struja kroz otpornik

$$i_R = \frac{u_C}{R} \quad , \tag{3-16}$$

jednadžba (3-14) poprima oblik:

$$\frac{du_C}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{u_C}{RC} \quad . \tag{3-17}$$

Prema tome, jednadžbe (3-13) i (3-17) predstavljaju *matematički model uzlaznog pretvarača s otvorenom tranzistorskom sklopkom V1*.

Kada je tranzistorska sklopka V1 zatvorena, dioda V2 je u zapornom stanju i zato postoje dva odvojena strujna kruga (Sl. 3.3.b). Prema nadomjesnoj shemi na slici 3.3.b dobiva se pomoću II. Kirchoffovog zakona jednadžba:

$$u_L - |u_u| = 0 \quad . \tag{3-18}$$

Uzimajući u obzir (3-12) jednadžba (3-18) poprima oblik:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{|u_u|}{L} \quad . \tag{3-19}$$

Pomoću I. Kirchoffovog zakona, prema slici 3.3.b, dobiva se jednadžba:

$$i_C + i_R = 0 \quad . \tag{3-20}$$

Uvrštenjem jednadžbi (3-15) i (3-16) u jednadžbu (3-20) slijedi:

$$\frac{du_C}{dt} = -\frac{u_C}{RC}. \tag{3-21}$$

Jednadžbe (3-19) i (3-21) tvore *matematički model uzlaznog pretvarača sa zatvorenom tranzistorskom sklopkom V1*.

Matematički model standardnog uzlaznog pretvarača prikazan pomoću matrične diferencijalne jednadžbe stanja dobiva se iz opće matrične jednadžbe stanja:

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt} = A \cdot x + B \cdot u, \tag{3-22}$$

gdje je:

$x = \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix}$ - vektor varijabli stanja, (3-23)

A - matrica sustava,

B - matrica upravljanja,

u - vektor ulaza (upravljanja).

Konačno, na osnovi jednadžbi (3-13), (3-17), (3-19) i (3-21) dobiva se, uzimajući u obzir i jednadžbe (3-22) i (3-23), matematički model standardnog uzlaznog pretvarača u matričnom obliku - jednadžbe (3-24) i (3-25) - za dva diskretna stanja tranzistorske sklopke V1:

tranzistorska sklopka V1 otvorena

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot |u_u|, \tag{3-24}$$

tranzistorska sklopka V1 zatvorena

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot |u_u|. \tag{3-25}$$

3.2.2 **Pretvarač s prigušnicom u izmjeničnom krugu**

Matematički model modificiranog uzlaznog pretvarača (Sl. 3.2.b) s prigušnicom na izmjeničnoj strani diodnog ispravljača sadrži osim dva i treće diskretno stanje, koje se pojavljuje zbog diodnog ispravljača [8]. Na slici 3.4. prikazane su nadomjesne sheme modificiranog uzlaznog pretvarača koje se koriste pri postavljanju matematičkog modela pretvarača.

Kada je tranzistorska sklopka V1 otvorena i struja teče u pozitivnom smjeru kroz ispravljač (Sl.3.4.a) vode diode V11 i V14 (Sl. 3.2.b). Ovaj režim rada opisuje se jednadžbama koje su

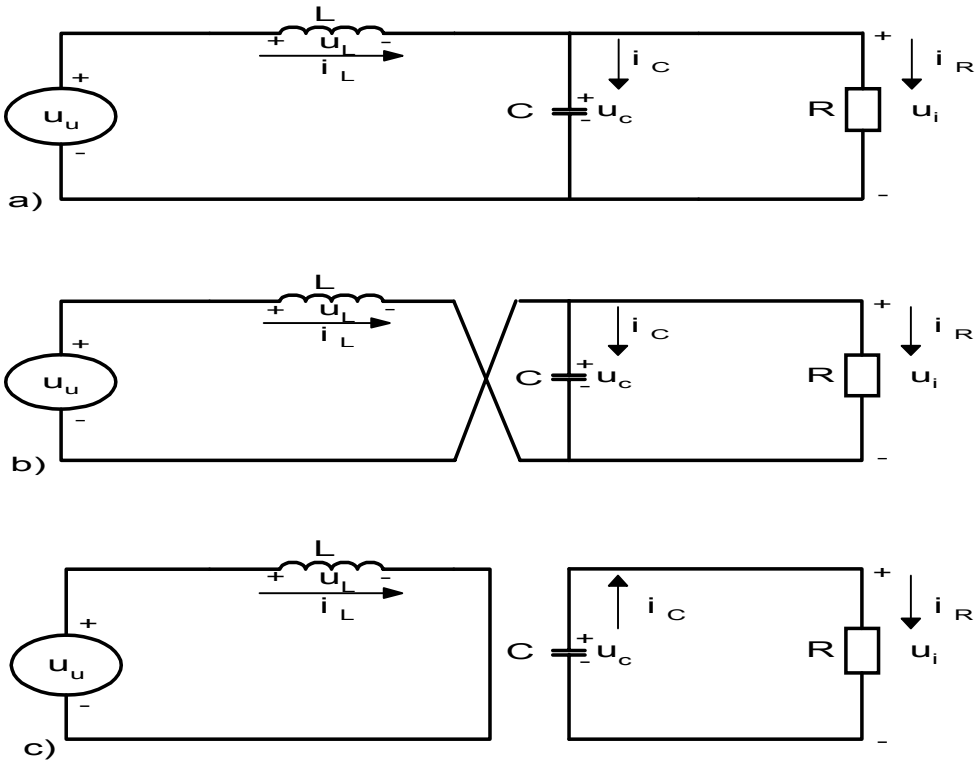
jednake onima za standardni uzlazni pretvarač - jednadžbe (3-13) i (3-17). Oznaka za apsolutni iznos ulaznog napona ne koristi se u jednadžbama, jer je ulazni napon izmjenični sinusnog valnog oblika.

Za negativni smjer struje kroz prigušnicu L (negativna poluperioda mrežnog napona) vode diode V12 i V13 (Sl. 3.2.b) pa se, prema II. Kirchoffovom zakonu (Sl. 3.4.b), dobiva jednadžba:

$$u_L - u_C - u_u = 0 \quad . \tag{3-26}$$

Iz jednadžbi (3-26) i (3-12) slijedi:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{u_C}{L} + \frac{u_u}{L} \quad . \tag{3-27}$$



Sl. 3.4. *Nadomjesna shema modificiranog uzlaznog pretvarača za stanje otvorene tranzistorske sklopke V1 i pozitivan smjer struje kroz prigušnicu a), negativni smjer struje kroz prigušnicu b) te za stanje zatvorene tranzistorske sklopke V1 c).*

Slično tako, pomoću I. Kirchoffovog zakona, dobiva se prema slici 3.4.b

$$i_L + i_C + i_R = 0 \quad . \tag{3-28}$$

Uvrštenjem jednadžbi (3-16) i (3-17) u jednadžbu (3-28) dobiva se:

$$\frac{du_C}{dt} = -\frac{i_L}{C} - \frac{u_C}{RC} \quad . \tag{3-29}$$

Jednadžbe stanja za zatvorenu tranzistorsku sklopku V1 su jednake bez obzira na smjer struje kroz prigušnicu. One su identične onima za standardni uzlazni pretvarač i opisane su jednadžbama (3-19) i (3-21), pri čemu se znak apsolutnog iznosa izostavlja.

Dakle, matematički model za modificirani uzlazni pretvarač dan je u matričnom obliku jednadžbama kako slijedi:

Tranzistorska sklopka V1 otvorena, $i_u > 0$

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u_u , \tag{3-30}$$

Tranzistorska sklopka V1 otvorena, $i_u < 0$

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 1/L \\ -1/C & -1/RC \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u_u , \tag{3-31}$$

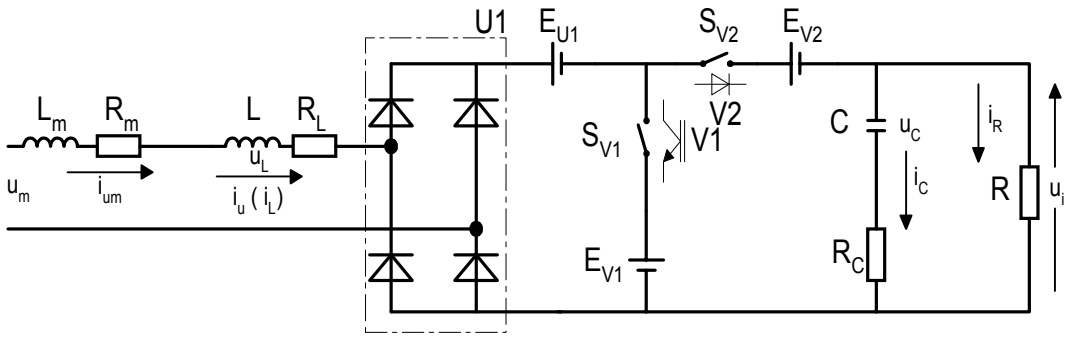
Tranzistorska sklopka V1 zatvorena

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u_u . \tag{3-32}$$

3.3. MATEMATIČKI MODEL S TRENUTAČNIM VRIJEDNOSTIMA LABORATORIJSKE IZVEDBE UZLAZNOG PRETVARAČA

Matematički modeli uzlaznog pretvarača opisani u potpoglavlju 3.2. dobiveni su uz pretpostavku idealiziranih elemenata - bez gubitaka i uz pretpostavku da ne postoje ograničenja u području rada pojedinih elemenata i sklopa u cjelini. Približenje matematičkog modela stvarnom fizičkom modelu postiže se proširenjem nadomjesne sheme radnim otporima prigušnice i kondenzatora te nadomjesnim padovima napona na tranzistorskoj sklopci V1, diodi V2 i diodnom mostu U1 u stanju vođenja (Sl. 3.5.).

Kako se u nadomjesnoj shemi pretvarača na slici 3.5. vidi, poluvodički elementi - tranzistorska sklopka V1 i dioda V2 (sa slike 3.2.) - nadomješteni su sklopkama S_{V1} i S_{V2} i pripadnim padovima napona E_{V1} i E_{V2} poluvodiča u stanju vođenja. Diodni ispravljač U1 nadomješten je padom napona na diodama u stanju vođenja E_{U1}. Da bi nadomjesna shema bila cjelovita dodani su nadomjesni radni otpor R_m i nadomjesni induktivitet L_m pojne mreže na izmjeničnoj strani diodnog ispravljača [8].



Sl. 3.5. *Cjelovita nadomjesna shema uzlaznog pretvarača.*

Matematički model uzlaznog pretvarača s trenutačnim vrijednostima, slično kao i u prethodnim točkama, opisan je za sljedeće režime rada:

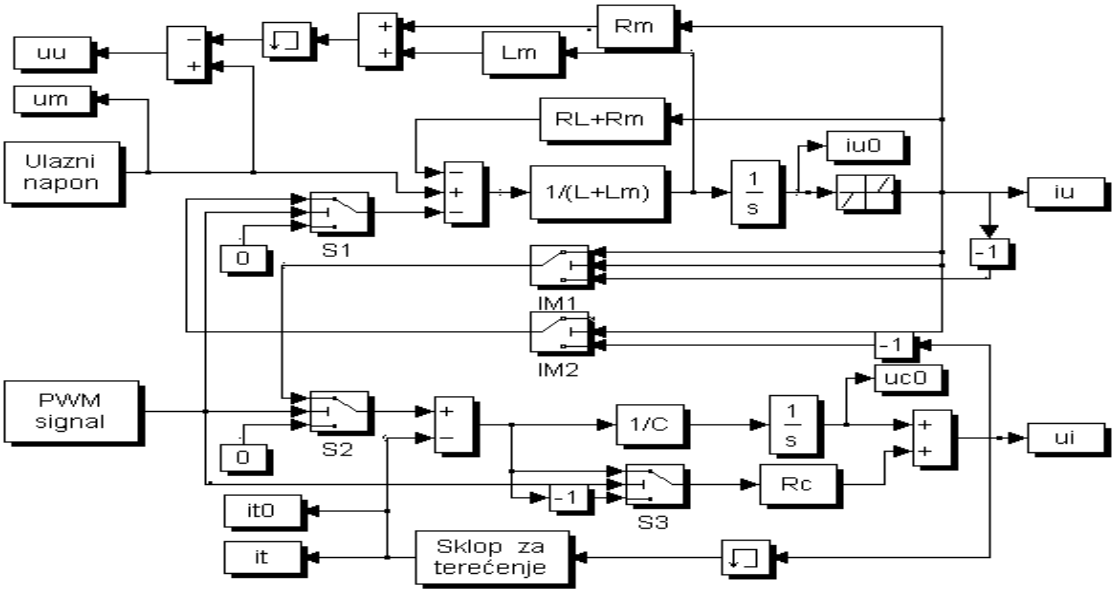
- sklopka S_{V1} otvorena, sklopka S_{V2} zatvorena, ulazna struja na mrežnoj strani $i_{um} > 0$,
- sklopka S_{V1} otvorena, sklopka S_{V2} zatvorena, ulazna struja na mrežnoj strani $i_{um} < 0$,
- sklopka S_{V1} zatvorena, sklopka S_{V2} otvorena, ulazna struja na mrežnoj strani $i_{um} > 0$,
- sklopka S_{V1} zatvorena, sklopka S_{V2} otvorena, ulazna struja na mrežnoj strani $i_{um} < 0$,
- sklopka S_{V1} otvorena, sklopka S_{V2} otvorena, ulazna struja na mrežnoj strani $i_{um} = 0$

3.3.1. Matlab/Simulink prikaz matematičkog modela s trenutačnim vrijednostima laboratorijske izvedbe uzlaznog pretvarača

Kako se, ovisno o stanju sklopki S_{V1} i S_{V2} mijenja električki spoj ulazno-izlaznih elemenata uzlaznog pretvarača, nije moguće nadomjestiti pretvarač jednim strukturnim blokovskim prikazom u svim režimima rada. Zbog toga su, sukladno razmatranim režimima rada, postavljeni odgovarajući strukturni blokovski prikazi na temelju jednadžbi koje opisuju te režime. Detaljan opis matematičkog modela s trenutnim varijablama stanja može se naći u [8] te će u ovom radu biti korišten konačni model prikazan na slici 3.6.

Istraživanje ponašanja uzlaznog pretvarača u ustaljenim i prijelaznim režimima rada, istraživanje struktura i algoritama upravljanja te ugađanje parametara regulatora najprikladnije je provoditi simulacijom na matematičkom modelu uporabom nekog suvremenog simulacijskog paketa. Danas su najraširenij u svijetu simulacijski paketi pod komercijalnim nazivom MATRIXx i MATLAB/SIMULINK, specijalizirani za istraživanje vladanja sustava upravljanja.

Za istraživanja opisana u ovom radu korišten je programski paket MATLAB [17], a za potrebe simulacije Matlab-ov program za simulaciju SIMULINK [33], koji radi u WINDOWS okruženju. S obzirom na grafičko sučelje SIMULINK-a i metode numeričke integracije kojima se rješavaju diferencijalne jednadžbe matematičkog modela s trenutačnim vrijednostima, simulacijski je model izrađen na temelju strukturnih shema matematičkog modela uzlaznog pretvarača opisanih u [8].



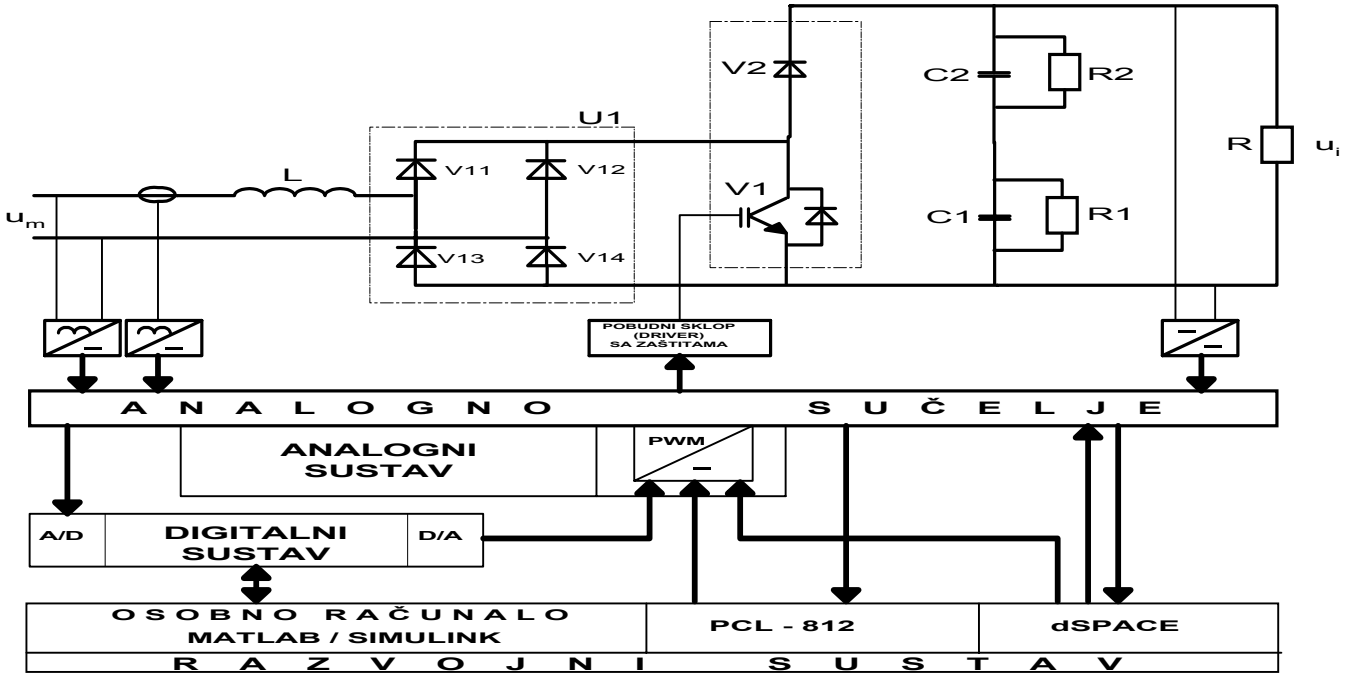
Sl. 3.10. *Strukturni Matlab/Simulink prikaz energetskog dijela uzlaznog pretvarača.*

Na slici 3.10. prikazana je simulacijska shema koja objedinjuje sva stanja energetskog dijela uzlaznog pretvarača opisana u odjeljku 3.3.1. Tranzistorska sklopka V1 predstavljena je, radi preglednosti sheme, sklopnim elementima S1, S2 i S3. Diodni most na ulazu pretvarača nadomješten je sklopkama IM1 i IM2. Za promjenu predznaka signala u strukturnim shemama matematičkog modela korišteni su invertori (-1). Na toj shemi je u svakom bloku napisana oznaka elementa korištena u cjelovitoj nadomjesnoj shemi uzlaznog pretvarača (Sl. 3.5.).

3.4. FIZIČKI LABORATORIJSKI MODEL VIŠESUSTAVSKOG UZLAZNOG PRETVARAČA

Radi provjere valjanosti provedenih istraživanja na matematičkom i simulacijskom modelu uzlaznog pretvarača izrađen je fizički model izlazne snage 2.5 kW. Osnovni tehnički podaci elemenata energetskog dijela laboratorijskog modela dani su u tablici 3.1., a principna spojna shema je prikazana na slici 3.11.

Potrebno je napomenuti da je tvorba upravljačkih signala tranzistorske sklopke V1 izvedena PWM integriranim krugom noseće frekvencije 4000 Hz, a prilagodba tih signala za upravljanje tranzistorske sklopke izvedena je namjenskim analognim sklopovljem koje objedinjuje i nužnu zaštitu sklopke.



Sl.3.11.*Principna spojna shema fizičkog laboratorijskog modela uzlaznog pretvarača.*

Razvojni sustav sastoji se od osobnog računala (PC), sklopovlja izrađenog na bazi procesora signala TMS32030C, proizvođač dSPACE i akvizicijske kartice PCL-812. Na osobnom računalu instaliran je programski paket MATLAB/SIMULINK, u kojem se računaju upravljački algoritmi pretvarača.

Upravljački sustav laboratorijskog fizičkog modela strukturiran je na opisani način s ciljem testiranja različitih kombinacija analognih i/ili digitalnih rješenja struktura i algoritama upravljanja višesustavskim uzlaznim pretvaračem, koje se tehnološki mogu implementirati u istraživane i druge sustave temeljene na uzlaznom pretvaraču kao aktivnom filtru.

4. PRIMJENA REGULATORA ZASNOVANOG NA KLIZNOM REŽIMU RADA U UPRAVLJANJU UZLAZNIM NAPONSKIM PRETVARAČEM

Za sustave koji kao inherentno svojstvo sadrže preklopku (koja predstavlja izvršni član), te kod kojih upravljački signal može poprimiti samo diskretne vrijednosti (0 , 1) prirodno je upotrijebiti klizni režim rada i sa praktičnog i sa teoretskog stanovišta s obzirom da upravljački signal takvog regulatora ima diskretan oblik.

Upravljanje zasnovano na kliznim režimima ubraja se u kategoriju sinteze u vremenskom području , te se kao takvo može koristiti u upravljanju sustavima i sa malim i sa velikim promjenama varijabli stanja oko neke ravnotežne točke.

Klizni režim rada ostvaren na sustavu uzlaznog naponskog pretvarača koristi povratnu vezu po varijablama stanja , te na taj način direktno djeluje na dinamiku sustava u cilju dosezanja željenog vladanja sustava. No, najveća prednost primjene kliznog režima rada općenito kod svih vrsta naponskih pretvarača ja mala osjetljivost na poremećaje i promjene parametara sustava.

U slučaju uzlaznog naponskog pretvarača , ulazna struja na induktivitetu (L) i izlazni napon na kapacitetu (C) se odabiru kao varijeble stanja sustava.

Za većinu poznatih struktura naponskih pretvarača koji se koriste u praksi , dinamika ulazne struje je puno brža od dinamike izlaznog napona [4].

Imajući u vidu prethodno svojstvo , te pozivajući se na teoriju perturbacije parametara (singular perturbation , Kokotović et.al. 1976) [4] problem upravljanja uzlaznim naponskim pretvaračem rješava se upotrebom kaskadne regulacije [8] i to na način da unutarnji krug predstavlja regulaciju ulazne struje , a vanjski regulacijski krug predstavlja regulaciju po izlaznom istosmjernom naponu.

Regulacija izlaznog napona najčešće se rješava primjenom metoda sinteza zasnovanih na linearnom modelu procesa , dok se unutarnja petlja struje regulira upotrebom pulsno-širinske modulacije (PWM) ili histereznih regulatora.

Kao što je već ranije napomenuto, uzlazni naponski pretvarač u sebi sadrži preklopku kao inherentno svojstvo , stoga je kao regulator unutarnje petlje ulazne struje projektiran regulator kliznog režima rada koji na izlazu daje diskontinuirani upravljački signal, osim za slučaj regulatora kliznog režima zasnovanog na Ackermanovoj formuli[14], dok je za upravljanje vanjskom petljom po izlaznom naponu primjenjen PI regulator.

- Projektirani regulatori kliznog režima rada morali bi osigurati male oscilacije struje oko referentne vrijednosti u istosmjernom režimu rada , kao i faktor snage što bliže jedinici , tj. struju što bliže sinusnom obliku koja je u fazi s ulaznim naponom u izmjeničnom načinu rada.
- Pored toga regulator mora osigurati robusnost izlaznog istosmjernog napona na promjene ulaznog napona , parametara sustava kao i promjene tereta na izlazu pretvarača [8].

4.1 KLIZNI REŽIM RADA BILINEARNIH SUSTAVA

Uzlazni naponski pretvarač može se prikazati u prostoru varijabli stanja u obliku koji odgovara bilinearnom sustavu:

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u} \qquad (4\text{-}1)$$

gdje je : $\boldsymbol{x} \in R^n$ vektor varijabli stanja , $\mathbf{A} \in R^{nxn}$ i $\mathbf{B} \in R^{nxn}$ matrice s konstantnim realnim članovima , $\boldsymbol{u}$- upravljački vektor koji poprima vrijednosti iz diskretnog skupa $u=\{0,1\}$.

Za uzlazni pretvarač predstavljen bilinearnim modelom (4-1) koristi se diskontinuirani upravljački signal koji se mjenja po sljedećem zakonu:

$$\boldsymbol{u} = \frac{1}{2}\left(1 - \boldsymbol{sign}(\boldsymbol{s})\right) \qquad (4\text{-}2)$$

gdje $\boldsymbol{s}(x)$ predstavlja krivulju prekapčanja kojom je definiran klizni režim , te koja je definirana na sljedeći način:

$$s(x) = c^T x \qquad (4\text{-}3)$$

Gdje je vektor c=[∂S/∂*x*] gradijent skalarne funkcije S(*x*) u odnosu na vektor varijabli stanja *x*. Tada se kretanje (trajektorija varijabli stanja) sustava (4 -1) , tj. varijabli stanja u kliznom režimu može definirati kao :

$$\dot{\boldsymbol{s}} = \boldsymbol{c}^T \dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{c}^T \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{u}\boldsymbol{c}^T \boldsymbol{B}\boldsymbol{x} = \qquad (4\text{ -4.a})$$

$$= \boldsymbol{c}^T \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \frac{1}{2}\boldsymbol{c}^T \boldsymbol{B}\boldsymbol{x} - \frac{1}{2}\boldsymbol{sign}(\boldsymbol{s})\boldsymbol{c}^T \boldsymbol{B}\boldsymbol{x} \qquad (4\text{ -4.b})$$

Da bi postojao klizni režim na krivulji prekapčanja $\boldsymbol{s}$=0 , sustav (4-4.b) mora zadovoljiti uvjet konvergencije (ka $\boldsymbol{s}$=0) [4] , te uvjet postojanja kliznog režima definiranog kao :

$$\dot{\boldsymbol{s}}\,\boldsymbol{s} < 0\,, \qquad (4\text{ -5})$$

odnosno: $$\boldsymbol{s}\,\dot{\boldsymbol{s}} = \boldsymbol{s}(\boldsymbol{c}^T \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \frac{1}{2}\boldsymbol{c}^T \boldsymbol{B}\boldsymbol{x}) - \frac{1}{2}|\boldsymbol{s}|\boldsymbol{c}^T \boldsymbol{B}\boldsymbol{x} < 0 \qquad (4\text{ -6})$$

Iz jednadžbe (4 -6) slijede nužni uvjeti za postojanje kliznog režima rada sustava.

Ako postoji klizni režim , tj. ako je zadovoljen uvjet $\boldsymbol{s}$=0 , definirani su sljedeći uvjeti :

$$\dot{\boldsymbol{s}}_{s>0} = \boldsymbol{c}^T \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} < 0 \qquad (4\text{-7.a})$$

$$\dot{\boldsymbol{s}}_{s<0} = \boldsymbol{c}^T \boldsymbol{B}\boldsymbol{x} > -\boldsymbol{c}^T \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} \qquad (4\text{-7.b})$$

Trajektorije sustava (4–1) u kliznom režimu rada mogu se postići upotrebom ekvivalentnog upravljanja. Ekvivalentni upravljački signal proračunavamo iz uvjeta idealnog kliznog režima , tj. postavljajući formalno $\dot{\boldsymbol{s}} = 0$, iz čega slijedi :

$$\boldsymbol{u}_{eq} = -\frac{\boldsymbol{c}^T \boldsymbol{A}\boldsymbol{x}}{\boldsymbol{c}^T \boldsymbol{B}\boldsymbol{x}} \qquad (4\text{ –8})$$

tada je trajektorija sustava u kliznom režimu opisana kao :

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{Ax} + \boldsymbol{u}_{eq}\boldsymbol{Bx} \quad ; \quad \text{uz uvjet } \boldsymbol{s(x)}=0 \tag{4–9}$$

Teorem1. [4]

Lokalno postojanje kliznog režima na krivulji prekapčanja $\boldsymbol{s(x)}=0$ ostvarivo je uz sljedeći uvjet :

$$0 < \boldsymbol{u}_{eq} = -\frac{\boldsymbol{c}^T\boldsymbol{Ax}}{\boldsymbol{c}^T\boldsymbol{Bx}} < 1 \tag{4–10}$$

Dokaz:

Da bi postojao klizni režim mora biti ispunjen sljedeći uvjet : $\boldsymbol{s}\dot{\boldsymbol{s}} < 0$

Tada iz (4- 4.b) slijedi:

$$\frac{1}{2}\boldsymbol{c}^T\boldsymbol{Bx} > \left|\frac{1}{2}\boldsymbol{c}^T\boldsymbol{Bx} + \boldsymbol{c}^T\boldsymbol{Ax}\right| \tag{4–11}$$

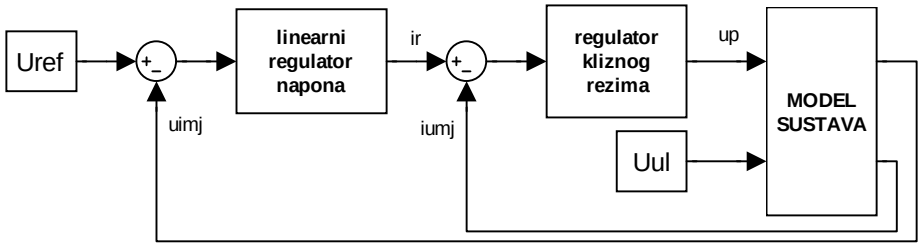
rješenje nejednadžbe (4-11) upravo vodi do uvjeta:

$$0 < \boldsymbol{u}_{eq} = -\frac{\boldsymbol{c}^T\boldsymbol{Ax}}{\boldsymbol{c}^T\boldsymbol{Bx}} < 1 \tag{4–10}$$

4.2 Regulator ulazne struje zasnovan na kliznom režimu rada

U radu će biti korištena tri različita regulatora kliznog režima , u daljnjem tekstu opisani kao *slučaj 1)* , *slučaj 2)* , te regulator kliznog režima zasnovan na Ackermanovoj formuli [13,14].

Sa stanovišta upravljanja uzlazni naponski pretvarač predstavlja nelinearni sustav čije upravljanje otežava činjenica da je sustav neminimalno-fazni za upravljanje izlaznim istosmjernim naponom [15]. Blokovska shema načina upravljanja uzlaznim pretvaračem koji je korišten u ovom radu prikazana je na slici 4.1.



Slika 4.1. Kaskadna struktura upravljanja uzlaznim pretvaračem.

Dinamički model uzlaznog naponskog pretvarača može se predstaviti sljedećim jednadžbama :

$$\dot{\boldsymbol{x}}_1 = -(1-\boldsymbol{u})\frac{1}{\boldsymbol{L}}\boldsymbol{x}_2 + \frac{\boldsymbol{Uul}}{\boldsymbol{L}} \qquad \text{(4-12.a)}$$

$$\dot{\boldsymbol{x}}_2 = (1-\boldsymbol{u})\frac{1}{\boldsymbol{L}}\boldsymbol{x}_1 - \frac{1}{\boldsymbol{RC}}\boldsymbol{x}_2 \qquad \text{(4-12.b)}$$

gdje su : $\boldsymbol{x_1} = i_u$ ulazna srtuja pretvarača ,

$\boldsymbol{x_2} = u_i$ izlazni istosmjerni napon pretvarača.

S obzirom da je upravljački signal $\boldsymbol{u}$ istovremeno prisutan u jednadžbama (4-12.a i b) , uzlazni naponski pretvarač predstavlja izuzetno nelinearan i težak sustav za upravljanje.

4.2.1 Projektiranje regulatora ulazne struje zasnovanog na kliznom režimu: slučaj 1.

Uz pretpostavku da je ulazni napon konstantan , te da je i izlazni referentni napon također konstantnog iznosa , proizilazi da je referenca struje definirana izlaznim naponskim upravljačkim krugom [15] tj:

$$ir = \frac{Uref^2}{RUul} \tag{4-13}$$

gdje je : *Uref* – referentni izlazni napon , R – teret , *Uul*- ulazni napon pretvarača.

Funkciju prekapčanja tada definiramo kao:

$$s(i_u) = i_u - i_r \tag{4 –14}$$

Da bi ulazna struja dosegnula željenu referentnu vrijednost , koristi se upravljački signal definiran na sljedeći način [15] :

$$u = \frac{1}{2}(1 - sign(s)) \tag{4-15}$$

odnosno:
$$u = \begin{cases} 1 & s < 0 \\ \cdots & \\ 0 & s > 0 \end{cases}$$

Uz ovako definiran klizni režim, ekvivalentni upravljački signal se formalno proračunava iz uvjeta $\dot{s} = x_1 = 0$, što rezultira sljedećim upravljačkim signalom :

$$u_{eq} = 1 - \frac{Uul}{x_2} \tag{4- 16}$$

gdje je x_2 – izlazni istosmjerni napon pretvarača.

Jednadžba trajektorije gibanja kruga izlaznog napona uz primjenjeni klizni regulator ulazne struje , te uz u_{eq} kao upravljački signal može se prikazati kao:

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{RC}\left(x_2 - \frac{Uref^2}{x_2}\right) \qquad (4\text{-}17)$$

Rješenje jednadžbe (4-17) daje vremensku ovisnost izlaznog napona uz klizni režim struje.

$$x_2(t) = \left(Uref^2 + \left(x_2^2(t_h) - Uref^2\right)e^{-2(t-t_h)/RC}\right)^{1/2} \qquad (4\text{-}18)$$

gdje je : t_h – vrijeme dohvata krivulje prekapčanja s=0 , te $x_2(t_h)$ izlazni napon u trenutku t_h. Iz jednadžbe (4-18) jasno je da x_2 teži k $Uref$ asimptotski kako $t \to \infty$.

Ukoliko uvjet konvergencije [3] , tj. postojanja kliznog režima : $s\dot{s} < 0$ primjenimo na sustav jednadžbi (4- 12.a i b), to rezultira sljedećim uvjetom :

$$x_2 > Uul \text{ , odnosno } \qquad 0 < u_{eq} = 1 - \frac{Uul}{x_2} < 1 \qquad (4\text{-}19)$$

Uvjet (4- 19) ima za posljedicu slijedeće : *sve dok je izlazni napon uzlaznog pretvarača veći od ulaznog sustav je u kliznom režimu.*

4.2.2 Projektiranje regulatora ulazne struje zasnovanog na kliznom režimu rada: slučaj 2.

Dodatno poboljšanje vladanja kliznog regulatora struje moguće je postići dodatnim proširenjem krivulje prekapčanja s integralnim (k_i) i poporcionalnim članom(k_p),[16].

Tako definirana krivulja prekapčanja ima oblik :

$$s(i_u) = k_i \int_0^t (i_u - i_r) + k_p (i_u - i_r) \qquad (4-20)$$

Proporcionalni član osigurava dodatno ubrzanje odziva , dok integralni član osigurava veću točnost slijeđenja referentne ulazne struje.

Da bi trajektorija gibanja sustava bila u kliznom režimu , odnosno da klizi po krivulji prekapčanja $s(i_u)$=0 , mora biti zadovoljen uvjet postojanja kliznog režima definiran na sljedeći način :

$$\lim_{s \to 0} s\dot{s} < 0$$

odnosno: $$s(i_u) = \dot{s}(i_u) = 0 \qquad (4-21)$$

Iz uvjeta (4-21) definira se ekvivalentni upravljački signal kao [16]:

$$u_{eq} = \frac{kp(\frac{x_2}{L} - \frac{Uul}{L}) - ki(i_u - i_r)}{kp\frac{x_2}{L}} \qquad (4-22)$$

gdje je : L –induktivitet uzlaznog pretvarača.

Tako dobiveni ekvivalentni upravljački signal u_{eq} predstavlja kontinuirani upravljački signal koji poprima vrijednosti iz skupa {0,1}.

Iz uvjeta ekvivalentnog upravljanja proizlaze uvjeti za iznos proporcionalnog (k_p) i integralnog (k_i) pojačanja definiranih u krivulji prekapčanja.

$$kp > 0 \quad \text{i} \quad ki \geq 0 \qquad (4-23)$$

4.2.3 Projektiranje regulatora ulazne struje zasnovanog na kliznom režimu rada koji proizilazi iz Ackermanove formule

Upravljanje zasnovano na kliznim režimima je često primjenjivana metoda upravljanja bilinearnim sustavima, koja omogućava dobra svojstva upravljanog sustava u smislu osiguranja stabilnosti , robusnosti i dobrih dinamičkih svojstava sustava.

U ovom odjeljku je opisana postupak proračuna koeficijenata krivulje prekapčanja ***s(x)*** korištenjem Ackermanove formule [13,14] , koja omogućava dobro ponašanje sustava u kliznom režimu u skladu s odabranim polovima zatvorenog kruga.

Dinamičko ponašanje istosmjerno/istosmjernih pretvarača u koje se ubraja i uzlazni energetski pretvarač može se opisati sa dvije linearne diferencijalne jednadžbe[8]:

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}_1\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}_1 \quad \text{kada je tranzistorska sklopka uključena.} \qquad (4-24)$$

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}_2\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}_2 \quad \text{kada je tranzistorska sklopka isključena.} \qquad (4-25)$$

gdje je : $\boldsymbol{x}$ vektor varijabli stanja sustava.

Biliniearna diferencijalna jednadžba koja opisuje ponašanje sustava u oba definirana stanja može se napisati u obliku:

$$\dot{\boldsymbol{x}} = (\boldsymbol{A}_1\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}_1)\boldsymbol{u} + (\boldsymbol{A}_2\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}_2)(1-\boldsymbol{u}) \qquad (4-26)$$

gdje je **:** $\boldsymbol{u}$ upravljački signal koji poprima sljedeće vrijednosti:

$\boldsymbol{u}$=1 kada je tranzistorska sklopka uključena,

$\boldsymbol{u}$=0 kada je tranzistorska sklopka isključena.

Ako definiramo:

$$\hat{\boldsymbol{u}} = \boldsymbol{u}^*_{eq} - \boldsymbol{u} \qquad (4-27)$$

$$\hat{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{x}^*_{eq} - \boldsymbol{x} \qquad (4-28)$$

gdje su : x_{eq}* i u_{eq}* varijable stanja i ekvivalentni upravljački signal u ravnotežnoj točki sustava.

Uvrstimo li (4 –27) i (4-28) u (4 –26) tada možemo definirati sustav koji opisuje male promjene varijabli stanja oko ravnotežne točke , pri čemu ravnotežna točka označava stacionarno stanje definirano željenim referentnim vrijednostima napona i struje.

$$\dot{\hat{\boldsymbol{x}}} = \boldsymbol{A}\hat{\boldsymbol{x}} - \boldsymbol{B}\hat{\boldsymbol{u}} \qquad (4-29)$$

gdje je : $\hat{\boldsymbol{x}} \in \boldsymbol{R}^{\boldsymbol{n}}$ perturbirani vektor varijabli stanja ,

$\hat{\boldsymbol{u}} \in \boldsymbol{R}^{\boldsymbol{m}}$ perturbirani upravljački signal.

Matrica sustava $\boldsymbol{A}$ i upravljačka matrica $\boldsymbol{B}$ su dimenzija (n x n) odnosno (n x m), te se definiraju na sljedeći način:

$$\boldsymbol{A} = \boldsymbol{A}_2 + (\boldsymbol{A}_1 - \boldsymbol{A}_2)\boldsymbol{u}^*_{eq} \qquad (4-30)$$

$$\boldsymbol{B} = (\boldsymbol{A}_1 - \boldsymbol{A}_2)\boldsymbol{x}^*_{eq} + (\boldsymbol{B}_1 - \boldsymbol{B}_2) \qquad (4-31)$$

Problem upravljanja svodi se na izračunavanje perturbiranog upravljačkog signala $\hat{\boldsymbol{u}}$, takvog da perturbacijski vektor varijabli stanja $\hat{\boldsymbol{x}}$ dosegne ravnotežnu točku $\hat{\boldsymbol{x}} = 0$, slijedeći željeno dinamičko ponašanje.

Da bi se rješio postavljeni problem uvedene su dvije modifikacije regulatora kliznog režima rada [14] zasnovanog na Ackermanovoj formuli [13].

Prva modifikacija predstavlja dodavnje integralnog člana po pogrešci izlaznog napona kao nove varijable stanja sustava u cilju postizanja dobrog slijeđenja referentne vrijednosti napona uz konstantno prisutne poremećaje (promjene tereta i ulaznog pojnog napona).

Druga modifikacija predstavlja uključenje konstantnog djela u krivulju prekapčanja u cilju dohvaćanja kliznog režima u početku prijelazne pojave.

Tada opis sustava u prostoru varijabli stanja , koji uključuje i integralni član pogreške izlaznog napona definiramo na sljedeći način:

$$\hat{\boldsymbol{x}}' = \boldsymbol{A}'\dot{\hat{\boldsymbol{x}}}' + \boldsymbol{B}'\hat{\boldsymbol{u}} \qquad (4-32)$$

gdje su: $\hat{\boldsymbol{x}}' = \left[\hat{\boldsymbol{x}}, \hat{\boldsymbol{x}}_i\right]$, $\boldsymbol{A}' = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A} & 0 \\ \boldsymbol{M} & 0 \end{bmatrix}$, $\boldsymbol{B}' = \begin{bmatrix} \boldsymbol{B} \\ 0 \end{bmatrix}$.

uz : $$\hat{\boldsymbol{x}}_i = \int_0^t (\boldsymbol{V}_0 - \boldsymbol{U}_{ref})\, d\tau \qquad (4-33)$$

Tada krivulju prekapčanja koja uključuje i konstantni član definiramo kao:

$$\boldsymbol{s} = \boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{x}} + \boldsymbol{k} = 0 \qquad (4-34)$$

gdje je $\boldsymbol{C}$ matrica koeficijenata krivulje prekapčanja, dimenzija (m x $n+1$), dok $\boldsymbol{k}$ predstavlja konstantni član.

Treba zamjetiti da konstantni član $\boldsymbol{k}$ ne utječe na dinamiku u kliznom režimu , sve dok je ta dinamika definirana sa $\dot{\boldsymbol{s}} = 0$, odnosno dok trajektorije stanja klize po krivulji prekapčanja.

U linearnim sustavima Ackermanova formula [13] omogućava dosezanje željene dinamike sustava , definiranjem željenih polova zatvorenog kruga sustava uz upravljački signal definiran na sljedeći način :

$$\hat{\boldsymbol{u}} = -\boldsymbol{K}\hat{\boldsymbol{x}}$$
$$\boldsymbol{K} = \boldsymbol{e}\boldsymbol{P}(\boldsymbol{A}) \qquad (4-35)$$

gdje je :

$$\boldsymbol{e} = (0,\ldots,0,1)(\boldsymbol{B}, \boldsymbol{A}\boldsymbol{B}, \ldots, \boldsymbol{A}^{n-1}\boldsymbol{B})^{-1} \qquad (4-36)$$

$$\boldsymbol{P}(\boldsymbol{A}) = (\boldsymbol{A} - \lambda_1 \boldsymbol{I})(\boldsymbol{A} - \lambda_2 \boldsymbol{I})\ldots(\boldsymbol{A} - \lambda_{n-1} \boldsymbol{I}) \qquad (4-37)$$

gdje, $\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_{n-1}$ predstavljaju polove sustava , koji definiraju željenu dinamiku.

Pri projektiranju regulatora kliznog režima , željeni polovi sustava se koriste u proračunu koeficijenata krivulje prekapčanja na sljedeći način:

$$\boldsymbol{C} = \boldsymbol{e}\boldsymbol{P}(\boldsymbol{A}) = \boldsymbol{K} \qquad (4-38)$$

Ako perturbirani vektor varijabli stanja definiramo kao $\hat{\boldsymbol{x}} = \left[\hat{\boldsymbol{i}}_u, \hat{\boldsymbol{u}}_i\right]$, te uz $\boldsymbol{M} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$, tada krivulju prekapčanja definiramo na sljedeći način:

$$\boldsymbol{s} = \boldsymbol{c}_1\widehat{\boldsymbol{i}}_{\boldsymbol{u}} + \boldsymbol{c}_2\widehat{\boldsymbol{u}}_{\boldsymbol{i}} + \boldsymbol{c}_3\widehat{\boldsymbol{x}}_{\boldsymbol{i}} + \boldsymbol{k} = 0 \tag{4-39}$$

Valja napomenuti da projektirani regulator, zasnovan na kliznom režimu, predstavlja regulator po varijablama stanja , te da u tom slučaju nema kaskadne regulacije.

No loša osobina ovog regulatora je ta što zahtjeva referentne signale i ulazne struje i_r i izlaznog istosmjernog napona ***Uref***, zbog čega mora biti poznata prijenosna karakteristika procesa.

U ovom radu je korištena prijenosna karakteristika fizičkog laboratorijskog modela uzlaznog pretvarača definirana u [8].

5. UPRAVLJANJE UZLAZNIM PRETVARAČEM PRI RADU NA ISTOSMJERNOJ MREŽI

Uzlazni pretvarač treba osigurati što nižu razinu strujnih smetnji u pojnoj mreži, osim toga zahtjeva se da ulazna impedancija pretvarača bude veća od propisima određene minimalne impedancije. Navedena ograničenja temelje se na preporukama IEC 552-2[9] te propisom UIC 550 [10].

Osiguranje niske razine strujnih smetnji i visoke impedancije pretvarača moguće je prigušnicom velikog induktiviteta u ulaznom krugu uzlaznog pretvarača, međutim zbog velike mase, dimenzija i cijene takvo rješenje je tehno-ekonomski neopravdano. Radi toga se, uz prigušnicu dostatnog induktiviteta za ispravan rad uzlaznog pretvarača, nastoji upravljanjem osigurati što veću ulaznu impedanciju pretvarača [8].

Ulaznom impedancijom pretvarača moguće je upravljati promjenom ulaznog napona i ulazne struje. Kako pojna mreža ima karakteristike naponskog izvora, za upravljanje ulaznom impedancijom koristi se upravljanje ulaznom strujom.

Standardno rješenje upravljanja ulaznom strujom je upravljanje u zatvorenoj petlji. Ako se želi, u istosmjernoj pojnoj mreži, potisnuti više harmonike i tako osigurati visoku ulaznu impedanciju uzlaznog pretvarača, potrebno je osigurati vrlo brzi regulacijski krug ulazne struje. Pri tome referentna veličina regulatora struje, u stacionarnom stanju, mora biti sa što manjim sadržajem viših harmonika.

Dodatni zahtjev na uzlazni pretvarač, osim zahtjeva na ulaznu impedanciju i strujne harmonike, je održavati izlazni istosmjerni napon konstantnim pri promjenama ulaznog napona ili opterećenja pretvarača.

Kao najprihvatljivije rješenje usvojena je kaskadna struktura upravljanja opisana u poglavlju 4.2 i prikazana na slici 4.1, te regulator kliznog režima po varijablama stanja projektiran uporabom Ackermanove formule [14].

Primjenjena kaskadna struktura upravljanja na fizičkom laboratorijskom modelu uzlaznog pretvarača realizirana je programskim alatima iz programskog paketa Matlab/Simulink[17] uz primjenu mikrokontrolera iz razvojnog računalnog sustava dSPACE.

Proučavanje ponašanja uzlaznog pretvarača vršeno je uz sljedeće osobine pretvarača: ulazna impedancija L=100 mH, izlazni kapacitet C=3.75 mF, teret u izlaznom krugu R=50 Ω, ulazni napon efektivne vrijednosti $\boldsymbol{Uul}$=150 [V], te izlazni referentni napon $\boldsymbol{Uref}$= 250 [V].

5.1. REGULACIJA ULAZNE STRUJE UZLAZNOG PRETVARAČA

Temelj za istraživanje karakteristika upravljačkog sustava uzlaznog pretvarača je kaskadna struktura sa slike 4.1. u kojoj su primjenjeni klizni regulator struje i linearni regulator napona dobiven off-line identifikacijom zatvorene petlje ulazne struje na fizičkom laboratorijskom modelu [1].

Kao što je ranije napomenuto u radu se kao regulator struje , koristi regulator kliznog režima rada. Projektiranje i sinteza regulatora zasnovanog na kliznom režimu pokazani su u odjeljku 4.2. te će ovdje biti spomenute samo njegove važnije značajke.

5.1.1 Projektiranje kliznog regulatora ulazne struje : slučaj 1.

Pretpostavka pri sintezi strujnog regulatora zasnovanog na kliznom režimu je ta , da je ulazni napon konstantan , te da je i izlazni referentni napon također konstantnog iznosa , tada proizilazi da je referenca struje definirana izlaznim naponskim upravljačkim krugom [15] tj:

$$\boldsymbol{i_r} = \frac{\boldsymbol{Uref}^2}{\boldsymbol{RUul}} \qquad (5\text{- }1)$$

gdje je : $\boldsymbol{Uref}$ – referentni izlazni napon , R – teret , $\boldsymbol{Uul}$- ulazni napon pretvarača.

S obzirom da na fizičkom laboratorijskom modelu uzlaznog pretvarača koristimo punovalno ispravljeni ulazni napon , koji u nekim trenutcima ima vrijednost: $\boldsymbol{Uul}$=0, nismo u mogućnosti koristiti izraz za referencu ulazne struje (5 –1) , stoga se u ovom radu referentna vrijednost struje $\boldsymbol{i_r}$ unaprijed zadaje , ovisno o radnoj točki u kojoj radi pretvornik. Za njeno određivanje korištena je prijenosna karakteristika uzlaznog pretvarača , koja je za korišteni pretvarač definirana u [8].

Funkciju prekapčanja tada definiramo kao:

$$\boldsymbol{s}(\boldsymbol{i_u}) = \boldsymbol{i_u} - \boldsymbol{i_r} \qquad (5\text{– }2)$$

Da bi ulazna struja dosegnula željenu referentnu vrijednost , koristi se upravljački signal definiran na slijedeći način :

$$\boldsymbol{u} = \frac{1}{2}\left(1 - \boldsymbol{sign}(\boldsymbol{s})\right) \tag{5- 3}$$

tj. $$u = \begin{cases} 1 & s < 0 \\ \cdots & \\ 0 & s > 0 \end{cases} \tag{5- 4}$$

Uz kompenzaciju valovitosti ulaznog napona , klizni regulator ulazne struje mora osigurati slijeđenje referentne vrijednosti ulazne struje $\boldsymbol{i_r}$. Primjenjeni regulatror zasnovan na kliznom režimu ne zahtjeva kompenzaciju valovitosti ulaznog napona primjenom dodatnog kompenzatora , neposredno preko izvršnog člana [8] , što navedeni postupak sinteze unutarnjeg kruga regulacije ulazne struje čini daleko jednostavnijim za upravljanje.

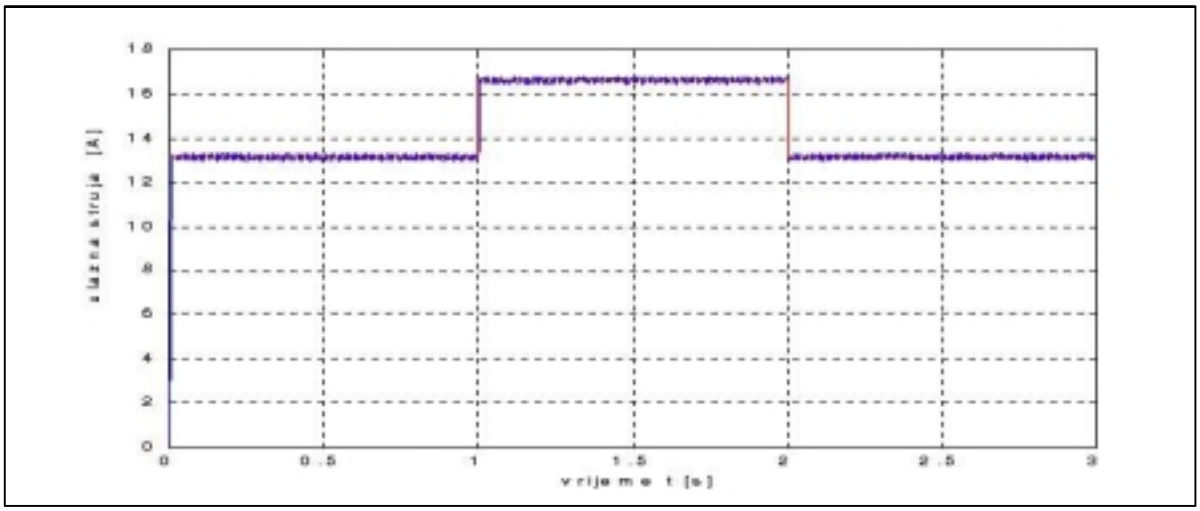
Primjenom projektiranog regulatora zasnovanog na kliznom režimu na simulacijskom modelu s trenutnim vrijednostima , te na fizičkom laboratorijskom modelu dobiveni su zadovoljavajući rezultati prikazani na slikama 5.1. do 5.4.

Mjerenje je izvršeno uz promjenu reference struje sa 13.15 [A] na 16.5 [A] , što odgovara izlaznom naponu od 250 [V] odnosno 270[V] , te pri ulaznom naponu efektivne vrijednosti *Uul*=150 [V].

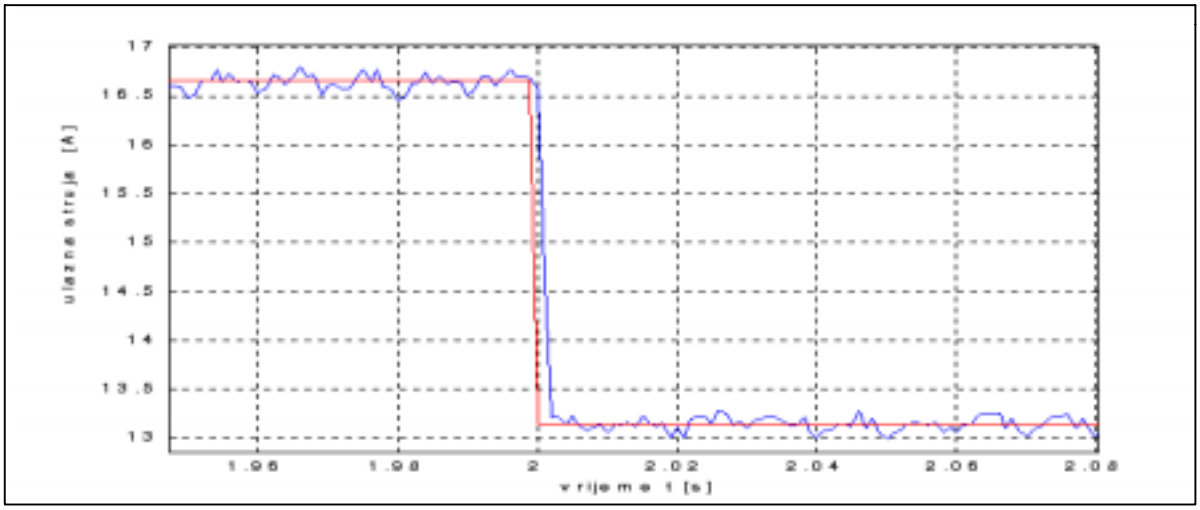
Sa slika 5.1. do 5.4. je vidljivo da su dobiveni rezultati zadovoljavajući i na simulacijskom i na fizičkom laboratorijskom modelu , tj. da oscilacije ulazne struje zadovoljavaju ograničenja propisana standardima.

Oscilacije ulazne struje na simulacijskom modelu iznose 0.32 [A] , dok na fizičkom laboratorijskom modelu iznose 0.75 [A] što predstavlja zadovoljavajuće rezultate sobzirom na standarde propisane prema IEC-u[9].

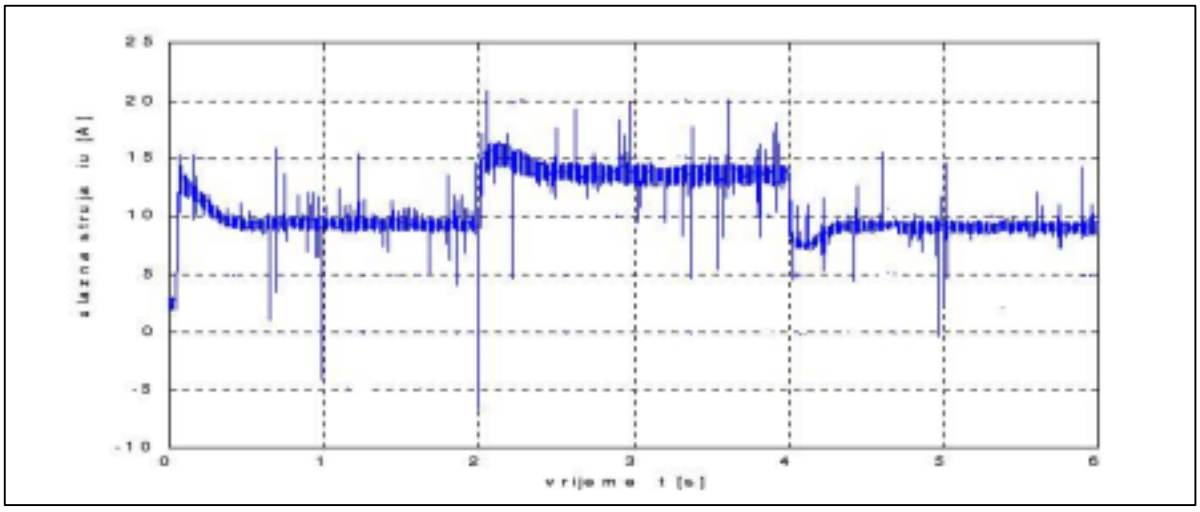
Isto tako je vidljivo da primjenjeni regulator kliznog režima rada osigurava brzi dolazak u stacionarno stanje tj. vrijeme porasta struje iznosi : t_r=2 [ms]



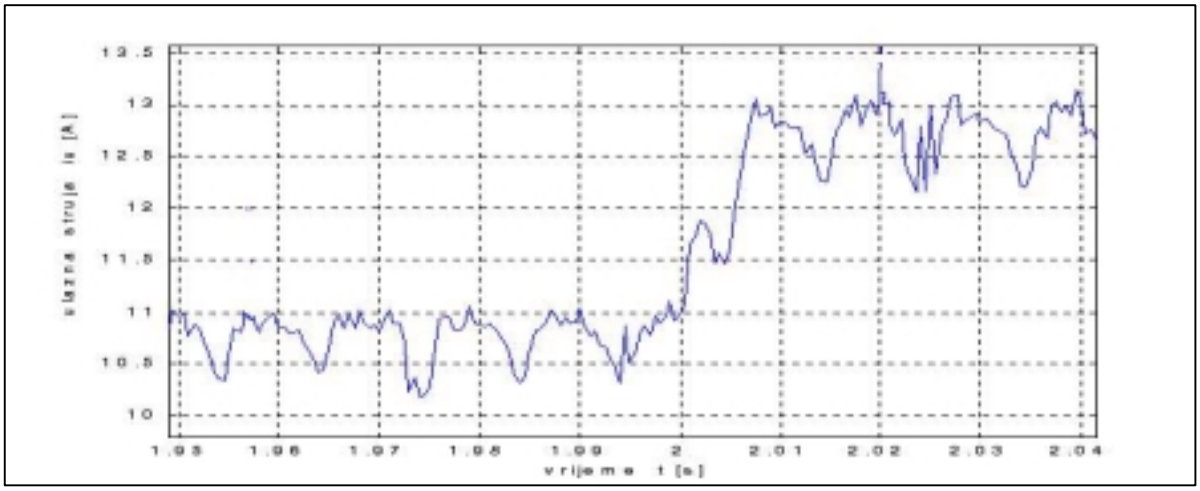
Slika 5.1. *Odziv ulazne struje i_u simulacijskog modela.*



Slika 5.2. *Uvećani odziv ulazne struje i_u simulacijskog modela.*



Slika 5.3. *Odziv ulazne struje i_u fizičkog laboratorijskog modela.*



Slika 5.4. *Uvećani odziv ulazne struje i_u fizičkog laboratorijskog modela.*

5.1.2 Projektiranje kliznog regulatora ulazne struje : slučaj 2.

Dodatno poboljšanje vladanja kliznog regulatora struje moguće je postići dodatnim proširenjem krivulje prekapčanja s integralnim i poporcionalnim članom.

Tako definirana krivulja prekapčanja ima oblik :

$$\boldsymbol{s(iu)} = \boldsymbol{k}_i \int_0^t (\boldsymbol{i}_u - \boldsymbol{i}_r) + \boldsymbol{k}_p (\boldsymbol{i}_u - \boldsymbol{i}_r) \qquad (5\text{–}5)$$

Proporcionalni član osigurava dodatno ubrzanje odziva , dok integralni član osigurava veću točnost slijeđenja referentne ulazne struje.

Da bi trajektorija gibanja sustava bila u kliznom režimu , odnosno da klizi po krivulji prekapčanja $\boldsymbol{s(i_u)}=0$, mora biti zadovoljen uvjet postojanja kliznog režima definiran na slijedeći način :

$$\lim_{s\to 0} \boldsymbol{s}\dot{\boldsymbol{s}} < 0$$

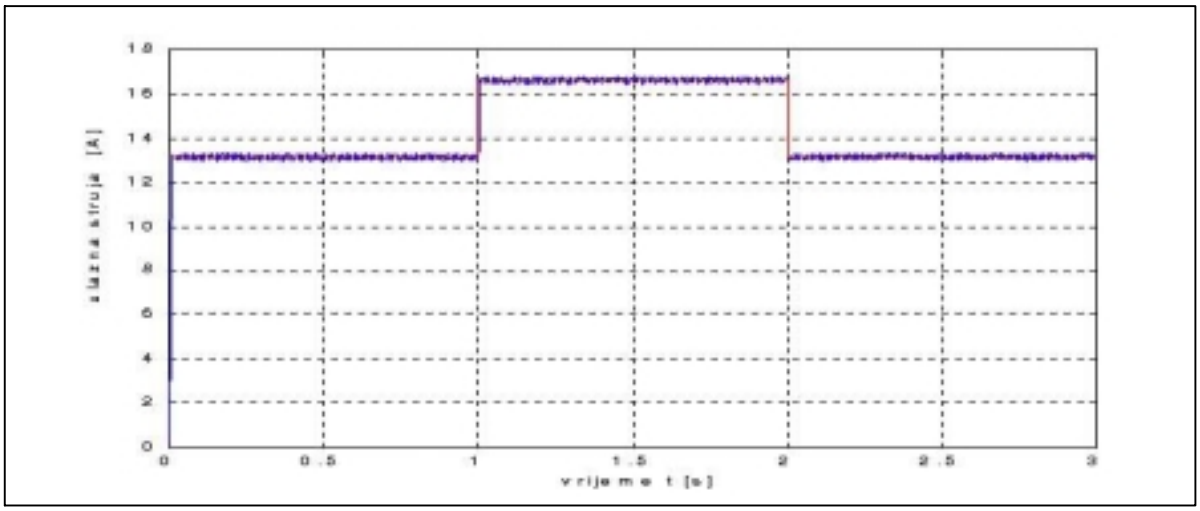
tj. $$\boldsymbol{s}(\boldsymbol{i}_u) = \dot{\boldsymbol{s}}(\boldsymbol{i}_u) = 0 \qquad (5\text{-}6)$$

Rezultati odziva ulazne struje dobiveni uz primjenu tako projektiranog regulatora kliznog režima rada prikazani su na slikama 5.5. do 5.8.

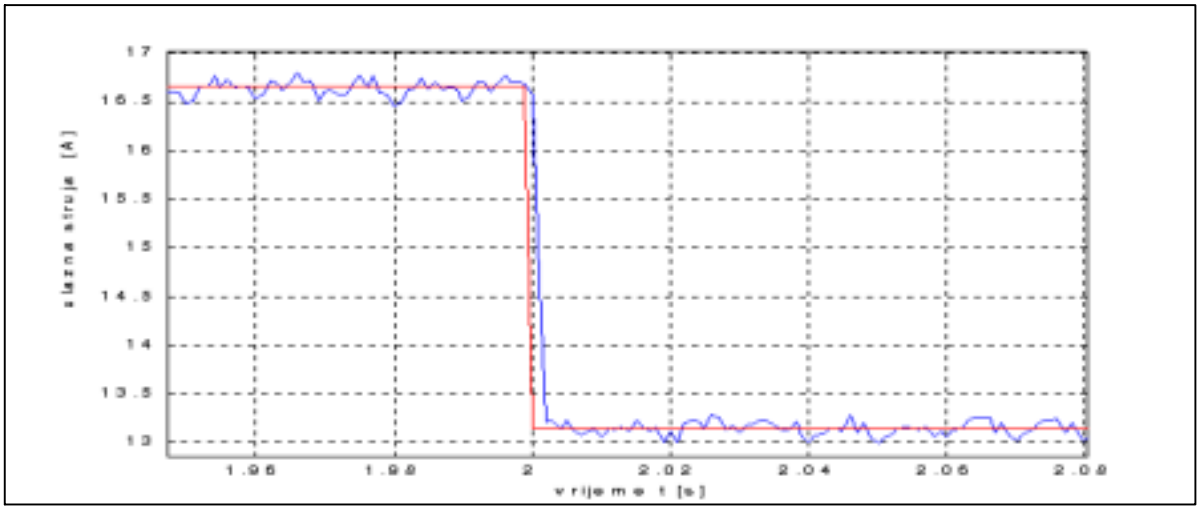
Kao što sa slika (5.5 do 5.8.) možemo vidjeti dobiveni rezultati zadovoljavaju i na simulacijskom i na fizičkom laboratorijskom modelu , tj. da oscilacije ulazne struje zadovoljavaju ograničenja propisana standardima [9].

Oscilacije ulazne struje na simulacijskom modelu iznose 0.25 [A] , dok na fizičkom laboratorijskom modelu iznose 0.71 [A] što je u skladu s standardima propisanim prema IEC-u[9]

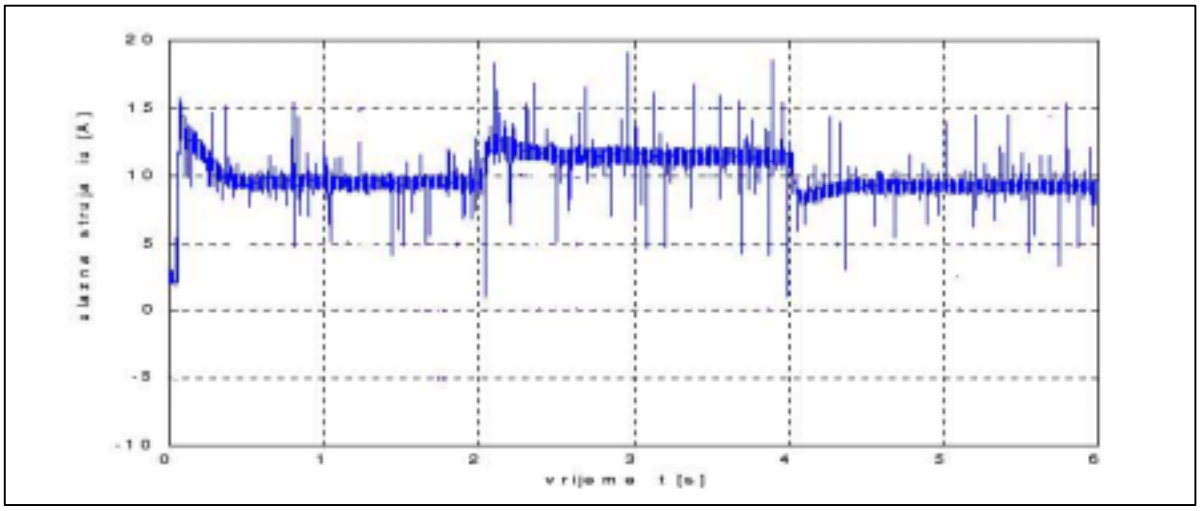
Isto tako je vidljivo da primjenjeni regulator kliznog režima rada osigurava brzi dolazak u stacionarno stanje tj. vrijeme porasta struje iznosi : t_r=2 [ms]



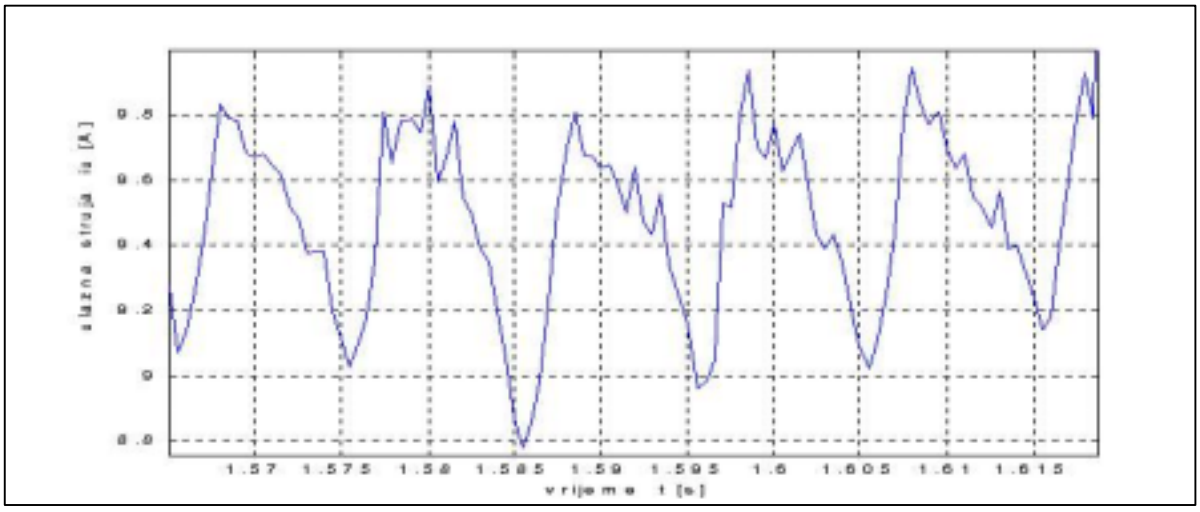
Slika 5.5. *Odziv ulazne struje i_u simulacijskog modela.*



Slika 5.6. *Uvećani odziv ulazne struje i_u simulacijskog modela.*



Slika 5.7. *Odziv ulazne struje i_u fizičkog laboratorijskog modela.*

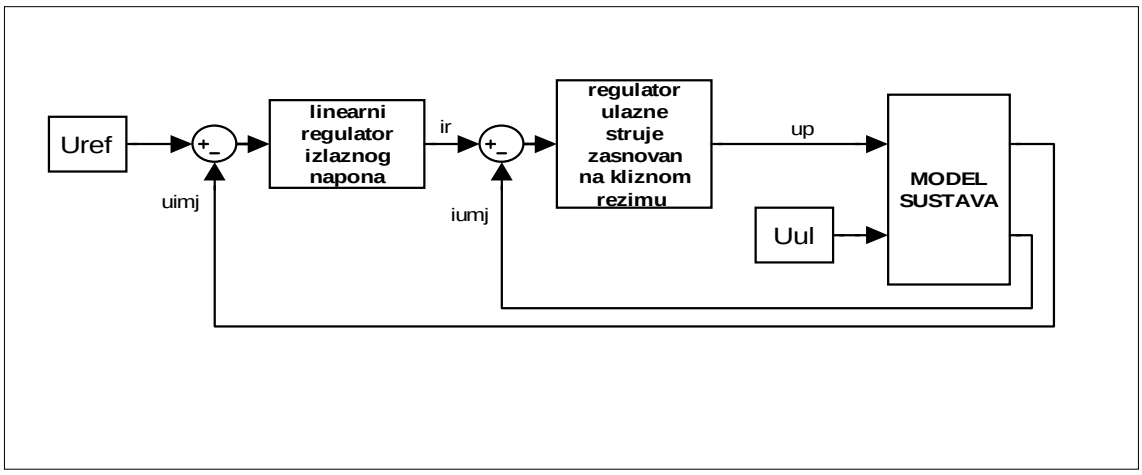


Slika 5.8. *Uvećani odziv ulazne struje i_u fizičkog laboratorijskog modela.*

5.2. SINTEZA REGULATORA IZLAZNOG NAPONA UZLAZNOG PRETVARAČA

Prema zahtjevima na uzlazni pretvarač potrebno je izlazni istosmjerni napon pretvarača održavati konstantnim pri promjenama ulaznog napona ili opterećenja pretvarača.

Nakon provedenog postupka sinteze regulacijskog kruga ulazne struje , kaskadna struktura upravljanja poprima oblik prikazan na slici 5.9.



Slika 5.9. *Strukturni blokovski prikaz kruga regulacije izlaznog napona uzlaznog pretvarača.*

Kako je za projektiranje regulatora izlaznog napona potrebno poznavati prijenosnu funkciju zatvorenog sustava regulacije ulazne struje koja bitno ovisi o primjenjenom regulatoru struje , proveden je postupak identifikacije zatvorene petlje ulazne struje na fizičkom laboratorijskom modelu , nakon čega je izvršena sinteza regulatora izlaznog napona.

5.2.1 Identifikacija parametara matematičkog modela izlaznog napona.

Za istraživanje učinkovitih algoritama i struktura upravljanja nužni su prikladni matematički modeli. Parametri takvih modela najčešće se određuju postupkom identifikacije na stvarnom sustavu ili fizičkom modelu sustava. Stoga je na fizičkom laboratorijskom modelu uzlaznog pretvarača provedena off-line identifikacija [1]. Rezultat tako provedene identifikacije su različiti parametarski modeli.

Prije provedbe samog eksperimenta identifikacije određeni su bitni parametri i postupci eksperimenta kao što su : oblik ispitnog signala , način mjerenja , radna točka procesa te vrijeme uzorkovanja.

Ako su eksperiment i off-line identifikacija pravilno provedeni trebali bi se dobiti matematički modeli uzlaznog pretvarača drugog reda jer dva osnovna skladišta energije : prigušnica L i kondenzator C u fizičkom laboratorijskom modelu uzlaznog pretvarača impliciraju drugi red sustava , a nelinearnosti u sustavu povećavaju red sustava , tako da je sustav trćeg reda.

Odabir ispitnog signala i vremena uzorkovanja

Pravilan odabir oblika ispitnog signala bitan je preduvjet za uspješnu provedbu postupka identifikacije. U praksi se najčešće koristi pseudo slučajni binarni signal PRBS (engl. Pseudo Random Binary Signal) koji se približava frekvencijskom spektru bijelog šuma. PRBS je specijalni binarni signal koji , zahvaljujući svojoj periodičnosti , postaje determinirani signal ; karakteriziraju ga: broj bita n , vrijeme trajanja jednoog bita Δt i amplituda c. Vrijeme trajanja jednog perioda ponavljanja T_{PR} računa se prema relaciji :

$$T_{PR} = \Delta t(2^n - 1) \tag{5-7}$$

Period T_{PR} prema izrazu (5-7) treba biti veći od vremena prijelazne pojave procesa . Za sustav uzlaznog pretvarača eksperimentom je utvrđeno vrijeme prijelazne pojave izlaznog napona oko 100 ms.

Vrijeme uzorkovanja signala *T (T=Δt)* može se odabrati na temelju više preporuka danih u literaturi [1]. U provedenom postupku identifikacije vrijeme uzorkovanja računalo se prema izrazu :

$$T = \left(\frac{1}{6} \div \frac{1}{10}\right) \cdot t_{63} \tag{5-8}$$

gdje je:

t_{63}- vrijeme za koje prijelazna funkcija procesa dostigne 63% stacionarne vrijednosti.

Za provedbu eksperimenta identifikacije generiran je PRBS signal karakteristika:

* broj bita n=9 ,
* trajanje jednog bita Δt= 10 ms ,
* period ponavljanja *Tpr*=512 ms,
* amplituda c=±0.2 V.

Kod nelinearnih sustava , kao što je uzlazni pretvarač , vrlo je važno ispravno odabrati radnu točku u kojoj će se provesti mjerenje , a potom i off-line postupak identifikacije na mjerenim podacima. Pri tome se radna točka procesa odabire tako da odgovara normalnim radnim uvjetima.

Pri identifikaciji parametara matematičkog modela uzlaznog pretvarača odabrana je radna točka koja približno odgovara nazivnim podacima fizičkog modela pretvarača , a to su:

* izlazni napon 250 V ,
* izlazna struja 5 A ,
* efektivna vrijednost mrežnog napona 150 V ,
* vrijednost reference ulazne struje 10±3 A ,

Provedba postupka parametarske identifikacije

Off-line identifikacija parametara matematičkog modela uzlaznog pretvarača provedena je nad skupovima diskretnih podataka prikupljenih mjerenjem na fizičkom laboratorijskom modelu. Rezultat tako provedene identifikacije su diskretni matematički modeli opisani općom jednadžbom diferencija :

$$\boldsymbol{A}(\boldsymbol{q}^{-1})\boldsymbol{y}(\boldsymbol{k}) = \frac{\boldsymbol{B}(\boldsymbol{q}^{-1})}{\boldsymbol{F}(\boldsymbol{q}^{-1})}\boldsymbol{u}(\boldsymbol{k}-\boldsymbol{nk}) + \frac{\boldsymbol{C}(\boldsymbol{q}^{-1})}{\boldsymbol{D}(\boldsymbol{q}^{-1})}\boldsymbol{e}(\boldsymbol{k}), \tag{5-9}$$

gdje je: $A(q^{-1}) = 1+a_1q^{-1}+...+a_{na}q^{-na}$,

$B(q^{-1}) = b_0+b_1q^{-1}+...+b_{nb}q^{-nb}$,

$C(q^{-1}) = 1+c_1q^{-1}+...+c_{nc}q^{-nc}$, (5-10)

$D(q^{-1}) = 1+d_1q^{-1}+...+d_{nd}q^{-nd}$,

$F(q^{-1}) = 1+f_1q^{-1}+...+f_{nf}q^{-nf}$.

U izrazu (5-9) *y(k), u(k-nk), nk* i *e(k)* su:

nk-mrtvo vrijeme izraženo u koracima uzorkovanja

y(k) - izlazna vrijednost,

u(k-nk) - ulazna vrijednost,

e(k) - poremećaj slučajnog karaktera, bijeli šum.

Ako se definira : $C(q^{-1}) = D(q^{-1}) = F(q^{-1}) = 1$

dobije se *ARX* model (model najmanjih kvadrata, model pomoćne varijable).

Ako se definira : $D(q^{-1}) = F(q^{-1}) = 1$, dobije se *ARMAX* model (model prema Aströmu).

Ako se definira : $C(q^{-1}) = F(q^{-1}) = 1$ dobije se *ARARX* model (poopćeni model najmanjih kvadrata).

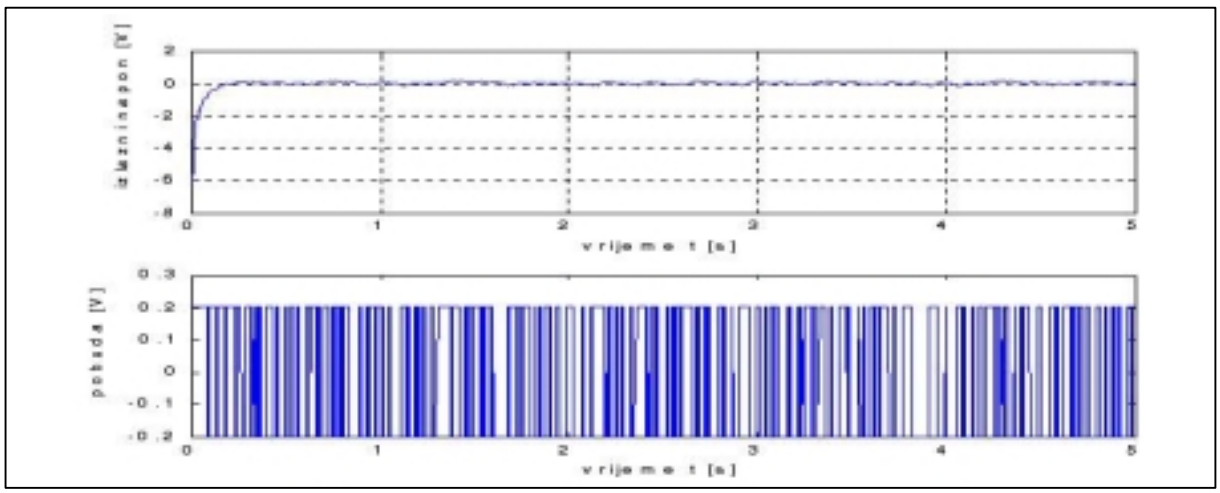
Ako se definira : $F(q^{-1}) = 1$ dobije se *ARARMAX* model (prošireni matrični model).

Ako se definira : $A(q^{-1}) = 1$ dobije se *BOX-JENKINS* model.

Ako se definira : $A(q^{-1}) = 1$, $C(q^{-1}) = D(q^{-1}) = 1$ dobije se Output Error (*OE*) model.

Dani modeli često se koriste kod identifikacije jer opisuju veliki spektar realnih procesa. Predictive Error Method (*PEM*) model nije prikazan u gornjim izrazima jer ima strukturu u obliku varijabli stanja.

Rezultati provedenog eksperimenta identifikacije prikazani su na slici (5-10). Na slici je dan vremenski dijagram ulazno-izlaznih mjernih veličina : izlaznog istosmjernog napona te promjenjive reference ulazne struje. Na temelju snimljenih podataka provedena je identifikacija parametara matematičkog modela kruga izlaznog napona uzlaznog pretvarača.

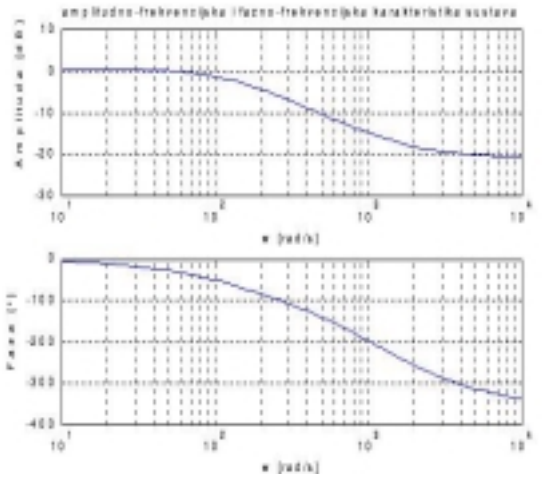
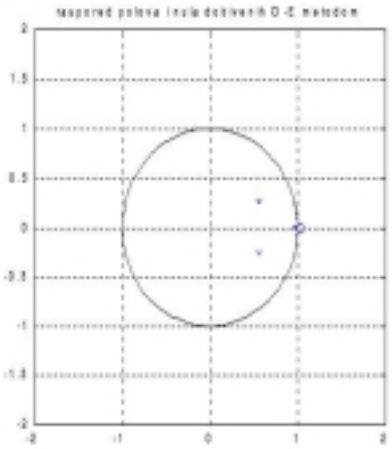


Slika 5.10. *Promjene izlaznog napona* u_i *a), te referentna veličina ulazne struje uz superponirani PRBS u odabranoj radnoj točki na fizičkom laboratorijskom modelu.*

U postupku identifikacije istraženi su standardni modeli parametarske identifikacije za određivanje parametara matematičkog modela (ARX , ARMAX , OE , BOX-JENKINS) ; najbolji opis dobiven je OE modelom (nb=2,nd=3,nk=1) SISO strukture.

Prijenosna funkcija tako dobivenog matematičkog modela izlaznog napona s pripadnim karakteristikama dana je u tablici 5.1.

Tablica .1. Parametri matematičkog modela izlaznog napona uzlaznog pretvarača , položaj nula i polova u kompleksnoj z ravnini i frekvencijske karakteristike matematičkog modela.

$$Gsu(z)=\frac{u_i(z)}{i_r(z)}=$$ $$=\frac{-0.029767z^2+0.030678z}{z^3-2.0907z^2-1.47197z-0.37351}$$	Z01=1.031 ; Zp1=0.971; Zp2=0.57+0.2668I; Zp2=0.57-0.268i.
	

Utvrđena je vrlo dobra podudarnost odziva izlaznog napona uzlaznog pretvarača dobivenog na fizičkom laboratorijskom i matematičkom modelu pretvarača , te se dobiveni matematički model može upotrijebiti za postupak sinteze regulatora napona.

5.2.2. Sinteza regulatora izlaznog napona uzlaznog pretvarača

Proveden je postupak sinteze regulatora izlaznog napona uzlaznog pretvarača na SISO modelu izlaznog napona opisanog prijenosnom funkcijom kao u tablici 5.1.

$$Gsu(z) = \frac{u_i(z)}{i_r(z)} = \frac{-0.029767z^2 + 0.030678z}{z^3 - 2.0907z^2 - 1.47197z - 0.37351} \qquad (5-11)$$

Proporcionalno-integralni PI regulator je široko rasprostranjeni konvencionalni regulator. PI regulator pojavljuje se u mnogo različitih izvedbi :elektronička , hidraulička , pneumatska i druge. Danas se najčešće koristi u digitalnom obliku za realizaciju upravljanja pomoću mikroračunala.

U radu se koristi diskretni oblik PI regulatora s eksplicitnim integratorom i limiterom koji ograničava izlaz iz regulatora u svrhu sprečavanja preopterećenja i eventualnih oštećenja energetskih komponenata u sustavu.

Za određivanje prijenosne funkcije diskretnog PI regulatora korišten je njegov osnovni oblik u kontinuiranim području:

$$G_{ru}(s) = K_R(1 + \frac{1}{T_R \cdot s}) = K_R \frac{1 + T_R \cdot s}{T_R \cdot s} \ , \qquad (5\text{-}12)$$

gdje je:

K_R- koeficijent pojačanja regulatora ;

T_R- integralna vremenska konstanta.

Diskretni oblik prijenosne funkcije PI regulatora dobije se iz (5-12) uporabom pravokutne integracije ($\frac{1}{s} \approx \frac{Tz}{z-1}$) :

$$G_{ru}(z) = K_R \frac{T_R + T}{T_R} \cdot \frac{z - \frac{T_R}{T_R + T}}{z - 1} \qquad (5\text{-}13)$$

U izrazu (5-13) T je vrijeme uzorkovanja.

Postupak proračuna parametara diskretnog PI regulatora temelji se na optimiranju karakteristične jednadžbe zatvorenog regulacijskog kruga izlaznog napona [2], što osigurava granični aperiodski odziv izlaznog napona. Dobivena prijenosna funkcija zatvorenog kruga regulacije izlaznog napona glasi:

$$G_S(z) = \frac{u_i(z)}{i_r(z)} = \frac{G_{ru}(z)G_{su}(z)}{1+G_{ru}(z)G_{su}(z)} \tag{5-14}$$

Uz poznatu prijenosnu funkciju zatvorenog kruga regulacije ulazne struje ali nepoznate parametre prijenosne funkcije regulatora $G_{ru}(z)$, optimiranjem karakteristične jednadžbe zatvorenog kruga :

$$1+G_{ru}(z)G_{su(z)} = 0 \quad , \tag{5-15}$$

dobiju se parametri regulatora , za granični aperiodski odziv izlaznog napona.

Uvjet na osnovi kojeg se određuju optimalni parametri regulatora glasi [2]:

$$I = \min\left(\sum_{i=1}^{n} abs(z_{pi})\right) \tag{5-16}$$

Vrijednosti Z_{pi} jednake su vrijednostima polova zatvorenog kruga odnosno rješenjima karakteristične jednadžbe (5-15) , a n je jednak broju polova zatvorenog kruga. Minimizacija kriterija danog izrazom (5-16) realizirana je primjenom funkcija optimiranja programskog paketa Matlab.

Postupak sinteze PI regulatora proveden je na matematičkom modelu zatvorene petlje ulazne struje uzlaznog pretvarača , dobivenog identifikacijom na fizičkom laboratorijskom modelu koji je opisan prijenosnom funkcijom (5 –11).

Postupkom minimizacije jednadžbe (5-15) , uz vrijeme uzorkovanja T = 0.1 ms i promjenu maksimalnih vrijednosti parametara , dobiveni su slijedeći parametri diskretnog PI regulatora izlaznog napona:

K_R= 0.65

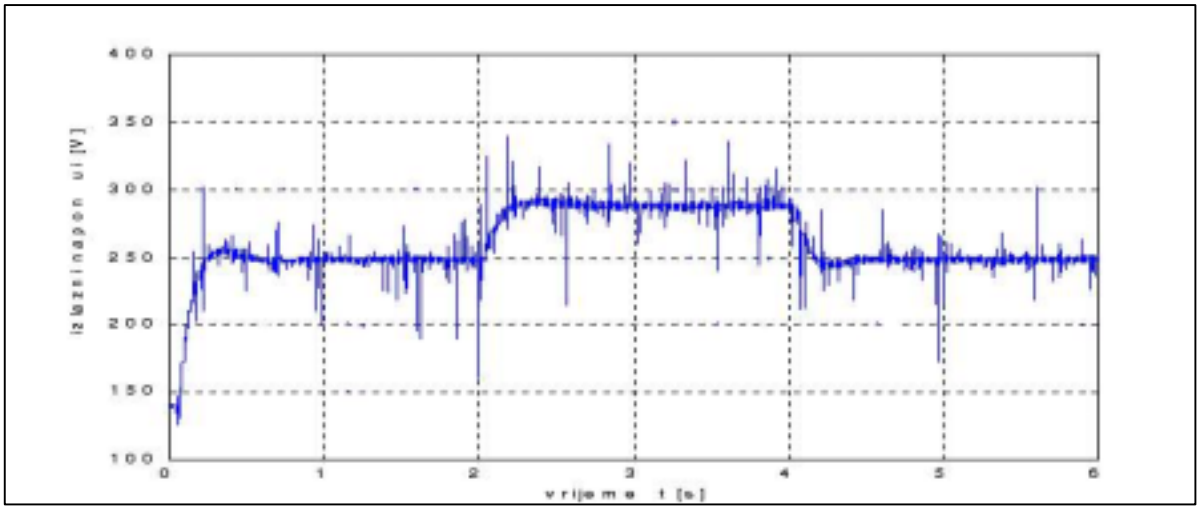
T_R= 0.0651

Prijenosna funkcija diskretnog PI regulatora tada glasi:

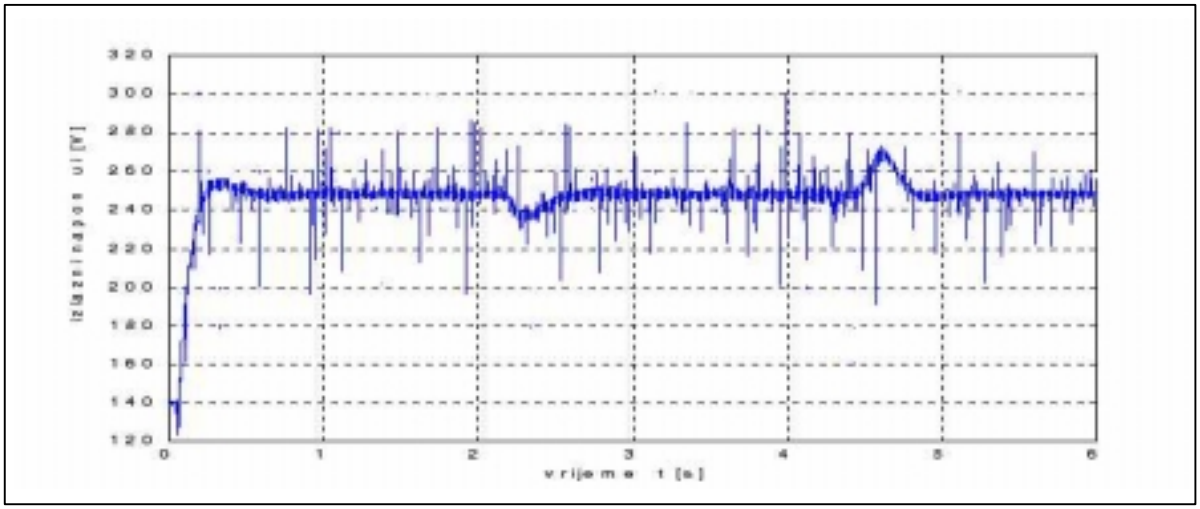
$$G_{ru}(z) = 0.65\frac{z-0.998}{z-1} \tag{5-18}$$

Provedeni eksperimenti na fizičkom laboratorijskom modelu uzlaznog pretvarača , pri ulaznoam naponu mreže iznosa 150 V, uz uporabu regulatora zasnovanih na kliznom režimu u krugu ulazne struje i PI regulatora izlaznog napona opisanog prijenosnom funkcijom (5-18) dala su zadovoljavajuće rezultate vladanja izlaznog kruga regulacije istosmjernog napona.

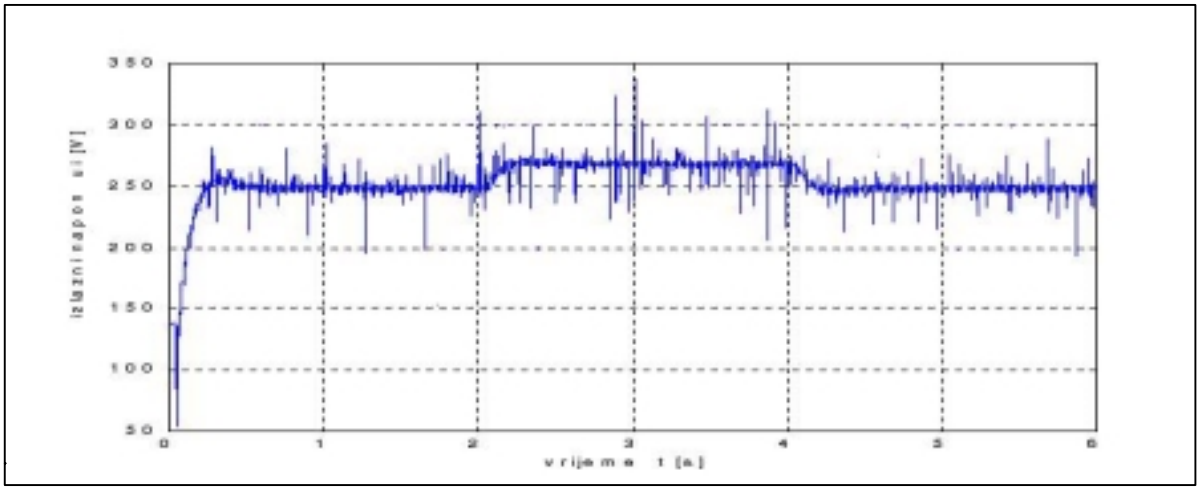
Rezultati eksperimenta dani su na sljedećim salikama.



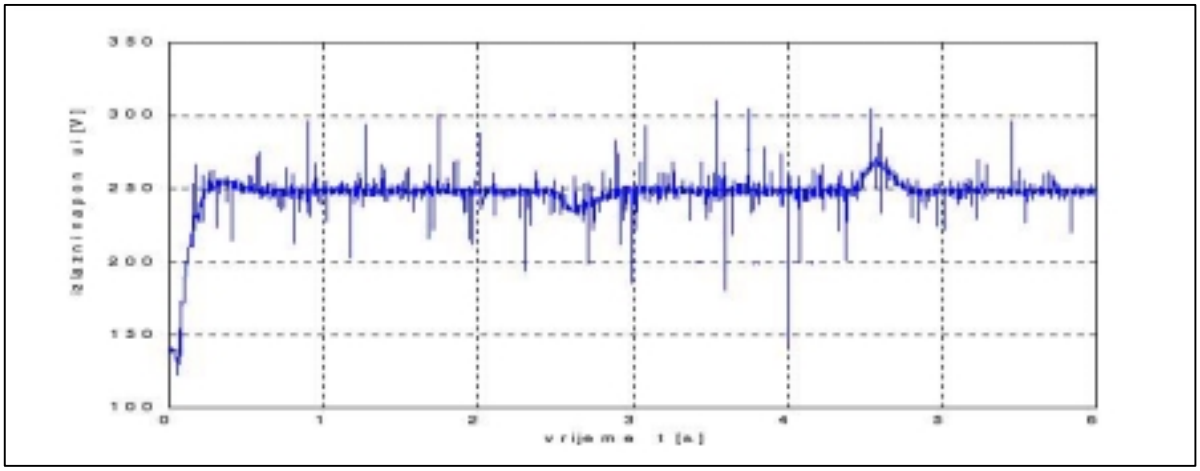
Slika 5.11. *Odziv izlaznog napona uz primjenjeni regulator struje slučaj 1.*



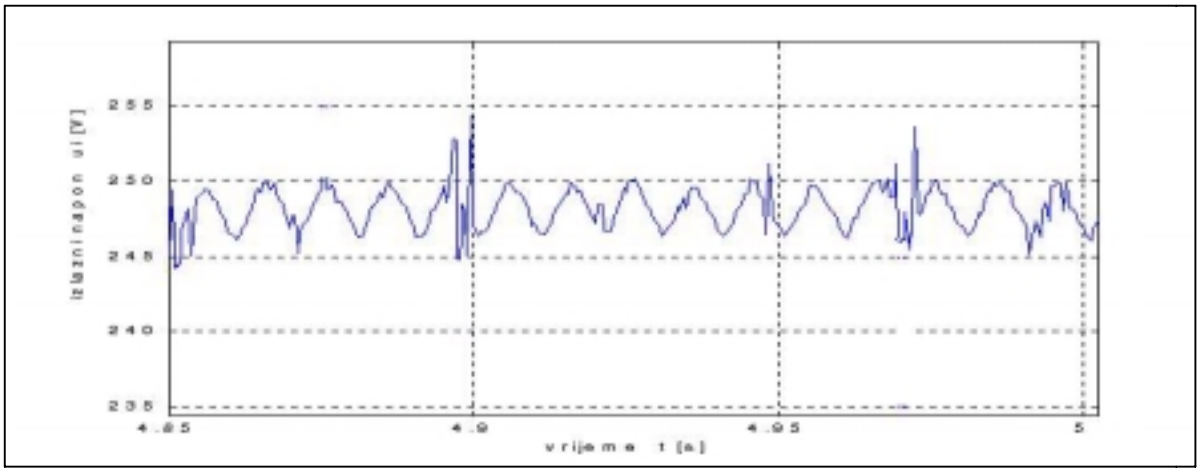
Slika 5.12. *Odziv izlaznog napona uz promjene ulaznog napona od ±20%.*



Slika 5.13. *Odziv izlaznog napona uz primjenjeni regulator struje slučaj 2.*



Slika 5.14. *Odziv izlaznog napona uz promjene ulaznog napona od ±20%.*



Slika 5.15. *Uvećani odziv izlaznog napona u_i fizičkog laboratorijskog modela.*

5.2.3. Upravljanje uzlaznim pretvaračem pri radu na istosmjernoj mreži uz primjenjeni regulator kliznog režima zasnovanog na Ackermanovoj formuli.

Projektiranje regulatora zasnovanog na kliznogm režimu gdje se koeficijenti krivulje prekapčanja proračunavaju korištenjem Ackermanove formule [13,14] objašnjeno je u odjeljku 4.3. , te će ovdje biti navedene samo osnovne značajke.

Krivulju prekapčanja koja uključuje integralni član po izlaznom naponu i konstantni član definiramo kao:

$$\boldsymbol{s} = \boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{x}} + \boldsymbol{k} = 0 \qquad (5-19)$$

gdje je $\boldsymbol{C}$ matrica koeficijenata krivulje prekapčanja, dimenzija (m x $n+1$), dok $\boldsymbol{k}$ predstavlja konstantni član.

Treba zamjetiti da konstantni član k ne utječe na dinamiku u kliznom režimu , sve dok je ta dinamika definirana sa $\dot{\boldsymbol{s}} = 0$, odnosno dok trajektorije stanja klize po krivulji prekapčanja.

U linearnim sustavima Ackermanova formula [13] omogućava dosezanje željene dinamike sustava , definiranjem željenih polova zatvorenog kruga sustava uz upravljački signal definiran na sljedeći način :

$$\hat{\boldsymbol{u}} = -\boldsymbol{K}\hat{\boldsymbol{x}}$$

$$\boldsymbol{K} = \boldsymbol{e}\boldsymbol{P}(\boldsymbol{A}) \qquad (5\text{ -}20)$$

gdje je :

$$\boldsymbol{e} = (0,\ldots..,0,1)(\boldsymbol{B}, \boldsymbol{AB}, \ldots, \boldsymbol{A}^{n-1}\boldsymbol{B})^{-1} \qquad (5\text{ -}21)$$

$$\boldsymbol{P}(\boldsymbol{A}) = (\boldsymbol{A} - \lambda_1 \boldsymbol{I})(\boldsymbol{A} - \lambda_2 \boldsymbol{I})\ldots(\boldsymbol{A} - \lambda_{n-1}\boldsymbol{I}) \qquad (5\text{ -}22)$$

gdje, $\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_{n-1}$ predstavljaju polove sustava , koji definiraju željenu dinamiku.

Pri projektiranju regulatora kliznog režima , željeni polovi sustava se koriste u proračunu koeficijenata krivulje prekapčanja na sljedeći način:

$$\boldsymbol{C} = \boldsymbol{eP}(\boldsymbol{A}) = \boldsymbol{K} \tag{5 -23}$$

Ako perturbirani vektor varijabli stanja definiramo kao $\hat{\boldsymbol{x}} = \left[\hat{\boldsymbol{i}}_{\boldsymbol{u}}, \hat{\boldsymbol{u}}_{\boldsymbol{i}}\right]$, te uz $\boldsymbol{M} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$, tada krivulju prekapčanja definiramo na sljedeći način:

$$\boldsymbol{s} = \boldsymbol{c}_1\hat{\boldsymbol{i}}_{\boldsymbol{u}} + \boldsymbol{c}_2\hat{\boldsymbol{u}}_{\boldsymbol{i}} + \boldsymbol{c}_3\hat{\boldsymbol{x}}_{\boldsymbol{i}} + \boldsymbol{k} = 0 \tag{5 -24}$$

Valja napomenuti da projektirani regulator, zasnovan na kliznom režimu, predstavlja regulator po varijablama stanja , te da u tom slučaju nema kaskadne regulacije.

No loša osobina ovog regulatora je ta što zahtjeva referentne signale i ulazne struje $\boldsymbol{i_r}$ i izlaznog istosmjernog napona ***Uref***, zbog čega mora biti poznata prijenosna karakteristika procesa.

U ovom radu je korištena prijenosna karakteristika fizičkog laboratorijskog modela uzlaznog pretvarača definirana u [8].

Da bi se odredili željeni polvi , koji definiraju željenu dinamiku uzlaznog pretvareča u kliznom režimu , provedena je identifikacija modela s trenutnim vrijednostima varijabli stanja uzlaznog pretvarača .

Odabrani su polovi koji omogućavaju odziv zatvorenog kruga, jednako brz kao odziv otvorenog kruga. Vrijednosti tih polova su sljedeće:

λ_1=0.8542+0.1316i

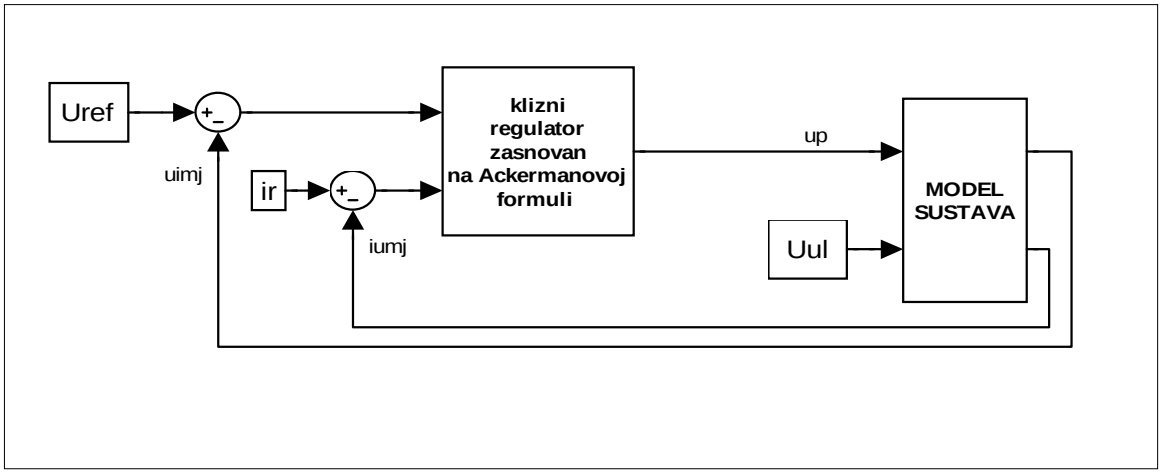
λ_2=0.8542-0.1316i

Uz definirane polove zatvorenog kruga λ_1 i λ_2 , te uz korištenje relacije (5 –24) dobiveni su koeficijenti krivulje prekapčanja :

$$\boldsymbol{C} = \begin{bmatrix} 356.27 & 31.1 & 1007.56 \end{bmatrix};$$

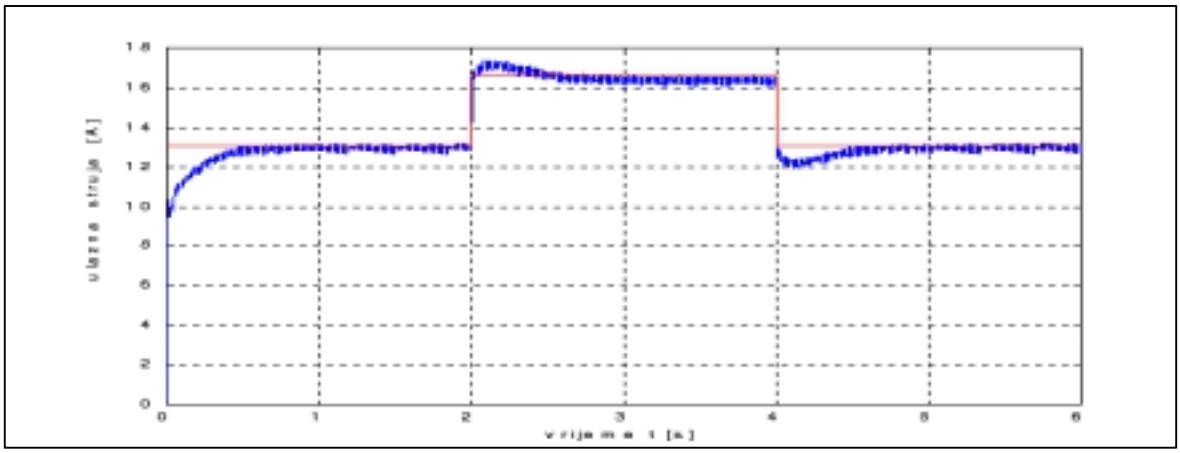
konstantni član krivulje prekapčanja iznosi *k*= -35.

Strukturna blokovska shema upravljanja uz korištenje regulatora zasnovanog na kliznom režimu , kod kojeg se koeficijenti krivulje prekapčanja izračunavaju uz korištenje Ackermanove formule [14] prikazana je na slici 5.16

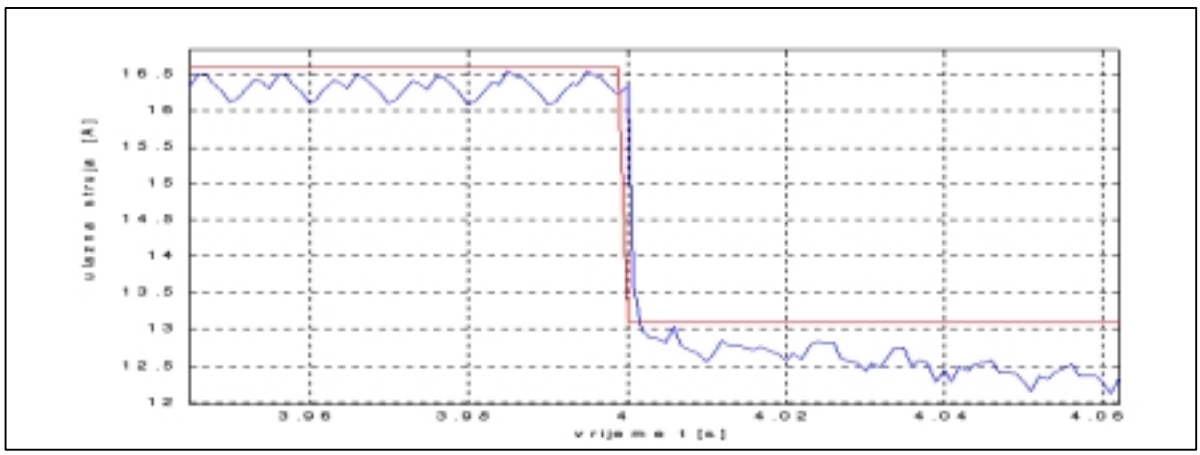


Slika 5.16. *Strukturna blokovska shema upravljanja zasnovanog na Ackermanovoj formuli.*

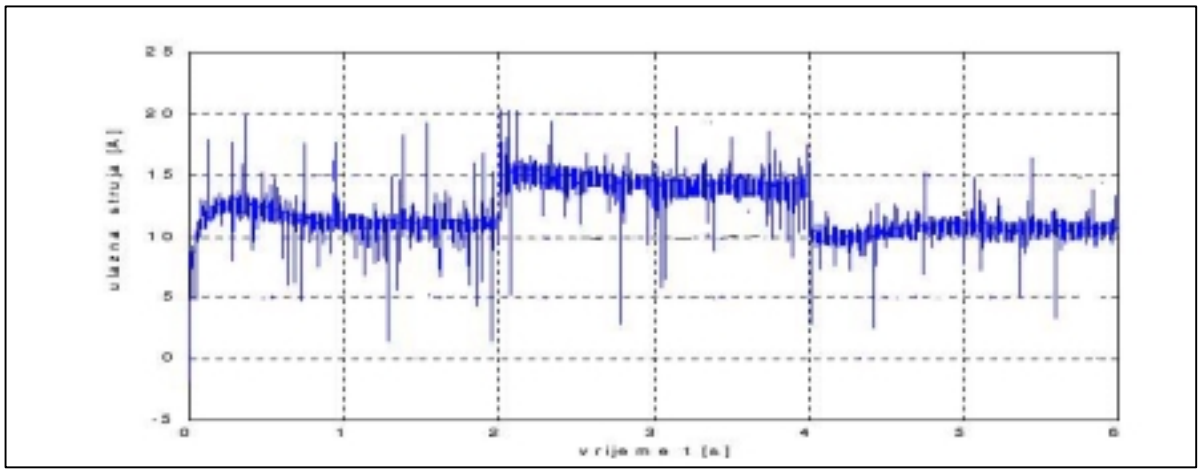
Uz primjenjeni regulator te uz radnu točku , koja je definirana željenim izlaznim referentnim naponom ***Uref*** i u skladu s njim referentnom vrijednosti struje $\boldsymbol{i_r}$ dobiveni su rezultati prikazani na slijedećim slikama.



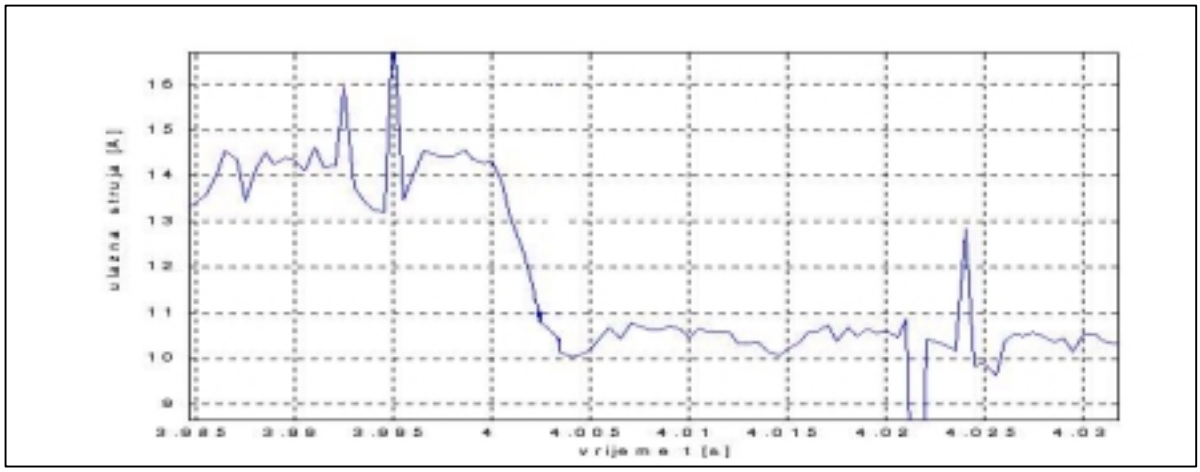
Slika 5.17. *Odziv ulazne struje i_u simulacijskog modela.*



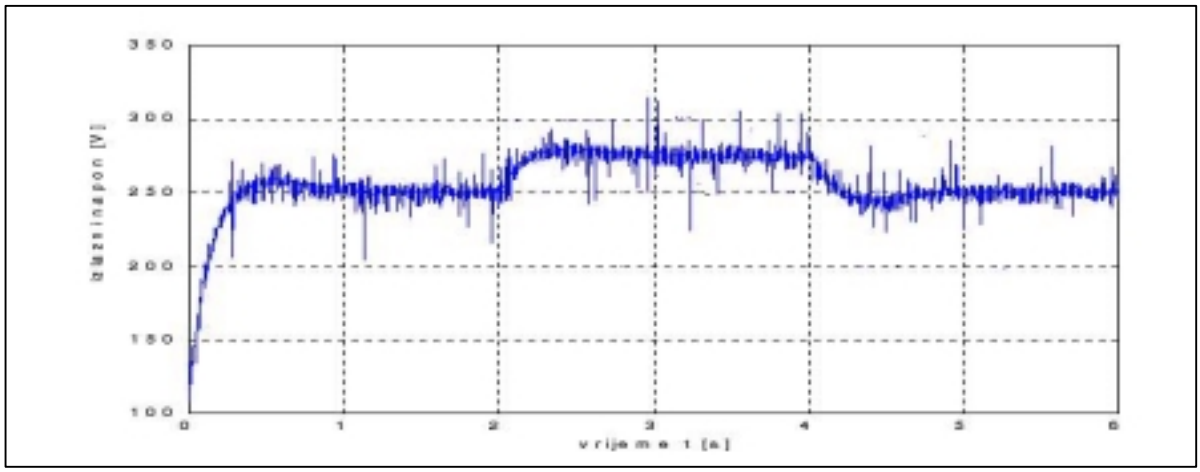
Slika 5.18. *Uvećani odziv ulazne struje i_u simulacijskog modela.*



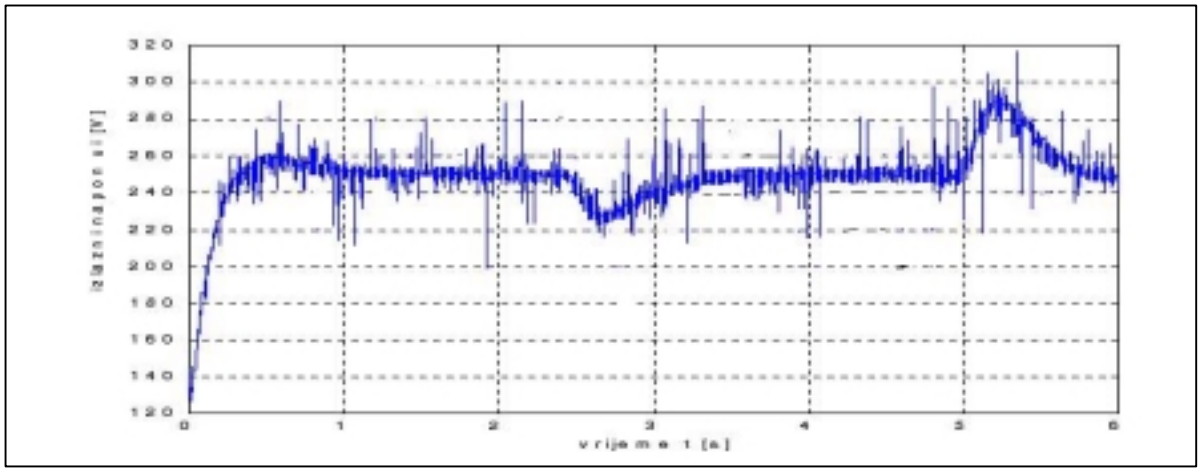
Slika 5.19. *Odziv ulazne struje i_u fizičkog laboratorijskog modela.*



Slika 5.20. *Uvećani odziv ulazne struje i_u fizičkog laboratorijskog modela.*



Slika 5.21. *Odziv izlaznog napona uz primjenjeni regulator struje .*

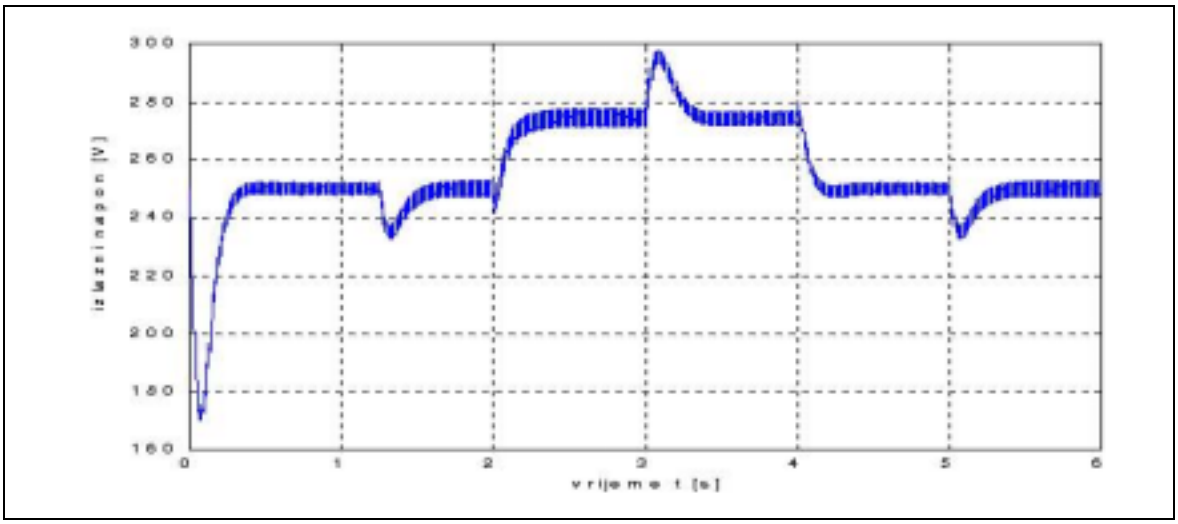


Slika 5.22. *Odziv izlaznog napona uz promjene ulaznog napona od ±20%.*

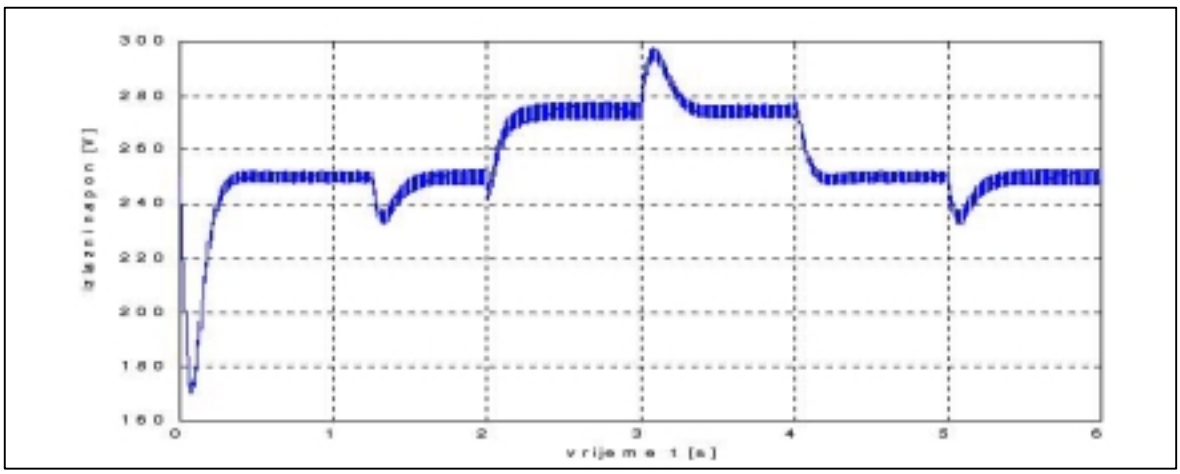
Rezultati dobiveni eksperimentima na fizičkom laboratorijskom modelu pokazuju da su oscilacije struje za regulator zasnovan na Ackermanovoj formuli veće nego za prethodna dva regulatora zasnovana na kliznom režimu i iznose 0.85 do 0.9 [A]. Isto tako je vidljivo da projektirani regulator lošije otklanja poremećaje izazvane promjenom ulaznog napona.

5.3. Upravljanje izlaznim naponom uz poremećaje izazvane promjenom tereta izlaznog kruga.

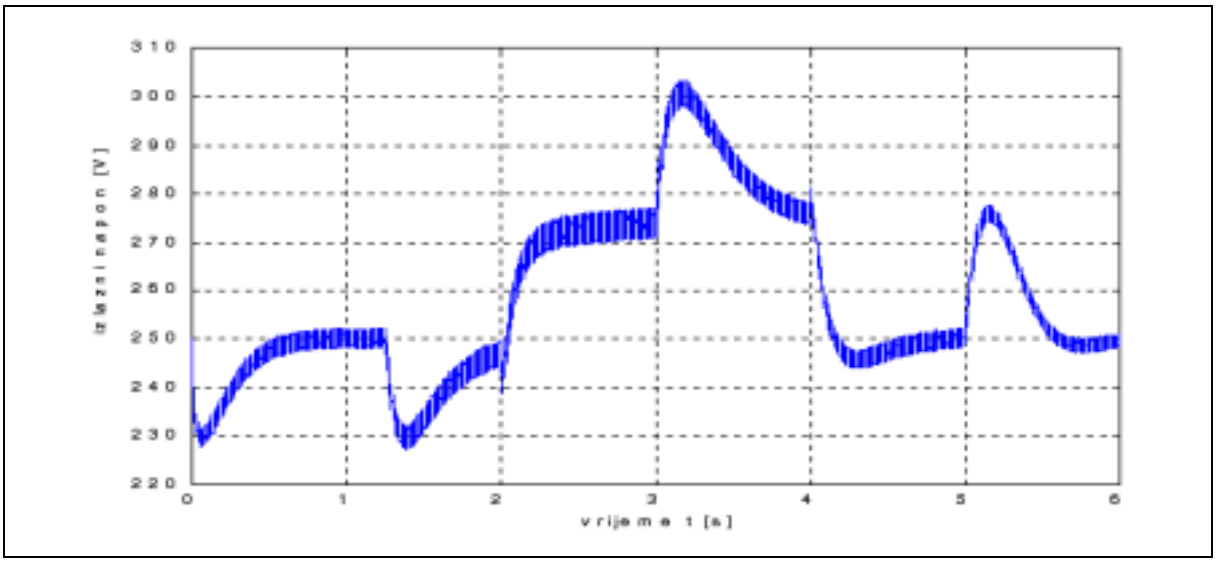
Robusnost uzlaznog pretvarača uz promjene tereta na izlazu pretvarača analizirana je samo na simulacijskom modelu s trenutnim vrijednostima varijabli stanja , a zbog nedostatka odgovarajuće opreme eksperimenti nisu provedeni na fizičkom laboratorijskom modelu. Rezultati simulacije za sva tri načina upravljnja uzlaznim pretvaračem prkazani su na sljedećim slikama.



Slika 5.23. *Izlazni napon uz promjene tereta od ±25% , za regulator slučaj 1.*



Slika 5.24. *Izlazni napon uz promjene tereta od ±25% ,za regulator slučaj 2.*



Slika 5.25. *Izlazni napon uz promjene tereta od ±25% ,za regulator proračunat po Ackermanu.*

Iz prethodnih slika je vidljivo da prva dva projektirana regulatora imaju približno isti odziv , stim što je drugi regulator nešto brži . Promjena napona iznosi oko 5% što je u skladu s propisanim normama [9].

Upravljnje zasnovano na regulatoru koji je projektiran po Ackermanovoj formuli dalo je lošije rezultate , ali i dalje su ti rezultati u skladu sa normama [9] , odnosno promjena izlaznog napona iznosi oko 10%.

Može se zaključiti da projektirani regulatori daju zadovoljavajuće rezultate i za ulaznu struju $\boldsymbol{i_u}$ i za izlazni napon $\boldsymbol{u_i}$, odnosno rezultate u skladu s ograničenjima propisanim normama [9].

6. UPRAVLJANJE UZLAZNIM PRETVARAČEM PRI RADU NA IZMJENIČNOJ MREŽI

Pri radu uzlaznog energetskog pretvarača ne izmjeničnoj mreži potrebno je, osim niske razine strujnih smetnji u pojnoj mreži , osigurati i faktor ulazne snage što bliže jedinici [9].

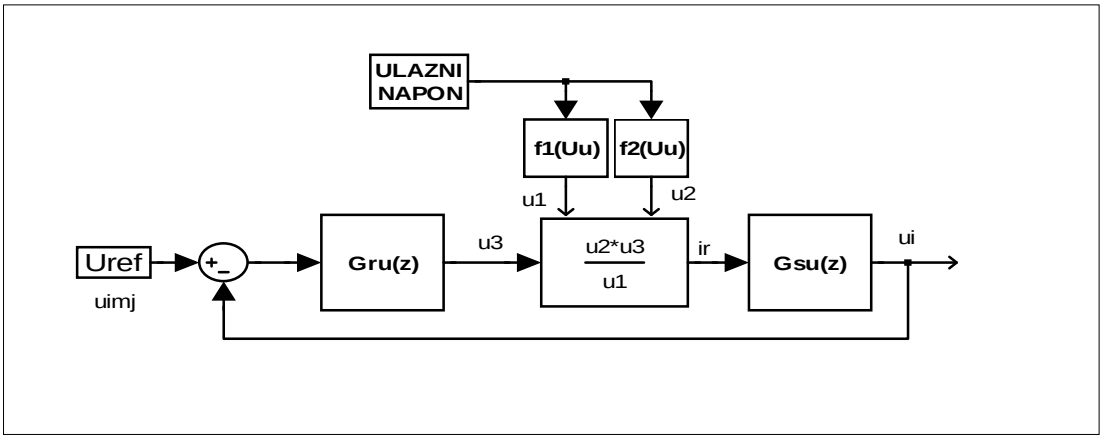
Najčešće rješenje kojim se postiže visoki faktor ulazne snage je primjena aktivnog filtra na ulazu pretvarača.

Za rad na izmjeničnoj mreži nužno je ulaznu prigušnicu (L) pretvarača spojiti na izmjeničnoj strani ispravljačkog mosta. Maksimalni induktivitet te prigušnice određen je energijom koju prigušnica smije uskladištiti tjekom četvrtine perioda mrežnog napona pri maksimalnoj struji , kako bi tjekom druge četvrtine perioda mogla tu energiju predati izlaznom kondenzatoru C i trošilu R [8]. Na laboratorijskom fizičkom modelu korištena je prigušnica induktiviteta 16.4 mH koja zadovoljava u svim režimima rada na izmjeničnoj mreži.

6.1. STRUKTURA SUSTAVA UPRAVLJANJA UZLAZNIM PRETVARAČEM

U novijim rješenjima, upravljanja uzlaznim pretvaračem , koristi se kaskadna struktura s nadređenim regulacijskim krugom izlaznog istosjernog napona i podređenim regulacijskim krugom ulazne struje pretvarača. Regulacijom izlaznog napona osigurava se konstantan napon na trošilu R pri promjeni opterećenja ili promjeni napona pojne mreže , a regulacijom ulazne struje upravlja se ulaznim faktorom snage pretvarača. Iz definicije faktora snage (tablica 6.1) proizilazi da je za visoki faktor snage potrebno osigurati što veću komponentu radne snage , odnosno potrebno je osigurati fazni pomak ulaznog napona i ulazne struje što bliži nuli (za sve harmonike).

Blokovski prikaz kaskadne strukture upravljanja izlaznim istosmjernim naponom i ulaznom , u ovom slučaju izmjeničnom strujom uzlaznog pretvarača prikazan je na slici 6.1.



Slika 6.1. *Blokovski prikaz kaskadne strukture upravljanja izlaznim naponom i ulaznom strujom uzlaznog pretvarača pri radu na izmjeničnoj mreži.*

U prikazanoj strukturi tvorba referentne veličine regulatora ulazne struje izvodi se prema izrazu:

$$\boldsymbol{i_r} = \frac{\boldsymbol{u_2 u_3}}{\boldsymbol{u_1}} \quad , \tag{6-1}$$

Gdje je:

u_1 – veličina proporcionalna efektivnoj (RMS) vrijednosti ulaznog napona,

u_2 - veličina proporcionalna trenutačnoj vrijednosti ulaznog napona,

u_3 - izlazna veličina regulatora izlaznog napona uzlaznog pretvarača.

Umnožak u brojniku izraza (6-1) odeđuje referentnu veličinu ulazne struje po iznosu i obliku za sva stanja u kojima je efektivna vrijednost ulaznog napona konstantna . Veličina u_3 definira referentnu vrijednost ulazne struje pri promjeni opterećenja ili pri promjeni referentne veličine izlaznog napona pretvarača. Veličina u_1 je korekcijska veličina referentne vrijednosti ulazne struje s obzirom na promjenu efektivne vrijednosti ulaznog napona.

Na ovaj način osigurano je praćenje referentne veličine ulazne struje i ulaznog napona pri promjeni ulaznog napona po iznosu i obliku.

Strukturni blokovski prikaz upravljanja uzlaznim pretvaračem pri radu na izmjeničnoj mreži (slika 6.1) razlikuje se od blokovskog prikaza upravljanja pri radu na istosmjernoj mreži u elementu tvorbe referentne veličine ulazne struje , koji ne narušava odnose u kaskadnoj strukturi upravljanja.

6.2 REGULACIJA ULAZNE STRUJE UZLAZNOG PRETVARAČA PRI RADU NA IZMJENIČNOJ MREŽI

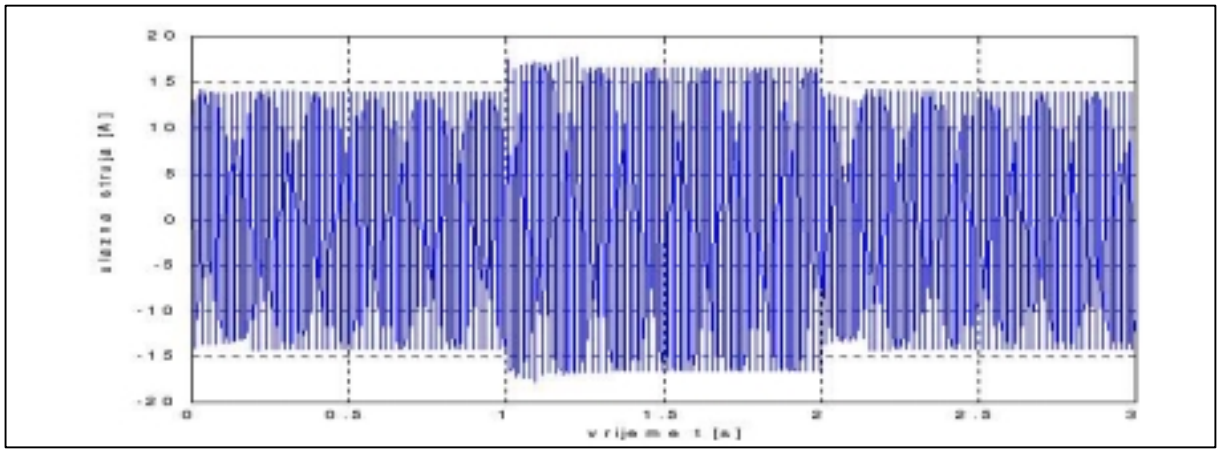
Kao regulator ulazne struje uzlaznog pretvarača koristi se regulator zasnovan na kliznom režimu rada. Sinteza regulatora zasnovanog na kliznom režimu provedena je za slučaj upravljanja ulaznom strujom uzlaznog pretvarača pri radu na istosmjernoj mreži (odjeljak 4.2). Kako se regulator zasnovan na kliznom režimu ulazne struje u izmjeničnom načinu rada pretvarača , ne razlikuje od regulatora zasnovanog na kliznom režimu ulazne struje u istosmjernom načinu rada pretvarača , ovdje će biti korišteni isti regulatori ulazne struje kao za upravljanje pri radu na istormjernj mreži.

Primjenjena su već prije opisana dva regulatora zasnovana na kliznom režimu ulazne struje (odjeljci: 4.2.1, 4.2.2) Rezultati dobiveni na simulacijskom modelu s trenutnim vrijednostima za pojedine regulatore, te na fizičkom laboratorijskom modelu prikazani su u daljnjem tjeku rada. .

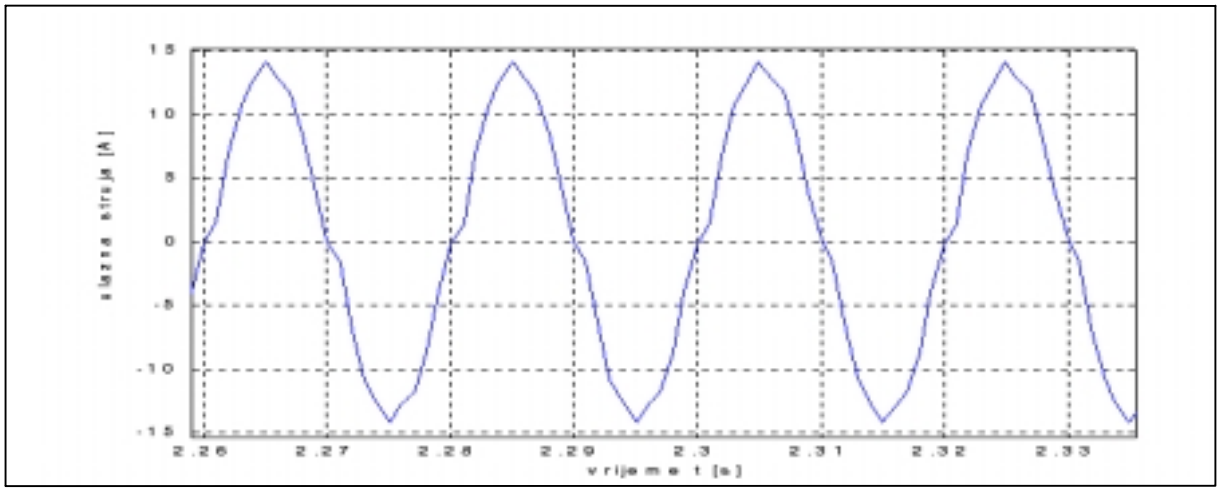
6.2.1 Regulacija ulazne struje uzlaznog pretvarača uz regulator zasnovan na kliznom režimu ; *slučaj 1.*

Pri primjeni navedenog regulatora opisanog u odjeljku 4.2.1 dobiveni su slijedeći rezultati.

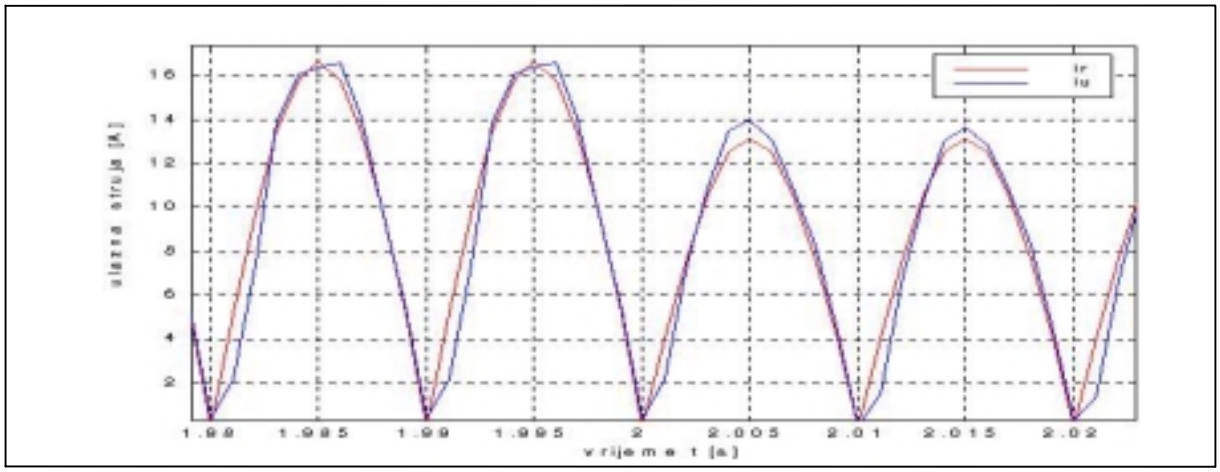
Na slikama 6.2 do 6.4 prikazani su rezultati dobiveni na simulacijskom modelu, dok su na slikama 6.5 do 6.7 prikazani rezultati dobiveni na fizičkom laboratorijskom modelu uzlaznog pretvarača. Kvalitativna ocjena vladanja sustava , odnosno pokazatelji kvalitete upravljnja obrađeni su i komentirani u odjeljku 6.4 , tako da u ovom podpoglavlju neće biti analizirani.



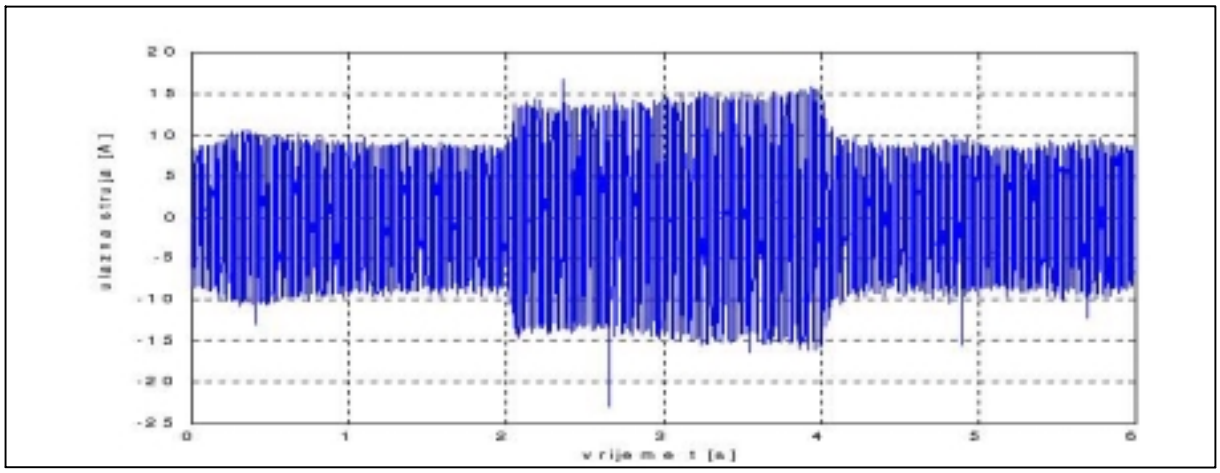
Slika 6.2. *Odziv ulazne struje i_u pri radu na izmjeničnoj mreži.*



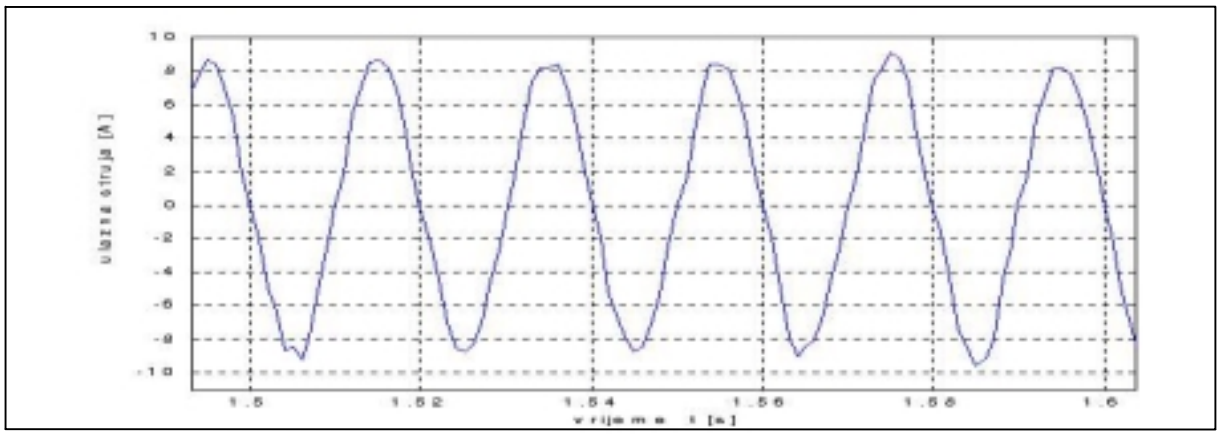
Slika 6.3. *Uvećani odziv ulazne struje i_u pri radu na izmjeničnoj mreži.*



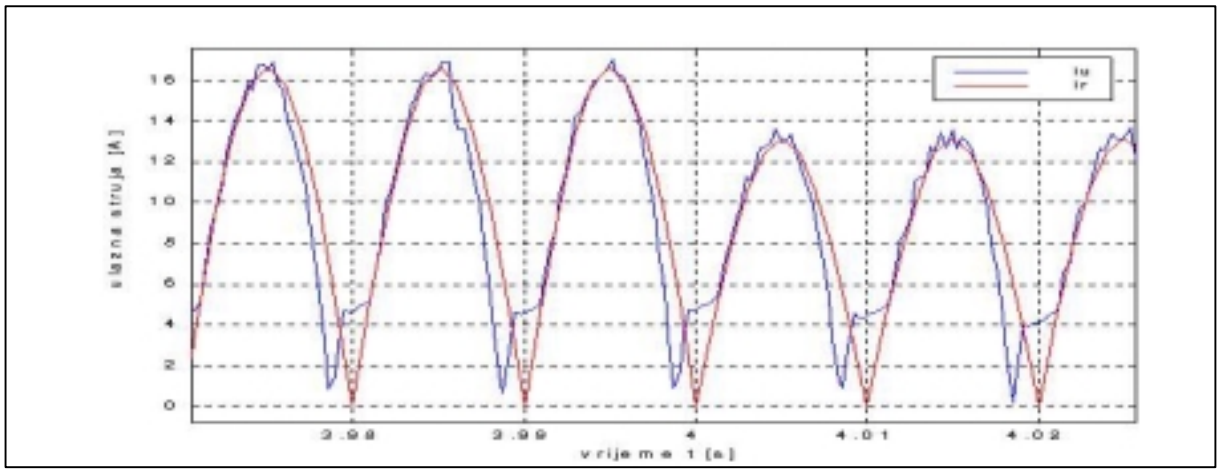
Slika 6.4. *Uvećani odziv ulazne struje i_u na navedenu referencu ir pri radu na izmjeničnoj mreži.*



Slika 6.5. *Odziv ulazne struje i_u fizičkog laboratorijskog modela uzlaznog pretvarača pri radu na izmjeničnoj mreži*



Slika 6.6. *Uvećani odziv ulazne struje i_u fizičkog laboratorijskog modela uzlaznog pretvarača pri radu na izmjeničnoj mreži.*

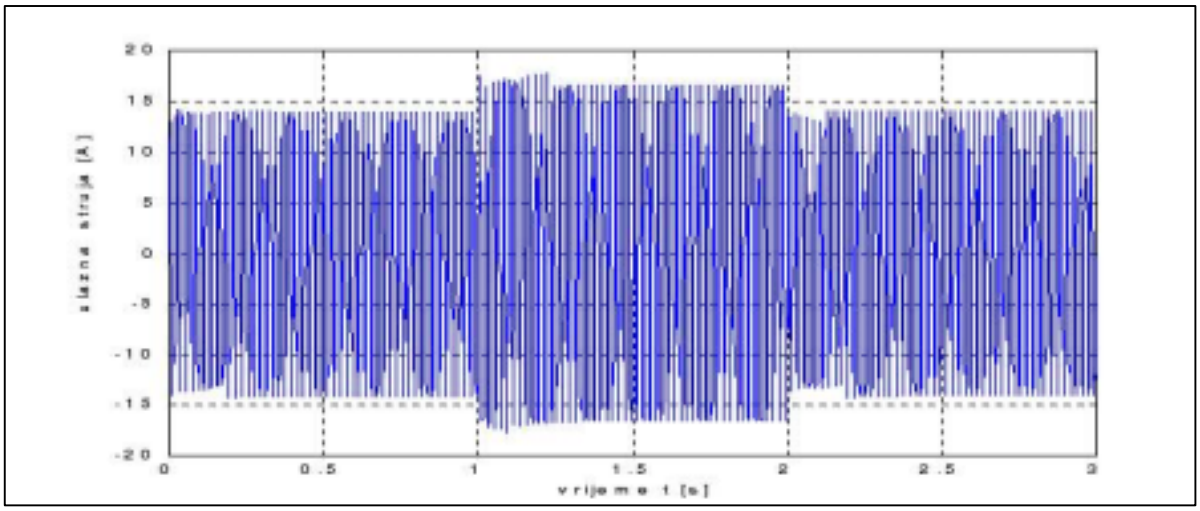


Slika 6.7. *Uvećani odziv ulazne struje i_u na navedenu referencu ir pri radu na izmjeničnoj mreži fizičkog laboratorijskog modela.*

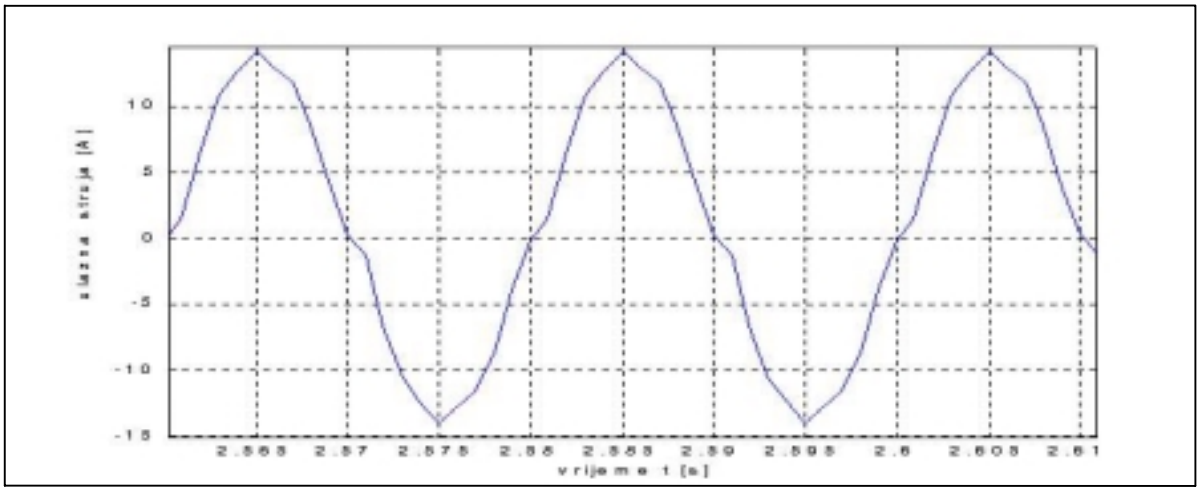
6.2.2 Regulacija ulazne struje uzlaznog pretvarača uz regulator zasnovan na kliznom režimu ; *slučaj 2.*

Pri primjeni navedenog regulatora opisanog u odjeljku 4.2.2. dobiveni su slijedeći rezultati.

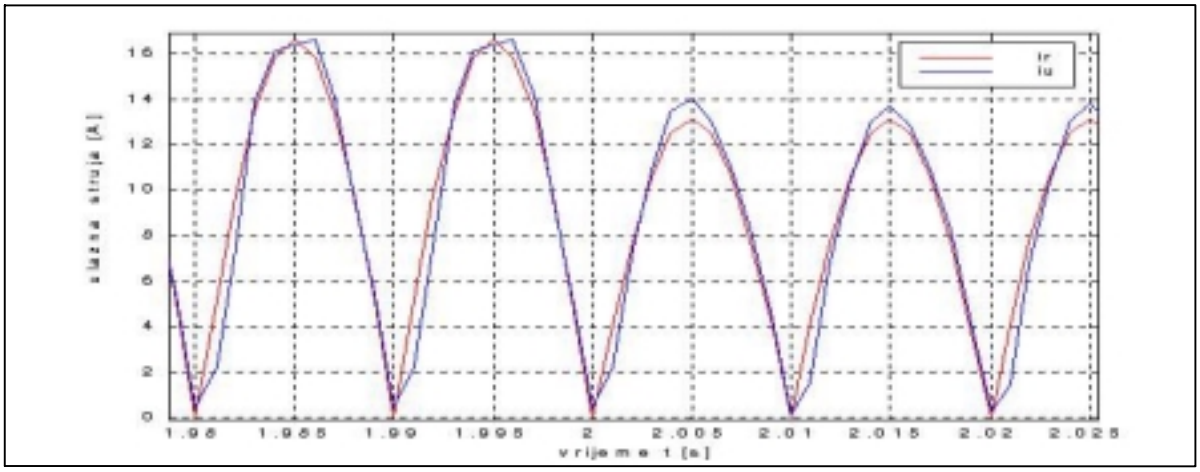
Na slikama 6.8 do 6.10 prikazani su rezultati dobiveni na simulacijskom modelu, dok su na slikama 6.11 do 6.13 prikazani rezultati dobiveni na fizičkom laboratorijskom modelu uzlaznog pretvarača



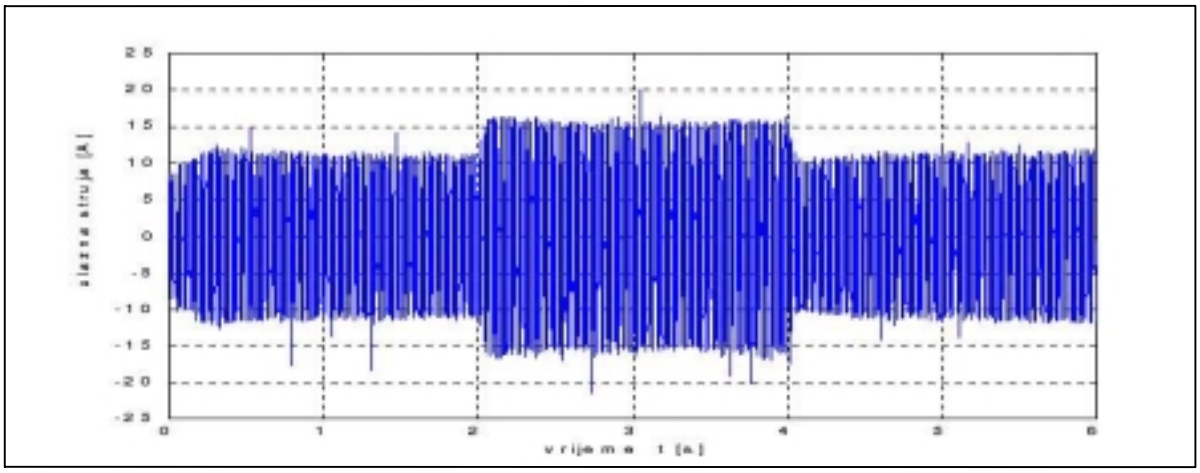
Slika 6.8. *Odziv ulazne struje i_u pri radu na izmjeničnoj mreži.*



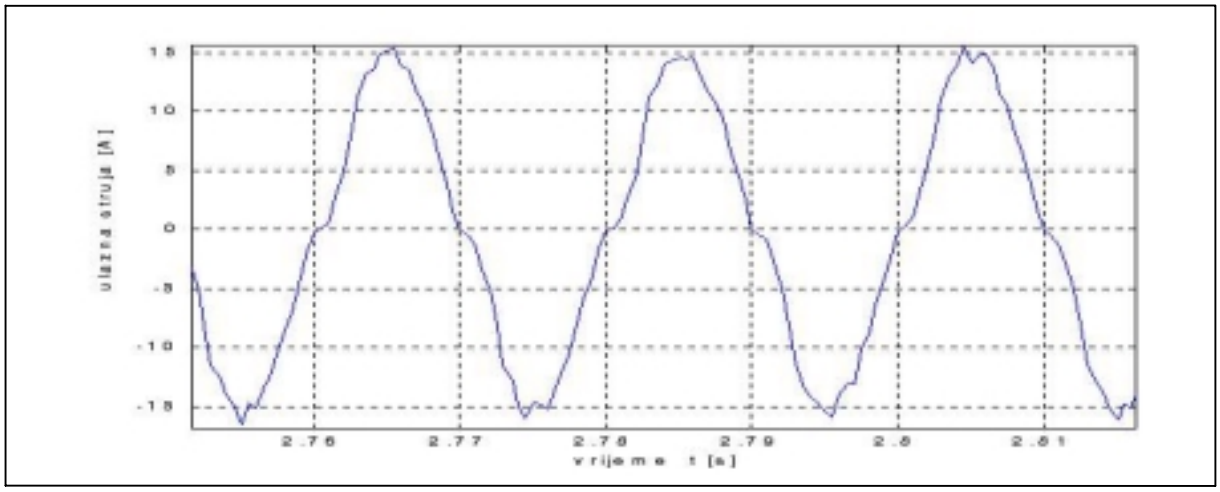
Slika 6.9. *Uvećani odziv ulazne struje i_u pri radu na izmjeničnoj mreži.*



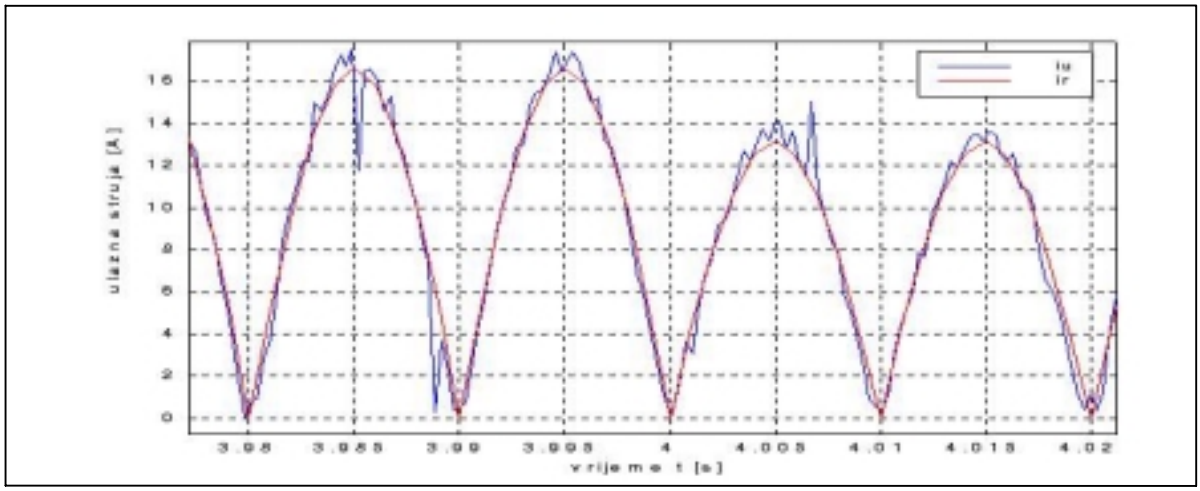
Slika 6.10. *Uvećani odziv ulazne struje i_u na navedenu referencu ir pri radu na izmjeničnoj mreži.*



Slika 6.11. *Odziv ulazne struje i_u fizičkog laboratorijskog modela uzlaznog pretvarača pri radu na izmjeničnoj mreži.*



Slika 6.12. *Uvećani odziv ulazne struje i_u fizičkog laboratorijskog modela uzlaznog pretvarača pri radu na izmjeničnoj mreži.*



Slika 6.13. *Uvećani odziv ulazne struje i_u na navedenu referencu ir pri radu na izmjeničnoj mreži fizičkog laboratorijskog modela.*

6.3. SINTEZA REGULATORA IZLAZNOG NAPONA UZLAZNOG PRETVARAČA

Izlazni napon uzlaznog pretvarača potrebno je održavati konstantnim pri promjenama ulaznog napona ili opterećenja pretvarača. Navedeni zahtjevi rješavaju se krugom regulacije izlaznog napona pretvarača.

Nakon provedenog postupka sinteze regulacijskog kruga ulazne struje i zatvaranja povretne veze po ulaznoj struji , kaskadna struktura upravljanja uzlaznim pretvaračem poprima oblik prikazan na slici 6.1.

U strukturnom blokovskom prikazu kruga regulacie izlaznog napona uzlaznog pretvarača na slici 6.1. SISO struktura matematičkog modela otvorenog kruga izlaznog napona (bez regulatora) predstavljena je prijenosnom funkcijom $G_{SU} = \frac{u_i(z)}{i_{ur}(z)}$.

6.3.1. Identifikacija parametara matematičkog modela izlaznog napona.

Identifikacija parametara matamatičkog modela izlaznog napona uzlaznog pretvarača provedena je uz zatvoreni regulacijski krug ulazne struje. Odabrana je radna točka pri kojoj, uz ulazni napon ***Uul*** = 150 V efektivne vrijednosti , izlazni napon u otvorenom regulacijskom krugu iznosi oko 250 V (deklarirani nazivni napon pretvarača).

Za provedbu identifikacije korišten je PRBS signal sljedećih parametara:

* broj bita n=9 ,
* trajanje jednog bita Δt=10 ms ,
* trajanje perioda ponavljanja *Tpr*=2.5 s,
* amplituda signala c=±0.2 V.

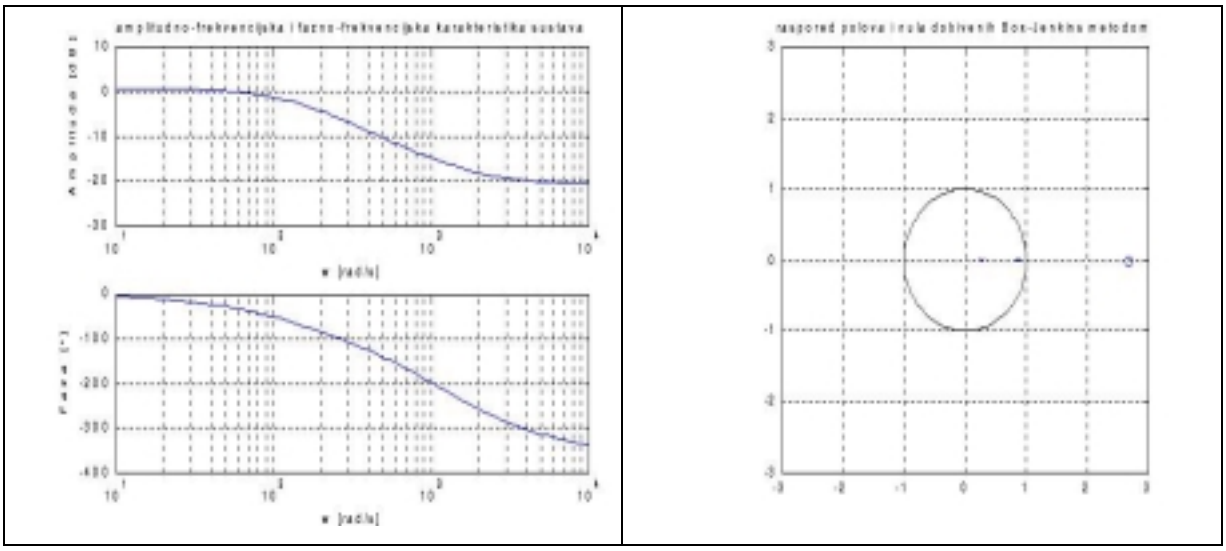
Identifikacija parametara matematičkog modela izlaznog napona provedena je na fizičkom laboratorijskom modelu uzlaznog pretvarača.

U postupku parametarske identifikacije najbolji opis vladanja otvorenog regulacijskog kruga izlaznog napona dobiven je Box-Jenkins modelom SISO strukture. Ulazna veličina modela je referentna veličina ulazne struje i_r, a izlazna veličina je izlazni istosmjerni napon u_i. Pri postupku identifikacije je u zatvorenom regulacijskom krugu ulazne struje djelovao regulator zasnovan na kliznom režimu ulazne struje.

Prijenosna funkcija tako dobivenog matematičkog modela glasi:

$$G_{SU}(z) = \frac{u_i(z)}{i_r(z)} = \frac{-0.05968z + 0.15917}{z^2 - 1.1415z + 0.23411} \tag{6-2}$$

Frekvencijske karakteristike, raspored polova i nula prijenosne funkcije identificiranog matematičkog modela izlaznog napona prikazane su na slici 6.14.



Slika 6.14. *Frekvencijske karakteristike , te raspored polova i nula matematičkog modela.*

6.3.2 Sinteza regulatora izlaznog istosmjernog napona

Za provedbu regulacije izlaznog istosmjernog napona uzlaznog pretvarača priključenog na izmjeničnu jednofaznu mrežu proveden je postupak sinteze regulatora izlaznog napona na dobivenom SISO matematičkom modelu, koji je opisan prijenosnom funkcijom (6-2), uz regulator ulazne struje zasnovan na kliznom režimu.

Za potrebe upravljanja izlaznim naponom projektiran je diskretni PI regulator , koji omogućava granični aperiodski odziv izlaznog napona.

Prijenosna funkcija diskretnog PI regulatora izlaznog napona uzlaznog pretvarača dobivena je postupkom sinteze, koji se temelji na optimiranju karakteristične jednadžbe zatvorenog regulacijskog kruga , a koji je opisan u odjeljku 5.2.1 , uz vrijeme uzorkovanja T= 0.1 ms , i glasi:

$$G_R(z) = 0.75\frac{z-0.9987}{z-1} \quad , \qquad (6-3)$$

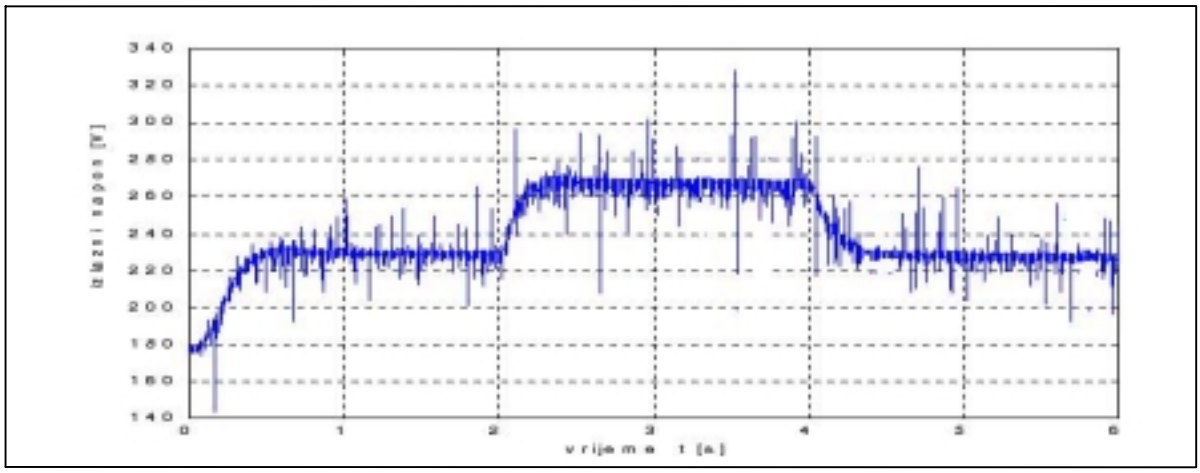
Parametri diskretnog PI regulatora su :

$\boldsymbol{K_R}$=0.75;

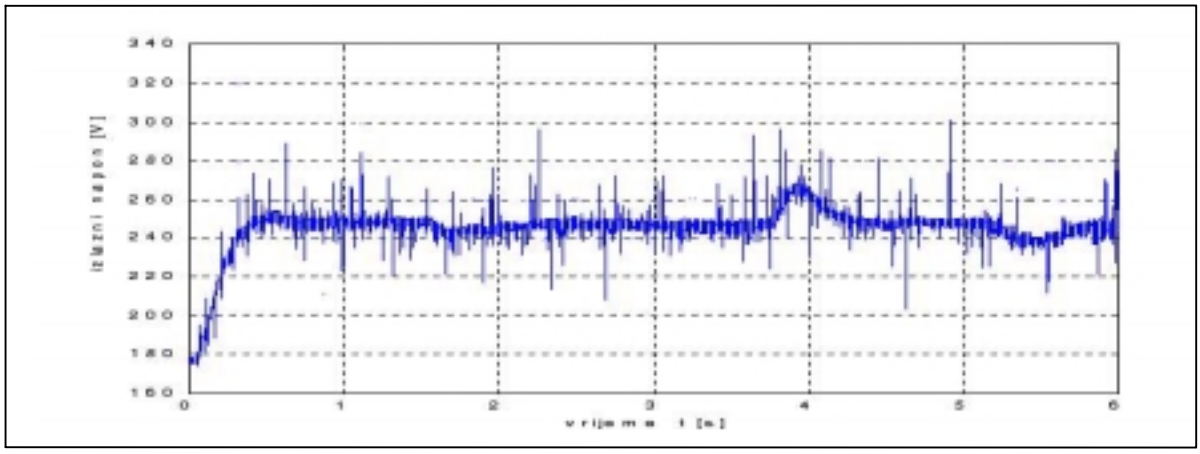
$\boldsymbol{T_R}$=0.076;

Rezultati dobiveni uz primjenu projektiranog regulatora na fizičkom laboratorijskom modelu uzlaznog energetskog pretvarača prikazani su na sljedećim slikama.

6.3.3 Regulacija izlaznog napona uz regulator ulazne struje :slučaj1.

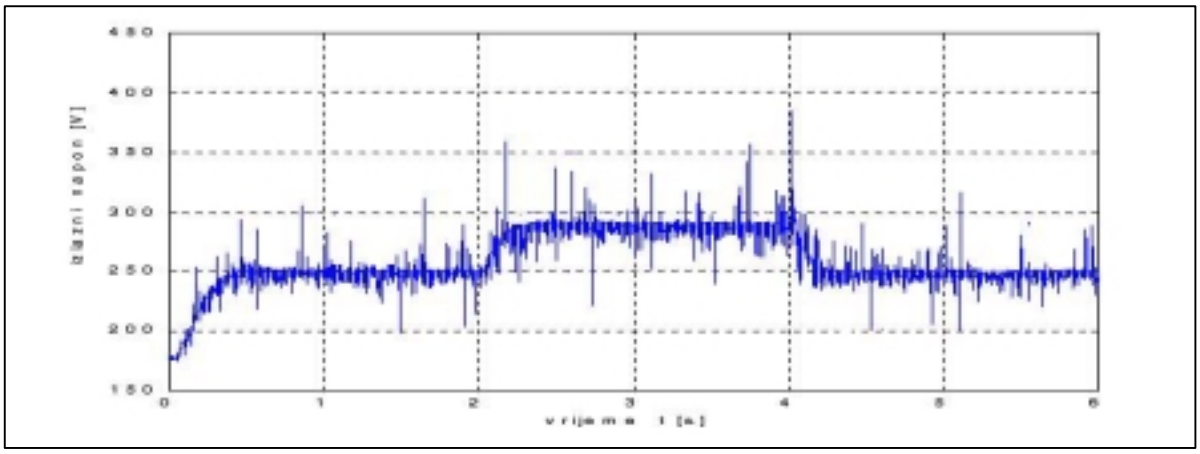


Slika 6.15 . *Odziv izlaznog istosmjernog napona uz promjenu referentnog napona Uref sa 230[V] na 270 [V].*

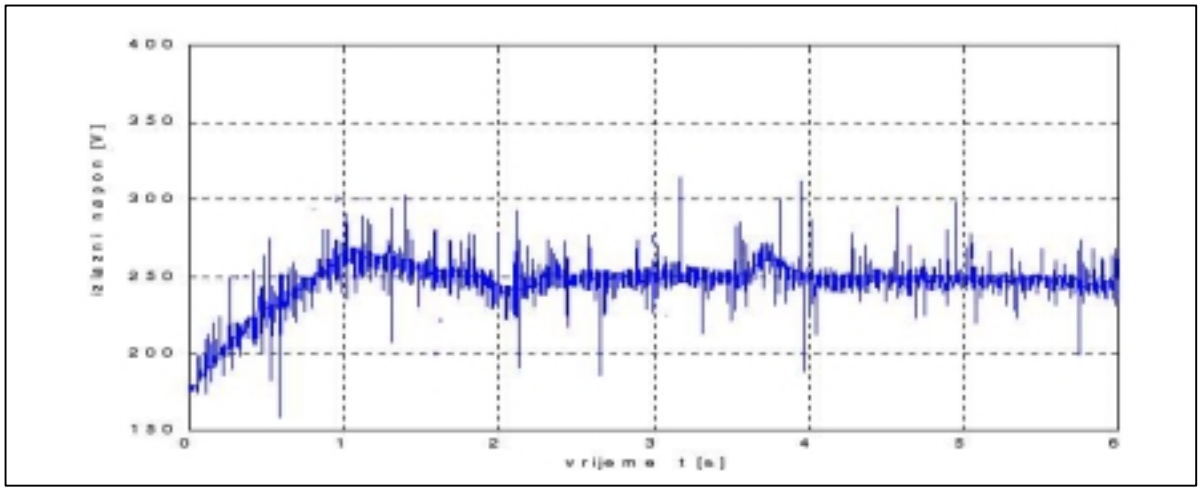


Slika 6.16. *Odziv izlaznog istosmjernog napona uz promjene ulaznog napona ±20%.*

6.3.4 Regulacija izlaznog napona uz regulator ulazne struje : slučaj2.



Slika 617. *Odziv izlaznog istosmjernog napona uz promjenu referentnog napona Uref sa 250[V] na 270 [V].*



Slika 6.18. *Odziv izlaznog istosmjernog napona uz promjene ulaznog napona ±20%.*

Projektirani sustav upravljanja uzlaznim energetskim pretvaračem, koji je zasnovan na principu kaskadne regulacije , pokazao je dobra svojstva u upravljnju izlaznim istosmjernim naponom. Uz male oscilacije izlaznog napona u stacionarnom stanju (oko 3 V) regulirani sustav pokazuje robusnost na poremećaje izazvane promjenom ulaznog izmjeničnig napona pojne mreže . Kao što je iz slika 6.16 i 6.18 vidljivo izlazni napon se promjeni oko 7% uz promjenu ulaznog napona od 20% što udovoljava standardima propisanim IEC-om [9].

6.4. UPRAVLJNJE ULAZNIM FAKTOROM SNAGE UZLAZNOG PRETVARAČA

Faktor snage na ulazu pretvarača jedan je od bitnih pokazatelja utjcaja pretvarača na pojnu mrežu. Prema zahtjevima na pretvarač koji radi na izmjeničnoj jednofaznoj mreži (UIC 550, [10]), faktor snage treba biti veći od 0.95 u propisanim granicama promjene ulaznog napona (± 20 % nazivne vrijednosti) pri bilo kojem opterećenju iznosa od 20% do 120% nazivnog opterećenja.

Dakle , faktor snage je prema definiciji iz tablice 6.1 to veći što je veća radna snaga i što su manje distorzije ulaznog napona i ulazne struje. Stoga je zadatak sustava upravljanja uzlaznim pretvaračem ostvarenje istofaznosti ulazne struje i ulaznog pojnog napona, uz što manja izobličenja struje.

Ocjena utjecaja viših harmonika struje u pojnoj mreži najčešće se provodi uz korištenje slijedećih pokazatelja kvalitete , prikazanih tablicom 6.1.

Tablica 6.1. *Definicije pokazatelja harmonijskog izobličenja prema IEC[9] preporukama.*

Hrvatski naziv	Oznaka	Engleski naziv	Definicija
Faktor izobličenja	DF	Distortion Factor	$DF = \frac{I_1}{I_{rms}}$
Vršni faktor	CF	Crest Factor	$CF = \frac{I_{peak}}{I_{rms}}$
Ukupno Harmonijsko Izobličenje	THD	Total Harmonic Distortion	$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} I_i^2}}{I_1}$
Faktor snage	PF	Power Factor	$PF = \frac{P}{P_S}$

Vrijednosti pokazatelja harmonijskog izobličenja signala idealnog sinusnog valnog oblika prikazane su u tablici 6.2.

Tablica 6.2. *Vrijednosti pokazatelja harmonijskog izobličenja signala idealnog sinusnog valnog oblika.*

Faktor snage	PF	1.00
Ukupno harmonijsko izobličenje	THD	0.00
Faktor izobličenja	DF	1.00
Vršni faktor	CF	1.41

6. 4.1. Provjera ulaznog faktora snage uzlaznog pretvarača.

Održavanje faktora snage što bliže jediničnom iznosu, kvalitativno je provedeno primjenom metoda upravljanja kaskadnom regulacijom na fizičkom laboratorijskom modelu uzlaznog pretvarača.

Za proračun faktora snage i ostalih pokazatelja kvalitete uzlaznog pretvarača , korišteni su podaci dobiveni simulacijom na matematičkom modelu uzlaznog pretvarača s trenutačnim vrijednostima. Obradba podataka obavljena je u programskom paketu Matlab[17].

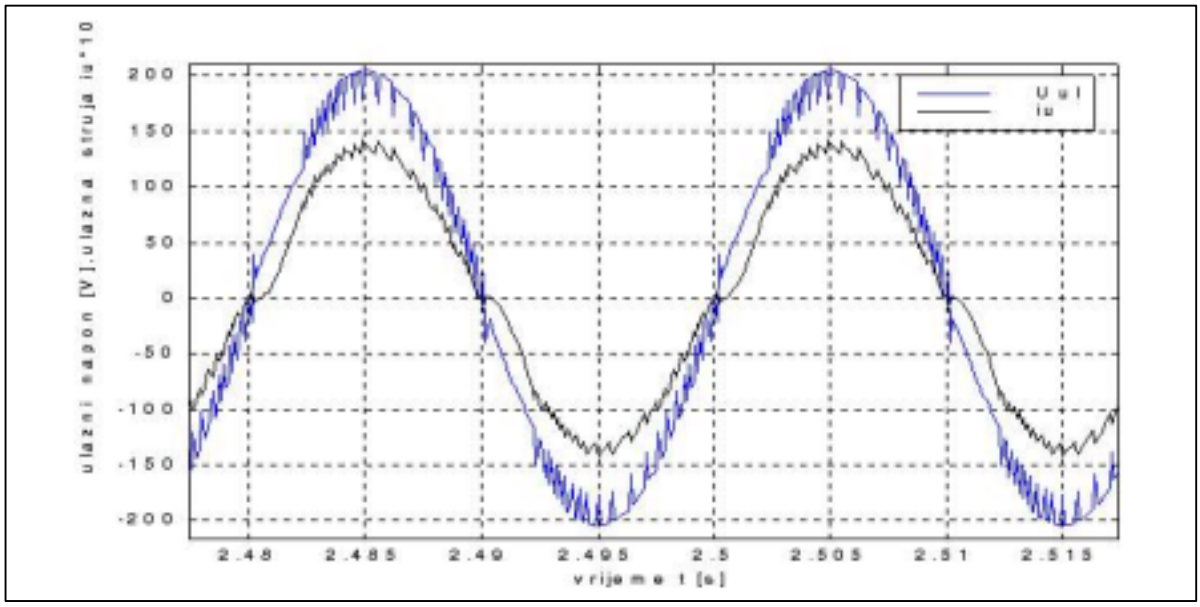
Provjera valjanosti rješenja upravljačkog sustava uzlaznog pretvarača , pri radu na izmjeničnoj jednofaznoj mreži , je provjera faktora snage, odnosno faktor snage pokazuje da li upravljanje daje zadovoljavajuće rezultate.

U tu je svrhu izrađen proračun ulaznog faktora snage PF za maksimalno opterećenje petvarača uz nazivni napon mreže za korištene regulatoe struje.

Rezultati proračuna prikazani su na slikama 6.19 do 6.20

.

6.4.1.1. Regulacija ulaznog faktora snage uz regulator struje : slučaj1.

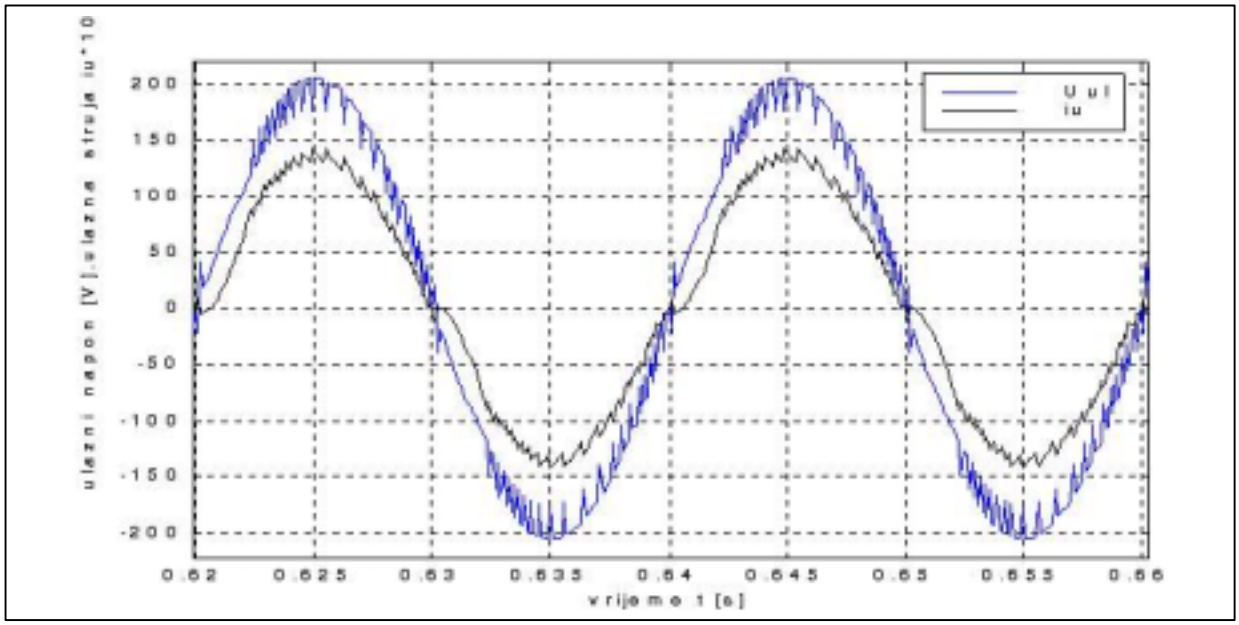


Slika 6.19. *Valni oblici ulaznog npona i ulazne struje uzlazng pretvarača pri maksimalnom opterećenu pretvarača*

Tablica 6.3. *pokazatelji kvalitete upravljanja ulaznim faktorom snage uz primjenu regulatora ulazne struje zasnovanog na kliznom režimu : slučaj 1*.

Irms=	Urms=	THD=	DF=	CF=	PF=
11.7256 [A]	139.554[V]	0.9604	0.9955	1.5141	0.9885

6.4.1.2 Regulacija ulaznog faktora snage uz regulator struje : slučaj2.



Slika 6.20. *Valni oblici ulaznog npona i ulazne struje uzlazng pretvarača pri maksimalnom opterećenu pretvarača.*

Tablica 6.4. *pokazatelji kvalitete upravljanja ulaznim faktorom snage uz primjenu regulatora ulazne struje zasnovanog na kliznom režimu : slučaj 2*.

Irms=	Urms=	THD=	DF=	CF=	PF=
11.7138 [A]	139.59 [V]	0.9597	0.9956	1.5144	0.9882

Analizom dobivenih rezultata možemo zaključiti:

- upravljački sustav održava istofaznost ulazne struje s ulaznim naponom u cijelom području promjene ulaznog napona.
- da je ulazni faktor snage PF minimalan pri minimalnom ulaznom naponu i da je veći od 0.95;
- da je faktor izobličenja DF ulazne struje blizu jedan i da je ukupno harmonijsko izobličenje THD ulazne struje maleno, što je zadovoljavajuće u usporedbi s vrijednostima za idealni sinusni valni oblik.
- da je vršni faktor ulazne CF struje blizu iznosa za idealni sinusni valni oblik , što znači da je ulazna struja približno sinusnog oblika.

7. ZAKLJUČAK

Istraživanja provedena na simulacijskom i fizičkom laboratorijskom modelu uzlaznog pretvarača pri radu na isrosmjernoj i izmjeničnoj mreži pokazala su da kaskadna struktura upravljanja izlaznim naponom i ulaznom strujom pretvarača osiguravaju ispunjenje zahtjeva propisanih normama [IEC].

Regulacija napona pokazuje dobra svojstva i pri radu na istosmjernoj i pri radu na izmjeničnoj mreži , a struktura, odnosno parametri regulatora su približno jednako ugođeni što ovisi o induktivitetu primjenjene prigušnice.

Krug regulacije ulazne struje uzlaznog pretvarača ostvaren je uz regulatore zasnovane na kliznom režimu koji imaju potpuno jednake parametre bilo da se radi o istosmjernom ili izmjeničnom napajanju uzlaznog pretvarača. Ovisno o tome da li uzlazni pretvarač radi na istosmjernoj ili izmjeničnoj mreži potrebno je u krugu ulazne struje mjenjati induktivitet da bi se zadovoljila propisana ograničenja [IEC]. I u jednom i u drugom slučaju regulator ulazne struje mora biti brz , što korišteni regulatori zasnovani na kliznom režimu jesu.

Rezultati upravljanja ulaznom strujom ukazuju na dobra svojstva projektiranih regulatora , odnosno oscilacije ulazne struje pri radu na istosmjernoj mreži zadovoljavaju propisana ograničenja [IEC], dok je pri radu na izmjeničnoj mreži postignut zadovoljavajući faktor snage.

S obzirom da današnji energetski tranzistori rade i na frekvencijama oko 100 kHz , primjena regulatora zasnovanih na kliznom režimu rada , čiji upravljački signal djeluje direktno na tranzistorsku sklopku nameće se kao dobro rješenje.

Pri daljnjem razvoju regulatora zasnovanih na kliznom režimu uzlaznog pretvarača , bilo bi korisno ispitati mogućnost LQ i LQR principa pri izračunavanju koeficienata krivulje prekapčanja , što bi uz definiranu željenu dinamiku moglo dati bolje rezultate.

8. LITERATURA

1. N.Perić, Identifikacija procesa. Predavanja , zavod za APR , FER Zagreb, 1999.
2. N.Perić, Automatsko upravljanje. Skripta, zavod za APR , FER Zagreb, 1998.
3. V.I.Utkin, Sliding Modes in Control Optimization, Springer-Verlag, 1992.
4. V.I.Utkin, Sliding Mode Control in Elektromechanical Systems, Taylor&Frencis, 1999.
5. C.Edwards & S.K.Sspurgeon, Sliding Mode Control, Theory and Applications, Taylor & Francis , 1998.
6. Slotine,J.J.E & Li.W, Applied Nonlinear Control, Pretince Hall, Englewood Cliffs.NJ,1991.
7. F.Kolonić, Upravljanje Slijednim sustavom sa sinkronim motorom zasnovano na kliznim režimima. Doktorska disertacija, FER Zagreb, 1997.
8. A.Magzan, Algoritmi i strukture upravljanja tranzistorskim energetskim pretvaračem napajanim iz jednofazne mreže. Doktorska disertacija, FER Zagreb, 1999.
9. European Committee for Electrotechnical Standardization (CENELEC),(1986). The Limitations of Disturbances in Elictricity Supply Networks Caused by Domestic and Similar Appliances Equipped with Electronic Devices, Publication-555,pp 12-21.
10. UIC-KODEX,550-2 VE (1995).
11. V.F. Pires, Sliding mode controler for single AC/DC Buck-Boost converter, EPE'99,Lausanne.
12. Jose Matas, Sliding-LQR Based Control of DC-DC converters, EPE'99,Lausanne.
13. J.Ackermann,V.I.Utkin, Sliding mode control design based on Ackermann's formula. IEEE Transactions on Automatic Control, Vol 43,No.2, pp 234-236,1998.
14. Jose Matas, Sliding control design of switching regulators based on Ackermann's formula,EPE'99,Lausanne.
15. C.Escobar,R.Ortega,H.Sira-Ramirez,J-P.Vilan& i.Zien, An Experimental Comparasion of Several Nonlinear Controler for Power Converters, IEEE Control Systems , February 1999.
16. Mariano Lopez, Sliding mode Control Strategy Applied to Parallel-Connected Converters,EPE'99,Lausanne.
17. MATLAB\SIMULINK Dinamic System Simulation Software , User's Guide, The Matworks Inc., 1999.
18. H.Richter, Hyperplane Design in Observer-Based Discrete-Time Sliding Mode Control, MSc.Thesis, Oklahoma State Uni., 1997.

SAŽETAK

Projektirani regulatori ulazne struje i izlaznog napona omogućuju postizanje, faktora snage iznosa oko jedan , ulaznu struju s malim fektorom harmoničkog izobličenja,nisku razinu oscilacija ulazne struje u pri radu na istosmjernoj mreži, brz odziv izlaznog napona , te robusnost na promjene tereta i ulaznog napona.

Dobro poznati PI regulator se u radu koristi kao regulator izlaznog napona, te omgućuje dobro upravljanje izlaznim naponom.

Regulatori ulazne struje zasnovani na kliznom režimu omogućuju sljedeće karakteristike: brz odziv ulazne struje, malu grešku u stacionarnom stanju, faktor snage bliz jediničnog pri radu na izmjeničnij mreži , te nizak faktor harmoničkog izobličenja i male oscilacije ulazne struje pri radu na istosmjernoj mreži.

Simulacijski i eksperimentalni rezultati pokazuju vrlo dobro ponašanje izlaznog napona i ulazne struje u odnosu na promjene tereta i promjene ulazog napona.

***Ključne rječi*:** Izmjenično/istosmjerni i istosmjerno/istosmjerni uzlazni pretvarač, klizni režim rada, upravljanje pretvaračem.

ABSTRACT

The proposed input current and output voltage control structure allows a near unity power factor operation , input carrent with low harmonic content, low ripple DC input curent, fast dynamic response of the output voltage and robusness to load variations and input voltage pertumbations.

The widely known PI controller , here used for output voltage control, can effectively control the output voltage.

The sliding mode controller for input current provides system with following characteristic: fast transient response, absense of stady-state errors , near unit factor of AC input current and low harmonic distortion and low current ripple in DC input current.

The simulations result and experimental test show a very good transient response of the output voltage and input current against changes in the load and input voltage.

Keywords; AC/DC Boost converter, sliding mode control, converter control, switched power supplies.

Životopis

Rođen 3.2.1975 god. u Doboju ; osnovnu školu završio u Doboju , a srednju tehničku školu za elektroniku završio u Zagrebu 1993 god. Iste godine upisujem Elektrotehnički fakultet u Zagrebu , gdje 1996 god. upisujem smjer Automatika. Služim se engleskim i ruskim jezikom.

Pero Jeleč

-

PRILOG

Algoritam proračuna pokazatelja utjecaja uzlaznog pretvarača na pojnu mrežu [8].

```
uu1=uu(10001:15000);                    obradba podataka za proračun,
iu1=iu(10001:15000);

n1=length(iu1);                         oderđivanje parametara proračuna,
n2=n1./2;

us=abs(fft(uu1))*2/n1;                  spektar signala ulaznog napona,
is=abs(fft(iu1))*2/n1;                  spektar signala ulazne struje,

isu(1)=0;w(1)=0;uu2(1)=0;iu2(1)=0;      početni uvjeti,
isu1=max(is)/sqrt(2);                   prvi harmonik struje,

for i=2:n2

w(i)=w(i-1)+(uu1(i).*(iu1(i)));         suma trenutnih vrijednosti snage,
uu2(i)=uu2(i-1)+(uu1(i).*(uu1(i)));     suma kvadrata trenutnih vrijednosti napona,
iu2(i)=iu2(i-1)+(iu1(i).*(iu1(i)));     suma kvadrata trenutnih vrijednosti struje,
isu(i)=isu(i-1)+(is(i).*is(i)/2);       suma kvadrata viših harmonika struje,

end

urms=sqrt(uu2(n2)/n2);                  RMS vrijednost ulaznog napona,
irms=sqrt(iu2(n2)/n2);                  RMS vrijednost ulazne struje,
p=w(n2)/n2;                             radna snaga,
isu2=sqrt(isu(n2)-isu1);                korjen sume kvadrata viših harmonika,
ipeak=max(iu(10001:15000));             maksimalna vršna vrijednost struje,

thd=isu2/isu1;                          ukupno harmonijsko izobličenje (THD)  struje,
df=isu1/irms;                           faktor izobličenja (DF) struje,
cf=ipeak/irms;                          vršni faktor (CF) struje,
pf=p/(urms*irms);                       faktor snage (PF).
```

-

Zahvaljujem se:
prof. dr. sc. Nedjeljku Periću na atraktivnosti odabrane teme ,
te na potpori tjekom izrade rada.
doc. dr .sc. Ivanu Petroviću na stručnoj pomoći,
Miroslavu Bariću dipl. ing , na nesebičnoj i svesrdnoj pomoći tjekom izrade rada.

Posebnu zahvalnost dugujem svojim roditeljima
na pruženoj ljubavi i potpori tjekom godina studija.