

SVEUČILIŠTE U ZAGREBU  
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

ZAVRŠNI RAD br. 3039

# **Upravljanje energetske pretvaračima u DC mikromreži**

Karlo Skokna

Zagreb, srpanj 2013.

*Umjesto ove stranice umetnite izvornik Vašeg rada.  
Da bi ste uklonili ovu stranicu obrišite naredbu \izvornik.*



# SADRŽAJ

<b>1. Uvod</b>	<b>1</b>
<b>2. Osnovni načini rada pretvarača</b>	<b>2</b>
2.1. Kontinuirani način rada . . . . .	3
2.2. Diskontinuirani način rada . . . . .	4
2.3. Naponski način rada . . . . .	5
2.4. Strujni način rada . . . . .	6
2.5. Trenutačni model . . . . .	7
2.6. Usrednjeni model . . . . .	7
<b>3. Modeliranje istosmjernih pretvarača</b>	<b>10</b>
3.1. Silazni DC pretvarač . . . . .	10
3.1.1. Trenutačni model . . . . .	11
3.1.2. Usrednjeni model . . . . .	12
3.2. Uzlazni DC pretvarač . . . . .	15
3.2.1. Trenutačni model . . . . .	15
3.2.2. Usrednjeni model . . . . .	17
3.3. Silazno-uzlazni DC pretvarač . . . . .	19
3.3.1. Trenutačni model . . . . .	19
3.3.2. Usrednjeni model . . . . .	21
3.4. Pregled jednadžbi usrednjenih modela . . . . .	23
<b>4. Zatvoreni krug upravljanja izlaznim naponom</b>	<b>24</b>
4.1. Naponski upravljani silazni DC pretvarač . . . . .	24
4.2. Strujno upravljani uzlazni DC pretvarač . . . . .	29
<b>5. Zaključak</b>	<b>33</b>
<b>Literatura</b>	<b>34</b>

# 1. Uvod

Mikromreža je elektroenergetski dio mreže koji ugrađuje nekonvencionalne izvore energije, spremnike energije i trošila. Mikromreža obično radi na niskim naponima te je stoga prijeko potrebno napone izvora i spremnika energije prilagoditi trošilu. Sam energetska vod koji ih povezuje može biti istosmjern<sup>1</sup> ili izmjeničan<sup>2</sup> te je stoga neophodno koristiti kako istosmjerne tako i izmjenične pretvarače da bi se ostvarila prilagodba i upravljanje naponom. U ovom završnom radu će biti obrađeni osnovni principi rada osnovnih tipova pretvarača, postavljeni trenutačni i usrednjeni modeli za naponsko i strujno upravljanje te u konačnici napravljeno upravljanje izlaznim naponom ako su poznate srednje vrijednosti ulazne struje i napona te izlazne struje i napona za naponsko upravljani silazni i za strujno upravljani uzlazni DC/DC pretvarač.

---

<sup>1</sup>*eng.* Direct Current (DC)

<sup>2</sup>*eng.* Alternate Current (AC)

## 2. Osnovni načini rada pretvarača

Pretvarač može raditi u dva načina rada: *kontinuirani* (CCM) ili *diskontinuirani* (DCM). Ovisno o načinu rada, koristi se i drugačiji set jednadžbi kojim se opisuje rad pretvarača. Vrijeme vođenja  $d^1$  definira koliko dugo sklopka unutar pretvarača vodi. Za vrijeme vođenja dolazi do "punjenja" zavojnice energijom i može se prikazati slijedećom jednadžbom:

$$u_{on} = L \frac{i_{Lmax} - i_{Lmin}}{dT} \quad (2.1)$$

gdje je  $u_{on}$  napon u vrijeme vođenja sklopke, L induktivitet, T vrijeme perioda te  $i_{Lmax}$  i  $i_{Lmin}$  maksimalna i minimalna struja zavojnice unutar jednog perioda. Vrijeme perioda T je obrnuto proporcionalno frekvenciji uklapanja sklopke  $f_s$ . Nadalje, uz  $i_{Lmin} = 0$  dobije se maksimalni iznos struje zavojnice

$$i_{Lmax} = \frac{u_{on}}{L} dT \quad (2.2)$$

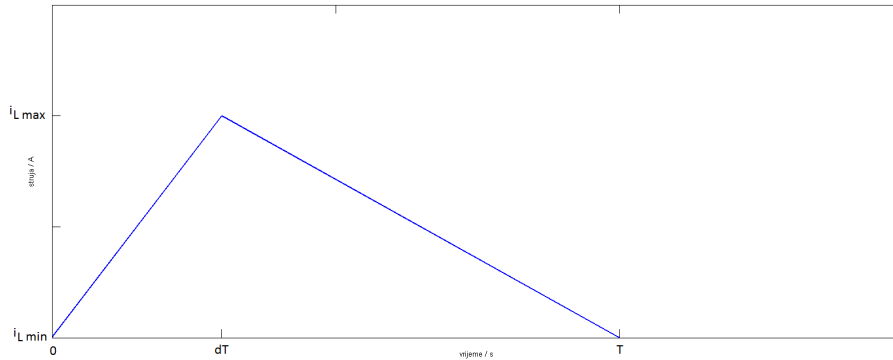
Nakon što istekne vrijeme vođenja, energija koja je pohranjena u zavojnici se mora potrošiti. Obzirom da sklopka tada više ne vodi, strujni krug se zatvara i prazni preko diode.

---

<sup>1</sup>eng. duty cycle

## 2.1. Kontinuirani način rada

Pretvarač se nalazi u kontinuiranom načinu rada kada je struja koja prolazi kroz zavojnicu  $i_L$  kontinuirana kroz jedan period odnosno kada u tom periodu nema prekide/diskontinuitete <sup>2</sup>. Struja zavojnice je tada uvijek strogo veća od nule.



**Slika 2.1:** Struja zavojnice u kontinuiranom načinu rada

Sa slike 2.1 slijedi da je srednja vrijednost struje zavojnice u CCM načinu rada:

$$\bar{i}_L = \frac{i_{Lmax}}{2} d + \frac{i_{Lmax}}{2} (1 - d)$$

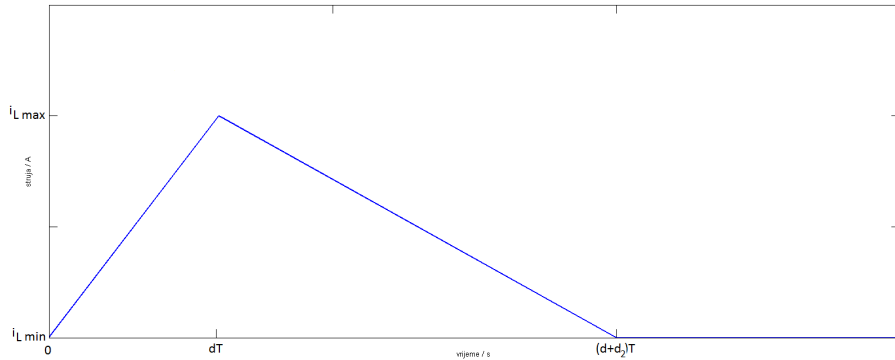
$$\bar{i}_L = \frac{i_{Lmax}}{2} \tag{2.3}$$

---

<sup>2</sup>eng. discontinuity

## 2.2. Diskontinuirani način rada

U diskontinuiranom/isprekidanom načinu rada struja zavojnice padne na nulu prije završetka perioda odnosno dolazi do prekida struje zavojnice. Zbog toga se pojavljuje dodatni segment unutar perioda koji se promatra  $((d + d_2)T < t < T)$  kada je struja zavojnice jednaka nuli.



**Slika 2.2:** Struja zavojnice u diskontinuiranom načinu rada

Sa slike 2.2 slijedi da je srednja vrijednost struje zavojnice u DCM načinu rada:

$$\bar{i}_L = \frac{i_{Lmax}}{2}d + \frac{i_{Lmax}}{2}d_2 + \frac{0}{2}(1 - d - d_2)$$

$$\bar{i}_L = \frac{i_{Lmax}}{2}(d + d_2) \quad (2.4)$$

uvrštavajući izraz (2.2) dobije se izraz

$$d_2 = \frac{2Lf_s\bar{i}_L}{du_{on}} - d \quad (2.5)$$

koji će se kasnije iskoristiti kako bi se eliminirao  $d_2$  iz jednadžbi usrednjenih modela. Granica između kontinuiranog i diskontinuiranog načina rada je upravo iznos struje zavojnice. Kada struja zavojnice postane strogo manja od nule tada pretvarač prelazi u diskontinuirani način rada. Uvrštavanjem u izraz (2.1) izraz (2.3) slijedi da se minimalna struja zavojnice unutar jednog perioda računa kao

$$i_{Lmin} = \frac{\bar{i}_L - du_{on}}{2Lf_s} \quad (2.6)$$

Detaljnije o novom pristupu usrednjenim modelima u diskontinuiranom načinu rada se može pronaći u [1].

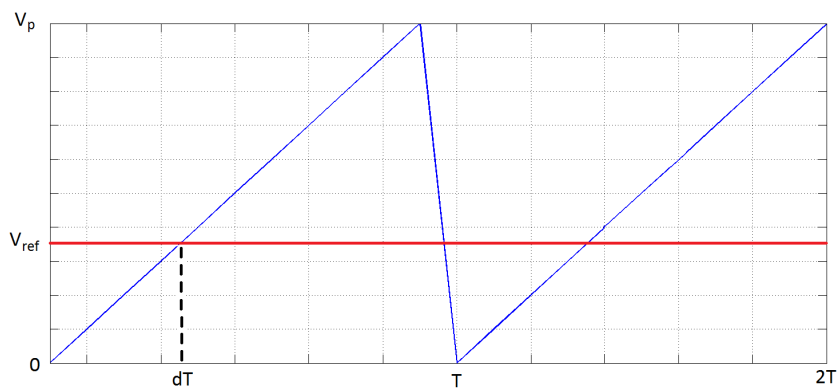


### 2.3. Naponski način rada

U naponskom načinu rada izlazni napon se postiže zadavanjem vremena vođenja  $d$  idealne sklopke S gdje vrijeme vođenja generira impulsno-širinski modulator koji uspoređuje pilasti signal sa referencom  $V_{ref}$ . Ako se pretpostavi da pilasti signal ima period T odnosno frekvenciju  $f_s$  i amplitudu  $V_p$  faktor vođenja je tada definiran kao

$$d = \frac{V_{ref}}{V_p} \quad (2.7)$$

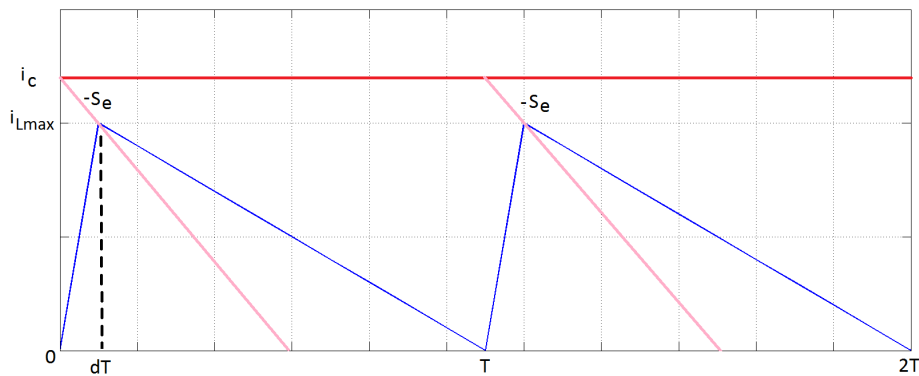
Dokle god pilasti signal ne dosegne vrijednost reference tada sklopka S vodi.



**Slika 2.3:** Uspoređivanje pilastog signala sa referencom

## 2.4. Strujni način rada

U strujnom načinu rada se umjesto napona kontrolira struja zavojnice. Općenito su strujni signali stabilniji i otporniji na smetnje te stoga i poželjniji način upravljanja. Uspoređuje se referenca struje sa pilastim signalom međutim za razliku od strujnog upravljanja ne čeka se dok pilasti signal postigne željenu vrijednost i time definira vrijeme vođenja već na početku perioda kada pilasti napon počinje rasti istodobno referenca počinje linearno padati po pravcu nagiba  $S_e$ . Kada se ta dva pravca presjeku tada se i definira vrijeme vođenja.



Slika 2.4: Uspoređivanje pilastog signala sa padajućom referencom

Prednost ovakvog načina upravljanja je što se radi sa strujnim signalima koji su otporniji i što se korištenjem dva umjesto jednog pravca dobiva na boljoj dinamici. Sa slike 2.4 pilasti signal se može prikazati jednadžbom

$$u_{on} = 2L \frac{i_{Lmax} - i_L}{dT} \quad (2.8)$$

dok se referenca može prikazati kao

$$S_e = \frac{i_c - i_{Lmax}}{dT} \quad (2.9)$$

gdje je  $i_c$  referenca. Kombinacijom izraza (2.8) i (2.9) se dolazi do izraza za faktor vođenja  $d$  u strujnom načinu rada

$$d = f_s \frac{i_c - i_L}{S_e + \frac{u_{on}}{2L}} \quad (2.10)$$

gdje se  $d$  ograničava na vrijednosti u intervalu  $[0,1]$ . Lako se može vidjeti kako, iako se zove strujno upravljanje, se u konačnici ipak upravlja vremenom vođenja  $d$ . Strujni način rada se ostvaruje tako da se naponskom načinu rada doda izraz (2.10).

## 2.5. Trenutačni model

Trenutačni modeli pretvarača se modeliraju na način da ih se predstavi diferencijalnim jednačbama, točnije sa dvije jednačbe, jednom naponskom i jednom strujnom koje točno opisuju rad pretvarača. Simulacija tako dobivenih jednačbi se može provesti u Simulinku koristeći dobivene jednačbe ili kao će biti ovdje provedeno, simulacijom električne sheme u dodatku za Simulink PLECS. Trenutačni modeli predstavljaju vjernu sliku odziva koje realni pretvarač daje na izlazu međutim to jako utječe na trajanje same simulacije koje može biti višestruko duže od postavljenog vremenskog intervala simulacije. Postavlja se pitanje isplativosti modeliranja i simuliranja na taj način odnosno hoće li ta veća točnost modela pridonijeti kvalitetnijoj realizaciji pretvarača i regulatora. U nastavku će se vidjeti da su usrednjeni modeli sasvim dovoljni. Detaljniji opis trenutačnih modela se može pronaći u [3].

## 2.6. Usrednjeni model

Obzirom na nepraktičnost trenutačnih modela, ali i popriličnom trajanju istih simulacija koriste se usrednjeni modeli pretvarača. Kod usrednjenih modela radi se usrednjavanje struje zavojnice i izlaznog napona po periodima  $T$  gdje se srednja struja zavojnice i srednji izlazni napon računaju kao:

$$\bar{i}_L = \frac{1}{T} \int_0^T i_L dt \quad (2.11)$$

$$\bar{u}_C = \frac{1}{T} \int_0^T u_C dt \quad (2.12)$$

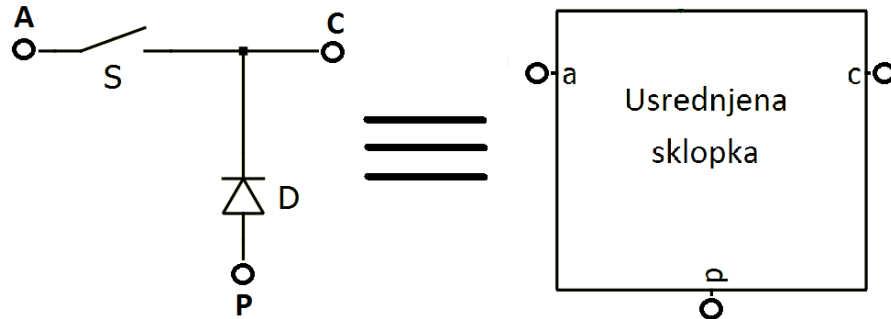
Iako u stvarnosti nije tako, radi lakšeg proračuna se pretpostavlja da struja zavojnice  $i_L$  unutar jednog perioda linearno raste i pada te da je izlazni napon  $u_C$  odnosno napon na kondenzatoru konstantan. Uzimaju se jednačbe postavljene u trenutačnim modelima i usrednjava ih se tokom jednog perioda te se eliminiraju sve zavisne varijable na način da ih se zamijeni konstantama ili manje promjenjivim zavisnim varijablama. Primjer je izračun integrala:

$$\frac{1}{T} \int_0^{dT} i_L dt$$

koji nije jednak  $\bar{i}_L(1 - d)$  jer se struja zavojnice ne integrira po cijelom periodu već samo po jednom njezinom dijelu. Ali obzirom da integral predstavlja površinu ispod grafa,  $i_L$  pod integralom se može sukladno slici 2.1, izrazu (2.2) te uzevši u obzir da

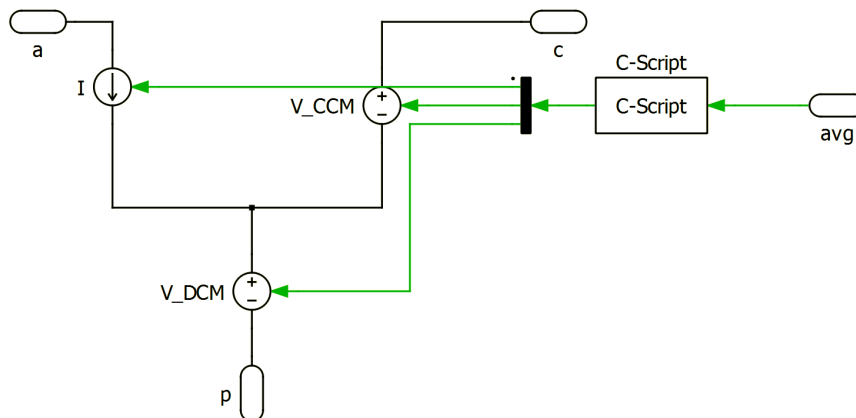
vrijedi  $i_{Lmax} = 2\bar{i}_L$  zapisati kao:

$$\frac{1}{T} \int_0^{dT} \frac{u_{on}d}{2Lf_s} dt = \frac{u_{on}d^2}{2Lf_s} \quad (2.13)$$



**Slika 2.5:** Supstitucija sklopke i diode usrednjenom sklopkom

Usrednjeni model se realizira supstitucijom sklopke i diode iz trenutačnog modela usrednjenom sklopkom u usrednjenom modelu.



**Slika 2.6:** Usrednjena sklopka detaljno

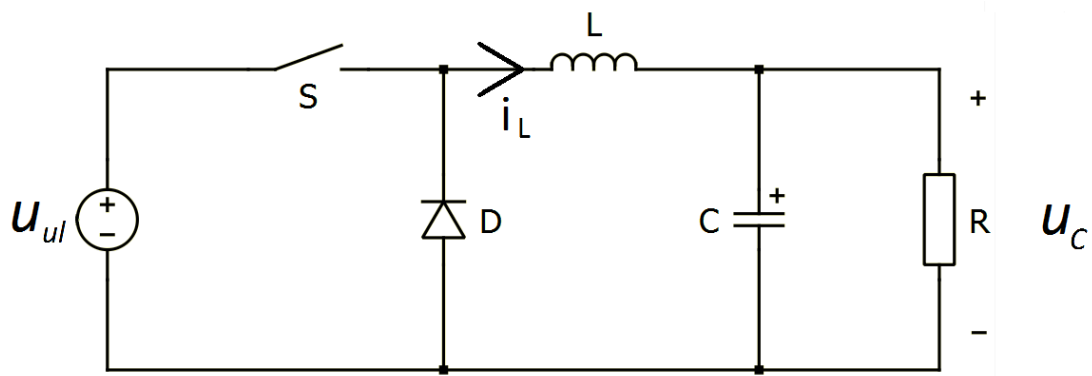
Usrednjena sklopka sa slike 2.6 predstavlja programsko rješenje iste u dodatku za Simulink, PLECS, čija C-skripta se nalazi u privitku ovome završnom radu. Općenito, model usrednjene sklopke gledane kao "crne kutije" sastoji se od tri električne priključnice te seta signala koji upravljaju navedenom sklopkom. Električne priključnice su redom: *a* (aktivna), *c* (zajednička) te *p* (pasivna). Nazivi priključnica nisu slučajni: aktivna se spaja na mjesto sklopke *S* obzirom da je ona jedina aktivna komponenta i kojom se može upravljati pretvaračem, zatim zajednička koja se spaja na mjesto tromeđe trenutačne sklopke, diode i zavojnice te konačno pasivna koja se spaja na mjesto diode obzirom da dioda igra samo pasivnu ulogu u pretvaraču i njome se ne može direktno

upravljati. Unutarnja struktura sklopke prikazana na slici 2.6 sastoji se od ukupno tri izvora i to dva naponska i jednog strujnog na način da svaka grana sadrži po jedan izvor. Bez obzira na način rada pretvarača (CCM ili DCM) uvijek su aktivna samo dva od tri izvora i to uvijek točno jedan strujni i točno jedan naponski izvor. Prema gore navedenom se može zaključiti kako su u kontinuiranom načinu rada aktivni izvori u  $a$  i  $c$  grani dok su u diskontinuiranom načinu rada aktivni izvori u  $a$  i  $p$  grani.

## 3. Modeliranje istosmjernih pretvarača

### 3.1. Silazni DC pretvarač

Silazni DC/DC pretvarač<sup>1</sup> kao što mu i sam naziv sugerira, pretvara ulazni napon  $u_{ul}$  u napon istog predznaka, ali apsolutnog iznosa manjeg od ulaznog.



Slika 3.1: Električna shema silaznog DC pretvarača

Prema uputama danim u poglavlju 2 analiziraju se trenutačni i usrednjeni modeli silaznog DC pretvarača i to dijeljenjem vremenskog perioda ( $T=1/f_s$ ) na vrijeme kada sklopka vodi i kada sklopka ne vodi te postavljanjem jedne naponske i jedne strujne diferencijalne jedandžbe za svaki od tih dijelova perioda.

---

<sup>1</sup>eng. buck converter

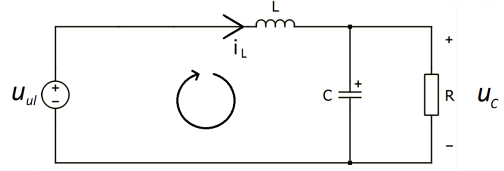
### 3.1.1. Trenutačni model

#### Kontinuirani način rada (CCM)

Sklopka S vodi ( $0 < t \leq dT$ )

$$L \frac{di_L}{dt} = u_{ul} - u_C \quad (3.1)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = i_L - \frac{u_C}{R} \quad (3.2)$$

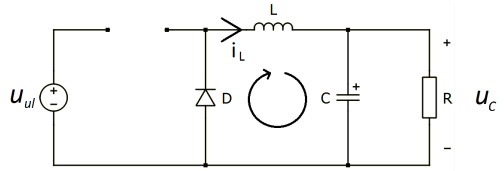


**Slika 3.2:** Silazni CCM sklopka vodi

Sklopka S ne vodi ( $dT < t \leq T$ )

$$L \frac{di_L}{dt} = -u_C \quad (3.3)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = i_L - \frac{u_C}{R} \quad (3.4)$$



**Slika 3.3:** Silazni CCM sklopka ne vodi

Zbog zakona o očuvanju energije slijedi relacija za silazni DC/DC pretvarač:

$$\begin{aligned} \sum E &= E_{on} + E_{off} = 0 \\ \frac{u_{ul} - u_C}{L} dT + \frac{-u_C}{L} (1-d)T &= 0 \quad / : \frac{T}{L} \\ u_{ul}d - u_C &= 0 \end{aligned}$$

$$u_C = u_{ul}d \quad (3.5)$$

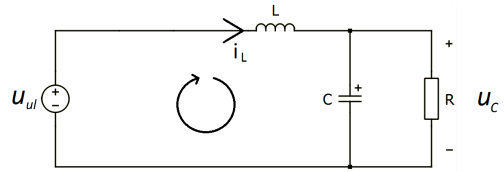
Obzirom da se vrijeme vođenja  $d$  kreće u rasponu  $[0,1]$  iz izraza (3.5) slijedi da je kod silaznog DC/DC pretvarača izlazni napon  $u_C$  uvijek manji ili jednak ulaznom naponu i može se kretati u rasponu  $[0, u_{ul}]$  ovisno o odabranom vremenu vođenja.

#### Diskontinuirani način rada (DCM)

Sklopka S vodi ( $0 < t \leq dT$ )

$$L \frac{di_L}{dt} = u_{ul} - u_C \quad (3.6)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = i_L - \frac{u_C}{R} \quad (3.7)$$

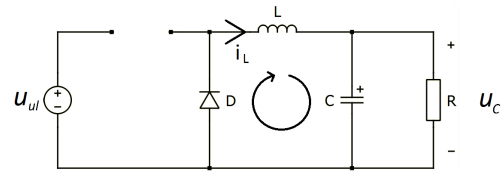


**Slika 3.4:** Silazni DCM sklopka vodi

Sklopka S ne vodi ( $dT < t \leq (d + d_2)T$ )

$$L \frac{di_L}{dt} = -u_C \quad (3.8)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = i_L - \frac{u_C}{R} \quad (3.9)$$

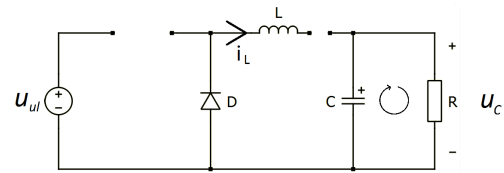


**Slika 3.5:** Silazni DCM sklopka ne vodi

$((d + d_2)T < t \leq T)$

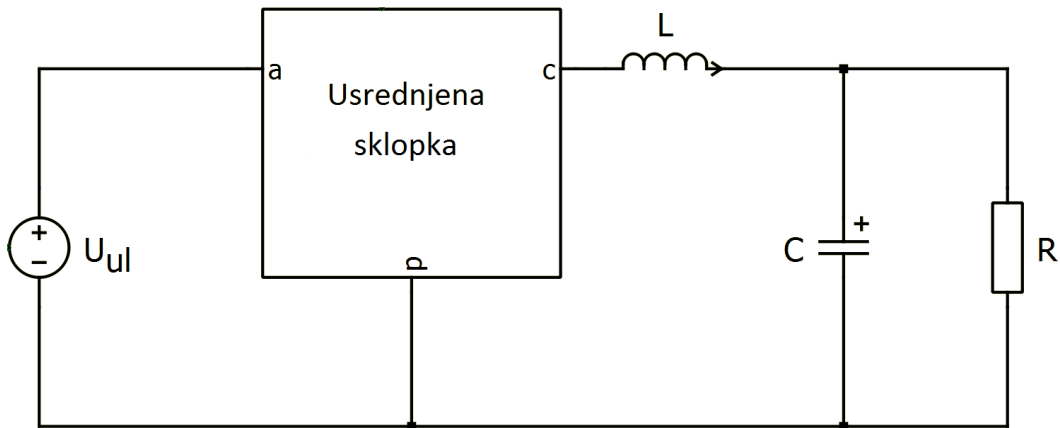
$$L \frac{di_L}{dt} = 0 \quad (3.10)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = -\frac{u_C}{R} \quad (3.11)$$



**Slika 3.6:** Silazni DCM,  $i_L = 0$

### 3.1.2. Usrednjeni model



**Slika 3.7:** Shema usrednjenog modela silaznog DC pretvarača

Naponi na zavojnici za silazni DC pretvarač kada je sklopka S uključena  $u_{on}$  i isključena  $u_{off}$  iznose:

$$u_{on} = u_{ul} - u_C \quad (3.12)$$

$$u_{off} = u_C \quad (3.13)$$



### Kontinuirani način rada (CCM)

$$\begin{aligned}\frac{d\bar{i}_L}{dt} &= \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{dT} \frac{u_{ul} - u_c}{L} dt + \int_{dT}^T \left( -\frac{u_c}{L} \right) dt \right\} \\ &= \frac{1}{TL} \left\{ u_{ul}dT - \bar{u}_C T \right\} \\ \frac{d\bar{i}_L}{dt} &= \frac{u_{ul}}{L}d - \frac{\bar{u}_C}{L}\end{aligned}\quad (3.14)$$

$$\begin{aligned}\frac{d\bar{u}_C}{dt} &= \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{dT} \frac{1}{C} \left( i_L - \frac{u_c}{R} \right) dt + \int_{dT}^T \frac{1}{C} \left( i_L - \frac{u_c}{R} \right) dt \right\} \\ &= \frac{1}{TC} \left\{ \bar{i}_L T - \frac{\bar{u}_C}{R} T \right\} \\ \frac{d\bar{u}_C}{dt} &= \frac{\bar{i}_L}{C} - \frac{\bar{u}_C}{RC}\end{aligned}\quad (3.15)$$

### Diskontinuirani način rada (DCM)

$$\begin{aligned}\frac{d\bar{i}_L}{dt} &= \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{dT} \frac{u_{ul} - u_c}{L} dt + \int_{dT}^{(d+d_2)T} \left( -\frac{u_c}{L} \right) dt + \underbrace{\int_{(d+d_2)T}^T 0 dt}_0 \right\} \\ &= \frac{1}{TL} \left\{ u_{ul}dT - \bar{u}_C(d + d_2)T \right\} \\ &= \frac{u_{ul}}{L}d - \frac{\bar{u}_C}{L}(d + d_2)\end{aligned}$$

Supstituiranjem  $d_2$  sa izrazom (2.5) slijedi:

$$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = \frac{u_{ul}}{L}d - \frac{2\bar{u}_C f_s \bar{i}_L}{du_{on}} \quad (3.16)$$

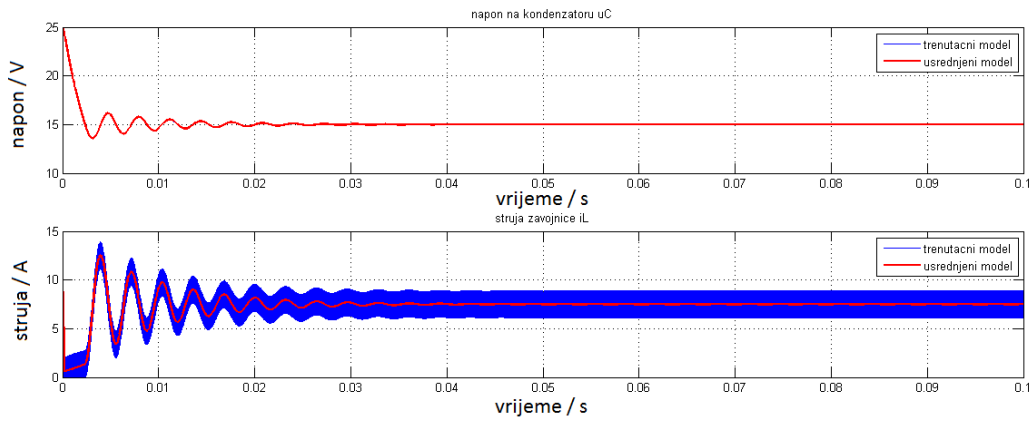
odnosno uvrštavajući izraz (3.12):

$$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = \frac{u_{ul}}{L}d - \frac{2\bar{u}_C f_s \bar{i}_L}{d(u_{ul} - \bar{u}_C)} \quad (3.17)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{u}_C}{dt} &= \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{dT} \frac{1}{C} \left( i_L - \frac{u_c}{R} \right) dt + \int_{dT}^{(d+d_2)T} \frac{1}{C} \left( i_L - \frac{u_c}{R} \right) dt + \int_{(d+d_2)T}^T \left( \frac{-u_c}{RC} \right) dt \right\} \\ &= \frac{1}{TC} \left\{ \bar{i}_L T - \frac{\bar{u}_C}{R} T - \underbrace{\int_{(d+d_2)T}^T i_L dt}_0 \right\} \end{aligned}$$

$$\frac{d\bar{u}_C}{dt} = \frac{\bar{i}_L}{C} - \frac{\bar{u}_C}{RC} \quad (3.18)$$

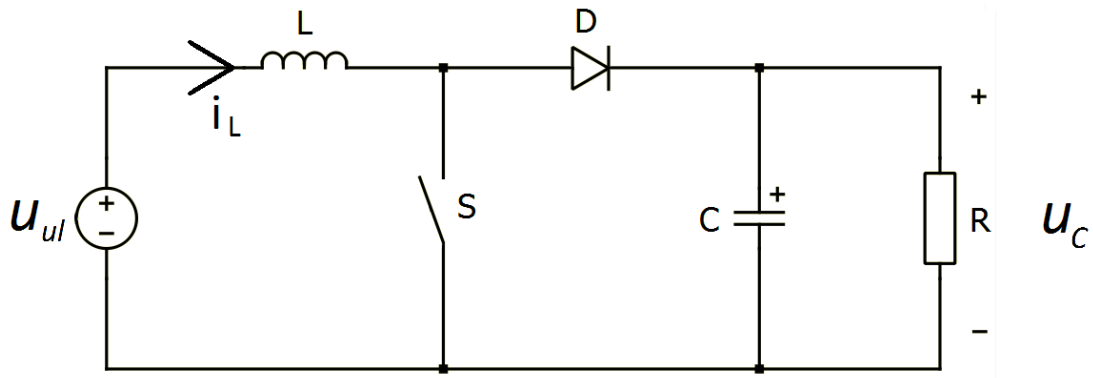
Odzivi simuliranog trenutačnog i usrednjenog modela realiziranog u PLECS-u sa parametrima silaznog pretvarača koji se nalazi u Laboratoriju za obnovljive izvore prikazani su na slici 3.8. Parametri pretvarača se nalaze privitku radu.



**Slika 3.8:** Usporedba odziva trenutačnog i usrednjenog modela silaznog pretvarača za  $d = 0.3$

## 3.2. Uzlazni DC pretvarač

Uzlazni DC/DC pretvarač<sup>2</sup> pretvara ulazni napon  $u_{ul}$  u napon istog predznaka, ali apsolutnog iznosa većeg od ulaznog.



Slika 3.9: Električna shema uzlaznog DC pretvarača

U nastavku se analiziraju trenutačni i usrednjeni modeli uzlaznog DC pretvarača na isti način kao i kod silaznog DC pretvarača.

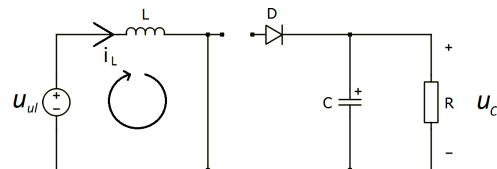
### 3.2.1. Trenutačni model

#### Kontinuirani način rada (CCM)

Sklopka S vodi ( $0 < t \leq dT$ )

$$L \frac{di_L}{dt} = u_{ul} \quad (3.19)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = -\frac{u_C}{R} \quad (3.20)$$

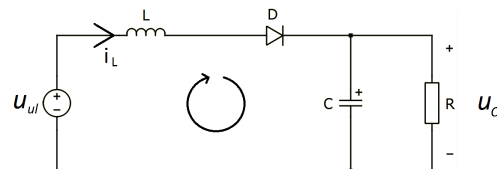


Slika 3.10: Uzlazni CCM sklopka vodi

Sklopka S ne vodi ( $dT < t \leq T$ )

$$L \frac{di_L}{dt} = u_{ul} - u_C \quad (3.21)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = i_L - \frac{u_C}{R} \quad (3.22)$$



Slika 3.11: Uzlazni CCM sklopka ne vodi

<sup>2</sup>eng. boost converter

Zbog zakona o očuvanju energije slijedi relacija za uzlazni DC/DC pretvarač:

$$\sum E = E_{on} + E_{off} = 0$$

$$\frac{u_{ul}}{L}dT + \frac{u_{ul} - u_c}{L}(1-d)T = 0 \quad \Bigg/ : \frac{T}{L}$$

$$u_{ul} - u_c(1-d) = 0$$

$$u_c = \frac{u_{ul}}{1-d} \quad (3.23)$$

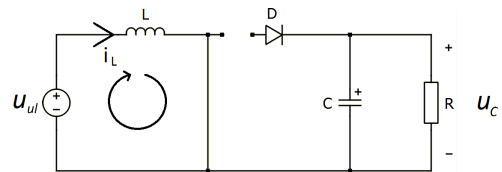
Obzirom da se vrijeme vođenja  $d$  kreće u rasponu  $[0,1]$  iz izraza (3.23) slijedi da je kod uzlaznog DC/DC pretvarača izlazni napon  $u_c$  uvijek veći ili jednak ulaznom naponu i može se kretati u rasponu  $[u_{ul}, \infty]$  ovisno o odabranom vremenu vođenja međutim u praksi ipak nije tako jer realni elementi u strujnom krugu nisu idealni.

### Diskontinuirani način rada (DCM)

Sklopka S vodi ( $0 < t \leq dT$ )

$$L \frac{di_L}{dt} = u_{ul} \quad (3.24)$$

$$C \frac{du_c}{dt} = -\frac{u_c}{R} \quad (3.25)$$

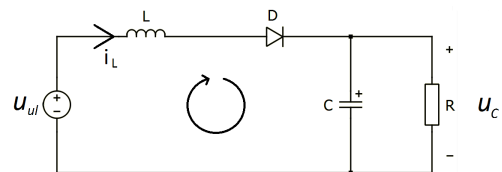


Slika 3.12: Uzlazni DCM sklopka vodi

Sklopka S ne vodi ( $dT < t \leq (d + d_2)T$ )

$$L \frac{di_L}{dt} = u_{ul} - u_c \quad (3.26)$$

$$C \frac{du_c}{dt} = i_L - \frac{u_c}{R} \quad (3.27)$$

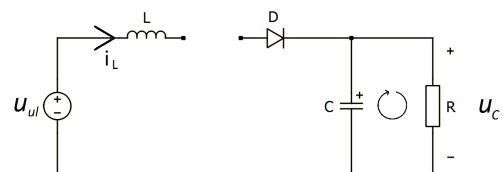


Slika 3.13: Uzlazni DCM sklopka ne vodi

$((d + d_2)T < t \leq T)$

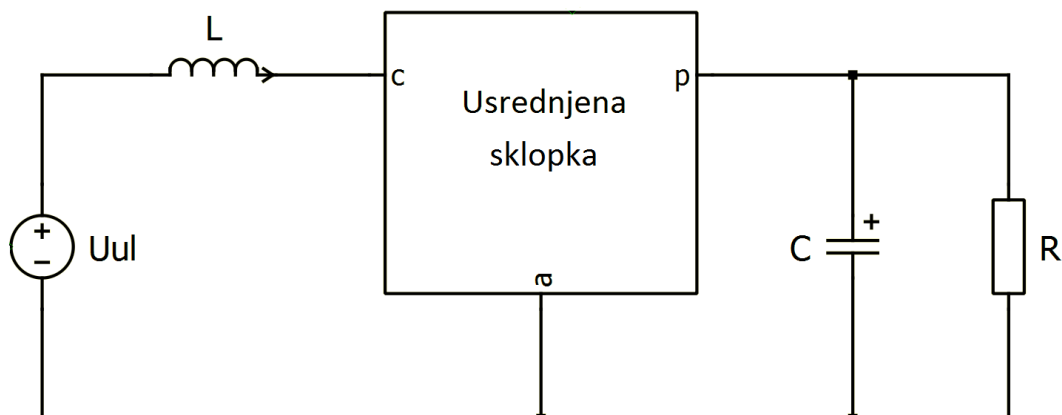
$$L \frac{di_L}{dt} = 0 \quad (3.28)$$

$$C \frac{du_c}{dt} = -\frac{u_c}{R} \quad (3.29)$$



Slika 3.14: Uzlazni DCM,  $i_L = 0$

### 3.2.2. Usrednjeni model



Slika 3.15: Shema usrednjenog modela uzlaznog DC pretvarača

$$u_{on} = u_{ul} \quad (3.30)$$

$$u_{off} = u_C - u_{ul} \quad (3.31)$$

#### Kontinuirani način rada (CCM)

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{i}_L}{dt} &= \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{dT} \frac{u_{ul}}{L} dt + \int_{dT}^T \left( \frac{u_{ul} - u_c}{L} \right) dt \right\} \\ &= \frac{1}{TL} \left\{ u_{ul}T - \bar{u}_C(1-d)T \right\} \end{aligned}$$

$$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = \frac{u_{ul}}{L} - \frac{\bar{u}_C}{L}(1-d) \quad (3.32)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{u}_C}{dt} &= \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{dT} \left( -\frac{u_c}{RC} \right) dt + \int_{dT}^T \frac{1}{C} \left( i_L - \frac{u_c}{R} \right) dt \right\} \\ &= \frac{1}{TC} \left\{ -\frac{\bar{u}_C}{R}T + \underbrace{\int_{dT}^T i_L dt + \int_0^{dT} i_L dt}_{\int_0^T i_L dt} - \underbrace{\int_0^{dT} i_L dt}_{\frac{u_{on}d^2}{2Lf_s}} \right\} \end{aligned}$$

$$\frac{d\bar{u}_C}{dt} = \frac{\bar{i}_L}{C} - \frac{\bar{u}_C}{RC} - \frac{u_{ul}d^2}{2LCf_s} \quad (3.33)$$

### Diskontinuirani način rada (DCM)

$$\begin{aligned}\frac{d\bar{i}_L}{dt} &= \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{dT} \frac{u_{ul}}{L} dt + \int_{dT}^{(d+d_2)T} \left( \frac{u_{ul} - u_c}{L} \right) dt + \underbrace{\int_{(d+d_2)T}^T 0 dt}_0 \right\} \\ &= \frac{1}{TL} \left\{ u_{ul}(d + d_2)T - \frac{\bar{u}_C}{L} d_2 T \right\} \\ &= \frac{u_{ul}}{L} (d + d_2) - \frac{\bar{u}_C}{L} d_2\end{aligned}$$

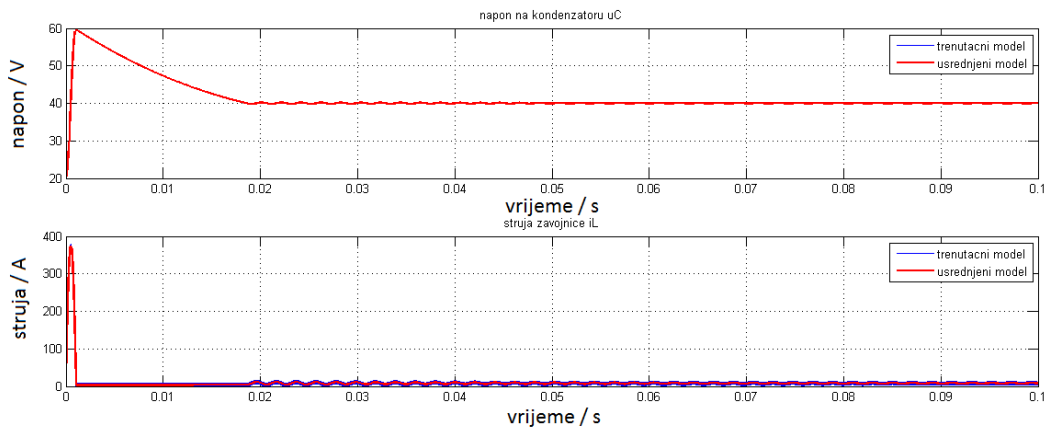
uvrštavajući izraze (2.5) i (3.30) slijedi:

$$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = \frac{2f_s \bar{i}_L}{d} \left(1 - \frac{\bar{u}_C}{u_{ul}}\right) + \frac{\bar{u}_C}{L} d \quad (3.34)$$

$$\begin{aligned}\frac{d\bar{u}_C}{dt} &= \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{dT} \left( -\frac{u_c}{RC} \right) dt + \int_{dT}^{(d+d_2)T} \frac{1}{C} \left( i_L - \frac{u_c}{R} \right) dt + \int_{(d+d_2)T}^T \left( -\frac{u_c}{RC} \right) dt \right\} \\ &= \frac{1}{TC} \left\{ -\frac{\bar{u}_C}{R} T + \underbrace{\int_{dT}^{(d+d_2)T} i_L dt + \int_0^{dT} i_L dt + \int_{(d+d_2)T}^T i_L dt}_{\int_0^T i_L dt} - \int_0^{dT} i_L dt - \underbrace{\int_{(d+d_2)T}^T i_L dt}_0 \right\}\end{aligned}$$

$$\frac{d\bar{u}_C}{dt} = \frac{\bar{i}_L}{C} - \frac{\bar{u}_C}{RC} - \frac{u_{ul} d^2}{2LC f_s} \quad (3.35)$$

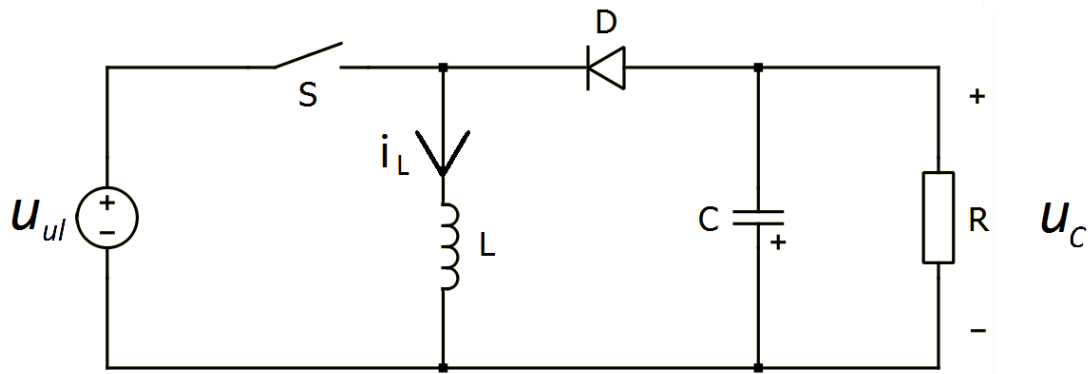
Odzivi simuliranog trenutačnog i usrednjenog modela realiziranog u PLECS-u sa parametrima uzlaznog pretvarača koji se nalazi u Laboratoriju za obnovljive izvore prikazani su na slici 3.16. Parametri pretvarača se nalaze u privitku radu.



**Slika 3.16:** Odzivi trenutačnog i usrednjenog modela uzlaznog pretvarača za  $d = 0.625$

### 3.3. Silazno-uzlazni DC pretvarač

Silazno-uzlazni DC/DC pretvarač<sup>3</sup> pretvara ulazni napon  $u_{ul}$  u napon suprotnog predznaka i apsolutnog iznosa manjeg ili većeg od ulaznog ovisno o odabranom faktoru vođenja. To je ustvari kombinacija silaznog i uzlaznog pretvarača koja omogućuje dvosmjernan rad pretvarača.



Slika 3.17: Električna shema silazno-uzlaznog DC pretvarača

U nastavku se analiziraju trenutačni i usrednjeni modeli silazno-uzlaznog DC pretvarača na isti način kao i kod prethodnih DC pretvarača.

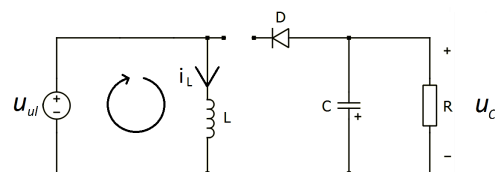
#### 3.3.1. Trenutačni model

##### Kontinuirani način rada (CCM)

Sklopka S vodi ( $0 < t \leq dT$ )

$$L \frac{di_L}{dt} = u_{ul} \quad (3.36)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = -\frac{u_C}{R} \quad (3.37)$$



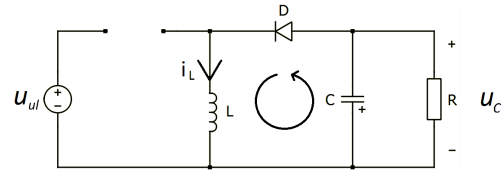
Slika 3.18: Silazno-uzlazni sklopka vodi

<sup>3</sup>eng. buck-boost converter

Sklopka S ne vodi ( $dT < t \leq T$ )

$$L \frac{di_L}{dt} = -u_C \quad (3.38)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = i_L - \frac{u_C}{R} \quad (3.39)$$



**Slika 3.19:** Silazno-uzlazni sklopka ne vodi

Zbog zakona o očuvanju energije slijedi:

$$\begin{aligned} \sum E &= E_{on} + E_{off} = 0 \\ \frac{u_{ul}}{L}dT + \frac{-u_C}{L}(1-d)T &= 0 \quad / : \frac{T}{L} \\ u_{ul}d - u_C(1-d) &= 0 \end{aligned}$$

$$u_C = \frac{d}{1-d}u_{ul} \quad (3.40)$$

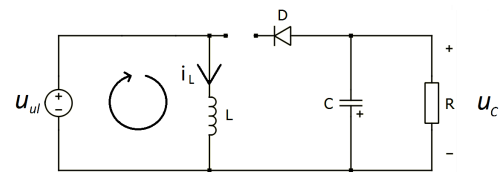
Obzirom da se vrijeme vođenja  $d$  kreće u rasponu  $[0,1]$  iz izraza (3.40) slijedi da kod silazno-uzlaznog DC/DC pretvarača izlazni napon  $u_C$  može biti manji ili veći od ulaznog napona te se može kretati u rasponu  $[0,\infty]$  dok je u stvarnosti gornja granica ipak ograničena zbog ograničenja realnih elemenata koji se nalaze u krugu.

### Diskontinuirani način rada (DCM)

Sklopka S vodi ( $0 < t \leq dT$ )

$$L \frac{di_L}{dt} = u_{ul} \quad (3.41)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = -\frac{u_C}{R} \quad (3.42)$$

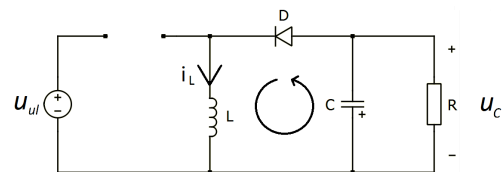


**Slika 3.20:** Buck-boost DCM ON

Sklopka S ne vodi ( $dT < t \leq (d + d_2)T$ )

$$L \frac{di_L}{dt} = -u_C \quad (3.43)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = i_L - \frac{u_C}{R} \quad (3.44)$$



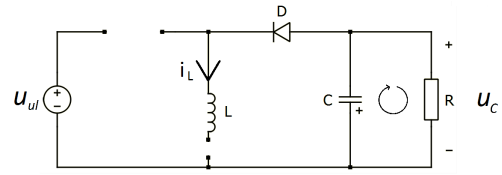
**Slika 3.21:** Buck-boost DCM OFF



$$((d + d_2)T < t \leq T)$$

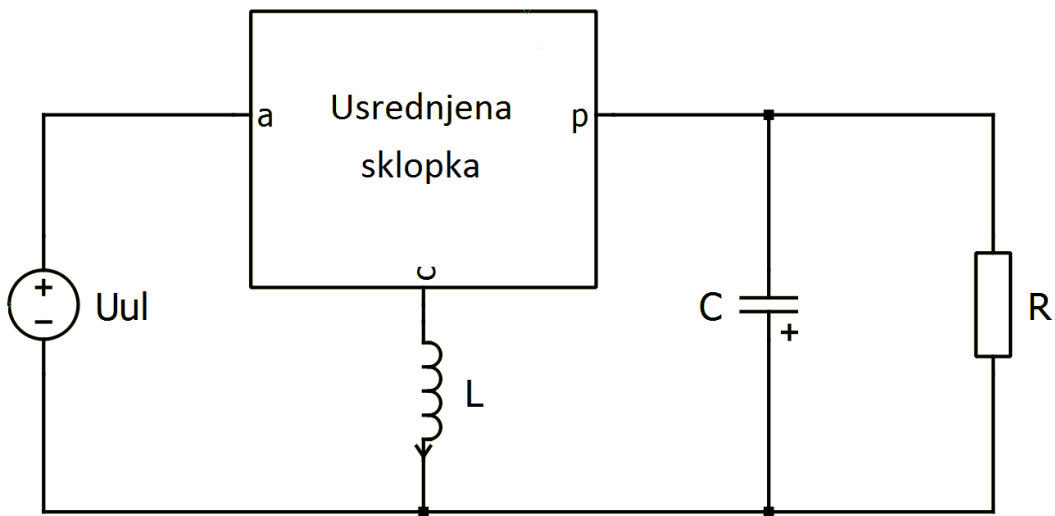
$$L \frac{di_L}{dt} = 0 \quad (3.45)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = -\frac{u_C}{R} \quad (3.46)$$



Slika 3.22: Buck-boost DCM OFF

### 3.3.2. Usrednjeni model



Slika 3.23: Shema usrednjenog modela silazno-uzlaznog DC pretvarača

$$u_{on} = u_{ul} \quad (3.47)$$

$$u_{off} = u_C \quad (3.48)$$

#### Kontinuirani način rada (CCM)

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{i}_L}{dt} &= \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{dT} \frac{u_{ul}}{L} dt + \int_{dT}^T \left( \frac{-u_c}{L} \right) dt \right\} \\ &= \frac{1}{TL} \left\{ u_{ul}dT - \bar{u}_C(1-d)T \right\} \end{aligned}$$

$$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = \frac{u_{ul}}{L}d - \frac{\bar{u}_C}{L}(1-d) \quad (3.49)$$

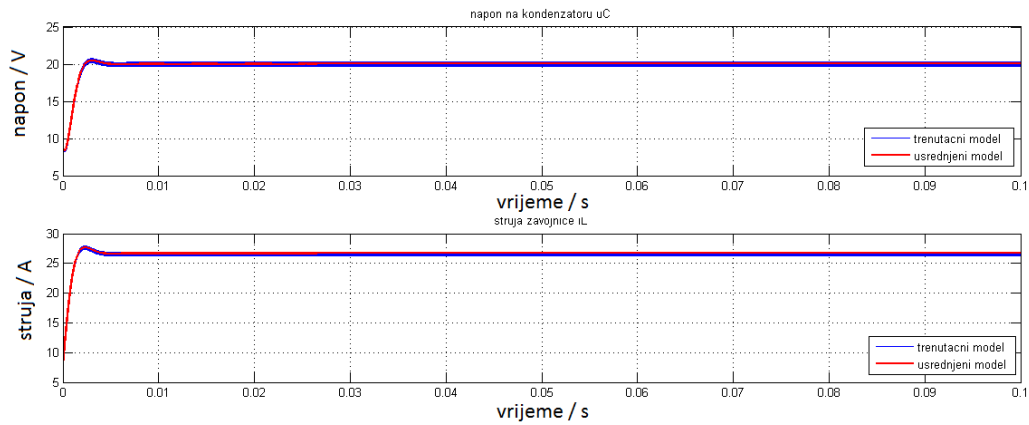
$$\begin{aligned}
\frac{d\bar{u}_C}{dt} &= \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{dT} \left( -\frac{u_c}{RC} \right) dt + \int_{dT}^T \frac{1}{C} \left( i_L - \frac{u_c}{R} \right) dt \right\} \\
&= \frac{1}{TC} \left\{ -\frac{\bar{u}_C}{R} T + \underbrace{\int_{dT}^T i_L dt + \int_0^{dT} i_L dt}_{\int_0^T i_L dt} - \underbrace{\int_0^{dT} i_L dt}_{\frac{u_{on} d^2}{2L f_s}} \right\} \\
\frac{d\bar{u}_C}{dt} &= \frac{\bar{i}_L}{C} - \frac{\bar{u}_C}{RC} - \frac{u_{ul} d^2}{2LC f_s} \tag{3.50}
\end{aligned}$$

### Diskontinuirani nain rada (DCM)

$$\begin{aligned}
\frac{d\bar{i}_L}{dt} &= \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{dT} \frac{u_{ul}}{L} dt + \int_{dT}^{(d+d_2)T} \left( -\frac{u_c}{L} \right) dt + \underbrace{\int_{(d+d_2)T}^T 0 dt}_0 \right\} \\
\frac{d\bar{i}_L}{dt} &= \frac{d}{L} (u_{ul} + \bar{u}_C) - \frac{2\bar{i}_L \bar{u}_C f_s}{du_{ul}} \tag{3.51}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{d\bar{u}_C}{dt} &= \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{dT} \left( -\frac{u_c}{RC} \right) dt + \int_{dT}^{(d+d_2)T} \frac{1}{C} \left( i_L - \frac{u_c}{R} \right) dt + \int_{(d+d_2)T}^T \left( -\frac{u_c}{RC} \right) dt \right\} \\
&= \frac{1}{TC} \left\{ -\frac{\bar{u}_C}{R} T + \underbrace{\int_{dT}^{(d+d_2)T} i_L dt + \int_0^{dT} i_L dt + \int_{(d+d_2)T}^T i_L dt}_{\int_0^T i_L dt} - \int_0^{dT} i_L dt - \underbrace{\int_{(d+d_2)T}^T i_L dt}_0 \right\} \\
\frac{d\bar{u}_C}{dt} &= \frac{\bar{i}_L}{C} - \frac{\bar{u}_C}{RC} - \frac{u_{ul} d^2}{2LC f_s} \tag{3.52}
\end{aligned}$$

Odzivi simuliranog trenutačnog i usrednjenog modela realiziranog u PLECS-u sa parametrima silazno-uzlaznog pretvarača koji se nalazi u Laboratoriju za obnovljive izvore prikazani su na slici 3.24. Parametri pretvarača se nalaze u privitku radu.



Slika 3.24: Odzivi trenutačnog i usrednjelog silazno-uzlaznog pretvarača za  $d = 0.625$

### 3.4. Pregled jednadžbi usrednjenih modela

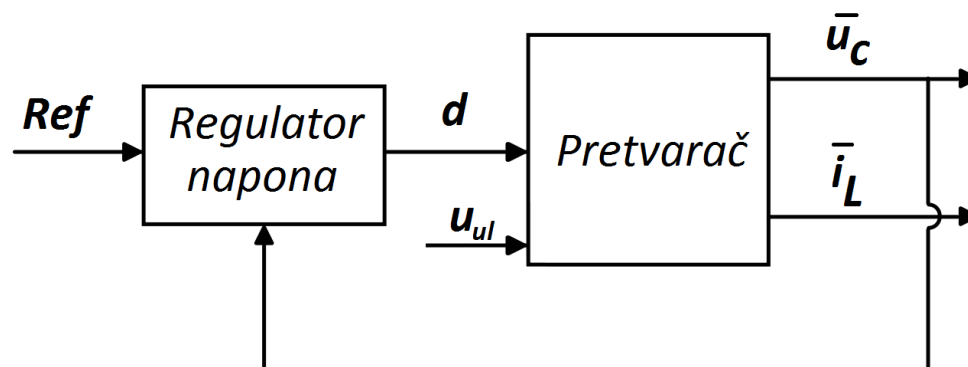
U nastavku se nalazi tablica sa pregledom jednadžbi usrednjenih modela po pretvaračima.

	Silazni	Uzlazni	Silazno-uzlazni
CCM	$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = \frac{u_{ul}}{L}d - \frac{\bar{u}_C}{L}$	$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = \frac{u_{ul}}{L} - \frac{\bar{u}_C}{L}(1-d)$	$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = \frac{u_{ul}}{L}d - \frac{\bar{u}_C}{L}(1-d)$
	$\frac{d\bar{u}_C}{dt} = \frac{\bar{i}_L}{C} - \frac{\bar{u}_C}{RC}$	$\frac{d\bar{u}_C}{dt} = \frac{\bar{i}_L}{C} - \frac{\bar{u}_C}{RC} - \frac{u_{ul}d^2}{2LCf_s}$	$\frac{d\bar{u}_C}{dt} = \frac{\bar{i}_L}{C} - \frac{\bar{u}_C}{RC} - \frac{u_{ul}d^2}{2LCf_s}$
DCM	$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = \frac{u_{ul}}{L}d - \frac{2\bar{u}_C f_s \bar{i}_L}{d(u_{ul} - \bar{u}_C)}$	$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = \frac{2f_s \bar{i}_L}{d} \left(1 - \frac{\bar{u}_C}{u_{ul}}\right) + \frac{\bar{u}_C}{L}d$	$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = \frac{d}{L}(u_{ul} + \bar{u}_C) - \frac{2\bar{i}_L \bar{u}_C f_s}{du_{ul}}$
	$\frac{d\bar{u}_C}{dt} = \frac{\bar{i}_L}{C} - \frac{\bar{u}_C}{RC}$	$\frac{d\bar{u}_C}{dt} = \frac{\bar{i}_L}{C} - \frac{\bar{u}_C}{RC} - \frac{u_{ul}d^2}{2LCf_s}$	$\frac{d\bar{u}_C}{dt} = \frac{\bar{i}_L}{C} - \frac{\bar{u}_C}{RC} - \frac{u_{ul}d^2}{2LCf_s}$

# 4. Zatvoreni krug upravljanja izlaznim naponom

## 4.1. Naponski upravljani silazni DC pretvarač

U Laboratoriju za obnovljive izvore dostupan je silazni pretvarač kojeg je moguće naponski upravljati. Obzirom da odzivi koje daje taj pretvarač u otvorenom krugu (bez regulacije) nisu zadovoljavajući napraviti će se upravljanje izlaznim naponom u zatvorenom krugu pomoću regulatora  $G_R$  koji će se dodati otvorenom krugu (slika 4.1).



Slika 4.1: Struktura zatvorenog kruga naponskog upravljanja

Parametri dostupnog silaznog DC pretvarača su:

$$U_{ul} = 50 \text{ V}$$

$$f_S = 29,4 \text{ kHz}$$

$$L = 130 \text{ } \mu\text{H}$$

$$C = 2000 \text{ } \mu\text{F}$$

$$R = 2 \text{ } \Omega$$

Prijenosna funkcija otvorenog kruga  $G_{vd}$  DC pretvarača za naponsko upravljanje je općenito definirana kao

$$G_{vd} = G_{d0} \frac{(1 - \frac{s}{w_z})}{1 + \frac{s}{Qw_0} + (\frac{s}{w_0})^2} \quad (4.1)$$

gdje su u nastavku dane konkretne relacije za silazni pretvarač iz [2] i [3]

$$G_{d0} = \frac{u_C}{d}$$

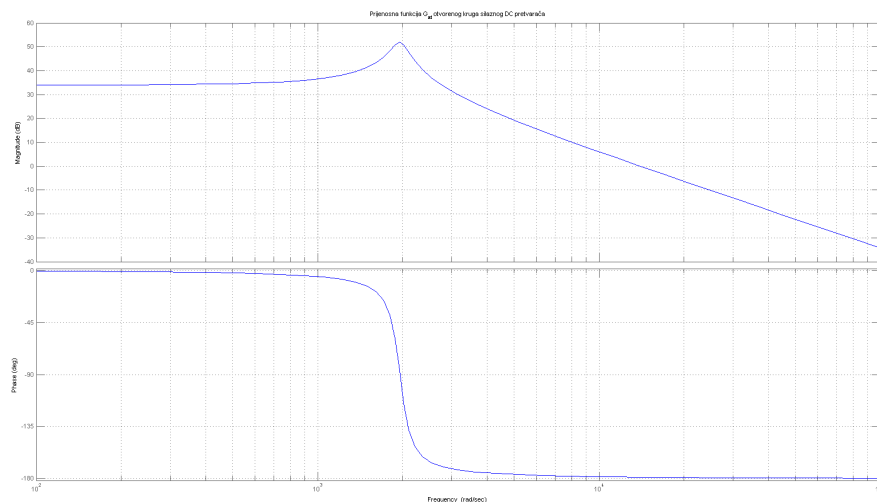
$$w_z = \infty$$

$$Q = R\sqrt{\frac{C}{L}}$$

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Može se lako primjetiti da prijenosna funkcija ovisi o parametru  $d$  i da nema nula u desnoj poluravnini. Faktor  $Q$  predstavlja nadvišenje u amplitudnoj karakteristici dok  $w_0$  predstavlja frekvenciju pri kojoj se to nadvišenje događa. Što je  $Q$  veći to je veće i izdizanje. Za zadane parametre oni iznose redom:  $Q = 7,8446$  i  $w_0 = 1961 \text{ rad/s}$ . Kako bi se postigao  $Q = 1$  što predstavlja optimum potrebno je postići fazno osiguranje od  $\gamma = 52^\circ$ . Uvrštavajući dane parametre u izraz (4.1) dobiva se slijedeća prijenosna funkcija uz  $d = 0.3$ :

$$G_{vd} = \frac{50}{2.6 \cdot 10^{-7} s^2 + 6.5 \cdot 10^{-5} s + 1} \quad (4.2)$$



**Slika 4.2:** Frekvencijska karakteristika prijenosne funkcije  $G_{vd}$

Sa slike 4.2 te računskom provjerom se može vidjeti da fazno osiguranje bez regulatora iznosi  $\gamma = 1,041^\circ$  pri presječnoj frekvenciji  $w_c = 14\,005 \text{ rad/s}$  odnosno

$f_c = 2229 \text{ Hz}$  što nikako nije dovoljno za osiguravanje stabilnosti sustava. Kako bi se postigla bolja dinamika, ali i stabilnost zatvorenog kruga potrebno je osigurati dovoljno veliko fazno osiguranje kao i da presječna frekvencija bude dovoljno nisko u odnosu na frekvenciju uklapanja i isklapanja. Prema preporukama koje se mogu pronaći u [2], zadovoljavajući odzivi postižu se za fazno osiguranje  $\gamma = 52^\circ$  pri presječnoj frekvenciji koja je otprilike dvadeset puta manja od frekvencije uklapanja sklopke S odnosno  $f_c = 1470 \text{ Hz}$ . Kako bi se to postiglo potrebno je projektirati regulator koji će zadovoljiti sve zahtjeve. Za podizanje karakteristike i postizanje dovoljnog faznog osiguranja koristit će se PD regulator koji podiže faznu karakteristiku i istodobno popravljaju dinamiku sustava. Prijenosna funkcija takvog regulatora jest:

$$G_R = G_{R0} \frac{1 + \frac{s}{w_n}}{1 + \frac{s}{w_p}} \quad (4.3)$$

Obzirom da se maksimalno izdizanje fazne karakteristike želi postići pri presječnoj frekvenciji tada mora vrijediti izraz

$$\varphi_m = \gamma = 52^\circ \quad (4.4)$$

iz čega prozilaze frekvencije polova i nula kompenzatora

$$f_n = f_c \sqrt{\frac{1 - \sin(\varphi_m)}{1 + \sin(\varphi_m)}} = 4266 \text{ Hz} \quad (4.5)$$

$$f_p = f_c \sqrt{\frac{1 + \sin(\varphi_m)}{1 - \sin(\varphi_m)}} = 506 \text{ Hz} \quad (4.6)$$

Referenca  $Ref$  koju zadajemo ne mora nužno biti istog iznosa kao i izlazni napon koji se želi postići stoga se u povratnoj vezi dodaje pojačanje  $H$  koje će skalirati razlike između te dvije vrijednosti kako bi se pravilno izračunavala pogreška za regulator. Za silazni pretvarač je to pojačanje

$$H = \frac{Ref}{u_C} \quad (4.7)$$

Nekompenzirani krug ima ukupno pojačanje

$$T_{u0} \left( \frac{f_0}{f_c} \right)^2 = H \frac{u_C}{d} \left( \frac{f_0}{f_c} \right)^2 = 2,2565 \quad (4.8)$$

stoga da bi na novoj presječnoj frekvenciji zatvorenog kruga ostalo pojačanje jednako jedan tada regulator mora imati pojačanje

$$G_{R0} = \left( \frac{f_c}{f_0} \right)^2 \frac{1}{T_{u0}} \sqrt{\frac{f_z}{f_n}} = 0,1527 \quad (4.9)$$

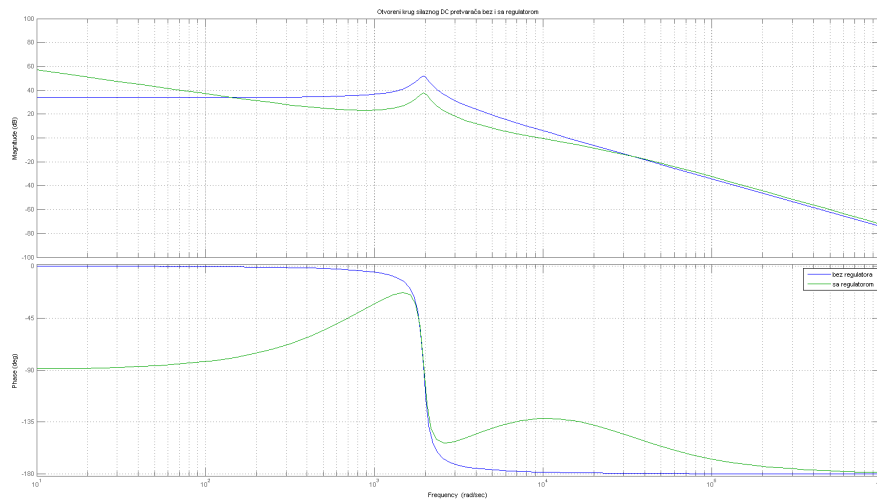
Dobivene frekvencije su zadovoljavajuće i ne narušavaju previše dinamiku sustava. Kako bi se popravilo pojačanje pri niskim frekvencijama i time osigurala minimalna pogreška u stacionarnom stanju prethodno projektiranom regulatoru se dodaje integralni član čime se u konačnici dobiva PID regulator oblika

$$G_R = G_{R0} \frac{(1 + \frac{s}{w_n})(1 + \frac{w_L}{s})}{1 + \frac{s}{w_p}} \quad (4.10)$$

gdje je  $w_L$  dovoljno mali kako ne bi utjecao na ostatak karakteristike. Preporučeni odabir je deset puta manji od presječne frekvencije odnosno  $f_L = 147 \text{ Hz}$ . Konačni regulator glasi

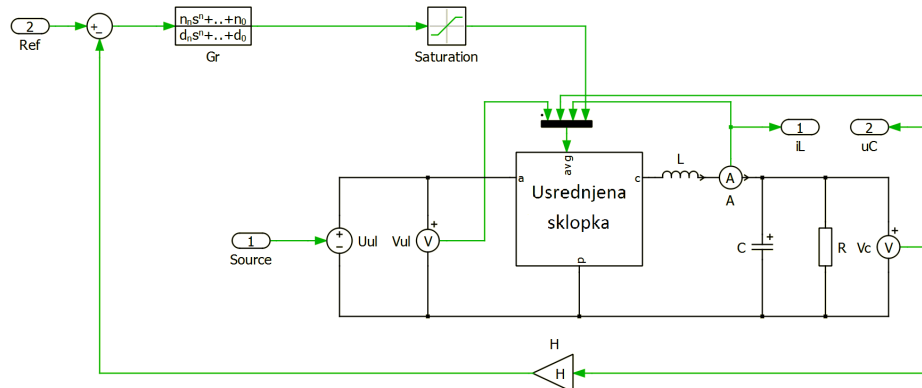
$$G_R = \frac{1.636 \cdot 10^4 s^2 + 6.716 \cdot 10^7 s + 4.806 \cdot 10^{10}}{3.181 \cdot 10^3 s^2 + 8.522 \cdot 10^7 s} \quad (4.11)$$

Nakon dodavanja regulatora u otvoreni krug, frekvencijska karakteristika izgleda ovako



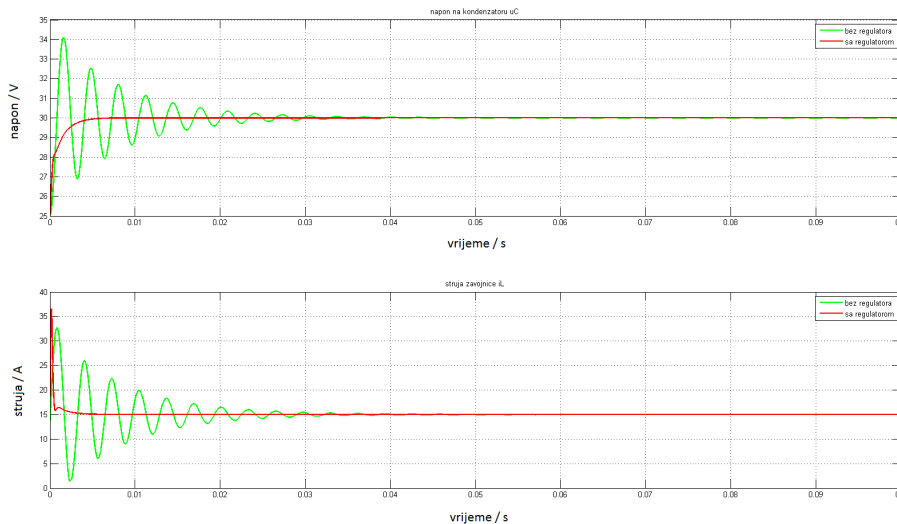
**Slika 4.3:** Frekvencijska karakteristika bez i sa regulatorom

Realizacija u PLECS-u je prikazana na slici 4.4.



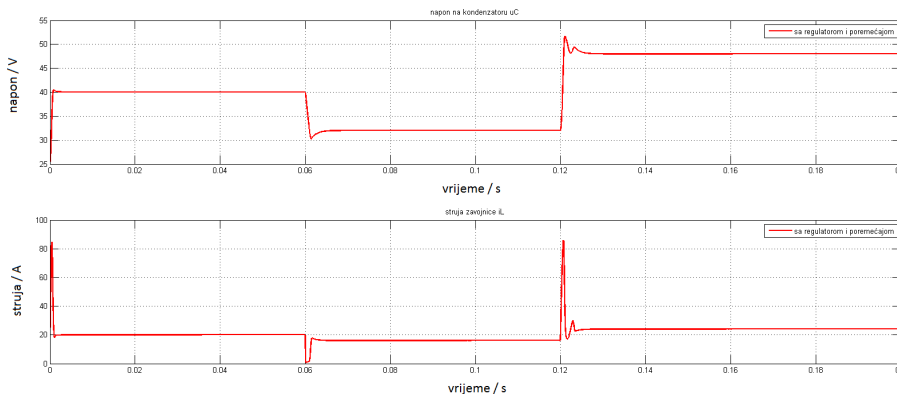
**Slika 4.4:** Programsko rješenje zatvorenog kruga upravljanja u dodatku za Simulink PLECS

Nakon programske realizacije simulirani su sustavi bez i sa regulatorom te su prikazani na slici 4.5. Odmah se može primjetiti kako sustav koji sadrži regulator puno bolje kompenzira promjenu. Regulatorom se stacionarna vrijednost postiže otprilike osam puta brže od onoga bez regulatora uz minimalno nadvišenje u sustavu.



**Slika 4.5:** Odzivi napona  $u_C$  i struje  $i_L$  bez i sa regulatorom

Provedena je simulacija sustava i sa dvije poremećajne veličine te su odzivi prikazani na slici 4.6. Može se zaključiti kako regulator dobro kompenzira manje poremećaje međutim sa povećanjem amplitude poremećaja počinju se pojavljivati znakovi oscilacija. Takvo ponašanje je donekle očekivano obzirom da je regulator projektiran za točno određeni faktor vođenja koji utječe na prijenosnu funkciju na temelju koje se projektira regulator. U odnosu na nekompensirani sustav, ovaj predstavlja značajno poboljšanje ponašanja sustava. Sadržaj skripte koja radi proračun parametara regulatora nalazi se u privitku radu.

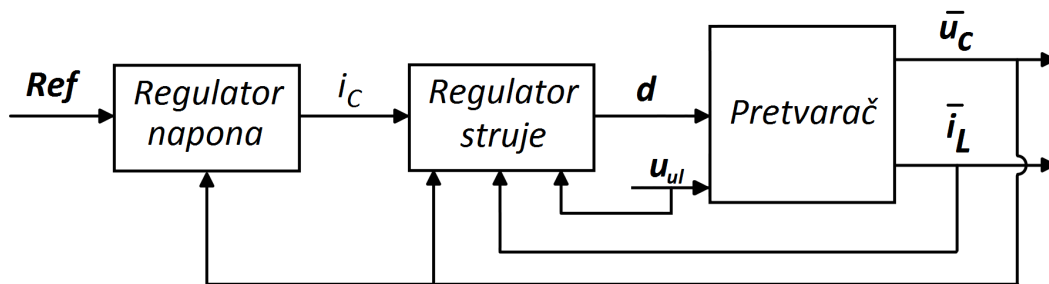


**Slika 4.6:** Odzivi napona  $u_C$  i struje  $i_L$  sa regulatorom i poremećajnim veličinama



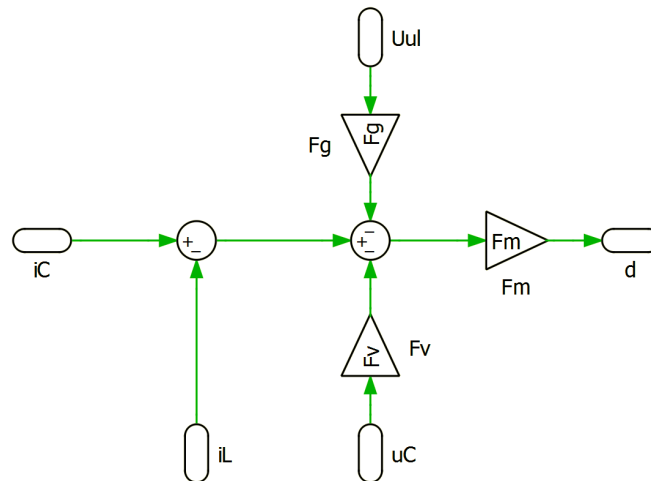
## 4.2. Strujno upravljani uzlazni DC pretvarač

Za razliku od naponsko upravljano silaznog DC pretvarača gdje se kontroliranje izlaznog napona postiže direktnim zadavanjem faktora vođenja izlaznim signalom regulatora, strujno upravljani uzlazni DC pretvarač se sastoji od dodatne, unutarnje strujne petlje kojom se kontrolira i ograničava iznos struje zavojnice što pridonosi boljem upravljanju (slika 4.7). Takav sustav je istotako složeniji za implementaciju i projektiranje, ali ujedno i vrlo osjetljiv na šum.



**Slika 4.7:** Struktura zatvorenog kruga strujnog upravljanja

Regulator napona se projektira na sličnom principu kao i kod naponskog upravljanja međutim zbog bolje dinamike strujnog upravljanja dovoljan je PI regulator napona. Za regulaciju struje će se koristiti mjerenja struje zavojnice, napona na kondenzatoru i ulaznog napona, a čija struktura se može vidjeti na slici 4.8.



**Slika 4.8:** Struktura strujnog regulatora

Prijenosna funkcija otvorenog kruga  $G_{vc}$  DC pretvarača za strujno upravljanje je općenito definirana kao

$$G_{vc} = G_{c0} \frac{(1 - \frac{s}{w_z})}{1 + \frac{s}{Qw_0} + (\frac{s}{w_0})^2} \quad (4.12)$$

gdje su nastavno dane konkretne relacije za silazni pretvarač iz [2]

$$G_{c0} = \frac{u_C}{(1-d)} \frac{F_m}{\left(1 + \frac{2F_m u_C}{R(1-d)^2} + \frac{F_m F_v u_C}{1-d}\right)}$$

$$w_z = \frac{R}{L}(1-d)^2$$

$$Q_c = (1-d)R \sqrt{\frac{C}{L}} \sqrt{1 + \frac{2F_m u_C}{R(1-d)^2} + \frac{F_m F_v u_C}{1-d}}$$

$$w_c = \frac{1-d}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{2F_m u_C}{R(1-d)^2} + \frac{F_m F_v u_C}{1-d}}$$

$$F_m = \frac{f_s}{S_e}$$

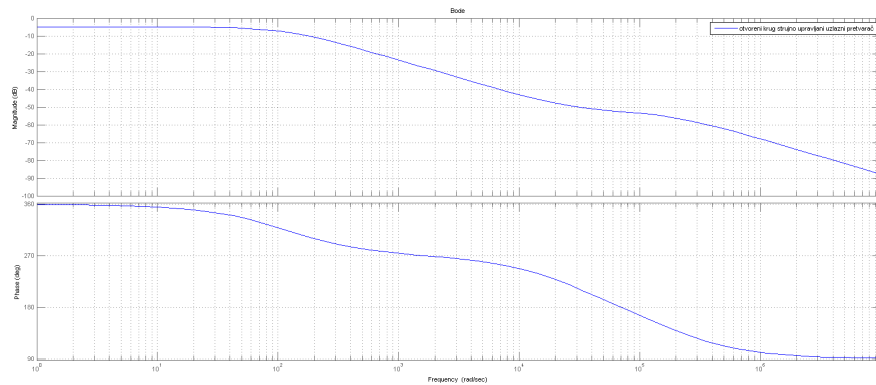
$$F_g = \frac{2d-1}{2Lf_s}$$

$$F_v = \frac{(1-d)^2}{2Lf_s}$$

Sa zadanim parametrima pretvarača prijenosna funkcija ima konačni oblik

$$G_{vc} = \frac{-2 \cdot 10^{-5}s + 0.5683}{4.936 \cdot 10^{-8}s^2 + 0.008549s + 1} \quad (4.13)$$

Odmah se može uočiti nula u desnoj poluravnini na otprilike 28 kHz koja ne bi trebala značajno utjecati na ponašanje sustava, a što se može vidjeti i na Bodeovom dijagramu na slici 4.9 gdje se jasno vidi kako fazna karakteristika prelazi 180° tek na 70-ak krad/s.



**Slika 4.9:** Frekvencijska karakteristika strujno upravljano uzlaznog pretvarača

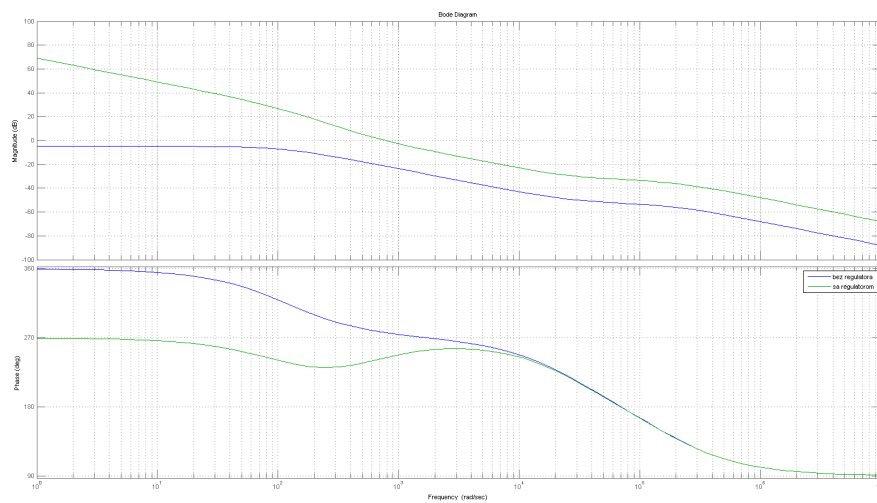
PI regulator za naponski dio je oblika

$$G_R = K_R \frac{T_i s + 1}{T_i s} \quad (4.14)$$

Frekvencija pola će se uzeti dvjesto puta manja od frekvencije uklapanja i isklapanja što odgovara projektiranju pola integralnog dijela PID regulatora iz naponskog upravljanja dok je pojačanje od deset puta dovoljno da pojača niske frekvencije i time smanji pogrešku u stacionarnom stanju. Iz toga proizlaze  $T_i = \frac{200}{f_s} = 0.002s$  i  $K_R = 10$  čime PI regulator poprima konačan oblik

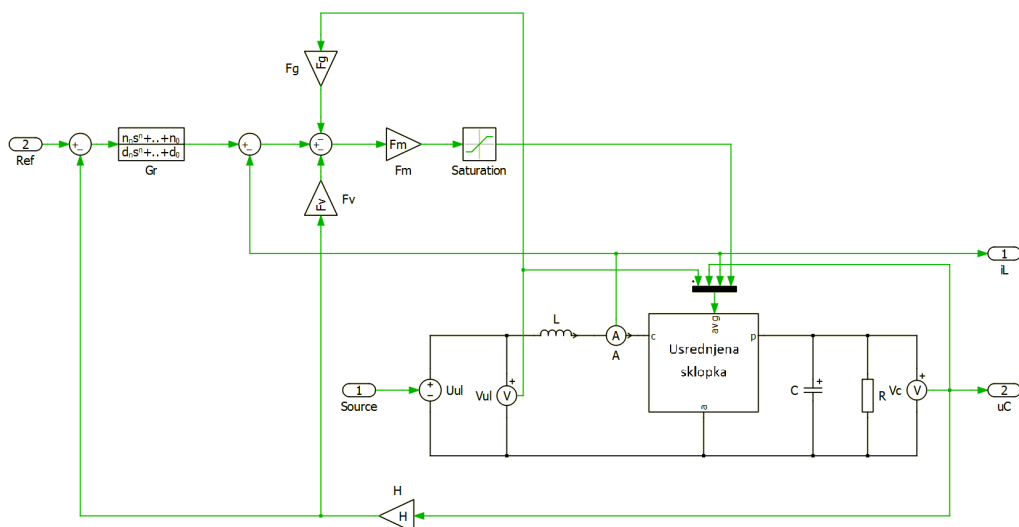
$$G_R = \frac{0.02s + 10}{0.002s} \quad (4.15)$$

Bodeov diagram nove prijenosne funkcije nalazi se na slici 4.10. Fazno osiguranje na presječnoj frekvenciji iznosi oko  $70^\circ$  što je dovoljno veliko da sustav ne bi bio narušen.



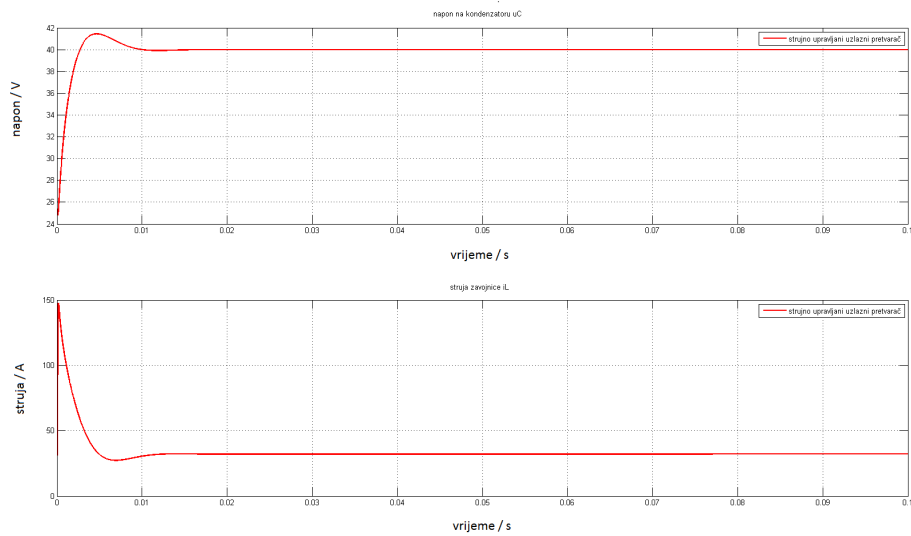
**Slika 4.10:** Frekvencijska karakteristika strujno upravljano uzlaznog pretvarača

Realizacija strujnog upravljanja u PLECS-u je prikazana na slici 4.11.



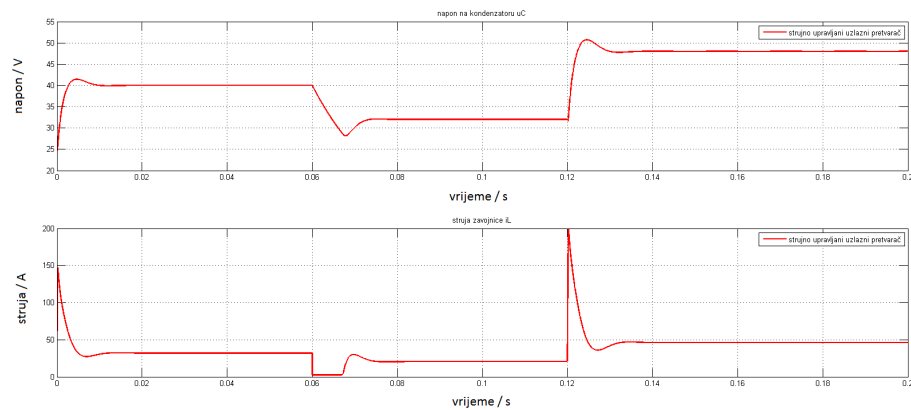
**Slika 4.11:** Programsko rješenje zatvorenog kruga upravljanja u dodatku za Simulink PLECS

Nakon programske realizacije simuliran je sustav sa regulatorima te su odzivi prikazani na slici 4.12. Sustav se ponaša stabilno i vrlo brzo kompenzira promjenu.



**Slika 4.12:** Odzivi napona  $u_C$  i struje  $i_L$  u zatvorenom krugu

Nakon toga je provedena simulacija i sa dvije poremećajne veličine te se može uočiti kako se u strujnom upravljanju sustav bolje ponaša i otporniji je na promjene te nema vidljivih znakova oscilacija.



**Slika 4.13:** Odzivi napona  $u_C$  i struje  $i_L$  u zatvorenom krugu sa poremećajnim veličinama

## 5. Zaključak

Ponekad je potrebno pojednostaviti problem kako bi se brže, ali i kvalitetnije došlo do rješenja kao je što učinjeno izradom usrednjenih modela. Usrednjeni modeli su otvorili put prema jednostavnijem projektiranju regulatora za upravljanje pretvaračima. Upravljanje izlaznim naponom kod istosmjernih pretvarača se svodi na kvalitetno projektiranje regulatora u zatvorenom krugu upravljanja. Potrebno je dobro analizirati nekompenzirani otvoreni krug i procijeniti koje promjene je potrebno unijeti kako bi sustav postao ili ostao stabilan, dinamičan i prije svega točan. U ovom radu je napravljeno naponsko upravljanje silaznim pretvaračem i strujno upravljanje uzlaznim pretvaračem. Uspješno su projektirani regulatori za oba upravljanja te se nakon provedenih simulacija može zaključiti kako regulatori predstavljaju značajno poboljšanje sustava u oba slučaja te kako se strujno upravljanje pokazalo bržim i otpornijim na nagle promjene što u stvarnosti ne mora biti tako. Obzirom da su provedene isključivo računalne simulacije, potrebno je još eksperimentalno isprobati dobivene regulatore kako bi se sigurnošću mogli donijeti zaključci koji će reći da li su dobiveni sustavi zadovoljavajući ili ne.

# LITERATURA

- [1] Jian Sun; Daniel M. Mitchel; Matthew F. Greuel; Philip T. Krein; Richard M. Bass. Averaged modeling of pwm converters operating in discontinuous conduction mode. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 16:482–492, 2001.
- [2] Robert W. Erickson; Dragan Maksimović. *Fundamentals of Power Electronics, Second Edition*. Kluwer Academic Publishers, Secaucus, NJ, USA, 2000.
- [3] Simon Ang; Alejandro Oliva. *Power-Switching Converters*. CRC Press, Taylor & Francis Group, 6000 Broken Sound Parkway NW, Suite 300, 2005.

## Upravljanje energetskim pretvaračima u DC mikromreži

### Sažetak

Pretvarači su danas neophodni zbog sve veće potrebe za prilagodbom napona za trošilo. Također je istina potrebno upravljati na način da se osigura stabilnost i brzina postizanja željenog napona ili struje. Pretvarači mogu raditi u dva osnovna načina rada: kontinuirani i diskontinuirani, mogu biti naponski ili strujno upravljani. Trenutačni modeli nisu praktični za razvijanje sustava upravljanja stoga se modeliraju usrednjeni modeli koji predstavljaju vjernu kopiju trenutačnih u svim segmentima, a istodobno skraćuju vrijeme simulacije. Pomoću usrednjenih modela se jednostavnim metodama mogu projektirati regulatori i za naponski i za strujni način rada i time napraviti sustav stabilnijim, bržim i preciznijim.

**Ključne riječi:** silazni, uzlazni, silazno-uzlazni, trenutačni model, usrednjeni model, usrednjena sklopka, upravljanje izlaznim naponom, naponsko upravljanje, strujno upravljanje, otvoreni krug, zatvoreni krug

## Control of power converters in a DC microgrid

### Abstract

Today, converters are unavoidable due to great need for voltage adjustment. Also, they need to be controlled in a way to ensure system stability and satisfying speed of reaching desired output voltage or current. Converters work in two basic ways: continuous and discontinuous, also voltage or current controlled. Switching models are more realistic when simulating but very unpractical for closed loop control development so averaged models are modeled. Using averaged models both voltage and current controllers can be developed in order of making the system more stable, faster and in the end more accurate.

**Keywords:** buck, boost, buck-boost, switching model, averaged model, averaged switch, voltage mode, current mode, voltage mode control, current mode control, open loop, closed loop