

Sadržaj

Uvod.....	3
1. Fotonaponski izvor.....	4
2. Baterijski sustav.....	5
2.1. Modeliranje.....	5
3. Istosmjerni uzlazni pretvarač.....	7
3.1. Opis pretvarača.....	7
3.2. Naponski način upravljanja.....	9
3.2.1 Kontinuirani režim rada.....	9
3.2.2 Diskontinuirani režim rada.....	13
3.3. Strujni način upravljanja.....	17
3.3.1 Kontinuirani režim rada.....	17
3.3.2 Diskontinuirani režim rada.....	29
4. Upravljanje pretvaračem.....	34
4.1. Granica diskontinuiranog režima rada.....	34
4.2. Punjenje konstantnim naponom.....	34
4.2.1 Mjerni filter.....	35
4.2.2 Kontinuirani režim rada.....	35
4.2.3 Diskontinuirani režim rada.....	38
4.2.4 Simuliranje rada.....	40
4.3. Punjenje maksimalnom snagom.....	41
4.3.1 MPPT algoritam.....	41
4.3.2 Kontinuirani režim rada.....	41
Sažetak.....	42
Abstract.....	42

Uvod

U današnje vrijeme sve je izraženija potreba za korištenjem obnovljivih izvora energije. Iako trenutno zauzimaju manji udio u globalnoj proizvodnji električne energije u usporedbi s fosilnim gorivima i nuklearnom energijom, obnovljivi izvori energije postaju sve primamljiviji zbog niske cijene po proizvedenoj jedinici električne energije te potencijala da omoguće energetska neovisnost državama siromašnim prirodnim resursima.

U okviru obnovljivih izvora energije, fotonaponski sustavi su sve zastupljeniji zbog svoje niske cijene, modularnosti, jednostavnosti implementacije te činjenici da je sunčeva energija sveprisutna na Zemlji. Međutim, fotonaponski izvori proizvode istosmjernu struju, naponske razine ovise o sunčevom ozračenju te mala tromost sustava uzrokuje fluktuacije u naponu. Kako bi se postigla što veća iskoristivost fotonaponskog izvora, često se uparuje s uređajima energetska elektronike i sustavima za pohranu energije.

Ovaj diplomski rad bavi se projektiranjem i upravljanjem izoliranog energetskeg sustava (engl. *off grid*) koji se sastoji od fotonaponskog izvora, istosmjernog pretvarača i baterijskog sustava pohrane energije. S obzirom na to da je riječ o sustavu male snage, niži ulazni napon karakterističan za fotonaponske izvore male snage je potrebno podići na razinu napona baterijskog sustava. Iz tog razloga, tip energetskeg pretvarača je uzlazni. Poseban izazov predstavlja upravljanje uzlaznim pretvaračem na način da se postigne maksimalna proizvodnja električne energije iz fotonaponskog izvora. U tu svrhu potrebno je implementirati algoritam praćenja točke maksimalne snage (engl. *maximum power point tracking*) fotonaponskog izvora.

Zaključno, cilj je izvesti upravljački zakon koji iskorištava fotonaponski izvor na što efikasniji način uz osiguranje od prepunjavanja sustava pohrane energije. Potrebno je modelirati sustav kako bi se funkcionalnost regulacijske petlje mogla dokazati u programskom okruženju *Matlab*.

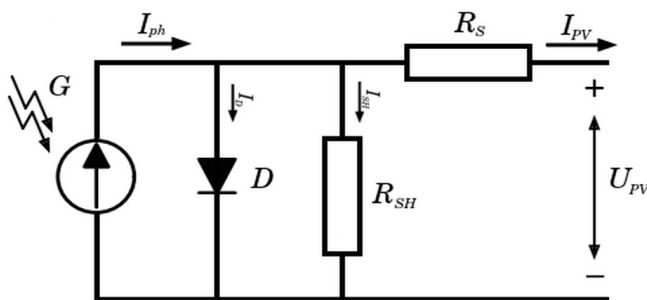
1. Fotonaponski izvor

Fotonaponski izvori su iznimno nelinearni izvori energije i kao takvi predstalljaju izazov sa stajališta sustava automatskog upravljanja. Njihovo ponašanje uvelike ovisi o trenutnom sunčevom ozračenju i temperaturi ćelija, zbog čega se izlazne karakteristike stalno mijenjaju. Glavna problematika je određivanje napona pri kojem izvor proizvodi maksimalnu snagu za zadano ozračenje.

1.1. Dimenzioniranje

Fotonaponske ćelije su poluvodički elektronički elementi koji pretvaraju sunčevo zračenje vidljivog i bliskog infracrvenog dijela elektromagnetskog spektra u električnu energiju kroz proces zvan fotonaponski efekt. Pojedinačne ćelije se serijski i paralelno spajaju u module.

Idealna solarna ćelija je PN spoj koji za vrijeme operacaije generira fotostruju suprotnog smjera toka struje koja protječe kroz standardnu diodu [1]. Zato se može modelirati kao paralelni spoj idealnog strujnog izvora i reverzno polarizirane diode (Slika 1.1).



Slika 1.1: Nadomjesna shema fotonaponske ćelije

Preciznost modela se dodatno unaprijeđuje uvođenjem otpora R_S i R_{SH} :

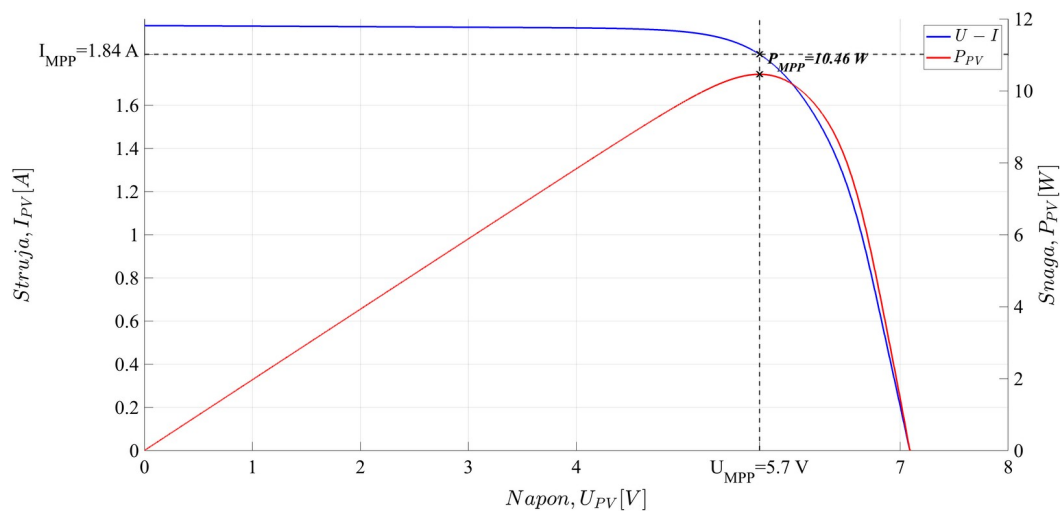
- R_S predstavlja unutarnje otpore strujnom toku unutar ćelije kao što su otpor kontakata i otpor materijala samog poluvodiča
- R_{SH} je paralelni otpor i predstavlja curenje kroz neidealnosti spoja

Programsko okruženje Simulink sadrži unaprijed definiran model fotonaponskog izvora, koji će se parametrizirati prema karakteristikama prikazanim u tablici (Tablica 1).

Tablica 1: Parametri fotonaponskog izvora

Parametar	Vrijednost	Parametar	Vrijednost
n_s	10	I_{SC}	1.97 A
n_p	1	U_{OC}	7.09 V
R_s	0.25 Ω	I_{PH}	1.97 A
R_{sh}	400 Ω		

Dijagram (Slika 1.2) pokazuje naponsko-strujnu karakteristiku fotonaponskog modula kao i karakteristiku snage. Na obe karakteristike označena je točka proizvodnje maksimalne snage P_{MPP} fotonaponskog modula.



Slika 1.2: Prikaz naponsko-strujne karakteristike i karakteristike snage fotonaponskog izvora radnu točku: $G = 1000 \text{ W/m}^2$, $t = 25^\circ \text{C}$

Tablica (Tablica 2) definira parametre modula za točku P_{MPP} .

Tablica 2: Parametri fotonaponskog izvora za rad u točki maksimalne snage pri osraćenju $G = 1000 \text{ W/m}^2$, $t = 25^\circ \text{C}$

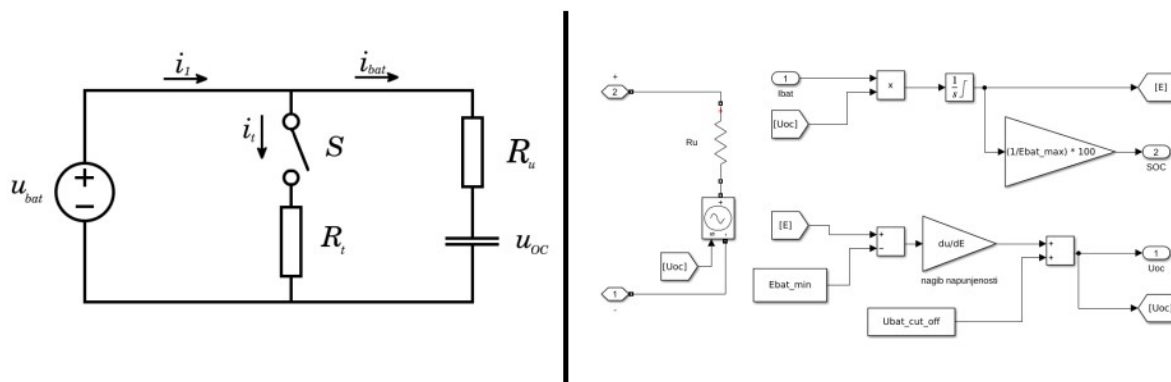
Parametar	Vrijednost
I_{MPP}	1.85 A
U_{MPP}	5.7 V
P_{MPP}	11 W

2. Baterijski sustav

Većina trošila zahtjeva neprekidan izvor napajanja pa sustavi za pohranu energije predstavljaju neizostavan dio mrežno odvojenih fotonaponskih sustava. U ovom slučaju, baterijski sustav ujedno djeluje kao glavno trošilo te se cijeli sustav može promatrati kao fotonaponski napajani punjač baterije s mogućnošću priključenja dodatnog djelatnog trošila.

2.1. Modeliranje

Baterijski spremnik sačinjen je od Litij-ionskih baterijskih članaka spojenih u seriju te se modelira kao realni naponski izvor. Ovakav model obuhvaća idealni naponski izvor aproksimiran električnim pločastim kondenzatorom napona u_{OC} u serijskoj vezi s unutarnjim otporom R_u (Slika 2.1). Uz to postoji i mogućnost spajanja dodatnog djelatnog trošila R_t .



Slika 2.1: Načelna shema baterije i trošila te odgovarajuća implemetacija unutar Simulink programskog okruženja

Kako bi smo mogli ispravno modelirati rad baterije i trošila, potrebno je definirati jednadžbu izlazne struje pretvarača i_l koja je uvijek istog smjera zato što uzlazni pretvarač sadrži blokirajuću diodu u smjeru izlaznog kruga. Definicija struje i_l :

$$i_1 = i_t + i_{bat} \rightarrow i_1 = \frac{u_{bat}}{R_t} + \frac{u_{bat} - u_{oc}}{R_u} \quad (2.1)$$

$$i_1 = \max\left(0, \frac{R_u + R_t}{R_t R_u} u_{bat} - \frac{1}{R_u} u_{oc}\right)$$

Dodatno, potrebno je odrediti jednadžbu napona u_{oc} tj. prijenosnu funkciju u ovisnosti o izlaznom naponu pretvarača u_{bat} :

$$u_{oc} = \frac{1}{C_{bat}} \int i_{bat}(t) dt = \frac{1}{C_{bat}} \int \frac{u_{bat} - u_{oc}}{R_u} dt$$

$$C_{bat} \frac{du_{oc}}{dt} = \frac{u_{bat} - u_{oc}}{R_u} \quad (2.2)$$

$$U_{oc}(s) = \frac{1}{C_{bat} R_u s + 1} U_{bat}(s)$$

S obzirom na to da smo aproksimirali bateriju jednostavnim električnim kapacitetom, ovisnost napona članka u_{oc} o pohranjenoj energiji E u bateriji je linearna te se predstavlja jednadžbom pravca:

$$u_{oc} = \frac{u_{ocmax} - u_{ocmin}}{E_{max} - E_{min}} (E - E_{min}) + u_{ocmin} \quad (2.3)$$

Za svrhu projektiranja upravljačke petlje potrebno je definirati prijenosnu funkciju ovisnosti izlazne struje pretvarača i_l o izlaznom naponu u_{bat} . Laplaceovom transformacijom izraza (2.1) i uvrštavanjem prijenosne funkcije (2.2), dobije se:

$$I_1(s) = \left(\frac{R_u + R_t}{R_t R_u} - \frac{1}{R_u (R_u C_{bat} s + 1)} \right) U_{bat}(s) \quad (2.4)$$

Parametri baterije i trošila definirani su u tablici (Tablica 3).

Tablica 3: Parametri baterije i trošila

Parametar	Vrijednost	Parametar	Vrijednost
$U_{nominal}$	10.8 V	n_s	3
$U_{charged}$	12.6 V	n_p	1
U_{cutoff}	7.5 V	R_u	1 Ω
I_{charge}	4 A	R_t	100 k Ω
$I_{discharge}$	10 A	C	2118 F
E_{max}	37.8 Wh	E_{min}	0 Wh

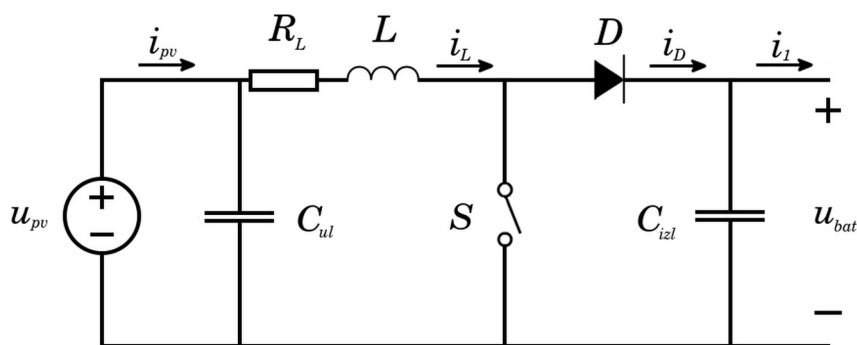
3. Istosmjerni uzlazni pretvarač

Energetska elektronika ima široku primjenu u fotonaponskim sustavima. S obzirom na to da takvi izvori energije mijenjaju izlazne karakteristike ovisno o sunčevom ozračenju površine, potreban je aktivni element regulacije kako bi se postigao odgovarajući izlazni napon uz visoku energetska učinkovitost.

U nadolazećim potpoglavljima cilj je izvesti matematički model koji opisuje rad uzlaznog istosmjernog pretvarača u svim njegovim režimima rada te projektirati regulaciju tako da se može omogućiti punjenje baterijskog sustava, ovisno o stanju napunjenosti, maksimalnom snagom i konstantnim naponom.

3.1. Opis pretvarača

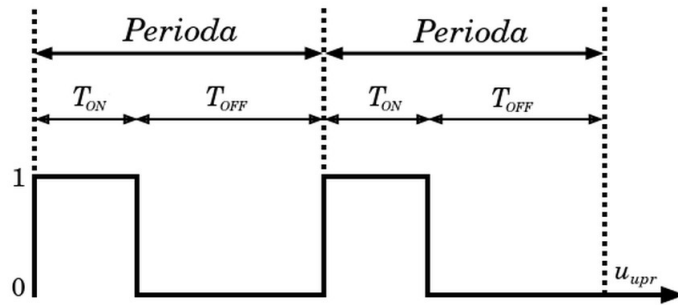
Istosmjerni uzlazni pretvarač (Slika 3.1) jedan je od temeljnih uređaja energetske elektronike koji na svom ulazu prima napon U_{PV} , a na svom izlazu proizvodi napon U_{BAT} veće srednje vrijednosti. Navedeno se postiže primjenom samo jednog aktivnog elementa – sklopke S . Sklopka, najčešće MOSFET pluvodički ventil (*engl. Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*), svojim ukpanjem diktira kada će zavojnica L pohranjivati energiju, a kada će ju oslobađati.



Slika 3.1: Načelna shema istosmjernog uzlaznog pretvarača

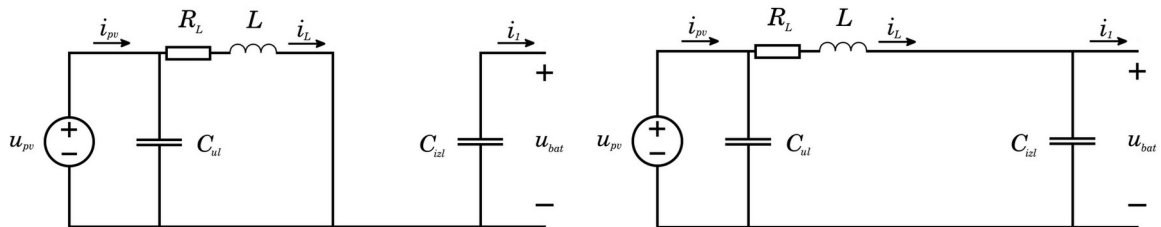
Rad sklopke S se regulira upravljačkim signalom u_{pr} (Slika 3.2) visoke frekvencije, obično u rasponu od $100\text{-}500\text{ kHz}$. Faktor vođenja D (*engl. duty cycle*) označava udio

vremena tijekom jedne periode upravljačkog signala u_{pr} u kojem je sklopka uklopljena. Drugim riječima, faktor vođenja je omjer perioda T_{ON} i T_{OFF} (Slika 3.2). Ovakav način upravljanja, u kojem se koristi pravokutni upravljački signal konstantne frekvencije i promjenjive širine impulsa, naziva se modulacija širine impulsa (engl. *pulse-width modulation, PWM*).



Slika 3.2: Upravljački signal sklopke

Svojem uklapanjem ($S=ON$) sklopka pretvara induktivitet L u trošilo koje pohranjuje energiju, a svojim isklapanjem ($S=OFF$) isti pretvara u izvor energije (Slika 3.3). Kada induktivitet L oslobađa pohranjenu energiju ($S=OFF$) on inducira napon koji se zbraja na napon samog izvora U_{PV} te se na taj način postiže veći izlazni napon.



Slika 3.3: Lijevo: sklopka $S=ON$ Desno: sklopka $S=OFF$

Izlazni kapacitet C_i je iznimno bitan u periodu punjenja induktiviteta L ($S=ON$). U tom periodu, izlazni kapacitet se ponaša kao izvor energije za trošilo spojeno na samom izlazu pretvarača. Stoga, glavna funkcija izlaznog kapaciteta je smanjivanje valovitosti izlaznog napona U_{BAT} .

Dodatno, specifično za rad uzlaznog pretvarača sa fotonaponskim izvorom, u sklop (Slika 3.1) se dodaje i ulazni kapacitet C_u koji smanjuje oscilacije ulaznog napona U_{pv} uzrokovane inherentno malom tromosti fotonaponskih izvora.

Parametri pretvarača definirani su tablicom (Tablica 4).

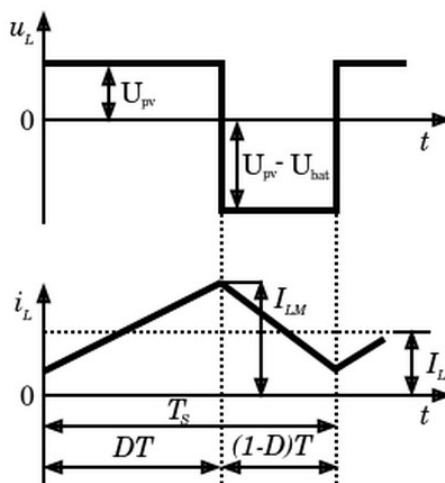
Tablica 4: Parametri istosmjernog uzlaznog pretvarača

Parametar	Vrijednost	Parametar	Vrijednost
L	50 mH	f	100 kHz
R_L	10 mΩ	T	10 ms
C_u	1500 mF	C_i	1200 mF

3.2. Naponski način upravljanja

3.2.1 Kontinuirani režim rada

Kontinuirani (engl. *continuous conduction mode*, CCM) je jedan od dva režima rada istosmjernog uzlaznog pretvarača. Valni oblici napona u_L i struje zavojnice i_L prikazani su na dijagramu (Slika 3.4). Ono što je karakteristično za ovaj režim rada je to da struja zavojnice L nikad ne pada na nulu tijekom jednog ciklusa preklapanja sklopke S , tj. zavojnica ne isprazni u potpunosti pohranjenu energiju dok je sklopka S isključena.



Slika 3.4: Napon i struja zavojnice u kontinuiranom režimu rada pretvarača

Na slici (Slika 3.4) je vidljiv i faktor vođenja D (engl. *duty cycle*) koji označava udio vremena tijekom jedne periode preklapanja T_S u kojem je sklopka S uklopljena. Drugim riječima, faktor vođenja je omjer perioda T_{ON} i T_{OFF} . To znači da svaki ciklus preklapanja sklopke S možemo podijeliti na: DT_S i $(1-D)T_S$.

Ako je pretvarač kontinuiranom režimu rada i u ustaljenom stanju, možemo reći da funkcionalno djeluje poput istosmjernog transformatora s većim brojem zavoja na sekundarnoj strani uz to da vrijedi sljedeće:

- srednja vrijednost napona na induktivitetu L je jednaka nuli
- srednja vrijednost struje na izlaznom kapacitetu C_{izl} je jednaka nuli.

Matematički model ovog uzlaznog pretvarača (Slika 3.1) može se opisati u potpunosti s 3 diferencijalne jednačbe tj. sustav je trećeg reda. Po jedna diferencijalna jednačba za svaki spremnik energije u sustavu: C_{ul} , L i C_{izl} . Prvi korak je raspisati izvode za svako stanje sklopke zasebno – kada je uključena te kada je isključena. Tijekom vremenskog intervala kada je sklopka S uključena vrijede sljedeći odnosi:

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= u_{pv} - R_L i_L \\ C_{ul} \frac{du_{pv}}{dt} &= i_{pv} - i_L \\ C_{izl} \frac{du_{bat}}{dt} &= -i_1 \end{aligned} \quad (3.1)$$

Za vremenski interval kad je sklopka S isključena vrijede sljedeći odnosi:

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= u_{pv} - R_L i_L - u_{bat} \\ C_{ul} \frac{du_{pv}}{dt} &= i_{pv} - i_L \\ C_{izl} \frac{du_{bat}}{dt} &= i_L - i_1 \end{aligned} \quad (3.2)$$

Kako bi simulacija rada pretvarača bila što brža, potrebno je ujediniti izraze (3.1) s (3.2). Množenjem jednačbi (3.1) s D i jednačbi (3.2) s $(1-D)$ te njihovim zbrajanjem, dobije se usrednjeni model pretvarača:

$$\begin{aligned}
L \frac{di_L}{dt} &= u_{pv} - R_L i_L - (1-D) u_{bat} \\
C_{ul} \frac{du_{pv}}{dt} &= i_{pv} - i_L \\
C_{izl} \frac{du_{bat}}{dt} &= (1-D) i_L - i_1
\end{aligned} \tag{3.3}$$

Cilj nam je zapisati usrednjeni model (3.3) u prostoru stanja, međutim model je trenutno nelinearan. Sljedeći korak je provesti linearizaciju navedenog modela primjenom Taylorovog reda prvog stupnja. Prostor stanja se sastoji od 3 varijable stanja i 2 ulazne varijable:

$$\begin{bmatrix} \dot{\Delta i_L} \\ \dot{\Delta u_{pv}} \\ \dot{\Delta u_{bat}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_L \\ \Delta u_{pv} \\ \Delta u_{bat} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \\ b_{31} & b_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta d \\ \Delta i_1 \end{bmatrix} \tag{3.4}$$

Linearizacija se provodi u točki maksimalne snage fotonaponskog izvora za koju se mogu dobiti sljedeće vrijednosti:

$$\begin{aligned}
L \frac{di_L}{dt} = 0 & \rightarrow D_0 = \frac{U_{bat0} - U_{pv0} + R_L I_{L0}}{U_{bat0}} \\
C_{ul} \frac{du_{pv}}{dt} = 0 & \rightarrow I_{L0} = I_{pv0} \\
C_{izl} \frac{di_L}{dt} = 0 & \rightarrow I_{10} = (1 - D_0) I_{L0}
\end{aligned} \tag{3.5}$$

Linearizacija jednadžbe struje zavojnice (3.3):

$$\begin{aligned}
a_{11} &= \left. \frac{\partial \dot{i}_L}{\partial i_L} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = -\frac{R_L}{L} \\
a_{12} &= \left. \frac{\partial \dot{i}_L}{\partial u_{pv}} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = \frac{1}{L} \\
a_{13} &= \left. \frac{\partial \dot{i}_L}{\partial u_{bat}} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = \frac{D_0 - 1}{L} \\
b_{11} &= \left. \frac{\partial \dot{i}_L}{\partial d} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = \frac{U_{bat0}}{L} \\
b_{12} &= \left. \frac{\partial \dot{i}_L}{\partial i_1} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = 0
\end{aligned} \tag{3.6}$$

Linearizacija jednadžbe ulaznog napona (3.3) uz uvjet da u točki maksimalne snage vrijedi

$$\frac{dP_{pv}}{du_{pv}} = 0 \rightarrow \frac{\Delta i_{pv}}{\Delta u_{pv}} = -\frac{I_{pv0}}{U_{pv0}} \tag{3.7}$$

$$\begin{aligned}
a_{21} &= \left. \frac{\partial \dot{u}_{pv}}{\partial i_L} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = -\frac{1}{C_u} \\
a_{22} &= \left. \frac{\partial \dot{u}_{pv}}{\partial u_{pv}} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = -\frac{I_{pv0}}{C_u U_{pv0}} \\
a_{23} &= \left. \frac{\partial \dot{u}_{pv}}{\partial u_{bat}} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = 0 \\
b_{21} &= \left. \frac{\partial \dot{u}_{pv}}{\partial d} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = 0 \\
b_{22} &= \left. \frac{\partial \dot{u}_{pv}}{\partial i_1} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = 0
\end{aligned} \tag{3.8}$$

Linearizacija jednadžbe izlaznog napona (3.3):

$$\begin{aligned}
a_{31} &= \left. \frac{\partial \dot{u}_{bat}}{\partial i_L} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = \frac{(1-D_0)}{C_{izl}} \\
a_{32} &= \left. \frac{\partial \dot{u}_{bat}}{\partial u_{pv}} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = 0 \\
a_{33} &= \left. \frac{\partial \dot{u}_{bat}}{\partial u_{bat}} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = 0 \\
b_{31} &= \left. \frac{\partial \dot{u}_{bat}}{\partial d} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = -\frac{I_{L0}}{C_{izl}}; \\
b_{32} &= \left. \frac{\partial \dot{u}_{bat}}{\partial i_1} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = -\frac{1}{C_{izl}};
\end{aligned} \tag{3.9}$$

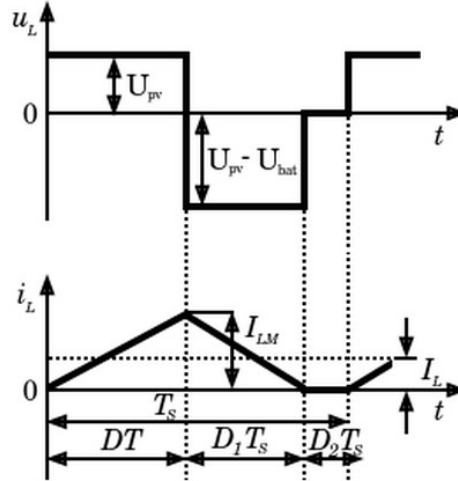
Konačan zapis modela uzlaznog pretvarača za kontinuirani režim rada u prostoru stanja je:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{i}_L \\ \Delta \dot{u}_{pv} \\ \Delta \dot{u}_{bat} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{D_0-1}{L} \\ -\frac{1}{C_{ul}} & -\frac{I_{pv0}}{C_{ul}-U_{pv0}} & 0 \\ \frac{1-D_0}{C_{izl}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta i_L \\ \Delta u_{pv} \\ \Delta u_{bat} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{U_{bat0}}{L} & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{I_{L0}}{C_{izl}} & -\frac{1}{C_{izl}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta d \\ \Delta i_1 \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

Ode idu prijenosne

3.2.2 Diskontinuirani režim rada

Diskontinuirani režim rada (engl. *discontinuous conduction mode, DCM*) pretvarača nastupa u trenutku kada struja zavojnice i_L krajem jedne periode uklapanja T_S padne na nulu. Navedeno je vidljivo na dijagramu (Slika 3.5) valnih oblika napona u_L i struje zavojnice i_L . Također period u kojem sklopka ne vodi T_{OFF} nije više nije u potpunosti opisan s $(1-D)T_S$ već je se definira u ovisnosti o postojanju struje zavojnice i_L na D_1T_S i D_2T_S .



Slika 3.5: Napon i struja zavojnice u diskontinuiranom režimu rada pretvarača

S obzirom na to da zavojnica krajem svake periode uklapanja T_s preda svu svoju energiju (Slika 3.5), zaključujemo da nema prijelazne pojave. To znači da se, za razliku od kontinuiranog režima rada, struja zavojnice i_L može izračunati algebarskim izrazom te diferencijalna jednadžba nije potrebna. Kako bi se dobio usrednjeni model pretvarača, potrebno je odrediti srednju vrijednost struje zavojnice i_L . Srednju vrijednost struje zavojnice i_L i faktor vođenja D_1 mogu se odrediti iz maksimalne vrijednosti struje zavojnice I_{LM} :

$$\begin{aligned}
 I_{LM} &= \frac{U_{pv} D T_s}{L} = \frac{(U_{bat} - U_{pv}) D_1 T_s}{L} \\
 D_1 &= \frac{U_{pv}}{U_{bat} - U_{pv}} \cdot D \\
 \bar{i}_L &= \left(\frac{I_{LM} D T_s}{2} + \frac{I_{LM} D_1 T_s}{2} \right) \cdot \frac{1}{T_s} \\
 \bar{i}_L &= \frac{U_{pv} U_{bat} D^2 T_s}{(U_{bat} - U_{pv}) 2L}
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

Trenutni izraz za srednju vrijednost struje zavojnice (3.11) je nelinearan. Potrebno ga je linearizirati te primijeniti Laplaceovu transformaciju:

$$\begin{aligned}
\Delta i_L &= k_1 \Delta u_{pv} + k_2 \Delta u_{bat} + k_3 \Delta d \\
k_1 &= \frac{\partial i_L}{\partial u_{pv}} = \frac{U_{bat0}^2 D_0^2 T_s}{(U_{bat0} - U_{pv0})^2 2L} \\
k_2 &= \frac{\partial i_L}{\partial u_{bat}} = -\frac{U_{pv0}^2 D_0^2 T_s}{(U_{bat0} - U_{pv0})^2 2L} \\
k_3 &= \frac{\partial i_L}{\partial d} = \frac{U_{pv0}^2 U_{bat0} D_0^2 T_s}{(U_{bat0} - U_{pv0})^2 L} \\
I_L(s) &= k_1 U_{pv}(s) + k_2 U_{bat}(s) + k_3 D(s)
\end{aligned} \tag{3.12}$$

Diferencijalne jednačbe usrednjenog modela uzlaznog pretvarača u diskontinuiranom režimu rada:

$$\begin{aligned}
C_{ul} \frac{du_{pv}}{dt} &= i_{pv} - i_L \\
C_{izl} \frac{du_{bat}}{dt} &= i_D - i_1
\end{aligned} \tag{3.13}$$

Jednačba ulaznog napona ostaje ista kao i za kontinuirani režim rada, ali jednačba izlaznog napona zabilježava promjenu (3.13). Struja kroz diodu i_D se naknadno u proračunu može supstituirati sa strujom zavojnice i_L uz relaciju $\bar{i}_D = \frac{u_{pv}}{u_{bat}} \cdot \bar{i}_L$.

Sljedeći korak je sastaviti model sustava u zapisu prostora stanja koji će imati samo dvije varijable stanja: u_{pv} i u_{bat} :

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{u}_{pv} \\ \Delta \dot{u}_{bat} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_{pv} \\ \Delta u_{bat} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta d \\ \Delta i_1 \end{bmatrix} \tag{3.14}$$

Za linearizaciju jednačbe ulaznog napona opet se koristi supstitucija (3.7) koja vrijedi samo u točki maksimalne snage:

$$\begin{aligned}
a_{11} &= \left. \frac{\partial \dot{u}_{pv}}{\partial u_{pv}} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = -\frac{1}{C_{ul}} \cdot \left(\frac{U_{bat0}^2 D_0^2 T_S}{(U_{bat0} - U_{pv0})^2 2L} + \frac{I_{pv0}}{U_{pv0}} \right) \\
a_{12} &= \left. \frac{\partial \dot{u}_{pv}}{\partial u_{bat}} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = \frac{U_{pv0}^2 D_0^2 T_S}{(U_{bat0} - U_{pv0})^2 2L C_{ul}} \\
b_{11} &= \left. \frac{\partial \dot{u}_{pv}}{\partial d} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = -\frac{U_{pv0} U_{bat0} D_0 T_S}{(U_{bat0} - U_{pv0}) L C_{ul}} \\
b_{11} &= \left. \frac{\partial \dot{u}_{pv}}{\partial i_1} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = 0
\end{aligned} \tag{3.15}$$

Linearizacija jednadžbe izlaznog napona:

$$\begin{aligned}
a_{21} &= \left. \frac{\partial \dot{u}_{bat}}{\partial u_{pv}} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = \frac{1}{C_{izl}} \cdot \left(\frac{U_{pv0} U_{bat0} D_0^2 T_S}{(U_{bat0} - U_{pv0})^2 2L} + \frac{I_{L0}}{U_{bat0}} \right) \\
a_{22} &= \left. \frac{\partial \dot{u}_{bat}}{\partial u_{bat}} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = -\frac{1}{C_{izl} U_{bat0}} \cdot \left(\frac{U_{pv0}^3 D_0^2 T_S}{(U_{bat0} - U_{pv0})^2 2L} + \frac{U_{pv0} I_{L0}}{U_{bat0}} \right) \\
b_{21} &= \left. \frac{\partial \dot{u}_{bat}}{\partial d} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = \frac{U_{pv0}^2 D_0^2 T_S}{(U_{bat0} - U_{pv0})^2 L C_{izl}} \\
b_{21} &= \left. \frac{\partial \dot{u}_{bat}}{\partial i_1} \right|_{D_0, I_{L0}, I_{10}} = -\frac{1}{C_{izl}}
\end{aligned} \tag{3.16}$$

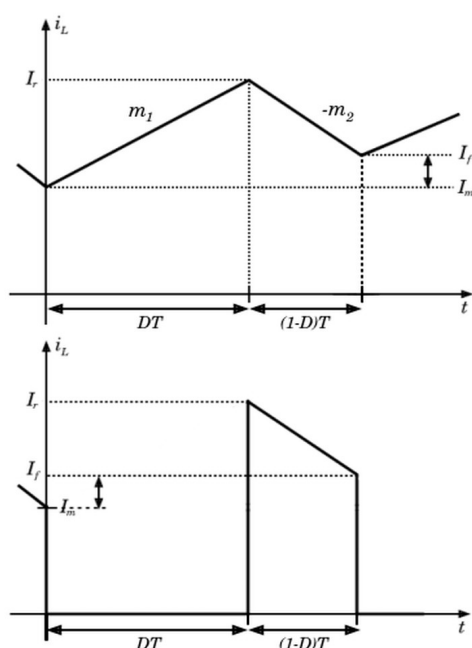
Konačan zapis lineariziranog usrednjenog modela u prostoru stanja:

3.3. Strujni način upravljanja

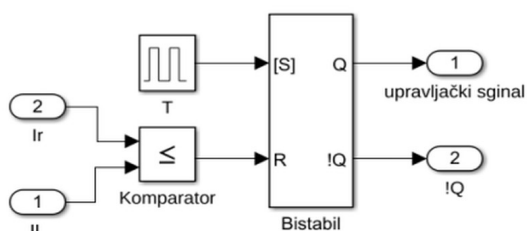
Strujni način upravljanja temelji se na strujnom signalu zavojnice pretvarača. Na S ulaz bistabila postavlja se pulsni signal čija frekvencija diktira frekvenciju tranzistorske sklopke (Slika 3.6). U trenutku kad trenutna struja zavojnice nadmaši referentnu struju zavojnice, na ulaz R se prosljeđuje logička jedinica te time uzrokuje isključivanje tranzistorske sklopke. Na ovaj način na izlazu se proizvodi pulsni signal specifičnog faktora popunjenosti D i postiže se modulacija širinom impulsa (eng. *pulse width modulation*).

3.3.1 Kontinuirani režim rada

Za ispravno modeliranje rada pretvarača u strujnom načinu rada iznimno su bitni valni oblici struje zavojnice i_L i struje kroz diodu i_{D1} (Slika 3.6). Minimalna struja zavojnice I_m predstavlja iznos struje početkom, dok I_f predstavlja iznos struje zavojnice na kraju svake periode uklapanja tranzistorske sklopke. Stoga, I_m služi za ispravno modeliranje prijelazne pojave punjenja induktiviteta električnom energijom.



Blokovska shema sklopa za generiranje modulacijskog signala:



Slika 3.6: Valni oblici Struje zavojnice i_L i struje kroz diodu I_{D1} u kontinuiranom režimu rada strujno upravljano pretvarača (lijevo) i blok shema generatora signala (desno)

Koristeći se valnim oblicima s dijagrama (Slika 3.6), možemo odrediti rastući nagib struje zavojnice u periodu DT te padajući nagib u periodu $(1-D)T$:

$$\begin{aligned} m_1 &= \frac{I_r - I_m}{DT} = \frac{U_{PV}}{L} \\ m_2 &= \frac{I_r - I_f}{(1-D)T} = \frac{U_{BAT} - U_{PV}}{L} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Iz prethodnih izraza moguće je odrediti faktor popunjenosti D upravljačkog signala:

$$D = \frac{L}{T} \cdot \frac{I_r - I_m}{U_{PV}} \quad (3.18)$$

Međutim, ovakav upravljački zakon je problematičan u kontinuiranom režimu rada pretvarača (Slika 3.7). U stacionarnom stanju pri iznosima popunjenosti upravljačkog signala $D > 0.5$, što je čest slučaj kod uzlaznog pretvarača, pojavljuje se nestabilnost. Pri takvim uvjetima, padajući nagib m_2 je znatno veći od rastućeg nagiba m_1 . Ako dođe do perturbacije signala struje zavojnice te se maksimum dostigne malo ranije ili kasnije naspram očekivanog, diktiranog faktorom popunjenosti D u ustaljenom stanju, dolazi do odstupanja ΔI . Iznos odstupanja proporcionalno raste s povećanjem faktora D .

U stacionarnom stanju nema prijelazne pojave tj. minimalna struja I_m i konačna struja I_f su jednake pa se za izračun nagiba struje zavojnice koriste sljedeći izrazi:

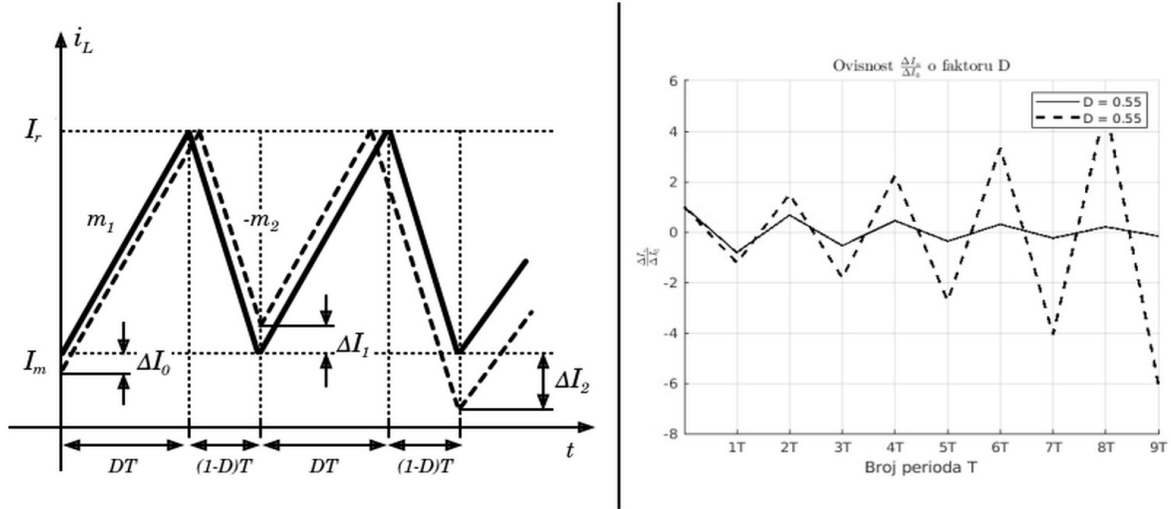
$$\begin{aligned} m_1 &= \frac{I_r - I_m}{DT} = \frac{U_{PV}}{L} \\ m_2 &= \frac{I_r - I_m}{(1-D)T} = \frac{U_{BAT} - U_{PV}}{L} \end{aligned} \quad (3.19)$$

Sada je moguće odrediti iznos odstupanja ΔI u ovisnosti o faktoru popunjenosti D :

$$\begin{aligned} \frac{m_2}{m_1} &= \frac{D}{1-D} \\ \Delta I_0 &= m_1 \Delta t \quad ; \quad \Delta I_1 = -m_2 \Delta t \end{aligned} \quad (3.20)$$

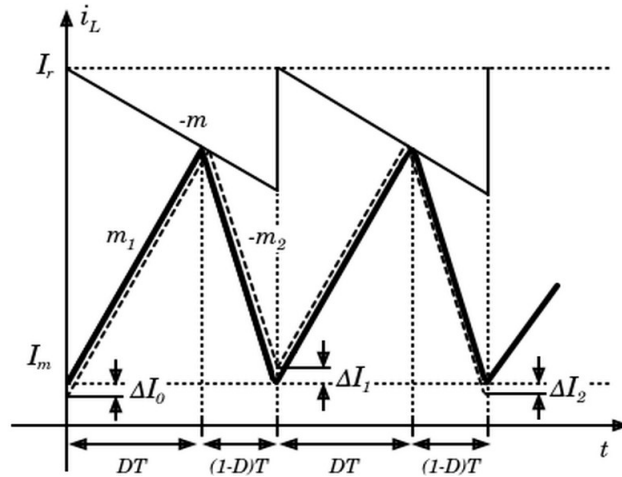
$$\Delta I_1 = \left(-\frac{D}{1-D}\right) \cdot \Delta I_0 \Rightarrow \Delta I_n = \left(-\frac{D}{1-D}\right)^n \cdot \Delta I_0$$

Iz izvoda (3.20) je vidljivo da za iznose faktora $D > 0.5$, odstupanja ΔI svakom sljedećom periodom T rastu. To znači da bi svaku sljedeću periodu T , pogreška ΔI postajala sve veća tj. pojavila bi se pozitivna povratna veza.



Slika 3.7: Dijagram nestabilnog rada uzlaznog pretvarača u stacionarnom stanju za faktor popunjenosti $D > 0.5$ (lijevo) te dijagram ovisnosti odstupanja o iznosu faktora popunjenosti (desno)

Rješenje problema se postiže uvođenjem takozvane kompenzacijske rampe nagiba m (Slika 3.8). Za popunjenosti signala $D > 0.5$, rampa smanjuje efektivni nagib m_2 i povećava efektivni nagib m_1 . Drugim riječima, ne utječe se na nagib struje zavojnice i_L u direktnom smislu, ali se zato izračunava nova vrijednost referentne struje I_r koja diktira kada će se resetirati bistabil što posljedično smanjuje nagib struje zavojnice.



Slika 3.8: Utjecaj kompenzacijske rampe na smanjivanje oscilatornosti struje zavojnice i_L u kontinuiranom režimu strujno upravljano uzlaznog pretvarača

Uvrštavanjem nagiba kompenzacijske rampe m u izraz (3.20) dobije se:

$$\begin{aligned}
 m_{1ef} &= m_1 + m \quad ; \quad m_{2ef} = m_2 - m \\
 \frac{m_{2ef}}{m_{1ef}} &= \frac{D}{1-D} \\
 \Delta I_n &= \left(-\frac{m_2 - m}{m_1 + m} \right)^n \cdot \Delta I_0
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

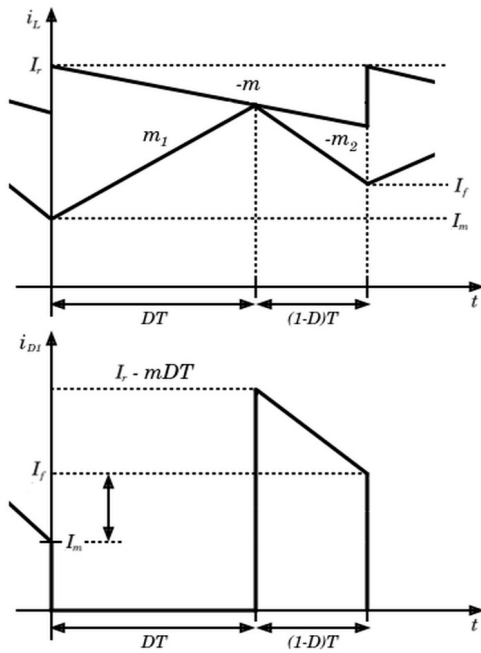
Ako želimo stabilizirati odstupanja struje ΔI tj. postići njihovo iščezavanje, izraz pod n -tom potencijom (3.21) mora zadovoljiti sljedeći ubjet:

$$\begin{aligned}
 -1 &< \frac{m_2 - m}{m_1 + m} < 1 \\
 m &> \frac{m_2 - m_1}{2} \quad ; \quad m_2 > -m_1
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

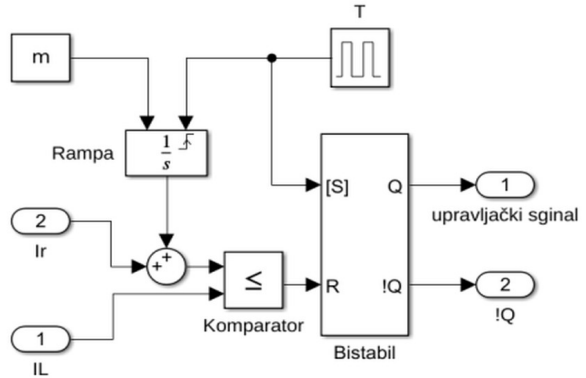
U praksi je potrebno izračunati nagib kompenzacijske rampe m za najgori slučaj tj. za najveću razliku između nagiba m_1 i m_2 . Supstituiranjem nagiba s izrazima pod (3.17) dobije se:

$$m > \frac{U_{BAT} - 2U_{PV}}{2L} \tag{3.23}$$

Na dijagramima (Slika 3.9) valnih oblika struje zavojnice i_L i struje kroz diodu i_{D1} vidljiv je utjecaj uvođenja kompenzacijske rampe koja također mijenja i struktura sklopa za generiranje modulacijskog singala tranzistorske sklopke.



Blokovska shema sklopa za generiranje modulacijskog signala:



Slika 3.9: Valni oblici struje zavojnice i_L i struje kroz diodu i_{D1} u kontinuiranom režimu rada strujno upravljanoj pretvaraču s kompenzacijskom rampom (lijevo) i blok shema generatora signala (desno)

Uzimajući u obzir navedenu kompenzacijsku rampu i promatrajući valne oblike struje zavojnice (Slika 3.9), mogu se odrediti novi izrazi za nagibe signala struje zavojnice:

$$\begin{aligned} m_1 &= \frac{I_r - I_m}{DT - m} = \frac{U_{PV}}{L} \\ m_2 &= \frac{I_r - I_f}{(1-D)T} - \frac{mD}{1-D} = \frac{U_{PV} - U_{BAT}}{L} \end{aligned} \quad (3.24)$$

Faktor pupunjenosti D u ovisnosti o nagibu m :

$$D = \frac{L}{T} \cdot \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} \quad (3.25)$$

Iz jednadžbi (3.24) moguće je odrediti struju zavojnice I_f na kraju svake periode:

$$I_f = I_r - \frac{T}{L} (U_{BAT} - U_{PV})(1-D) - mDT \quad (3.26)$$

Supstitucijom (3.25) u (3.26) dobije se konačan izraz:

$$I_f = I_r - \frac{T}{L} (U_{BAT} - U_{PV}) + \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} (U_{BAT} - U_{PV} - mL) \quad (3.27)$$

Iz valnih oblika opisanih slikom (Slika 3.9) može se odrediti minimalna struja zavojnice I_m koja opisuje prijelaznu pojavu punjenja induktiviteta električnom energijom:

$$\frac{dI_m}{dt} = \frac{I_f - I_m}{T} = \frac{1}{T} \frac{U_{BAT}}{U_{PV} + mL} (I_r - I_m) - \frac{1}{L} (U_{BAT} - U_{PV}) \quad (3.28)$$

Linearizacijom (3.28) oko radne točke primjenom taylorovog reda dobije se:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{I}_m(t) &= k_1 \cdot \Delta I_r(t) + k_2 \cdot \Delta I_m(t) + k_3 \cdot \Delta U_{PV}(t) + k_4 \cdot \Delta U_{BAT}(t) \\ k_1 &= \frac{\partial \dot{I}_m}{\partial I_r} = \frac{1}{T} \frac{U_{BAT}}{U_{PV} + mL} \quad ; \quad k_3 = \frac{\partial \dot{I}_m}{\partial U_{PV}} = \frac{1}{L} - \frac{1}{T} \frac{U_{BAT}}{(U_{PV} + mL)^2} (I_r - I_m) \\ k_2 &= \frac{\partial \dot{I}_m}{\partial I_m} = -\frac{1}{T} \frac{U_{BAT}}{U_{PV} + mL} \quad ; \quad k_4 = \frac{\partial \dot{I}_m}{\partial U_{BAT}} = \frac{1}{T} \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} - \frac{1}{L} \end{aligned} \quad (3.29)$$

Transformacija diferencijalne jednadžbe (3.29) u Laplaceovu:

$$I_m(s) = \frac{k_1 \cdot I_r(s) + k_3 \cdot U_{PV}(s) + k_4 \cdot U_{BAT}(s)}{s - k_2} \quad (3.30)$$

Promatrajući dijagram (Slika 3.9) moguće je definirati srednju struju kroz diodu I_{D1} izračunom površine ispod krivulje i dijeljenjem iste sa periodom T :

$$I_{D1} = \frac{1}{T} \int i_{D1}(t) dt = \frac{1}{2} (I_r - mDT + I_f) (1 - D) \quad (3.31)$$

Supstituiranjem izraza (3.25) i (3.26) u (3.31) dobije se:

$$\begin{aligned} I_{D1} &= I_r - \frac{1}{2} \frac{T}{L} (U_{BAT} - U_{PV}) + \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} (U_{BAT} - U_{PV} - mL) - \frac{L}{T} \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} I_r \\ &\quad - \frac{1}{2} \frac{L}{T} \frac{(I_r - I_m)^2}{(U_{PV} + mL)^2} (U_{BAT} - U_{PV} - 2mL) \end{aligned} \quad (3.32)$$

Linearizacijom (3.32) oko radne točke primjenom taylorovog reda dobije se:

$$\Delta \dot{I}_{D1}(t) = k_5 \Delta I_r(t) + k_6 \Delta I_m(t) + k_7 \Delta U_{PV}(t) + k_8 \Delta U_{bat}(t)$$

$$\begin{aligned} k_5 &= \frac{\partial \dot{I}_{D1}}{\partial I_r} = 1 - \frac{L}{T} \frac{2(I_r - I_m)}{U_{PV} + mL} + \frac{U_{BAT} - U_{PV} - mL}{U_{PV} + mL} - \frac{L}{T} \frac{U_{BAT} - U_{PV} - 2mL}{(U_{PV} + mL)^2} (I_r - I_m) \\ k_6 &= \frac{\partial \dot{I}_{D1}}{\partial I_m} = \frac{L}{T} \frac{I_r}{U_{PV} + mL} - \frac{U_{BAT} - U_{PV} - mL}{U_{PV} + mL} + \frac{L}{T} \frac{U_{BAT} - U_{PV} - 2mL}{(U_{PV} + mL)^2} (I_r - I_m) \\ k_7 &= \frac{\partial \dot{I}_{D1}}{\partial U_{PV}} = \frac{T}{2L} + \frac{I_r - I_m}{(U_{PV} + mL)^2} \left(\frac{L}{T} I_r - U_{BAT} \right) + \frac{L}{2T} (I_r - I_m)^2 \frac{2U_{BAT} - U_{PV} - 3mL}{(U_{PV} + mL)^3} \\ k_8 &= \frac{\partial \dot{I}_{D1}}{\partial U_{BAT}} = -\frac{T}{2L} + \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} - \frac{L}{2T} \frac{(I_r - I_m)^2}{(U_{PV} + mL)^2} \end{aligned} \quad (3.33)$$

Primjenom Laplaceove transformacije na diferencijalnu jednažbu (3.33) i supstituiranjem minimalne struje I_m izrazom (3.30) dobije se:

$$I_{D1}(s) = \left(k_6 + \frac{k_7 k_1}{s - k_2} \right) I_r(s) + \left(k_8 + \frac{k_7 k_3}{s - k_2} \right) U_{PV}(s) + \left(k_9 + \frac{k_7 k_4}{s - k_2} \right) U_{BAT}(s) \quad (3.34)$$

Naposljetku, moguće je odrediti jednažbu izlaznog kruga:

$$C_i \frac{\Delta u_{BAT}}{dt} = i_{D1} - i_1 \quad (3.35)$$

Primjenom Laplaceove transformacije i supstituiranjem struje i_{D1} (3.34) i i_1 (2.4) moguće je konačno dobiti izraz za ovisnost izlaznog napona pretvarača U_{BAT} o malim promjenama referentne struje I_r i ulaznog napona U_{PV} :

$$\left(C_i s + \frac{R_u + R_t}{R_t R_u} - \frac{1}{R_u (C_{BAT} R_u s + 1)} - k_9 - \frac{k_7 k_4}{s - k_2} \right) U_{BAT}(s) = \left(k_6 + \frac{k_7 k_1}{s - k_2} \right) I_r(s) + \left(k_8 + \frac{k_7 k_3}{s - k_2} \right) U_{PV}(s) \quad (3.36)$$

Rezultat je linearizirani usrenjednjeni model pretvarača s jednim izlazom i dva ulaza tj. sustav koji se sastoji od dvije prijenosne funkcije trećeg reda. Prijenosna funkcija G_1 ovisnosti izlaznog napona U_{BAT} o malim promjenama referentne struje I_r te prijenosna funkcija G_2 ovisnosti izlaznog napona U_{BAT} o malim promjenama ulaznog napona U_{PV} (3.37).

$$G(s) = G_1(s) \cdot I_r(s) + G_2(s) \cdot U_{PV}(s)$$

$$G_1(s) = \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = \frac{k_{13}s^2 + k_{14}s + k_{15}}{k_9s^3 + k_{10}s^2 + k_{11}s + k_{12}}$$

$$G_2(s) = \frac{U_{BAT}(s)}{U_{PV}(s)} = \frac{k_{16}s^2 + k_{17}s + k_{18}}{k_9s^3 + k_{10}s^2 + k_{11}s + k_{12}}$$

$$\begin{aligned}
k_9 &= C_{BAT} C_i R_t R_u \\
k_{10} &= C_{BAT} R_u + C_i R_t + C_{BAT} R_t - C_{BAT} R_t R_u k_8 - C_{BAT} C_i R_t R_u k_2 \\
k_{11} &= C_{BAT} R_t R_u k_2 k_8 - C_{BAT} R_t R_u k_4 k_6 - C_i R_t k_2 - C_{BAT} R_u k_2 - C_{BAT} R_t k_2 - R_t k_8 + 1 \\
k_{12} &= R_t k_2 k_8 - R_t k_4 k_6 - k_2 \\
k_{13} &= C_{BAT} R_t R_u k_5 \\
k_{14} &= C_{BAT} R_t R_u k_1 k_6 - C_{BAT} R_t R_u k_2 k_5 + R_t k_5 \\
k_{15} &= R_t k_1 k_6 - R_t k_2 k_5 \\
k_{16} &= C_{BAT} R_t R_u k_7 \\
k_{17} &= C_{BAT} R_t R_u k_3 k_6 - C_{BAT} R_t R_u k_2 k_7 + R_t k_7 \\
k_{18} &= R_t k_3 k_6 - R_t k_2 k_7
\end{aligned} \tag{3.37}$$

Ako pretpostavimo da je kapacitet baterije na izlazu prtvarača beskonačan tj. da je parametar $C_{BAT} = \infty$, reducirani sustav se može opisati prijenosnim funkcijama drugog reda (3.38).

$$\begin{aligned}
G_{1,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = \frac{k_{22}s + k_{23}}{k_{19}s^2 + k_{20}s + k_{21}} \\
G_{2,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{U_{PV}(s)} = \frac{k_{24}s + k_{25}}{k_{19}s^2 + k_{20}s + k_{21}}
\end{aligned} \tag{3.38}$$

$$\begin{aligned}
k_{19} &= C_i R_t R_u & k_{22} &= R_t R_u k_5 \\
k_{20} &= R_u + R_t - C_i R_t R_u k_2 - R_t R_u k_8 & k_{23} &= R_t R_u k_1 k_6 - R_t R_u k_2 k_5 \\
k_{21} &= R_t R_u k_2 k_8 - R_t R_u k_4 k_6 - R_t k_2 - R_u k_2 & k_{24} &= R_t R_u k_7 \\
& & k_{25} &= R_t R_u k_3 k_6 - R_t R_u k_2 k_7
\end{aligned}$$

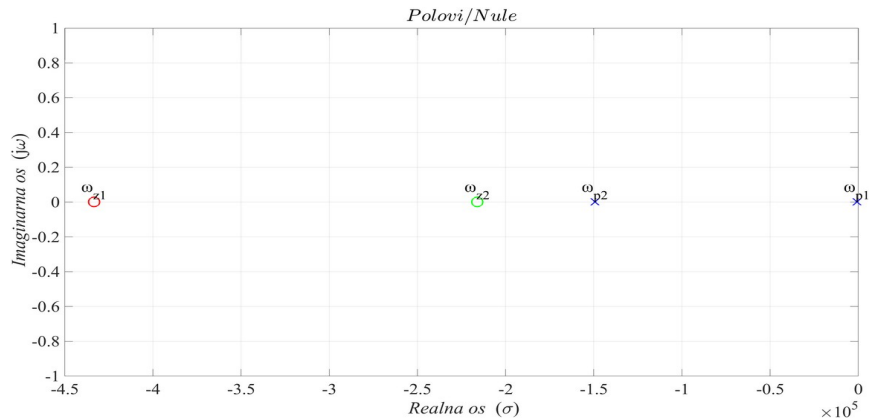
Ako zapišemo prijenosne funkcije (3.38) u obliku standardnog zapisa PT2 sustava s jednom nulom u brojniku, možemo odrediti prigušenje te vrijednosti vremenskih konstanti sustava (3.39).

$$\begin{aligned}
G_{1,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = K_1 \frac{1+T_{z1}s}{T_n s^2 + 2\zeta T_n s + 1} \\
G_{2,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{U_{PV}(s)} = K_2 \frac{1+T_{z2}s}{T_n s^2 + 2\zeta T_n s + 1}
\end{aligned} \tag{3.39}$$

$$\begin{aligned}
K_1 &= \frac{k_{23}}{k_{21}} & K_2 &= \frac{k_{25}}{k_{21}} \\
T_n &= \sqrt{\frac{k_{19}}{k_{21}}} & \zeta &= \frac{k_{20}}{2\sqrt{k_{19}k_{21}}} \\
T_{z1} &= \frac{k_{22}}{k_{23}} & T_{z2} &= \frac{k_{24}}{k_{25}} \\
T_{p1} &= \frac{T_n}{\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}} & T_{p2} &= \frac{T_n}{\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}}
\end{aligned}$$

S obzirom na to da je prigušenje navedenog sustava veće od jedan tj. $\zeta \gg 1$, polovi sustava nemaju imaginiranu komponentu te se nazivnik može zapisati kao umnožak polinoma prvog reda (3.40).

$$\begin{aligned}
G_{1,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = K_1 \frac{1+T_{z1}s}{(1+T_{p1}s)(1+T_{p2}s)} \\
G_{2,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{U_{PV}(s)} = K_2 \frac{1+T_{z2}s}{(1+T_{p1}s)(1+T_{p2}s)}
\end{aligned} \tag{3.40}$$



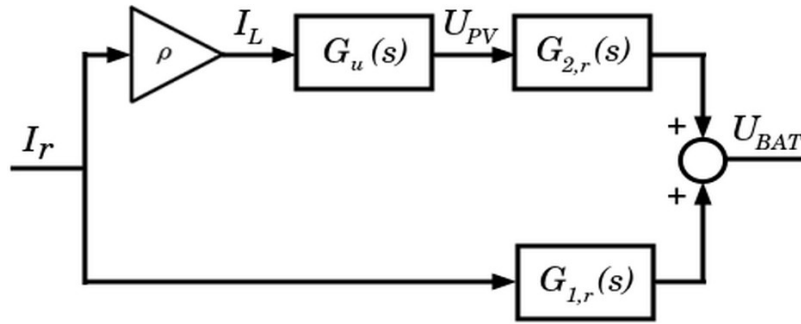
Slika 3.10: Grafički prikaz polova i nula prijenosnih funkcija $G_{1,r}(s)$ i $G_{2,r}(s)$ u kompleksnoj ravnini

Kod prijenosne funkcije drugog reda s nulom u brojniku moguće je zanemariti nula T_z i nedominantni pol T_{p2} ako su dobro odvojeni od dominantnog pola T_{p1} tj. ako su puno brži

od dominantnog pola T_{p1} . Navedeno je vidljivo na grafičkom prikazu (Slika 3.10) polova i nula za prijenosne funkcije (3.37). Iz tog razloga prijenosne funkcije $G_1(s)$ i $G_2(s)$ se u konačnici mogu aproksimirati PT1 prijenosnim funkcijama:

$$\begin{aligned} G_{1,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = \frac{K_1}{(1+T_{p1}s)} \\ G_{2,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{U_{PV}(s)} = \frac{K_2}{(1+T_{p1}s)} \end{aligned} \quad (3.41)$$

Sustav opisan prijenosnim funkcijama (3.40) je sustav s dva ulaza i jednim izlazom tj. takozvani MISO (*eng. multiple input single output*) sustav. Kako bi se mogle koristiti klasične metode projektiranja regulacijske petlje, potrebno je pretvoriti navedeni sustav u sustav s jednim ulazom i jednim izlazom tj. takozvani SISO (*eng. single input single output*) sustav (Slika 3.11).



Slika 3.11: Blokovska shema cjelovitog lineariziranog modela

Potrebno je odrediti utjecaj promjene referente struje I_r na ulazni napon U_{PV} uzlaznog pretvarača (Slika 3.11). Prijenosna funkcija ulaznog kruga uzlaznog pretvarača stavlja u odnos napon U_{PV} i struju zavojnice I_L . Moguće ju je dobiti iz diferencijalne jednadžbe na ulaznom kapacitetu pretvarača (3.42).

$$\begin{aligned} C_u \frac{du_{PV}}{dt} &= i_{PV} - i_L \\ C_u \Delta \dot{u}_{pv} &= \Delta i_{pv} - \Delta i_L \end{aligned} \quad (3.42)$$

Linearizirani odnos napona fotonaponskog izvora U_{PV} i njegove struje I_{PV} za malu promjenu oko odabrane radne točke može se aproksimirati izrazom:

$$i_{PV} - I_{PV0} = \frac{di_{PV}}{du_{pv}} (u_{pv} - U_{PV0}) \quad (3.43)$$

U jednadžbi (3.43) nagib pravca predstavlja inkrementalna vodljivost G_{PVinc} fotonaponskog izvora u odabranoj radnoj točki:

$$\Delta i_{PV} = G_{PVinc} \cdot \Delta u_{PV} \quad (3.44)$$

Supstituiranjem izraza (3.44) u (3.42) dobije se prijenosna funkcija ulaznog kruga pretvarača:

$$G_u(s) = \frac{U_{PV}(s)}{I_L(s)} = \frac{K_u}{1 + T_u s} \quad (3.45)$$

$$K_u = \frac{1}{G_{PVinc}} \quad T_u = -\frac{C_u}{G_{PVinc}}$$

Na shematskom prikazu sustava također je vidljivo da je potrebno odrediti parametar ρ . Parametar predstavlja odziv struje zavojnice I_L na male promjene referentne struje I_r . Prema grafičkom prikazu struje zavojnice I_L (Slika 3.9) može se odrediti jednadžba srednje struje zavojnice:

$$I_{D1} = \frac{1}{T} \int i_L(t) dt \quad (3.46)$$

$$I_L = \frac{1}{T} (I_m D T + I_f (1-D) T + \frac{1}{2} (I_r - m D T - I_m) D T + \frac{1}{2} (I_r - m D T - I_f) (1-D) T)$$

Sljedeći korak je uvrstiti izraz za D (3.25) i izraz za I_f (3.27) u jednadžbu (3.46).

$$I_L = \frac{1}{2} \frac{L}{T} \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} I_m + \frac{1}{2} I_r - \frac{1}{2} mL \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{L}{T} \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} \right) \left(I_r - \frac{T}{L} (U_{BAT} - U_{PV}) + \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} (U_{BAT} - U_{PV} - mL) \right) \quad (3.47)$$

Parcijalnim deriviranjem jednadžbe struje zavojnice (3.47) po referentnoj struji I_r dobije se izraz za faktor ρ :

$$\rho = \frac{\partial I_L}{\partial I_r} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{L}{T} \frac{I_m - mL}{U_{PV} + mL} \right) + \frac{1}{2} \left[-\frac{1}{T} \frac{L}{U_{PV} + mL} \left(I_r - \frac{T}{L} (U_{BAT} - U_{PV}) + \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} (U_{BAT} - U_{PV} - mL) \right) \right] + \frac{1}{2} \frac{U_{BAT}}{U_{PV} + mL} \left(1 - \frac{L}{T} \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} \right) \quad (3.48)$$

Prijenosna funkcija cjelovitog modela pretvarača u kontinuiranom režimu rada po uzoru na blokovsku shemu (Slika 3.11):

$$G_{CCM}(s) = \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = G_{1,r}(s) + \rho \cdot G_u(s) \cdot G_{2,r}(s) \quad (3.49)$$

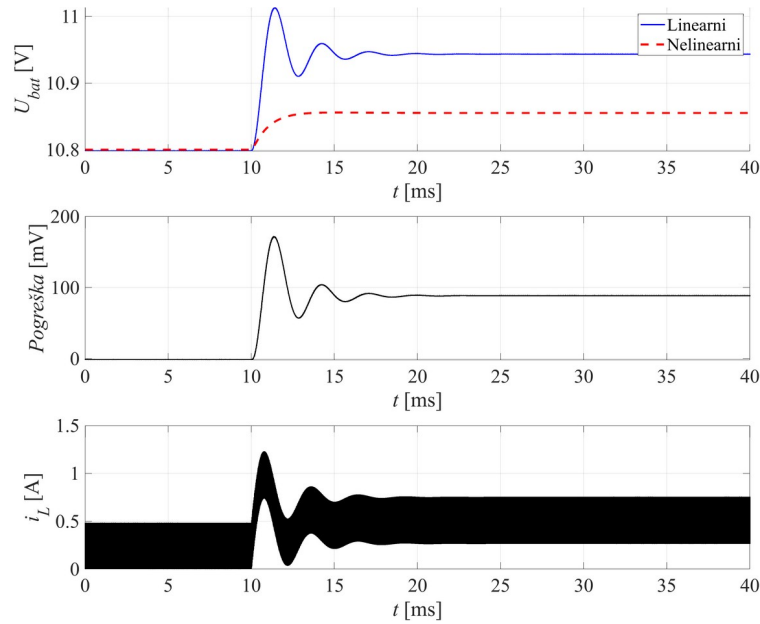
$$G_{CCM}(s) = \frac{K_1(1+T_u s) + \rho K_u K_2}{(1+T_u s)(1+T_{p1} s)}$$

Konačna pojednostavljena prijenosna funkcija cijelovitog kontinuiranog modela:

$$G_{CCM}(s) = K \frac{1+T_z s}{(1+T_u s)(1+T_{p1} s)} \quad (3.50)$$

$$K = K_1 + \rho K_u K_2 \quad T_z = \frac{K_1 T_u}{K_1 + \rho K_u K_2}$$

Kako bi se dokazalo da je izračunati linearni usrednjeni model uzlaznog pretvarača kvalitetan, potrebno je usporediti odziv na skokovitu pobudu s odzivom nelinearnog modela. Nelinearni model je ostvaren pomoću realnih električnih komponenti dostupnih u programskom paketu „Simulink”.

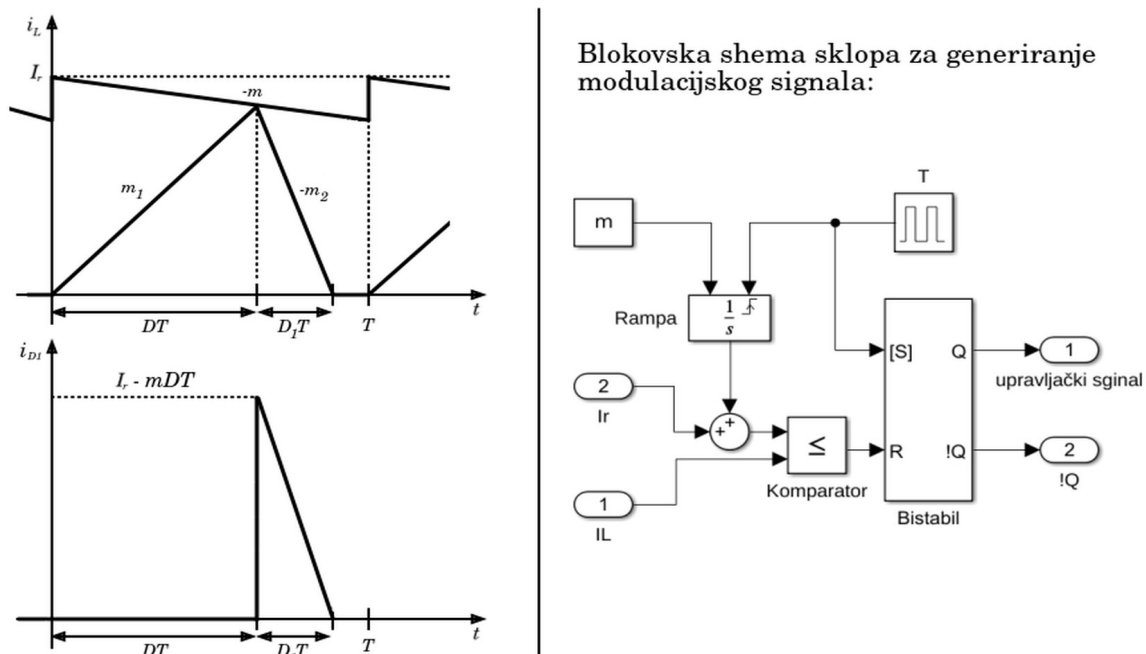


Slika 3.12: Odziv izlaznog napona U_{BAT} nelinearnog modela pretvarača i lineariziranog usrednjenog modela, pogreške linearizacije i struje zavojnice i_L nelinearnog modela na skokovitu pobudu $I_r(t) = 1.68 + 0.05S(t - 0.01)$ uz parametre: $U_{PV} = 6.03$ V, $U_{BAT} = 10.8$ V, $m = 1.67 \cdot 10^4$

S obzirom na to da usrednjeni model (3.50) nije idealan te je nelinearni model teško postaviti u istu radnu točku kao i linearni, vidljiva je osjetna pogreška izlaznog napona U_{BAT} u odzivu na skokovitu pobudu (Slika 3.12).

3.3.2 Diskontinuirani režim rada

U diskontinuiranom režimu rada, struja zavojnice I_L krajem svake periode upravljačkog signala pada na nulu (Slika 3.13). To znači da kompenzacijska rampa nije potrebna. Međutim, u standardnom radu pretvarača, prijelazi između dva režima rada mogu biti česti te konstantno isključivanje i uključivanje kompenzacijske rampe u proračunu izlaznog napona mogu uzrokovati nepotrebne oscilacije. Stoga se kompenzacijska rampa zadržava i u proračunu modela pretvarača za diskontinuirani režim rada.



Slika 3.13: Valni oblici struje zavojnice i_L i struje kroz diodu i_{DI} u diskontinuiranom režimu rada strujno upravljanog pretvarača s kompenzacijskom rampom (lijevo) i blok shema generatora signala (desno)

Nagibi m_1 i m_2 za diskontinuirani režim rada se određuju prema valnim oblicima struje zavojnice I_L koji su vidljivi na dijagramu (Slika 3.13). Zato što se krajem svake periode zavojnica u potpunosti isprazni, nema prijelazne pojave punjenja zavojnice energijom. To

znači da nema minimalne struje zavojnice I_m i struje I_f kao kod kontinuiranog režima rada (3.24) što čini proračun (3.51) znatno jednostavnijim

$$\begin{aligned} m_1 &= \frac{I_r}{DT} - m = \frac{U_{PV}}{L} \\ m_2 &= \frac{I_r}{D_1 T} - m \frac{D}{D_1} = \frac{U_{BAT} - U_{PV}}{L} \end{aligned} \quad (3.51)$$

Faktor vođenja D može se odrediti iz izraza za nagib m_I :

$$D = \frac{L}{T} \frac{I_r}{U_{PV} + mL} \quad (3.52)$$

Faktor D_I predstavlja udjel periode T signala kada se vrijednost struje zavojnice I_L smanjuje te je veća od nule:

$$D_1 = \frac{L}{T} \frac{I_r - mDT}{U_{BAT} - U_{PV}} \quad (3.53)$$

Uvrštavanjem izraza (3.52) u (3.53) dobija se konačan izraz za faktor D_I :

$$D_1 = \frac{L}{T} \frac{I_r U_{PV}}{(U_{BAT} - U_{PV})(U_{PV} + mL)} \quad (3.54)$$

Srednja struja kroz diodu I_{D1} određuje se prema valnom obliku struje na dijagramu (Slika 3.13):

$$I_{D1} = \frac{1}{T} \int i_{D1}(t) dt = \frac{1}{2} D_1 (I_r - mDT) \quad (3.55)$$

Supstituiranjem izraza (3.52) i (3.53) u (3.55) dobije se konačan izraz za određivanje srednje struje kroz diodu:

$$I_{D1} = \frac{L}{2T} \frac{I_r^2 U_{PV}^2}{(U_{BAT} - U_{PV})(U_{PV} + mL)^2} \quad (3.56)$$

Linearizacijom (3.56) oko radne točke primjenom taylorovog reda dobije se:

$$\begin{aligned}
\Delta \dot{I}_{D1}(t) &= k_1 \Delta I_r(t) + k_2 \Delta U_{PV}(t) + k_3 \Delta U_{bat}(t) \\
k_1 &= \frac{\partial \dot{I}_{D1}}{\partial I_r} = \frac{L}{T} \frac{U_{PV}^2 I_r}{(U_{BAT} - U_{PV})(U_{PV} + mL)^2} \\
k_2 &= \frac{\partial \dot{I}_{D1}}{\partial U_{PV}} = \frac{L U_{PV} I_r^2}{2T} \frac{U_{PV}^2 + mL(2U_{BAT} - U_{PV})}{(U_{BAT} - U_{PV})^2 (U_{PV} + mL)^3} \\
k_3 &= \frac{\partial \dot{I}_{D1}}{\partial I_r} = -\frac{L}{2T} \frac{I_r^2 U_{PV}^2}{(U_{BAT} - U_{PV})^2 (U_{PV} + mL)^2}
\end{aligned} \tag{3.57}$$

Primjenjivanjem Laplaceove transformacije na (3.57) dobije se:

$$I_{D1}(s) = k_1 I_r(s) + k_2 U_{PV}(s) + k_3 U_{BAT}(s) \tag{3.58}$$

Jednadžba izlaznog strujnog kruga:

$$C_i \frac{du_{BAT}}{dt} = i_{D1} - i_1 \tag{3.59}$$

Supstituiranjem struje kroz diodu I_{D1} sa izrazom (3.58) i izlazne struje pretvarača I_l sa izrazom (2.4), primjenjuje se Laplaceova transformacija:

$$\left(C_i s + \frac{R_u + R_t}{R_u R_t} - \frac{1}{R_u (R_u C_{BAT} s + 1)} - k_3 \right) U_{BAT}(s) = k_1 I_r(s) + k_2 U_{PV}(s) \tag{3.60}$$

Jednadžba (3.60) opisuje sustav sa dva ulaza i jednim izlazom tj. sustav sačinjen od dvije prijenosne funkcije:

$$\begin{aligned}
G_1(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = \frac{k_7 s + k_8}{k_4 s^2 + k_5 s + k_6} \\
G_2(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{U_{PV}(s)} = \frac{k_9 s + k_{10}}{k_4 s^2 + k_5 s + k_6}
\end{aligned} \tag{3.61}$$

$$\begin{aligned}
k_4 &= C_{BAT} C_i R_t R_u & k_7 &= C_{BAT} R_t R_u k_1 \\
k_5 &= C_{BAT} R_u + C_i R_t + C_{BAT} R_t - C_{BAT} R_t R_u k_3 & k_8 &= R_t k_1 \\
k_6 &= 1 - R_t k_3 & k_9 &= C_{BAT} R_t R_u k_2 \\
& & k_{10} &= R_t k_2
\end{aligned}$$

Kao i kod proračuna modela za kontinuirani režim rada pretvarača (3.38), pretpostavlja se da baterija u izlaznom krugu ima beskonačan električni kapacitet tj. da je $C_{BAT} = \infty$.

$$\begin{aligned}
G_{1,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = \frac{k_{13}}{k_{11}s + k_{12}} \\
G_{2,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{U_{PV}(s)} = \frac{k_{14}}{k_{11}s + k_{12}}
\end{aligned} \tag{3.62}$$

$$\begin{aligned}
k_{11} &= C_i R_t R_u & k_{13} &= R_t R_u k_1 \\
k_{12} &= R_u + R_t - R_t R_u k_3 & k_{14} &= R_t R_u k_2
\end{aligned}$$

Prijenosne funkcije (3.62) je korisno zapisati u obliku standardnog zapisa PT1 sustava:

$$\begin{aligned}
G_{1,r} &= \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = \frac{K_1}{1 + T_n s} \\
G_{2,r} &= \frac{U_{BAT}(s)}{U_{PV}(s)} = \frac{K_2}{1 + T_n s}
\end{aligned} \tag{3.63}$$

$$\begin{aligned}
K_1 &= \frac{k_{13}}{k_{12}} & T_n &= \frac{k_{11}}{k_{12}} \\
K_2 &= \frac{k_{14}}{k_{12}}
\end{aligned}$$

Kako bi se dobila konačna prijenosna funkcija s jednim ulazom i jednim izlazom kao i za kontinuirani režim rada (Slika 3.11), potrebno je odrediti srednju struju zavojnice I_L i parametar ρ za diskontinuirani režim rada:

$$I_{D1} = \frac{1}{T} \int i_L(t) dt = \frac{1}{2T} \frac{L U_{BAT} U_{PV} I_r^2}{(U_{BAT} - U_{PV})(U_{PV} + mL)^2} \tag{3.64}$$

Parametar ρ se određuje iz jednadžbe srednje struje zavojnice I_L (3.64):

$$\rho = \frac{\partial I_L}{\partial I_r} = \frac{L}{T} \frac{U_{BAT} U_{PV} I_r}{(U_{BAT} - U_{PV})(U_{PV} + mL)^2} \tag{3.65}$$

Naposljetku, moguće je odrediti prijenosnu funkciju koja opisuje cijeloviti model pretvarača u diskontinuiranom režimu rada. Prijenosna funkcija $G_u(s)$ određena je izrazom (3.45) kao i za kontinuirani režim rada:

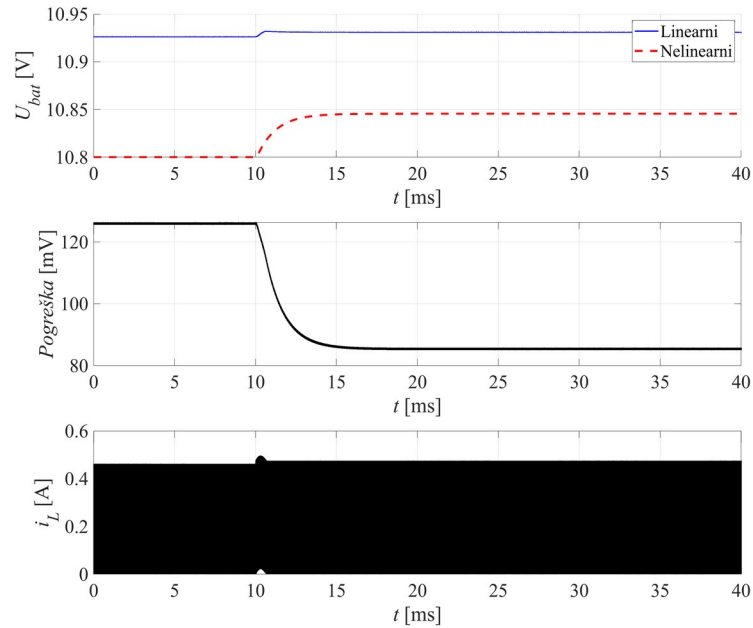
$$\begin{aligned}
G_{DCM}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = G_{1,r}(s) + \rho \cdot G_u(s) \cdot G_{2,r}(s) \\
G_{DCM}(s) &= \frac{K_1(1 + T_u s) + \rho K_u K_2}{(1 + T_n s)(1 + T_u s)}
\end{aligned} \tag{3.66}$$

Konačna pojednostavljena prijenosna funkcija cijelovitog modela:

$$G_{DCM}(s) = K \frac{1 + T_z s}{(1 + T_u s)(1 + T_n s)} \quad (3.67)$$

$$K = K_1 + \rho K_u K_2 \quad T_z = \frac{K_1 T_u}{K_1 + \rho K_u K_2}$$

Točnost lineariziranog modela može se potvrditi njegovom usporedbom s nelinearnim modelom (Slika 3.14).



Slika 3.14: Odziv izlaznog napona U_{BAT} nelinearnog modela pretvarača i lineariziranog usrednjenog modela, pogreške linearizacije i struje zavojnice i_L nelinearnog modela na skokovitu pobudu $I_r(t) = 0.198 + 0.1S(t - 0.01)$ uz parametre: $U_{PV} = 6.96$ V, $U_{BAT} = 10.8$ V, $m = 1.67 \cdot 10^4$

Kao i kod kontinuiranog režima rada (Slika 3.12), a ovdje i izraženije, postoji značajna pogreška između nelinearnog i lineariziranog modela.

4. Upravljanje pretvaračem

Prethodna poglavlja detaljno su obradila strukturu, matematički model i različite režime rada istosmjernog uzlaznog pretvarača. Glavni cilj matematičkog modeliranja je postići model koji što vjernije prati odziv stvarnog sustava i time omogućuje primjenu klasične teorija automatskog upravljanja u svrhu projektiranja upravljačke petlje. Izazov pri upravljanju uzlaznim pretvaračem je postizanje stabilnog i učinkovitog prijenosa energije uz istovremeno ostvarenje maksimalnog iskorištenja fotonaponskog izvora uzimajući u obzir sigurno i kontrolirano punjenje baterije.

4.1. Granica diskontinuiranog režima rada

Kako bi se mogao ispravno simulirati rad uzlaznog pretvarača potrebno je osmisliti logiku koja može detektirati prijelaz između kontinuiranog režima rada (3.50) u diskontinuirani režim rada (3.67). Mjerenje kada struja zavojnice i_L jednaka nuli nije dovoljno (*engl. zero crossing detection*) s obzirom na to da nam takva logika ne daje jasan trenutak kada je sustav ušao u područje diskontinuiranog režima rada, a kada izašao.

Rješenje problema je mjerenje kada je zadovoljen uvjet:

$$D_1 \leq 1 - D \quad (4.1)$$

Uvrštavanjem izraza (3.54) i (3.52) u (4.1), dobije se:

$$I_r \leq \frac{T}{L} \frac{(U_{PV} + mL)(U_{BAT} - U_{PV})}{U_{BAT}} \quad (4.2)$$

4.2. Punjenje konstantnim naponom

Kada je baterija blizu svoje maksimalne napunjenosti, uzlazni pretvarač treba održavati izlazni napon U_{BAT} konstantnim i jednakim referentnoj vrijednosti U_{ref} . Punjenje konstantnim naponom smanjuje izlaznu struju I_{BAT} i osigurava da se baterijski članci ne prepune. Za ovakav režim rada pretvarača potreban je robustan regulator s malim nadvišenjem σ_m ($\sigma_m \approx 20\%$) i relativno velikim faznim osiguranjem γ_s ($\gamma_s \approx 60^\circ$).

Kako bi se zadovoljili navedeni zahtjevi koristit će se *PI* regulator (4.3) projektiran metodom simetričnog optimuma s korigiranim koeficijentom pojačanja.

$$G_R(s) = K_R \frac{1 + T_I s}{T_I s} \quad (4.3)$$

Cilj simetričnog optimuma je postići simetričnu frekvencijsku karakteristiku sustava oko presječne frekvencije ω_c . Takvo oblikovanje frekvencijske karakteristike otvorenog kruga sustava daje dobar kompromis između stabilnosti i brzine odziva na poremećaj.

4.2.1 Mjerni filter

U energetskej elektronici mjerni filteri imaju čestu primjenu za smanjivanje oscilatornosti mjerenog napona uzrokovanih velikim frekvencijama rada poluvodičkih ventila. Iz tog razloga, u povratnu vezu će se dodati niskopropusni (*eng. low pass filter*) *RC* filter kako bi se smanjila valovitost mjerenog izlaznog napona U_{BAT} .

Kako bi se smanjila amplituda oscilacija uzrokovanih frekvencijom preklapanja f_s upravljačke sklopke približno 30 dB, lomna frekvencija filtera postavlja se na 2 kHz. Prijenosna funkcija filtera:

$$G_{mf}(s) = \frac{1}{1 + RCs} = \frac{1}{1 + T_{mf}s} = \frac{1}{1 + 0.00008s} \quad (4.4)$$

4.2.2 Kontinuirani režim rada

Projektiranje regulatora prema simetričnom optimumu za kontinuirani režim rada provodi se nad lineariziranim modelom, a kako bi se isti linearizirao potrebno je odrediti radnu točku:

Tablica 5: Parametri kontinuiranog modela pri punjenju konstantnim naponom

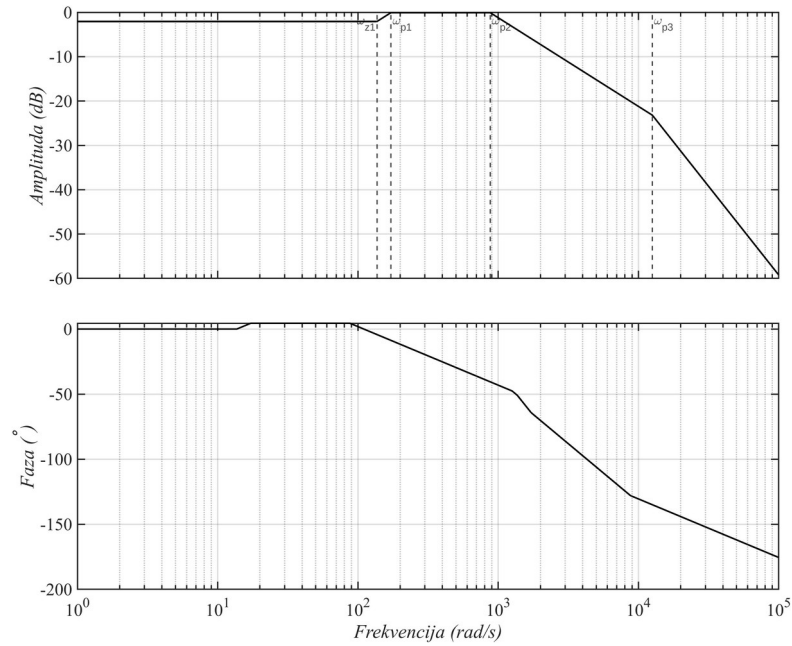
Parametar	Vrijednost	Parametar	Vrijednost
G	800 W/m ²	SOC	98 %
U_{PV0}	5.7 V	U_{BAT0}	12.4 V
U_{PVmin}	5.467 V	U_{BATmax}	12.6 V
$I_{PV0} = I_{r0}$	1.47 A	m_0	$1.660 * 10^4$

Uvrštavanjem parametara (Tablica 5) u model (3.50) dobije se:

$$G_p(s) = \frac{K_p(1+T_z s)}{(1+T_u s)(1+T_{p1} s)} \cdot \frac{1}{(1+T_{mf} s)} \quad (4.5)$$

$$G_p(s) = \frac{0.7895(1+0.0073 s)}{(1+0.0058 s)(1+0.0011)(1+0.00008 s)}$$

Simetrija oko presječne frekvencije je bitna zato što predstavlja točku najveće osjetljivosti sustava s obzirom na to da u toj točki sustav prelazi iz pojačavanja u atenuiranje signala. Promatrajući Bodéov dijagram otvorenog kruga za prijenosnu funkciju procesa (Slika 4.1) vidljivo je da se simetrija frekvencijske karakteristike oko presječne frekvencije može postići ako se ω_c postavi između ω_{p2} i ω_{p3} gdje se nalazi područje karakterizirano nagibom od -20 dB/dek.



Slika 4.1: Bodeov dijagram otvorenog kruga kontinuiranog modela izlaznog napona

Prema pravilima metode simetričnog optimuma, za maksimalno nadvišenje $\sigma_m = 20\%$ prijenosne funkcije zatvorenog kruga u odzivu na skokovitu pobudu potrebno je fazno osiguranje od $\gamma_s = 70 - 20 = 50^\circ$. Koeficijent a određuje poziciju presječne frekvencije ω_c na nagibu -20 dB/dek:

$$a = \frac{\gamma_s}{14} = 3.57 \quad (4.6)$$

Frekvencija presječne frekvencije ω_c i lomna frekvencija integratora regulatora ω_I :

$$\begin{aligned} \omega_c &= \frac{\omega_{p3}}{a} = 3519 \text{ s}^{-1} \\ \omega_I &= \frac{\omega_c}{a} = 985 \text{ s}^{-1} \end{aligned} \quad (4.7)$$

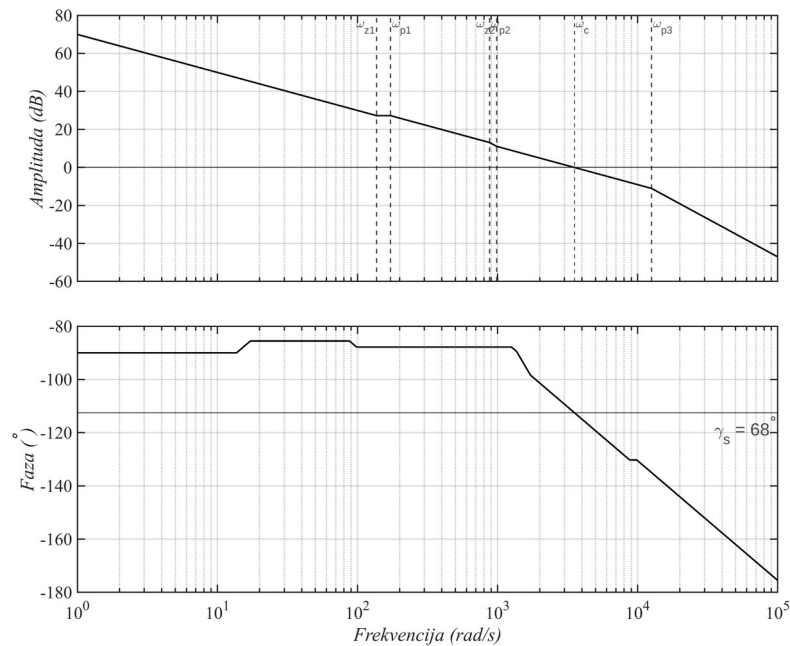
Kako bi se odredilo pojačanje regulatora K_R potrebno je znati pojačanje otvorenog kruga K_O . Koeficijent pojačanja otvorenog kruga se isčitava na frekvenciji $\omega = 1 \text{ s}^{-1}$ s karakterističnim nagibom od -20 dB/dek:

$$K_O = \frac{K_R K_p}{T_I} = 69.96 \text{ dB} = 3146 \quad (4.8)$$

$$T_I = 0.001$$

$$K_R = 4.0452$$

Bodéov dijagram otvorenog kruga s regulatorom (Slika 4.2) pokazuje simetriju oko presječne frekvencije ne samo u nagibima -20 dB/dek već i -40 dB/dek.



Slika 4.2: Bodéov dijagram otvorenog kruga kontinuiranog modela izlaznog napona s regulatorom

4.2.3 Diskontinuirani režim rada

Radna točka za diskontinuirani linearizirani model uzlaznog pretvarača definirana je tablicom (Tablica 6).

Tablica 6: Parametri diskontinuiranog modela pri punjenju konstantnim naponom

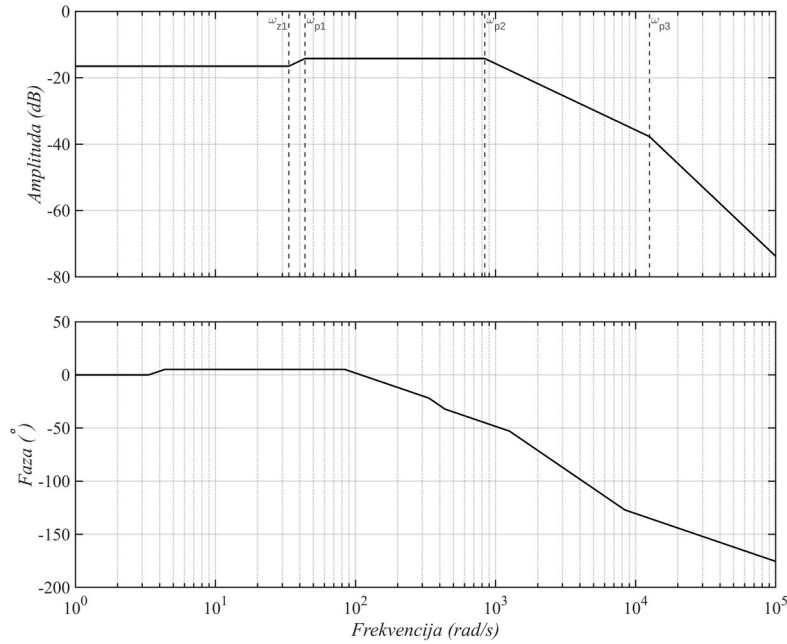
Parametar	Vrijednost	Parametar	Vrijednost
G	200 W/m ²	SOC	98 %
U_{PV0}	5.489 V	U_{PVmin}	5.467 V
$I_{PV0} = I_{r0}$	0.3587 A	U_{BATmax}	12.6 V
U_{BAT0}	12.4 V	m_0	$1.660 \cdot 10^4$

Uvrštavanjem parametara (Tablica 6) u model (3.67) dobije se:

$$G_p(s) = \frac{K_p(1+T_z s)}{(1+T_u s)(1+T_n s)} \cdot \frac{1}{(1+T_{mf} s)} \quad (4.9)$$

$$G_p(s) = \frac{0.1491(1+0.03 s)}{(1+0.023 s)(1+0.0012 s)(1+0.00008 s)}$$

Frekvencijska karakteristika prijenosne funkcije procesa (4.9) vidljiva je na Bodéovom dijagramu otvorenog kruga (Slika 4.3).



Slika 4.3: Bodéov dijagram otvorenog kruga diskontinuiranog modela izlaznog napona

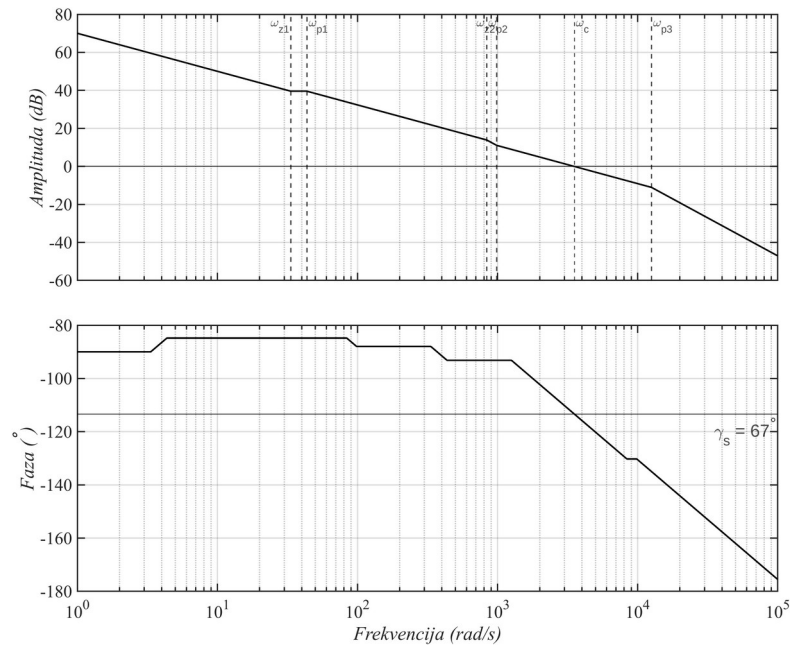
S obzirom na to da se bira isto nadvišenje i fazno osiguranje kao i kod projektiranja regulatora kontinuiranog modela, diskontinuirani model ima istu presječnu frekvenciju ω_c i frekvenciju integratora regulatora ω_I (4.7).

Pojačanje otvorenog kruga prijenosne funkcije otvorenog kruga dobija se očitavanjem s dijagrama (Slika 4.4):

$$K_O = \frac{K_R K_p}{T_I} = 70.02 \text{ dB} = 3171 \quad (4.10)$$

$$T_I = 0.001$$

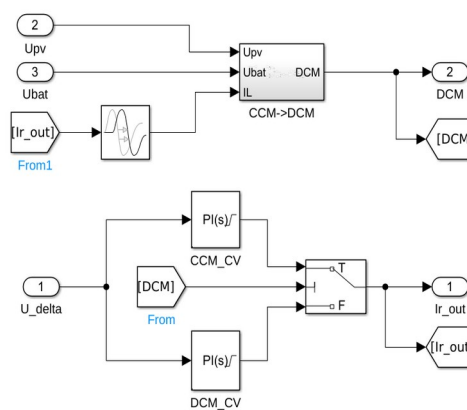
$$K_R = 21.583$$



Slika 4.4: Bodéov dijagram otvorenog kruga diskontinuiranog modela izlaznog napona s regulatorom

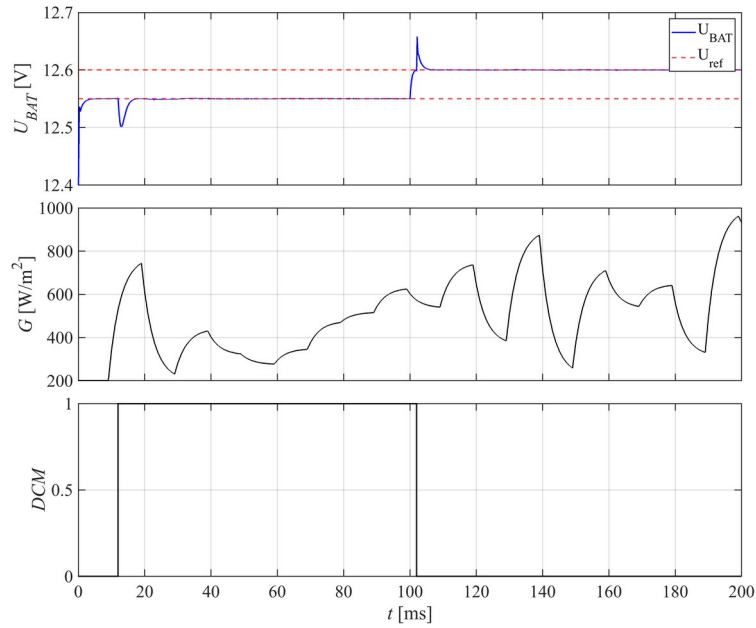
4.2.4 Simuliranje rada

Simuliranje rada se provodi spajanjem regulatora definiranih izrazima (4.8) i (4.10) s modelom uzlaznog pretvarača, baterije i fotonaponskog izvora ostvarenih pomoću „realnih” električnih komponenta dostupnih u programskom paketu „Simulink”.



Slika 4.5: Blokova shema regulatora konstantnog napona

Radna točka pretvarača je opisana tablicama (Tablica 5) i (Tablica 6), a rezultati simulacije su vidljivi na dijagramu (Slika 4.6).



Slika 4.6: Valni oblici izlaznog napona U_{BAT} , filtriranog nasumičnog signala ozračenja na površinu G i režima rada DCM. Referentni napon U_{ref} definiran je skokovitom funkcijom $U_{ref} = 12.55 + 0.05(t - 0.1)$.

4.3. Punjenje maksimalnom snagom

Za punjenje maksimalnom snagom potreban je MPPT (*engl. maximum power point tracking*) algoritam, koji za trenutno ozračenje G površine fotonaponskog izvora, zadaje ulazni napon U_{PVref} kako bi se postigla maksimalna snaga fotonaponskog izvora. Uz navedeni algoritam potreban je i regulator ulaznog napona koji prati referencu koju zadaje MPPT algoritam.

Ovaj način upravljanja pokriva najveći dio cjelokupnog procesa punjenja baterije.

4.3.1 MPPT algoritam

4.3.2 Kontinuirani režim rada

Radna točka za linearizirani model pretvarača definirana je tablicom (Tablica 7).

Tablica 7: Parametri kontinuiranog modela pri punjenju maksimalnom snagom

Parametar	Vrijednost	Parametar	Vrijednost
G	800 W/m^2	SOC	65%
U_{PV0}	5.489 V	U_{PVmin}	5.1 V
$I_{PV0} = I_{r0}$	0.3587 A	U_{BATmax}	12.6 V
U_{BAT0}	10.8 V	m_0	$2.4001 * 10^4$

S obzirom na to da će regulacijska petlja forsirati fotonaponski izvor da radi u točki maksimalne snage, potrebno je modificirati prijenosnu funkciju ulaznog napona (3.44) za rad u točki maksimalne snage gdje vrijedi:

$$\frac{dP_{PV}}{dU_{PV}} = \frac{d(U_{PV} \cdot I_{PV})}{dU_{PV}} = 0 \quad (4.11)$$

Iz uvjeta se može odrediti ovisnost ulaznog napona U_{PV} o struji I_{PV} u točki maksimalne snage:

$$\Delta I_{PV} = -\frac{I_{PV}}{U_{PV}} \Delta U_{PV} \quad (4.12)$$

Uvrštavanjem izraza (4.12) u (3.42) dobije se konačna prijenosna funkcija ulaznog kruga za rad u točki maksimalne snage:

$$G_u(s) = \frac{U_{PV}(s)}{I_L(s)} = \frac{K_u}{1 + T_u s} \quad (4.13)$$

$$T_u = C_u \frac{U_{PV}}{I_{PV}} \quad K_u = -\frac{U_{PV}}{I_{PV}}$$

Konačna prijenosna funkcija linearizirana u radnoj točki definiranoj tablicom (Tablica 7):

$$G_p(s) = \frac{-7.067}{1 + 0.02295 s} \quad (4.14)$$

Literatura

Sažetak

Fotonaponski izvor povezan je s litij-ionskim baterijskim člankom putem istosmjernog uzlaznog pretvarača koji podiže ulazni napon na odgovarajuću izlazni razinu. Projektirana je regulacijska petlja koja omogućuje maksimalno iskorištenje električne

snage fotonaponskog izvora kada baterija nije napunjena, odnosno održavanje konstantnog izlaznog napona kada je baterija puna. Obradeni su naponski i strujni način upravljanja pretvaračem. Ispravnost rada cjelokupnog modela sustava potvrđena je kroz simulacije.

Ključne riječi: fotonapon, litij-ionski članak, uzlazni pretvarač, regulacijska petlja

Abstract

A photovoltaic source is connected to a lithium-ion battery via a direct current boost converter, which raises input voltage to a suitable output level. A control loop was designed to enable maximum power extraction from the photovoltaic source when the battery is not fully charged, and to maintain a constant output voltage once the battery is full. Both voltage mode and current mode control strategies for the converter were implemented. Operation of the full system model was confirmed through simulations.

Keywords: photovoltaic, lithium-ion cell, boost converter, control loop