

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*.

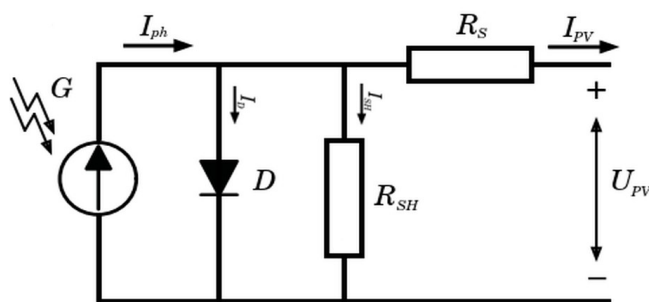
1. Fotonaponski izvor

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 članka, zbog čega se izlazne karakteristike stalno mijenjaju. Glavna problematika je određivanje napona pri kojem izvor proizvodi maksimalnu snagu za zadano ozračenje.

1.1. Dimenzioniranje

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

Idealni solarni članak 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 fotonaponskog članka

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

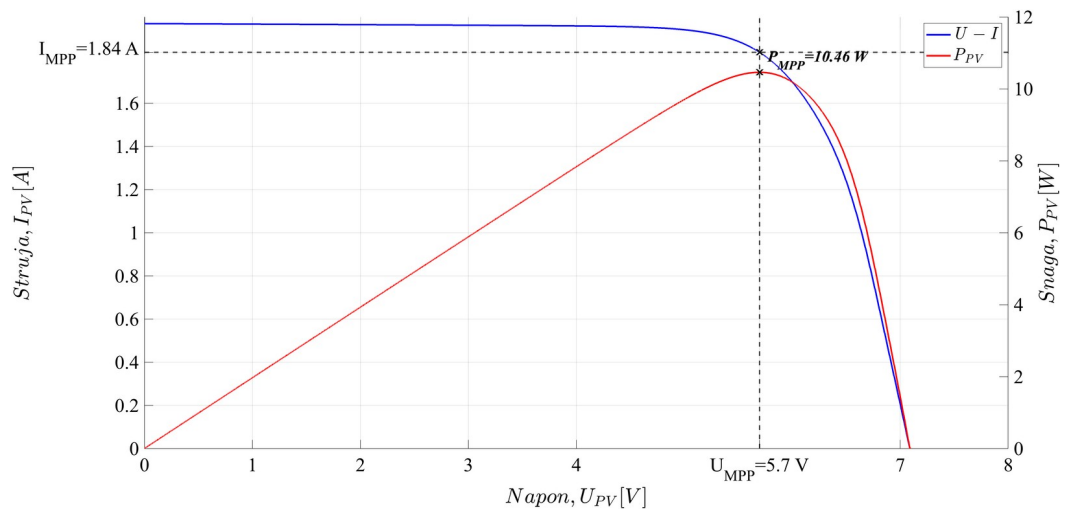
- R_S predstavlja unutarnje otpore strujnom toku unutar članka kao što su otpor kontakata i otpor materijala samog poluvodiča
- R_{SH} je paralelni otpor i predstavlja curenje kroz neidealnosti spoja

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}	1 M Ω		

Dijagram (Slika 1.2) prikazuje 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 proizvodnje maksimalne snage P_{MPP} fotonaponskog modula.

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

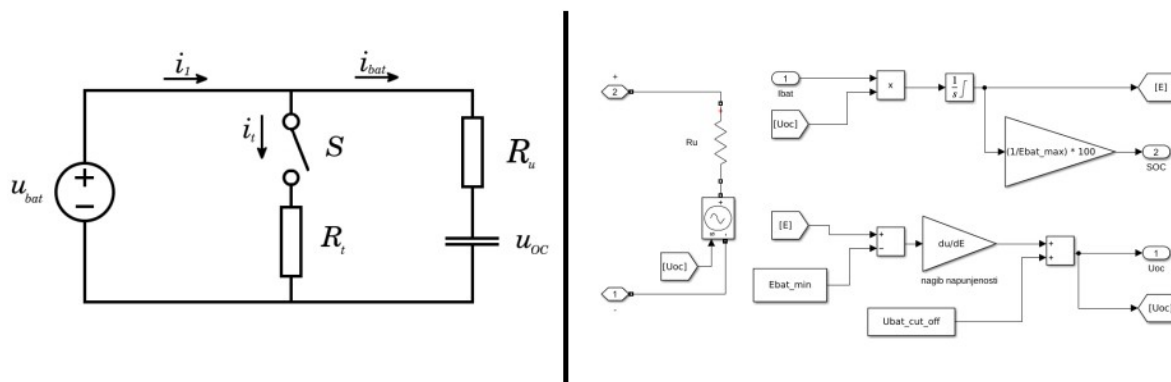
Parametar	Vrijednost
I_{MPP}	1.85 A
U_{MPP}	5.7 V
P_{MPP}	11 W

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

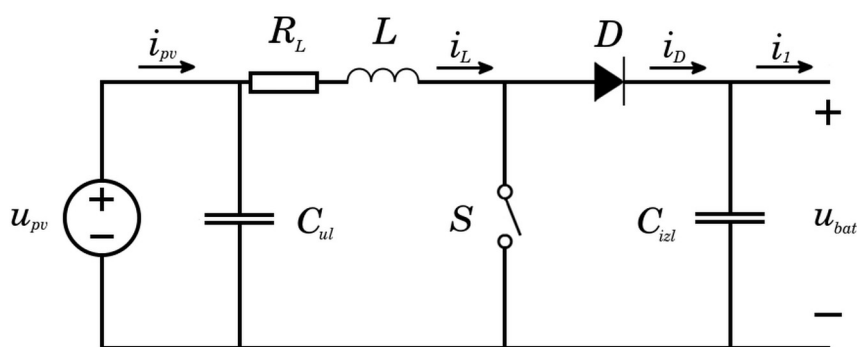
3. Istosmjerni uzlazni pretvarač

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

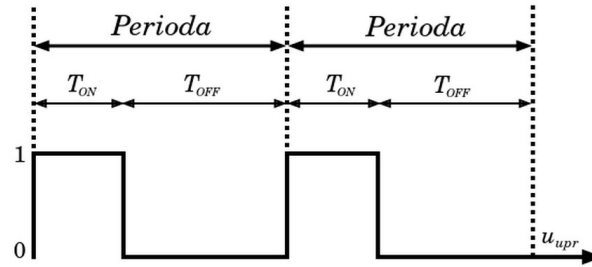
Istosmjerni uzlazni pretvarač (Slika 3.1) jedan je od temeljnih uređaja energetske elektronike koji na svom ulazu prima napon U_{PV} , a na svom izlazu proizvodi napon U_{BAT} veće srednje vrijednosti. Navedeno se postiže primjenom samo jednog aktivnog elementa – sklopke S . Sklopka, najčešće MOSFET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



Slika 3.1: Načelna shema istosmjernog uzlaznog pretvarača

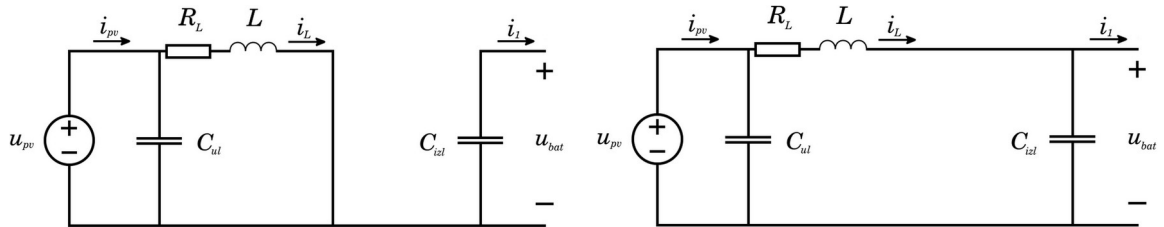
Rad sklopke S se regulira upravljačkim signalom u_{pr} (Slika 3.2) visoke frekvencije, obično u rasponu od $100\text{-}500\text{ kHz}$. Faktor vođenja D (*engl. duty cycle*) označava udio

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

Svojim 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).

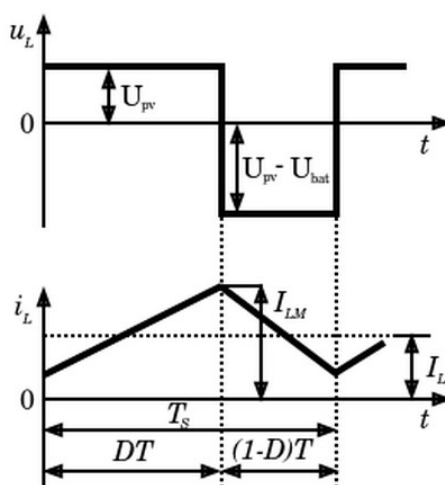
Tablica 4: Parametri istosmjernog uzlaznog pretvarača

Parametar	Vrijednost	Parametar	Vrijednost
L	$40 \mu H$	f	100 kHz
R_L	$100 \text{ m}\Omega$	T	$10 \mu s$
C_u	$1500 \mu F$	C_i	$1200 \mu F$

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:

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

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:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{i}_L \\ \Delta \dot{u}_{pv} \\ \Delta \dot{u}_{bat} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta i_L \\ \Delta u_{pv} \\ \Delta u_{bat} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \\ b_{31} & b_{32} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta d \\ \Delta i_1 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

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

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

$$C_{izl} \frac{di_L}{dt} = 0 \rightarrow I_{10} = (1 - D_0) I_{L0}$$

Linearizacija jednadžbe struje zavojnice (3.3):

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

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

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

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

Linearizacija jednačbe 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:

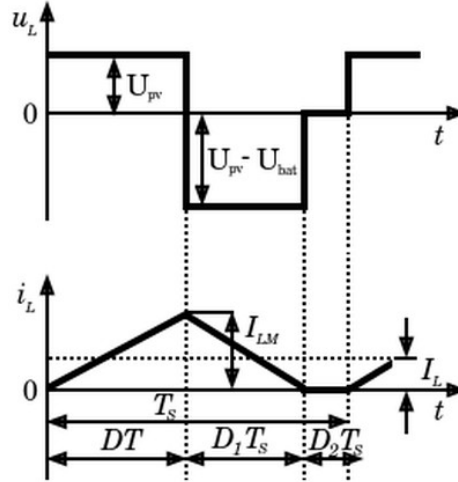
$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{i}_L \\ \Delta \dot{u}_{pv} \\ \Delta \dot{u}_{bat} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{D_0-1}{L} \\ -\frac{1}{C_{ul}} & -\frac{I_{pv0}}{C_{ul}-U_{pv0}} & 0 \\ \frac{1-D_0}{C_{izl}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta i_L \\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

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 jednačba 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} :

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

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

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

Diferencijalne jednadžbe usrednjenog modela uzlaznog pretvarača u diskontinuiranom režimu rada:

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

Jednadžba ulaznog napona ostaje ista kao i za kontinuirani režim rada, ali jednadžba 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 jednadžbe 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:

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

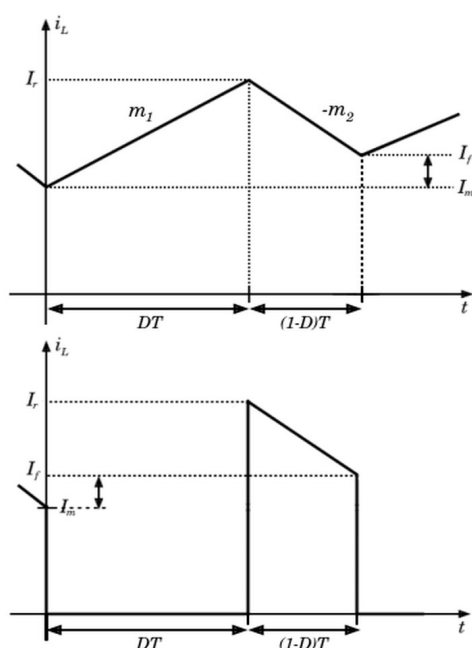
Konačan zapis lineariziranog usrednjenog modela u prostoru stanja:

3.3. Strujni način upravljanja

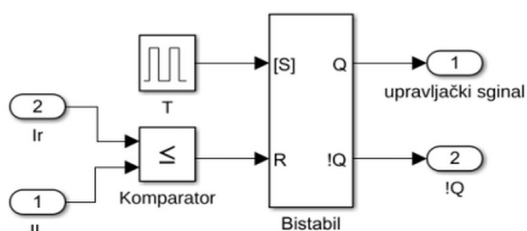
Strujni način upravljanja temelji se na strujnom signalu zavojnice pretvarača. Na S ulaz bistabila postavlja se pulsni signal čija frekvencija diktira frekvenciju tranzistorske sklopke (Slika 3.6). U trenutku kad trenutna struja zavojnice nadmaši referentnu struju zavojnice, na ulaz R se prosljeđuje 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 $(1-D)T$:

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

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 .

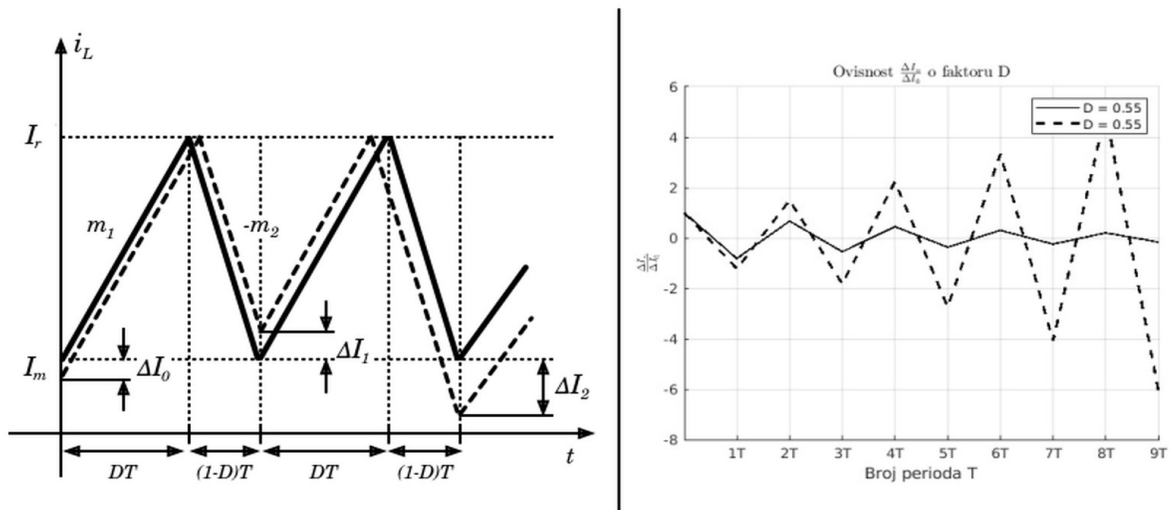
U stacionarnom stanju nema prijelazne pojave tj. minimalna struja I_m i konačna struja I_f su jednake pa se za izračun nagiba struje zavojnice koriste sljedeći izrazi:

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

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

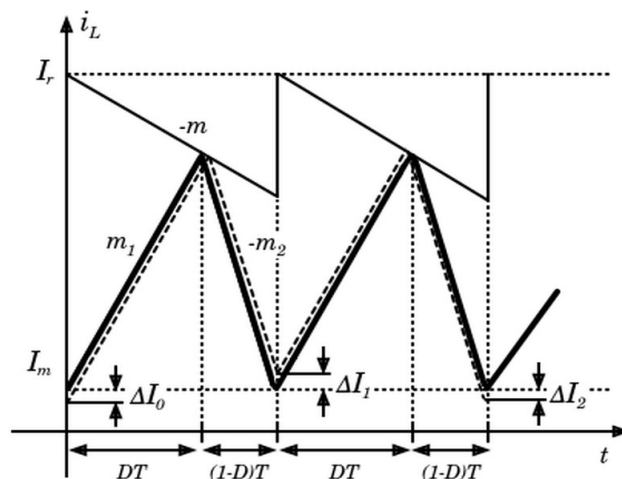
$$\begin{aligned} \frac{m_2}{m_1} &= \frac{D}{1-D} \\ \Delta I_0 &= m_1 \Delta t \quad ; \quad \Delta I_1 = -m_2 \Delta t \\ \Delta I_1 &= \left(-\frac{D}{1-D}\right) \cdot \Delta I_0 \Rightarrow \Delta I_n = \left(-\frac{D}{1-D}\right)^n \cdot \Delta I_0 \end{aligned} \quad (3.20)$$

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 upravljanog uzlaznog pretvarača

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

$$m_{1ef} = m_1 + m$$

$$m_{2ef} = m_2 - m$$

$$\frac{m_{2ef}}{m_{1ef}} = \frac{D}{1-D} \quad (3.21)$$

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

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

$$-1 < \frac{m_2 - m}{m_1 + m} < 1 \quad (3.22)$$

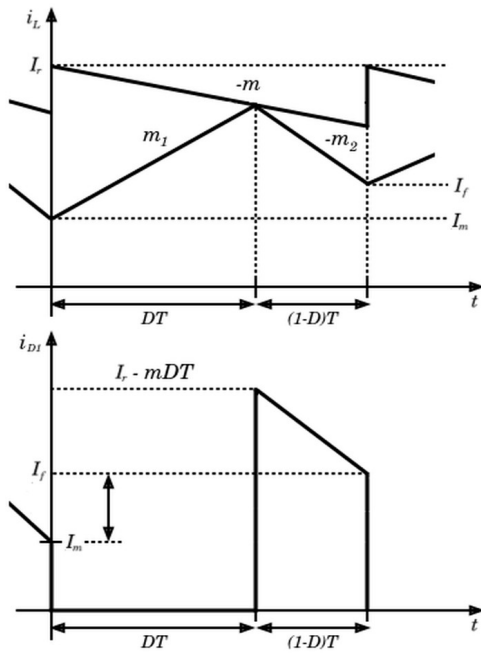
$$m > \frac{m_2 - m_1}{2}$$

$$m_2 > -m_1$$

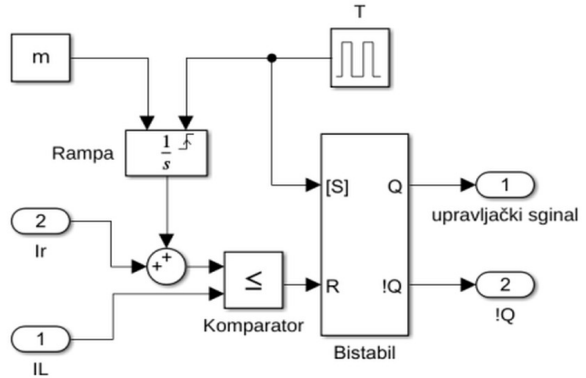
U praksi je potrebno izračunati nagib kompenzacijske rampe m za najgori slučaj tj. za najveću razliku između nagiba m_1 i m_2 . Supstituiranjem nagiba s izrazima pod (3.17) dobije se:

$$m > \frac{U_{BAT} - 2U_{PV}}{2L} \quad (3.23)$$

Na dijagramima (Slika 3.9) valnih oblika struje zavojnice i_L i struje kroz diodu i_{DI} 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_{DI} u kontinuiranom režimu rada strujno upravljanog pretvarača 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:

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

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:

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

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:

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

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 jednadžbu 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 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 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).

$$G(s) = G_1(s) \cdot I_r(s) + G_2(s) \cdot U_{PV}(s) \quad (3.37)$$

$$G_1(s) = \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = \frac{k_{13} s^2 + k_{14} s + k_{15}}{k_9 s^3 + k_{10} s^2 + k_{11} s + k_{12}} \quad G_2(s) = \frac{U_{BAT}(s)}{U_{PV}(s)} = \frac{k_{16} s^2 + k_{17} s + k_{18}}{k_9 s^3 + k_{10} s^2 + k_{11} s + k_{12}}$$

$$k_9 = C_{BAT} C_i R_t R_u$$

$$k_{10} = C_{BAT} R_u + C_i R_t + C_{BAT} R_t - C_{BAT} R_t R_u k_8 - C_{BAT} C_i R_t R_u k_2$$

$$k_{11} = C_{BAT} R_t R_u k_2 k_8 - C_{BAT} R_t R_u k_4 k_6 - C_i R_t k_2 - C_{BAT} R_u k_2 - C_{BAT} R_t k_2 - R_t k_8 + 1$$

$$k_{12} = R_t k_2 k_8 - R_t k_4 k_6 - k_2$$

$$k_{13} = C_{BAT} R_t R_u k_5$$

$$k_{14} = C_{BAT} R_t R_u k_1 k_6 - C_{BAT} R_t R_u k_2 k_5 + R_t k_5$$

$$k_{15} = R_t k_1 k_6 - R_t k_2 k_5$$

$$k_{16} = C_{BAT} R_t R_u k_7$$

$$k_{17} = C_{BAT} R_t R_u k_3 k_6 - C_{BAT} R_t R_u k_2 k_7 + R_t k_7$$

$$k_{18} = R_t k_3 k_6 - R_t k_2 k_7$$

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).

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

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

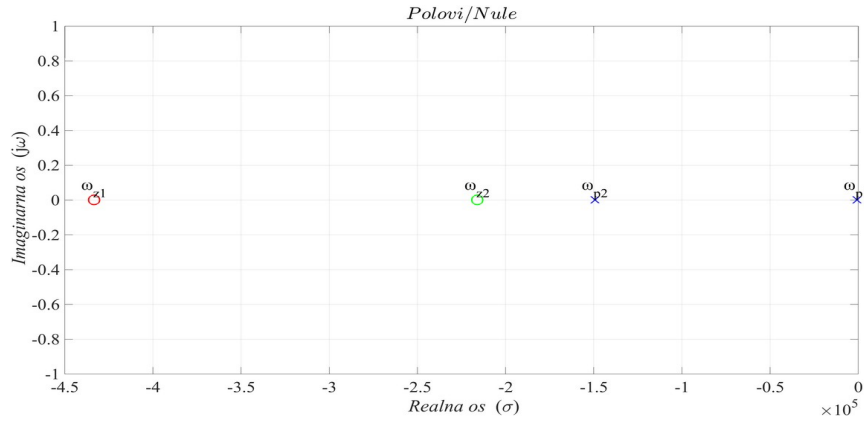
Ako zapišemo prijenosne funkcije (3.38) u obliku standardnog zapisa PT2 sustava s jednom nulom u brojniku, možemo odrediti prigušenje te vrijednosti vremenskih konstanti sustava (3.39).

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

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

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).

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

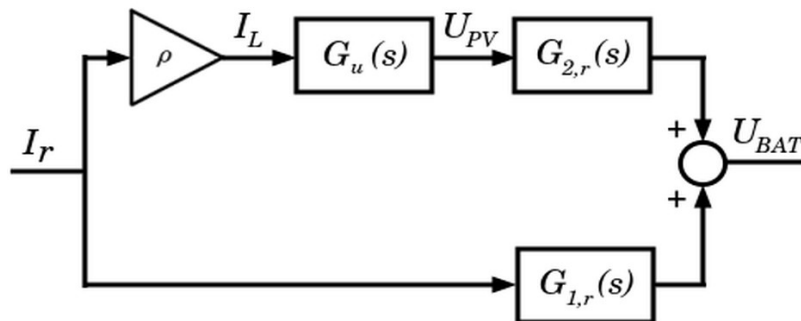


Slika 3.10: Grafički prikaz polova i nula prijenosnih funkcija $G_{1,r}(s)$ i $G_{2,r}(s)$ u kompleksnoj ravlini

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 ydominantnog 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 (3.40). Iz tog razloga prijenosne funkcije $G_1(s)$ i $G_2(s)$ se u konačnici mogu aproksimirati PT1 prijenosnim funkcijama:

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

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:

$$\begin{aligned} I_{D1} &= \frac{1}{T} \int i_L(t) dt \\ I_L &= \frac{1}{T} (I_m D T + I_f (1-D) T + \frac{1}{2} (I_r - m D T - I_m) D T + \frac{1}{2} (I_r - m D T - I_f) (1-D) T) \end{aligned} \quad (3.46)$$

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):

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

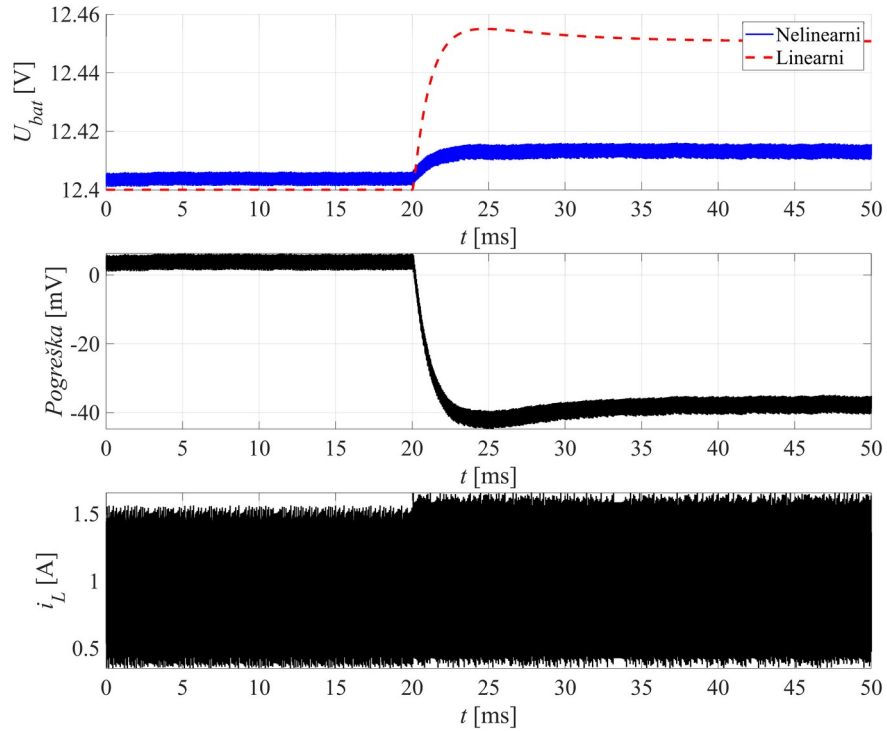
$$G_{CCM}(s) = \frac{K_1(1 + T_u s) + \rho K_u K_2}{(1 + T_u s)(1 + T_{p1} s)}$$

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”.

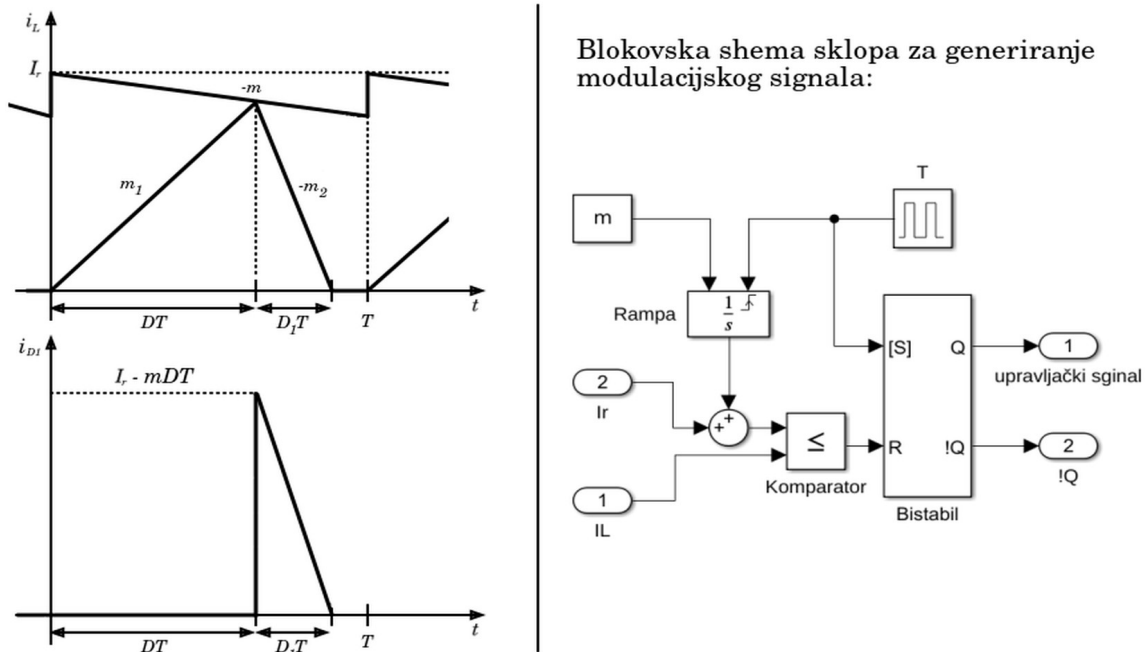


Slika 3.12: Odziv izlaznog napona U_{BAT} nelinearnog modela pretvarača i lineariziranog usrednjenog modela, pogreške linearizacije i struje zavojnice i_L nelinearnog modela na skokovitu pobudu $I_r(t) = 1.469 + 0.05S(t - 0.01)$ uz parametre: $U_{PV} = 5.7$ V, $U_{BAT} = 12.4$ V, $m = 1.389 \cdot 10^4$, $L = 60 \mu\text{H}$, $R_L = 100 \text{ m}\Omega$, $C_u = 1500 \mu\text{F}$, $C_i = 1200 \mu\text{F}$

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_{D1} 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

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

Faktor vođenja D može se odrediti iz izraza za nagib m_1 :

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

Faktor D_1 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_1 :

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

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:

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

Primjenjivanjem Laplaceove transformacije na (3.57) dobije se:

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

Jednadžba izlaznog strujnog kruga:

$$Ci \frac{du_{BAT}}{dt} = i_{D1} - i_1 \quad (3.59)$$

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

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

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:

$$\begin{aligned}
G_{1,r} &= \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = \frac{K_1}{1 + T_n s} & G_{2,r} &= \frac{U_{BAT}(s)}{U_{PV}(s)} = \frac{K_2}{1 + T_n s} \\
K_1 &= \frac{k_{13}}{k_{12}} & T_n &= \frac{k_{11}}{k_{12}} \\
K_2 &= \frac{k_{14}}{k_{12}}
\end{aligned} \tag{3.63}$$

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:

$$G_{DCM}(s) = \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = G_{1,r}(s) + \rho \cdot G_u(s) \cdot G_{2,r}(s) \quad (3.66)$$

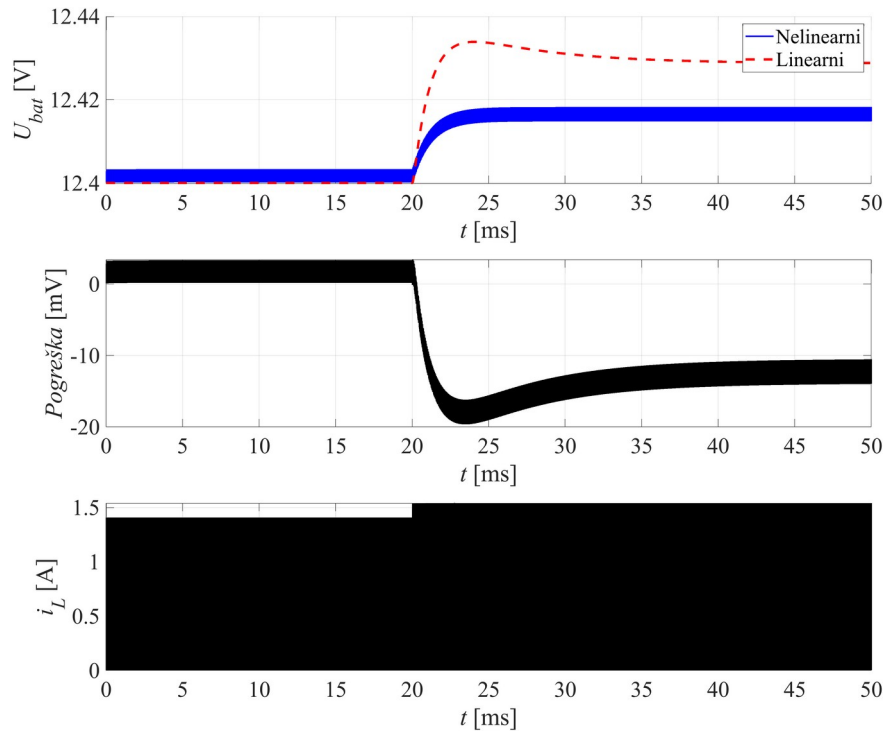
$$G_{DCM}(s) = \frac{K_1(1+T_u s) + \rho K_u K_2}{(1+T_n s)(1+T_u s)}$$

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 $I_r(t) = 1.469 + 0.05S(t - 0.01)$ uz parametre: $U_{PV} = 5.7$ V, $U_{BAT} = 12.4$ V, $m = 2.082 \cdot 10^4$, $L = 40$ μ H, $R_L = 100$ m Ω , $C_u = 1500$ μ F, $C_i = 1200$ μ F

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 teorije 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 kontinuiranog 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 sustav mijenja i koliko dugo se zadržava u pojedinom režimu rada.

Rješenje problema je prepoznavanje kada je granični uvjet zadovoljen:

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

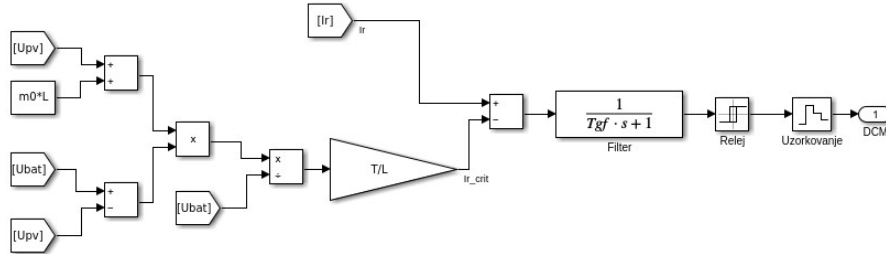
Uvrštavanjem izraza (3.54) i (3.52) u (4.1), dobije se konačan izraz za granični uvjet:

$$I_r \leq I_{r, crit} \quad (4.2)$$

$$I_{r, crit} = \frac{T}{L} \frac{(U_{PV} + mL)(U_{BAT} - U_{PV})}{U_{BAT}}$$

S obzirom na to da je uvjet (4.2) izveden pod pretpostavkom idealnog, usrednjenog modela sustava, njegova direktna primjena u simulacijskom modelu rezultira osjetljivošću na

oscilatornost referentne struje, što može uzrokovati neželjeno prebacivanje između CCM i DCM režima rada. Zbog toga je u simulacijskom modelu implementirana histereza uz filtriranje relevantnih signala, čime se postiže robusna detekcija radnog režima (Slika 4.1).

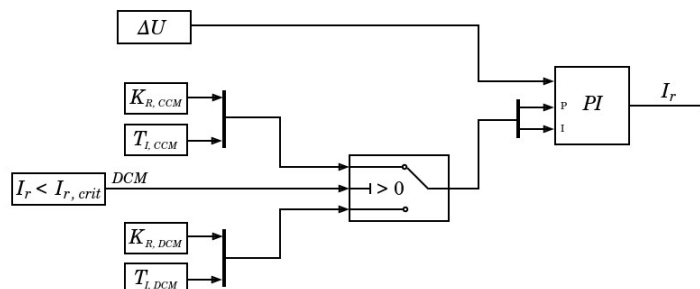


Slika 4.1: Simulink implementacija graničnog uvjeta

4.2. Upravljanje s promjenjivim parametrima regulatora

Budući da uzlazni pretvarač pokazuje različitu dinamiku u kontinuiranom (CCM) i diskontinuiranom (DCM) načinu rada, potrebno je projektirati zasebne regulatore ovisno o načinu punjenja baterije na izlazu pretvarača. Međutim, promjene između zasebnih regulatora, odnosno PI sklopova koji posjeduju vlastita stanja integratora, mogu uzrokovati trzaje u odzivu pretvarača prilikom promjene režima rada.

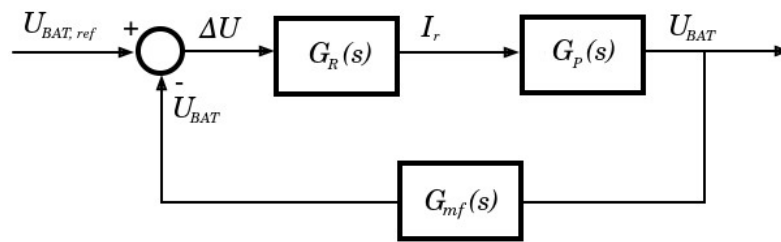
Kako bi se navedeni problem izbjegao, primjenjuje se metoda regulatora s promjenjivim parametrima (engl. *gain scheduling*), pri čemu se na temelju detektiranog režima rada (4.2) odabiru odgovarajući parametri regulatora (Slika 4.2).



Slika 4.2: Blokovska shema upravljanja s promjenjivim parametrima regulatora

4.3. Punjenje konstantnim naponom

Kada se baterija približi maksimalnom stanju napunjenosti, sustav prelazi u režim rada punjenja konstantnim naponom u kojem je cilj održavati izlazni napon U_{BAT} na zadanoj referentnoj vrijednosti U_{ref} . U ovom režimu rada izlazna struja pretvarača postupno opada, čime se smanjuje opterećenje baterijskih ćelija i sprječava njihovo prepunjenje (Slika 4.3).



Slika 4.3: Idealizirana blok shema punjenja konstantnim naponom

Kako bi se opisani način punjenja realizirao, potreban je regulator izlaznog napona koji osigurava stabilno praćenje referentne vrijednosti unatoč promjenama ulaznog napona i radnih uvjeta pretvarača. Radna točka sustava pri punjenju konstantnim naponom definirana je tablicom (Tablica 5).

Tablica 5: Parametri lineariziranog sustava 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
$I_{PV0} = I_{r0}$	1.469 A	m_0	$2.0825 * 10^4$

4.3.1 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 se dodaje niskopropusni (eng. *low pass filter*) RC filter kako bi se smanjila valovitost mjerenog izlaznog napona U_{BAT} .

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

$$G_{mf}(s) = \frac{1}{1+RCs} = \frac{1}{1+T_{mf}s} = \frac{1}{1+0.00008s} \quad (4.3)$$

4.3.2 Kontinuirani režim rada

Uvrštavanjem parametara (Tablica 5) u prethodno definiran model izlaznog napona za kontinuirani režim rada (3.50) dobije se:

$$G_p(s) = \frac{K_p(1+T_zs)}{(1+T_us)(1+T_{p1}s)} \cdot \frac{1}{(1+T_{mf}s)} \quad (4.4)$$

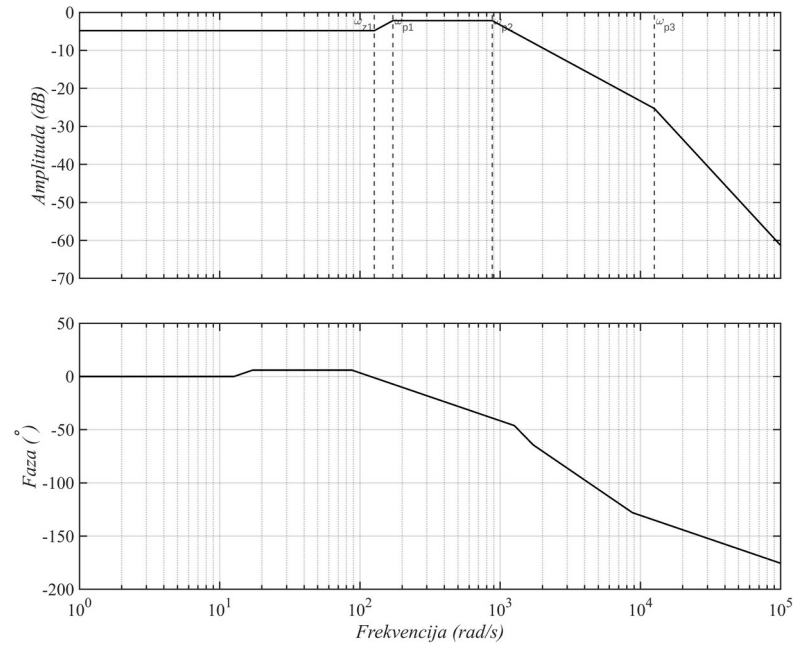
$$G_p(s) = \frac{0.5739(1+0.0079s)}{(1+0.0058s)(1+0.0011s)(1+0.00008s)}$$

Upravljanje izlaznim naponom pretvarača zahtjeva robustan regulator s malim nadvišenjem ($\sigma_m \approx 20\%$) i relativno velikim faznim osiguranjem ($\gamma_s \approx 60^\circ$). Kako bi se zadovoljili navedeni zahtjevi koristit će se *PI* regulator (4.5) projektiran metodom simetričnog optimuma s korigiranim koeficijentom pojačanja.

$$G_R(s) = K_R \frac{1+T_I s}{T_I s} \quad (4.5)$$

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.

Presječna frekvencija 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 4.4) 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 4.4: 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 :

$$\omega_c = \frac{\omega_{p3}}{a} = 3519 \text{ s}^{-1} \quad (4.7)$$

$$\omega_I = \frac{\omega_c}{a} = 985 \text{ s}^{-1}$$

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:

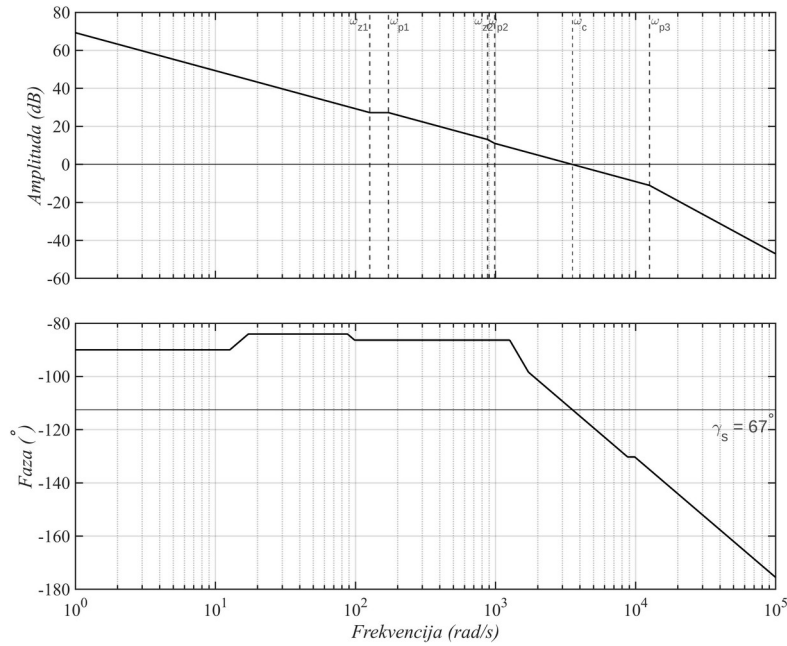
$$K_o = -20 \log\left(\frac{\omega_I}{\omega_c}\right) - 40 \log\left(\frac{\omega_{p2}}{\omega_I}\right) - 20 \log\left(\frac{\omega_{p1}}{\omega_{p2}}\right) - 20 \log\left(\frac{1}{\omega_z}\right)$$

$$K_o = \frac{K_R K_P}{T_I} = 69.29 \text{ dB} = 2915.1 \quad (4.8)$$

$$T_I = 0.001$$

$$K_R = 5.1562$$

Bodéov dijagram otvorenog kruga s regulatorom (Slika 4.5) pokazuje simetriju oko presječne frekvencije ne samo u nagibima -20 dB/dek već i -40 dB/dek.



Slika 4.5: Bodéov dijagram otvorenog kruga kontinuiranog modela izlaznog napona s regulatorom

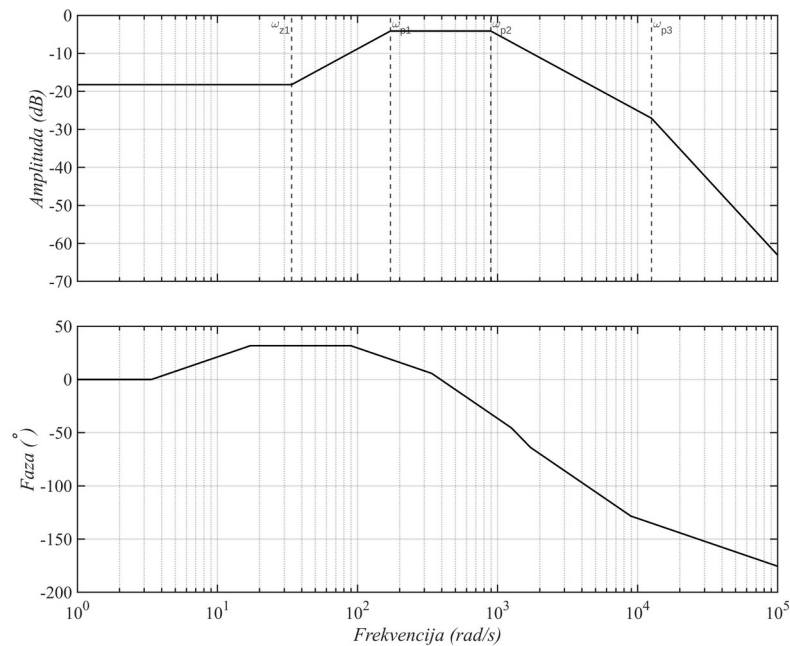
4.3.3 Diskontinuirani režim rada

Projektiranje regulatora provodi se na isti način kao i za kontinuirni način. Uvraštavanjem (Tablica 5) u model pretvarača za diskontinuirani režim rada (3.67) dobije se:

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

$$G_p(s) = \frac{0.1225(1+0.0295 s)}{(1+0.0058 s)(1+0.0011 s)(1+0.00008 s)}$$

Frekvencijska karakteristika prijenosne funkcije procesa (4.9) vidljiva je na Bodéovom dijagramu otvorenog kruga (Slika 4.6).



Slika 4.6: Bodéov dijagram otvorenog kruga diskontinuiranog modela izlaznog napona

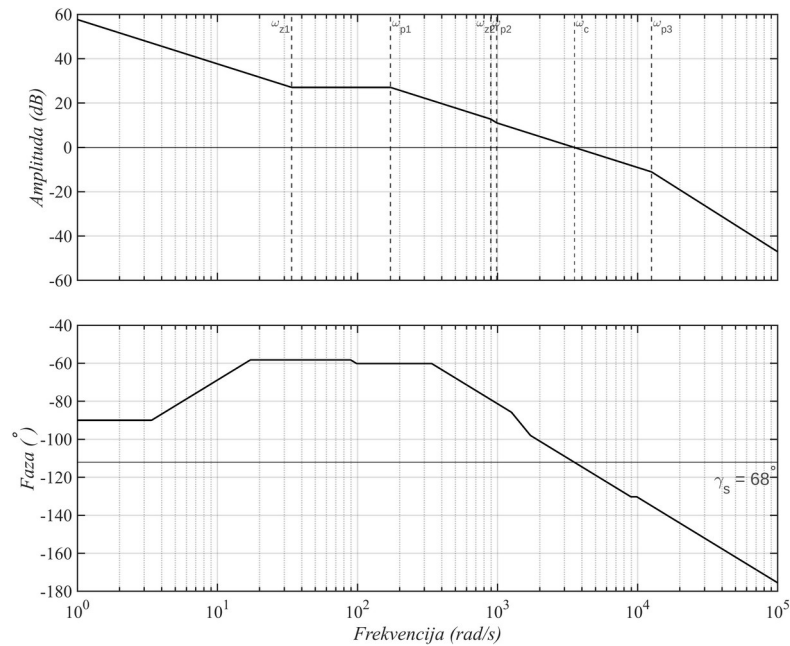
S obzirom na to da se bira isto nadvišenje i fazno osiguranje kao i kod projektiranja regulatora kontinuiranog modela, diskontinuirani model ima istu presječnu frekvenciju ω_c i frekvenciju integratora regulatora ω_I (4.7).

Pojačanje prijenosne funkcije otvorenog kruga dobija se očitavanjem s dijagrama (Slika 4.7) te se naknadno mogu izračunati parametri regulatora:

$$K_O = \frac{K_R K_P}{T_I} = 57.66 \text{ dB} = 763.54 \quad (4.10)$$

$$T_I = 0.001$$

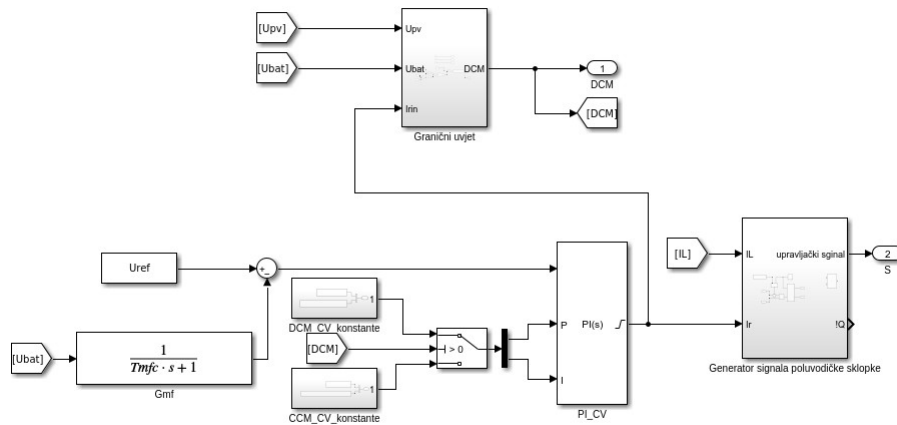
$$K_R = 6.324$$



Slika 4.7: Bodéov dijagram otvorenog kruga diskontinuiranog modela izlaznog napona s regulatorom

4.3.4 Simuliranje rada

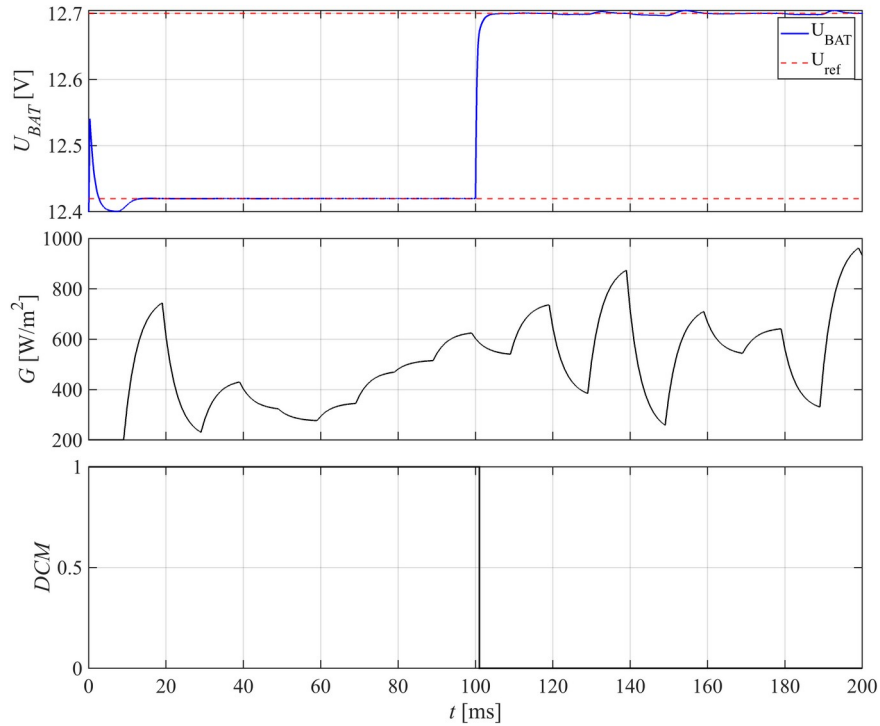
Simulacija rada sustava provedena je primjenom projektiranih parametara regulatora dobivenih izrazima (4.8) i (4.10) na nelinearni model uzlaznog pretvarača, baterije i fotonaponskog izvora realiziranih uz pomoć električnih komponenti dostupnih u programskom paketu „Simulink”. Regulacija (Slika 4.8) se sastoji od jednog regulatora s promjenjivim parametrima koji se mijenjaju ovisno o trenutnoj vrijednosti uvjeta (4.2) te generatora upravljačkog signala (Slika 3.9).



Slika 4.8: Blokovska shema regulacijske petlje za punjenje konstantnim naponom

Dodatno, izlaz regulatora ograničen je na maksimalnu vrijednost struje koju fotonaponski izvor može proizvesti ($I_{r, \max} = 1.97A$), pri čemu je za sprječavanje namatanja integratora primjenjena *clamping* metoda dostupna unutar samog PI Simulink bloka.

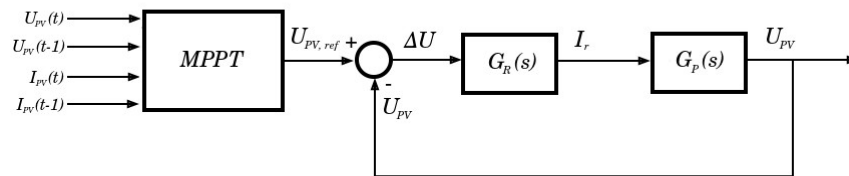
Odziv pretvarača za slučaj punjenja konstantnim naponom analiziran je pri promjenjivom sunčevom ozračenju fotonaponskog izvora. Signal ozračenja G generiran je kao nasumični stepenasti signal dodatno filtriran niskopropusnim filtrom. S obzirom na to koliko je malen vremenski period simulacije, signal ozračenja predstavlja nerealističan scenarij, ali i robusnost regulacijske petlje. Radna točka pretvarača je opisana tablicom (Tablica 5), a dobiveni rezultati simulacije su vidljivi na dijagramu (Slika 4.9).



Slika 4.9: Valni oblici izlaznog napona U_{BAT} , filtriranog nasumičnog signala ozračenja G te logike prijalaza između CCM i DCM režima rada. Referentni napon U_{ref} zadan je skokovitom funkcijom $U_{ref} = 12.42 + 0.28(t - 0.1)$.

4.4. Punjenje maksimalnom snagom

Za punjenje maksimalnom snagom potreban je MPPT (engl. *maximum power point tracking*) algoritam, koji za trenutno ozračenje G površine fotonaponskog izvora određuje referentnu vrijednost ulaznog napona $U_{PV,ref}$ s ciljem ostvarivanja maksimalne izlazne snage, a time i iskoristivosti (Slika 4.10).



Slika 4.10: Idealizirana blok shema punjenja maksimalnom snagom

Uz MPPT algoritam potreban je i regulator ulaznog napona U_{PV} koji prati referencu zadanu od strane algoritma. U narednim poglavljima izvest će se sinteza regulatora za pojedine režime rada u radnoj točki sustava opisanoj tablicom (Tablica 6)

Tablica 6: Parametri lineariziranog sustava pri punjenju maksimalnom snagom

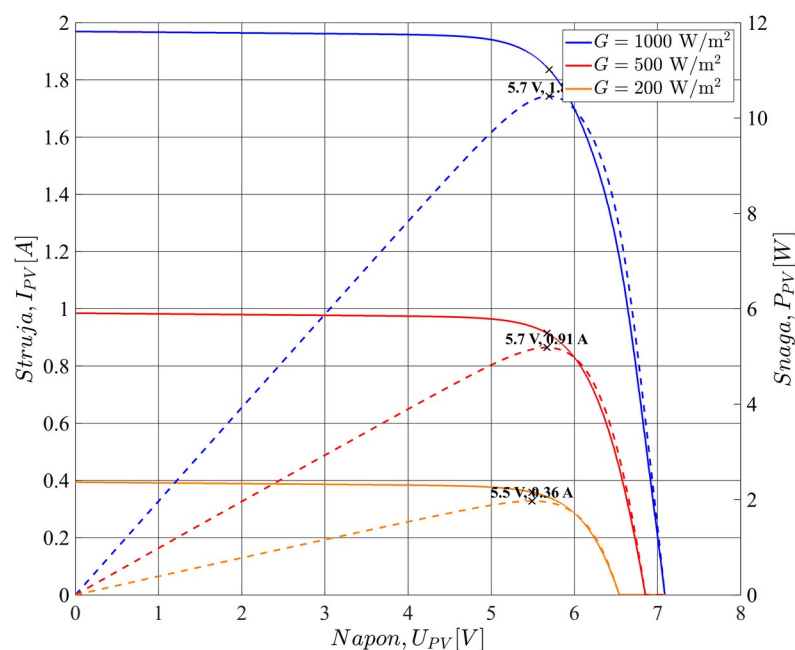
<i>Parametar</i>	<i>Vrijednost</i>	<i>Parametar</i>	<i>Vrijednost</i>
G	800 W/m^2	SOC	65%
U_{PV0}	5.7 V	U_{PVmin}	5.1 V
$I_{PV0} = I_{r0}$	1.469 A	U_{BATmax}	12.6 V
U_{BAT0}	10.8 V	m_0	$3.0002 * 10^4$

Budući da MPPT algoritam predstavlja sporiju nadređenu petlju, dok regulator napona djeluje u bržoj unutarnjoj petlji, ukupno ponašanje sustava ovisi o međudjelovanju ovih dviju razina upravljanja, kao i o nelinearnoj dinamici energetskog pretvarača.

4.4.1 MPPT algoritam

Velika mana fotonaponskih izvora je njihova mala iskoristivost (oko 10-22% snage osunčanja na površinu) te je za njih karakterističan obrnuto proporcionalan i nelinearan odnos napona U_{PV} i struje I_{PV} . Najveća iskoristivost se postiže u točki maksimalne snage (engl. *maximum power point*).

S obzirom na to da pozicija točke maksimalne snage ovisi o trenutnom sunčevom ozračenju na površinu G (Slika 4.11) i temperaturi samog modula, potrebno je osmisliti upravljački zakon koji za trenutne uvjete u kojima se fotonaponski modul nalazi, pronalazi idealnu referentnu veličinu napona U_{ref} za koju se postiže maksimalna iskoristivost. Navedeno se postiže s algoritmom traženja maksimalne snage MPPT (engl. *maximum power point tracking*).



Slika 4.11: Prikaz naponsko-strujne karakteristike i karakteristike snage fotonaponskog izvora opisanog tablicom (Tablica 1) za različita sunčeva ozračenja G

Postoje brojne tehnike praćenja maksimalne snage, a neke od njih su:

- Perturb and observe (P&O) – jednostavna implementacija, mala računalna zahtjevnost, ali oscilira oko MPP i loše podnosi brze promjene ozračenja G
- Incremental conductance (IC) – može točno prepoznati MPP uz manje oscilacija, ali je implementacija složenija te je osjetljiviji na šum
- Fuzzy logic – omogućuje brzo praćenje i dobar rad s nelinearnostima sustava, visoka robusnost s obzirom na šum te mala oscilatornost oko MPP. Mana je ta što se dizajn algoritma temelji na heurističkim, iskustveno definiranim pravilima, a ne egzaktnoj matematičkoj formulaciji sustava

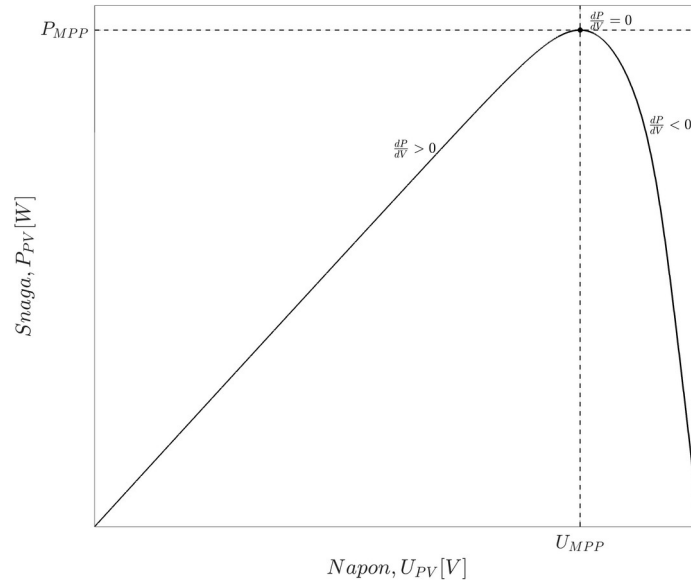
Za svrhe ovog rada koristit će se algoritam inkrementalne vodljivosti (engl. *Incremental conductance*). Algoritam se bazira na činjenici da je nagib karakteristike snage fotonaponskog izvora u točki maksimalne snage nula:

$$\begin{aligned}\frac{dP_{PV}}{dU_{PV}} &= \frac{(dU_{PV} \cdot dI_{PV})}{dU_{PV}} = I_{PV} + U_{PV} \frac{dI_{PV}}{dU_{PV}} = 0 \\ \frac{dI_{PV}}{dU_{PV}} &= -\frac{I_{PV}}{U_{PV}}\end{aligned}\quad (4.11)$$

- $\frac{dI_{PV}}{dU_{PV}}$ - simbolizira inkrementalnu vodljivost izvora
- $\frac{I_{PV}}{U_{PV}}$ - simbolizira trenutnu vodljivost izvora

S obzirom na to da se u praksi nikad ne može postići uvjet (4.11) često se stavlja tolerancijska pogreška koja smanjuje osciliranje algoritma oko točke maksimalne snage:

$$\frac{dI_{PV}}{dU_{PV}} = \pm \varepsilon \quad (4.12)$$

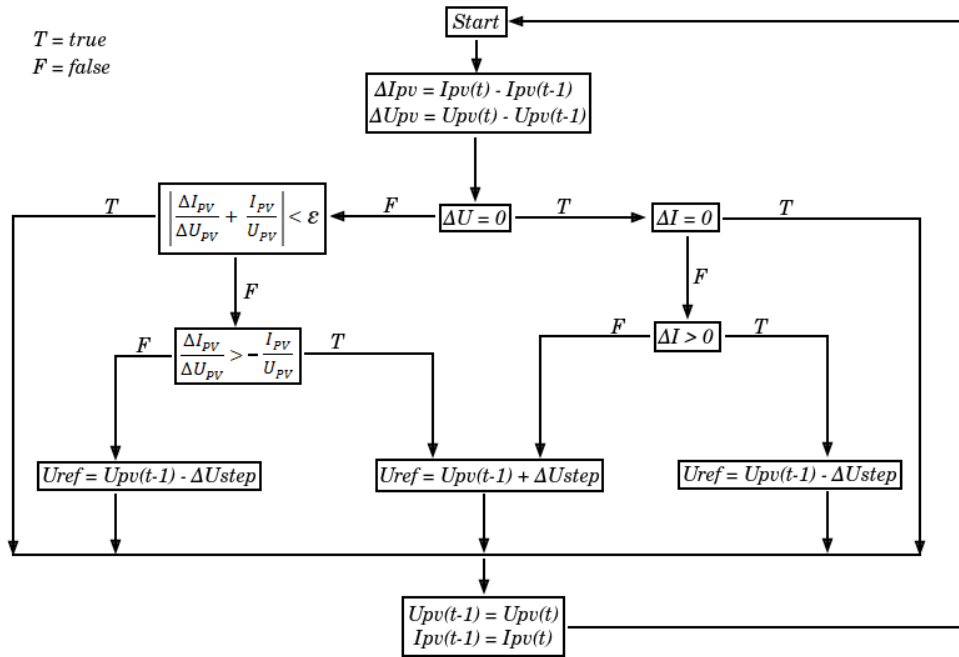


Slika 4.12: Prikaz nagiba (4.13) i njihovih predznaka na krivulji snage fotonaponskog izvora

Algoritam „zna” gdje se nalazi na krivulji snage fotonaponskog izvora tako što uspoređuje inkrementalnu vodljivost s trenutnom vodljivošću:

$$\frac{dI_{PV}}{dU_{PV}} > -\frac{I_{PV}}{U_{PV}} \quad ; \quad U_{PV} < U_{MPP} \qquad \frac{dI_{PV}}{dU_{PV}} < -\frac{I_{PV}}{U_{PV}} \quad ; \quad U_{PV} > U_{MPP} \quad (4.13)$$

Dijagram toka algoritma za traženje točke maksimalne snage fotonaponskog izvora praćenjem inkrementalne vodljivosti vidljiv je na slici (Slika 4.13).



Slika 4.13: Dijagram toka algoritma inkrementalne vodljivosti

4.4.2 Kontinuirani režim rada

Za razliku od punjenja konstantnim naponom, za prijenosnu funkciju procesa neće se koristiti izraz (3.50) već prijenosna funkcija ulaznog kruga pretvarača. S obzirom na to da će regulacijska petlja forsirati fotonaponski izvor da radi u točki maksimalne snage, potrebno je modificirati prijenosnu funkciju ulaznog napona koju smo koristili ranije (3.44) za rad u točki maksimalne snage gdje vrijedi:

$$\frac{dP_{PV}}{dU_{PV}} = \frac{d(U_{PV} \cdot I_{PV})}{dU_{PV}} = 0 \quad (4.14)$$

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

$$\Delta I_{PV} = -\frac{I_{PV}}{U_{PV}} \Delta U_{PV} \quad (4.15)$$

Uvrštavanjem izraza (4.15) u (3.42) dobije se konačna prijenosna funkcija ulaznog kruga za rad u točki maksimalne snage:

$$G_u(s) = \frac{U_{PV}(s)}{I_L(s)} = \frac{K_u}{1 + T_u s} \quad (4.16)$$

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

Izlaz regulatora biti će referentna struja I_r pa je potrebno dodati faktor ρ definiran izrazom (3.48) koji pretvara referentnu struju I_r u struju zavojnice I_L . Stoga, konačna prijenosna funkcija procesa za upravljanje ulaznim naponom U_{PV} pretvarača definirana je kao:

$$G_p(s) = \rho_{CCM} \cdot G_u(s) = \frac{\rho_{CCM} K_u}{1 + T_u s} = \frac{K_p}{1 + T_p s} \quad (4.17)$$

Uvrštavanjem parametara radne točke definirane tablicom (Tablica 6) u prijenosnu funkciju procesa dobije se:

$$G_p(s) = \frac{-2.193}{1 + 0.00582s} \quad (4.18)$$

Kao i za metodu punjenja konstantnim naponom, koristit će se PI regulator. S obzirom na to da MPPT algoritam može uzrokovati česte promjene referentnog napona potrebno je projektirati regulator koji ima brz odziv na poremećaj što će za posljedicu imati određenu količinu nadvišenja σ_m .

Zahtjevi dizajna regulatora mogu se zadovoljiti metodom tehničkog optimuma koji se parametrira na sljedeći način:

- T_I – postavlja se na vrijednost dominantne vremenske konstante procesa T_p
- K_R – izračunava se izjednačavanjem vremenske konstante prijenosne funkcije zatvorenog kruga sustava T_z i vremenske konstante procesa T_p

Navedni postupak je vidljiv u izvodima (4.19).

$$T_I = T_p \rightarrow G_o(s) = G_R(s) \cdot G_p(s) = \frac{K_R K_p}{T_I s} \quad (4.19)$$

$$G_z(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} = \frac{1}{1 + \frac{T_I}{K_R K_p} s} = \frac{1}{1 + T_z s}$$

$$T_I = T_p \rightarrow G_o(s) = G_R(s) \cdot G_p(s) = \frac{K_R K_p}{T_I s} \quad (4.19)$$

$$T_z = \frac{T_I}{K_R K_p} = T_I \rightarrow K_R = \frac{1}{K_p}$$

Uvrštavanjem vrijednosti parametara radne točke navedenih tablicom (Tablica 6) dobije se:

$$T_I = 0.0058 \quad K_R = -0.456 \quad (4.20)$$

4.4.3 Diskontinuirani režim rada

Sinteza regulatora za diskontinuirani režim rada provodi se analogno postupku opisanom za kontinuirani režim rada. Razlika se očituje isključivo u matematičkom modelu pretvarača tj. za faktor ρ koristit će se izraz definiran za diskontinuirani režim rada (3.65). Izuzev navedenog, prijenosna funkcija procesa je identična:

$$G_p(s) = \rho_{DCM} \cdot G_u(s) = \frac{\rho_{DCM} K_u}{1 + T_u s} = \frac{K_p}{1 + T_p s} \quad (4.21)$$

Uvrštavanjem vrijednosti parametara u radnoj točki (Tablica 6) dobije se numerička prijenosna funkcija:

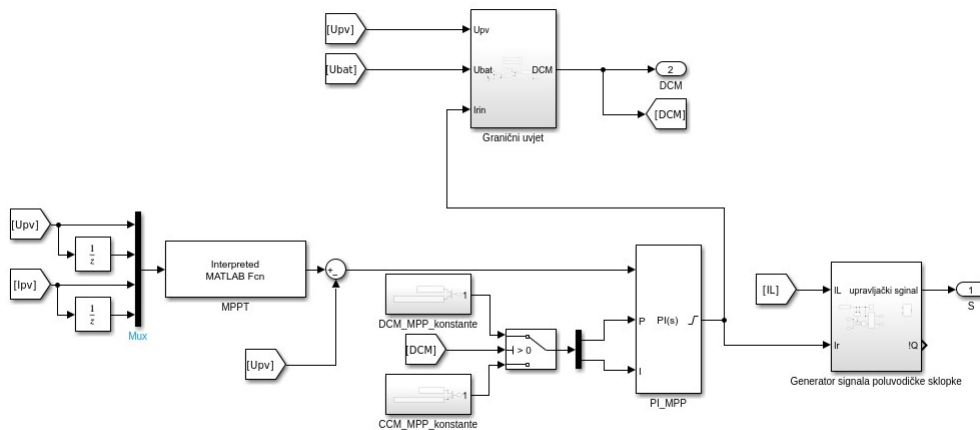
$$G_p(s) = \frac{-5.78}{1 + 0.00582s} \quad (4.22)$$

Kao i za kontinuirani režim rada provodi se metoda tehničkog optimum za parametriranje regulatora:

$$T_I = 0.0058 \quad K_R = -0.173 \quad (4.23)$$

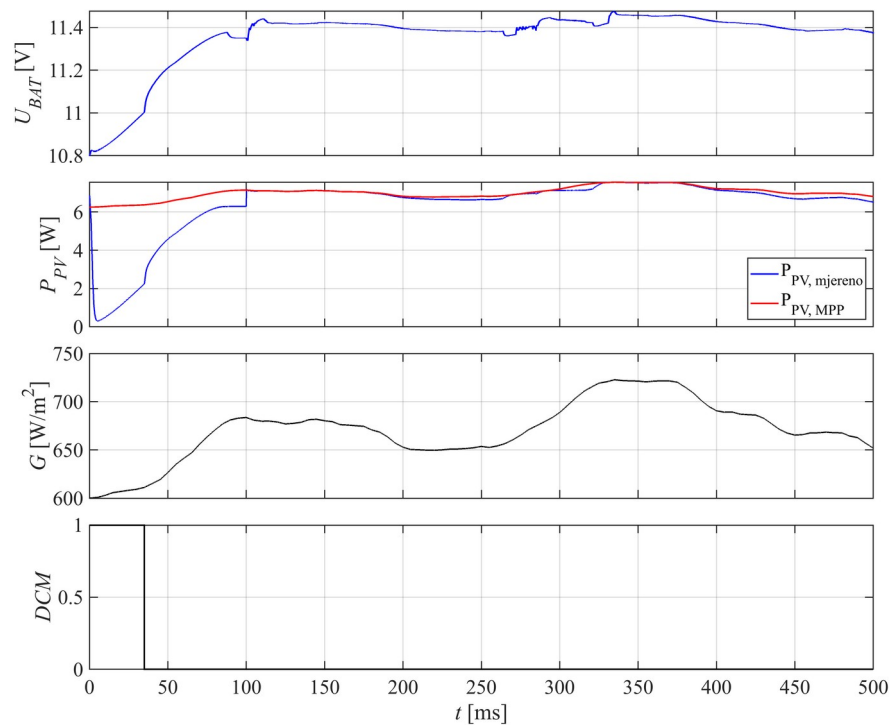
4.4.4 Simuliranje rada

Simuliranje rada sustava sa slučaj punjenja baterije maksimalnom snagom provodi se primjenom regulatora (4.20) i (4.23) na nelinearnom modelu pretvarača, baterije i fotonaponskog izvora. Topologija regulacijske petlje (Slika 4.14) analogna je za slučaj simuliranja rada sustava pri punjenju konstantnim naponom (Slika 4.8).



Slika 4.14: Blokovska shema regulacijske petlje za punjenje maksimalnom snagom

Odziv pretvarača za slučaj punjenja maksimalnom snagom analiziran je pri promjenjivom sunčevom ozračenju fotonaponskog izvora. Dijagram (Slika 4.15) odziva prikazuje i postignutu snagu fotonaponskog izvora P_{PV} tijekom simulacije kao i maksimalna ostvariva snaga tj. P_{MPP} za zadano sunčevo ozračenje G . Na ovaj način se prikazuje svrha kao i kvaliteta MPPT algoritma. Na dijagramu je također vidljivo da postoji vrijeme porasta t_r tj. vrijeme potrebno da regulacijska petlja dođe do referentne vrijednosti ($t_r \approx 100$ ms).



Slika 4.15: Valni oblici izlaznog napona U_{BAT} , snaga fotonaponskog izvora P_{PV} , filtriranog nasumičnog signala ozračenja G te logike prijalaza između CCM i DCM režima rada.

5. Cjeloviti model procesa i regulacijske petlje

Kako bi se postigao konačan cilj punjenja baterijskog paketa u svim njegovim stanjima:

- punjenja maksimalnom snagom () i () .

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