



# 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 energetsku 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 energetskog 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 energetskog 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*.

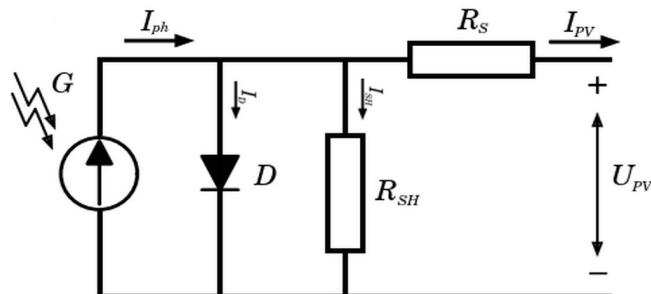
# 1. Fotonaponski izvor

Fotonaponski izvori su iznimno nelinearni izvori energije i kao takvi predstavljaju 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 sunčevu 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 operacije 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  $R_{SH}$ :

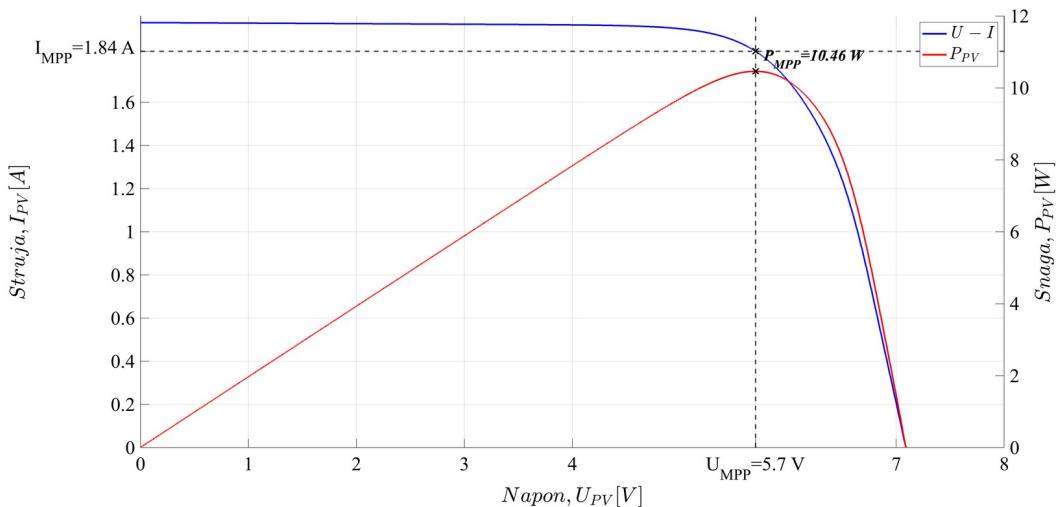
- $R_S$  predstavlja unutarnje otpore strujnom toku unutar članka kao što su otpor kontakata i otpor materijala samog poluvodiča
- $R_{SH}$  je paralelni otpor i predstavlja curenje kroz neidalnosti spoja

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 MΩ		

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  $G = 1000 \text{ W/m}^2$ ,  $t = 25^\circ\text{C}$

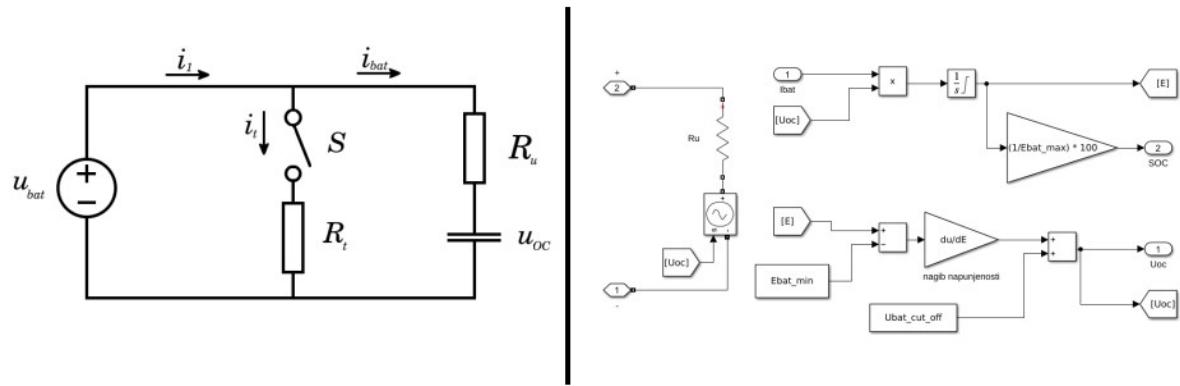
Parametar	Vrijednost
$I_{MPP}$	1.85 A
$U_{MPP}$	5.7 V
$P_{MPP}$	11 W

## 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 implementacija 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  $i_l$ :

$$\begin{aligned} i_1 &= i_t + i_{bat} \rightarrow i_1 = \frac{u_{bat}}{R_t} + \frac{u_{bat} - u_{oc}}{R_u} \\ i_1 &= \max(0, \frac{R_u + R_t}{R_t R_u} u_{bat} - \frac{1}{R_u} u_{oc}) \end{aligned} \quad (2.1)$$

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

$$\begin{aligned} u_{oc} &= \frac{1}{C_{bat}} \int i_{bat}(t) dt = \frac{1}{C_{bat}} \int \frac{u_{bat} - u_{oc}}{R_u} dt \\ C_{bat} \frac{du_{oc}}{dt} &= \frac{u_{bat} - u_{oc}}{R_u} \\ U_{oc}(s) &= \frac{1}{C_{bat} R_u s + 1} U_{bat}(s) \end{aligned} \quad (2.2)$$

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  $i_1$  o izlaznom naponu  $u_{bat}$ . Laplaceovom transformacijom izraza (2.1) i uvrštanjem 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 kΩ
$I_{discharge}$	10 A	$C$	2118 F
$E_{max}$	37.8 Wh	$E_{min}$	0 Wh

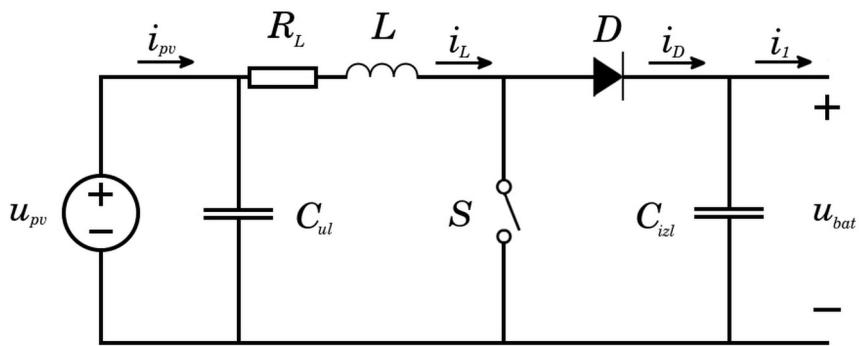
### 3. Istosmjerni uzlazni pretvarač

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 energetsku učinkovitost.

U nadolazećim potpoglavlјima 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 napunjenošći, maksimalnom snagom i konstantnim naponom.

#### 3.1. Opis pretvarača

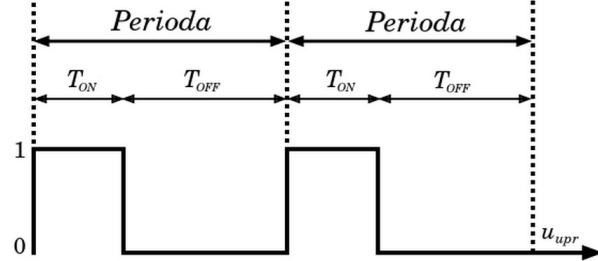
Istosmjerni uzlazni pretvarač (Slika 3.1) jedan je od temeljnih uređaja energetske elektronike koji na svom ulazu prima napon  $U_{PV}$ , a na svom izlazu proizvodi napon  $U_{BAT}$  veće srednje vrijednosti. Navedeno se postiže primjenom samo jednog aktivnog elementa – sklopke  $S$ . Sklopka, naječešće 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

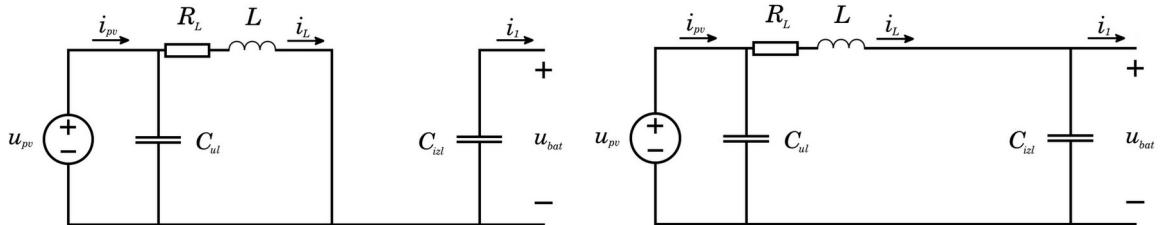
Rad sklopke  $S$  se regulira upravljačkim signalom  $u_{pr}$  (Slika 3.2) visoke frekvencije, obično u rasponu od 100-500 kHz. Faktor vođenja  $D$  (engl. *duty cycle*) označava udio vremena

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

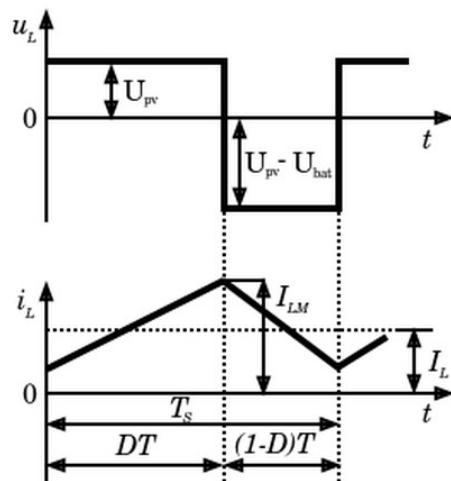
Parametar	Vrijednost	Parametar	Vrijednost
$L$	$40 \mu H$	$f$	$100 kHz$
$R_L$	$100 m\Omega$	$T$	$10 \mu s$
$C_u$	$1500 \mu F$	$C_i$	$1200 \mu F$

## 3.2. Naponski način upravljanja

Pri naponskom načinu upravljanja uzlaznim pretvaračem regulacijska petlja određuje referentnu vrijednost izlaznog napona  $U_{BAT, ref}$  koju komparator uspoređuje s vrijednošću pilastog naponskog signala. Sjedište pilastog napona i pravca definiranog s  $U_{BAT, ref}$  određuje trenutak isljučenja poluvodičke sklopke  $S$  te se na taj način postiže modulacija širinom impulsa PWM (engl. *pulse width modulation*).

### 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 potroši svu pohranjenu energiju prije kraja jedne periode  $T$ .



Slika 3.4: Napon  $u_L$  i struja  $i_L$  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

rijecima, faktor vođenja je omjer perioda  $T_{ON}$  i  $T_{OFF}$ . To znači da se svaki ciklus preklapanja sklopke  $S$  može 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  $C_i$  je jednaka nuli.

Matematički model ovog uzlaznog pretvarača (Slika 3.1) može se opisati u potpunosti s 3 diferencijalne jednadžbe tj. sustavom trećeg reda. Svaka diferencijalna jednadžba predstavlja jedan od spremnika energije u sustavu:  $C_u$ ,  $L$  i  $C_i$ . 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:

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= u_{pv} - R_L i_L \\ C_u \frac{du_{pv}}{dt} &= i_{pv} - i_L \\ C_i \frac{du_{bat}}{dt} &= -i_1 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Za vremenski interval kad je skopka  $S$  isključena vrijedi:

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= u_{pv} - R_L i_L - u_{bat} \\ C_u \frac{du_{pv}}{dt} &= i_{pv} - i_L \\ C_i \frac{du_{bat}}{dt} &= i_L - i_1 \end{aligned} \tag{3.2}$$

U praksi se model pretvarača za kontinuirani, odnosno diskontinuirani režim rada realizira usrednjavanjem izraza (3.1) i (3.2). Primjenom usrednjjenog modela gubi se valovitost struje zavojnice  $i_L$  i izlaznog napona  $U_{BAT}$ , no istodobno se značajno ubrzava vrijeme simulacije rada modela, čime se olakšava i projektiranje regulacijske petljes. Množenjem

jednadžbi (3.1) s  $D$  i jednadžbi (3.2) s  $(1-D)$ , a zatim njihovim zbrajanjem, dobiva se usrednjeni model pretvarača:

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

Ako u model pretvarača uključimo i strujni krug na izlazu pretvarača, izlazna struja  $i_1$  se supstituiira izrazom (2.1) uz uvjet da sustav dobije još jednu varijablu stanja:

$$L \frac{di_L}{dt} = u_{pv} - R_L i_L - (1-D) u_{bat} \quad (3.4)$$

$$C_u \frac{du_{pv}}{dt} = i_{pv} - i_L \quad (3.5)$$

$$C_i \frac{du_{bat}}{dt} = (1-D) i_L - \frac{R_u + R_t}{R_t R_u} u_{bat} + \frac{1}{R_u} u_{oc} \quad (3.6)$$

$$C_{bat} \frac{du_{oc}}{dt} = \frac{1}{R_u} u_{bat} - \frac{1}{R_u} u_{oc} \quad (3.7)$$

Prikaz sustava u prostoru stanja matrični je zapis matematičkog modela koji daje jasan uvid u energetske spremnike dinamičnog sustava. Usrednjeni model (3.3) može se prikazati pomoću zapisa u prostoru stanja, međutim model je trenutno nelinearan. Sljedeći korak je provesti linearizaciju modela primjenom Taylorovog reda prvog stupnja. Prostor stanja sastoji se od četiri varijable stanja i jedne ulazne varijable:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\Delta i}_L \\ \dot{\Delta u}_{pv} \\ \dot{\Delta u}_{bat} \\ \dot{\Delta u}_{oc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta i_L \\ \Delta u_{pv} \\ \Delta u_{bat} \\ \Delta u_{oc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} \cdot [\Delta D] \\ [\Delta u_{bat}] &= [c_1 \ c_2 \ c_3 \ c_4] \cdot \begin{bmatrix} \Delta i_L \\ \Delta u_{pv} \\ \Delta u_{bat} \\ \Delta u_{oc} \end{bmatrix} + d_1 \cdot [\Delta D] \end{aligned} \quad (3.8)$$

Linearizacija jednadžbe struje zavojnice (3.4):

$$\begin{aligned}
a_{11} &= \frac{\partial \dot{i}_L}{\partial i_L} = -\frac{R_L}{L} & a_{12} &= \frac{\partial \dot{i}_L}{\partial u_{pv}} = \frac{1}{L} \\
a_{13} &= \frac{\partial \dot{i}_L}{\partial u_{bat}} = \frac{D-1}{L} & b_1 &= \frac{\partial \dot{i}_L}{\partial D} = \frac{U_{bat}}{L}
\end{aligned} \tag{3.9}$$

Linearizacija jednadžbe ulaznog napona (3.5) uz uvjet da se linearizacija provodi oko točke maksimalne proizvodnje snage fotonaponskog izvora:

$$\begin{aligned}
\frac{dP_{pv}}{du_{pv}} &= 0 \rightarrow \frac{\Delta i_{pv}}{\Delta u_{pv}} = -\frac{I_{PV}}{U_{PV}} \\
a_{21} &= \frac{\partial \dot{u}_{pv}}{\partial i_L} = -\frac{1}{C_u} & a_{22} &= \frac{\partial \dot{u}_{pv}}{\partial u_{pv}} = -\frac{I_{PV}}{C_u U_{PV}}
\end{aligned} \tag{3.10}$$

Linearizacija jednadžbe izlaznog napona (3.6):

$$\begin{aligned}
a_{31} &= \frac{\partial \dot{u}_{bat}}{\partial i_L} = \frac{1-D}{C_i} & a_{33} &= \frac{\partial \dot{u}_{bat}}{\partial u_{bat}} = -\frac{R_u + R_t}{C_i R_u R_t} \\
a_{34} &= \frac{\partial \dot{u}_{bat}}{\partial u_{oc}} = \frac{1}{C_i R_u} & b_3 &= \frac{\partial \dot{u}_{bat}}{\partial D} = -\frac{I_L}{C_i}
\end{aligned} \tag{3.11}$$

Linearizacija jednadžbe izlaznog kruga (3.7):

$$a_{33} = \frac{\partial \dot{u}_{oc}}{\partial u_{bat}} = \frac{1}{C_{BAT} R_u} \quad a_{34} = \frac{\partial \dot{u}_{oc}}{\partial u_{oc}} = -\frac{1}{C_{BAT} R_u} \tag{3.12}$$

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

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{A}i_L \\ \dot{A}u_{pv} \\ \dot{A}u_{bat} \\ \dot{A}u_{oc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{D-1}{L} & 0 \\ -\frac{1}{C_u} & -\frac{I_{PV}}{C_u U_{PV}} & 0 & 0 \\ \frac{1-D}{C_i} & 0 & -\frac{R_u + R_t}{C_i R_u R_t} & \frac{1}{C_i R_u} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{BAT} R_u} & -\frac{1}{C_{BAT} R_u} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta i_L \\ \Delta u_{pv} \\ \Delta u_{bat} \\ \Delta u_{oc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{U_{BAT}}{L} \\ 0 \\ -\frac{I_L}{C_i} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [\Delta D] \\
[\Delta u_{bat}] &= [0 \ 0 \ 1 \ 0] \cdot \begin{bmatrix} \Delta i_L \\ \Delta u_{pv} \\ \Delta u_{bat} \\ \Delta u_{oc} \end{bmatrix} + 0 \cdot [\Delta D]
\end{aligned} \tag{3.13}$$

Konačna prijenosna funkcija usrednjenog modela uzlaznog pretvarača može se dobiti iz prostora stanja (3.13) primjenom formule (3.14). Prijenosna funkcija je bitna zato što opisuje odziv izlazne varijable na male promjene ulazne varijable oko radne točke oko koje je model lineariziran.

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (3.14)$$

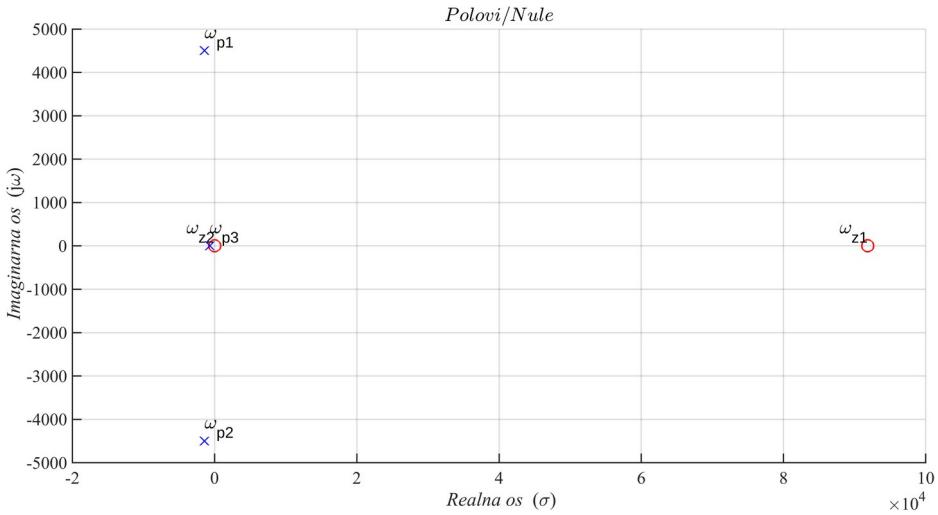
Konačna prijenosna funkcija sustava:

$$G(s) = \frac{U_{BAT}(s)}{D(s)} = \frac{k_6 s^3 + k_7 s^2 + k_8 s + k_9}{k_1 s^4 + k_2 s^3 + k_3 s^2 + k_4 s + k_5} \quad (3.15)$$

Trenutno prijenosna funkcija (3.15) je četvrtog reda, ali ako se pretpostavi da vrijednost kapaciteta baterije teži u beskonačnost  $C_{BAT} \rightarrow \infty$ , red prijenosne funkcije se smanji za jedan spremnik energije:

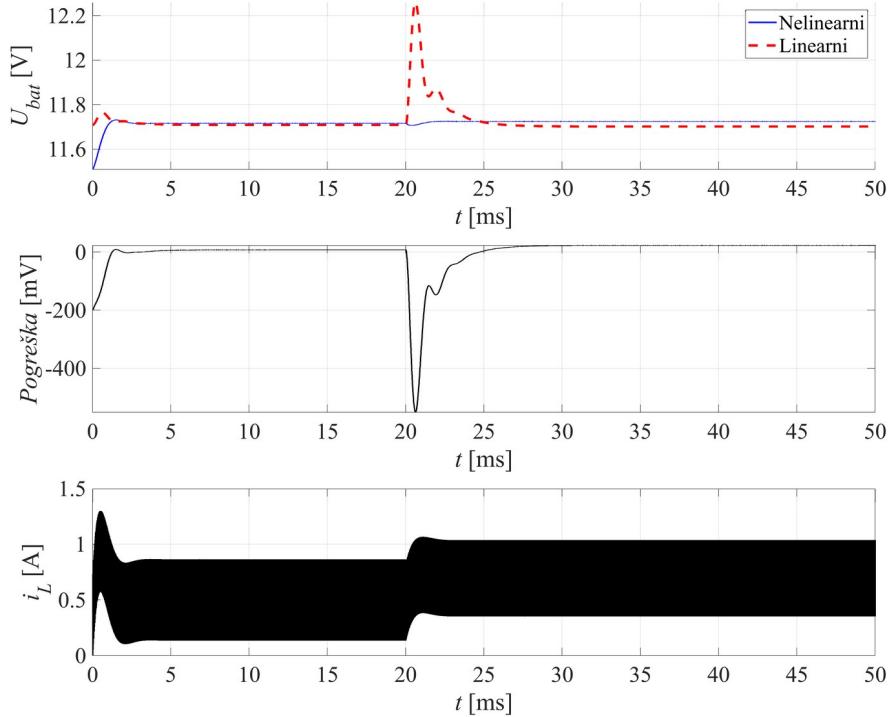
$$\begin{aligned} G_r(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{D(s)} = \frac{k_5 s^2 + k_6 s + k_7}{k_1 s^3 + k_2 s^2 + k_3 s + k_4} \\ k_1 &= C_i C_u L R_t R_u U_{PV} \\ k_2 &= C_u L R_t U_{PV} + C_u L R_u U_{PV} + C_i I_{PV} L R_t R_u + C_i C_u R_L R_t R_u U_{PV} \\ k_3 &= C_u R_t R_u U_{PV} D^2 - 2 C_u R_t R_u U_{PV} D + I_{PV} L (R_t + R_u) + C_u R_L U_{PV} (R_u + R_t) \\ &\quad + R_t R_u U_{PV} (C_i + C_i) + R_t R_u (C_u U_{PV} + C_i I_{PV} R_L) \\ k_4 &= I_{PV} R_t R_u D^2 - 2 I_{PV} R_t R_u D + U_{PV} (R_t + R_u) + I_{PV} R_L (R_t + R_u) + I_{PV} R_t R_u \\ k_5 &= -C_u I_L L R_t R_u U_{PV} \\ k_6 &= C_u R_t R_u U_{BAT} U_{PV} - I_L I_{PV} L R_t R_u - C_u D R_t R_u U_{BAT} U_{PV} - C_u I_L R_L R_t R_u U_{PV} \\ k_7 &= I_{PV} R_t R_u U_{BAT} (1 - D) - I_L R_t R_u (U_{PV} + I_{PV} R_L) \end{aligned} \quad (3.16)$$

Polovi sustava za naponski način upravljanja su konjugirano kompleksni tj. prigušenje sustava je  $\zeta < 1$ . Nazivnik se ne može zapisati kao umnožak zasebnih polova, a posotji i nula u duenoj polravnini što onemogućuje zanemarivanje učinka nule (Slika 3.5).



Slika 3.5: Grafički prikaz polova i nula prijenosne funkcije  $G_r(s)$  za parametre pretvarača definirane tablicom (Tablica 4)

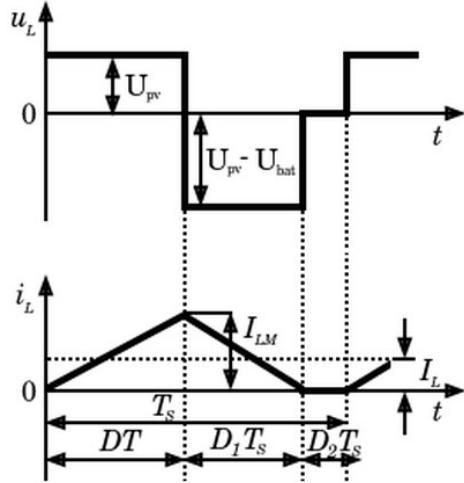
Snimanjem odziva lineariziranog modela pretvarača (3.16) i odziva nelinearnog modela ostvarenog realnim električnim komponentama, moguće je potvrditi kvalitetu pojednostavljenog modela i točnost same linearizacije (Slika 3.6).



Slika 3.6: Odziv izlaznog napona  $U_{BAT}$  nelinearnog modela pretvarača i lineariziranog usrednjjenog modela, pogreške linearizacije i struje zavojnice  $i_L$  nelinearnog modela na na skokovitu pobudu  $D(t) = 0.5275 + 0.1S(t - 0.02)$  uz parametre:  $U_{PV} = 5.7$  V,  $U_{BAT} = 11.7$  V,  $L = 40 \mu H$ ,  $R_L = 100 m\Omega$ ,  $C_u = 1500 mF$ ,  $C_i = 1200 mF$

### 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 (Slika 3.7). Period u kojem sklopka  $S$  ne vodi ( $T_{OFF}$ ) se sada dijeli u ovisnosti o postojanju struje zavojnice  $i_L$  na periode  $D_1T_S$  i  $D_2T_S$ .



Slika 3.7: Napon  $u_L$  i struja  $i_L$  zavojnice u diskontinuiranom režimu rada pretvarača

Zavojnica krajem svake periode uklapanja  $T_S$  preda svu svoju energiju (Slika 3.7) što ujedno znači da prijelazna pojava punjenja struje zavojnice iz kontinuiranog režima rada (3.4) ovdje nije prisutna. Nadalje, to znači da se struja zavojnice  $i_L$  više nije definirana diferencijalnom jednadžbom već algebarskim izrazom. Srednja vrijednost struje zavojnice  $i_L$  i faktor vođenja  $D_1$  mogu se odrediti iz maksimalne vrijednosti struje zavojnice  $I_{LM}$ :

$$\begin{aligned}
 I_{LM} &= \frac{U_{PV} DT}{L} = \frac{(U_{BAT} - U_{PV}) D_1 T}{L} \\
 D_1 &= \frac{U_{PV}}{U_{BAT} - U_{PV}} \cdot D \\
 \bar{i}_L &= \left( \frac{I_{LM} D T}{2} + \frac{I_{LM} D_1 T}{2} \right) \cdot \frac{1}{T} \\
 \bar{i}_L &= \frac{U_{PV} U_{BAT} D^2 T}{2 L (U_{BAT} - U_{PV})}
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

Trenutni izraz za srednju vrijednost struje zavojnice (3.17) je nelinearan te ga je potrebno linearizirati:

$$\begin{aligned}\Delta i_L &= k_1 \Delta u_{pv} + k_2 \Delta u_{bat} + k_3 \Delta d \\ k_1 &= \frac{\partial i_L}{\partial u_{pv}} = \frac{U_{BAT}^2 D^2 T}{2L(U_{BAT} - U_{PV})^2} \\ k_2 &= \frac{\partial i_L}{\partial u_{bat}} = -\frac{U_{PV}^2 D^2 T}{2L(U_{BAT} - U_{PV})^2} \\ k_3 &= \frac{\partial i_L}{\partial d} = \frac{U_{PV}^2 U_{BAT} D^2 T}{L(U_{BAT} - U_{PV})^2}\end{aligned}\quad (3.18)$$

Diferencijalne jednadžbe usrednjjenog modela ulaznog pretvarača u diskontinuiranom režimu rada:

$$C_{ul} \frac{du_{pv}}{dt} = i_{pv} - i_L \quad (3.19)$$

$$C_i \frac{du_{bat}}{dt} = i_D - i_1 \quad (3.20)$$

$$C_{bat} \frac{du_{oc}}{dt} = \frac{1}{R_u} u_{bat} - \frac{1}{R_u} u_{oc} \quad (3.21)$$

Jednadžba ulaznog napona (3.19) i jednadžba izlaznog kurga (3.21) ostaju iste kao i za kontinuirani režim rada, ali jednadžba izlaznog napona zabilježava promjenu (3.20). Srednja struja kroz diodu se može opisati na sljedeći način:

$$\begin{aligned}I_{DM} &= \frac{(U_{BAT} - U_{PV}) D_1 T}{L} \\ i_D &= \frac{1}{T} \left( \frac{I_{DM} \cdot D_1 T}{2} \right) = \frac{U_{PV}^2 D^2 T}{2L(U_{BAT} - U_{PV})}\end{aligned}\quad (3.22)$$

Odbostruje kroz diodu  $i_D$  (3.22) struje kroz zavojnicu  $i_L$  (3.17) može se opisati omjerom njihovih srednjih vrijednosti:

$$\frac{i_D}{i_L} = \frac{U_{PV}}{U_{BAT}} \quad (3.23)$$

Uvrštavanjem izraza izlazne struje  $i_L$  (2.1) i struje kroz diodu  $i_D$  (3.23) u (3.20) dobiju se konačne diferencijalne jednadžbe koje opisuju rad uzlaznog pretvarača u diskontinuiranom načinu rada:

$$\begin{aligned} C_{ul} \frac{du_{pv}}{dt} &= i_{pv} - i_L \\ C_i \frac{du_{bat}}{dt} &= \frac{U_{PV}}{U_{BAT}} i_L - \frac{R_u + R_t}{R_t R_u} u_{BAT} + \frac{1}{R_u} u_{oc} \\ C_{bat} \frac{du_{oc}}{dt} &= \frac{1}{R_u} u_{bat} - \frac{1}{R_u} u_{oc} \end{aligned} \quad (3.24)$$

Zapisivanjem jednadžbi (3.24) u prostor stanja dobija se model s tri varijable stanja, jendum ulazom i jednim izlazom:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta \dot{u}_{pv} \\ \Delta \dot{u}_{bat} \\ \Delta \dot{u}_{oc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta u_{pv} \\ \Delta u_{bat} \\ \Delta u_{oc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} \cdot [\Delta D] \\ [\Delta \dot{u}_{bat}] &= [c_1 \ c_2 \ c_3] \cdot \begin{bmatrix} \Delta u_{pv} \\ \Delta u_{bat} \\ \Delta u_{oc} \end{bmatrix} + d_1 \cdot [\Delta D] \end{aligned} \quad (3.25)$$

Za linearizaciju jednadžbe ulaznog napona se koristi supstitucija (3.10) koja vrijedi samo u točki maksimalne snage te se struja zavojnice  $i_L$  supstituira izrazom (3.18):

$$\begin{aligned} a_{11} = \frac{\partial \dot{u}_{pv}}{\partial u_{pv}} &= -\frac{1}{C_u} \cdot \left( \frac{U_{BAT}^2 D^2 T}{2L(U_{BAT} - U_{PV})^2} + \frac{I_{PV}}{U_{PV}} \right) & b_1 = \frac{\partial \dot{u}_{pv}}{\partial d} &= -\frac{1}{C_u} \frac{U_{PV}^2 U_{BAT} D^2 T}{L(U_{BAT} - U_{PV})^2} \\ a_{12} = \frac{\partial \dot{u}_{pv}}{\partial u_{bat}} &= \frac{1}{C_u} \frac{U_{PV}^2 D^2 T}{2L(U_{BAT} - U_{PV})^2} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Linearizacija jednadžbe izlaznog napona uz supstituciju struje zavojnice  $i_L$  izrazom (3.18):

$$\begin{aligned} a_{22} = \frac{\partial \dot{u}_{bat}}{\partial u_{bat}} &= -\frac{1}{C_i} \left( \frac{U_{PV}^3 D^2 T}{2U_{BAT} L(U_{BAT} - U_{PV})^2} + \frac{R_u + R_t}{R_t R_u} \right) \\ a_{21} = \frac{\partial \dot{u}_{bat}}{\partial u_{pv}} &= \frac{1}{C_i} \frac{U_{PV} U_{BAT} D^2 T}{2L(U_{BAT} - U_{PV})^2} & a_{23} = \frac{\partial \dot{u}_{bat}}{\partial u_{oc}} &= \frac{1}{C_i} \frac{1}{R_u} \\ b_2 = \frac{\partial \dot{u}_{bat}}{\partial D} &= \frac{1}{C_i} \frac{U_{PV}^3 D^2 T}{L(U_{BAT} - U_{PV})^2} \end{aligned} \quad (3.27)$$

Linearizacija jednadžbe izlaznog kruga se provodi identično kao i za kontinuirani režim rada (3.7). Konačan zapis lineariziranog usrednjjenog modela u prostoru stanja:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_u} \left( \frac{U_{BAT}^2 D^2 T}{2L(U_{BAT} - U_{PV})^2} + \frac{I_{PV}}{U_{PV}} \right) & \frac{1}{C_u} \frac{U_{PV}^2 D^2 T}{2L(U_{BAT} - U_{PV})^2} & 0 \\ \frac{1}{C_i} \frac{U_{PV} U_{BAT} D^2 T}{2L(U_{BAT} - U_{PV})^2} & -\frac{1}{C_i} \left( \frac{U_{PV}^3 D^2 T}{2U_{BAT} L(U_{BAT} - U_{PV})^2} + \frac{R_u + R_t}{R_t R_u} \right) & \frac{1}{C_i} \frac{1}{R_u} \\ 0 & \frac{1}{C_{BAT} R_u} & -\frac{1}{C_{BAT} R_u} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_u} \frac{U_{PV} U_{BAT} D^2 T}{L(U_{BAT} - U_{PV})^2} \\ \frac{1}{C_i} \frac{U_{PV}^3 D^2 T}{L(U_{BAT} - U_{PV})^2} \\ 0 \end{bmatrix}$$

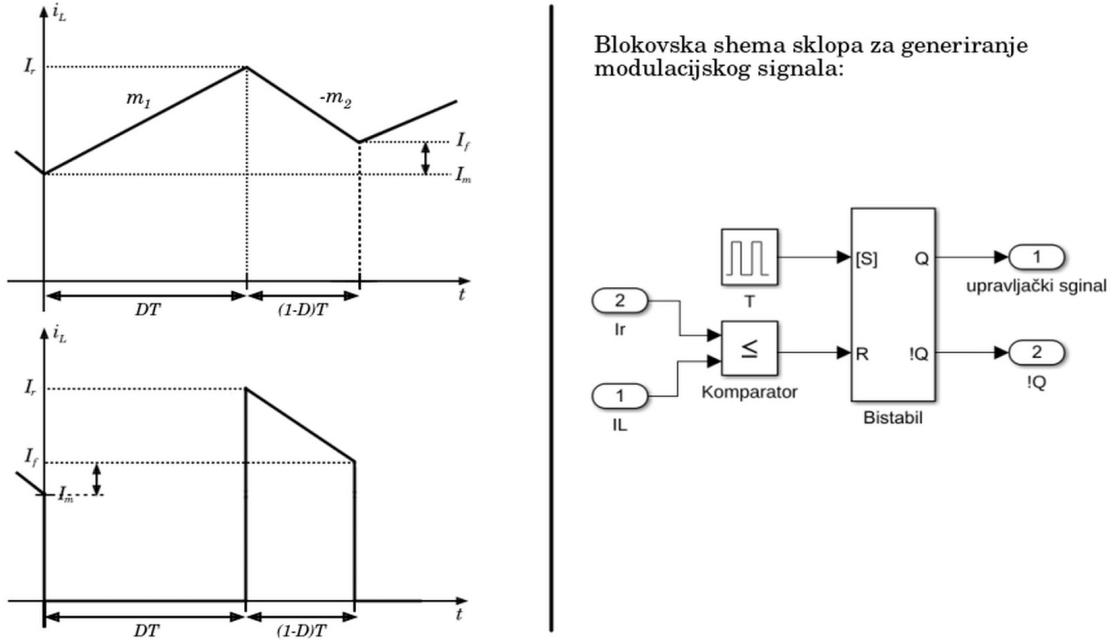
$$[\Delta \dot{u}_{bat}] = [0 \ 1 \ 0] \cdot \begin{bmatrix} \Delta u_{pv} \\ \Delta u_{bat} \\ \Delta u_{oc} \end{bmatrix} + 0 \cdot [\Delta D]$$

### 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 3.8). 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 singal specifičnog faktora popunjenošti  $D$  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 3.8). 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.



Slika 3.8: Valni oblici Struje zavojnice  $i_L$  i struje kroz diodu  $I_{D1}$  u kontinuiranom režimu rada strujno upravljanog pretvarača (lijevo) i blok shema generatora signala (desno)

Koristeći se valnim oblicima s dijagrama (Slika 3.8), možemo odrediti rastući nagib struje zavojnice u periodu  $DT$  te padajući nagib u periodu  $(1-D)T$ :

$$m_1 = \frac{I_r - I_m}{DT} = \frac{U_{PV}}{L} \quad m_2 = \frac{I_r - I_f}{(1-D)T} = \frac{U_{BAT} - U_{PV}}{L} \quad (3.29)$$

Iz prethodnih izraza moguće je odrediti faktor popunjenoosti  $D$  upravljačkog signala:

$$D = \frac{L}{T} \cdot \frac{I_r - I_m}{U_{PV}} \quad (3.30)$$

Međutim, ovakav upravljački zakon je problematičan u kontinuiranom režimu rada pretvarača (Slika 3.9). U stacionarnom stanju pri iznosima popunjenoosti 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 popunjenošću  $D$  u ustaljenom stanju, dolazi do odstupanja  $\Delta I$ . Iznos odstupanja proporcionalno raste s povećanjem faktora  $D$ .

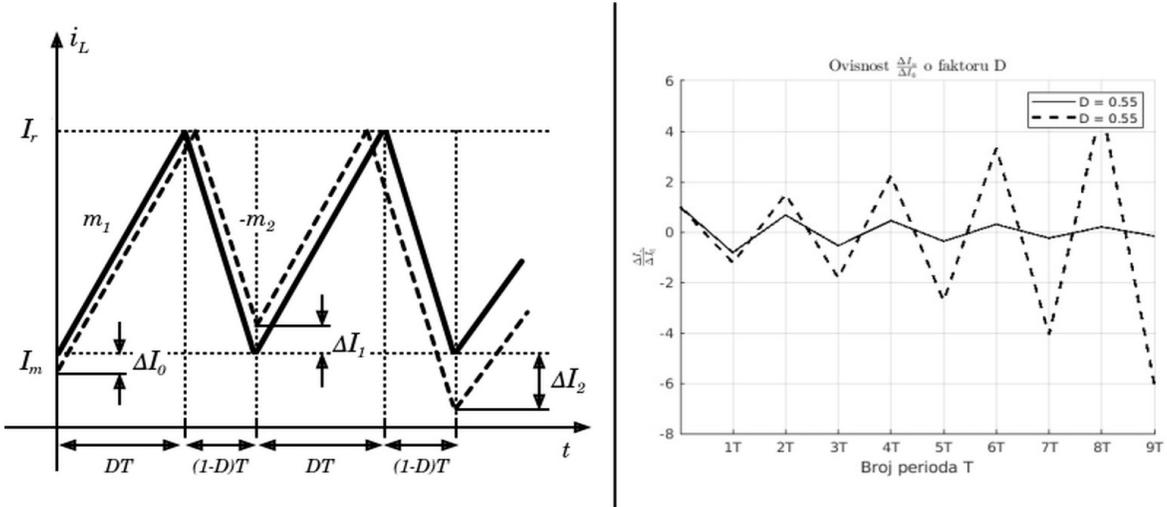
U stacionarnom stanju nema prijelazne pojave tj. minimalna struja  $I_m$  i konačna struja  $I_f$  su jednake pa se za izračun nagiba struje zavojnice koriste sljedeći izrazi:

$$m_1 = \frac{I_r - I_m}{DT} = \frac{U_{PV}}{L} \quad m_2 = \frac{I_r - I_m}{(1-D)T} = \frac{U_{BAT} - U_{PV}}{L} \quad (3.31)$$

Sada je moguće odrediti iznos odstupanja  $\Delta I$  u ovisnosti o faktoru popunjenošću  $D$ :

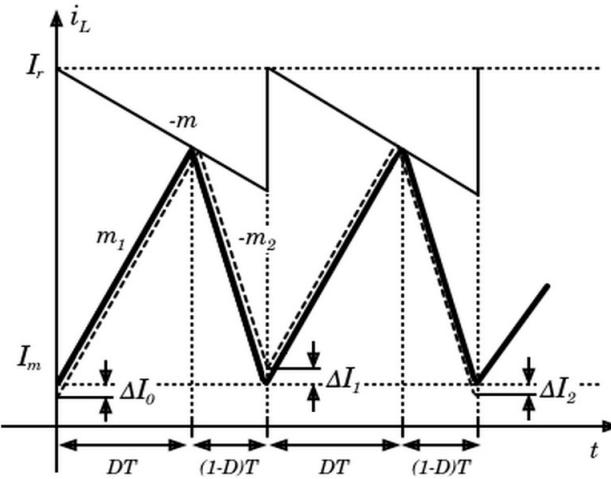
$$\begin{aligned} \frac{m_2}{m_1} &= \frac{D}{1-D} \\ \Delta I_0 &= m_1 \Delta t \quad ; \quad \Delta I_1 = -m_2 \Delta t \\ \Delta I_1 &= \left(-\frac{D}{1-D}\right) \cdot \Delta I_0 \Rightarrow \Delta I_n = \left(-\frac{D}{1-D}\right)^n \cdot \Delta I_0 \end{aligned} \quad (3.32)$$

Iz izvoda (3.32) je vidljivo da za iznose faktora  $D > 0.5$ , odstupanja  $\Delta I$  svakom sljedećem periodom  $T$  rastu. To znači da bi svaku sljedeću periodu  $T$ , pogreška  $\Delta I$  postajala sve veća tj. pojavila bi se pozitivna povratna veza.



*Slika 3.9: Dijagram nestabilnog rada uzlaznog pretvarača u stacionarnom stanju za faktor popunjenošću  $D > 0.5$  (lijevo) te dijagram ovisnosti odstupanja o iznosu faktora popunjenošću (desno)*

Rješenje problema se postiže uvođenjem takozvane kompenzacijске rampe nagiba  $m$  (Slika 3.10). Za popunjenoštvo 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 3.10: Utjecaj kompenzacijске rampe na smanjivanje oscilatornosti struje zavojnice  $i_L$  u kontinuiranom režimu strujno upravljanog uzlaznog pretvarača

Uvrštavanjem nagiba kompenzacijске rampe  $m$  u izraz (3.32) dobije se:

$$\begin{aligned} m_{1ef} &= m_1 + m & m_{2ef} &= m_2 - m \\ \frac{m_{2ef}}{m_{1ef}} &= \frac{D}{1-D} & (3.33) \\ \Delta I_n &= \left( -\frac{m_2 - m}{m_1 + m} \right)^n \cdot \Delta I_0 \end{aligned}$$

Ako želimo stabilizirati odstupanja struje  $\Delta I$  tj. postići njihovo isčezavanje, izraz pod  $n$ -tom potencijom (3.33) mora zadovoljiti sljedeći ubjet:

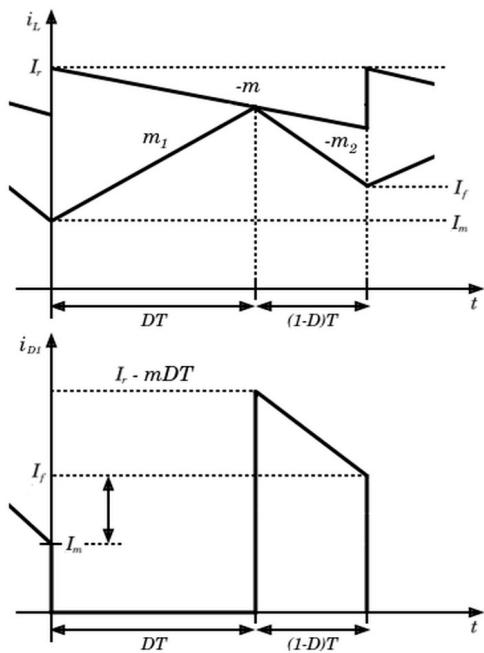
$$-1 < \frac{m_2 - m}{m_1 + m} < 1 \quad (3.34)$$

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

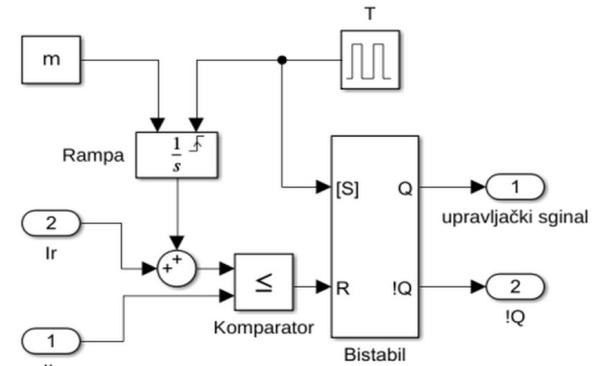
U praksi je potrebno izračunati nagib kompenzacijске rampe  $m$  za najgori slučaj tj. za najveću razliku između nagiba  $m_1$  i  $m_2$ . Supstituiranjem nagiba s izrazima pod (3.29) dobije se:

$$m > \frac{U_{BAT} - 2U_{PV}}{2L} \quad (3.35)$$

Na dijagramima (Slika 3.11) valnih oblika struje zavojnice  $i_L$  i struje kroz diodu  $i_{DI}$  vidljiv je utjecaj uvođenja kompenzacijске rampe koja također mijenja i strukturu sklopa za generiranje modulacijskog singala tranzistorske sklopke.



Blokovska shema sklopa za generiranje modulacijskog signala:



Slika 3.11: 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 promatrujući valne oblike struje zavojnice (Slika 3.11), mogu se odrediti novi izrazi za nagibe signala struje zavojnice:

$$m_1 = \frac{I_r - I_m}{DT - m} = \frac{U_{PV}}{L} \quad m_2 = \frac{I_r - I_f}{(1-D)T} - \frac{mD}{1-D} = \frac{U_{PV} - U_{BAT}}{L} \quad (3.36)$$

Faktor pupunjenosti  $D$  u ovisnosti o nagibu  $m$ :

$$D = \frac{L}{T} \cdot \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} \quad (3.37)$$

Iz jednadžbi (3.36) moguće je odrediti struju zavojnice  $I_f$  na kraju svake periode:

$$I_f = I_r - \frac{T}{L} (U_{BAT} - U_{PV}) (1 - D) - mDT \quad (3.38)$$

Supstitucijom (3.37) u (3.38) dobije se konačan izraz:

$$I_f = I_r - \frac{T}{L} (U_{BAT} - U_{PV}) + \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} (U_{BAT} - U_{PV} - mL) \quad (3.39)$$

Iz valnih oblika opisanih slikom (Slika 3.11) može se odrediti minimalna struja zavojnice  $I_m$  koja opisuje prijelaznu pojavu punjenja induktiviteta električnom energijom:

$$\frac{dI_m}{dt} = \frac{I_f - I_m}{T} = \frac{1}{T} \frac{U_{BAT}}{U_{PV} + mL} (I_r - I_m) - \frac{1}{L} (U_{BAT} - U_{PV}) \quad (3.40)$$

Linearizacijom (3.40) oko radne točke primjenom taylorovog reda dobije se:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{I}_m(t) &= k_1 \cdot \Delta I_r(t) + k_2 \cdot \Delta I_m(t) + k_3 \cdot \Delta U_{PV}(t) + k_4 \cdot \Delta U_{BAT}(t) \\ k_1 &= \frac{\partial \dot{I}_m}{\partial I_r} = \frac{1}{T} \frac{U_{BAT}}{U_{PV} + mL} \\ k_3 &= \frac{\partial \dot{I}_m}{\partial U_{PV}} = \frac{1}{L} - \frac{1}{T} \frac{U_{BAT}}{(U_{PV} + mL)^2} (I_r - I_m) \\ k_2 &= \frac{\partial \dot{I}_m}{\partial I_m} = -\frac{1}{T} \frac{U_{BAT}}{U_{PV} + mL} \\ k_4 &= \frac{\partial \dot{I}_m}{\partial U_{BAT}} = \frac{1}{T} \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} - \frac{1}{L} \end{aligned} \quad (3.41)$$

Transformacija diferencijalne jednadžbe (3.41) u Laplaceovu:

$$I_m(s) = \frac{k_1 \cdot I_r(s) + k_3 \cdot U_{PV}(s) + k_4 \cdot U_{BAT}(s)}{s - k_2} \quad (3.42)$$

Promatrajući dijagram (Slika 3.11) moguće je definirati srednju struju kroz diodu  $I_{D1}$  izračunom površine ispod krivulje i dijeljenjem iste sa periodom  $T$ :

$$I_{D1} = \frac{1}{T} \int i_{D1}(t) dt = \frac{1}{2} (I_r - mDT + I_f)(1 - D) \quad (3.43)$$

Supstituiranjem izraza (3.37) i (3.38) u (3.43) dobije se:

$$\begin{aligned} I_{D1} &= I_r - \frac{1}{2} \frac{T}{L} (U_{BAT} - U_{PV}) + \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} (U_{BAT} - U_{PV} - mL) - \frac{L}{T} \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} I_r \\ &\quad - \frac{1}{2} \frac{L}{T} \frac{(I_r - I_m)^2}{(U_{PV} + mL)^2} (U_{BAT} - U_{PV} - 2mL) \end{aligned} \quad (3.44)$$

Linearizacijom (3.44) oko radne točke primjenom taylorovog reda dobije se:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{I}_{D1}(t) &= k_5 \Delta I_r(t) + k_6 \Delta I_m(t) + k_7 \Delta U_{PV}(t) + k_8 \Delta U_{bat}(t) \\ k_5 &= \frac{\partial \dot{I}_{D1}}{\partial I_r} = 1 - \frac{L}{T} \frac{2(I_r - I_m)}{U_{PV} + mL} + \frac{U_{BAT} - U_{PV} - mL}{U_{PV} + mL} - \frac{L}{T} \frac{U_{BAT} - U_{PV} - 2mL}{(U_{PV} + mL)^2} (I_r - I_m) \end{aligned} \quad (3.45)$$

$$\Delta \dot{I}_{D1}(t) = k_5 \Delta I_r(t) + k_6 \Delta I_m(t) + k_7 \Delta U_{PV}(t) + k_8 \Delta U_{bat}(t) \quad (3.45)$$

$$k_6 = \frac{\partial \dot{I}_{D1}}{\partial I_m} = \frac{L}{T} \frac{I_r}{U_{PV} + mL} - \frac{U_{BAT} - U_{PV} - mL}{U_{PV} + mL} + \frac{L}{T} \frac{U_{BAT} - U_{PV} - 2mL}{(U_{PV} + mL)^2} (I_r - I_m)$$

$$k_7 = \frac{\partial \dot{I}_{D1}}{\partial U_{PV}} = \frac{T}{2L} + \frac{I_r - I_m}{(U_{PV} + mL)^2} \left( \frac{L}{T} I_r - U_{BAT} \right) + \frac{L}{2T} (I_r - I_m)^2 \frac{2U_{BAT} - U_{PV} - 3mL}{(U_{PV} + mL)^3}$$

$$k_8 = \frac{\partial \dot{I}_{D1}}{\partial U_{BAT}} = -\frac{T}{2L} + \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} - \frac{L}{2T} \frac{(I_r - I_m)^2}{(U_{PV} + mL)^2}$$

Primjenom Laplaceove transformacije na dijerenčijalnu jednažbu (3.45) i supstituiranjem minimalne struje  $I_m$  izrazom (3.42) dobije se:

$$I_{D1}(s) = \left( k_6 + \frac{k_7 k_1}{s - k_2} \right) I_r(s) + \left( k_8 + \frac{k_7 k_3}{s - k_2} \right) U_{PV}(s) + \left( k_9 + \frac{k_7 k_4}{s - k_2} \right) U_{BAT}(s) \quad (3.46)$$

Naposljetku, moguće je odrediti jednadžbu izlaznog kruga:

$$C_i \frac{\Delta u_{BAT}}{dt} = i_{D1} - i_1 \quad (3.47)$$

Primjenom Laplaceove transformacije i supstituiranjem struje  $i_{D1}$  (3.46) 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  $U_{PV}$ :

$$\left( C_i s + \frac{R_u + R_t}{R_t R_u} - \frac{1}{R_u (C_{BAT} R_u s + 1)} - k_9 - \frac{k_7 k_4}{s - k_2} \right) U_{BAT}(s) = \left( k_6 + \frac{k_7 k_1}{s - k_2} \right) I_r(s) + \left( k_8 + \frac{k_7 k_3}{s - k_2} \right) U_{PV}(s) \quad (3.48)$$

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 proimjenama ulaznog napona  $U_{PV}$  (3.49).

$$G(s) = G_1(s) \cdot I_r(s) + G_2(s) \cdot U_{PV}(s) \quad (3.49)$$

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

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

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

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

$$G(s) = G_1(s) \cdot I_r(s) + G_2(s) \cdot U_{PV}(s) \quad (3.49)$$

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

Ako pretpostavimo da je kapacitet baterije na izlazu prtvrača beskonačan tj. da je parametar  $C_{BAT} = \infty$ , reducirani sustav se može opisati prijenosnim funkcijama drugog reda (3.50).

$$\begin{aligned} G_{1,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = \frac{k_{22}s + k_{23}}{k_{19}s^2 + k_{20}s + k_{21}} & G_{2,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{U_{PV}(s)} = \frac{k_{24}s + k_{25}}{k_{19}s^2 + k_{20}s + k_{21}} \quad (3.50) \\ k_{19} &= C_i R_t R_u & k_{22} &= R_t R_u k_5 \\ k_{20} &= R_u + R_t - C_i R_t R_u k_2 - R_t R_u k_8 & k_{23} &= R_t R_u k_1 k_6 - R_t R_u k_2 k_5 \\ k_{21} &= R_t R_u k_2 k_8 - R_t R_u k_4 k_6 - R_t k_2 - R_u k_2 & k_{24} &= R_t R_u k_7 \\ & & k_{25} &= R_t R_u k_3 k_6 - R_t R_u k_2 k_7 \end{aligned}$$

Ako zapišemo prijenosne funkcije (3.50) u obliku standardnog zapisa PT2 sustava s jednom nulom u brojniku, možemo odrediti prigušenje te vrijednosti vremenskih konstanti sustava (3.51).

$$\begin{aligned} G_{1,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = K_1 \frac{1 + T_{z1}s}{T_n s^2 + 2\zeta T_n s + 1} \\ G_{2,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{U_{PV}(s)} = K_2 \frac{1 + T_{z2}s}{T_n s^2 + 2\zeta T_n s + 1} \quad (3.51) \end{aligned}$$

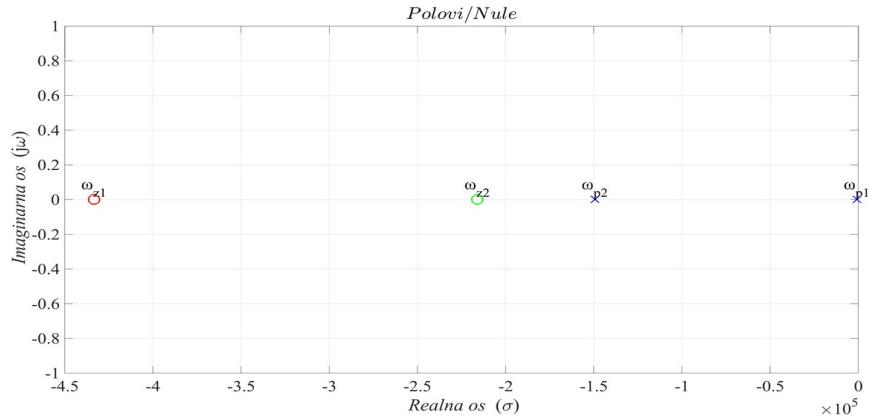
$$\begin{aligned} K_1 &= \frac{k_{23}}{k_{21}} & K_2 &= \frac{k_{25}}{k_{21}} \\ T_n &= \sqrt{\frac{k_{19}}{k_{21}}} & \zeta &= \frac{k_{20}}{2\sqrt{k_{19}k_{21}}} \\ T_{z1} &= \frac{k_{22}}{k_{23}} & T_{z2} &= \frac{k_{24}}{k_{25}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} G_{1,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = K_1 \frac{1+T_{z1}s}{T_n s^2 + 2\zeta T_n s + 1} \\ G_{2,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{U_{PV}(s)} = K_2 \frac{1+T_{z2}s}{T_n s^2 + 2\zeta T_n s + 1} \end{aligned} \quad (3.51)$$

$$T_{p1} = \frac{T_n}{\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}} \quad T_{p2} = \frac{T_n}{\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}}$$

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 (3.52).

$$\begin{aligned} G_{1,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = K_1 \frac{1+T_{z1}s}{(1+T_{p1}s)(1+T_{p2}s)} \\ G_{2,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{U_{PV}(s)} = K_2 \frac{1+T_{z2}s}{(1+T_{p1}s)(1+T_{p2}s)} \end{aligned} \quad (3.52)$$

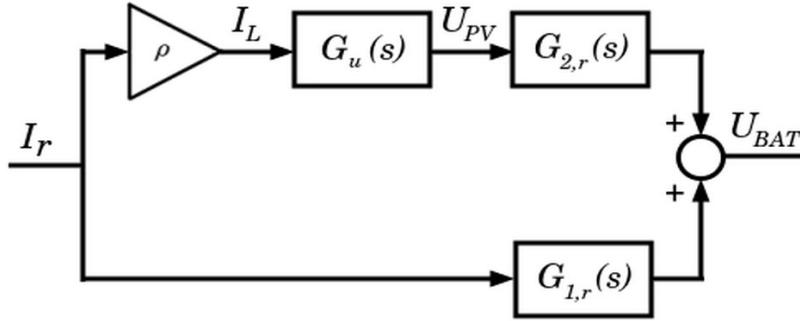


*Slika 3.12: Grafički prikaz polova i nula prijenosnih funkcija  $G_{1,r}(s)$  i  $G_{2,r}(s)$  u kompleksnoj ravni*

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 3.12) polova i nula za prijenosne funkcije (3.52). Iz tog razloga prijenosne funkcije  $G_1(s)$  i  $G_2(s)$  se u konačnici mogu aproksimirati PT1 prijenosnim funkcijama:

$$G_{1,r}(s) = \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = \frac{K_1}{(1+T_{p1}s)} \quad G_{2,r}(s) = \frac{U_{BAT}(s)}{U_{PV}(s)} = \frac{K_2}{(1+T_{p1}s)} \quad (3.53)$$

Sustav opisan prijenosnim funkcijama (3.52) 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 izlaznom tj. takozvani SISO (*eng. single input single output*) sustav (Slika 3.13).



Slika 3.13: Blokovska shema cjelovitog lineariziranog modela

Potrebno je odrediti utjecaj promjene referente struje  $I_r$  na ulazni napon  $U_{PV}$  uzlaznog pretvarača (Slika 3.13). 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 (3.54).

$$\begin{aligned} C_u \frac{du_{PV}}{dt} &= i_{PV} - i_L \\ C_u \Delta \dot{u}_{PV} &= \Delta i_{PV} - \Delta i_L \end{aligned} \quad (3.54)$$

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

$$i_{PV} - I_{PV0} = \frac{di_{PV}}{du_{PV}} (u_{PV} - U_{PV0}) \quad (3.55)$$

U jednadžbi (3.55) nagib pravca predstavlja inkrementalna vodljivost  $G_{PVincr}$  fotonaponskog izvora u odabranoj radnoj točki:

$$\Delta i_{PV} = G_{PVincr} \cdot \Delta u_{PV} \quad (3.56)$$

Supstituiranjem izraza (3.56) u (3.54) dobije se prijenosna funkcija ulaznog kruga pretvarača:

$$G_u(s) = \frac{U_{PV}(s)}{I_L(s)} = \frac{K_u}{1+T_u s} \quad (3.57)$$

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

Na shematskom prikazu sustava također je vidljivo da je potrebno odrediti parametar  $\rho$ . Parametar predstavlja odziv struje zavojnice  $I_L$  na male promjene referentne struje  $I_r$ . Prema grafičkom prikazu struje zavojnice  $I_L$  (Slika 3.11) može se odrediti jednadžba srednje struje zavojnice:

$$\begin{aligned} I_{D1} &= \frac{1}{T} \int i_L(t) dt \\ I_L &= \frac{1}{T} (I_m D T + I_f (1-D) T + \frac{1}{2} (I_r - m D T - I_m) D T + \frac{1}{2} (I_r - m D T - I_f) (1-D) T) \end{aligned} \quad (3.58)$$

Sljedeći korak je uvrstiti izraz za  $D$  (3.37) i izraz za  $I_f$  (3.39) u jednadžbu (3.58).

$$\begin{aligned} I_L &= \frac{1}{2} \frac{L}{T} \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} I_m + \frac{1}{2} I_r - \frac{1}{2} mL \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} \\ &+ \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{L}{T} \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} \right) \left( I_r - \frac{T}{L} (U_{BAT} - U_{PV}) + \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} (U_{BAT} - U_{PV} - mL) \right) \end{aligned} \quad (3.59)$$

Parcijalnim deriviranjem jednadžbe struje zavojnice (3.59) po referentnoj struci  $I_r$  dobije se izraz za faktor  $\rho$ :

$$\begin{aligned} \rho &= \frac{\partial I_L}{\partial I_r} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{L}{T} \frac{I_m - mL}{U_{PV} + mL} \right) \\ &+ \frac{1}{2} \left[ -\frac{1}{T} \frac{L}{U_{PV} + mL} \left( I_r - \frac{T}{L} (U_{BAT} - U_{PV}) + \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} (U_{BAT} - U_{PV} - mL) \right) \right] \\ &+ \frac{1}{2} \frac{U_{BAT}}{U_{PV} + mL} \left( 1 - \frac{L}{T} \frac{I_r - I_m}{U_{PV} + mL} \right) \end{aligned} \quad (3.60)$$

Prijenosna funkcija cijelovitog modela pretvarača u kontinuiranom režimu rada po uzoru na blokovsku shemu (Slika 3.13):

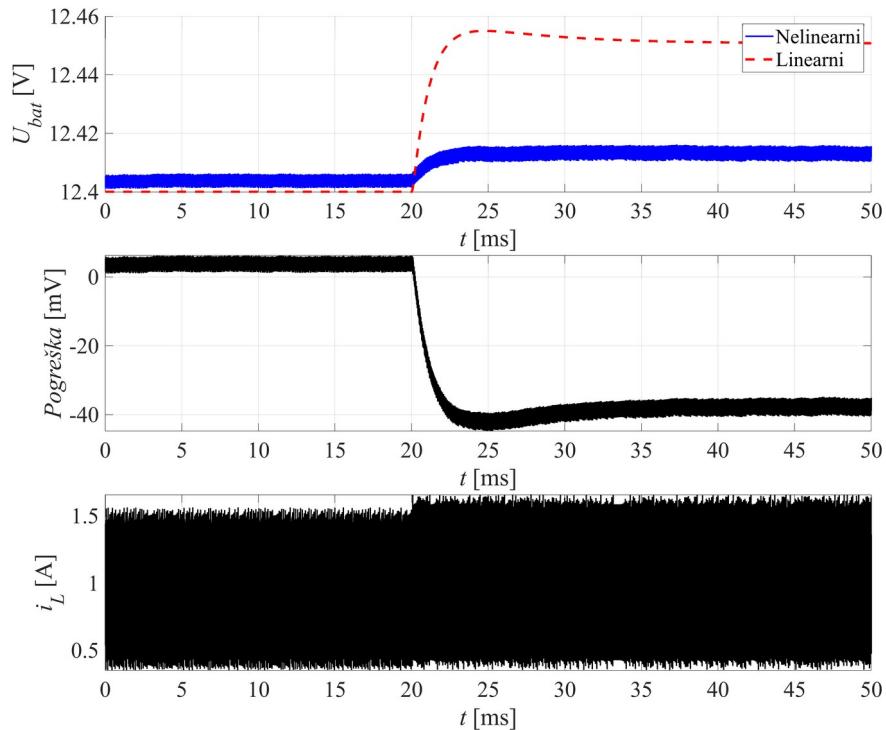
$$\begin{aligned} G_{CCM}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = G_{1,r}(s) + \rho \cdot G_u(s) \cdot G_{2,r}(s) \\ G_{CCM}(s) &= \frac{K_1(1+T_u s) + \rho K_u K_2}{(1+T_u s)(1+T_{p1} s)} \end{aligned} \quad (3.61)$$

Konačna pojednostavljena prijenosna funkcija cijelovitog kontinuiranog modela:

$$G_{CCM}(s) = K \frac{1+T_z s}{(1+T_u s)(1+T_{p1} s)} \quad (3.62)$$

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

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”.

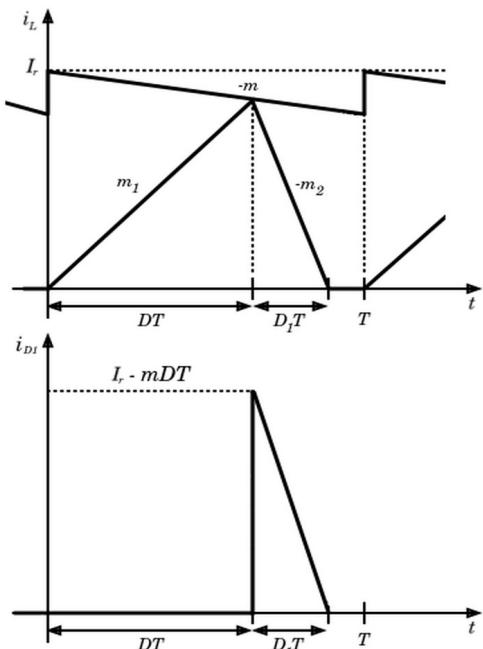


Slika 3.14: Odziv izlaznog napona  $U_{BAT}$  nelinearnog modela pretvarača i lineariziranog usrednjjenog modela, pogreške linearizacije i struje zavojnice  $i_L$  nelinearnog modela na skokovitu pobudu  $I_r(t) = 1.469 + 0.05S(t - 0.01)$  uz parametre:  $U_{PV} = 5.7$  V,  $U_{BAT} = 12.4$  V,  $m = 1.389 * 10^4$ ,  $L = 60$   $\mu H$ ,  $R_L = 100$   $m\Omega$ ,  $C_u = 1500$   $\mu F$ ,  $C_i = 1200$   $\mu F$

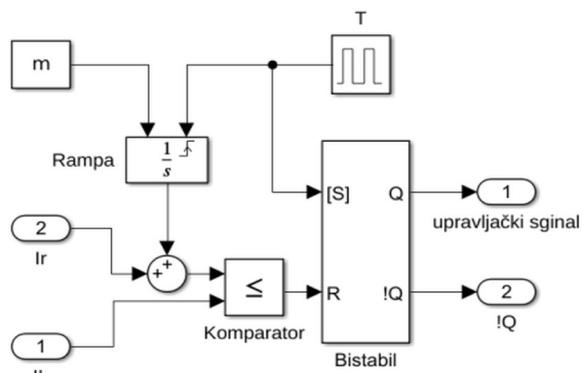
S obzirom na to da usrednjeni model (3.62) nije idealan te je nelinearni model teško postaviti u istu radnu točku kao i linearni, vidljiva je osjetna pogreška izlaznog napona  $U_{BAT}$  u odzivu na skokovitu pobudu (Slika 3.14).

### 3.3.2 Diskontinuirani režim rada

U diskontinuiranom režimu rada, struja zavojnice  $I_L$  krajem svake periode upravljačkog singala pada na nulu (Slika 3.15). To znači da kompenzacijnska rampa nije potrebna. Međutim, u standardnom radu pretvarača, prijelazi između dva režima rada mogu biti česti te konstantno isključivanje i uključivanje kompenzacijnske rampe u proračunu izlaznog napona mogu uzrokovati nepotrebne oscilacije. Stoga se kompenzacijnska rampa zadržava i u proračunu modela pretvarača za diskontinuirani režim rada.



Blokovaška shema sklopa za generiranje modulacijskog signala:



Slika 3.15: 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 3.15). 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 (3.36) što čini proračun (3.63) znatno jednostavnijim

$$m_1 = \frac{I_r}{DT} - m = \frac{U_{PV}}{L} \quad m_2 = \frac{I_r}{D_1 T} - m \frac{D}{D_1} = \frac{U_{BAT} - U_{PV}}{L} \quad (3.63)$$

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

$$D = \frac{L}{T} \frac{I_r}{U_{PV} + mL} \quad (3.64)$$

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

$$D_1 = \frac{L}{T} \frac{I_r - mDT}{U_{BAT} - U_{PV}} \quad (3.65)$$

Uvrštavanjem izraza (3.64) u (3.65) dobija se konačan izraz za faktor  $D_I$ :

$$D_1 = \frac{L}{T} \frac{I_r U_{PV}}{(U_{BAT} - U_{PV})(U_{PV} + mL)} \quad (3.66)$$

Srendnja struja kroz diodu  $I_{D1}$  određuje se prema valnom obliku struje na dijagramu (Slika 3.15):

$$I_{D1} = \frac{1}{T} \int i_{D1}(t) dt = \frac{1}{2} D_1 (I_r - mDT) \quad (3.67)$$

Supstituiranjem izraza (3.64) i (3.65) u (3.67) dobije se konačan izraz za određivanje srednje struje kroz diodu:

$$I_{D1} = \frac{L}{2T} \frac{I_r^2 U_{PV}^2}{(U_{BAT} - U_{PV})(U_{PV} + mL)^2} \quad (3.68)$$

Linearizacijom (3.68) oko radne točke primjenom taylorovog reda dobije se:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{I}_{D1}(t) &= k_1 \Delta I_r(t) + k_2 \Delta U_{PV}(t) + k_3 \Delta U_{bat}(t) \\ k_1 &= \frac{\partial \dot{I}_{D1}}{\partial I_r} = \frac{L}{T} \frac{U_{PV}^2 I_r}{(U_{BAT} - U_{PV})(U_{PV} + mL)^2} \\ k_2 &= \frac{\partial \dot{I}_{D1}}{\partial U_{PV}} = \frac{LU_{PV} I_r^2}{2T} \frac{U_{PV}^2 + mL(2U_{BAT} - U_{PV})}{(U_{BAT} - U_{PV})^2 (U_{PV} + mL)^3} \\ k_3 &= \frac{\partial \dot{I}_{D1}}{\partial U_{bat}} = -\frac{L}{2T} \frac{I_r^2 U_{PV}^2}{(U_{BAT} - U_{PV})^2 (U_{PV} + mL)^2} \end{aligned} \quad (3.69)$$

Primjenjivanjem Laplaceove transformacije na (3.69) dobije se:

$$I_{D1}(s) = k_1 I_r(s) + k_2 U_{PV}(s) + k_3 U_{BAT}(s) \quad (3.70)$$

Jednadžba izlaznog strujnog kruga:

$$Gi \frac{du_{BAT}}{dt} = i_{D1} - i_1 \quad (3.71)$$

Supstituiranjem struje kroz diodu  $I_{D1}$  sa izrazom (3.70) i izlazne struje pretvarača  $I_l$  sa izrazom (2.4), primjenjuje se Laplaceova transformacija:

$$\left( C_i s + \frac{R_u + R_t}{R_u R_t} - \frac{1}{R_u (R_u C_{BAT} s + 1)} - k_3 \right) U_{BAT}(s) = k_1 I_r(s) + k_2 U_{PV}(s) \quad (3.72)$$

Jednadžba (3.72) opisuje sustav sa dva ulaza i jednim izlazom tj. sustav sačinjen od dvije prijenosne funkcije:

$$\begin{aligned} G_1(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = \frac{k_7 s + k_8}{k_4 s^2 + k_5 s + k_6} \\ G_2(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{U_{PV}(s)} = \frac{k_9 s + k_{10}}{k_4 s^2 + k_5 s + k_6} \end{aligned} \quad (3.73)$$

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

Kao i kod proračuna modela za kontinuirani režim rada pretvarača (3.50), prepostavlja se da baterija u izlaznom krugu ima beskonačan električni kapacitet tj. da je  $C_{BAT} = \infty$ .

$$\begin{aligned} G_{1,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = \frac{k_{13}}{k_{11}s + k_{12}} \\ G_{2,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{U_{PV}(s)} = \frac{k_{14}}{k_{11}s + k_{12}} \end{aligned} \quad (3.74)$$

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

Prijenosne funkcije (3.74) je korisno zapisati u obliku standardnog zapisa PT1 sustava:

$$\begin{aligned} G_{1,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = \frac{K_1}{1 + T_n s} & G_{2,r}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{U_{PV}(s)} = \frac{K_2}{1 + T_n s} \\ K_1 &= \frac{k_{13}}{k_{12}} & T_n &= \frac{k_{11}}{k_{12}} \\ K_2 &= \frac{k_{14}}{k_{12}} \end{aligned} \quad (3.75)$$

Kako bi se dobila konačna prijenosna funkcija s jednim ulazom i jednim izlazom kao i za kontinuirani režim rada (Slika 3.13), potrebno je odrediti srednju struju zavojnice  $I_L$  i parametar  $\rho$  za diskontinuirani režim rada:

$$I_{D1} = \frac{1}{T} \int i_L(t) dt = \frac{1}{2T} \frac{L U_{BAT} U_{PV} I_r^2}{(U_{BAT} - U_{PV})(U_{PV} + mL)^2} \quad (3.76)$$

Parametar  $\rho$  se određuje iz jednadžbe srednje struje zavojnice  $I_L$  (3.76):

$$\rho = \frac{\partial I_L}{\partial I_r} = \frac{L}{T} \frac{U_{BAT} U_{PV} I_r}{(U_{BAT} - U_{PV})(U_{PV} + mL)^2} \quad (3.77)$$

Naposljetku, moguće je odrediti prijenosnu funkciju koja opisuje cijeloviti model pretvarača u diskontinuiranom režimu rada. Prijenosna funkcija  $G_u(s)$  određena je izrazom (3.57) kao i za kontinuirani režim rada:

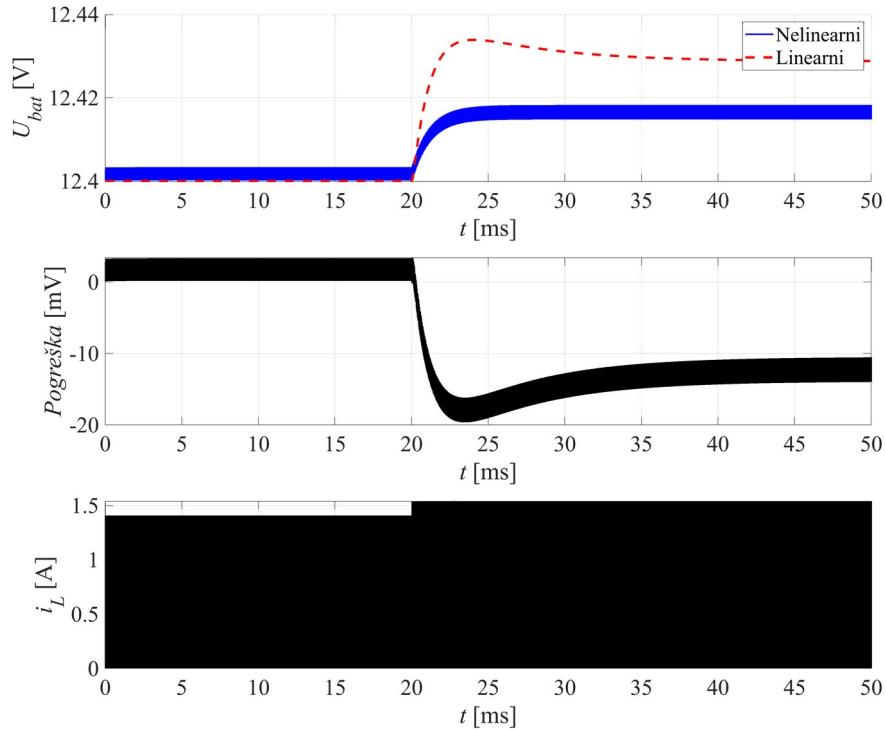
$$\begin{aligned} G_{DCM}(s) &= \frac{U_{BAT}(s)}{I_r(s)} = G_{1,r}(s) + \rho \cdot G_u(s) \cdot G_{2,r}(s) \\ G_{DCM}(s) &= \frac{K_1(1+T_u s) + \rho K_u K_2}{(1+T_n s)(1+T_u s)} \end{aligned} \quad (3.78)$$

Konačna pojednostavljena prijenosna funkcija cijelovitog modela:

$$G_{DCM}(s) = K \frac{1+T_z s}{(1+T_u s)(1+T_n s)} \quad (3.79)$$

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

Točnost lineariziranog modela može se potvrditi njegovom usporedbom s nelinearnim modelom (Slika 3.16).



Slika 3.16: Odziv izlaznog napona  $U_{BAT}$  nelinearnog modela pretvarača i lineariziranog usrednjjenog 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,  $m = 2.082 * 10^4$ ,  $L = 40$   $\mu$ H,  $R_L = 100$  m $\Omega$ ,  $C_u = 1500\mu$ F,  $C_i = 1200\mu$ F

Kao i kod kontinuiranog režima rada (Slika 3.14), a ovdje i izraženije, postoji značajna pogreška između nelinearnog i lineariziranog modela.

## 4. Upravljanje pretvaračem

Prethodna poglavljia 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 (3.62) u diskontinuirani režim rada (3.79). Mjerjenje 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:

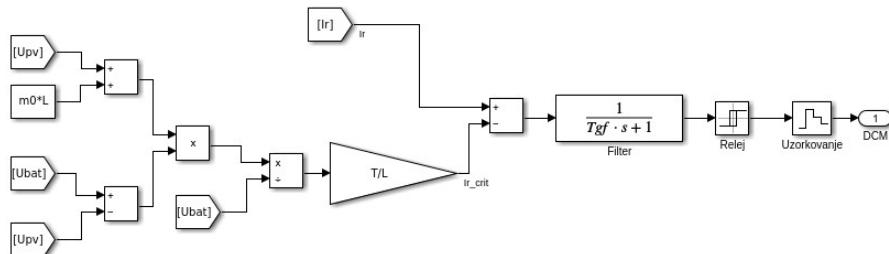
$$D_1 \leq 1 - D \quad (4.1)$$

Uvrštavanjem izraza (3.66) i (3.64) 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) izведен pod pretpostavkom idealnog, usrednjjenog modela sustava, njegova direktna primjena u simulacijskom modelu rezultira osjetljivošću na 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).

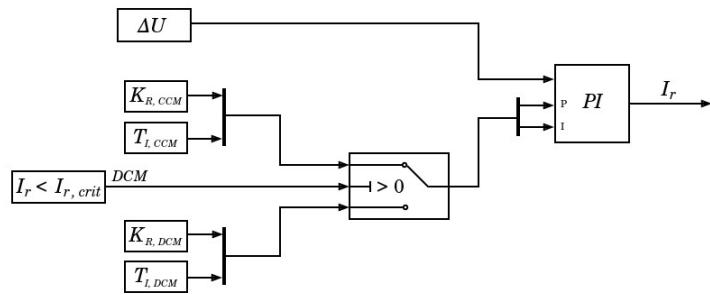


Slika 4.1: Simulink implementacija graničnog uvjeta

## 4.2. Upravljanje s promjenjivim parametrima regulatora

Budući da uzlazni pretvarač pokazuje različitu dinamiku u kontnuiranom (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.

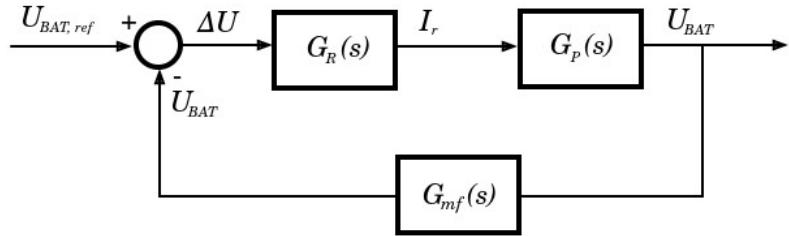
Kako bi se navedeni problem izbjegao, primjenjuje se metoda regulatora s promjenjivim parametrima (engl. *gain scheduling*), pri čemu se na temelju detekriranog režima rada (4.2) odabiru odgovarajući parametri regulatora (Slika 4.2).



Slika 4.2: Blokovska shema upravljanja s promjenjivim parametrima regulatora

## 4.3. Punjenje konstantnim naponom

Kada se baterija približi maksimalnom stanju napunjenošću, 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 celija i sprječava njihovo prepunjeno (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 punjenu konstantnim naponom

Parametar	Vrijednost	Parametar	Vrijednost
$G$	$800 \text{ W/m}^2$	$SOC$	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 energetskoj elektronici mjerni filteri imaju čestu primjenu za smanjivanje oscilatornosti mjerjenog 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 mjerjenog 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 (3.62) dobije se:

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

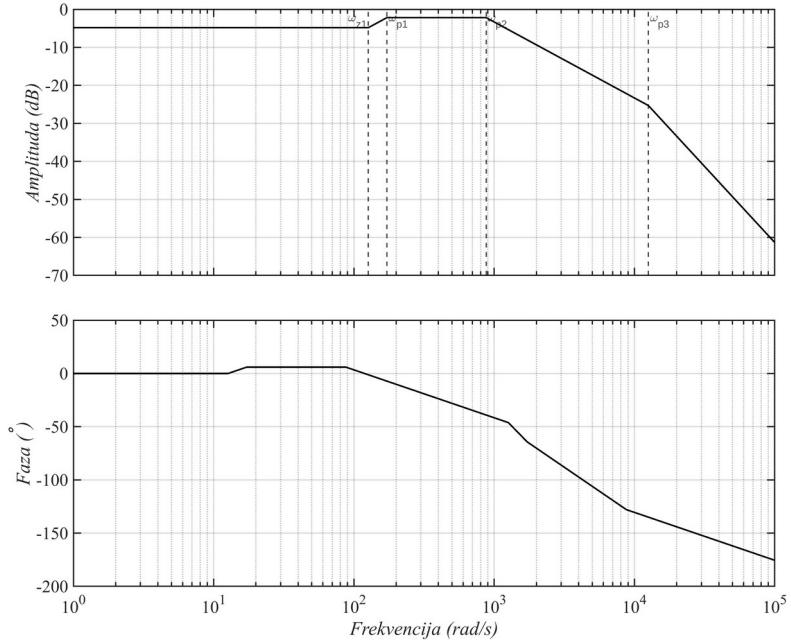
$$G_p(s) = \frac{0.5739(1+0.0079 s)}{(1+0.0058 s)(1+0.0011)(1+0.00008 s)}$$

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  $\omega_c$ . 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 točci sustav prelazi iz pojačavanja u atenuiranje signala. Promatraljući 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  $\omega_c$  postavi između  $\omega_{p2}$  i  $\omega_{p3}$  gdje se nalazi područje karakterizirano nagibom od -20 dB/dek.



Slika 4.4: Bodéov 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  $\omega_c$  na nagibu -20 dB/dek:

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

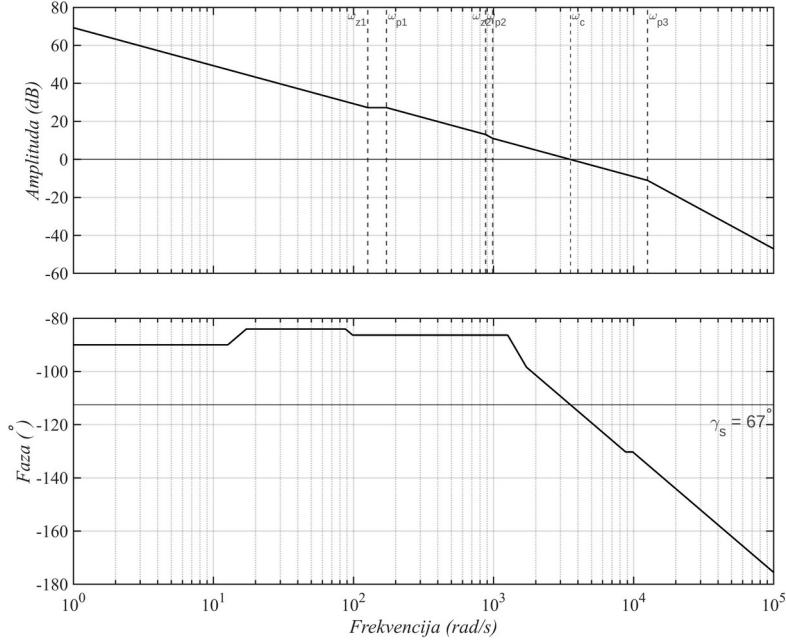
Frekvencija presječne frekvencije  $\omega_c$  i lomna frekvencija integratora regulatora  $\omega_I$ :

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

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:

$$\begin{aligned}
K_o &= -20 \log\left(\frac{\omega_z}{\omega_c}\right) - 40 \log\left(\frac{\omega_{p2}}{\omega_I}\right) - 20 \log\left(\frac{\omega_{p1}}{\omega_{p2}}\right) - 20 \log\left(\frac{1}{\omega_z}\right) \\
K_o &= \frac{K_R K_p}{T_I} = 69.29 \text{ dB} = 2915.1 \\
T_I &= 0.001 \quad K_R = 5.1562
\end{aligned} \tag{4.8}$$

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.



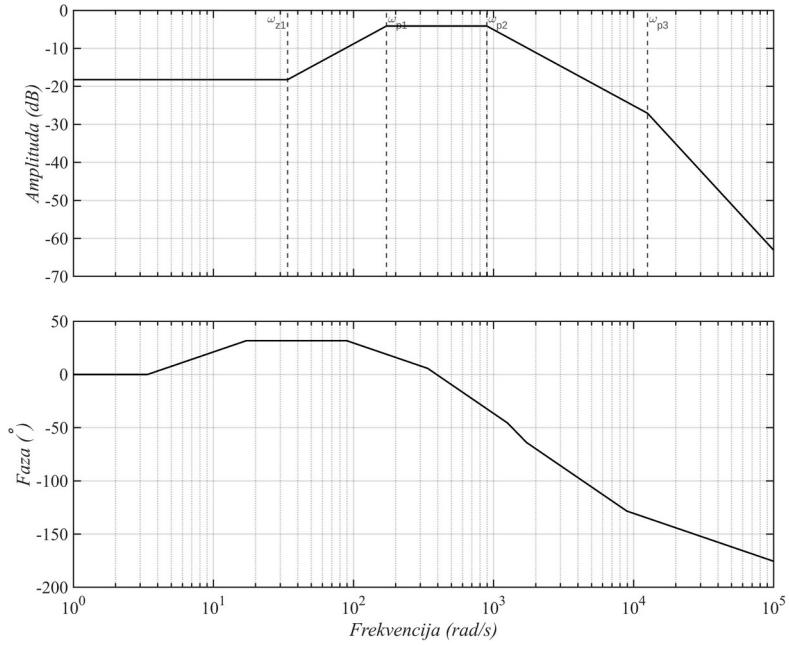
Slika 4.5: Bodéov dijagram otvorenog kruga kontinuiranog modela izlaznog napona s regulatorom

### 4.3.3 Diskontinuirani režim rada

Projektiranje regulatora provodi se na isti način kao i za kontinuirani način. Uvraštavanjem (Tablica 5) u model pretvarača za diskontinuirani režim rada (3.79) dobije se:

$$\begin{aligned}
G_p(s) &= \frac{K_p(1+T_z s)}{(1+T_u s)(1+T_n s)} \cdot \frac{1}{(1+T_{mf} s)} \\
G_p(s) &= \frac{0.1225(1+0.0295 s)}{(1+0.0058 s)(1+0.0011)(1+0.00008 s)}
\end{aligned} \tag{4.9}$$

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

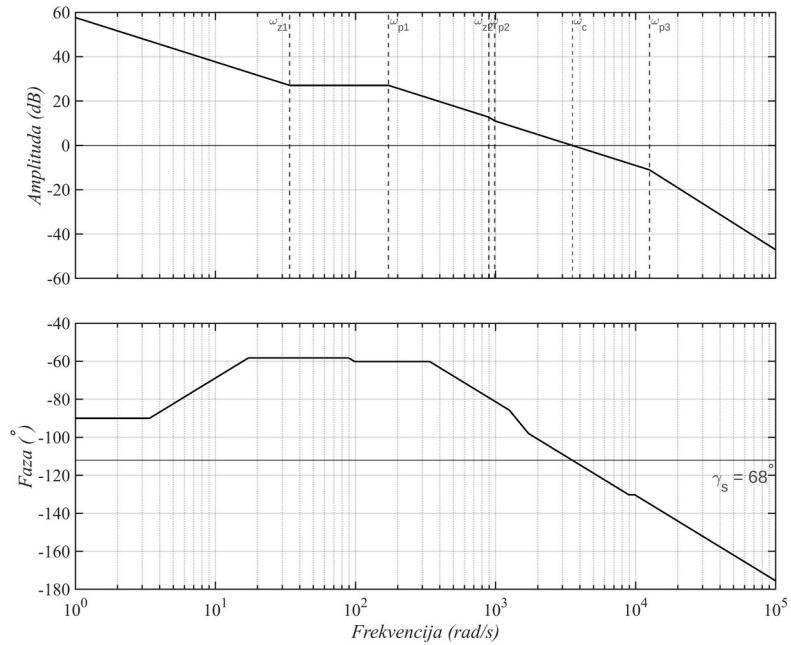
S obzirom na to da se bira isto nadvišenje i fazno osiguranje kao i kod projektiranja regulatora kontinuiranog modela, diskotinuirani model ima istu presječnu frekvenciju  $\omega_c$  i frekvenciju integratora regulatora  $\omega_I$  (4.7).

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

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

$$T_I = 0.001$$

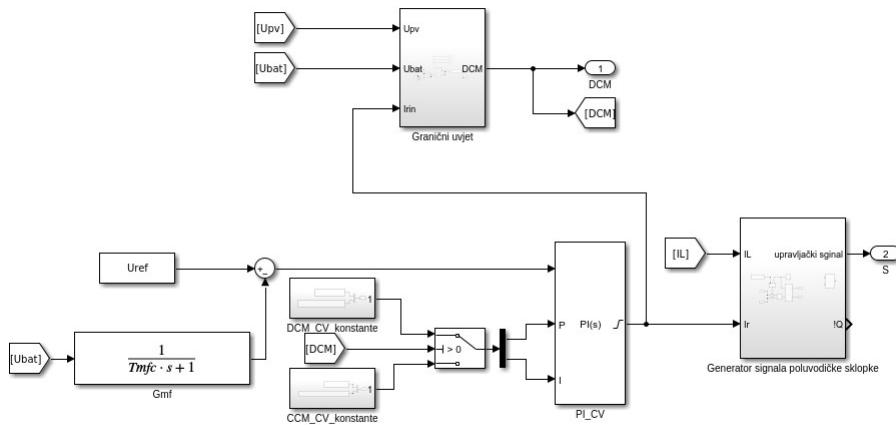
$$K_R = 6.324$$



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

#### 4.3.4 Simuliranje rada

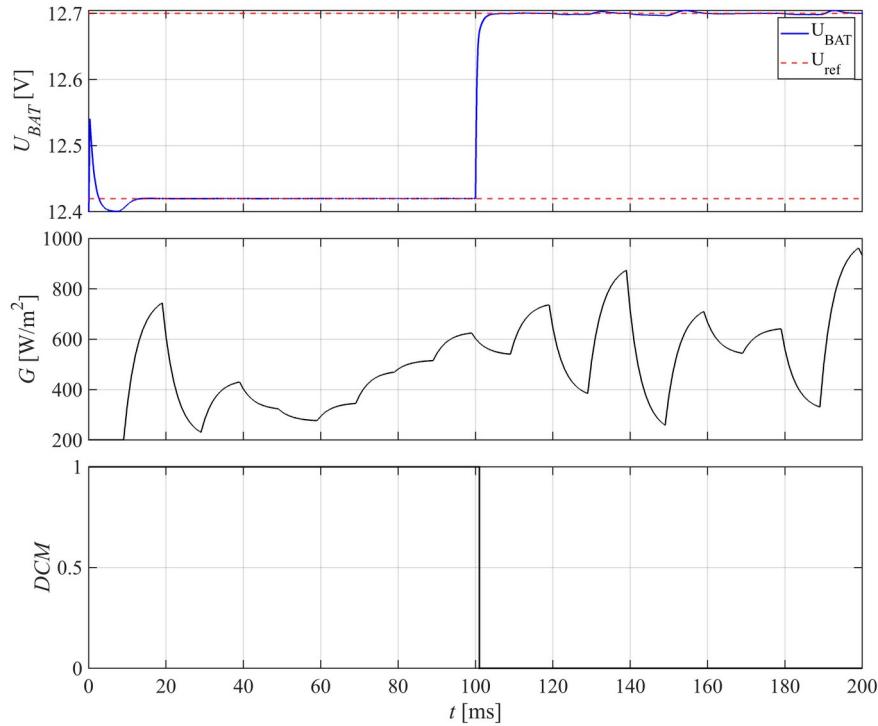
Simulacija rada sustava provedena je primjenom projektiranih parametara regulatora dobivenih izrazima (4.8) i (4.10) na nelinearni model uzlaznog pretvarača, baterije i fotonaponskog izvora realiziranih uz pomoć električnih komponenti dostupnih u programskom paketu „Simulink“. Regulacija (Slika 4.8) se sasoji od jednog regulatora s promjenjivim parametrima koji se mijenjaju ovisno o trenutnoj vrijednosti uvjeta (4.2) te generatora upravljačkog signala (Slika 3.11).



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 spriječavanje namatanja integratora primjenjena *clamping* metoda dostupna unutar samog PI Simulink bloka.

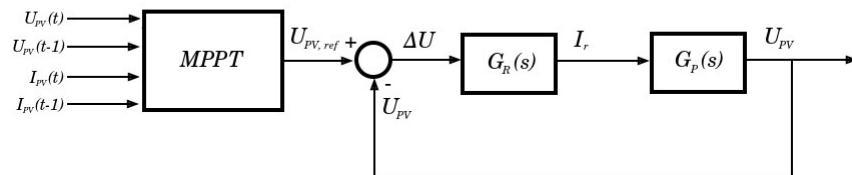
Odziv pretvarača za slučaj punjenja konstantnim naponom analiziran je pri promjenjivom sunčevom ozračenju fotonaponskog izvora. Signal ozračenja  $G$  generiran je kao nasumični stepenasti signal dodatno filtriran niskopropusnim filtrom. S obzirom na to koliko je malen vrmenski period simulacije, singal 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  $U_{BAT}$ , filtritanog 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 zadalu 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*

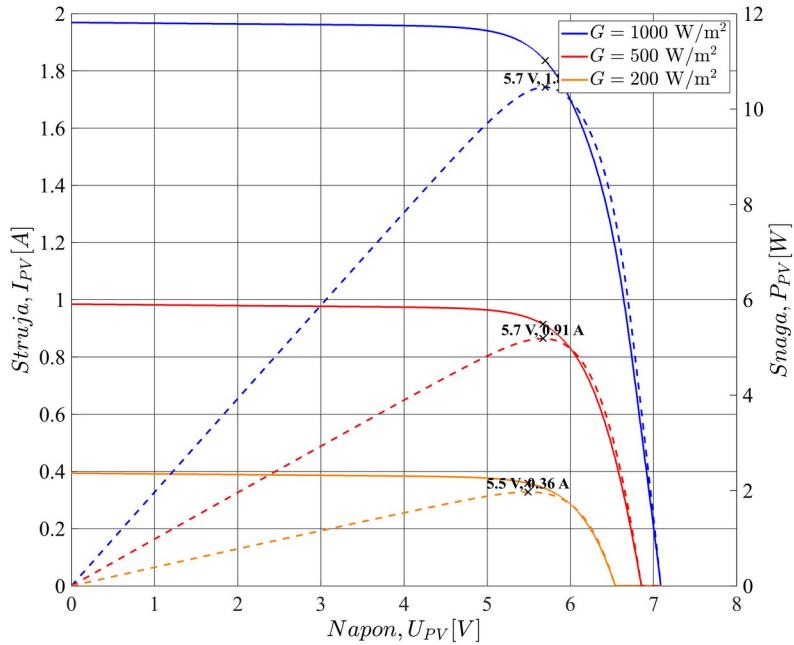
Parametar	Vrijednost	Parametar	Vrijednost
$G$	$800 \text{ W/m}^2$	$SOC$	65 %
$U_{PV0}$	5.7 V	$U_{PVmin}$	5.1 V
$I_{PV0} = I_{r0}$	1.469 A	$U_{BATmax}$	12.6 V
$U_{BAT0}$	10.8 V	$m_0$	$3.0002 * 10^4$

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 osmisiliti 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 oscilacije, ali je implementacija složenija te je osjetljiviji na šum
- Fuzzy logic – omogućuje brzo praćenje i dobar rad s nelinearnostima sustava, visoka robustnost 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

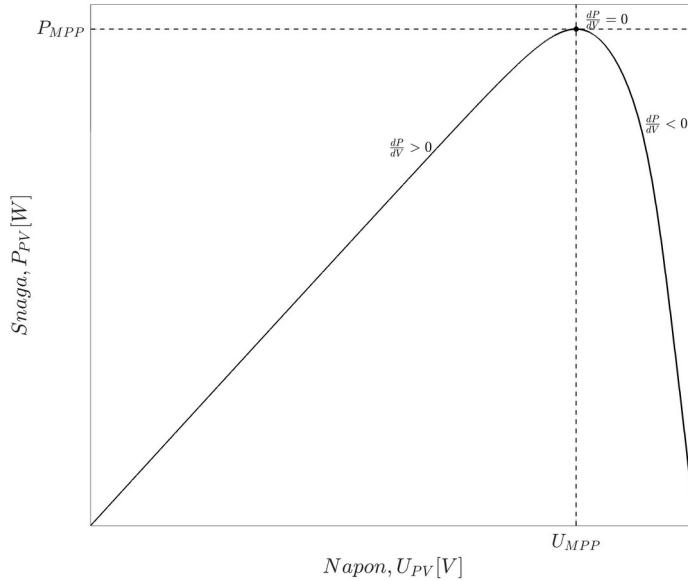
Za svrhe ovog rada koristit će se algoritam inkrementalne vodljivosti (engl. *Incremental conductance*). Algoritam se bazira na činjenici da je nagib karakteristike snage fotonaponskog izvora u točki maksimalne snage nula:

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

- $\frac{dI_{PV}}{dU_{PV}}$  - 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:

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

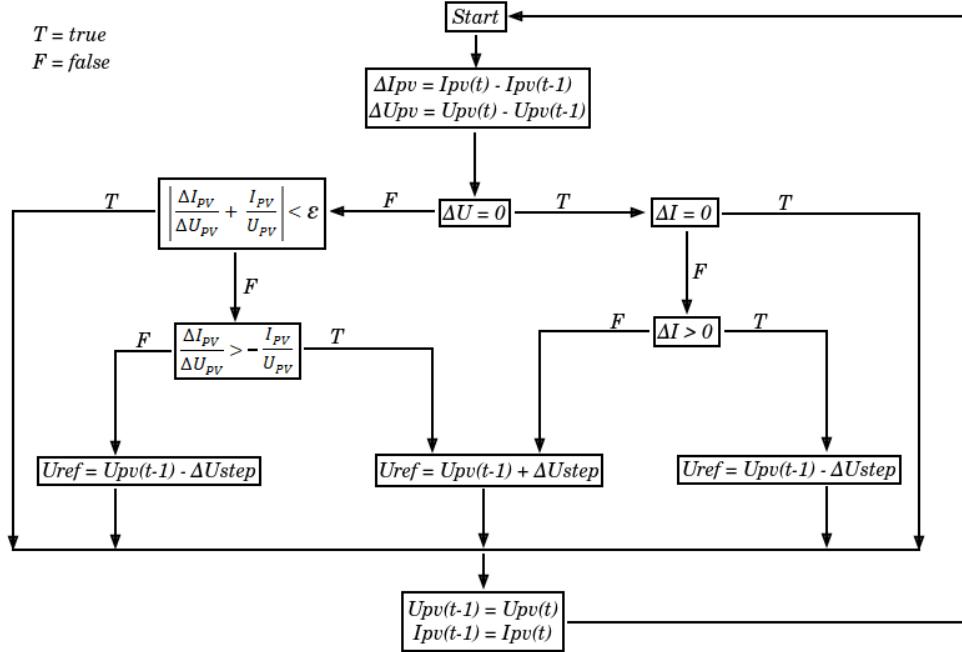


*Slika 4.12: Prikaz nagiba (4.13) i njihovih predznaka na krivulji snage fotonaponskog izvora*

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

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

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 (3.62) 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 (3.56) 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 (3.54) 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  $\rho$  definiran izrazom (3.60) 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:

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

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  $\sigma_m$ .

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).

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

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

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

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

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  $\rho$  koristit će se izraz definiran za diskontinuirani režim rada (3.77). 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:

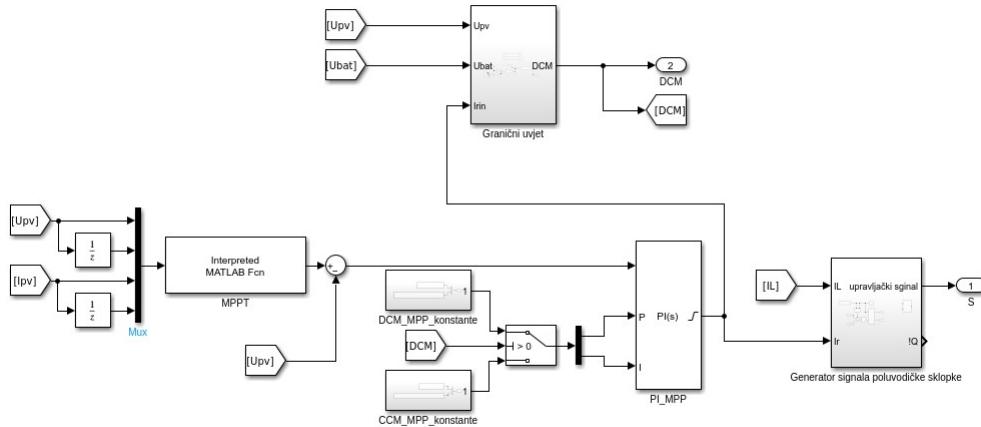
$$G_p(s) = \frac{-5.78}{1 + 0.00582 s} \quad (4.22)$$

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

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

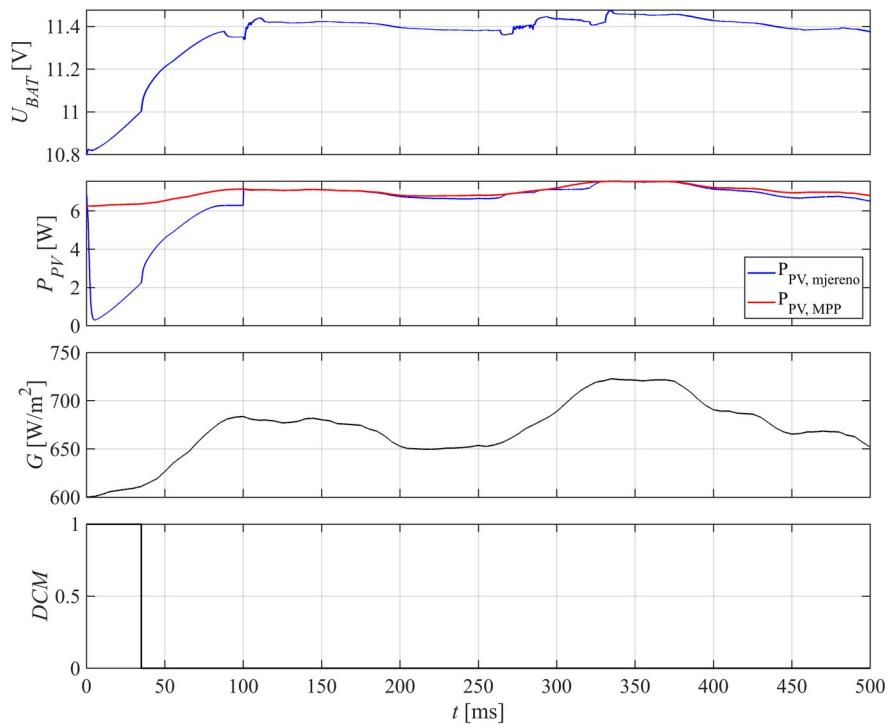
#### 4.4.4 Simuliranje rada

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 sunčev ozračenje  $G$ . Na ovaj način se prikazuje svrha 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  $P_{PV}$ , filtritanog nasumičnog signala ozračenja  $G$  te logike prijalaza između CCM i DCM režima rada.

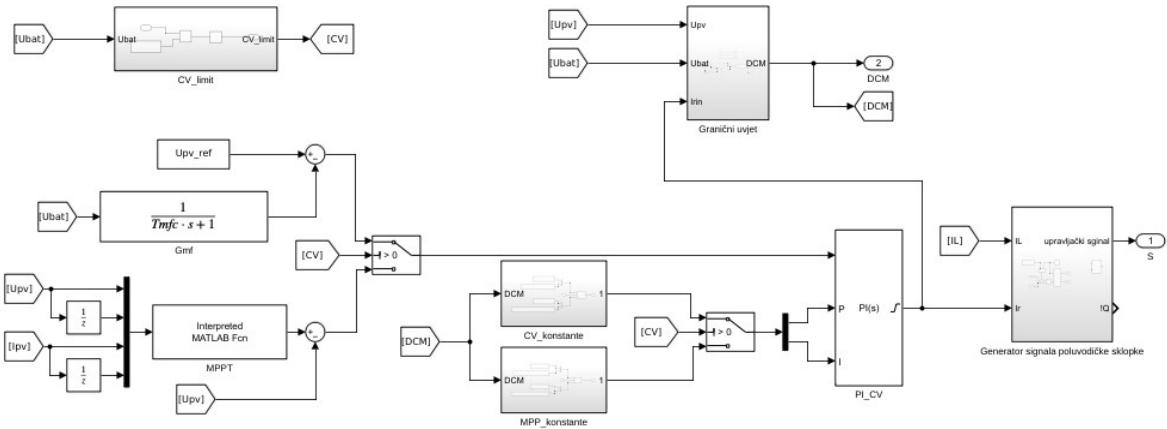
## 5. Cjeloviti model procesa i regulacijske petlje

Cilj konačne regulacijske petlje je optimalno punjenje baterijskog paketa, ovisno o stanju napunjenoosti SOC (engl. *state of charge*):

- SOC = 0 – 95 %: Punjenje maksimalnom snagom uz primjenu MPPT algoritma za određivanje optimalnog ulaznog napona pretvarača  $U_{PV, ref}$
- SOC = 95 – 100 %: Punjenje konstantnim naponom zadavanjem konstantnog referentnog napona  $U_{BAT, ref}$

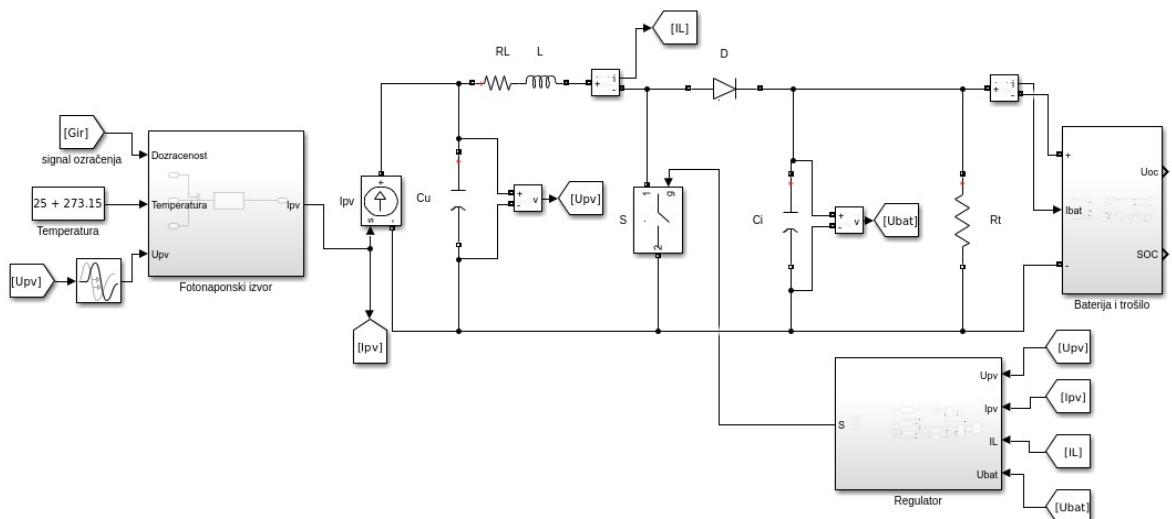
Dodatno, regulator mora prilagoditi vlasitit izlaz trenutnom režimu rada uzlaznog pretvarača. Parametri PI regulatora ( $K_R$  i  $T_I$ ) se dinamično podešavaju za kontinuirani i diskontinuirani režim rada. Stoga regulacijska petlja mora u svakom trenutku odabratи

jednu od četiri moguće postavke ulaznih parametara. Konačna regulacijska petlja vidljiva je na slici (Slika 5.1).



Slika 5.1: Cjeloviti model regulacijske petlje

Spajanjem regulacijske petlje (Slika 5.1) na nelinearan sustav tj. na model procesa, dobija se kompletan simulacijski shema sustava automatskog upravljanja (Slika 5.2).



Slika 5.2: Cjeloviti model sustava koji se sastoji od nelinearnog uzlaznog pretvarača realiziranog pomoću električnih komponenata, modela fotonaponskog izvora, modela baterije i trošila te regulatora (regulacijske petlje)

# Literatura

## Sažetak

Fotonaponski izvor povezan je s litij-ionskim baterijskim člankom putem istosmjernog ulaznog 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. Obrađeni su naponski i strujni način upravljanja pretvaračem. Ispravnost rada cjelokupnog modela sustava potvrđena je kroz simulacije.

**Ključne riječi:** fotonapon, litij-ionski članak, ulazni 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