



Naziv
dokumenta:

**Simulacijski modeli i regulacijske
funkcije ASPEMS-a**

Autori:

Prof. dr. sc. Božo Terzić
Doc. dr. sc. Goran Majić

Rev.

0.0

Datum:

Studeni, 2019.

SADRŽAJ:

1. Uvod
2. Simulacijski modeli komponenti sustava
 - 2.1. PWM Usmjerivač
 - 2.2. Li-ion baterije
 - 2.3. Super kondenzatori
 - 2.4. Dvosmjerni DC/DC pretvarač
3. Simuliranje različitih konfiguracija i funkcija ASPEMS-a
 - 3.1. Isporuka i pohrana radne i jalove energije
 - 3.2. Utjecaj radne i jalove snage ASPEMS-a na naponske prilike u mreži
 - 3.3. Kompenzacija brzih naponskih promjena u mreži

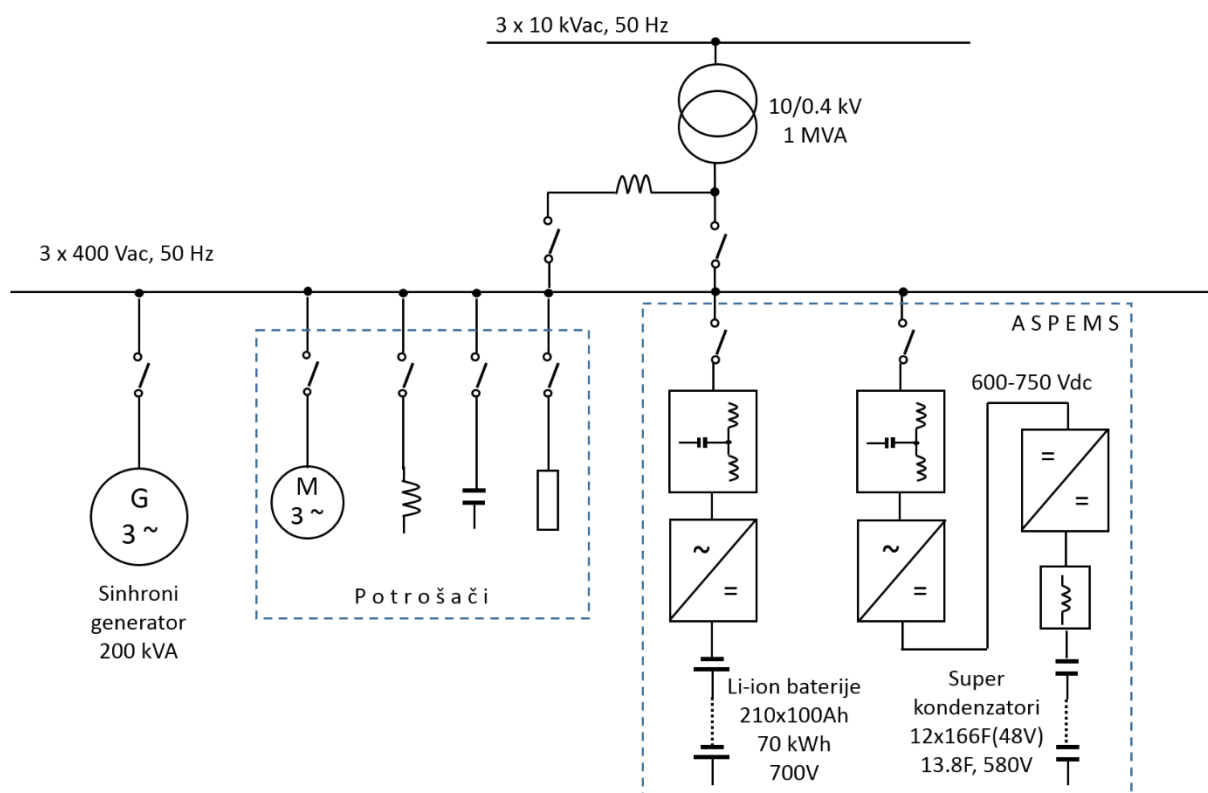
1. UVOD

Na slici 1.1 prikazana je pojednostavljena blok shema simulacijskog modela sustava koji se realizira u obliku laboratorijskog postrojenja. Na blokovskoj shemi nisu ucrtani zaštitni elementi već samo sklopni elementi koji omogućuje različite kombinacije spajanja izvora energije, spremnika energije i potrošača. Laboratorijsko postrojenje spojeno je na distribucijsku mrežu preko fakultetskog transformatora nazivnih podataka: 10/0.4 kV, 1MVA, $u_k=6\%$.

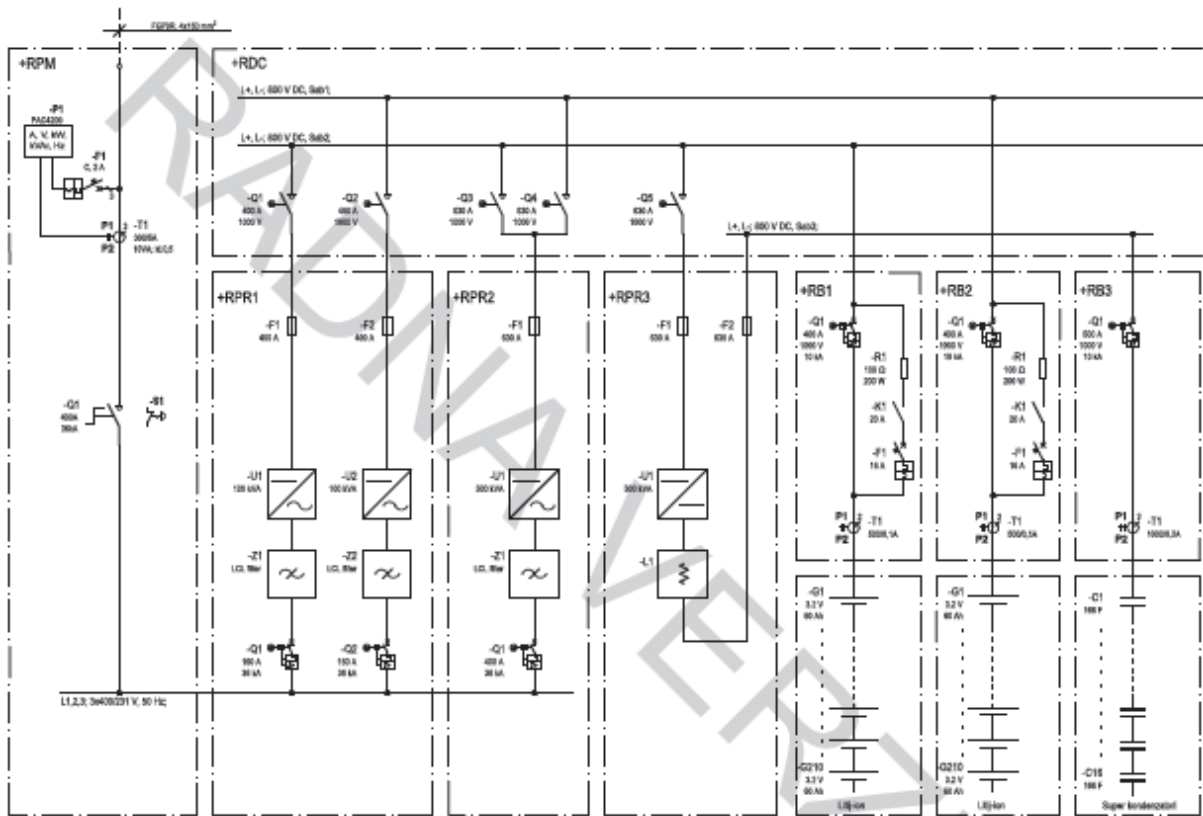
Premda se u okviru ASPEMS-a, koji je realiziran kao kontejnersko postrojenje, nalaze dva jednaka stringa Li-ion baterija koji se mogu napajati na različite načine, tj. preko 3 PWM usmjerivača (2 od 100 kVA i jedan od 300 kVA) za potrebe simulacije koristit ćemo samo jedan string koji se napaja usmjerivačem od 100 kVA. Superkondenzatori se napajaju preko PWM usmjerivača snage 300 kVA te preko dvosmjernog DC/DC pretvarača iste snage. Jednopolna shema kontejnerskog postrojenja prikazana je na slici 1.2.

Na niskonaponske sabirnice spojen je sinkroni generator snage 200 kVA koji je pogonjen elektromotornim pogonom s kaveznim asinkronim motorom i odgovarajućim pretvaračem frekvencije koji nisu prikazani na donjoj blok shemi. Elektromotorni pogon simulira rad bilo koje turbine, s tim da upravljačka veličina može biti pogonski moment ili brzina vrtnje generatora.

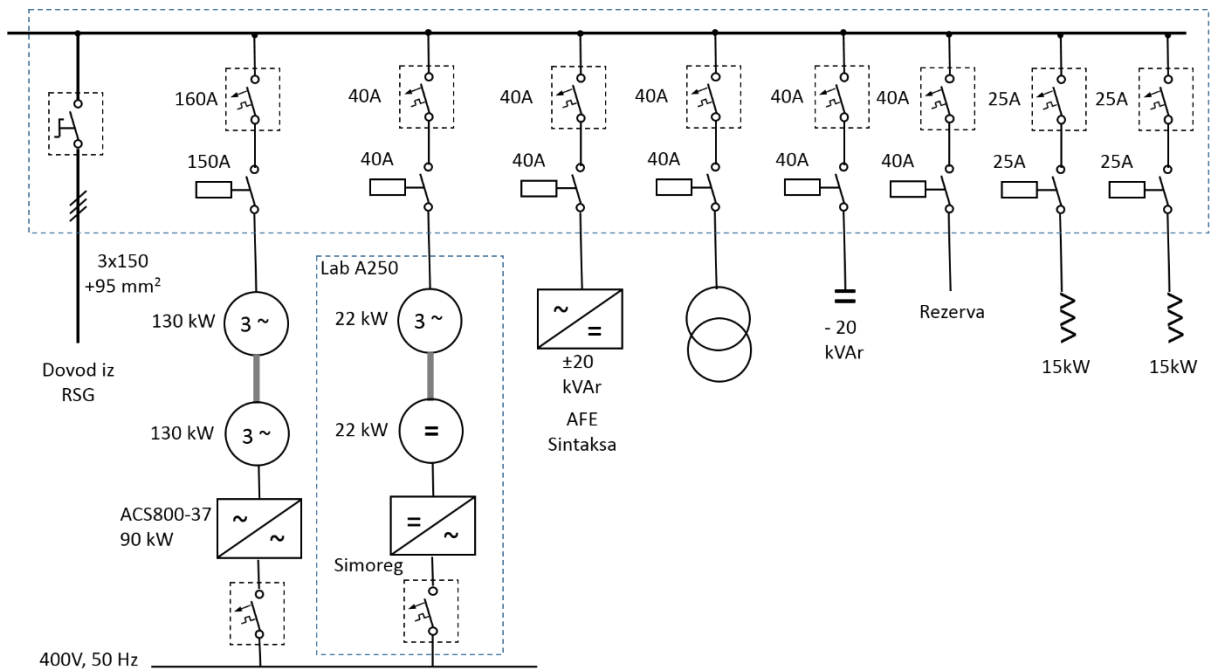
U simulacijskom modelu koristit će se različite vrste potrošača spojenih na niskonaponske sabirnice, a u laboratorijskom postrojenju predviđeni su trofazni potrošači koji su naznačeni na jednopolnoj shemi na slici 1.3



Slika 1.1 Principna simulacijska blok shema



Slika 1.2 Jednopolna shema kontejnerskog postrojenja ASPEMS-a



Slika 1.3 Jednopolna shema laboratorijskih potrošača

2. SIMULACIJSKI MODELI KOMPONENTI SUSTAVA

2.1. PWM usmjerivač

2.1.1. Princip rada

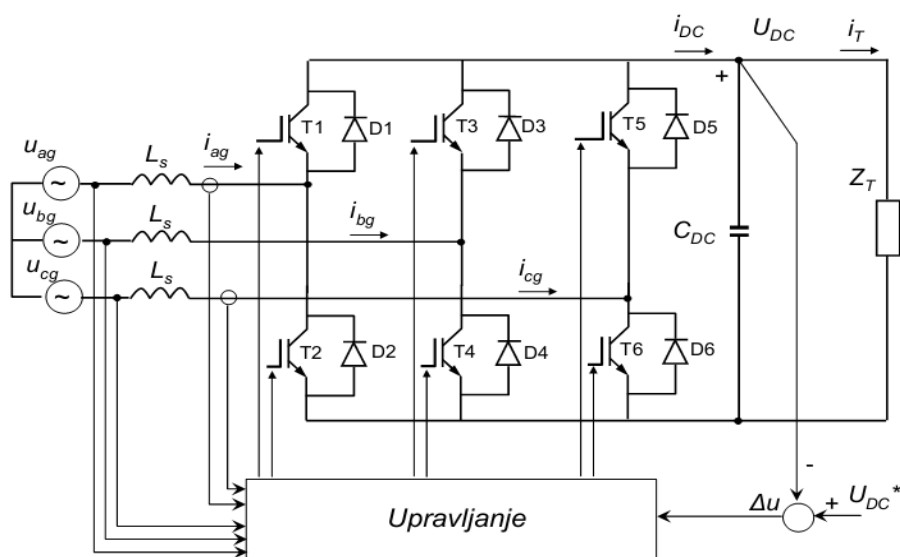
PWM usmjerivač u engleskoj terminologiji često ima i naziv „Active Front End (AFE) converter“. Taj pretvarač se danas praktički nalazi u većini primjena kada se poluvodički pretvarački sustavi primjenjuju u niskonaponskim elektroenergetskim mrežama. Tome su razlog njegove osnovne značajke koje ga čine superiornim u odnosu na druge pretvarače, a to su:

- Približno sinusna struja na strani mreže, pri čemu je THD struje manji od 5%.
- Mogućnost dvosmjernog toka energije.
- Namještanje željenog faktora snage, bilo u induktivnom ili kapacitivnom području.

Osim u sustavima za pohranu energije, PWM usmjerivač se primjenjuje u čitavom nizu drugih industrijskih područja i energetske sustava kao što su: četverokvadrantni elektromotorni pogoni gdje omogućava dvosmjernan tok energije i rad pogona u sva četiri kvadranta, vjetroagregati promjenjive brzine vrtnje, solarni sustavi, sustavi električne vuče, sustavi istosmjernog (HVDC) prijenosa energije, aktivni energetske filteri.

Osnovna struktura PWM usmjerivača prikazana je na slici 2.1, gdje se u energetske krugu uočava trofazni most s 6 IGBT tranzistora i povratnih dioda, te trofazna prigušnica između IGBT mosta i mreže. Postojanje prigušnice je nužno budući da se princip rada pretvarača temelji na principu sličnom uzlaznom DC/DC pretvaraču koji na niskonaponskoj strani također ima prigušnicu. Premda je za osnovni princip rada nužna samo prigušnica, danas se ipak najčešće primjenjuju LCL filter uzastoj same prigušnice (L filter). Tome su razlog određene prednosti kao što je manja dimenzija i cijena prigušnice LCL filtera uz zahtjev da THD struje mreže bude jednak. Osnovni nedostatak primjene LCL filtera jest postojanje rezonantne frekvencije filtera, koja predstavlja potencijalnu opasnost za pojavu rezonancije i nestabilnost čitavog sustava pretvarača. Stoga je nužno prigušenje mogućih rezonantnih pojava što je moguće realizirati na 2 načina, pasivno i aktivno. Pasivno prigušenje se postiže korištenjem radnih otpora spojenih u seriju ili paralelu kondenzatorima filtera, što kao nedostatak ima povećanje ukupnih gubitaka pretvarača. Aktivno prigušenje se postiže primjenom softverskih filtera unutar upravljačkih algoritama.

Moguće su dvije osnovne topologije PWM usmjerivača, s utisnutim naponom i utisnutom strujom. Češće se koristi pretvarač s utisnutim naponom koji se primjenjuje i u ovom projektu pa ćemo nadalje i opisivati njegov princip rada. Njegova osnovna struktura, u varijanti s L filterom, je prikazana na slici 2.1.



Slika 2.1. Osnovna topologija trofaznog PWM usmjerivača s utisnutim naponom i L filtrom

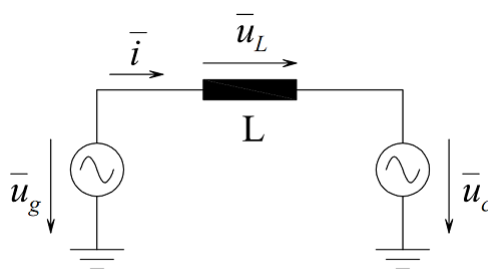
Upravljivi trofazni PWM usmjerivač može raditi kao ispravljač i kao usmjerivač. U slučaju kada je tok energije usmjeren iz mreže prema trošilu usmjerivač radi u ispravljačko režimu rada, a kada je tok energije usmjeren u suprotnom smjeru, usmjerivač radi u izmjenjivačkom režimu rada. Dakle, ispravljački ili izmjenjivački režim rada određeni su smjerom istosmjerne struje.

Kao što je već spomenuto PWM usmjerivač s utisnutim naponom je uzlazni pretvarač budući da je srednja vrijednost napona na istosmjerno strani (U_{DC}) upravljiva, ali samo na vrijednosti veće od izlaznog napona trofaznog diodnog ispravljača. Ovaj pretvarač može raditi kao uzlazni pretvarač zahvaljujući prigušnici na izmjeničnoj strani, koja u kombinaciji sa IGBT pretvaračem omogućuje dobivanje izlaznog napona većeg od trofaznog diodnog ispravljača. Granična najmanja vrijednost istosmjernog napona određena je maksimalnim iznosom linijskog napona mreže:

$$U_{DC} > \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{g_ef} = 2.45 \cdot U_{g_ef} \quad (2.1)$$

gdje je: U_{g_ef} – efektivna vrijednost faznog napona mreže.

Vrijednost istosmjernog napona dobivena pomoću izraza (2.1) je minimalna vrijednost koja osigurava rad pretvarača uz nultu izlaznu struju i jedinični faktor snage. Kod realnih pretvarača sa nazivnom strujom i željenim faktorom snage različitim od jedan potrebni iznos istosmjernog napona je veći. Uz zadanu maksimalnu struju pretvarača, željeni faktor snage i uz poznati induktivitet prigušnice, za određivanje minimalne vrijednosti istosmjernog napona, moguće je koristiti nadomjesnu shemu izmjenične strane pretvarača slika error! no text of specified style in document..2.



Slika Error! No text of specified style in document..2. Nadomjesna shema za osnovni harmonik na izmjeničnoj strani usmjerivača

Na ovoj shemi pretpostavlja se idealna kruta mreža, zanemaruju se omski otpori prigušnica, a pretvarač se nadomješta idealnim naponskim sinusnim izvorom kojemu se može mijenjati amplituda i faza. Na temelju sheme može se pisati:

$$\bar{i}(t) = \frac{\bar{u}_L(t)}{j\omega L} = \frac{\bar{u}_g(t) - \bar{u}_c(t)}{j\omega L} \quad (2.2)$$

gdje je:

\bar{u}_g - vektor napona mreže,

\bar{i} - vektor struje na izmjeničnoj strani usmjerivača,

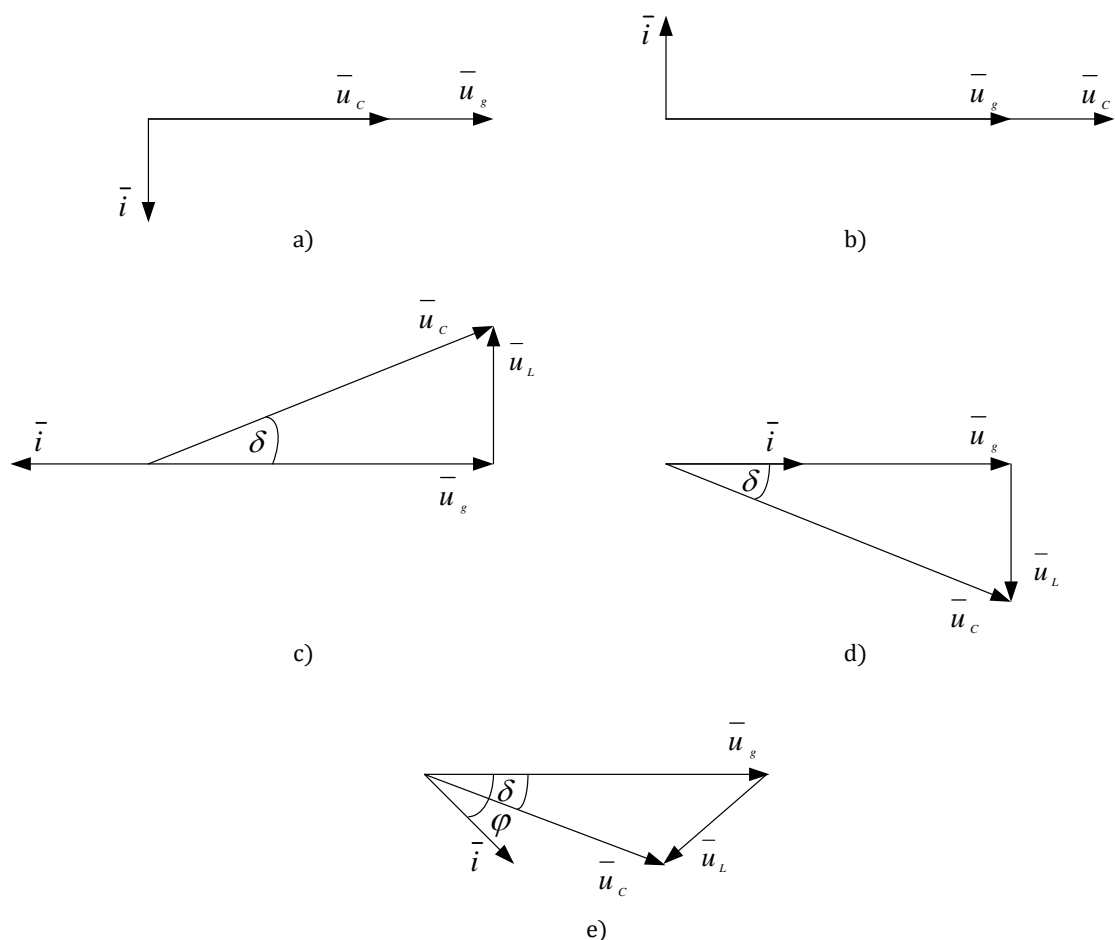
\bar{u}_c - vektor napona prvog harmonika usmjerivača,

\bar{u}_L - pad napona na prigušnici,

ω - kružna frekvencija napona mreže i osnovnog harmonika napona usmjerivača.

Korištenje prigušnice omogućava upravljanje strujom na izmjeničnoj strani usmjerivača. Kao što vidimo iz izraza (2.2), fazom i amplitudom struje \bar{i} indirektno se upravlja postavljanjem odgovarajuće faze i amplitude napona \bar{u}_c .

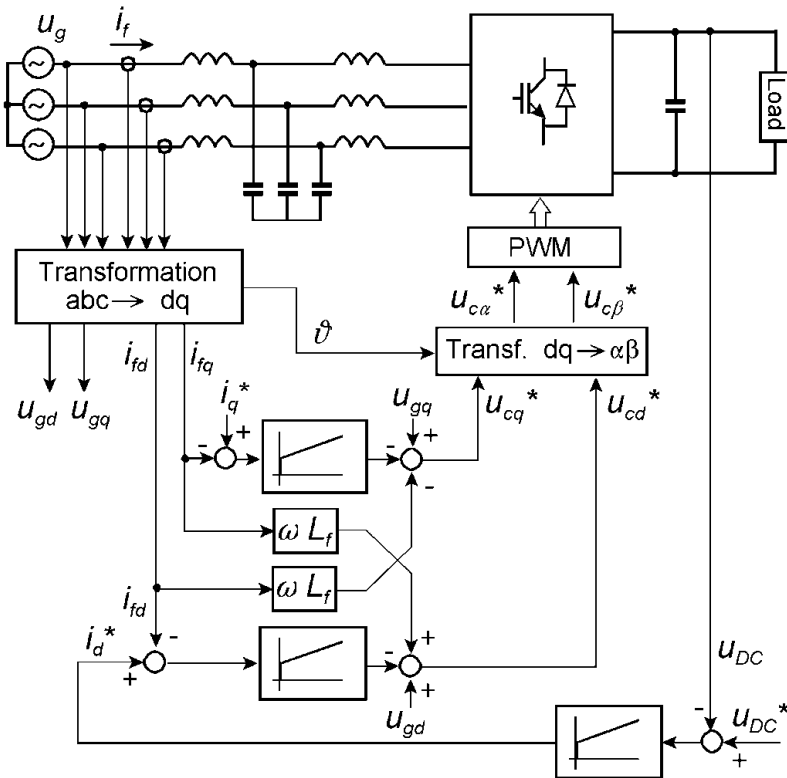
Na slici 2.3. prikazani su vektorski dijagrami nekoliko karakterističnih režima rada usmjerivača. Ukoliko se vektor napona usmjerivača \bar{u}_c podudara, po amplitudi i fazi, s vektorom napona mreže \bar{u}_g , struja će biti jednaka nuli. Ako se amplituda vektora \bar{u}_c smanji u odnosu na amplitudu vektora \bar{u}_g , struja usmjerivača bit će induktivna (2.3a). U suprotnom, ako se napon \bar{u}_c poveća po iznosu, a bez promjene faznog kuta u odnosu na napon mreže, struja usmjerivača će biti kapacitivna (2.3b). Promjenom predznaka kuta δ , upravlja se smjerom toka energije. Ako vektor \bar{u}_c fazno prethodi vektoru \bar{u}_g , usmjerivač radi u izmjenjivačkom režimu rada (2.3c). Ukoliko vektor \bar{u}_c fazno zaostaje za vektorom \bar{u}_g , usmjerivač radi u ispravljačkom režimu rada (2.3d). Na slici 2.3e prikazan je ispravljački režim s induktivnim faktorom snage.



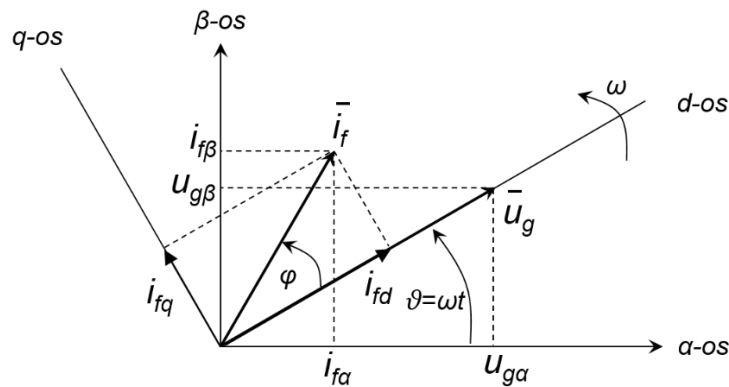
Slika 2.3. Vektorski dijagram usmjerivača za: a) čisto induktivni režim rada, b) čisto kapacitivni režim rada, c) izmjenjivački režim rada uz jedinični faktor snage, d) ispravljački režim rada uz jedinični faktor snage, e) ispravljački režim rada uz faktor snage različit od jedan

Slika 2.4 prikazuje blokovsku shemu sustava upravljanja PWM usmjerivačem koji ima LCL filter. Struktura upravljanja temelji se na vektorskoj regulaciji u sinkrono rotirajućem dq koordinatnom sustavu, pri čemu se d os poklapa sa vektorom napona mreže. Na taj se način postiže da su d i q komponente struje istosmjerne veličine što omogućuje primjenu klasičnih PI regulatora. Slika 2.5. prikazuje vektorski dijagram napona i struja u točki priključenja pretvarača na mrežu.

Rastavljanjem struje na d i q komponentu, postiže se mogućnost reguliranja posebno radne, a posebno jalove snage te na taj način možemo postići željeni faktor snage. Iznos komponente struje u d osi proporcionalan je radnoj snazi, a iznos komponente struje u q osi proporcionalan je jalovoj snazi. Struktura upravljanja PWM usmjerivačem je kaskadnog tipa s dvije regulacijske petlje po struji. Vanjska regulacijska petlja regulira napon kondenzatora u istosmjernom krugu (U_{DC}) pomoću PI regulatora. Izlaz iz PI regulatora napona istosmjernog međukruga predstavlja referencu za za struju u d osi. Regulacijska petlja po struji u q osi neovisna je o regulaciji napona istosmjernog međukruga, pa se njena referenca postavlja prema željenom faktoru snage pretvarača prema mreži.



Slika 2.4. Blok shema sustava upravljanja PWM usmjerivača



Slika 2.5. Vektorski dijagram napona i struja u točki priključenja usmjerivača na mrežu

Na izlazu iz oba PI regulatora struje dodaju se članovi za raspredanje ($\omega L_f i_{fd}$ u d osi, tj. $\omega L_f i_{fd}$ u q osi), te se dodaju i odgovarajući signali proporcionalni naponima mreže (u_{gd} , u_{gq}). Signali proporcionalni naponima mreže dodaju se iz razloga što u tom slučaju PI regulator struje na svom izlazu treba dati samo signal koji je proporcionalan razlici napona mreže i pretvarača, budući da je ta razlika odgovorna za promjenu struje filtra, a s druge strane time regulacijski odzivi postaju brži na početku rada pretvarača.

Mjereni naponi i struje u d i q osi dobivaju se iz mjerenih trenutnih vrijednosti faznih napona i struja, a nakon toga se transformiraju u sinkrono rotirajući dq koordinatni sustav. Transformacija u dq

koordinatni sustav se vrši na način da se najprije veličine iz trofaznog abc sustava prebace u dvofazni mirujući $\alpha\beta$ koordinatni sustav, a nakon toga iz $\alpha\beta$ koordinatnog sustava korištenjem kuta rotacije $\vartheta = \omega t$ u sinkrono rotirajući dq koordinatni sustav. U slijedećim relacijama opisane su transformacije za struju filtera (mreže), a ekvivalentne relacije vrijede i transformacije napona:

$$i_{f\alpha} = i_{af} \quad ; \quad i_{f\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{af} + 2i_{bf}) \quad (2.3)$$

$$\begin{aligned} i_{fd} &= i_{fa} \cos \vartheta + i_{f\beta} \sin \vartheta \\ i_{fq} &= -i_{fa} \sin \vartheta + i_{f\beta} \cos \vartheta \end{aligned} \quad (2.4)$$

gdje su:

$$\sin \vartheta = \frac{u_{g\beta}}{|u_g|}, \quad \cos \vartheta = \frac{u_{g\alpha}}{|u_g|}$$

Kod upravljanja trofaznim IGBT pretvaračem koristi se princip prostorno-vektorske modulacije kojoj ulazne veličine trebaju biti referentne veličine željenih napona u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu ($u_{c\alpha}^*$, $u_{c\beta}^*$) Pri tome se referentni naponi u dq sustavu (u_{cd}^* , u_{cq}^*) trebaju pomoću inverzne transformacije transformirati iz dq sustava u $\alpha\beta$ sustav uz pomoć istog kuta rotacije $\vartheta = \omega t$ kao i kod transformacije mjerenih veličina. Koriste se slijedeće relacije:

$$\begin{aligned} u_{c\alpha}^* &= u_{cd}^* \cos \vartheta - u_{cq}^* \sin \vartheta \\ u_{c\beta}^* &= u_{cd}^* \sin \vartheta + u_{cq}^* \cos \vartheta \end{aligned} \quad (2.5)$$

PWM usmjerivač u ispravljačkom režimu uzima radnu snagu iz mreže i predaje ju trošilu, te je u tom režimu rada struja i_{fd} pozitivna. U izmjenjivačkom režimu rada PWM usmjerivač uzima radnu snagu iz istosmjernog međukruga i predaje ju mreži, te je tada vrijednost struje i_{fd} negativna. U oba režima rada, napon istosmjernog međukruga u_{DC} se održava konstantnim s obzirom na zadanu referencu uz pomoć PI regulatora.

Premda se na slici 2.4 kao mjerene struje koriste struje mreže, u PWM usmjerivaču s LCL filtrom kao struje povratne veze moguće je koristiti i struje između LCL filtra i pretvarača. Pri tome se mogu istaknuti slijedeće značajke obiju varijanti:

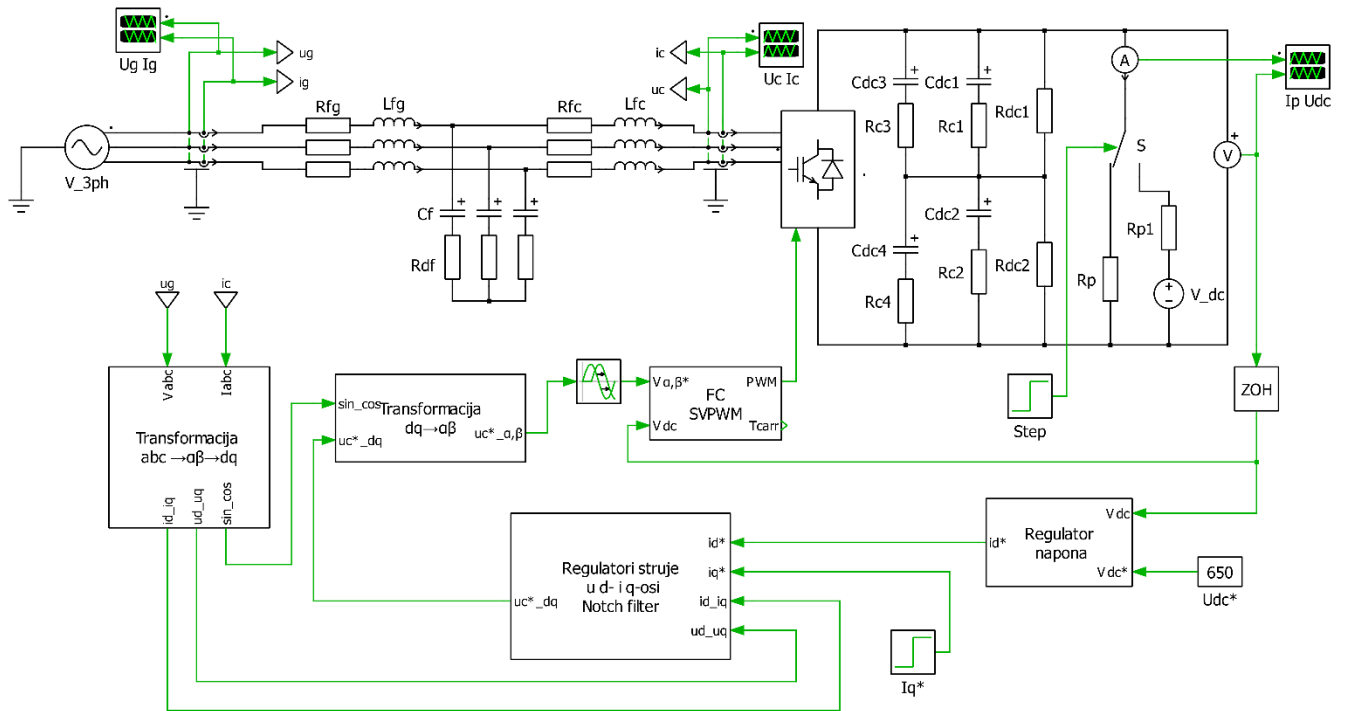
- **Povratna veza po struji mreže** (i_g) je povoljnija jer je regulacijski sustav stabilniji i direktno se kontrolira $\cos \varphi$ na priključnim stezaljkama,
- **Povratna veza po struji pretvarača** (i_c) je pogodnija s ekonomskog stanovišta jer IGBT pretvarači ionako trebaju imati mjerenje struje radi njihove prekostrujne zaštite. Ako se koristi ova povratna veza sustav je potrebno dodatno stabilizirati s pasivnim ili aktivnim prigušenjem. Osim toga, budući se mjeri struja pretvarača a ne struja mreže, kod postavljanja referentnog (željenog) $\cos \varphi$ potrebno je uzeti u obzir korekciju, tj. kompenzirati fazni pomak kojeg unosi LCL filter, s ciljem da se dobije željeni $\cos \varphi$ u točki priključka s mrežom.

2.1.2. Simulacijski model

Simulacijski model PWM usmjerivača izrađen je u programskom paketu *Plecs* kao integriranom sučelju unutar programskog paketa *Matlab*. Osnovna struktura modela prikazana je na slici 2.6. Trofazni simetrični izvor (V_{3ph}) predstavlja tri fazna simetrična napona, konstantne amplitude i frekvencije, te međusobnog faznog pomaka od 120° , kojima je nul točka uzemljena. U model trofaznog LCL filtera, osim osnovnih parametara (L_{fg} , C_f , L_{fc}) uključeni su i radni otpori prigušnica i kondenzatora, koji imaju pozitivan utjecaj i na probleme stabilnosti usmjerivača zbog rezonantnih karakteristika filtera. Model trofaznog dvorazinskog IGBT pretvarača preuzet je iz *Plecs* biblioteke. Na isti način kao i u stvarnom usmjerivaču od 100 kVA, na istosmjernoj strani pretvarača realizirana je serijsko-paralelna kombinacija 4 kondenzatora (C_{dc1} , C_{dc2} , C_{dc3} , C_{dc4}) s tim da su modelirani i njihovi ekvivalentni serijski otpori (R_{c1} , R_{c2} , R_{c3} , R_{c4}). Također kondenzatorima u istosmjernom krugu su paralelni spojeni otpori (R_{dc1} , R_{dc2}) koji služe za balansiranje napona na serijski spojenim kondenzatorima.

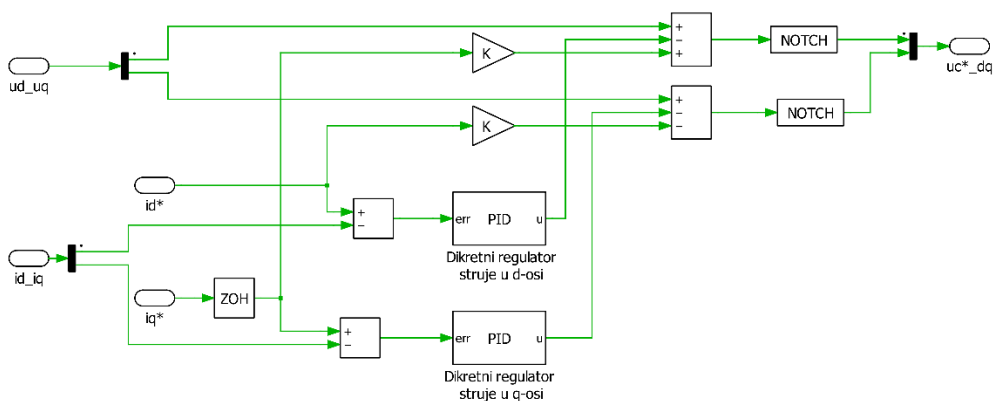
Zbog simulacije oba smjera energije kroz usmjerivač, na istosmjernoj strani je postavljena dvopoložajna sklopka S . U položaju sklopke koji je na slici, u istosmjernom krugu je spojeno radno trošilo R_p , što znači da je u tom slučaju smjer energije od izvora prema radnom trošilu, tj. istosmjerna struja ima pozitivni predznak. Ako se pomoću *Step* funkcije sklopka S prebaci u desni položaj na istosmjerni krug se spaja serijski spoj istosmjernog izvora (V_{dc}) i otpora (R_{p1}). Ako istosmjerni izvor ima veću vrijednost od reguliranog napona istosmjernog kruga V_{dc} , istosmjerna struja ima negativan smjer i energija iz istosmjernog izvora V_{dc} preko PWM usmjerivača ide u mrežu. Iznos prenesene snage je proporcionalan istosmjernoj struji koja je određena razlikom napona istosmjernog izvora (V_{dc}) i istosmjernog napona na usmjerivaču (V_{dc}), te otpora R_{p1} .

Simulacijski blokovi regulacijskih krugova služe za simulaciju svih regulacijskih funkcija koje su prikazane na blok shemi sustava sa slike 2.4 i opisane u poglavlju 2.1.1. Budući da su sva tri regulatora diskretnog PI tipa, sve mjerene i referentne analogne veličine trebaju proći kroz „sample&hold“ element (ZOH), s tim da se taj element nalazi i unutar nekih blokova na slici 2.6. Dva bloka za direktnu ($abc \rightarrow \alpha\beta \rightarrow dq$) i inverznu ($dq \rightarrow \alpha\beta$) transformaciju koriste izraze (2.2)-(2.5), s tim da su ulazne mjerne veličine tri fazna napona mreže (signal ug uključuje sva tri fazna napona) i tri struje između LCL filtra i IGBT pretvarača (signal ic). Signali $\sin\vartheta$ i $\cos\vartheta$ koriste se kod oba bloka transformacija. Blok FC SVPWM simulira prostorno-vektorsko upravljanje trofaznim IGBT pretvaračem, preuzet je iz *Plecs* biblioteke, ulazne veličine su mu referentni (željeni) naponi u $\alpha\beta$ sustavu na izmjeničnim stezaljkama pretvarača, te mjereni napon istosmjernog kruga (V_{dc}). Također, unutar bloka se upisuje i frekvencija sklapanja (f_{PWM}) pretvarača. Prije ulaska u ovaj blok referentni naponi $V_{\alpha,\beta}^*$ prolaze kroz blok jediničnog kašnjenja, koje je jednako polovici perioda rada diskretnog sustava (T_s) koji je sinkroniziran s frekvencijom sklapanja pretvarača, tako da vrijedi: $T_s = 1/f_{PWM}$. Taj period je ujedno i period uzorkovanja kontinuiranih veličina koji se postavljaju u bloku ZOH. Regulator napona istosmjernog kruga i dva regulatora struje su diskretnog PI tipa, kojima se upisuju odgovarajući parametri proporcionalnog i integralnog djelovanja. Referentne veličine napona istosmjernog kruga (U_{dc}^*) i jalove komponente struje (I_q^*) mogu biti konstantne ili promjenljive veličine.



Slika 2.6 Simulacijski model PWM usmjerivača

Na slici 2.7 prikazana je unutrašnjost bloka regulatora struje, pri čemu su na njihovim izlazima postavljeni blokovi Notch filtera koji nisu prikazani na slici 2.4. U bloku Notch filtera zadaju se: (1) Osnovni parametri LCL filtra (L_{fg} , L_{fc} , C_f) koji određuju rezonantnu frekvenciju na kojoj filter ima najveće prigušenje, (2) Prigušenje na rezonantnoj frekvenciji u dB, (3) Nagib amplitudne karakteristike oko rezonantne frekvencije („Stabilization Bandwidth“)



Slika 2.7 Blok diskretnih regulatora struje i Notch filtera

2.1.3. Rezultati simulacije

Radi potvrde ispravnosti simulacijskog modela PWM usmjerivača u ovom potpoglavlju prikazat ćemo nekoliko simulacijskih rezultata koji su dobiveni primjenom simulacijskog modela sa slike 2.6. Svi

parametri u simulacijskom modelu definirani su u posebnom *m* file-u, koji se treba izvršiti prije pokretanja simulacijskog modela. Za simulacije ćemo koristiti parametre usmjerivača snage 100 kVA koji su prikazani u tablici 2.1. Treba napomenuti da se u energetskom krugu simulacijskog modela koriste apsolutne vrijednosti veličina i parametara, dok se u regulacijskim krugovima primjenjuju relativne vrijednosti.

Tijekom simulacije koja traje 1 sekundu, prvo je u periodu do 0.2 sek. kao trošilo na istosmjernoj strani uključen otpornik od $R_p = 5 \Omega$, a referenca jalove snage je $I_q^* = 0$, tj. ne zahtijeva se jalova snaga. Otpornik od 5Ω definira radnu snagu od približno 80 kW koja ima smjer od mreže prema trošilu. U trenutku $t = 0.6$ sek. sklopka S se prebacuje u desni položaj što ima za posljedicu promjenu smjera snage od istosmjernog kruga prema mreži, a iznos istosmjerne struje tj. radne snage je definiran naponskim izvorom $V_{dc} = 700$ V, otporom $R_{p1} = 0.5 \Omega$ i reguliranim naponom istosmjernog kruga koji iznosi $U_{dc} = 650$ V.

Na slici 2.8 prikazani su istosmjerni napon i struja radnog trošila tijekom cijelog intervala simulacije. Do prebacivanja sklopke S u trenutku $t = 0.6$ sek. smjer struje je pozitivan a napon se održava konstantnim na zadanoj referentnoj vrijednosti. Tijekom skokovite promjene jalove struje u trenutku $t = 0.2$ sek. na istosmjernoj strani se ne primjećuju nikakve promjene, što je očekivano. U trenutku $t = 6$ sek. dolazi do očekivane promjene smjera istosmjerne struje, što također izaziva i dinamičku promjenu (povećanje) napona istosmjernog kruga. Ta promjena nestane unutar 0.1 sek zahvaljujući djelovanju regulacijskog kruga napona istosmjernog kruga.

Na slici 2.9 prikazana su tri fazna napona i tri struje mreže tijekom cijelog intervala simulacije. Sa slike se primjećuje porast ukupne struje u $t = 0.2$ sek nakon zadavanja reference jalove struje ($I_q^* = 0.5$ p.u.), te smanjenje te iste struje u $t = 0.6$ nakon uključanja sklopke čime se mijenja smjer energije i smanjuje radna komponenta struje.

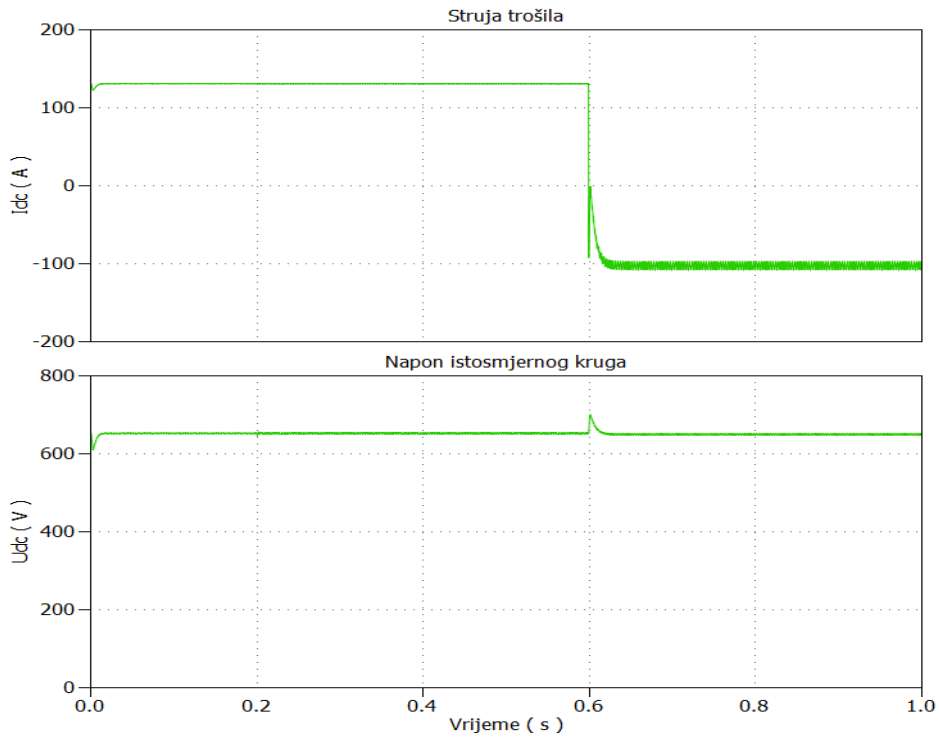
Na slici 2.10 prikazana su tri fazna napona i tri struje mreže prije i nakon dodavanja reference jalove struje u trenutku $t = 0.2$ sek. Osim povećanja ukupne struje zbog dodane jalove komponente, primjećuje se i nesinusni valni oblik struja tijekom promjene struja te promjena faznog pomaka struje od približno 40° (prethođenje struje) u odnosu na napon mreže.

Na slici 2.11 prikazana su tri fazna napona i tri struje mreže prije i nakon promjene položaja sklopke S u trenutku $t = 0.6$ sek. Osim smanjenja ukupnog iznosa struja zbog smanjenja radne komponente, primjećuje se da su struje u protufazi s naponima što je posljedica promjena smjera snage, tj. nakon promjene stanja sklopke S snaga ima smjer od istosmjernog kruga prema mreži.

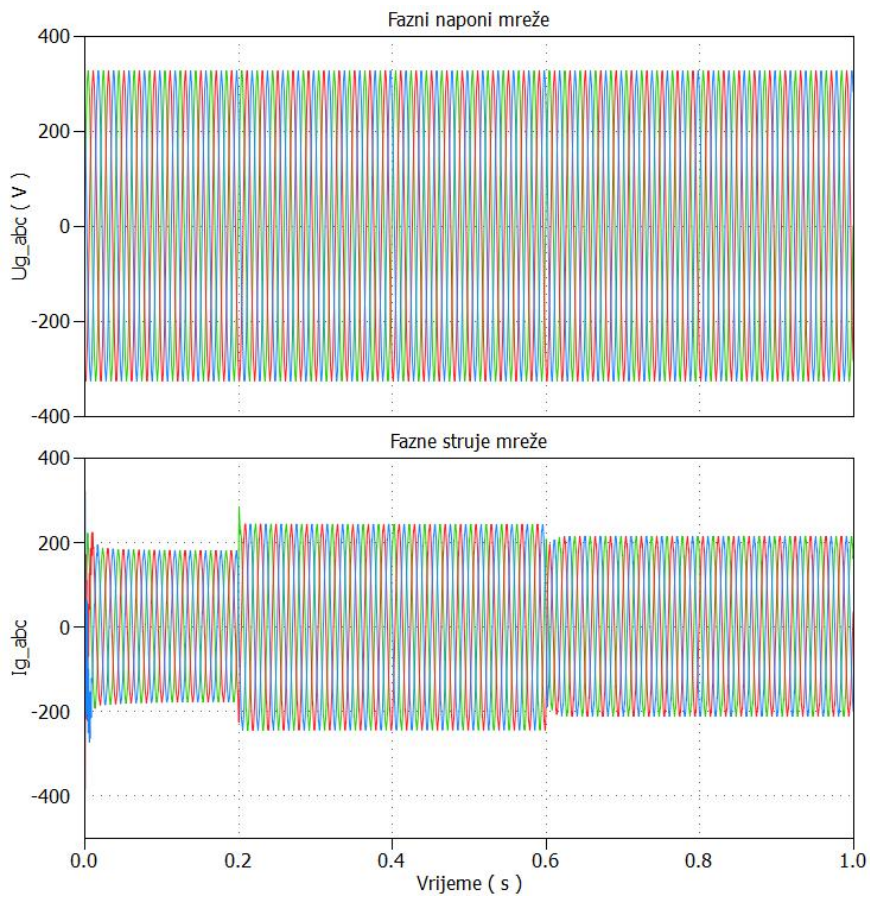
Na slici 2.12 prikazana su tri fazna napona i tri struje mreže prije i nakon dodavanja reference jalove struje uz isključen Notch filter koji služi za prigušenje rezonantnih pojava uslijed postojanja LCL filtra. Sa slike se primjećuju visokofrekvencijske oscilacije u strujama, s približnom frekvencijom od 1.3 kHz što upravo odgovara rezonantnoj frekvenciji korištenog LCL filtra. Na taj način potvrđujemo ispravno djelovanje Notch filtra u okviru regulacijskih krugova struje.

Tablica 2.1 Simulacijski parametri za PWM usmjerivač snage 100 kVA

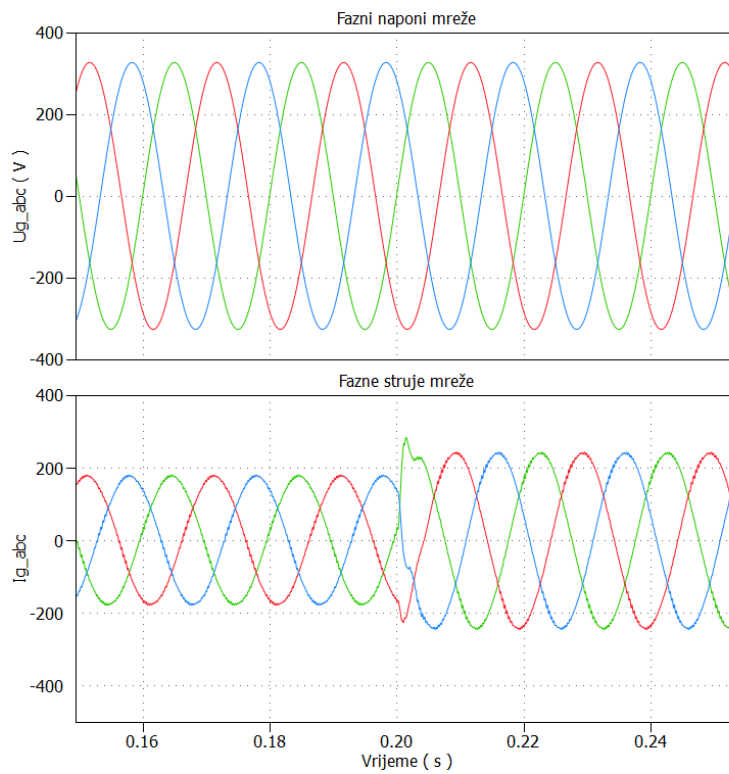
Simbol	Vrijednost	Opis
<i>IGBT pretvarač</i>		
fpwm	3000 Hz	Frekvencija sklapanja IGBT pretvarača
T1	1/fpwm	Period uzorkovanja i diskretizacije
td	4 μs	Mrtvo vrijeme kod upravljanja IGBT-ovima
<i>Parametri LCL filtra</i>		
Lfg	0.1 mH	Fazni induktivitet prigušnice na strani mreže
Rfg	5 mΩ	Fazni otpor prigušnice na strani mreže
Lfc	0.3 mH	Fazni induktivitet prigušnice na strani pretvarača
Rfc	10 mΩ	Fazni otpor prigušnice na strani pretvarača
Cf	0.2 mF	Kapacitet kondenzatora jedne faze
Rdf	10 mΩ	Ekvivalentni serijski otpor kondenzatora
<i>Nazivni podaci i bazne veličine</i>		
Unf	230 V	Nazivni fazni napon mreže
fn	50 Hz	Nazivna frekvencija mreže
Inf	160 A	Nazivna fazna struja LCL filtera
Ub	Unf · 1.41	Bazni napon
Ib	Inf · 1.41	Bazna struja
Zb	Ub/Ib	Bazna impedancija
Omegab	2 · π · fn	Bazna kružna frekvencija
Lb	Zb/Omegab	Bazni induktivitet
Tb	1/Omegab	Bazna vremenska konstanta
<i>Istosmjerni krug</i>		
Cdc	4.7 μF	Kapacitet jednog kondenzatora
Rc	15 mΩ	Ekvivalentni serijski otpor jednog kondenzatora
Rdc	10 kΩ	Otpor otpornika za balansiranje napona na serijski spojenim kondenzatorima
Udc	1.065 · 1.73 · Ub	Napon istosmjernog kruga koji se koristi za proračun parametara regulatora
Ugd	Ub	Napon mreže u d-osi koji se koristi za proračun parametara regulatora
<i>Parametri PI regulatora struje prema simetričnom optimumu u p.u. sustavu</i>		
α _i	2	
K _{pi}	$(Lfg + Lfc) / (\alpha_i \cdot 0.75 \cdot T1) / Zb$	
T _{ii}	$\alpha_i^2 \cdot 0.75 \cdot T1 \cdot 50$	
<i>Parametri PI regulatora napona prema simetričnom optimumu u p.u. sustavu</i>		
α _u	2	
K _{pu}	$2/3 \cdot Udc \cdot Cdc / (\alpha_u \cdot Ugd \cdot 4 \cdot 0.75 \cdot T1) \cdot Zb$	
T _{iu}	$\alpha_u^2 \cdot 0.75 \cdot T1 \cdot 4$	



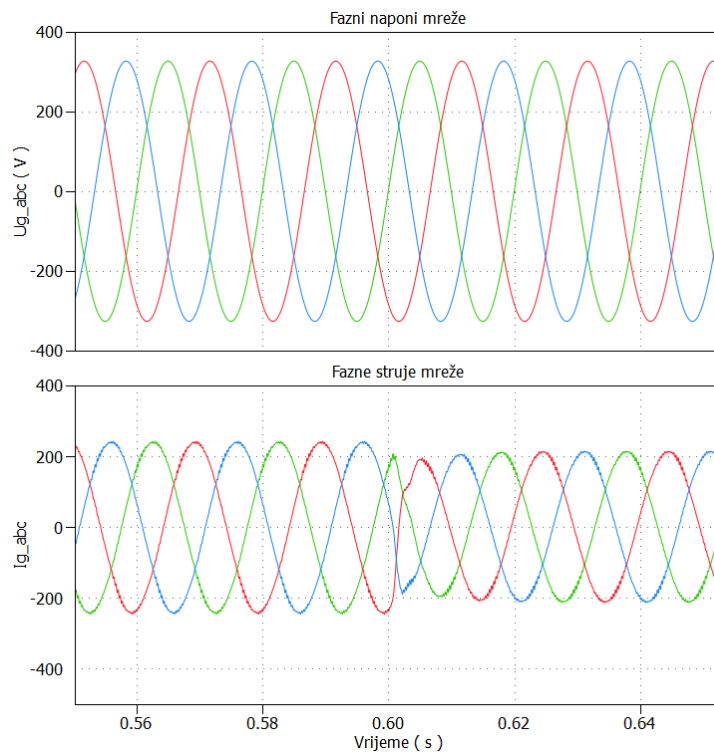
Slika 2.8 Istosmjerna struja i napon radnog trošila



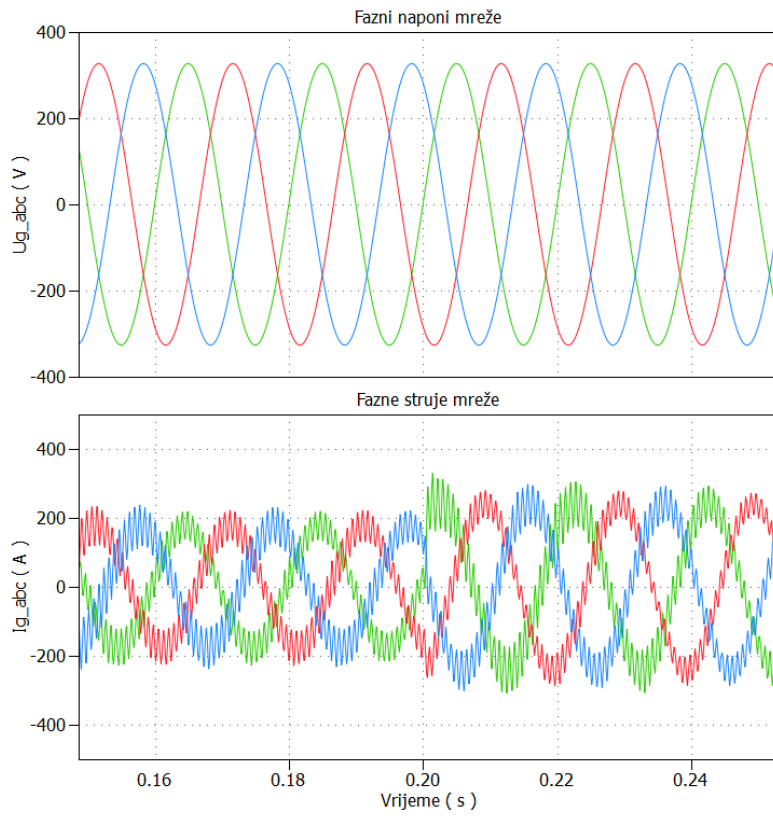
Slika 2.9 Tri fazna napona i tri struje mreže



Slika 2.10 Tri fazna napona i tri struje mreže prije i nakon dodavanja jalove komponente struje



Slika 2.11 Tri fazna napona i tri struje mreže prije i nakon promjene stanja sklopke S na trošilu



Slika 2.12 Tri fazna napona i tri struje mreže prije i nakon dodavanja jalove komponente struje uz isključen Notch filter u regulacijskom krugu struje

2.2. Li-ion baterije

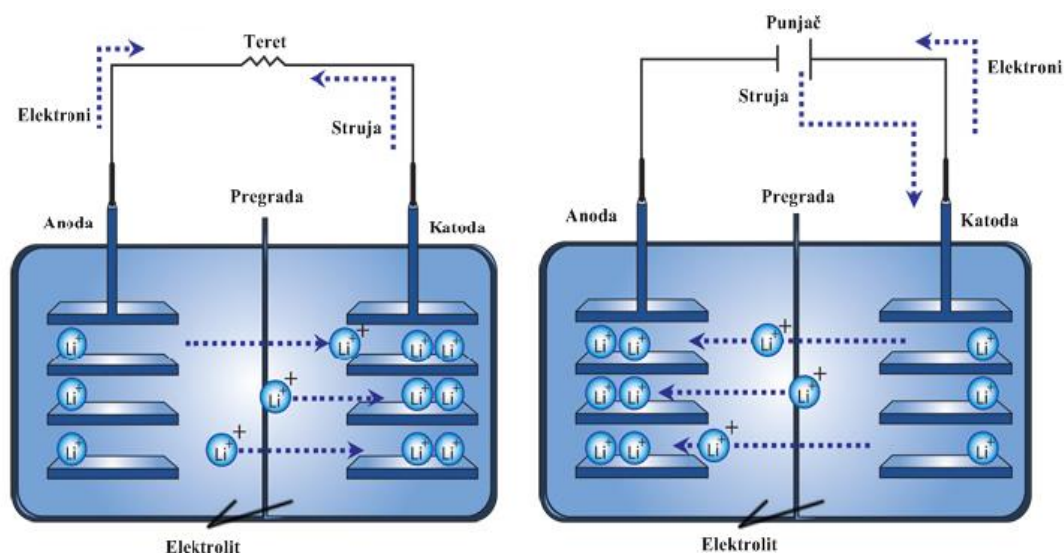
2.2.1. Opis i princip rada

Litij-ionska baterija (engl. lithium-ion battery) pripada skupini punjivih baterija. Danas su litij-ionske baterije svuda oko nas, svih vrsta i namjena, a njihov razvoj u posljednjih nekoliko godina pretvorio se u utrku inovatora i novih industrija koje bi i u velikim mrežnim sustavima mogle preuzeti bitnu ulogu. Litij-ionske baterije imaju najbolje karakteristike među svim vrstama punjivih baterija koje su komercijalno dostupne.

Primjena u skladištenju energije iz prirodnih izvora, sunca i vjetra, kao i u automobilima, širi se brzinom koja premašuje sva očekivanja. Litij-ionske baterije uobičajeni su u potrošačkoj elektronici. One su jedan od najpopularnijih tipova punjivih izvora električne energije za prijenosnu elektroniku radi iznimno visoke energetske gustoće, minimalnog memorijskog efekta i male struje samopražnjenja. Pored potrošačke elektronike, litij-ionskim akumulatorima postepeno raste popularnost u vojnoj i zrakoplovnoj industriji te industriji električnih automobila.

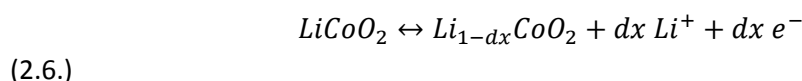
Prva istraživanja s litijskim baterijama započela su 1912. godine. Također, valja se prisjetiti ne tako davne 1991. godine i problema s japanskim mobilnim uređajima, kad su prve serije s novorazvijenim litijskim baterijama bile povučene zbog opasnosti od plinjenja i moguće eksplozije. Tada se s litija prešlo na generaciju litij-ionskih baterija. Prije 2010-ih krenuo je razvoj litij-ionskih baterija koje će pokretati automobile. Tvrtke koje su počele s proizvodnjom tih baterija za tržište su General Motors i Toyota, kasnije se u igru uključuje i Tesla Motors.

Baterije su naziv dobile po ionima litija koji prelaze s negativne elektrode na pozitivnu prilikom pražnjenja te obrnuto prilikom punjenja što je ilustrirano na slici 2.13. Za vrijeme pražnjenja, anoda u procesu oksidacije predaje elektrone u strujni krug, dok katoda u redukcijском procesu prihvaća elektrone iz strujnog kruga. Između dviju elektroda nalazi se pregrada koja odvaja pozitivne i negativne elektrone, a sve zajedno je uronjeno u elektrolit koji omogućuje kretanje iona. Elektrolit je obično smjesa organskih karbonata poput dimetil, etilen ili dietil karbonata sa sadržajem litijevih iona. Ovi elektrolitski dijelovi koriste anionske soli kao što su litijev heksafluorofosfata (LiPF_6), litijev hexafluoroarsen monohidrat (LiAsF_6), litijev perklorat (LiClO_4), litijev tetrafluorbor (LiBF_4) i litijev triflat (LiCF_3SO_3). Elektrolit i čini razliku između litij-ionskih baterija i litij-polimernih. Budući da je osnovna tvar vrlo lagana kovina litij, sama baterija vrlo je lagana. S obzirom da imaju manju masu i ne sadržavaju elektrolite u obliku kiselina, a opet dajući isti napon, litij-ionske baterije istiskuju olovne akumulatorne iz uporabe.



Slika 2.13. Mehanizmi pražnjenja i punjenja litij-ionske baterije

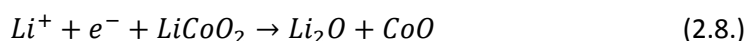
Kemijska reakcija na katodi:



Kemijska reakcija na anodi:



Ukupna reakcija ima svoje granice. Preveliko pražnjenje dovodi do proizvodnje litij oksida, a eventualno i do nepovratne reakcije:

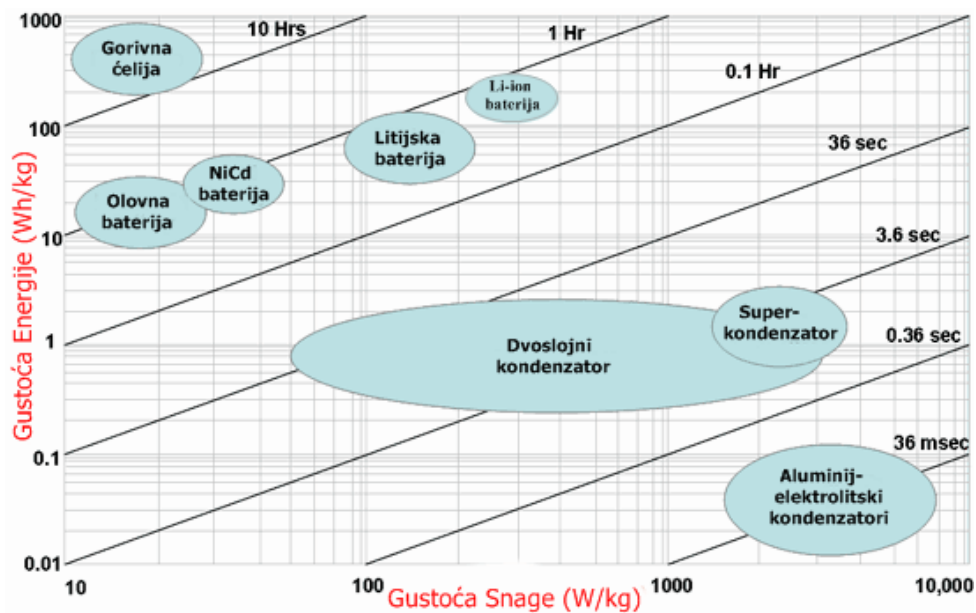


Prepunjenje dovodi do sinteze kobalt (IV) oksida što kao posljedicu ima porast tlaka i narušavanje sigurnosti.



Sumirano, obje elektrode omogućuju tok litijevih iona od njih i prema njima. Kada se elektrokemijska ćelija prazni, pozitivni ioni se izvlače iz anode i ubacuju u katodu, a prilikom punjenja događa se reverzni proces.

Prednost ovakve vrste baterije je vrlo velika gustoća energije. Gustoća energije je podatak koji govori koliko se energije može uskladištiti u prostoru određene veličine pa iz tog razloga postoji specifična (Wh/kg) i volumetrijska (Wh/l ili Wh/cm³) gustoća energije. Shodno gustoći energije postoji i gustoća snage koja nam daje odnos snage i volumena baterije. Odnos gustoće energije i gustoće snage u različitim uređajima za pohranu energije prikazan je na slici 2.14.



Slika 2.14. Odnos gustoće energije i gustoće snage u različitim uređajima za pohranu energije

U usporedbi s ostalim sličnim izvorima energije litij-ionske baterije imaju visoku energetska gustoću, a u odnosu na ostale baterije imaju najveću gustoću snage. U tablici 2.2. prikazane su osnovne značajke 3 vrste baterije: klasična olovna, litij-ionska, nikal-metal hibridna baterija. Osim po optimalnom omjeru gustoće energije i snage, litij-ionska baterija je specifična i po najvećem nazivnom naponu jedne ćelije od 3.6 V. Baterijska ćelija ovisno o napunjenosti mijenja svoj napon, pa tako ako je napunjena do kraja ima napon od 4.2V, dok je „potpuno praznom“ možemo smatrati ako ima napon manji od 2.5V. Taj napon nikada ne bi trebao biti manji od 3.0V jer bi u tom slučaju doveli kapacitet baterije u riskantno područje. Ako napon na nekoj ćeliji unutar baterije padne ispod 2.5V u većini će slučajeva nepovratno razoriti ćeliju. Može se pokušati „oživljavanje“ takve ćelije punjenjem malom strujom od 0.1C (C označava kapacitet baterije), no to nije ni pouzdano ni kvalitetno rješenje. Negativne su posljedice i kad napon na ćeliji premaši 4.2V. Posebno je opasan upravo previsok napon na pojedinoj ćeliji koji može izazvati i njenu eksploziju.

Važno je znati da je tijekom punjenja u svim ćelijama potrebno nadzirati pravilan dotok energije i kontrolirati moguće iznenadne promjene. Naime, ćelije u proizvodnji nisu apsolutno jednake pa je moguće da se neka ćelija prepuni i uništi iako je napon punjenja za cijelu bateriju u zadanim granicama. Stoga, litij-ionske baterije moraju imati nadzor stanja i stalno ujednačavanje rada svih ćelija, pogotovo tijekom punjenja, kada svaku pojedinu ćeliju treba stalno održavati striktno u granicama dozvoljenog napona. Ovaj problem rješava se elektroničkim putem dodavanjem dodatnih sklopova na baterije koji nadziru napon, struju i temperaturu, te daju naloge za prekidanje strujnog kruga pri prevelikom ili premalom naponu na bateriji. Takav sustav (sklop) naziva se BMS (engl. Battery Management System).

Tablica 2.2. Usporedba najkorištenijih baterijskih spremnika električne energije

	Olovne baterije	Litij-ionske baterije	Nikal-metal-hibridna baterija
Gustoća energije (Wh/kg)	33-42	100-265	50
Broj ciklusa	500-800	400-1200	500–2000
Učinkovitost punjenja/pražnjenja	0.5-0.95	0.8-0.9	0.66
Gustoća snage (W/kg)	180	250-340	250-1000
Nazivni napon ćelije(V)	2.1	3.6	1.2
Radna temperatura (°C)	-35 do 45	-40 do 65	-20 do 65

Prednosti litij-ionskih baterija u usporedbi s ostalim uređajima za pohranu energije:

- *Visoka energetska gustoća*
- *Malo samopražnjenje* - pojava u kojoj se internim kemijskim reakcijama smanjuje energija pohranjena u baterijama bez tipičnog procesa pražnjenja. Kod litij-ionskih akumulatora ono iznosi 5-10% na mjesec.
- *Niska potreba održavanja*
- *Kratki ciklusi punjenja-pražnjenja*
- *Prema potrebi velika struja pražnjenja*

Nedostatci litij-ionske baterije:

- *Potreban zaštitni krug*
- *Veći unutarnji otpor koji se povećava ciklusima punjenja i godinama*
- *Podložne starenju kada baterija nije u upotrebi*
- *Visoka cijena*

Litij-ionska baterija gubi kapacitet samim izlaskom iz proizvodnje. Međutim, bitan čimbenik koji utječe na kapacitet je radna temperatura koja potiče kemijsku reakciju. Uz temperaturu, na gubitak kapaciteta također utječe i napunjenost kao što je vidljivo u tablici 2.3.

U tablici 2.4 prikazani su podaci i parametri jednog modula litij-ionske baterije CGR18650CG proizvođača „Panasonic“.

Tablica 2.3. Gubici kapaciteta Litij-ionske baterije ovisno o temperaturi i postotku napunjenosti

Temperatura okruženja	40% napunjenosti	100% napunjenosti
0 °C (32 °F)	2% gubici nakon godine dana	6% gubici nakon godine dana
25 °C (77 °F)	4% gubici nakon godine dana	20% gubici nakon godine dana
40°C (104 °F)	15% gubici nakon godine dana	35% gubici nakon godine dana
60°C (140 °F)	25% gubici nakon godine dana	40% gubici nakon 3 mjeseca

Tablica 2.4. Osnovni podaci i električni parametri baterijskog modula CGR18650CG

Brend	Panasonic
Model	CGR18650CG
Vrsta punjive baterije	Litij-ion
Veličina/broj	18650
Kemijski sadržaj	CGR
Nazivni kapacitet	2250mAh
Minimalni kapacitet	2150mAh
Nazivni napon	3.6V
Napon napunjenosti/napon ispražnjenosti	4.2V /3.0V
Struja pražnjenja	2150mA (It)
Struja punjenja	1500mA (0.7It)
Dimenzije	18.02mm x 64.91mm
Masa	42.9g

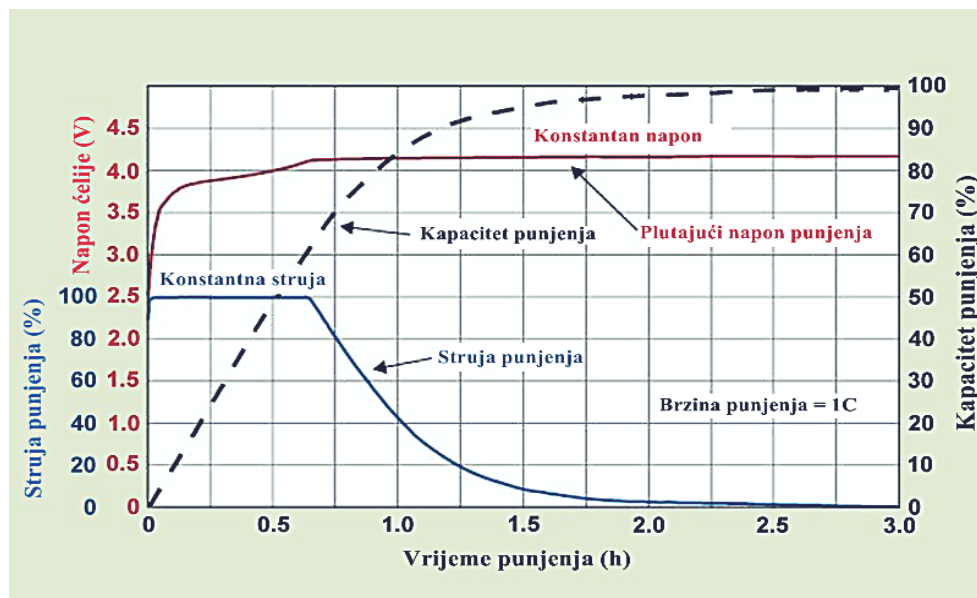
Radna temperatura	-20 do +60 °C
Unutarnji otpor	0.09 Ω

Kod punjenja baterije možemo razlikovati tri faze: predpunjenje, konstantna struja i konstantni napon. Krivulja punjenja jedne li-ion baterije prikazana je na slici 2.3.

Predpunjenje je najrjeđa faza punjenja baterije, događa se samo kada je napon baterije ispod 3V. U ovom stanju baterija je previše ispražnjena i potrebno ju je prvo dovesti do razine 3V kako bi bila spremna skladištiti energiju. Ovaj korak se preskače ukoliko je prilikom priključivanja napon baterije veći ili jednak 3V.

Konstantna struja je najbolji način punjenja baterije, a odvija se pri naponu većem od 3V i manjem od 4.2V. Konstantna struja punjenja obično se preporuča da bude 0.5C, gdje C označava kapacitet baterije. Npr., ako je baterija kapaciteta od 2250mAh, 0.5C bi bilo 1125mA. Uz ovakvu struju punjenja baterija će se napuniti za dva sata. Baterije se mogu puniti većim strujama, tj. većim vrijednostima C-a. Takav postupak se naziva brzo punjenje, ali takav postupak smanjuje kapacitet baterije. Uređaji za brza punjenja nazivaju se superpunjači (engl. Superchargers), a brzim punjenjem baterija će do napunjenosti od 80% doći brzo, dok će ostalo vrijeme do napunjenosti 100% trajati dvostruko više.

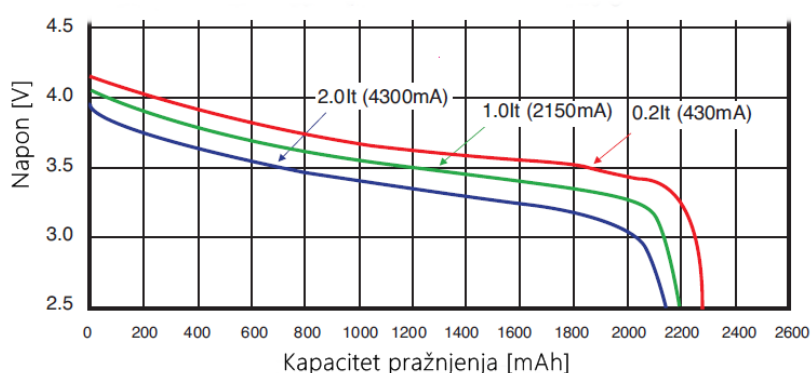
Konstantni napon je treći korak punjenja koji se odvija pri konstantnom naponu iznosa 4.2V. U ovom dugotrajnom koraku baterija se nadopunjuje do kapaciteta od 100%.



Slika 2.15. Krivulja punjenja jedne litij-ion baterije

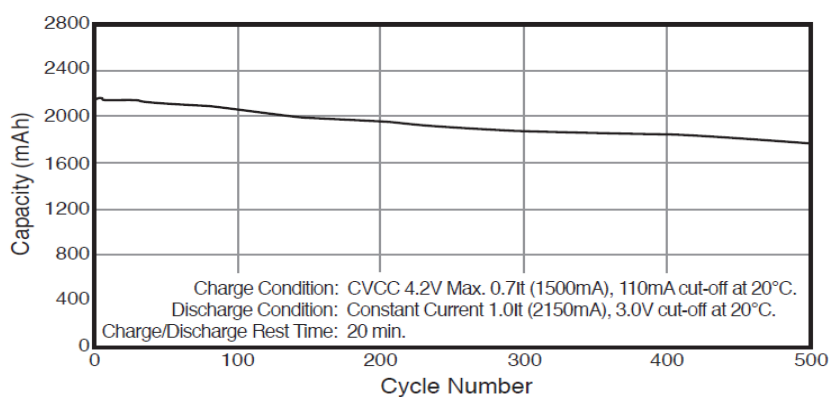
Svrha baterija ja spremanje energije i distribucija iste u željenom vremenu. Elektrokemijska baterija, nad ostalim uređajima za spremanje energije ima tu prednost što energija ostaje visoka tijekom većine

vremena napunjenosti, a zatim naglo pada kao ispražnjenost naboja. Za duboko pražnjenje smatramo napon baterije ispod 3V. Pri tom naponu potrošeno je oko 95% energije baterije i napon naglo opada. Prilikom uklanjanja opterećenja baterije nakon pražnjenja, napon zdrave baterije potpuno se oporavlja i raste prema nazivnom naponu, da bi se u slučaju ponovnog opterećenja opet naglo smanjio na vrijednost ispod 3V. Razlike u afinitetu metala u elektrodama proizvode naponski potencijal, iako je baterija prazna. Parazitska opterećenja ili visoka samopražnjenja sprječavaju oporavak napona. Opterećenja visokim strujama smanjuju napon baterije, zbog čega je napon krajnje ispražnjenosti obično postavljen niže za sprečavanje preuranjene ispražnjenosti. Napon ispražnjenosti treba biti niži pri nižim temperaturama, gdje napon baterije opada, a unutarnji otpor raste. Krivulje pražnjenja za model baterije CGR18650CG proizvođača „Panasonic“ uz određenu struju pražnjenja prikazane su na slici 2.16.



Slika 2.16. Pražnjenje litij-ionske baterije CGR18650CG proizvođača „Panasonic“

Ciklusom nazivamo jedan proces punjenja i pražnjenja baterije. Trenutne generacije litij-ionskih baterija imaju mala vremena punjenja. Tijekom životnog vijeka baterije, unutarnji otpor baterije se povećava što dovodi do smanjenja vremena rada tijekom jednog ciklusa. Cikličko vrijeme života je vrijeme rada pri kojemu kapacitet baterije padne na 80% u odnosu na početni. Nakon svakog ciklusa punjenja i pražnjenja kapacitet baterije se neznatno smanjuje. Za promatranu litij-ionsku bateriju smanjenje kapaciteta kroz prvih 500 ciklusa je prikazano na slici 2.17.



Slika 2.17. Odnos kapaciteta baterije kroz cikluse punjenje-pražnjenja

2.2.2. Simulacijski model Li-ion baterije

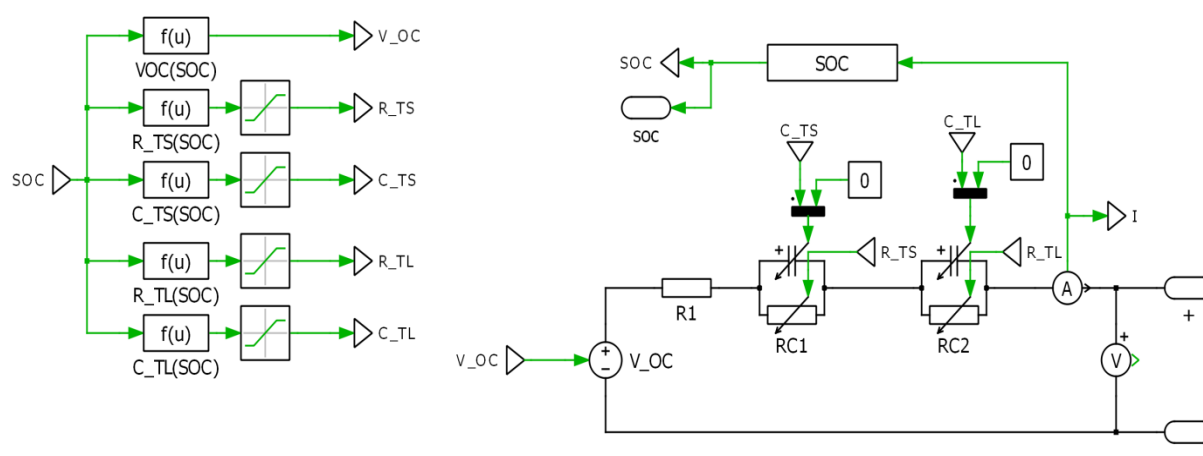
Metode modeliranja i proračuna parametra Li-ion baterije preuzete su iz [8][10].

Model litij-ionske baterije se može temeljiti na tri glavne kategorije: elektrokemijski, matematički i električni. Elektrokemijski model se bazira na rješavanju velikog sustava parcijalnih diferencijalnih jednadžbi. Ovaj model je vrlo precizan i primarno se koristi kod projektiranja baterija. Simuliranje rada baterija koristeći ovaj model zahtijeva dosta vremena zbog rješavanja kompleksnog sustava jednadžbi.

Matematički model je baziran na empirijskim formulama ili stohastičnim procesima. Taj model se može koristiti za predviđanje trajanja baterije, njene efikasnosti ili određivanje kapaciteta. Međutim, on ne može predvidjeti I-U karakteristike koje su bitne za projektiranje i optimiranje rada električnih sustava u kojima se baterije koriste.

Električni model je sposoban točno predvidjeti I-U karakteristiku litij-ionskih baterija. Ovaj model je baziran na serijskom spoju otpornika, kondenzatora i promjenjivog naponski kontroliranog istosmjernog izvora. U tom modelu napon baterije ovisi samo o napunjenosti baterije, te se pretpostavlja da temperatura baterije iznosi 20 °C. Napon pri kojemu je jedan baterijski članak u potpunosti napunjen pri temperaturi od 20 °C iznosi 4.2V, što predstavlja maksimalni napon baterijskog članka. Minimalni napon tog članka pri temperaturi od 20 °C iznosi 3V.

Li-ion električni model prikazan je na slici 2.18., a sastoji se od promjenjivog naponskog izvora i promjenjivih RC komponenti, a ti parametri se mijenjaju u ovisnosti o stanju napunjenosti baterije (engl. State of charge – SOC). Dva promjenjiva paralelna spoja RC-kruga pružaju dobru ravnotežu između točnosti simulacije i složenosti modela. Dodatni RC-krugovi mogu se koristiti za poboljšanje točnosti, međutim to povećaje složenost modela i smanjuje brzinu izvođenja simulacije.



Slika 2.18. Simulacijski model Li-ionske ćelije baziran na RC-lancu

Parametri kruga povezani su s njihovim odgovarajućim elektrokemijskim procesima:

- R1: Glavni otpor ćelije koji predstavlja otpor elektrolita, separatora i elektrode [Ω]
- RC1: Otpor i kapacitet površinskog film sloja elektroda; predstavlja visokofrekventnu impedanciju [Ω]
- RC2: Otpor zbog niske stope difuzije i kapacitet zbog Litij-ionske dvoslojno kapacitivne ćelije [Ω]
- V_{OC} : Napon otvorenog kruga [V]

Promjenljivi otpori i kapaciteti, kao i promjenljivi napon mijenjaju se u funkciji SOC-a. Te funkcije prikazane su jednadžbama 2.12 – 2.15, na temelju modela jedne polimerske Li-ion ćelije, [8].

$$V_{OC}(SOC) = -1.031 * e^{-35 * SOC} + 3.61 + 0.2156 * SOC - 0.1178 * SOC^2 + 0.3201 * SOC^3 \quad (2.10)$$

$$R_1(SOC) = 0.1562 * e^{-24.37 * SOC} + 0.07446 \quad (2.11)$$

$$R_{T_S}(SOC) = 0.3208 * e^{-29.14 * SOC} + 0.04669 \quad (2.12)$$

$$C_{T_S}(SOC) = -752.9 * e^{-13.51 * SOC} + 703.6 \quad (2.13)$$

$$R_{T_L}(SOC) = 6.603 * e^{-155.2 * SOC} + 0.04984 \quad (2.14)$$

$$C_{T_L}(SOC) = -6056 * e^{-27.12 * SOC} + 4475 \quad (2.15)$$

Stanje napunjenosti (blok SOC na slici 2.18) računa se na temelju struje punjenja i pražnjenja baterije koristeći sljedeću jednadžbu:

$$SOC = \frac{\int_0^t i_{bat} dt}{3600 \cdot CAP_{BAT}} + SOC_{poč} \quad (2.16)$$

gdje su:

i_{bat} – struja punjenja baterije [A]

$SOC_{poč}$ - početno stanje napunjenosti

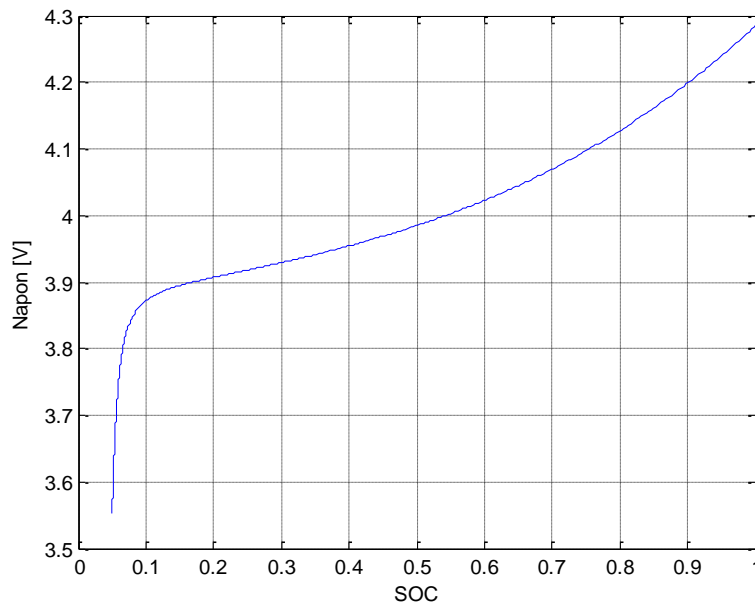
CAP_{BAT} - kapacitet baterije [Ah]

Kao što se vidi sa slike 2.18 model ćelije je sustav višeg reda, koji osim promjenljivih RC članova ima i strukturu sa zatvorenom povratnom vezom. Kao takav sustav, on ima i svoju prijenosnu funkciju, tj. dinamički model. Kada se ovaj model koristi u okviru drugih električnih sustava treba voditi računa i o njegovim vremenskim konstantama.

Sustav može postati značajno robusan i brzina simulacije se može smanjiti. Značajke pojednostavljena modela su:

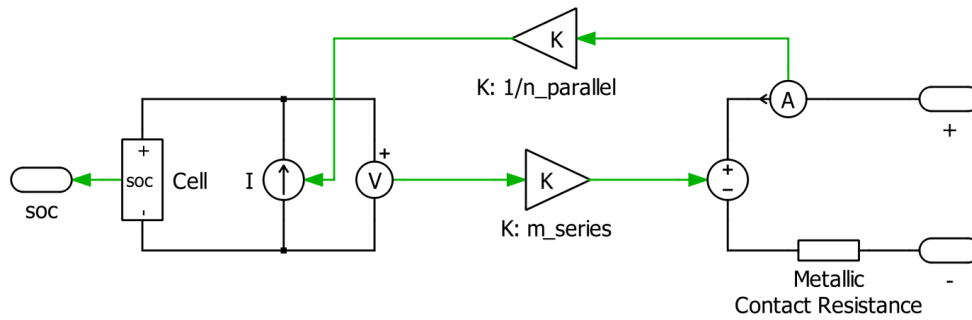
- Kapacitet baterije je nepromjenjiv
- Temperatura nema utjecaja na ponašanje modela
- Samopražnjenje baterije nije uzeto u obzir

Stanje napunjenosti (SOC) Li-ion baterije ovisno je o kemijskim parametrima elektrolita u bateriji, koji se mijenjaju tijekom punjenja i pražnjenja baterije. S druge strane, o napunjenosti baterije ovisi i njen napon pa se ta činjenica koristi za mjerenje SOC-a preko mjerenja napona baterije. U tu svrhu je u simulacijskom modelu baterije potrebno imati i funkciju napona baterije o njoj napunjenosti koja se izražava relativno od 0-1. Napon kao funkcija stanja napunjenosti Li-ion ćelije pokazuje karakteristika na slici 2.19. Ova karakteristiku dobivamo simulacijskim modelom sa slike 2.20. za $n_{\text{parallel}}=1$ i $m_{\text{series}}=1$.



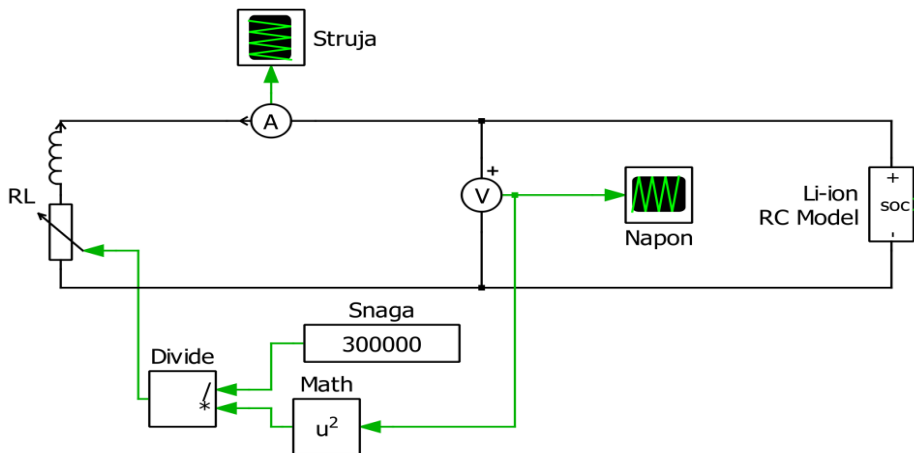
Slika. 2.19. Napon kao funkcija stanja napunjenosti jedne ćelije

Budući se u elektroenergetskim sustavima za pohranu energije zahtjevaju baterijski spremnici sa znatno većim kapacitetom, naponom i strujom baterijski sklop se dobiva paralelno – serijskom kombinacijom baterijskih članaka. Simulacijski model takvog baterijskog sklopa prikazan je na slici 4.4.



Slika 2.20. Unutrašnji model RC Li-ion baterije s m -serijskih članaka i n -paralelnih grana

Nazivni napon baterijskog sklopa koji će se koristiti u ovom radu iznosi $U_{BATn} = 601.2V$, a dobije se spajanjem 167 baterijska članka u seriju. S obzirom da je minimalni napon svake ćelije 3V, a maksimalni 4.2V minimalni napon baterije iznosi $U_{BATmin} = 501V$, a maksimalni napon iznosi $U_{BATmax} = 701.4 V$. Broj paralelnih grana baterijskog sklopa odabire se tako da u trajanju od 20 min daje konstantu snagu u iznosu od 300kW, te da se pri tome napon baterijskog sklopa promjeni od nazivnog napona U_{BATn} do minimalnog napona koji mora biti veći od U_{BATmin} . U tu svrhu koristimo simulacijski model prikazan na slici 2.21, gdje se za Li-ion RC model koristi model sa slike 2.20, uz $m_series=167$, a $n_parallel$ se u svakoj simulaciji mijenja dok se ne dobije tražena promjena napona.



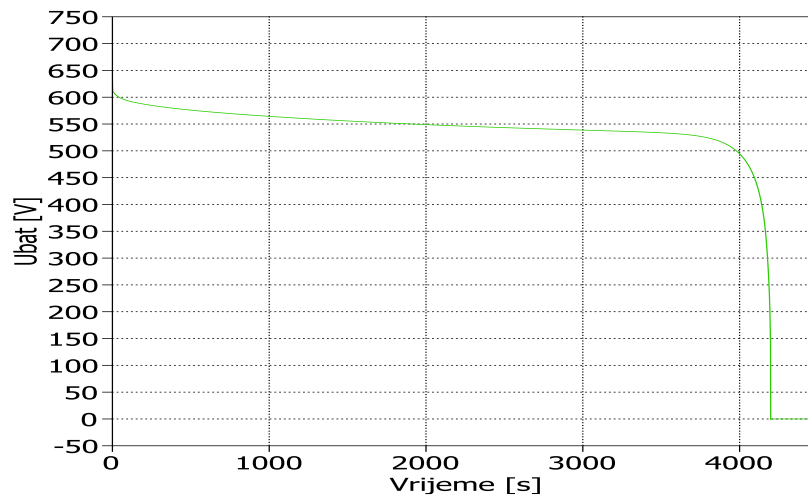
Slika 2.21. Simulacijski model za dobivanje potrebnog broja paralelnih grana baterije

Za ispravan rad mrežnog pretvarača (PWM usmjerivač) napon na istosmjernoj strani treba biti veći od maksimalnog napona koji bi bio u slučaju korištenja samo trofaznog diodnog mosta. Shodno tome dobijemo izraz za minimalni napon istosmjernog kruga, tj. napona baterijskog sklopa.

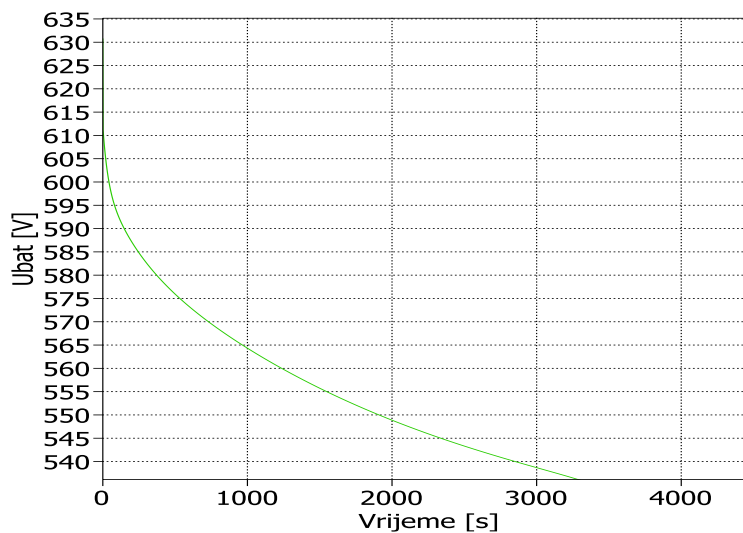
$$U_{DCmin} \approx U_{nf} \cdot \sqrt{6} = 231 \cdot \sqrt{6} \approx 556 V \quad (2.17)$$

U_{nf} -nazivni fazni napon mreže [V]

Simulacijom se dobiva da se pri 320 paralelno spojenih grana, uz početnu napunjenost 90%, te stalnu opterećenost od 300kW napon baterije s početne vrijednosti 610 V za 20 minuta smanji na vrijednost 560 V. Na slici 4.6. prikazana je promjena napona baterije tijekom njenog pražnjenja konstantnom snagom od 300 kW, dok je na slici 4.7. prikazan isti napon samo za vrijednosti veće od 535 V, gdje se precizno može očitati vrijednost napona od 560 V u vremenu od 1200 sekundi(20 min).

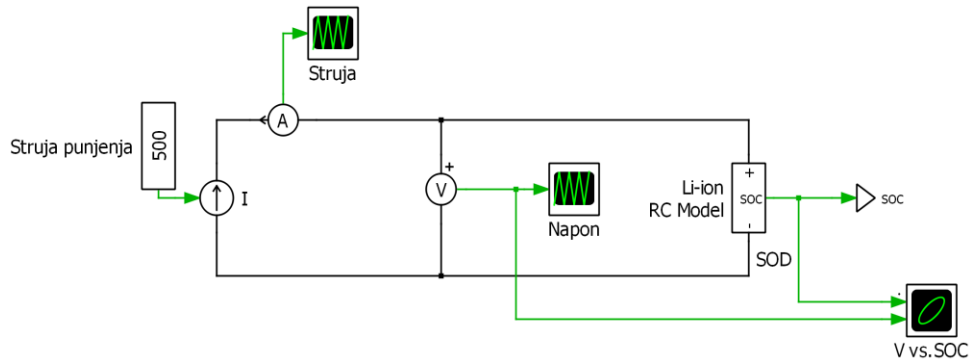


Slika 2.22 Napon na bateriji pri konstantnom pražnjenju snagom 300 kW u trajanju od 80 min



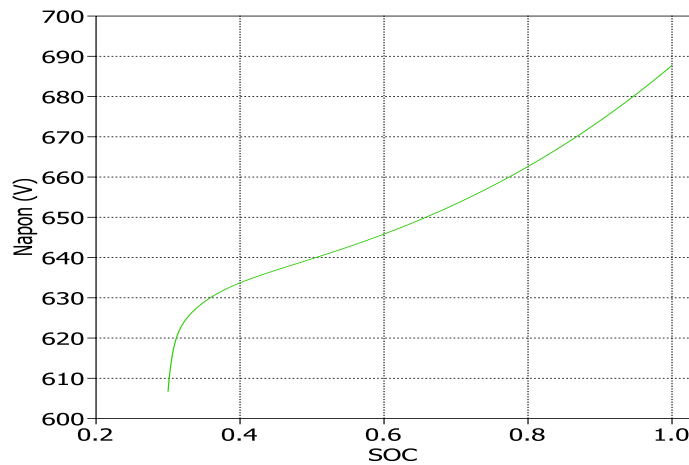
Slika 2.23. Detaljniji prikaz napona na bateriji sa slike 2.22.

Da bi dobili funkciju ovisnosti napona na bateriji i stanju napunjenosti (SOC) simulirano je punjenje baterije s konstantnom strujom od 500A koristeći simulacijski model prikazan na slici 2.24.



Slika 2.24. Model punjenja baterije

Uz početnu napunjenost od 30% napon baterije u ovisnosti SOC-a prikazan je na slici 2.25. Ova se funkcija može koristiti u sustavu upravljanja i zaštite baterije.



Slika 2.25. Napon baterije u ovisnosti o SOC-u

2.3. Superkondenzatori

2.3.1. Opis i princip rada

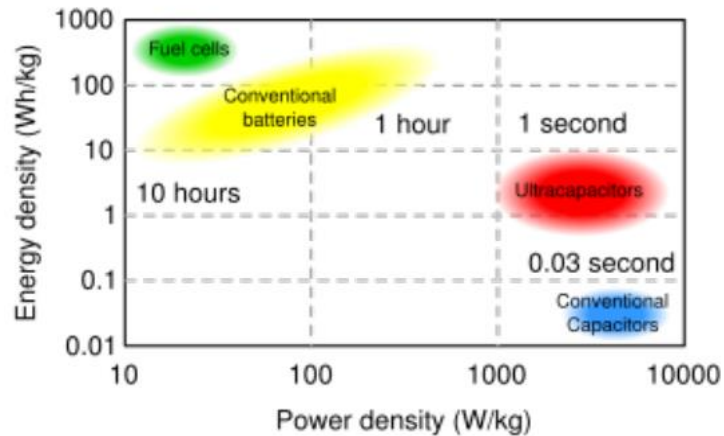
Električni/elektrokemijski dvoslojni kondenzatori ili superkondenzatori ili još ultrakondenzatori (eng. *Electrochemical double layer capacitor*, EDLC) su kondenzatori vrlo velikog kapaciteta (do nekoliko tisuća farada), vrlo velike gustoće energije i vrlo velike gustoće snage, pa se zbog toga, za razliku od konvencionalnih kondenzatora, koriste za pohranu električne energije. Gustoća energije je količina energije koju uređaj može pohraniti u jedinici volumena ili mase, a gustoća snage predstavlja energiju koju taj uređaj može predati trošilu u jedinici vremena po jedinici volumena.

Razvojem tehnologije superkondenzatori nalaze sve veću primjenu u sustavima za pohranu električne energije, budući da za razliku od običnih baterija, imaju veliku gustoću snage, pa stoga, u kratkom vremenskom intervalu mogu pohraniti ili predati trošilu veliku količinu energije.

Električni efekt dvoslojnog kondenzatora prvi put je primijećen 1957. godine, kada su inženjeri tvrtke „General Electric“ eksperimentirali sa kondenzatorima koristeći porozne karbonske elektrode. Vjerovalo se da se energija sprema u karbonske pore i to se manifestiralo izuzetno velikim kapacitetom, iako princip rada nije bio poznat u to vrijeme.

Nakon toga, General Electric nije nastavio sa daljnjim istraživanjima, pa su modernu verziju superkondenzatora na kraju razvili istraživači tvrtke „Standard Oil“ 1966. godine, nakon što su sasvim slučajno ponovno otkrili taj efekt dok su radili eksperimente pri izradi gorivih ćelija. Njihove ćelije su bile sastavljene od dva aktivna sloja ugljena razdvojena tankim poroznim izolatorom. Na tom principu je zasnovana konstrukcija većine današnjih dvoslojnih kondenzatora.

Općenito, konvencionalni kondenzatori su sastavljeni od dvije vodljive elektrode između kojih se nalazi dielektrik. Kada se na vodljive elektrode dovede napon, naboji različitog polariteta akumuliraju se na površini svake elektrode. Tako razdvojeni naboji stvaraju potencijal između dviju ploča, koji se može iskoristiti u vanjskom krugu. Ukupna energija pohranjena na ovaj način predstavlja kombinaciju količine pohranjenog naboja i potencijala između ploča. Količina pohranjenog naboja je funkcija veličine ploča i svojstava materijala od kojeg su ploče napravljene, dok je potencijal između ploča određen probojnom čvrstoćom dielektrika. Da bi se povećao napon na koji se kondenzator može spojiti, između elektroda se umeću različiti materijali velike probojne čvrstoće, što dovodi do veće gustoće energije za različite veličine kondenzatora. Na primjer, elektrolitski kondenzatori napravljeni od aluminijske ili od tantala, kao dielektrik koriste film aluminijske oksida i film tantala oksida. Za razliku od njih, električni dvoslojni kondenzatori generalno nemaju dielektrika već oni rade na principu fenomena zvanog električni dvosloj. U dvosloju, efektivna debljina dielektrika je veoma tanka, a zbog toga što je karbon porozan, njegova efektivna površina je veoma velika, što rezultira veoma velikim kapacitetom kondenzatora. Kada na elektrodama superkondenzatora postoji razlika potencijala, na granici elektroda i elektrolita pojavljuje se električni dvosloj. Električni naboj se akumulira na površini elektrode te privlači ione suprotnog naboja iz elektrolita. Međutim, dvoslojni kondenzatori mogu izdržati samo niske napone (tipično 2.7V ili manje), što znači da električni dvoslojni kondenzatori namijenjeni za veće napone moraju biti izvedeni kao serijski spoj pojedinačnih kondenzatora, slično kao i baterije.



Slika Error! No text of specified style in document..26. Odnos gustoće energije i gustoće snage u različitim uređajima za pohranu energije

Kao što je vidljivo sa slike 2.26. superkondenzatori se prema gustoći snage i energije nalaze između konvencionalnih baterija i konvencionalnih kondenzatora. Primjenjuju se u aplikacijama gdje baterije ne udovoljavaju uvjetima brzog spremanja energije i životnog vijeka, a konvencionalni kondenzatori ne mogu spremati potrebnu količinu energije. Superkondenzatori posjeduju veliku gustoću snage koja ih zajedno sa adekvatnom gustoćom energije čini najpogodnijima za primjenu u aplikacijama gdje se pojavljuju velike snage u kratkim vremenskim intervalima. U usporedbi sa ostalim uređajima za spremanje energije, uključujući baterije i konvencionalne kondenzatore, superkondenzatori imaju određene prednosti i nedostatke što prikazuje tablica error! no text of specified style in document..5.

Tablica Error! No text of specified style in document..5. Usporedba superkondenzatora sa ostalim uređajima za pohranu energije

	Baterije	Superkondenzatori	Konvencionalni kondenzatori
Vrijeme punjenja	1 do 5 h	0.3 do 30 s	10^{-3} do 10^{-6} s
Vrijeme pražnjenja	0.3 do 3 h	0.3 do 30 s	10^{-3} do 10^{-6} s
Gustoća energije (Wh/kg)	10 do 100	1 do 10	<0.1
Broj ciklusa	1000	>500 000	>500 000
Gustoća snage (W/kg)	<1000	<10 000	<100 000

Učinkovitost punjenja/pražnjenja	0.7 do 0.85	0.85 do 0.98	>0.95
Radna temperatura (°C)	-20 do 100	-40 do 65	-20 do 65

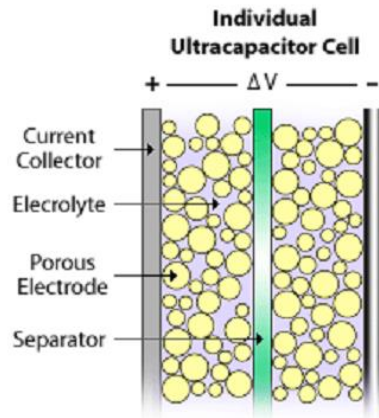
Prednosti superkondenzatora u usporedbi s ostalim uređajima za pohranu energije:

- *Mogućnost pohrane velike količine energije* – U usporedbi sa konvencionalnim kondenzatorima, superkondenzatori posjeduju nekoliko redova veličine veću gustoću energije. To je posljedica korištenja elektroda od poroznog aktivnog karbona s čime se postiže velika površina ploča.
- *Mali ekvivalentni serijski otpor (ESR)* – U usporedbi sa baterijama, superkondenzatori posjeduju mali unutarnji otpor, stoga imaju veliku gustoću energije.
- *Malu temperaturnu osjetljivost* – Superkondenzatori mogu raditi na temperaturama do -40°C sa minimalnim utjecajem na učinkovitost.
- *Brzo punjenje/pražnjenje* – mogu izdržati visoke struje punjenja/pražnjenja bez oštećenja.

Nedostatci superkondenzatora:

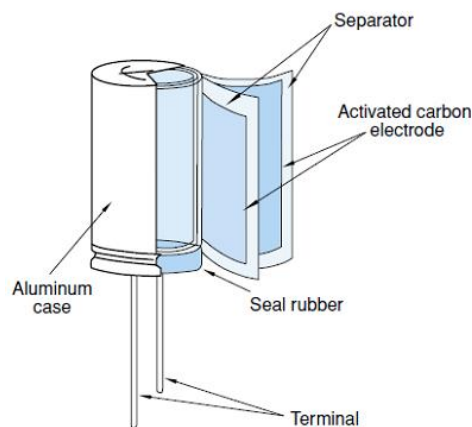
- *Mali napon* – Superkondenzatori najčešće imaju napon od 2.7 V. Za sve aplikacije koje zahtijevaju veće napone, potrebno je više kondenzatora spojiti u seriju.
- *Ne mogu se koristiti u izmjeničnim i visokofrekvencijskim krugovima* - Imaju veliku vremensku konstantu.

Konstrukcija superkondenzatora te korištenje materijala izrade, razlikuje se od proizvođača do proizvođača, te ovisi o vrsti aplikacije za koju je namijenjen superkondenzator. Zajedničko svim superkondenzatorima je to da se sastoje od pozitivne i negativne elektrode, separatora između elektroda i elektrolitske ispune koja popunjava pore obiju elektroda što prikazuje slika error! **no text of specified style in document.**37.



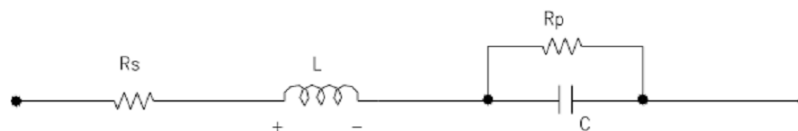
Slika **Error! No text of specified style in document..37.** Unutarnja konstrukcija superkondenzatora

Superkondenzatori se najčešće izrađuju od aktivnih karbonskih dijelova koji su pomiješani sa vezivnim sredstvom, a zatim nanesen na aluminijsku foliju. Elektrode su umotane u želastu konfiguraciju, slično kao i kod aluminijskih elektrolitskih kondenzatora. Na elektrode se dovode nastavci od folije, a oni su zavareni na izvode koji omogućuju spajanje kondenzatora na napon kao što prikazuje slika **error! no text of specified style in document..28.**



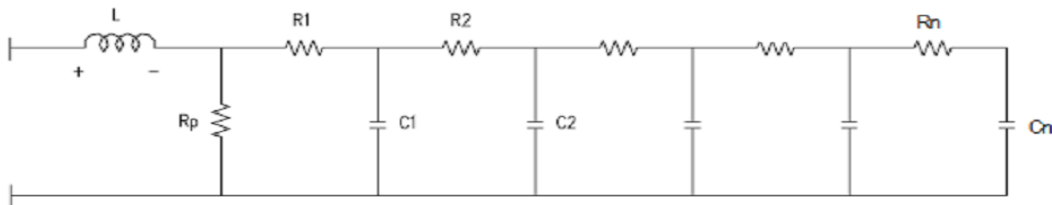
Slika **Error! No text of specified style in document..28.** Konstrukcija superkondenzatora

Superkondenzator možemo predstaviti ekvivalentnom električnom shemom koja se sastoji od četiri idealne komponente kao što prikazuje slika **error! no text of specified style in document..29.** Otpor R_s je ekvivalentni serijski otpor (ESR) koji uzrokuje gubitke tokom punjenja i pražnjenja superkondenzatora. Paralelni otpor R_p uzrokuje samopražnjenje superkondenzatora kada nije spojen na trošilo, C predstavlja kapacitet superkondenzatora, a L njegov induktivitet, koji je jako malog iznosa zahvaljujući konstrukciji superkondenzatora.



Slika **Error! No text of specified style in document..29**. Ekvivalentna shema superkondenzatora

Slika **Error! No text of specified style in document..29** prikazuje pojednostavljeni model (ili model prvog reda) superkondenzatora. U realnim uvjetima superkondenzatori se ne ponašaju idealno zbog poroznosti materijala od kojeg su izrađene elektrode. Slika **Error! No text of specified style in document..30** prikazuje precizniji model ekvivalentnog kruga jednog superkondenzatora.



Slika **Error! No text of specified style in document..30**. Ekvivalentna shema superkondenzatora sa distribuiranim parametrima

Međutim, radi pojednostavljenja, superkondenzator možemo promatrati kao RC krug, pri čemu je otpor R predstavljen ekvivalentnim serijskim otporom sa slike 2.29. Pohranjeni naboj u superkondenzatoru je:

$$Q = C \cdot U$$

(**Error! No text of specified style in document..17**)

Gdje je:

Q – Spremljen naboj u kondenzatoru

C – Kapacitet kondenzatora

U – Napon na kondenzatoru

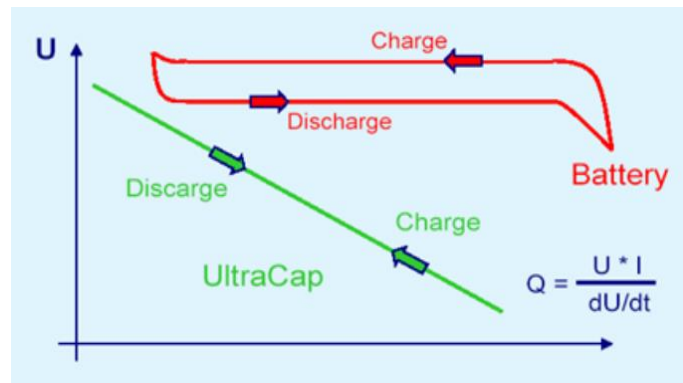
Pohranjena energija u kondenzatoru se dobije kao:

$$W = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2$$

(**Error! No**

text of specified style in document..18)

Potrebno je spomenuti još krivulju pražnjenja superkondenzatora, koja za razliku od baterija, koje se mogu prazniti uz konstantan napon, veoma slični krivulji pražnjenja konvencionalnih kondenzatorima što prikazuje slika **error! no text of specified style in document..31**.



Slika **Error! No text of specified style in document.**31. Usporedba krivulje pražnjenja superkondenzatora i baterije

Budući da superkondenzatori najčešće mogu podnijeti maksimalni napon od 2.7 V, oni kao takvi nisu pogodni za primjenu u aplikacijama gdje su potrebni veći naponi. Da bi se dobio potreban napon nužno je spojiti u seriju više superkondenzatora pa se dobije tzv. superkondenzatorska baterija, pri čemu se mora paziti na pravilnu raspodjelu napona na kondenzatorima. Pravilna raspodjela napona podrazumijeva jednoliko raspoređivanje napona po svim serijski vezanim superkondenzatorima. Postoje dvije metode koje se koriste za pravilnu raspodjelu napona, jedna je pasivna, a druga aktivna metoda. Pasivna metoda koristi otpornike paralelno spojene superkondenzatorima, karakteriziraju je jednostavna izvedba i niska cijena. Nedostatak te metode jest to što zahtijeva kompromis između brzine balansiranja napona i gubitaka snage. Korištenjem manjih otpornika dobiva se na brzini, ali su veliki i gubitci snage, dok se povećanjem otpora smanjuju gubitci snage, ali se smanjuje i brzina balansiranja napona. Kod aktivne metode se koriste operacijska pojačala ili integrirani krugovi, složene je izvedbe i skuplja je, ali je puno brže balansiranje napona nego kod od pasivne metode.

Tablica 2.7. sadrži osnovne podatke i parametre superkondenzatorskog modula BMOD0165 BXX proizvođača „Maxwell Technologies“.

Tablica **Error! No text of specified style in document.**7. Osnovni podaci i električni parametri superkondenzatorskog modula BMOD0165 BXX

Nazivni kapacitet	165 F
-------------------	-------

<i>Minimalni kapacitet</i>	<i>165F</i>
<i>Maksimalni kapacitet</i>	<i>200F</i>
<i>Maksimalni ESR</i>	<i>6.3 mΩ</i>
<i>Testna struja za kapacitet i ESR</i>	<i>100 A</i>
<i>Nazivni napon</i>	<i>48 V</i>
<i>Maksimalni napon</i>	<i>51 V</i>
<i>Maksimalna struja</i>	<i>1900 A</i>
<i>Struja samopražnjenja na 25°C</i> <i>(maksimalna vrijednost)</i>	<i>5.2 mA</i>
<i>Maksimalni napon serijski spojenih baterija</i>	<i>750 V</i>
<i>Kapacitet pojedinog kondenzatora</i>	<i>3000 F</i>
<i>Spremljena energija, pojedini kondenzator</i>	<i>3.0 Wh</i>
<i>Broj serijski spojenih kondenzatora</i>	<i>18</i>

2.3.2. Simulacijski model

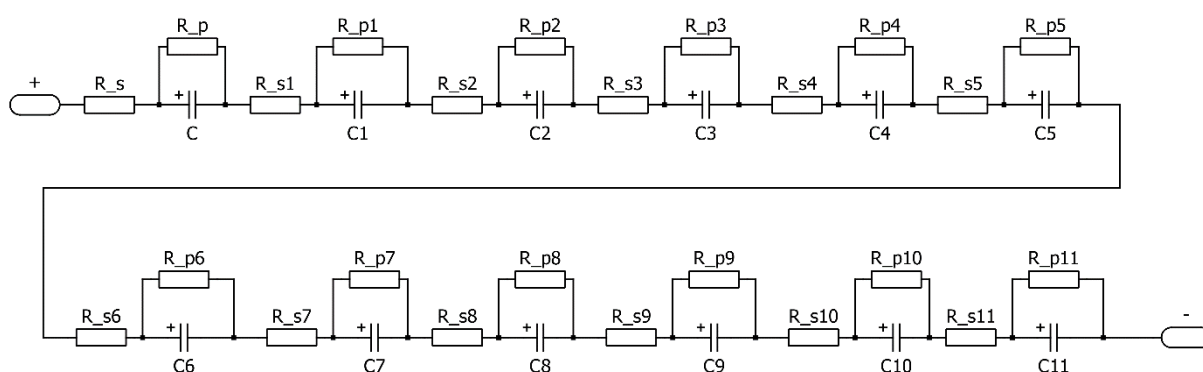
Simulacijski model superkondenzatora je relativno jednostavan i temelji se na ekvivalentnoj shemi sa slike 2.29, pri čemu se može zanemariti serijski spojeni induktivitet koji u simulacijama sustava za brzu pohranu energije nema praktički nikakva utjecaja, pogotovo imajući u vidu da je za regulaciju i ograničenje struje punjenja u seriju s kondenzatorima uvijek postavljena vanjska prigušnica značajno većeg induktiviteta od vlastitog parazitnog induktiviteta kondenzatora.

U sustavima za brzu pohranu električne energije koji se spajaju na niskonaponsku trofaznu izmjeničnu mrežu superkondenzatori se na mrežu spajaju preko poluvodičkih energetske pretvarača kao što su PWM usmjerivač i ulazno/silazni istosmjerni pretvarač. Zbog toga se moduli maksimalnog napona od 48 V spajaju u seriju da bi se postigla veća pohranjena energija i postigle vrijednosti napona i struja s

obzirom na optimalne radne točke poluvodičkih pretvarača. U tom smislu moguće su dvije varijante maksimalnog napona i shodno tome broja modula, a koje s druge strane definiraju naponsko radno područje i odabranu konfiguraciju poluvodičkih pretvarača:

1. Maksimalni napon serijski spojenih modula do 580 V odgovara spoju od 12 kondenzatorskih modula od 48 V. U tom slučaju za spoj prema mreži (400V, 50 Hz) koristi se PWM usmjerivač i ulazno/silazni DC/DC pretvarač, a kondenzatorske baterije su spojene na niskonaponskoj strani DC/DC pretvarača. Punjenje i pražnjenje superkondenzatora može se realizirati od nultog do maksimalnog napona.
2. Maksimalni napon serijski spojenih modula značajno preko 600 V, npr. 780 V odgovara spoju 16 kondenzatorskih modula. U tom slučaju se ne koristi DC/DC pretvarač, a serijski spoj kondenzatorskih baterija se spaja direktno na istosmjernoj strani PWM usmjerivača. U tom slučaju punjenje i pražnjenje kondenzatorskih baterija odvija se u naponskom području od 580-780 V, budući da istosmjerni napon PWM usmjerivača ne može biti manji od 580 V.

U ovom projektu koristit ćemo samo prvu konfiguraciju, tj. punjenje i pražnjenje superkondenzatora preko DC/DC pretvarača. Simulacijski model serijskog spoja 12 superkondenzatorskih modula prikazan je na slici 2.32. Parametri svih superkondenzatorskih modula su jednaki i iznose: $C=165\text{ F}$, $R_s = 5.5\text{ m}\Omega$, $R_p = 10\text{ k}\Omega$.



Slika 2.32. Simulacijski model 12 serijski spojenih superkondenzatorskih modula

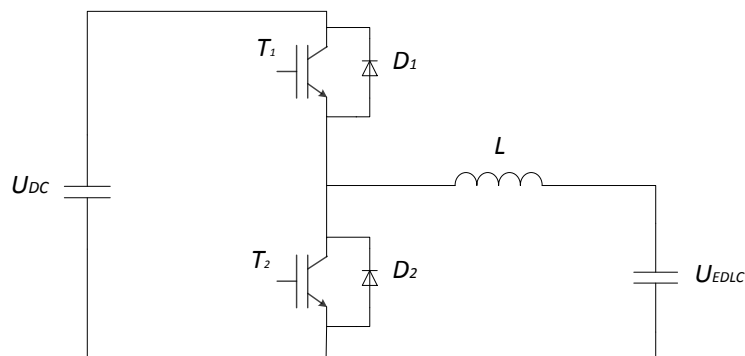
2.4. Dvosmjerni DC/DC pretvarač

2.4.1. Opis i princip rada

Istosmjerni (DC/DC) pretvarači su pretvarački sklopovi koji služe za povezivanje dvaju istosmjernih električnih sustava koji se razlikuju po parametrima električne energije (napon i struja). Rade na principu impulsnog doziranja toka električne energije iz jednog sustava u drugi, pri tome utječući na iznos napona i struje trošila. Budući je pretvorba energije jednokratna, istosmjerni pretvarači su

efikasniji u odnosu na sustave izmjenjivač – ispravljač. Kod istosmjernog pretvarača uz zadani istosmjerni napon na ulazu, srednja vrijednost izlaznog napona se upravlja sa upravljanjem vremena uklapanja ili isklapanja sklopke unutar zadanog vremenskog perioda. Najčešće se koriste u sustavima istosmjernog napajanja, u reguliranim elektromotornim pogonima, u obnovljivim izvorima energije, te svugdje gdje je potrebno regulirano istosmjerno napajanje.

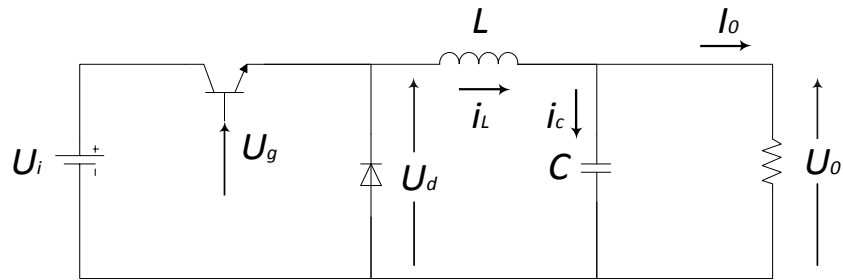
Klasični silazni i uzlazni DC/DC pretvarači nemaju mogućnost dvosmjernog vođenja energije zbog dioda koje se koriste u njihovim strukturama. Da bi dobili dvosmjerni silazno-uzlazni istosmjerni pretvarač potrebno je koristiti samo jednu granu trofaznog tranzistorskog izmjenjivača. Slika 2.33 prikazuje strukturu dvosmjernog silazno-uzlaznog istosmjernog pretvarača. Prikazana struktura omogućuje samo niži napon na kondenzatoru (U_{EDLC}) u odnosu na istosmjerni napon (U_{DC}). Ako upravljamo tranzistorom T_1 silazno-uzlazni pretvarač će raditi kao silazni pri čemu će smjer istosmjerne struje biti od izvora prema kondenzatoru – punjenje kondenzatora, s tim da za vrijeme kada nije uključen tranzistor T_1 vodi dioda D_2 . Ako upravljamo tranzistorom T_2 pretvarač će raditi kao uzlazni sa smjerom istosmjerne struje od kondenzatora prema izvoru, pri čemu za vrijeme kada ne vodi tranzistor T_2 , vodi dioda D_1 .



Slika 2.33. Energetska shema dvosmjernog silazno-uzlaznog istosmjernog pretvarača

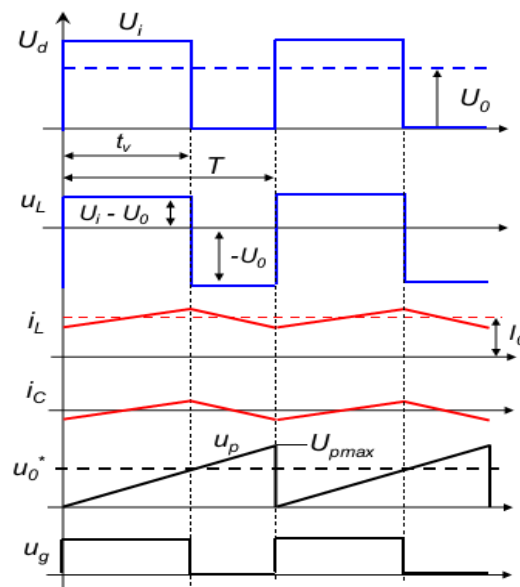
Silazni istosmjerni pretvarač

Silazni istosmjerni pretvarač daje na svom izlazu srednju vrijednost napona manju od ulaznog napona. Slika 2.34 prikazuje načelnu shemu silaznog pretvarača opterećenog čisto radnim trošilom. Tranzistor i dioda na ovoj slici predstavljaju tranzistor T_1 i diodu D_2 na shemi dvosmjernog istosmjernog pretvarača sa slike 2.33.



Slika 2.34. Načelna shema silaznog istosmjernog pretvarača

Sa sheme na slici 2.34 vidimo da za vrijeme vremenskog intervala t_v kada je sklopka (tranzistor) uključena, dioda D u poprečnoj grani je zaporno polarizirana, a energija s ulaza se preko induktiviteta L predaje trošilu. Tijekom intervala kada je sklopka isključena, struja i dalje teče kroz induktivitet L , ali se u ovom slučaju strujni krug zatvara preko diode D u poprečnoj grani, te se na taj način magnetska energija spremljena u kruga zavojnice predaje trošilu. Slika 2.5 prikazuje idealne valne oblike struja i napona za kontinuirani (neisprekidani) režim rada silaznog pretvarača.



Slika 2.35. Valni oblici napona i struja silaznog istosmjernog pretvarača

Srednja vrijednost napona na izlazu iz pretvarača, tj. napona na trošilu je:

$$U_0 = U_i \frac{t_v}{T} = U_i \cdot D \quad (2.19)$$

gdje je: $D = \frac{t_v}{T}$ - faktor vođenja

Vidimo da kod ovog pretvarača srednja vrijednost napona na izlazu U_0 linearno ovisi o faktoru vođenja sklopke D . Izraz 2.19 možemo pisati na sljedeći način:

$$\frac{U_0}{U_i} = D \quad (2.20)$$

Gornji izraz predstavlja faktor naponske pretvorbe istosmjernih silaznih pretvarača, a definira se kao omjer ulaznog i izlaznog napona. Ukoliko zanemarimo snagu gubitaka koja se rasipa na pojedinim elementima sklopa, možemo reći da je ulazna snaga u pretvarač jednaka izlaznoj snazi iz pretvarača:

$$P_i = P_0 \quad (2.21)$$

pa slijedi:

$$U_i \cdot I_i = U_0 \cdot I_0 \quad (2.22)$$

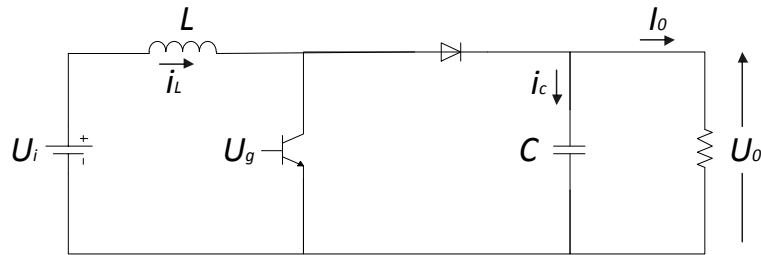
odakle dobivamo:

$$\frac{I_0}{I_i} = \frac{U_i}{U_0} = \frac{1}{D} \quad (2.23)$$

Izraz (2.23) predstavlja faktor strujne pretvorbe istosmjernih silaznih pretvarača. Vidimo da je silazni pretvarač u kontinuiranom načinu rada jednak istosmjernom transformatoru s tom razlikom što je prijenosni omjer silaznog pretvarača jednak faktoru vođenja sklopke D . Vidimo i da srednja vrijednost ulazne struje I_i prati transformatorske odnose, dok trenutna vrijednost struje na ulazu i_d pada sa vršne vrijednosti na nulu svaki put kada je sklopka otvorena. Iz toga razloga viši harmonici imaju značajan udio u ulaznoj struji pa je poželjno na ulazu postaviti filter koji će smanjiti njihov utjecaj.

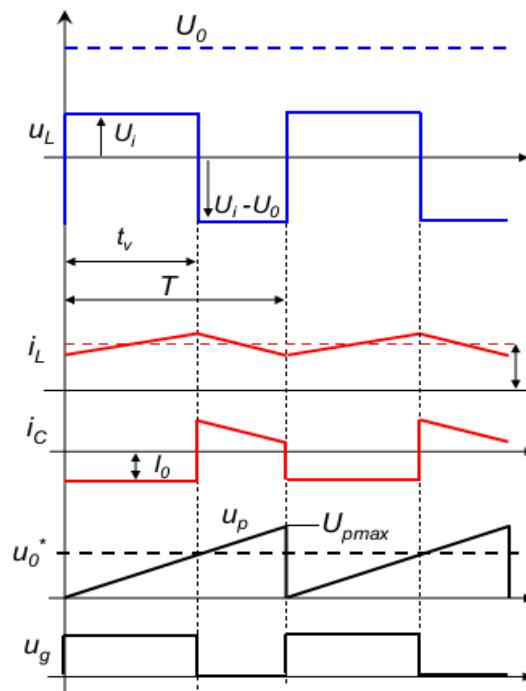
Uzlazni istosmjerni pretvarač

Kao i kod silaznih istosmjernih pretvarača, i kod uzlaznog pretvarača samo ime govori da je srednja vrijednost napona na izlazu veća od srednje vrijednosti napona na ulazu. Slika 2. prikazuje načelnu shemu uzlaznog istosmjernog pretvarača. Tranzistor i dioda na ovoj slici predstavljaju tranzistor T_2 i diodu D_1 na shemi dvosmjernog istosmjernog pretvarača sa slike 2.33.



Slika 2.36. Načelna shema uzlaznog istosmjernog pretvarača

Analiza rada uzlaznog istosmjernog pretvarača izvršiti će se uz pretpostavku idealne sklopke, te uz konstantni ulazni napon U_i . Tijekom vremena vođenja tranzistorske sklopke, dioda je zaporno polarizirana i na taj način odvaja ulazni krug od izlaznog kruga. Struja teče od izvora U_i preko prigušnice i tranzistorske sklopke te se na taj način u krug prigušnice L nakrcava magnetska energija, dok se trošilo napaja iz kondenzatora C spojenog na izlazu iz pretvarača. U trenutku kada se tranzistorska sklopka isklopi, dioda postane propusno polarizirana te izlazni krug dobiva energiju iz magnetskog kruga prigušnice L i izvora na ulazu U_i . U stacionarnom stanju, uz pretpostavku da je kondenzator C na izlazu velikog kapaciteta, može se smatrati izlazni napon konstantnim. Slika 2.37. prikazuje valne oblike napona i struja uzlaznog istosmjernog pretvarača za kontinuirani režim rada.



Slika 2.37. Valni oblici napona i struja silaznog pretvarača za kontinuirani režim rada

Srednja vrijednost izlaznog napona je:

$$U_0 = U_i \frac{1}{1-D} \quad (2.34)$$

gdje je: $D = \frac{t_v}{T}$ - faktor vođenja

Uz pretpostavku idealnih komponenti pretvarača, tj. ako se gubitci u pretvaraču zanemare, vrijedi da je ulazna snaga u pretvarač jednaka izlaznoj snazi iz pretvarača:

$$P_i = P_0 \quad (2.35)$$

odnosno:

$$U_i \cdot I_i = U_0 \cdot I_0 \quad (2.36)$$

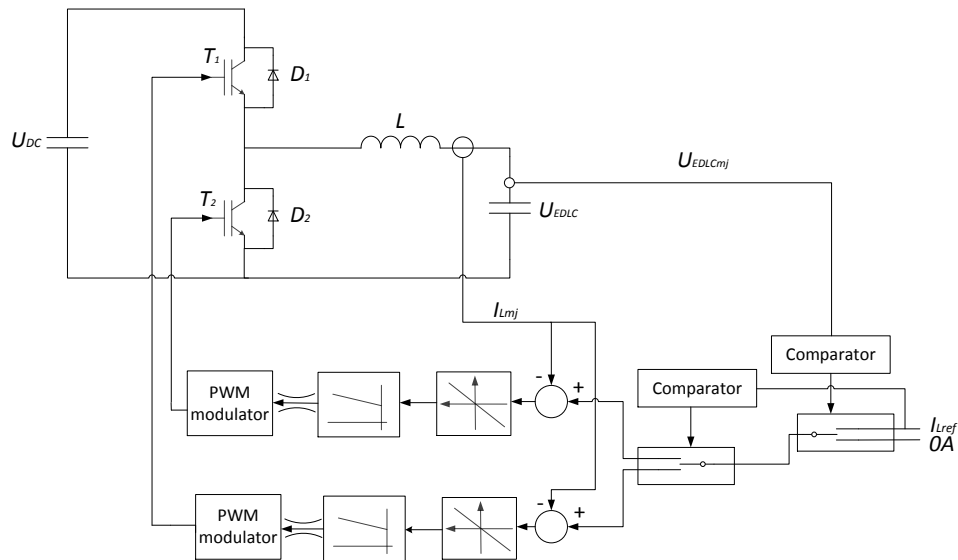
pa dobivamo:

$$\frac{I_0}{I_d} = (1-D) \quad (2.37)$$

Jednadžba 2.37 predstavlja faktor strujne pretvorbe istosmjernog uzlaznog pretvarača.

2.4.2. Simulacijski model

Na slici 2.38 prikazana je blok shema upravljanja silazno – uzlaznog istosmjernog pretvarača za režim konstantne struje punjenja superkondenzatora. Sustav upravljanja je realiziran na način da se mjere napon na superkondenzatorskoj bateriji i struja kroz prigušnicu, a regulacijska struktura obuhvaća samo jednu regulacijsku petlju struje prigušnice. Referentna vrijednost struje zadaje se izvana i ona je fiksno iznosa pod pretpostavkom da se simulira režim s konstantnom strujom punjenja. Ukoliko je referentna vrijednost struje pozitivna strujom će upravljati silazni pretvarač, a ukoliko je negativna struju će regulirati uzlazni pretvarač. U trenutku kada dođe do zahtjeva za punjenjem/praznjenjem superkondenzatorske baterije, signal razlike referentne i mjerene struje najprije prolazi kroz blok za ograničenje brzine promjene signala, a izlaz iz tog bloka je ulaz u PI regulator struje prigušnice čija je izlazna vrijednost ograničena. Referenca struje se mijenja iz zadane vrijednosti na nulu u trenutku kada napon superkondenzatorske baterije dosegne određenu unaprijed definiranu maksimalnu ili minimalnu vrijednost, ovisno o tome da li se radi o punjenju ili pražnjenju superkondenzatora.



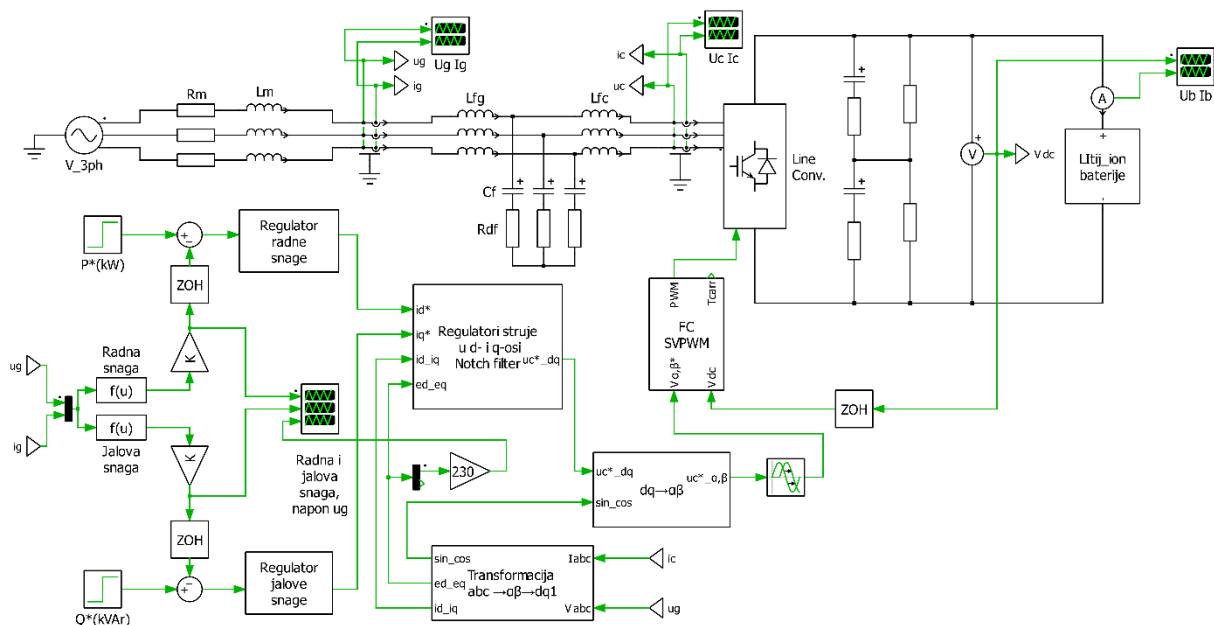
Slika 2.38. Blok shema sustava upravljanja jednom granom silazno – uzlaznog pretvarača uz konstantnu struju punjenja/praznjenja

3. SIMULIRANJE RAZLIČITIH KONFIGURACIJA I FUNKCIJA ASPEMS-a

3.1. Isporuka i pohrana radne i jalove snage/energije

Jedan od osnovnih režima rada ASPEMS-a je predaja i pohrana radne energije koristeći litij-ionske baterije, te predaja jalove energije oba predznaka (induktivna i kapacitivna) pri čemu nisu ni potrebne litij-ionske baterije. Zahtjev za željenim (referentnim) vrijednostima radne (P^*) i jalove (Q^*) snage/energije dolazi iz nadređenog sustava koji može biti različitog tipa, automatski s čitavim nizom upravljačkih i regulacijskih funkcija ili ručno vođen od strane dispečera. Nadređeni sustav nije obuhvaćen ovim modelom, te se reference radne i jalove snage zadaju kao step funkcije.

Na slici 3.1 prikazan je simulacijski model sustava za upravljanje radnom i jalovom energijom koristeći litij-ionske baterije. U odnosu na simulacijski model PWM usmjerivača sa slike 2.6, ovaj model u energetsom istosmjernom krugu ima priključen jedan string litij-ionskih baterija, a u regulacijskom krugu su dodani regulatori radne i jalove snage, dok je uklonjen regulator istosmjernog napona. Simulacijski model jednog stringa litij-ionskih baterija prikazan je na slici 3.2. Za potrebe ove simulacije nisu korišteni kompletni modeli litij-ionskih baterija, koji su opisani u poglavlju 2.2.2. i prikazan na slici 2.18, a daju informaciju o naponu na bateriji i njenoj napunjenosti. Ovdje je korišten pojednostavljeni model baterije koji pretpostavlja konstantni napon na bateriji, pa se model sastoji od konstantnog izvora napona i serijsko-paralelne kombinacije 2 otpora i jednog kondenzatora. U simulacijskom modelu jedan string je sastavljen od 50 litij-ionskih baterija, a parametri svake baterije su: $U_{bat} = 13.2$ V, $C = 40000$ F, $R_s = 4$ m Ω $R_p = 1.5$ m Ω . Ovakav model zadovoljava sa stanovišta analize rada PWM usmjerivača i strujno-naponskih prilika na mrežnoj strani pretvarača, a ne može se koristiti sa stanovišta analize stanja baterija.



Slika 3.1 Simulacijski model sustava za upravljanje radnom i jalovom snagom koristeći litij-ionske baterije



Slika 3.2 Pojednostavljeni simulacijski model litij-ionskih baterija

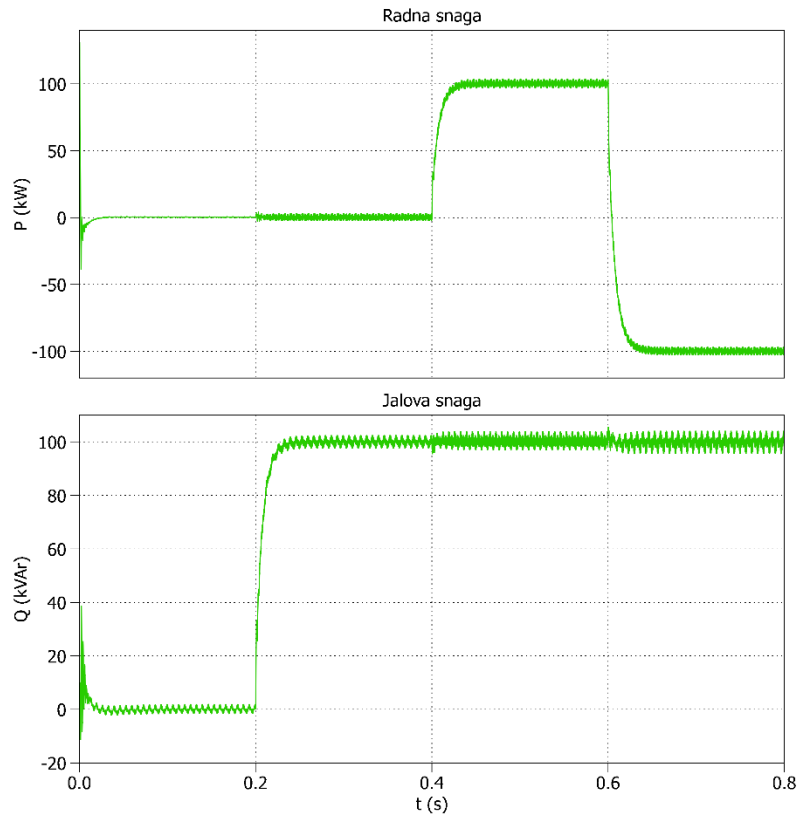
Trenutne vrijednosti radne i jalove snage računaju se iz faznih napona (u_g) i struja (i_g) mreže prema slijedećim izrazima:

$$p = u_a \cdot i_a + u_b \cdot i_b + u_c \cdot i_c \quad (3.1)$$

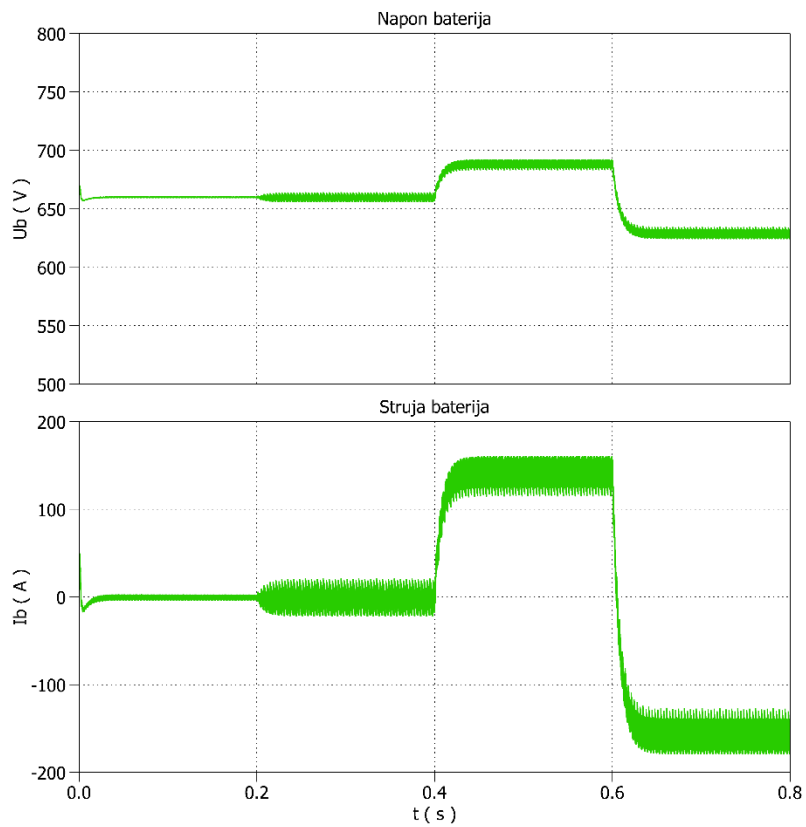
$$q = [(u_a - u_b) \cdot i_c + (u_c - u_a) \cdot i_b + (u_b - u_c) \cdot i_a] / \sqrt{3} \quad (3.2)$$

Serijski spojeni otpor R_m i prigušnica L_m predstavljaju nadomjesnu reaktanciju mreže, a koristit će se kod analize utjecaja ASPEMS-a na naponske prilike u točki priključka na mrežu (PCC). Na simulacijskom modelu ta je točka određena mjernim mjestom na strani mreže (u_g, i_g).

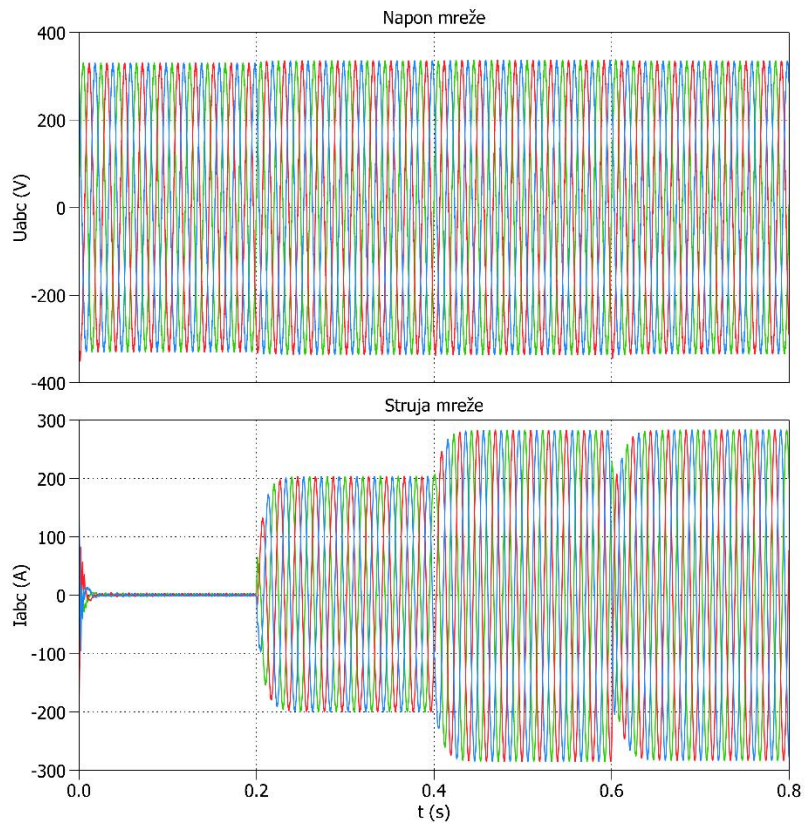
Na slikama 3.3-3.5 prikazane su radna i jalova snaga, napon i struja baterije, te fazni naponi i struje mreže pri promjeni reference jalove snage $Q^* = +100$ kVar u $t = 0.2$ s, te reference radne snage $P^* = +100$ kW u $t = 0.4$ s i $P^* = -100$ kW u $t = 0.6$ s. Vrijeme odziva kod svih promjena iznosi oko 20 ms. Promjena jalove snage povećaje struju mreže, kao i promjena radne snage s 0 na +100 kW. Promjena radne snage s +100 kW na -100 kW ne mijenja iznos struje mreže, ali kao što se vidi na slici 3.6 dolazi do faznog pomaka od približno 180° , što je i očekivano. Kao što se vidi na slici 3.4, promjenom smjera radne snage dolazi do promjene smjera struje baterije, a napon baterije se mijenja zbog unutrašnjeg otpora baterije. Kada se baterija puni, tj. radna energija se predaje iz mreže baterijama, napon baterija raste za približno 30 V, a kod pražnjenja napon baterija se smanjuje za približno isti iznos.



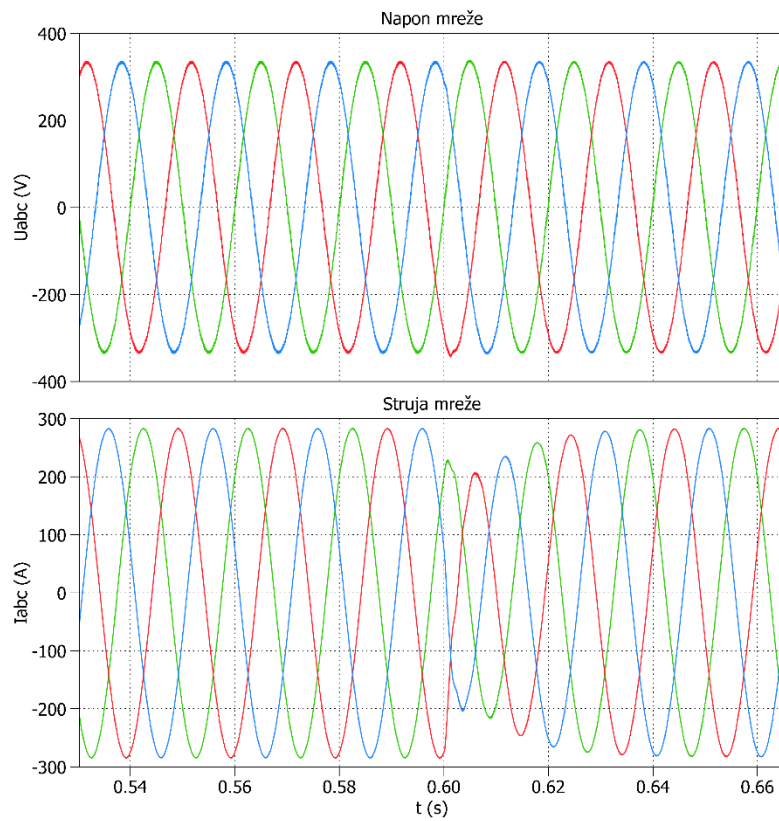
Slika 3.3 Radna i jalova snaga pri promjeni reference jalove snage u $t=0.2$ s, a radne snage u $t=0.4$ s i $t=0.6$ s.



Slika 3.4 Napon i struja baterija pri promjeni reference jalove snage u $t=0.2$ s, a radne snage u $t=0.4$ s i $t=0.6$ s.



Slika 3.5 Fazni naponi i struje mreže pri promjeni reference jalove snage u $t=0.2$ s, a radne snage u $t=0.4$ s i 0.6 s.

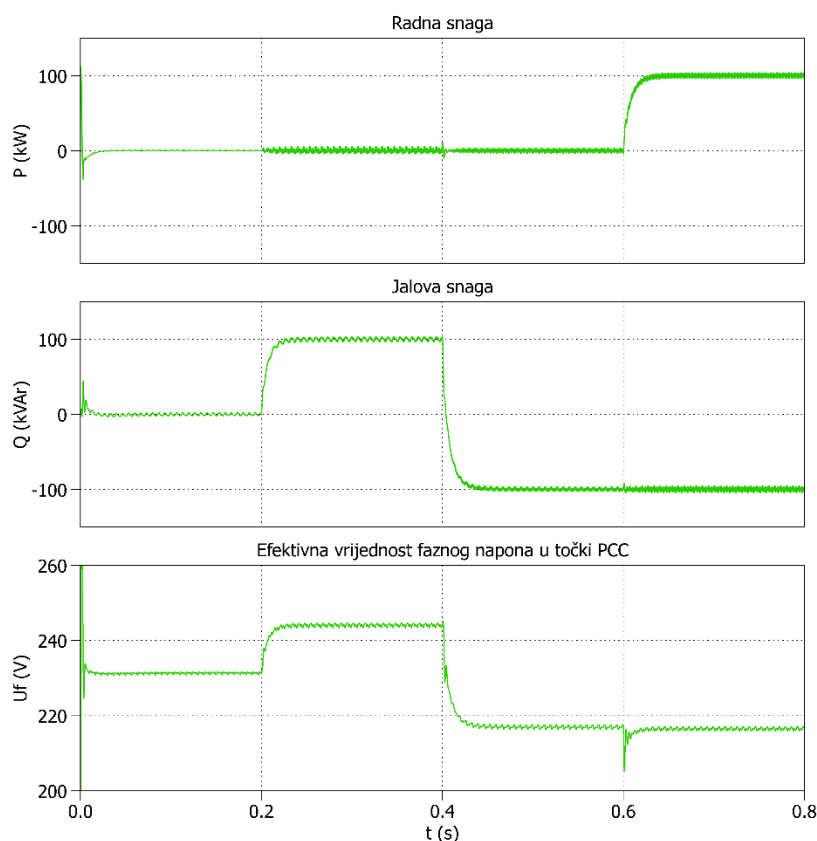


Slika 3.5 Fazni naponi i struje mreže pri promjeni reference radne snage s $P^*=+100$ kW na -100 kW u $t=0.6$ s.

3.2. Utjecaj radne i jalove snage ASPEMS-a na naponske prilike u mreži

Jedna od važnih funkcija ASPEMS-a je kompenzacija promjene napona, tj. popravljjanja naponskih prilika u pojedinim čvorovima mreže na različitim naponskim razinama. Ovdje ćemo samo pokazati mogućnost promjene napona pomoću radne i jalove snage u točki priključka PWM usmjerivača na mrežu. Mrežu modeliramo idealnim naponskim izvorom i nadomjesnom impedancijom koja se sastoji od radne komponente (R_m) i induktivne komponente (L_m), slika 3.1.

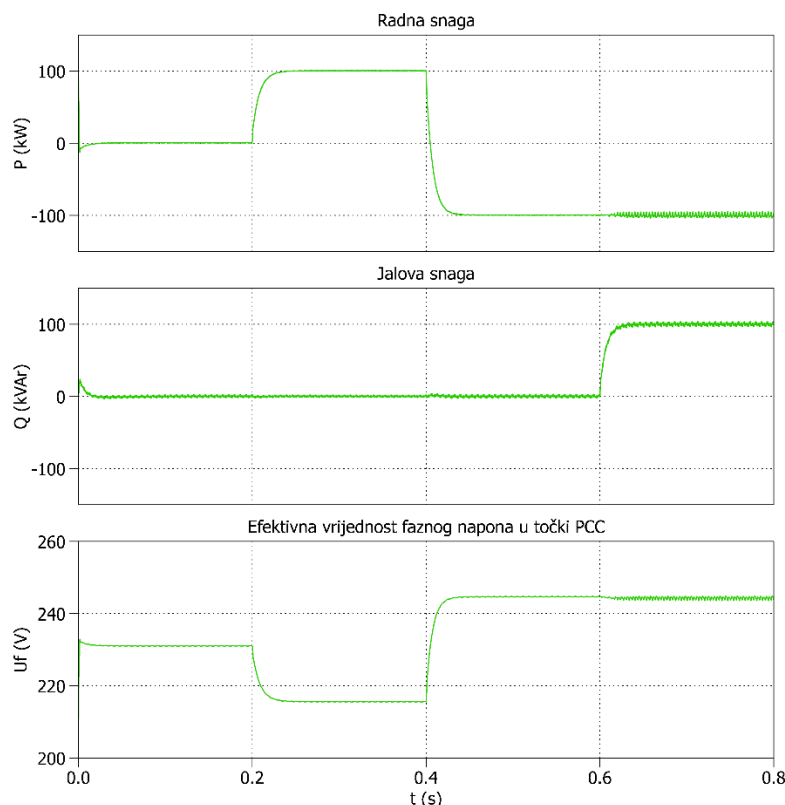
Budući se kompenzacija napona dešava na nadomjesnoj impedanciji mreže, na temelju vektorskog dijagrama napona za očekivati je da će jalova snaga stvarati pad napona na reaktivnoj komponenti nadomjesne impedancije, a radna snaga na radnoj komponenti impedancije mreže. Da bi se potvrdile te pretpostavke izvršene su dvije simulacije. U prvoj simulaciji (slika 3.6) pretpostavljena je samo reaktivna komponenta impedancije mreže ($R_m=0$, $L_m=0.3$ mH), te su simulirane promjene jalove i radne snage. Pokazano je da pozitivna jalova snaga povećava napon za približno 7%, a negativna za približno isti iznos smanjuje napon u točki priključka. Promjena radne snage zanemarivo utječe na promjenu napona.



Sl. 3.6 Utjecaj promjene jalove i radne snage na napon u točki priključka za slučaj kada je nadomjesna impedancije mreže reaktivnog karaktera

U drugoj simulaciji (slika 3.7) pretpostavljena je samo radna komponenta impedancije mreže ($R_m=0.1$ Ω , $L_m=0$ mH), te su također simulirane promjene jalove i radne snage. Pokazano je da pozitivna radna snaga smanjuje napon za približno 7%, a negativna za približno isti iznos povećava napon u točki

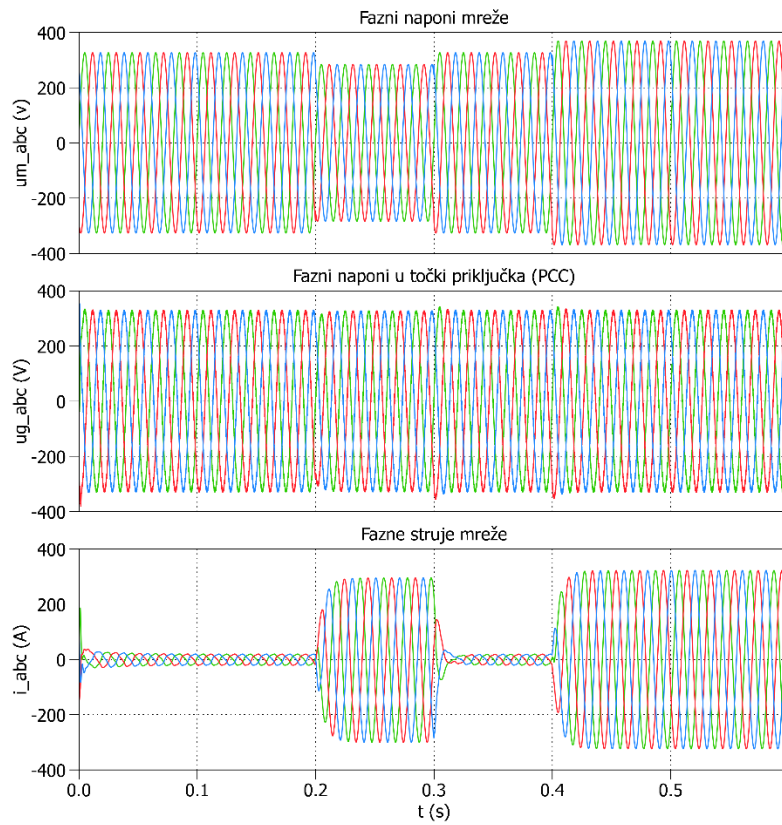
priključka. Pozitivna snaga znači da se radna snaga iz mreže predaje litij-ionskim baterijama, a negativna znači suprotni smjer snage. Promjena jalove snage zanemarivo utječe na promjenu napona. Sa slika 3.6 i 3.7 može se zaključiti da su kod obje simulacije promjene napona približno iste. Tome je razlog pretpostavljena približno ista vrijednost reaktancije i radnog otpora ($X_m = 2\pi fL_m = 0.095\Omega$).



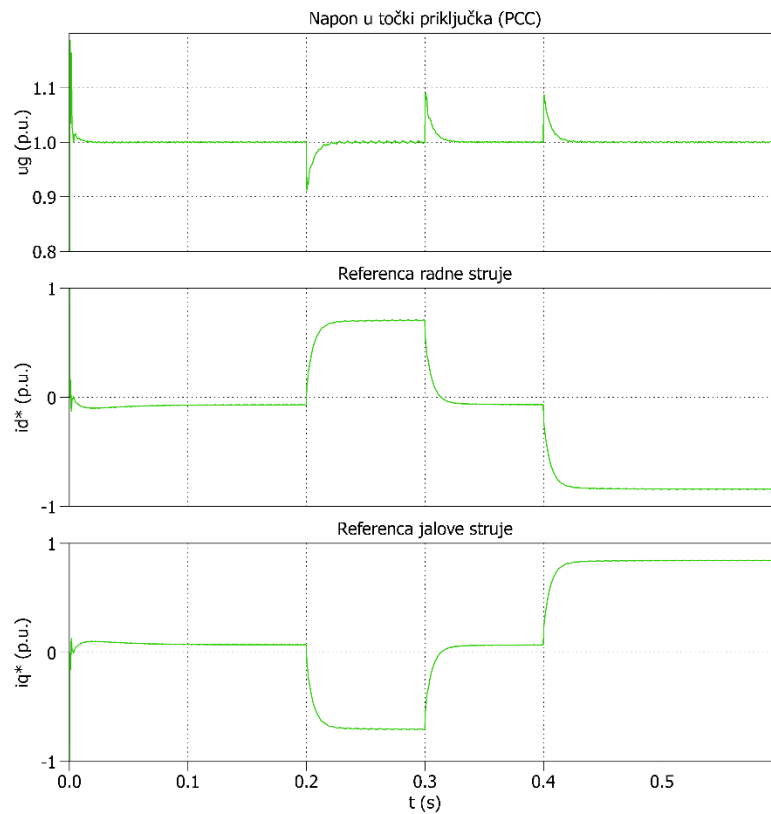
Sl. 3.7 Utjecaj promjene jalove i radne snage na napon u točki priključka za slučaj kada je nadomjesna impedancija mreže radnog karaktera

3.3. Kompenzacija brzih naponskih promjena u mreži

Kompencija brzih naponskih propada ili povećanja napona moguća je pomoću ASPEMS-a na način da se pomoću radne i jalove snage kompenziraju promjene napona koristeći pad napona na nadomjesnoj impedanciji mreže. Regulacijska struktura sustava prikazana je u okviru simulacijske sheme na slici 3.8 gdje se vidi da je kaskadna struktura sustava s regulatorom napona u vanjskoj petlji, a sa strujama u d i q -osi u unutarnjim petljama. Za signal povratne veze napona koristi se istosmjerna d komponenta rezultirajućeg vektora napona u točki priključka u_g , koja je proporcionalna efektivnoj vrijednosti sva tri fazna napona. Regulacijski sustav realiziran je u jediničnim vrijednostima, regulator napona ima PI djelovanje, s parametrima $K=3$ i $T_i=1$ ms. Izlazni signal iz regulatora napona trebaju se podijeliti na 2 signala, reference radne (i_d^*) i jalove (i_q^*) struje. Omjer raspodjele ovisi o omjeru radne i reaktivne komponente nadomjesne impedancije mreže. Budući su ovoj simulaciji obje komponente odabrane da budu jednake ($R_m=X_m=0.1\Omega$) izlazni signal iz regulatora napona podijeljen je ravnomjerno na reference radne i jalove struje.



Sl. 3.9 Fazni naponi i struje mreže, te naponi u točki priključka kod pada i povećanja napon mreže za $\pm 10\%$



Sl. 3.10 Napon u točki priključka, te reference radne i jalove struje kod pada i povećanja napon mreže za $\pm 10\%$