

Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički fakultet
Laboratorija za digitalno upravljanje pogonima i pretvaračima



**Modelovanje i analiza rada reverzibilnog pogona PMSM
priključenog na krutu mrežu posredstvom dvostranog
pretvarača**

- seminarski rad -

Mentor:

dr Slobodan Vukosavić

Student:

Milica Banović

jul 2022.

SADRŽAJ

1	MODEL DVOSTRANOG PRETVARAČA POGONA PMSM MAŠINE I REALIZACIJA U MATLAB&SIMULINK OKRUŽENJU.....	4
1.1	Osnove rada i modelovanje dvostranog pretvarača	6
1.1.1	Prekidački model invertora	6
1.1.2	PWM modulacija prostornog vektora	9
1.1.3	Kriterijum za izbor vrednosti kapacitivnosti kondenzatora u DC međukolu.....	13
1.2	Upravljačke strukture pretvarača ka mašini.....	14
1.2.1	Pretvarač ka mašini: Brzinska regulaciona petlja	14
1.2.2	Pretvarač ka mašini: abc/dq konverzija statorskih struja mašine.....	14
1.2.3	Pretvarač ka mašini: Strujna regulaciona petlja	14
1.2.4	Pretvarač ka mašini (opciono): Nadogradnja regulacije u širokom opsegu brzina (<i>Flux weakening</i>) uz optimalno strujno iskorišćenje (MTPA)	15
1.2.5	Pretvarač ka mašini: Generisanje pobudnih signala za pretvarač primenom SVPWM ..	17
1.3	Upravljačke strukture pretvarača ka mreži	18
1.3.1	Procena ugaonog položaja mrežnog napona primenom PLL tehnike.....	18
1.3.2	Regulaciona petlja napona jednosmernog međukola (DC linka).....	18
1.3.3	Pretvarač ka mreži: abc/dq konverzija struja i napona mreže; Određivanje referentnih strujnih signala (referenci za strujne regulatore).....	19
1.3.4	Pretvarač ka mreži: Strujna regulaciona petlja.....	19
1.3.5	Pretvarač ka mreži: Generisanje pobudnih signala za pretvarač primenom SVPWM..	20
2	TESTIRANJE REALIZOVANE TOPOLOGIJE PRETVARAČA U DVA IZABRANA DINAMIČKA RADNA REŽIMA.....	21
2.1	Analiza simulacije rada pogona mašine u osnovnom opsegu brzina i forsiranom nultom strujom po d osi ($i_d = 0$)	21
2.1.1	Prednosti umetanja tranzistorski regulisanog kočionog otpornika (<i>braking chopper</i>) ..	30
2.2	Analiza simulacije rada pogona mašine u širokom opsegu brzina i primenjenom MTPA strategijom.....	32
3	LITERATURA	38
	PRILOG – MATLAB SKRIPTE ZA INICIJALIZACIJU MODELA.....	39

Zadatak rada:	<p>Realizovati simulacioni model dvostranog pretvarača pomoću kojeg se sinhrona mašina sa stalnim magnetima priključuje na električnu mrežu.</p> <p>Izvršiti sintezu svih potrebnih regulatora vektorski upravljane mašine, sa mogućnošću rada u širokom opsegu brzina (<i>flux weakening</i>) uz optimalno iskorišćenje strujnih kapaciteta (MTPA strategija).</p> <p>Mrežni pretvarač treba da omogući uspešnu sinhronizaciju sa mrežom, te dvosmerni tok snage prema zadatoj referenci reaktivne snage i aktivne snage spram radnog režima pogona mašine.</p> <p>Na odgovarajućim profilima referentne brzine i momenta testirati razvijeni model u MATLAB&Simulink okruženju.</p> <ul style="list-style-type: none">• Prvi test treba da pokrije rad mašine u osnovnom opsegu brzina, kako u motorskom tako i u generatorskom režimu, bez primene MTPA strategije.• Drugim testom, koji treba da simulira rad pogona u širokom opsegu brzina demonstrirati efikasnost implementiranog slabljenja polja, uz istovremenu primenu strategije optimalnog iskorišćenja strujnih kapaciteta.• Diskutovati karakteristične odzive dobijene zadatim testovima, naročito vodeći računa o usaglašenosti referentnih i ostvarenih vrednosti regulisanih veličina, kao i funkcionalnosti dvosmernog toka snage koji ovaj pretvarač omogućava.
Kontakt podaci:	www.linkedin.com/in/milica-banovic-0ee/

1 MODEL DVOSTRANOG PRETVARAČA POGONA PMSM MAŠINE I REALIZACIJA U MATLAB&SIMULINK OKRUŽENJU

Topologija dvostranog (*back-to-back*) pretvarača se nameće kao jedno od najefikasnijih rešenja za upravljanje pogonima sa električnim mašinama priključenim na mrežu, a koje često rade u režimima sa dvosmernim tokom snage. Pretvarač se sastoji od dva mostna tranzistorska invertora povezana zajedničkim jednosmernim međukolom (DC link). Potrebno je obezbediti odgovarajuće upravljanje oba invertorska mosta kako bi se istovremeno uspešno vršila sinhronizacija sa mrežom sa jedne strane i odgovarajuća vektorska kontrola mašine sa druge strane. Ključna je uspešna regulacija napona DC linka pomoću koje se vrši transfer snage u dva frekventijski odvojena električna podsistema, a koji ujedno služi i za generisanje odgovarajućih napona invertora.

U radu su najpre date osnove rada dvostranog pretvarača, te se zatim izvršilo i njegovo odgovarajuće matematičko modelovanje. Za generisanje naizmeničnih napona invertora primenjena je tehnika modulacije prostornog vektora koja je detaljno objašnjena u poglavlju 1.1.2.

Upravljačke strukture pretvarača ka mašini, poput brzinske i strujnih petlji su topološki predstavljene u poglavlju 1.2. Izlaz ovih struktura upravo predstavljaju referentne vrednosti napona invertora. Ukoliko pogon zahteva rad u širem opsegu brzina, moguće je implementirati i dodatne blokove kojima se primenjuje tzv. slabljenje polja pri brzinama pogona koje su veće od nominalnih. Takođe, ukoliko je mašina izrađena sa značajnom reluktancijom, moguće je primeniti dodatne strategije optimalnog upravljanja vektorom struja zarad ostvarivanja što veće vrednosti elektromagnetnog momenta – MTPA tehnika. U zavisnosti od primene svih izloženih regulacionih struktura i tehnika će blok za generisanje pobudnih signala tranzistora zasnovan na modulaciji prostornog vektora na odgovarajući način upravljati inverterom ka mašini – 1.2.5.

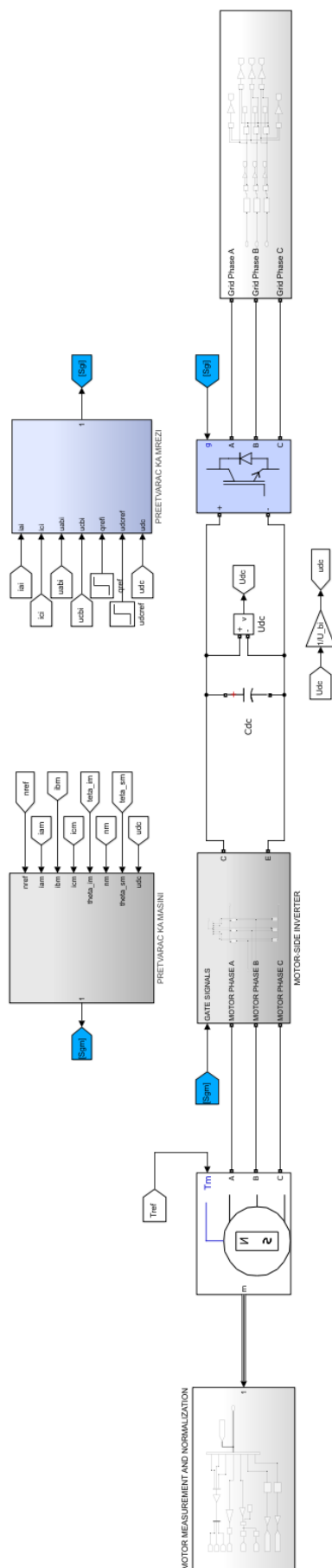
S obzirom na to da se modeluje rad pogona povezanog na krutu mrežu, modelovanje invertora ka mreži treba uskladiti sa stabilnim naponskim prilikama u tački priključenja. Slično upravljačkim strukturama pretvarača ka mašini mogu se izvršiti analize i realizacija u upravljanju pretvarača ka mreži, što je urađeno u poglavlju 1.3.

Na osnovu izloženih teorijskih osnova i matematičkih modela razvija se model dvostranog pretvarača u MATLAB&Simulink okruženju preko kojeg je na električnu mrežu otačno priključena PMSM mašina. Karakteristični podaci o mašini su priloženi u tabeli 1.1. Parametri sprežne otpornosti i induktivnosti su: $R_{mrž} = 0.2 \Omega$; $L_{mrž} = 10 mH$.

Tabela 1.1 – Karakteristični podaci o mašini

V_n	220 V	r_s	0.04 r.j.
I_n	6.7 A	x_d	0.562 r.j.
P_n	3.3 kW	x_q	0.375 r.j.
ω_n	3000 o/min	ψ_{PM}	0.94 r.j.
p	4	τ_{meh}	0.3 r.j.

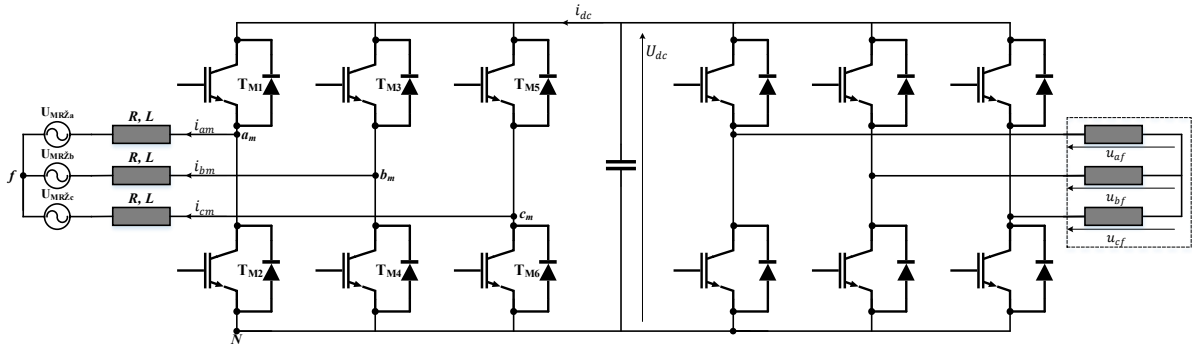
Pretvarač ka mreži i pretvarač ka mašini su modelovani postojećim blokovima u MATLAB&Simulink biblioteci, koja implementira topologiju trofaznog mostnog tranzistorskog invertora sa šest prekidačkih komponenti. Sinhroni motor je takođe modelovan pomoću postojećeg bloka PMSM, dok se najveća pažnja posvetila razvijanju blokova upravljačkih struktura.



Slika 1.1 - Simulacioni model topologije back-to-back pretvarača povezanog na mrežu i PMSM

1.1 Osnove rada i modelovanje dvostranog pretvarača

1.1.1 Prekidački model invertora



Slika 1.2 - Topologija dvostranog pretvarača

Na slici 1.2 prikazana je topologija dvostranog pretvarača povezanog na trofazni element elektroenergetskog sistema (potrošač, motor, generator itd.) sa jedne strane i na električnu mrežu sa druge strane. Radni režim pretvarača je jednoznačno određen trenutnim stanjima njegovih prekidačkih komponenti. Svaki od prekidača u trofaznom pretvaraču može da ima samo dva diskretna stanja, uključeno i isključeno. Prekidački model pretvarača se temelji na rekonstruisanju napona koje pretvarač generiše na osnovu trenutnih stanja njegovih tranzistora.

Ukoliko bi se, na primer, posmatrao levi pretvarač ka mreži, stanje svake od njegove tri grane zavisi od stanja prekidača u grani. Da bi se došlo do prekidačkog modela invertora potrebno je uvesti prekidačke funkcije pojedinih grana invertora kao:

$$S_{am} = \begin{cases} 1, & S_{TM1} = on \\ 0, & S_{TM2} = on \end{cases} \quad S_{bm} = \begin{cases} 1, & S_{TM3} = on \\ 0, & S_{TM4} = on \end{cases} \quad S_{cm} = \begin{cases} 1, & S_{TM5} = on \\ 0, & S_{TM6} = on \end{cases}$$

Na osnovu ovih prekidačkih funkcija mogu se izraziti naponi između tačaka a_m, b_m, c_m i tačke N kao:

$$U_{A_mN} = S_{am}U_{dc} \quad U_{B_mN} = S_{bm}U_{dc} \quad U_{C_mN} = S_{cm}U_{dc}$$

ili u matricnom obliku kao:

$$\begin{bmatrix} U_{A_mN} \\ U_{B_mN} \\ U_{C_mN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{am} \\ S_{bm} \\ S_{cm} \end{bmatrix} U_{dc}$$

Na osnovu ovih napona je moguće definisati međufazne napone kao:

$$\begin{bmatrix} U_{ab_m} \\ U_{bc_m} \\ U_{ca_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{am} - S_{bm} \\ S_{bm} - S_{cm} \\ S_{cm} - S_{am} \end{bmatrix} U_{dc}$$

Pod uslovom da je zbir napona između priključaka pretvarača i neutralne tačke trofaznog elementa jednak nuli ($U_{af_m} + U_{bf_m} + U_{cf_m} = 0$), moguće je izraziti fazne napone u funkciji međufaznih kao:

$$\begin{bmatrix} U_{af_m} \\ U_{bf_m} \\ U_{cf_m} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} U_{ab_m} - U_{ca_m} \\ U_{bc_m} - U_{ab_m} \\ U_{ca_m} - U_{bc_m} \end{bmatrix}$$

Sada je potrebno izraziti napone $U_{af_m}, U_{bf_m}, U_{cf_m}$ kao prekidačke funkcije:

$$U_{afm} = \frac{1}{3}(U_{abm} - U_{cam}) = \frac{1}{3}(S_{am} - S_{bm} - S_{cm} + S_{am})U_{dc} = \frac{1}{3}(2S_{am} - S_{bm} - S_{cm})U_{dc} = S_{afm}U_{dc}$$

Analognim putem mogu se izraziti naponi i druge dve faze, što u matričnom obliku glasi:

$$\begin{bmatrix} U_{afm} \\ U_{bfm} \\ U_{cfm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{afm} \\ S_{bfm} \\ S_{cfm} \end{bmatrix} U_{dc} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2S_{am} - S_{bm} - S_{cm} \\ 2S_{bm} - S_{am} - S_{cm} \\ 2S_{cm} - S_{bm} - S_{am} \end{bmatrix} U_{dc}$$

Postoji ukupno osam mogućih stanja u kojima se može naći mostni pretvarač, u zavisnosti od njegovih prekidačkih funkcija – tabela 1.2.

Tabela 1.2 Prekidačke funkcije faza

S_{am}	S_{bm}	S_{cm}	S_{afm}
0	0	0	0
0	0	1	-1/3
0	1	0	-1/3
0	1	1	-2/3
1	0	0	2/3
1	0	1	1/3
1	1	0	1/3
1	1	1	0

Da bi prekidački model bio kompletan, potrebno je odrediti izraz za struju pretvarača u funkciji prekidačkih stanja faznih struja:

$$i_{dc} = [S_{am} \quad S_{bm} \quad S_{cm}] \begin{bmatrix} i_{am} \\ i_{bm} \\ i_{cm} \end{bmatrix}$$

Kako u uravnoteženom sistemu bez neutralnog voda po prvom *Kirchoffov-om* zakonu zbir svih struja koje se stiču u čvoru n mora biti nula, izraz za struju invertora dobija konačan oblik kao:

$$i_{dc} = [S_{afm} \quad S_{bfm} \quad S_{cfm}] \begin{bmatrix} i_{am} \\ i_{bm} \\ i_{cm} \end{bmatrix}$$

Konačno se mogu napisati jednačine koje čine prekidački model pretvarača u matričnom obliku u vidu jednačina stanja:

$$\begin{bmatrix} U_{afm} \\ U_{bfm} \\ U_{cfm} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{am} \\ i_{bm} \\ i_{cm} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{am} \\ i_{bm} \\ i_{cm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{MR\check{z}_a} \\ U_{MR\check{z}_b} \\ U_{MR\check{z}_c} \end{bmatrix}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{am} \\ i_{bm} \\ i_{cm} \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_{am} \\ i_{bm} \\ i_{cm} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} S_{afm} \\ S_{bfm} \\ S_{cfm} \end{bmatrix} U_{dc} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} U_{MR\check{z}_a} \\ U_{MR\check{z}_b} \\ U_{MR\check{z}_c} \end{bmatrix}$$

Neophodno je još izvršiti i normalizaciju modela. Nakon normalizacije matematički model pretvarača glasi:

$$\tau_{el} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{am} \\ i_{bm} \\ i_{cm} \end{bmatrix} = -r \begin{bmatrix} i_{am} \\ i_{bm} \\ i_{cm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{afm} \\ S_{bfm} \\ S_{cfm} \end{bmatrix} u_{dc} - \begin{bmatrix} u_{MR\check{z}_a} \\ u_{MR\check{z}_b} \\ u_{MR\check{z}_c} \end{bmatrix}$$

$$i_{dc} = \begin{bmatrix} S_{afm} & S_{bfm} & S_{cfm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{am} \\ i_{bm} \\ i_{cm} \end{bmatrix}$$

gde su: τ_{el} vremenska konstanta, r otpornost mreže u relativnim jedinicama, i_{abcm} normalizovane vrednosti faznih struja, u_{dc} normalizovani napon jednosmernog međukola i i_{DC} normalizovana struja jednosmernog međukola.

1.1.1.1 Usrednjeni model invertora u originalnom području

Da bi se došlo do usrednjenog modela invertora potrebno je primeniti funkciju usrednjavanja veličina koja glasi:

$$\bar{x} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) d\tau$$

gde je T perioda prekidanja, a x veličina koja se usrednjava. Ovom transformacijom se sa prekidačkih funkcija prelazi na faktore ispunje:

$$\bar{d}_{afm} = \bar{S}_{afm}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t S_{afm}(\tau) d\tau$$

Nakon primene ove transformacije usrednjavanja, dobija se normalizovani i usrednjeni model sistema koji glasi:

$$\tau_{el} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_{am} \\ \bar{i}_{bm} \\ \bar{i}_{cm} \end{bmatrix} = -r \begin{bmatrix} \bar{i}_{am} \\ \bar{i}_{bm} \\ \bar{i}_{cm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{d}_{afm} \\ \bar{d}_{bfm} \\ \bar{d}_{cfm} \end{bmatrix} \bar{u}_{dc} - \begin{bmatrix} \bar{u}_{MR\check{z}_a} \\ \bar{u}_{MR\check{z}_b} \\ \bar{u}_{MR\check{z}_c} \end{bmatrix}$$

$$\bar{i}_{dc} = \begin{bmatrix} \bar{d}_{afm} & \bar{d}_{bfm} & \bar{d}_{cfm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{am} \\ \bar{i}_{bm} \\ \bar{i}_{cm} \end{bmatrix}$$

1.1.1.2 Usrednjeni model invertora u dq području

Da bi se izvršio prelazak iz originalnog u dq domen potrebno je primeniti transformaciju koordinata u referentni koordinatni sistem vezan za sinhrono rotirajuće obrtno polje, koji je vezan za napone mreže. Nakon primene ove transformacije dobija se usrednjeni model invertora u dq području:

$$\tau_{el} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_{dm} \\ \bar{i}_{qm} \end{bmatrix} = -r \begin{bmatrix} \bar{i}_{dm} \\ \bar{i}_{qm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & x \\ -x & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{dm} \\ \bar{i}_{qm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{d}_{dm} \\ \bar{d}_{qm} \end{bmatrix} \bar{u}_{dc} - \begin{bmatrix} \bar{u}_{dMR\check{z}} \\ \bar{u}_{qMR\check{z}} \end{bmatrix}$$

$$\bar{i}_{dc} = \begin{bmatrix} \bar{d}_{dm} & \bar{d}_{qm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{dm} \\ \bar{i}_{qm} \end{bmatrix}$$

gde je $x = \omega_s L / Z_B$ i $\omega_s = \omega_B$.

Sličnim postupkom se može doći i do usrednjenog modela pretvarača ka sinhronoj mašini sa stalnim magnetima [9], gde se jednačine naponske ravnoteže razlikuju od onih ka mreži zbog spregnutosti faza unutar mašine po d i q osi:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tau_d \bar{i}_d \\ \tau_q \bar{i}_q \end{bmatrix} = -r_s \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & x_q \\ -x_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{d}_d \\ \bar{d}_q \end{bmatrix} \bar{u}_{dc} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\psi_{PM} n \end{bmatrix}$$

$$\frac{1}{\omega_B} \frac{d\theta}{dt} = n$$

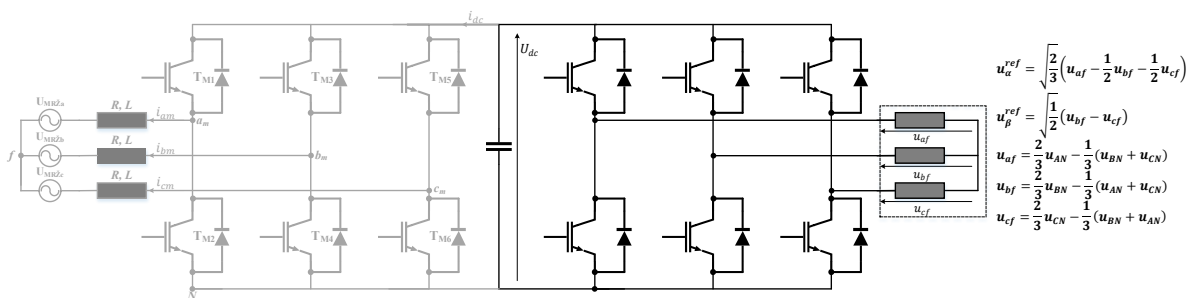
gde su \bar{i}_{dq} usrednjene struje ka mašini, τ_{dq} vremenske konstante namotaja po d i q osi, r_s relativna vrednost statorske otpornosti, x_{dq} reaktanse mašine, \bar{d}_{dq} faktori ispunje invertora u transformisanom području, ψ_{PM} pobudni fluks i n relativna vrednost brzine mašine.

Ovako zapisani modeli su pripremljeni za implementaciju kontrolnih algoritama za upravljanje *back-to-back* pretvaračem. Kontrolni algoritam na osnovu zadatih referentnih vrednosti regulisanih veličina daje na izlazu vrednosti referentnih napona koje pretvarač treba da postigne kako bi se zadato stanje postiglo sa najmanjom mogućom greškom. Očito je da su usrednjene vrednosti faktora ispunje \bar{d}_{dqm} za mrežni, odnosno \bar{d}_{dq} za pretvarač ka mašini veličine na koje se direktno utiče tehnikama modulacije rada pretvarača. Kao što je već navedeno, primeniće se tehnika modulacije za generisanje napona pretvarača zasnovana na prostornom vektoru napona – SVPWM (*Space Vector Pulse-Width Modulation*).

1.1.2 PWM modulacija prostornog vektora

PWM modulacija prostornog vektora tri grane invertora ne posmatra nezavisno, već kao celinu koja generiše odgovarajući napon, polifazor na izlazu. SVPWM prepoznaje 8 mogućih kombinacija stanja prekidača (prostornih vektora) i u toku jedne PWM periode kombinuje te vektore tako da srednja vrednost generisanog napona bude jednaka referentnoj. Za razliku od sinusne modulacije, koja radi sa izlaznim naponima pojedinačnih grana, SVPWM istovremeno kontroliše napon u sve tri faze. SVPWM modulator vrši proračun faktora ispunje za tri grane invertora na osnovu referentne vrednosti polifazora napona \hat{u}_{abc}^{ref} , definisanog u $\alpha\beta$ domenu $\hat{u}_{\alpha\beta}^{ref} = V_{REF}$, a na svom izlazu daje potrebna vremena vođenja prekidača tri grane invertora. SVPWM modulacija daje mogućnost da se kontroliše amplituda i ugao polifazora izlaznog napona, u svakoj PWM periodi.

Primenom SVPWM-a moguće je postići međufazni napon sa amplitudom osnovnog harmonika, koja je veća nego u slučaju primene sinusne PWM modulacije (U_{dc} naspram $\frac{\sqrt{3}}{2}U_{dc}$). Na primer, kao što je na slici ispod prikazano, međufazni napon može promeniti vrednost sa $+U_{dc}$ (uključen T1 i T4) na vrednost $-U_{dc}$ (uključen T2 i T3). Na slici 1.3 prikazana je topologija dvostranog pretvarača, kao i izrazi kojima se definišu veze između napona generisanih od strane pretvarača ka trofaznom elementu, tojest PMSM.



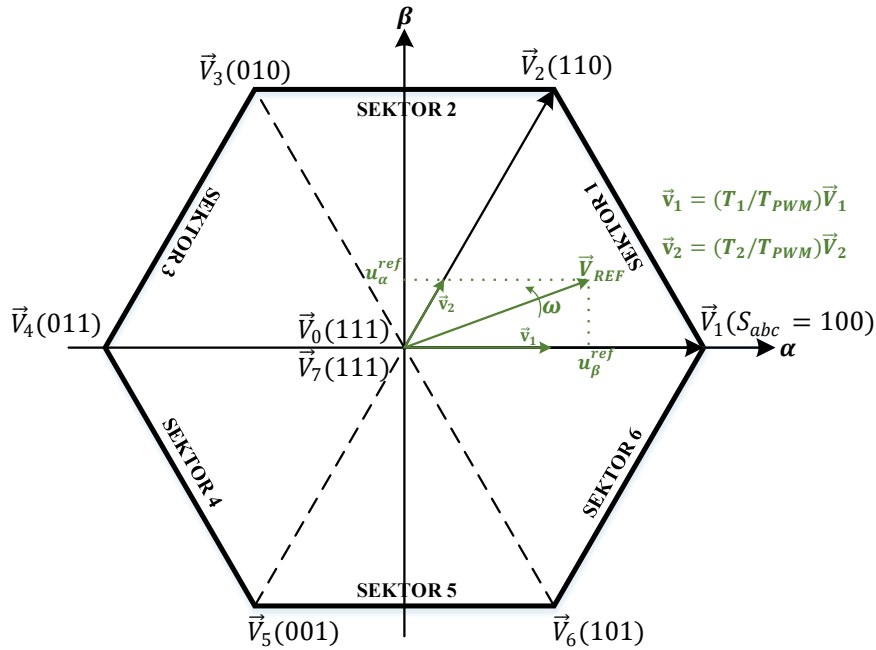
Slika 1.3 - Topologija dvostranog pretvarača, kao i izrazi kojima se definišu veze između napona generisanih od strane pretvarača ka trofaznom elementu (PMSM)

Kako se SVPWM modulatorom kontrolišu koordinate izlaznog napona u $\alpha\beta$ domenu, pomoću njega je moguće regulisati i trenutne vrednosti faznih napona. Za trofazni invertor sa prethodne slike, postoji 8 mogućih stanja prekidača koja definišu 8 naponskih vektora $\vec{V}_0 - \vec{V}_7$. U tabeli 1.3, za svaki od naponskih vektora priloženi su i stanja grana (S_a, S_b, S_c), naponi grana (u_{AN}, u_{BN}, u_{CN}), fazni naponi (u_{af}, u_{bf}, u_{cf}), Dekartove koordinate u_α i u_β i polarne koordinate naponskog vektora.

Tabela 1.3 Prekidačka šema, odgovarajući prostorni vektori i njihove α i β komponente

	S_{abc}	u_{AN}	u_{BN}	u_{CN}	u_{af}	u_{bf}	u_{cf}	u_{α}	u_{β}	Amplituda/ ugao
\vec{V}_1	100	U_{dc}	0	0	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j0}$
\vec{V}_2	110	U_{dc}	U_{dc}	0	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{U_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{U_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\pi/3}$
\vec{V}_3	010	0	U_{dc}	0	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{U_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j2\pi/3}$
\vec{V}_4	011	0	U_{dc}	U_{dc}	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{\sqrt{6}}$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\pi}$
\vec{V}_5	001	0	0	U_{dc}	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{U_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{U_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j4\pi/3}$
\vec{V}_6	101	U_{dc}	0	U_{dc}	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{U_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j5\pi/3}$
\vec{V}_0	000	0	0	0	0	0	0	0	0	0
\vec{V}_7	111	U_{dc}	U_{dc}	U_{dc}	0	0	0	0	0	0

Aktivni vektori \vec{V}_1 – \vec{V}_6 čine heksagon u $\alpha\beta$ domenu. Referentni napon V_{REF} se nalazi unutar datog šestougla – slika 1.4.



Slika 1.4 - Šestougao sa 6 aktivnih vektora. U prvom sektoru je prikazan referentni vektor napona opisan $\alpha\beta$ koordinatama i kombinacijom aktivnih vektora \vec{V}_1 i \vec{V}_2

Modulacijom raspoloživih prostornih vektora je moguće izračunati sve moguće vrednosti V_{REF} unutar šestougla. Linearnom kombinacijom nekih od 6 aktivnih i 2 nulta vektora generiše se izlazni naponski vektor čija je srednja vrednost u PWM periodu jednaka V_{REF} . Kod PWM-a sa trougaonim nosiocem se upis PWM vremena vrši na bazi poluperiode tako da će se vremena trajanja vektora (T_k , T_{k+1}) računati

u odnosu na PWM poluperiodu. Ako se V_{REF} nalazi u k -tom sektoru, koji je ograničen vektorima V_k i V_{k+1} , proračun potrebnih vremena trajanja tih vektora T_k , T_{k+1} u jednoj PWM periodu se vrši kao:

$$\frac{V_{REF}T_{PWM}}{2} = V_k T_k + V_{k+1} T_{k+1} + V_0 T_0^0 + V_7 T_0^7$$

SVPWM ravnomerno koristi nulte vektore V_0 i V_7 i na taj način ravnomerno opterećuje gornje i donje pretvarače, te T_0^0 i T_0^7 će biti jednaki:

$$\frac{V_{REF}T_{PWM}}{2} = V_k T_k + V_{k+1} T_{k+1} + V_0 T_0^0 + V_7 T_0^0$$

Nakon računskog postupka koji je dostupan u [2], vremena trajanja aktivnih graničnih, nultih vektora se T_0^0 i T_0^7 i preostalog vremena T_0 izračunavaju kao:

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{T_{PWM}}{\sqrt{2}U_{dc}} \begin{bmatrix} \sin\left(k\frac{\pi}{3}\right) & -\cos\left(k\frac{\pi}{3}\right) \\ -\sin\left((k-1)\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left((k-1)\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha^{ref} \\ u_\beta^{ref} \end{bmatrix}$$

$$2T_0^0 = 2T_0^7 = T_0 = \frac{T_{PWM}}{2} - T_k - T_{k+1}$$

Ako se V_{REF} nalazi u k -tom sektoru, koji se graniči sa aktivnim vektorima V_k i V_{k+1} , u tom sektoru faza najdužeg trajanja PWM signala označena sa LONG, srednja sa MIDDLE, dok PWM najkraće traje u fazi označenoj sa SHORT. Kako V_{REF} prolazi kroz sektore, tako faze A, B i C postaju LONG, MIDDLE i SHORT – tabela 1.4. Vremena LONG, MIDDLE i SHORT se izračunavaju na osnovu vremena trajanja aktivnih vektora i nultih vektora kao:

Tabela 1.4

sektor	Vremena vođenja grana invertora
1	$T_A = LONG; T_B = MIDDLE; T_C = SHORT$
2	$T_A = MIDDLE; T_B = LONG; T_C = SHORT$
3	$T_A = SHORT; T_B = LONG; T_C = MIDDLE$
4	$T_A = SHORT; T_B = MIDDLE; T_C = LONG$
5	$T_A = MIDDLE; T_B = SHORT; T_C = LONG$
6	$T_A = LONG; T_B = SHORT; T_C = MIDDLE$

$$LONG = \frac{T_0}{2} + T_k + T_{k+1}$$

$$MIDDLE_{neparni_sektor} = \frac{T_0}{2} + T_{k+1}$$

$$MIDDLE_{parni_sektor} = \frac{T_0}{2} + T_k$$

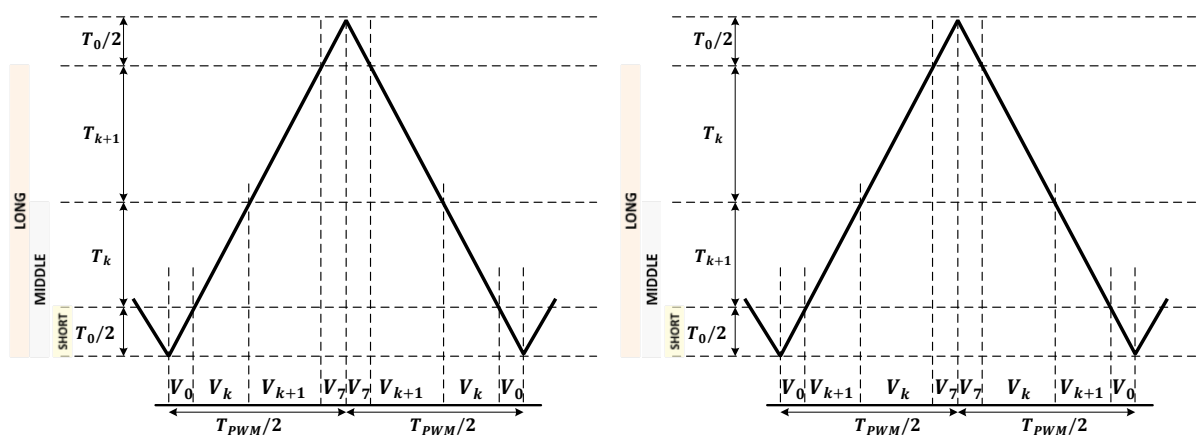
$$SHORT = \frac{T_0}{2}$$

Da bi se dobilo najmanje harmonijsko izobličenje izlaznog napona i najmanja učestanost prekidanja za svaki od tranzistora u pretvaraču, potrebno je redosled prelazaka između vektora stanja postaviti tako da on zahteva promenu stanja samo u jednoj grani pretvarača. Stoga, potrebno je primeniti optimalni niz vektora stanja unutar jedne periode u zavisnosti od sektora u kom se referentni napon nalazi iz tabele 1.5:

Tabela 1.5 Optimalan niz vektora stanja unutar jedne periode prekidanja.

Parni sektor	V_0	V_{k+1}	V_k	V_7	V_k	V_{k+1}	V_0
Neparni sektor	V_0	V_k	V_{k+1}	V_7	V_{k+1}	V_k	V_0

Način na koji se sam modulator može ostvariti prikazan je na slici ispod, gde se izračunata vremena vođenja grana invertora porede sa trougaonim nosiocem periode T_{PWM} , a kao rezultat se dobijaju pobudni signali tranzistora.



Slika 1.5 - Način realizovanja modulatora

Ono što nije uvaženo predstavljenom tehnikom modulacije je neminovno postojanje tzv. mrtvog vremena kojim se vodi računa da se izbegne situacija da oba tranzistora u istoj grani u određenom trenutku vremena budu uključena. Prikazani SVPWM je izveden pod pretpostavkom da tranzistor ima mogućnost da gotovo trenutno promeni svoje stanje, što u realnim komponentama svakako nije moguće. Stoga je često potrebno uvažiti efekat konačnog vremena komutacije prekidača kako bi se izbegla pojava direktnog kratkog spoja grane pretvarača.

1.1.2.1 Proračun potrebnog trajanja vođenja tranzistora uz uvažavanje mrtvog vremena

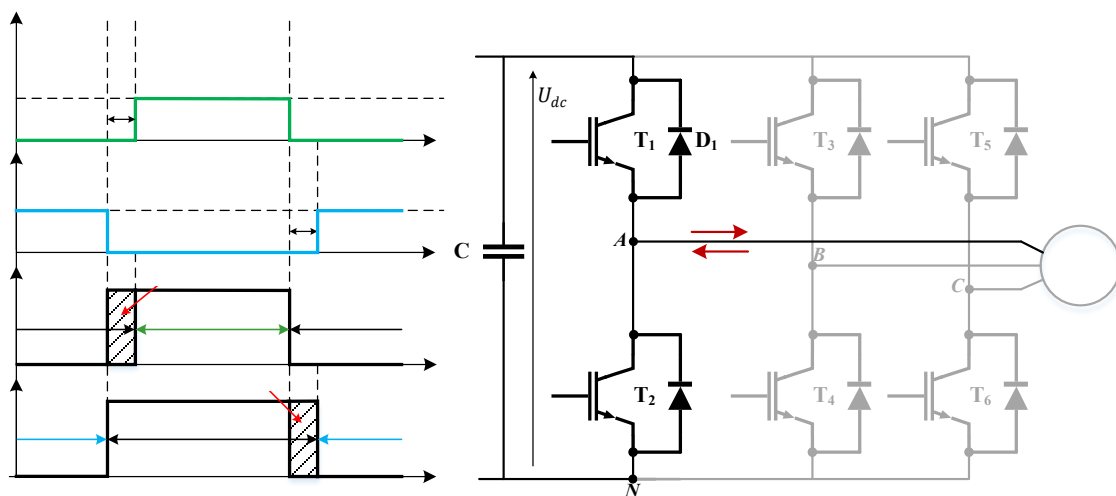
Kritičan trenutak u radu pretvarača jeste kada se ima situacija da u istoj grani mosta oba tranzistora treba da promene svoje stanje. Naime, potrebno je da se jedan od tranzistora isključi pre nego što bi drugi mogao da bude uključen, čime bi se izbegao prelazni period tokom kojeg oba mogu biti uključena. Kataloški podaci fizičkih prekidačkih komponenti sadrže opsege vremenskih intervala potrebnih da se komponenta uključi/isključi. Reč je o intervalima definisanim tako da se njima pokriju sva tolerabilna međusobna odstupanja pojedinačnih komponenti iz iste serije. Nije dato jedinstveno vreme uključanja, već opseg od najmanjeg mogućeg trajanja do najvećeg mogućeg trajanja uključanja i sve komponente iz serije moraju da zadovolje taj interval. Slično, definiše se i najkraće moguće i najduže moguće trajanje vremena isključenja komponente.

Treba izbeći situaciju da je jednoj komponenti potrebno najduže moguće vreme za isključenje, a da istovremeno u grani sa njom postoji komponenta sa najkraćim mogućim vremenom uključanja. Razlikom ova dva vremena je dominantno određeno proračunavanje potrebnog trajanja mrtvog vremena.

U ovom radu nije uvažen efekat mrtvog vremena, jer su korišćeni MATLAB&Simulink blokovi komponenti u kojima ovaj efekat nije modelovan. Ukoliko bi se koristili realniji modeli fizičkih komponenti prekidača, bilo bi neophodno uzeti u obzir ovaj efekat u SVPWM modulaciji. Mrtvo vreme T_d se u modulaciji uvažava tako što se trenutak uključanja svakog od prekidača vremenski zakasni upravo za vrednost T_d .

Na slici 1.6 prikazan je efekat postojanja mrtvog vremena u grani a trofaznog pretvarača. Usled kašnjenja u uključanju tranzistora T_1 i T_2 izazvanih podešenim trajanjem mrtvog vremena T_d doći će do neželjenih perioda vremena tokom kojih se nema direktan uticaj na vrednost izlaznog napona grane. U tim slučajevima će vrednost napona zavisiti od zatečenog smera struje grane, što će dovesti do

smanjenja vrednosti napona grane ukoliko je struja pozitivnog smera, odnosno do povećanja napona grane ukoliko je struja negativnog smera.



Slika 1.6 - Ilustracija efekta mrtvog vremena na primeru jedne grane pretvarača

Usled opisanog efekta će doći do više neželjenih posledica. Nema se direktan uticaj na vrednost napona pretvarača, što dovodi do odstupanja njegove srednje vrednosti tokom jednog perioda PWM-a. Mrtvo vreme takođe povećava i harmonijsko izobličenje generisanog napona, a posledično i struje, čime se pogoršava kvalitet elektromehaničkog pretvaranja i same električne energije. Postoji više predloženih tehnika kojima se negativni uticaji postojanja mrtvog vremena mogu ublažiti, poput onih u [14 - 15].

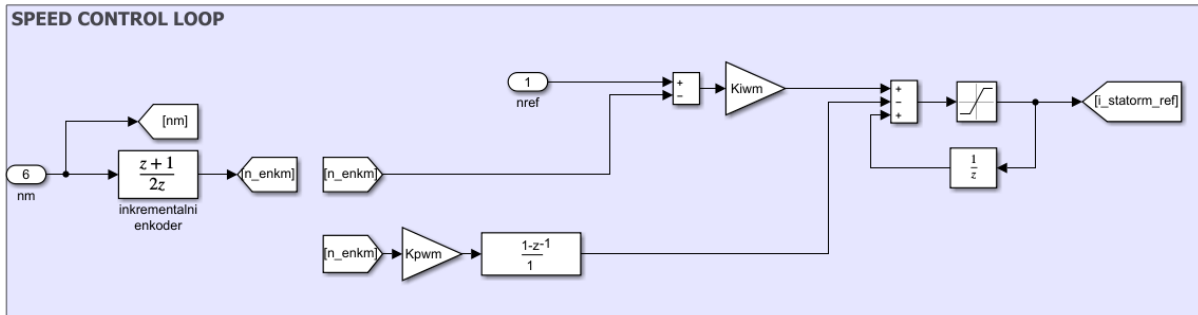
1.1.3 Kriterijum za izbor vrednosti kapacitivnosti kondenzatora u DC međukolu

Kontrolni algoritam održava napon jednosmernog međukola uz pomoć regulacione petlje (odeljak 1.3.2). Vremenska konstanta ove regulacione petlje je podešena na $t_{dc} = 3 \text{ ms}$. U periodu između iniciranja proračuna u dve sukcesivne regulacione petlje napon jednosmernog međukola nije direktno kontrolisan, već zavisi od rezultata prethodno podešenih vrednosti, ali i tekućeg radnog režima pretvarača, odnosno aktivne snage koja se trenutno prenosi DC linkom. Kapacitivnost kondenzatora prema tome treba izabrati tako da tokom pomenutog perioda i pri najvećoj mogućoj prenetoj trenutnoj snazi ne dođe do odstupanja napona jednosmernog međukola od unapred propisanih granica. Ukoliko se usvoji maksimalni naponski *ripple* u opsegu $|\Delta U_{dc}| \leq 2\% U_{dc_{nom}}$, i usvojenom aktivnom snagom mašine $P_{load} = 1516 \text{ W}$, minimalna vrednost kapacitivnosti iznosi [16]:

$$t_{dc} P_{load} \leq \frac{1}{2} C_{min} \left((1.02 U_{dc_{nom}})^2 - (0.98 U_{dc_{nom}})^2 \right) \Rightarrow C_{min} \geq \frac{1}{0.04} \frac{t_{dc} P_{load}}{U_{dc_{nom}}^2} = 1.17 \text{ mF}$$

1.2 Upravljačke strukture pretvarača ka mašini

1.2.1 Pretvarač ka mašini: Brzinska regulaciona petlja

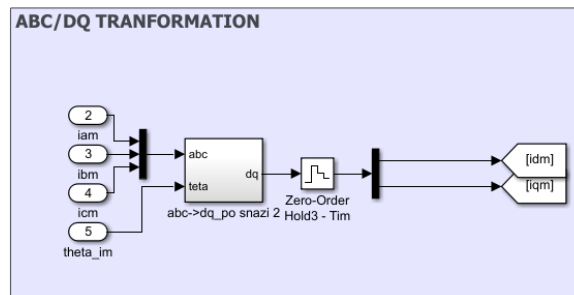


Slika 1.7 - Blok brzinske regulacione petlje pretvarača ka mašini

Korišćen je modifikovani brzinski PI regulator [1]. Proračun parametara regulatora brzine zasniva se na postupku pronalaženja optimalnih vrednosti parametara regulatora proporcionalnog (K_{pw}) i integralnog (K_{iw}) dejstva. Period uzastopnih izvršenja brzinske petlje, kao tradicionalno najsporije je izabran da iznosi $T_\omega = 0.01$ s. Postupak podešenja ovih parametara regulatora koristi uprošćen model podređene strujne petlje kao kolo zadržke nultog reda, a mehanički podsistem motora kompleksnom funkcijom prvog reda sa odgovarajućim parametrima [9]. Kao merni pretvarač brzine primenjen je inkrementalni enkoder, čija se prenosna funkcija može zapisati u obliku kompleksne funkcije $\frac{z+1}{2z}$. Nakon određivanja funkcije spregnutog prenosa njeni se polovi biraju tako da budu jednaki i realni u cilju postizanja brzog aperiodičnog odziva brzine. Na osnovu toga dolazi se do optimalnih vrednosti proporcionalnog i integralnog dejstva (detaljnije izvođenje u [1]):

$$K_{pw} = \frac{0.203}{\left[\frac{\psi_{PM} T_\omega}{2\tau_{meh}} \right]} \text{ i } K_{iw} = \frac{0.035}{\left[\frac{\psi_{PM} T_\omega}{2\tau_{meh}} \right]}.$$

1.2.2 Pretvarač ka mašini: abc/dq konverzija statorskih struja mašine



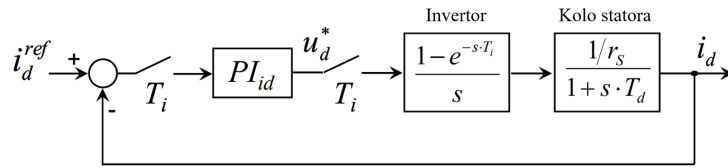
Slika 1.8 - Blok za abc/dq konverzija statorskih struja mašine

Neophodno je koristiti matematički model mašine u dq domenu za primenu vektorskog upravljanja pogonom. Blokom na gornjoj slici vrši se Klarkina i Parkova transformacija merenih signala struja statora, koje služe kao ulazni signali strujnih regulatora. Rotirajući dq sistem se obrće istom brzinom kao i rotor i bira se da bude poravnat sa d osom, koja je ujedno i osa stalnog magneta.

1.2.3 Pretvarač ka mašini: Strujna regulaciona petlja

Strujni regulator je realizovan kao standardni PI regulator. Na slici ispod je prikazan uprošćen izgled strujne petlje po jednoj od osa, čijom topologijom je određen i postupak proračuna parametara strujnog

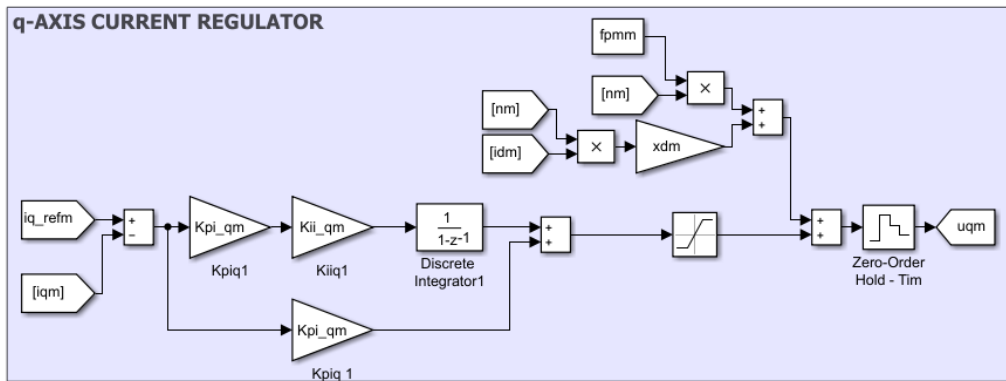
regulatora. Pored linearnog PI regulatora regulacionu strukturu čine i usrednjeni model invertora i uprošćeni model električnog kola statora.



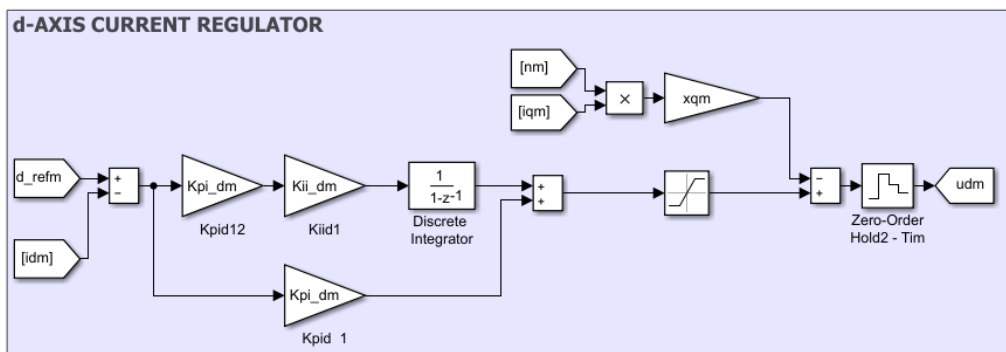
Slika 1.9 - Uprošćen model strujne regulacione strukture

Za određivanje optimalnih vrednosti parametara strujnih regulatora korišćen je Dahlinov algoritam. Dahlinov algoritam je optimizovan za rad sa diskretnim sistemima koji na ulazu imaju kolo zadržke i kod kojih je transportno kašnjenje aktuatora znatno manje od dominantne vremenske konstantne. Pošto kod strujno regulisanog naponskog invertora važi da je vremenska konstanta statorskog kola znatno veća od transportnog kašnjenja invertora, Dahlinov algoritam može da se primeni. Parametri strujnih regulatora po d i q osi izabranih primenom Dahlinovog algoritma [2] su:

$$T_i = 0.0005 \text{ s}, K_u = \frac{1}{r_s}, \lambda = 500, K_{pd} = \frac{1 - e^{-\lambda T_i}}{K_u (e^{\frac{T_i}{T_d}} - 1)}, K_{id} = e^{\frac{T_i}{T_d}} - 1, K_{pq} = \frac{1 - e^{-\lambda T_i}}{K_u (e^{\frac{T_i}{T_d}} - 1)}, K_{iq} = e^{\frac{T_i}{T_d}} - 1.$$



Slika 1.10 - Blok strujne regulacione petlje po q osi pretvarača ka mašini



Slika 1.11 - Blok strujne regulacione petlje po d osi pretvarača ka mašini

1.2.4 Pretvarač ka mašini (opciono): Nadogradnja regulacije u širokom opsegu brzina (*Flux weakening*) uz optimalno strujno iskorišćenje (MTPA)

U zavisnosti od prirode pogona u kojem radi sinhrona mašina moguće je da se od nje zahtevaju radni režimi u širokom opsegu brzina. Ukoliko brzine premašuju nominalne vrednosti, nužno je ograničiti intenzitete indukovanih napona usled pobude stalnih magneta, kako se mašina ne bi naponski ugrozila.

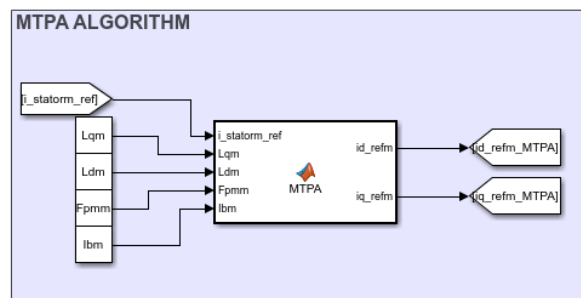
U tom slučaju se pribegava utiskivanju struja negativnih referentnih vrednosti po d osi, koje svojim delovanjem oponiraju fluksu stalnih magneta, držeći amplitude indukovanih napona ispod 95% nazivnog napona mašine.

S obzirom na to da se utiskivanjem struja po d osi umanjuje strujni kapacitet radne komponente struje po q osi, ima smisla da se uporedo sa slabljenjem polja pokuša optimalno iskoristiti nužno postojanje struje po d osi, primenom tzv. MTPA (*Maximum Torque per Ampere*) tehnike. Ova tehnika teži da optimalno iskoristi strujni kapacitet mašine, raspodeljivanjem ostvarenog momenta na doprinos osnovne i reluktantne komponente u određenoj srazmeri tj. da ostvari najveći mogući momenat spram strujnog kapaciteta.

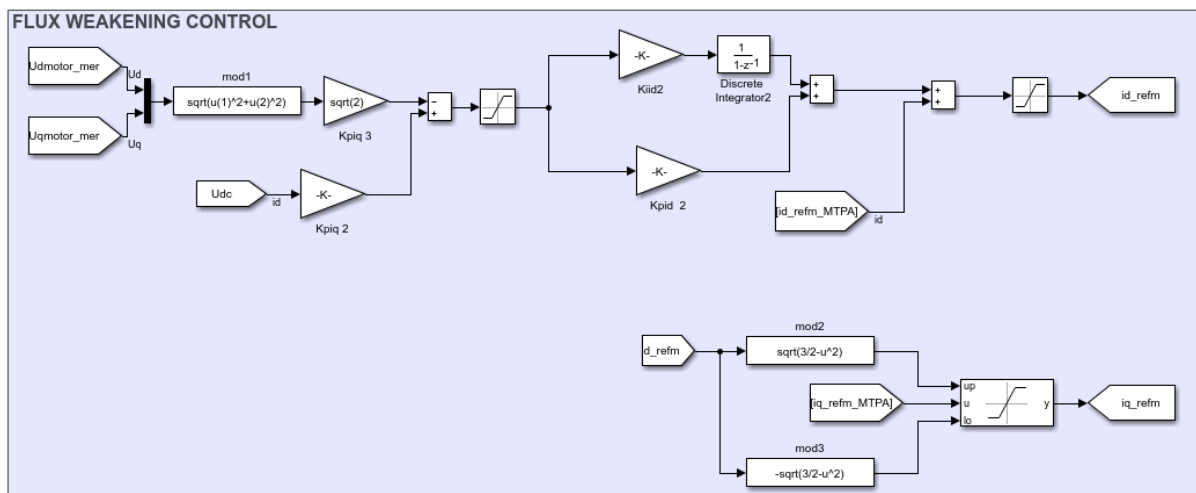
MTPA tehnika podrazumeva proračun struja i_d i i_q primenom sledećih izraza (slučaj $L_q > L_d$):

$$i_d^{MTPA} = \frac{\Psi_{PM} - \sqrt{\Psi_{PM}^2 + 8(L_q - L_d)^2 I_s^2}}{4(L_q - L_d)I_s}; \quad i_q^{MTPA} = \text{sign}(I_s) \sqrt{I_s^2 - i_d^{MTPA2}}; \quad I_s - \text{amplituda struje statora.}$$

MTPA se svakako može implementirati i u opsegu brzina do nominalne vrednosti, ukoliko mašina ima značajan doprinos reluktantne komponente momenta. Prostije tehnike upravljanja u osnovnom opsegu brzina održavaju vrednost struje po d osi na nultoj vrednosti u potpunosti odbacujući doprinos reluktantne komponente momenta.



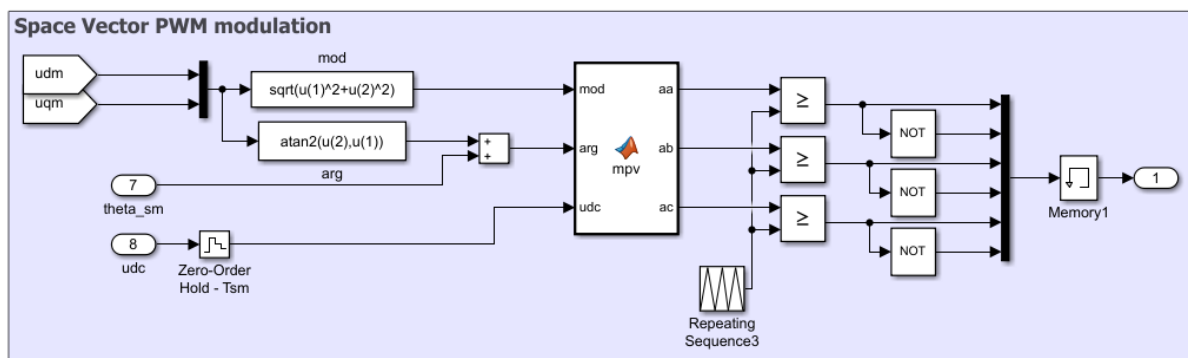
Slika 1.12 – Blok sa implementiranom MTPA strategijom



Slika 1.13 – Slabljenje polja sa ograničenjem struje

1.2.5 Pretvarač ka mašini: Generisanje pobudnih signala za pretvarač primenom SVPWM

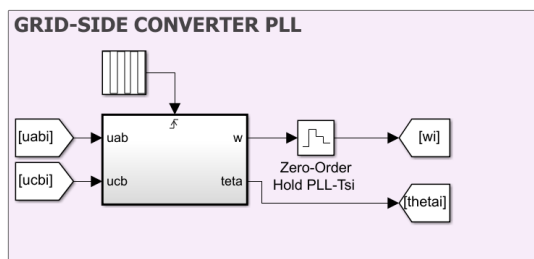
U dole prikazanom bloku napisana je funkcija za numerički proračun PWM vremena vođenja, dok su pobudni signali tranzistora dobijeni poređenjem vremena vođenja sa trougaonim nosiocem periode T_{PWM} . SVPWM modulator na osnovu ulaznih vrednosti referentnih napona u $\alpha\beta$ domenu (u bloku se vrši $dq/\alpha\beta$ transformacija) određuje broj sektora u kom se referentni vektor napona trenutno nalazi, a zatim vrši proračun vremena trajanja graničnih vektora kojima je tekući sektor oivičen, koji usrednjeno u toku jedne periode vektorski formiraju željeni napon. Na osnovu toga se konačno izračunavaju vremena vođenja grana invertora.



Slika 1.14 - Blok za generisanje pobudnih signala za pretvarač ka mašini primenom SVPWM

1.3 Upravljačke strukture pretvarača ka mreži

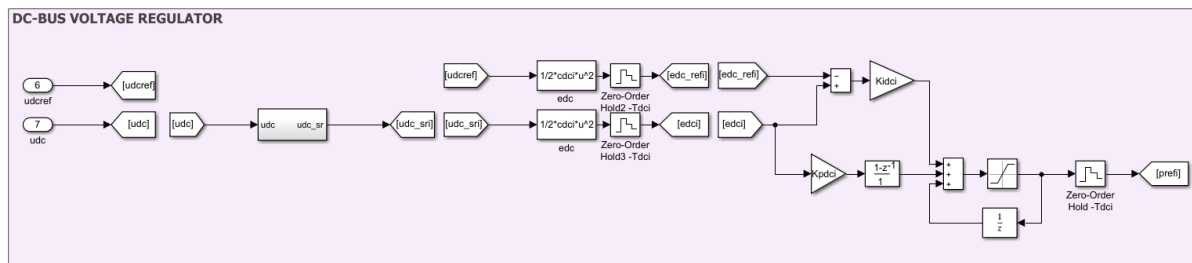
1.3.1 Procena ugaonog položaja mrežnog napona primenom PLL tehnike



Slika 1.15 - Blok za implementaciju PLL tehnike za procenu ugaonog položaja mrežnog napona

Da bi se regulacionom strategijom pretvarača ka mreži postigao željeni cilj, tojest isporučivanje ili apsorpcija određene količine aktivne snage sa unapred definisanim faktorom snage, neophodno je u svakom trenutku tačno poznavati trenutni položaj polifazora mrežnih napona, sa kojima se po faznom stavu usklađuju naponi koje generiše pretvarač. U tu svrhu se najčešće primenjuje *phase-locked-loop* (PLL) tehnika. U razvijenom modelu, napisana je funkcija za numeričku realizaciju PLL-a, tj. regulatora napona u_q . Neophodno je odrediti ugaoni položaj polifazora napona mreže, na osnovu kojeg regulacione strukture određuju položaj dq koordinatnog sistema mrežnog pretvarača. Njegovu osnovu čini jedan PI regulator. Upravljana veličina jeste deo napona mreže koji se očitava po q osi, a koju treba dovesti na referentnu nultu vrednost. Kada je to ostvareno upravljačka veličina tj. procenjena vrednost ugla polifazora napona odgovara stvarnoj vrednosti.

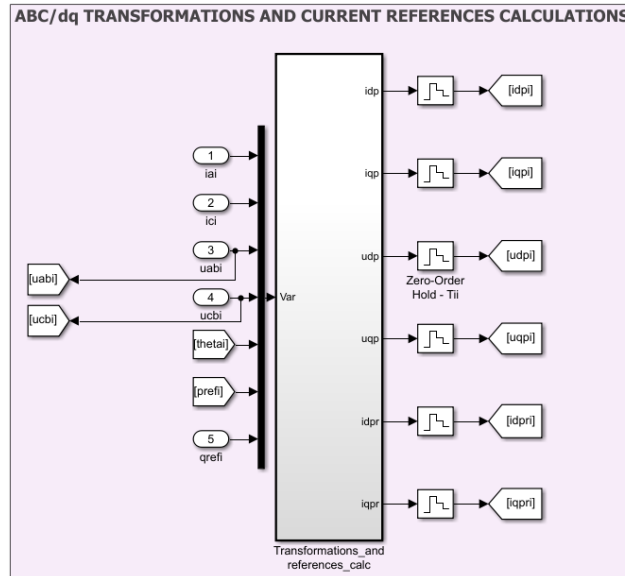
1.3.2 Regulaciona petlja napona jednosmernog međukola (DC linka)



Slika 1.16 - Blok regulacione petlje napona jednosmernog međukola

Regulacija jednosmernog napona DC linka dvosmernog pretvarača ostvaruje se realizacijom linearnog regulatora protoka energije kroz jednosmerno kolo koji na izlazu daje vrednost referentne aktivne snage pretvarača ka mreži. Na osnovu referentne vrednosti aktivne snage pretvarača ka mreži vrši se proračun referentnih vrednosti dq struja za strujne regulatore. U razvijenom modelu korišćen je modifikovani PI generator, iste topologije kao i regulator brzinske petlje u pretvaraču ka mašini. Parametri regulatora su određeni primenom postupka optimizacije kojim se ostvaruje aperiodičan oblik odziva. To se postiže tako što se karakteristični polovi sprežne funkcije regulacione petlje jednosmernog međukola biraju tako da su svi realni i jednaki. Parametri proporcionalnog i integralnog dejstva računaju se kao (izvođenje dostupno u [9]): $T_{dc} = 0.003 \text{ ms}$, $K_{pdc} = \frac{0.203}{\frac{T_{dc}}{2}}$, $K_{idc} = \frac{0.035}{\frac{T_{dc}}{2}}$.

1.3.3 Pretvarač ka mreži: *abc/dq* konverzija struja i napona mreže; Određivanje referentnih strujnih signala (referenci za strujne regulatore)



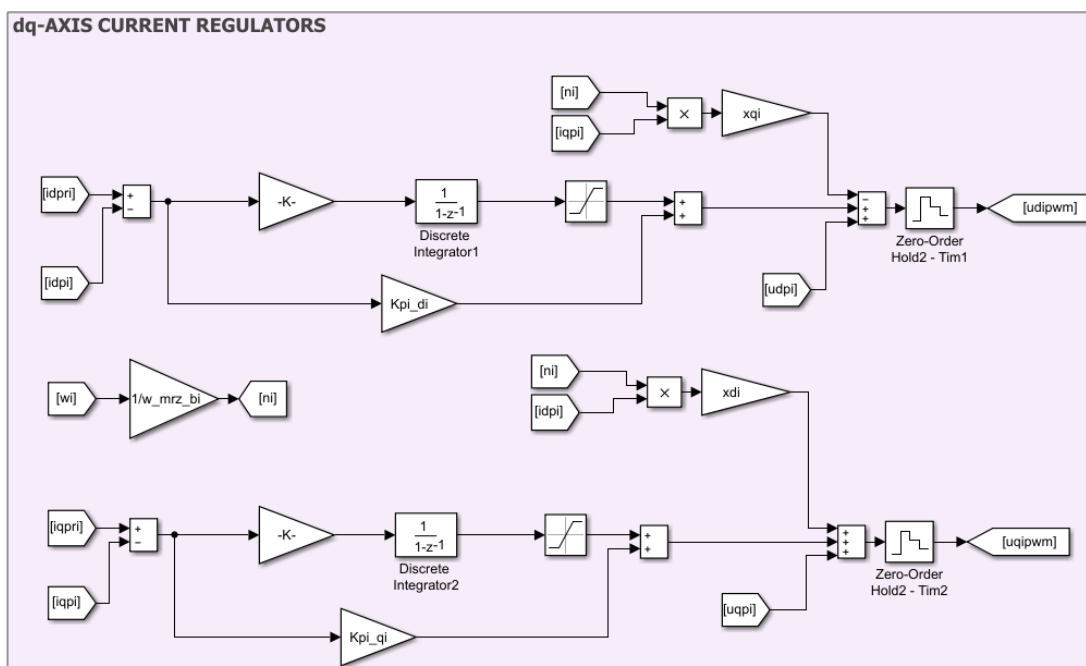
Slika 1.17 - Blok za *abc/dq* konverzija struja i napona mreže i određivanje referentnih strujnih signala

Neophodno je izvršiti *abc/dq* transformaciju svih merenih veličina na mrežnim priključcima pretvarača, jer su samo one u *dq* domenu pogodne za primenu strategije upravljanja pretvarača. Na osnovu podešene nulte referentne vrednosti reaktivne snage na mrežnom priključku i vrednosti referentne aktivne snage mreže koju diktira regulator jednosmernog međukola, proračunavaju se referentne vrednosti *d* i *q* komponenti struja mreže.

1.3.4 Pretvarač ka mreži: Strujna regulaciona petlja

Slično kao i kod pretvarača prema mašini, strujna regulacija i po *d* i *q* osi se ostvaruje primenom standardnog PI regulatora. U slučaju pretvarača ka mreži, parametri strujnih regulatora su određeni primenom simetričnog optimuma [8]:

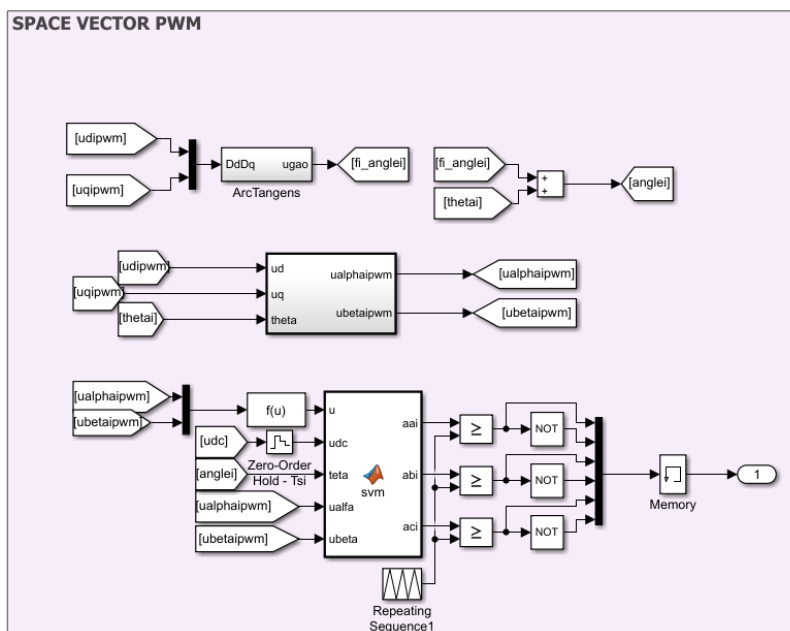
$$T_i = 0.1 \text{ ms}, K_{pd} = \frac{L_{mr\dot{z}}}{2Z_{bi}T_i}, K_{id} = \frac{L_{mr\dot{z}}}{4Z_{bi}T_i}, K_{pq} = \frac{L_{mr\dot{z}}}{2Z_{bi}T_i}, K_{iq} = \frac{L_{mr\dot{z}}}{4Z_{bi}T_i}.$$



Slika 1.18 - Blok strujne regulacione petlje po d i q osi pretvarača ka mreži

1.3.5 Pretvarač ka mreži: Generisanje pobudnih signala za pretvarač primenom SVPWM

Funkcija kojom je realizovan SVPWM modulator pretvarača ka mreži je potpuno ista kao i funkcija za SVPWM-a pretvarača ka mašini. Ono što se razlikuje su naravno ulazni signali. Inverzna Klarkina $dq/\alpha\beta$ transformacija referentnih napona je ovde izvršena u odvojenom bloku, kao i proračun trenutnog ugaonog položaja fazora napona.



Slika 1.19 - Blok za generisanje pobudnih signala za pretvarač ka mreži primenom SVPWM

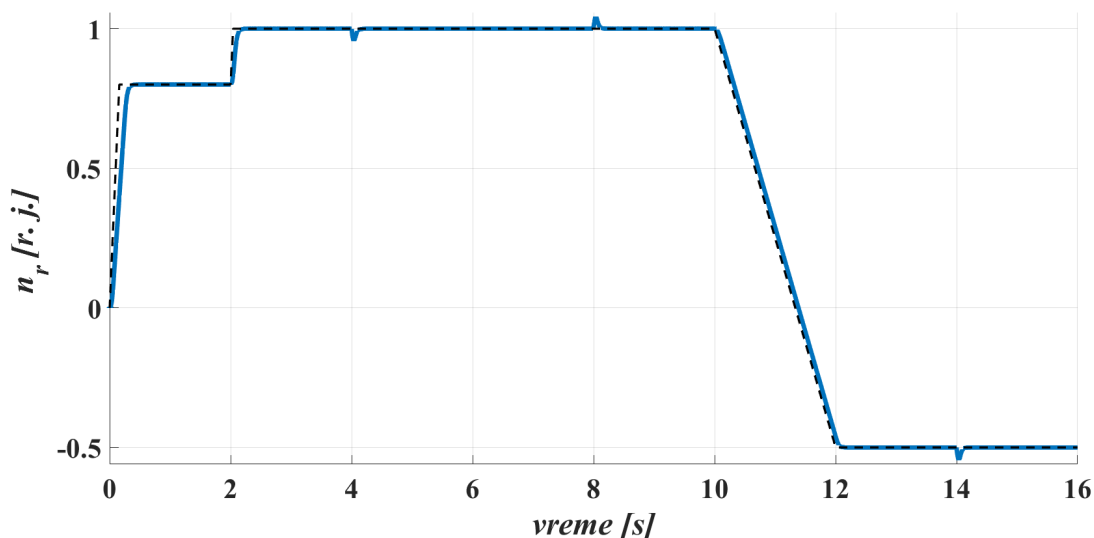
2 TESTIRANJE REALIZOVANE TOPOLOGIJE PRETVARAČA U DVA IZABRANA DINAMIČKA RADNA REŽIMA

2.1 Analiza simulacije rada pogona mašine u osnovnom opsegu brzina i forsiranom nultom strujom po d osi ($i_d = 0$)

Da bi se verifikovala realizovana topologija i podešenja regulacionih struktura, načinjen je profil referentne brzine i momenta opterećenja koji se nameće mašini. Brzina mašine ne premašuje nominalnu vrednost, čime je osigurano da pogon neće imati potrebu za implementaciju mehanizma slabljenja polja. Uz to je primenjena i osnovna tehnika regulacije održavanjem komponente struje po d osi na nultoj vrednosti.

Ciljano je načinjen profil brzine sa promenom smera obrtanja, kako bi se u dinamičkom procesu pokazalo da pretvarač ostvaruje rekuperativnu funkciju. Takođe, nametani su i ustaljeni režimi motorskog i generatorskog rada mašine, sa ciljem simuliranja dvosmernog toka snage kroz pretvarač.

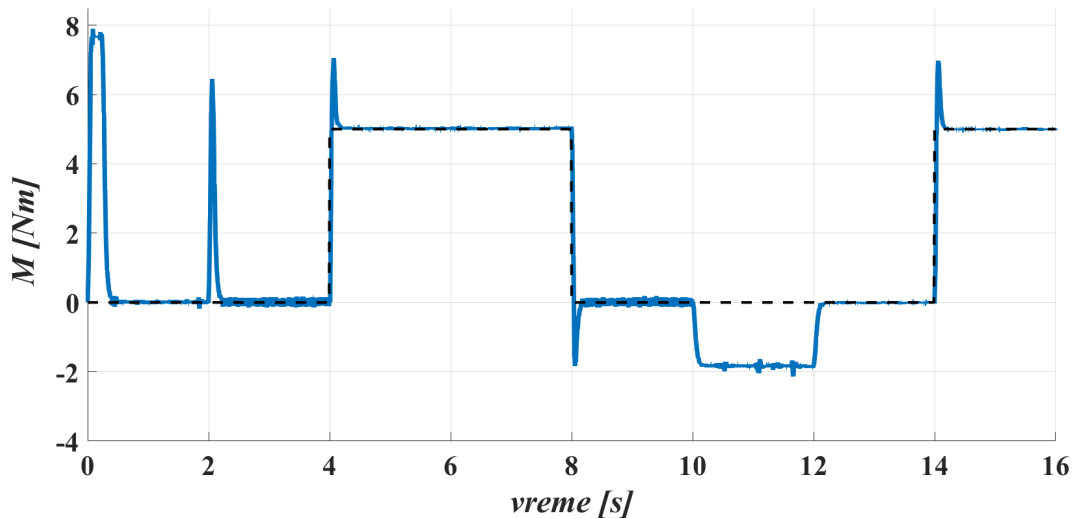
U početnom trenutku mašina je neopterećena i početna ugaona brzina joj je jednaka nuli. Pogonu se najpre gotovo skokovito zadaje referentna brzina obrtanja od 2400 o/min (0.8 r.j.) koja je u trenutku $t=2\text{s}$ ponovo uvećana na 3000 o/min (1 r.j.). Do desete sekunde mašina ostvaruje zadatu brzinu od 3000 o/min , a zatim joj se nameće smanjenje brzine po rampi koje dovodi i do promene smera obrtanja, tako da se u $t=12\text{s}$ postiže ustaljena brzina od -1500 o/min (0.5 r.j.). Na slici 2.1 isprekidanom crnom linijom je prikazan profil zadate referentne brzine obrtanja mašine, a punom plavom linijom ostvarena brzina mašine. Linearni PI regulator brzine koji upravlja q komponentom struje statora vektorski upravljano PMSM postiže aperiodični odziv brzine.



Slika 2.1 - Rezultati računskih simulacija vektorski upravljano pogona sa PMSM: referentna brzina obrtanja rotora (isprekidana crna linija) i brzinski odziv pogona (puna plava linija)

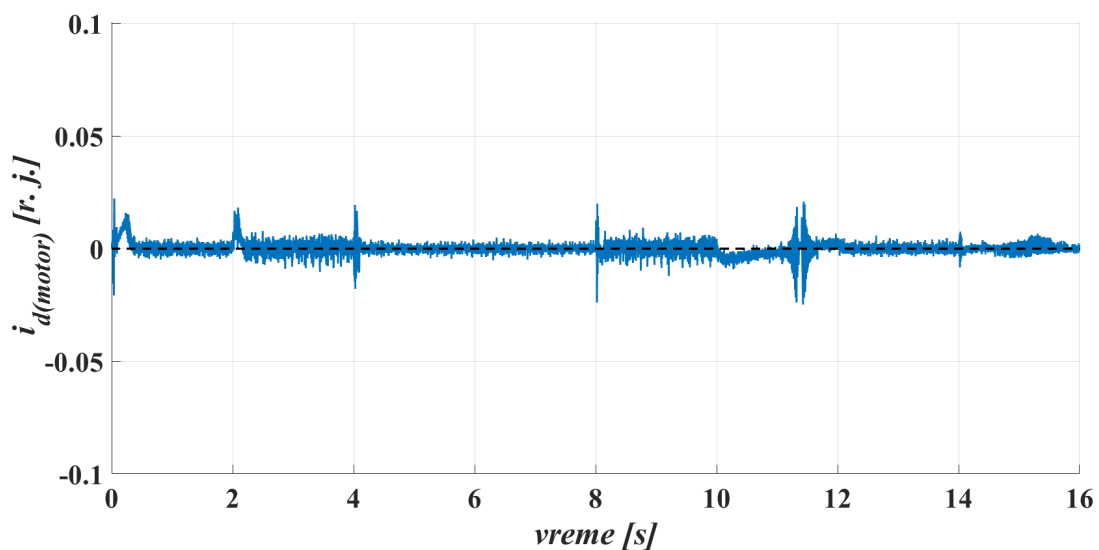
Pored zadatog profila brzine, istovremeno se mašini nameće i profil momenta koji mašina treba da ostvari. Na slici 2.2 uporedno je prikazan ostvareni mehanički momenat mašine (puna plava linija) i referentni momenat mašine (isprekidana crna linija). Mašina koja radi u motorskom režimu rada se tereti sa 5 Nm u intervalu od 4s do 8s . Zatim se u $t=8\text{s}$ rastereti, neposredno pre prelaznog procesa promene smera obrtanja i prelaska u novi stacionarni režim sa negativnom brzinom obrtanja. U periodu od 10s do 12s mašina prolazi kroz prelazni proces reversa. Od 10s do 11s radi u režimu kočnice

(kinetička energija se kroz usporavanje pretvara u električnu snagu koja se vraća natrag u mrežu), a od 11s do 12s ubrzava od 0 do -1500 o/min u motorskom režimu (ponovno povećavanje kinetičke energije povlačenjem aktivne snage iz mreže). Nakon ustaljenja brzine mašini se referentnim momentom od 5 Nm u $t=14s$ nameće ustaljeni generatorski režim (neusaglašenim smerovima brzine obrtanja i nametnutog momenta na vratilu). Veoma je bitno primetiti, da sa promenom smera obrtanja mašine menja i znak ugaonog pomeraja u Parkovoj transformaciji, te je zbog toga momenat mašine u generatorskom režimu prikazan na slici 2.2 kao pozitivan. U 11s se stoga promenio i referentni smer struja komponenti d i q statorske struje mašine.



Slika 2.2 - Rezultati računskih simulacija vektorski upravljano pogona sa PMSM: referentni mehanički momenat mašine (isprekidana crna linija) i ostvareni mehanički momenat mašine (puna plava linija)

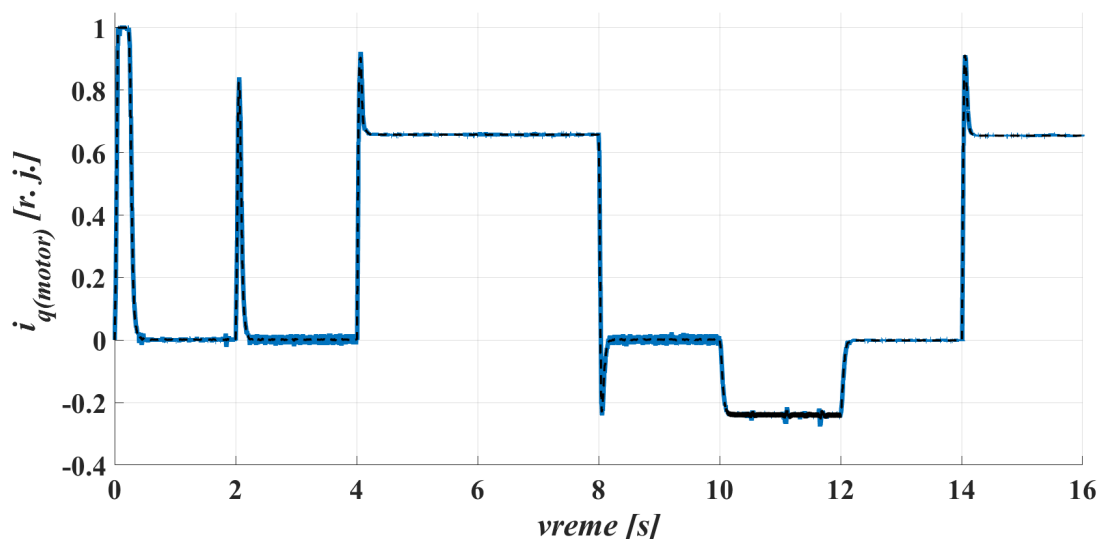
Prilikom regulacije rada pogona koristi se model mašine u dq domenu, gde je d osa poravnata sa osom magnetu, a Parkova transformacija invarijantna po snazi. U tom slučaju izraz razvijeni elektromagnetni momenat ima sledeći oblik: $M_{el} = p\Psi_{PM}i_{sq} + p(L_d - L_q)i_{sq}i_{sd}$. U slučaju kada se održava i_{sd} jednaka nuli doprinos reluktatnog momenta iščezava. Tada se izraz za momenat može aproksimirati kao: $M_{el} = p\Psi_{PM}i_{sq}$.



Slika 2.3 - Rezultati računskih simulacija vektorski upravljano pogona sa PMSM: referentna vrednost komponente vektora statorske struje u d osi (isprekidana crna linija) i ostvarena statoska d struja na priključcima mašine (puna plava linija)

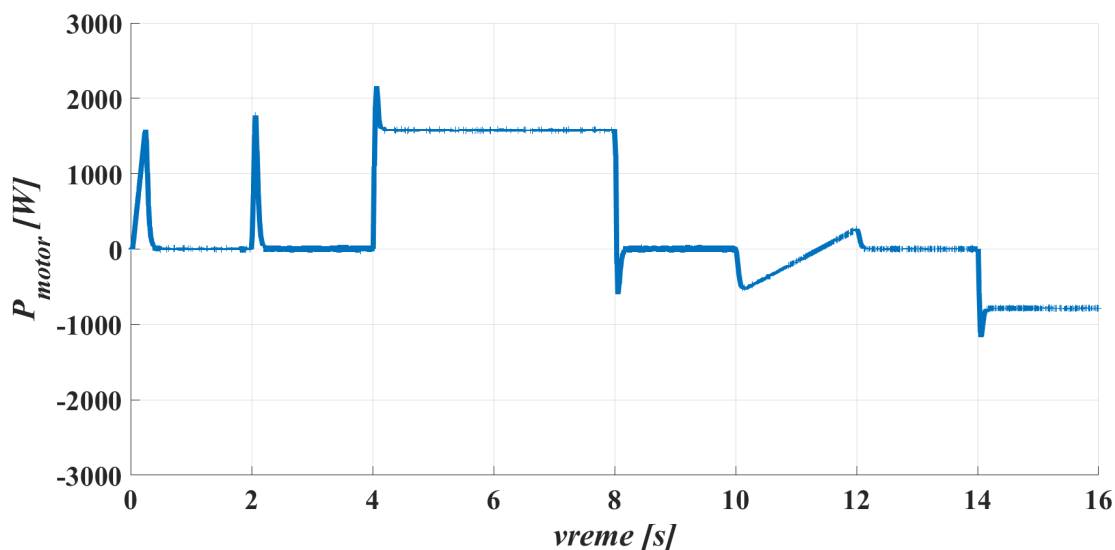
Na slici 2.3 prikazan je vremenski tok i_{sd} struje statora mašine i njen nulti referentni signal. Komponente statorske struje u d osi zanemarljivo osciluje oko nulte vrednosti (± 0.025 r.j.) tokom tranzijenata u mehaničkom podsistemu mašine.

Promenom komponente struje statora u q osi se linearno upravlja momentom mašine. Na slici 2.4 prikazan je vremenski tok i_{sq} struje statora mašine i njena referentna vrednost koju diktira implementirani regulator brzine. Promena zadate brzine dovodi do impulsa q komponente struje na izlazu regulatora brzine koji uzrokuje impuls momenta PMSM istog oblika. Slično, regulator menja vrednost q komponente struje pri pojavi opterećenja i pri promeni brzine, a sve te promene linearno prati i promena momenta. U skladu sa tim, vremenski tok mehaničkog momenta prikazan na slici 2.2 i vremenski tok i_{sq} struje statora mašine imaju isti trend.



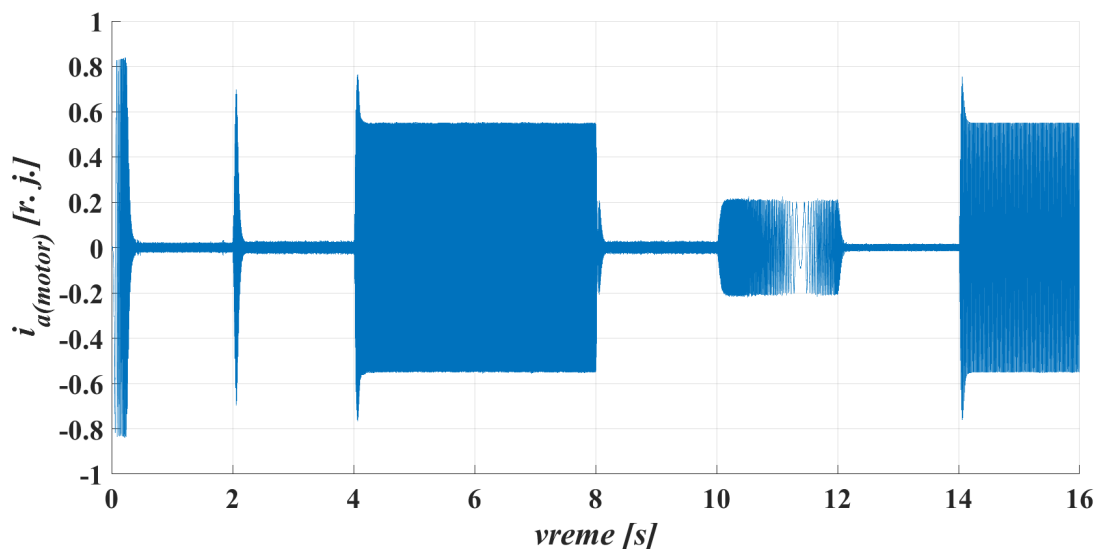
Slika 2.4 - Rezultati računskih simulacija vektorski upravljano pogona sa PMSM: referentna vrednost komponente vektora statorske struje u q osi (isprekidana crna linija) i ostvarena statorska q struja na priključcima mašine (puna plava linija)

Na slici 2.5 prikazan je vremenski tok ostvarene mehaničke snage mašine. Profil ostvarene snage u ustaljenom stanju odgovara umnošku referentne brzine i referentnog momenta mašine, dok tokom tranzijenata zavisi od dinamike nametnute pogonu. U početnom trenutku i u trenutku $t=2s$ motor ubrzava i uočava se pozitivan impuls u snazi. Od $4s$ do $8s$ motor je opterećen i uzima snagu iz mreže. U trenutku $t=8s$ motor se naglo rastereti i zbog toga se pojavljuje negativan impuls u $t=8s$. Mašina u periodu reversa brzine i prelaska u generatorski režim rada prolazi kroz tranzijetni proces koji se sastoji iz dva dela. Prvo mašina smanjuje svoju brzinu do nule tako što koči svojim elektromagnetnim momentom i privremeno vraća snagu u mrežu. Nakon toga potrebno je da mašina ubrza u suprotnom smeru obrtanja do referentne generatorske brzine i to čini tako što povlači snagu iz mreže i radi u prelaznom motorskom režimu rada. Kada ubrza do željene brzine ($t=12s$), mašine nakon nametanja momenta u trenutku $t=14s$ prelazi u stacionarnu generatorski režim rada.



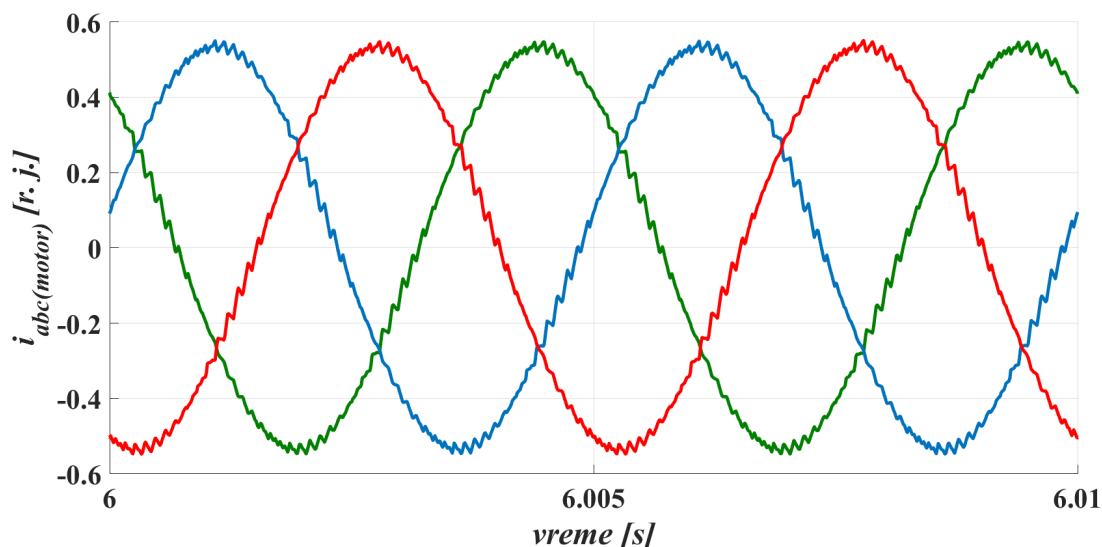
Slika 2.5 - Rezultati računskih simulacija vektorski upravljano pogona sa PMSM: vremenski tok ostvarene mehaničke snage mašine

Na slici 2.6 dodatno su osvetljeni dinamički prelazni procesi mašine kroz vremenski oblik fazne struje statora. Kada je mašina neopterećena vrednost fazne struje je vrlo mala. Pri istom opterećenju i u motorskom i generatorskom režimu rada amplituda struje je praktično ista. Takođe, jasno se uočava prelazni proces promene smera obrtanja od 10s do 12s u vremenskoj funkciji fazne struje.



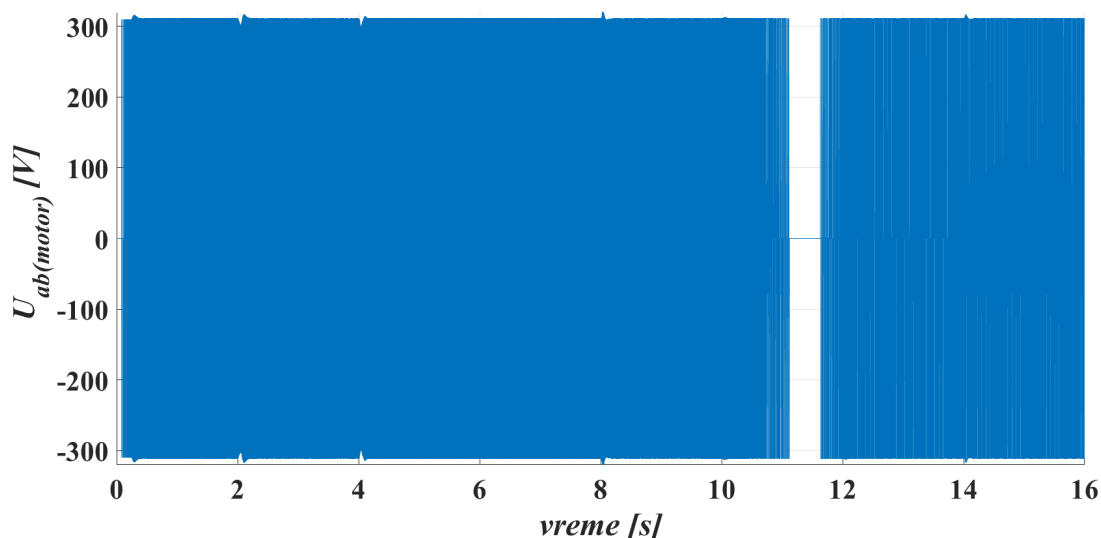
Slika 2.6 - Rezultati računskih simulacija vektorski upravljano pogona sa PMSM: vremenski tok fazne struje mašine

Na slici 2.7 priložen je detalj u vremenskom toku faznih statorskih struja mašine od 6s do 6.01s. U ovom vremenskom periodu mašina je radila u stacionarnom motorskom režimu rada opterećena sa mehaničkim momentom jednakim 5 Nm. Fazne struje na priključcima mašine su očekivanog oblika, simetrične, ali sa приметnim prisustvom viših harmonika na frekvenciji celobrojnog umnoška PWM frekvencije.

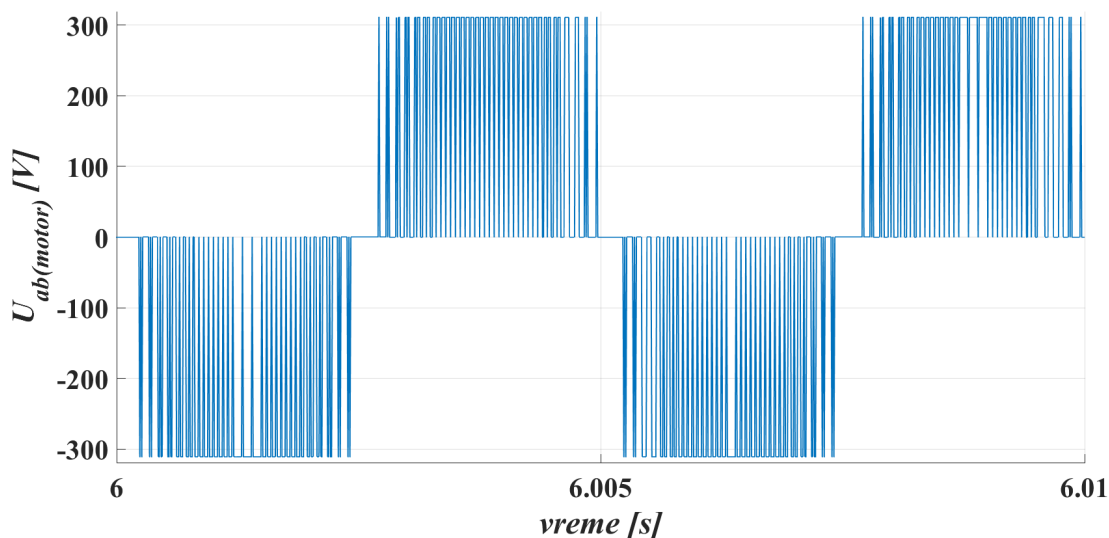


Slika 2.7 - Rezultati računskih simulacija vektorski upravljano pogona sa PMSM: Detalj vremenskog toka sve tri fazne struje na statorskim priključcima mašine u periodu od 6s do 6.01s.

Digitalno regulisani strujno kontrolisani naponski izvor (pretvarač ka mašini) utiskuje potreban vektor struje statora pomoću dva strujna regulatora koji nezavisno regulišu njegovu d i q komponentu u dq koordinatnom sistemu. Dva strujna regulatora upravljaju komponentama vektora napona tako da koordinate ostvarenog vektora struje budu bliske referentnim. Na osnovu ulaznih napona u bloku SVPWM-a na izlazu pretvarača ka mašini se generišu naponi na priključcima mašine. Na slikama 2.8 i 2.9 prikazan je vremenski tok međufaznog napona na priključcima motora koji je generisan iz pretvarača ka mašini. U skladu sa principom rada PWM modulacije prostornih vektora, međufazni izlazni napon se generiše u PWM odbircima. Vrednosti amplitude koje može da ima su $+U_{dc}$, 0 i $-U_{dc}$.



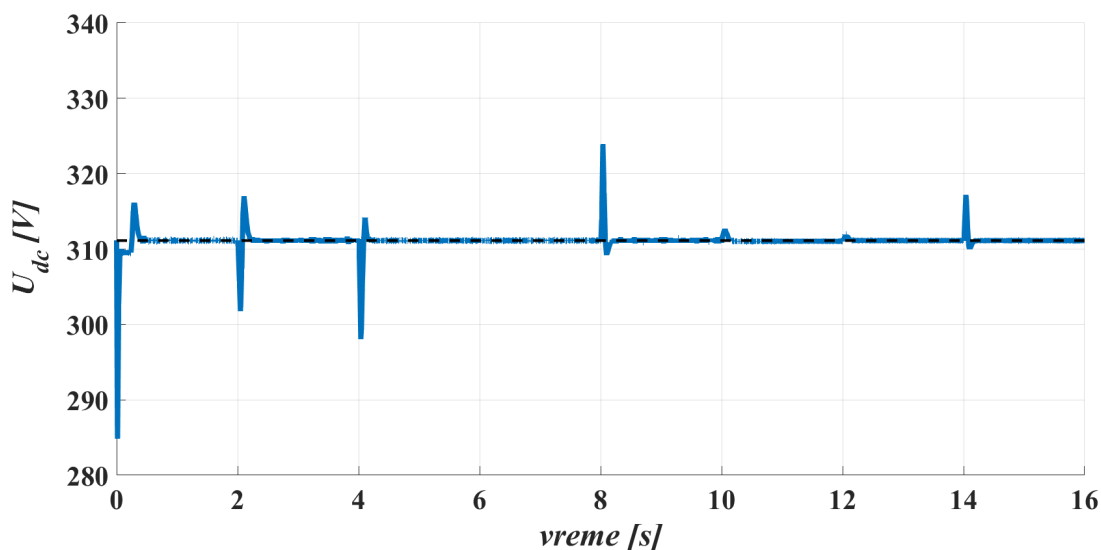
Slika 2.8 - Rezultati računskih simulacija vektorski upravljano pogona sa PMSM: međufazni napon na priključcima mašine generisan primenom SVPWM tehnike ostvarivanja izlaznog napona invertora (pretvarača na mašini)



Slika 2.9 - Rezultati računskih simulacija vektorski upravljano pogona sa PMSM: Detalj vremenskog toka međufaznog napona na priključima mašine generisanog primenom SVPWM tehnike ostvarivanja izlaznog napona invertora (pretvarača na mašini) u period od 6s do 6.01s

Jednosmerno međukolo dvosmernog pretvarača ima značajnu ulogu u kontrolnoj strategiji pretvarača ka mreži. Napon na kondenzatoru jednosmernog međukola se koristi kao indikator za to koliko je energije injektovano u kolo DC linka sa strane pretvarača ka mašini i koliko energije je potrebno da pretvarač ka mreži preda električnoj mreži. Injektovanje energije u jednosmerno međukolo rezultuje u povećanju napona DC linka, a kontrola pretvarača ka mreži ima ulogu da održi napon DC međukola stabilnim tako što će regulisati referentnu vrednost energije koju pretvarač ka mreži injektuje u električnu mrežu. Regulacijom napona jednosmernog kola dvosmernog pretvarača se zapravo ostvaruje bilans snaga. Na osnovu kontrole energije jednosmernog kola tj. kvadratne vrednosti napona, određuje se referentna vrednost aktivne snage pretvarača ka mreži.

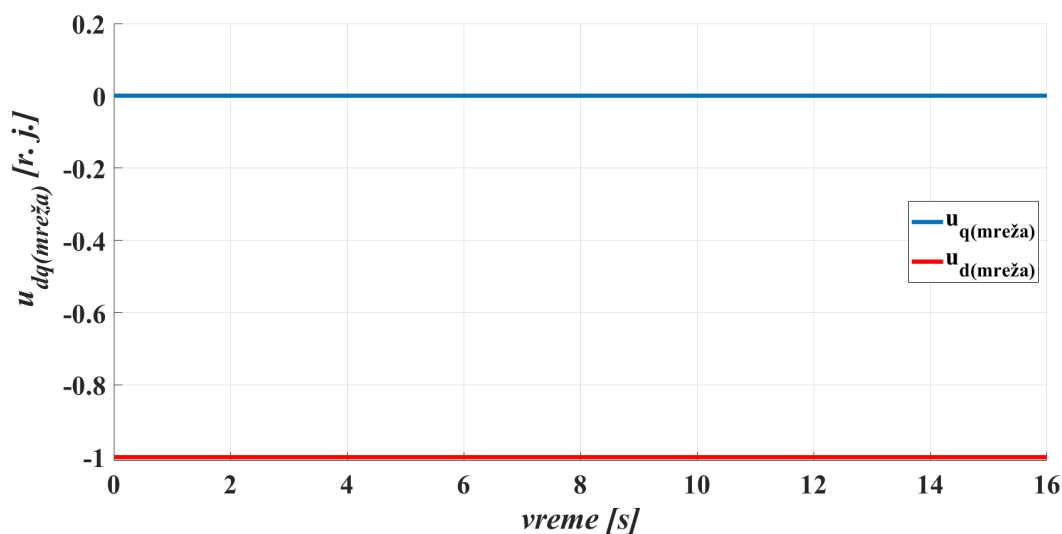
Preciznije, regulacija jednosmernog napona DC linka dvosmernog pretvarača ostvaruje se realizacijom linearnog regulatora protoka energije kroz jednosmerno kolo koji na izlazu daje vrednost referentne aktivne snage pretvarača ka mreži. Na osnovu referentne vrednosti aktivne snage pretvarača ka mreži vrši se prorčun referentnih vrednosti dq struja za strujne regulatore. Imperativ tehnike upravljanja dvosmernog pretvarača jeste održavanje stabilne vrednosti napona jednosmernog kola. Na slici 2.10 priložen je vremenski tok napona jednosmernog kola tokom trajanja simulacije. Napon DC linka je stabilan i održava se na referentnoj vrednosti $220\sqrt{2} V$. Uočeni kratkotrajni impulsi i oscilacije napona jednosmernog kola u radu dvostranog pretvarača su manji od $\pm 5\%$ referentne vrednosti.



Slika 2.10 - Rezultati računskih simulacija rada dvostranog pretvarača vektorski upravljano PMSM: referentna vrednost napona jednosmernog kola (isprekidana crna linija) i ostvaren napon jednosmernog kola (puna plava linija)

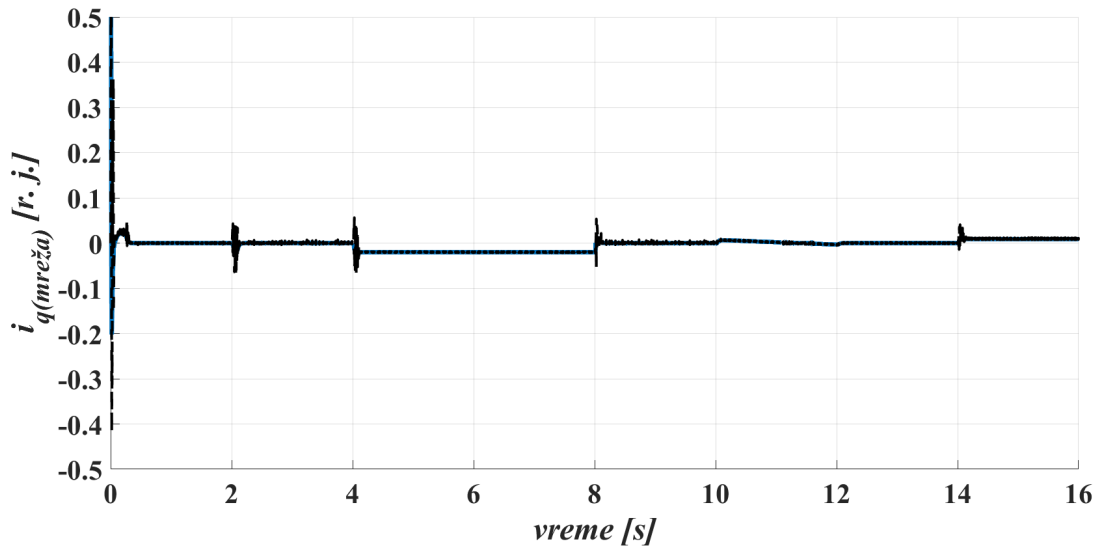
Pretvarač ka mreži je upravljao sa dve referentne veličine - referentnom aktivnom snagom na mrežnim priključcima, koja je određena regulacionom petljom jednosmernog kola i vrednošću referentne reaktivne snage mreže. U razmatranom modelu implementirana realizacija pogonskog sklopa forsira jedinični faktor snage, čime se referentna vrednost reaktivne snage postavlja na nulu. Kao i u slučaju PMSM, matematički model mreže i upravljanje pretvaračem ka mreži je najprimernije realizovati u dq domenu. U analiziranom modelu, rotirajući dq koordinatni sistem je postavljen tako da se d osa poklapa sa položajem polifazora napona mreže, te da je $u_d = |u_{mrež}|$ i $u_q = 0$.

Na slici 2.11 prikazane su dq komponente napona na mrežnom priključku pretvarača. Usled prethodno opisanog podešavanja dq koordinarnog sistema, komponenta vektora napona mreže u q osi je jednaka nuli, dok je vrednost d komponente jednaka sa vrednošću polifazora napona mreže.



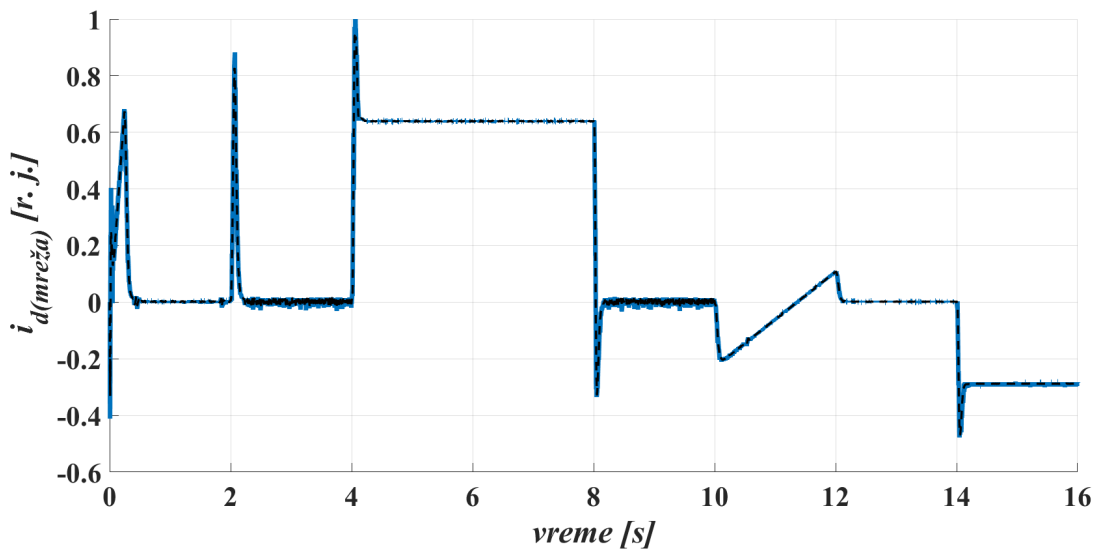
Slika 2.11 - Rezultati računskih simulacija rada dvostranog pretvarača vektorski upravljano PMSM: vremenski tok komponenti napona mreže u d i q osi

U skladu sa ovakvom strategijom postavke dq koordinatnog sistema i referentnim smerom struje mreže ka pogonu izrazi za aktivnu i reaktivnu snagu koju pretvarač ka mreži predaje mreži su: $P_{MR\dot{Z}} = u_{dMR\dot{Z}}i_{dMR\dot{Z}}$ i $Q_{MR\dot{Z}} = -u_{dMR\dot{Z}}i_{qMR\dot{Z}}$. Kako je referentna reaktivna snaga koju dvosmerni pretvarač predaje mreži jednaka nuli, kontrolni algoritam upravljanja pretvarača ka mreži će održavati q komponentu mrežne struje blisku nultoj vrednosti. Na slici 2.12 je prikazana q komponenta mrežne struje.

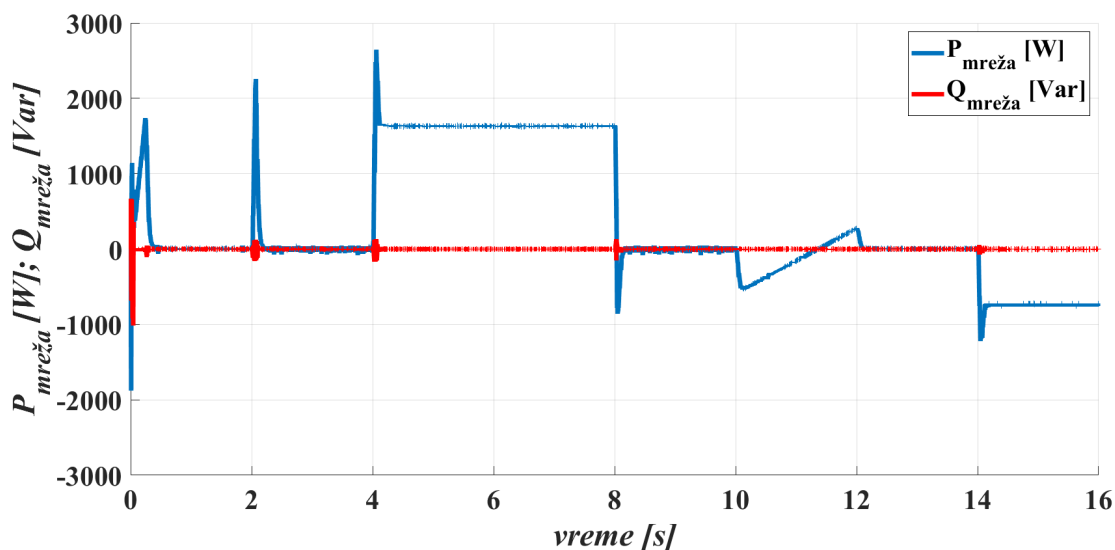


Slika 2.12 - Rezultati računskih simulacija rada dvosmernog pretvarača vektorski upravljano PMSM: vremenski tok q komponente struje mreže

Aktivna snaga mreže je regulisana regulacionom petljom napona jednosmernog međukola, a suštinski uslovljena promenom režima rada pogona, tj. promenom njegovog opterećenja ili brzine. Na slici 2.14 priloženi su vremenski tokovi aktivne i reaktivne snage mreže, dok je na slici 2.13 prikazan vremenski tok d komponente struje mreže. Aktivna snaga mreže je linearno zavisna od d komponente struje mreže.

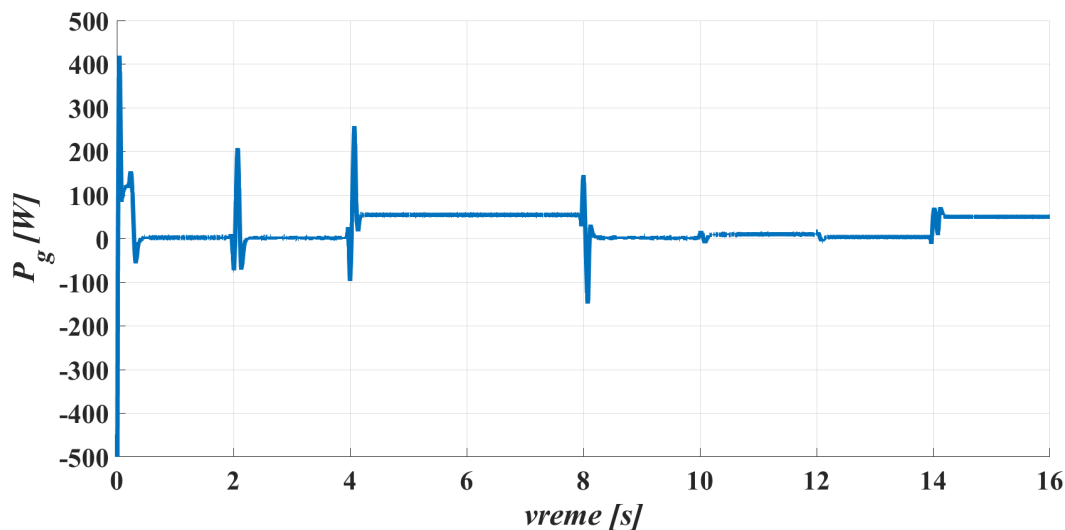


Slika 2.13 - Rezultati računskih simulacija rada dvosmernog pretvarača vektorski upravljano PMSM: vremenski tok d komponente struje mreže



Slika 2.14 - Rezultati računskih simulacija rada dvosmernog pretvarača vektorski upravljano PMSM: vremenski tok aktivne i reaktivne snage mreže

Na slici 2.15 prikazani su ukupni gubici u sistemu mreža-dvosmerni pretvarač-PMSM koji su dominantno određeni Džulovim gubicima u mreži i u mašini. Kada je pogon neopterećen i gubici aktivne snage su zanemarljivi. Sa povećanjem opterećenja i amplituda struje mreže i pogona rastu i gubici aktivne snage sa kvadratnom zavisnošću. Nezavisno od režima rada pogona, pri istom opterećenju i u motorskom i generatorskom režimu rada se primaćuju gotovo iste vrednosti gubitaka aktivne snage.



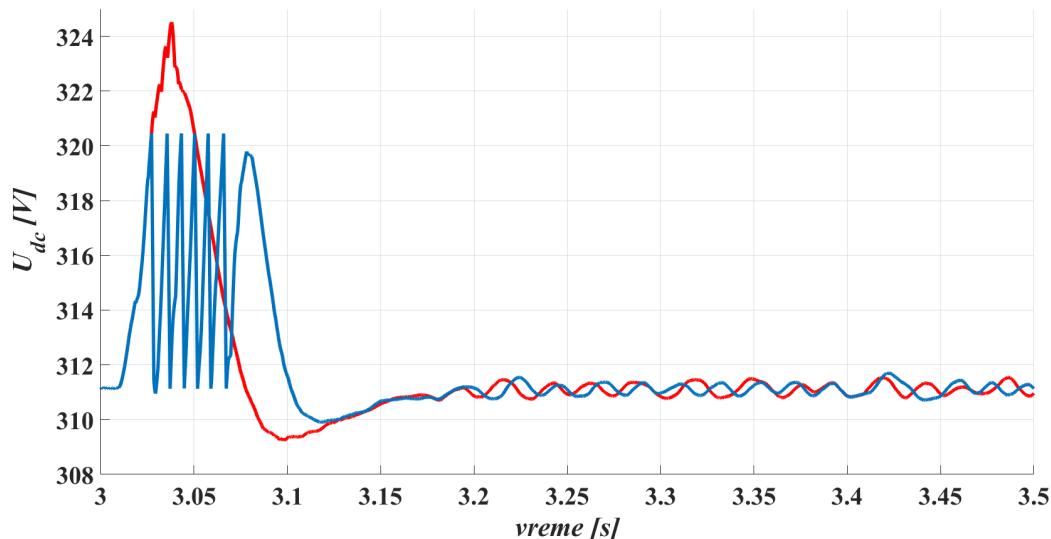
Slika 2.15 - Rezultati računskih simulacija rada dvosmernog pretvarača vektorski upravljano PMSM: ukupni gubici upravljačkog sklopa

2.1.1 Prednosti umetanja tranzistorski regulisanog kočionog otpornika (*braking chopper*)

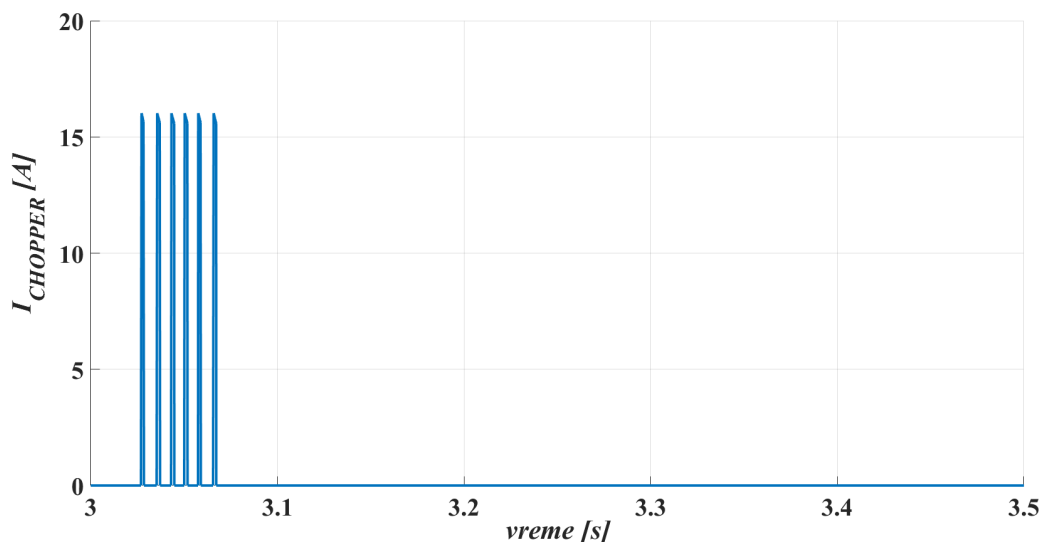
U realizovanoj topologiji jednosmerno međukolo sadrži samo kondenzator dovoljno velikog kapaciteta da regulaciona struktura uspeva da održi stabilan napon DC linka tokom nametnutih prelaznih procesa. Ukoliko bi u pogonu došlo do turbulentnijih prelaznih procesa moglo bi se desiti da povratni impulsi snage u DC kolu izazovu nedopustiv porast jednosmernog napona, koji bi mogao da ošteti komponente pretvarača. Stoga postoje i naprednije topologije međukola sa otočno umetnutim tranzistorskim čoperom kojim se omogućava dodatna disipacija snage na posebno dizajniranom spoljašnjem otporniku. Primena ovog čopera je inače nužna u topologijama pretvarača koji ne poseduju mogućnost dvosmernog toka snage, što je čest slučaj u motornim pogonima manjih snaga, gde se rađe koristi kombinacija diodni ispravljač-invertor.

Zarad ilustracije u realizovanom modelu je ipak izvršena modifikacija umetanjem tranzistorski regulisanog kočionog otpornika sa podešenom aktivacijom ukoliko napon DC linka premaši nazivnu vrednost za 3% (320.46 V). Da kočioni čoper ne bi ostao trajno uključen pri premašenju napona mora mu se podesiti i donja margina pri kojoj će se isključiti. Ona ne sme biti previše bliska sa marginom za uključanje kako bi se tokom prelaznog procesa izbegle prekobrojne komutacije čopera. Margina za isključenje je podešena na nominalnu vrednost napona DC linka.

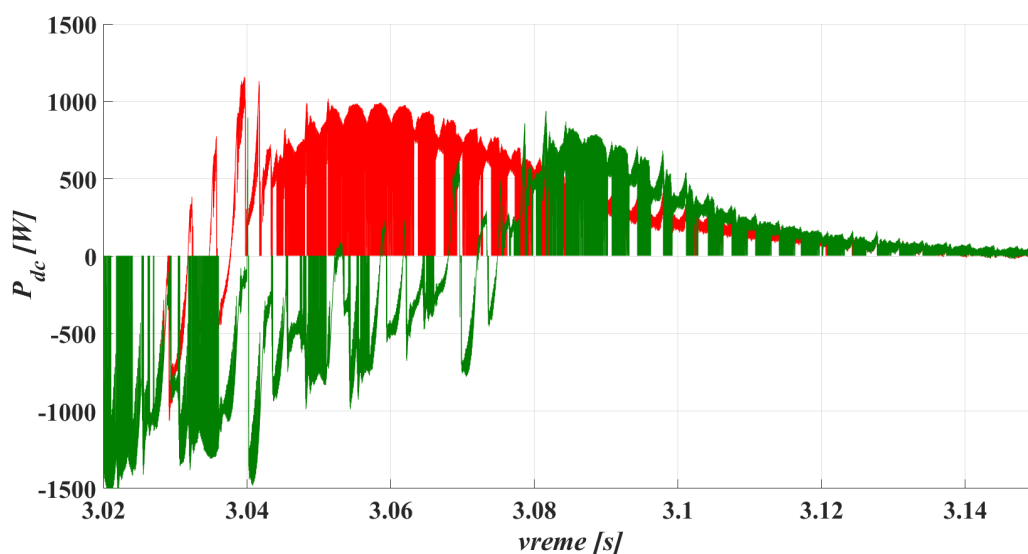
Na slici 2.16 uporedo je prikazan napon DC linka u slučaju naglog rasterećenja mašine u $t=3s$ sa režima nominalnog opterećenja u režim praznog hoda. Na slici 2.17 prikazana je struja čopera i kočionog otpornika koji se aktivirao usled premašenja podešene gornje margine napona. Na slici 2.18 uporedo je prikazana snaga koja se prenosi posredstvom DC linka u prelaznom procesu naglog rasterećenja mašine. Snaga se isporučuje natrag ka mreži, ali u slučaju primene kočionog otpornika (odziv obeležen zelenom bojom) ona je manjeg intenziteta, jer se deo disipira na spoljašnjem otporniku.



Slika 2.16 - Uporedni prikaz napona DC linka u slučaju naglog rasterećenja mašine u $t=3s$ sa režima nominalnog opterećenja u režim praznog hoda: odziv bez čopera (crvena boja) i sa čoperom (plava boja)



Slika 2.17 - Struja čopera i kočionog otpornika



Slika 2.18 - Uporedni prikaz snage DC linka u slučaju naglog rasterećenja mašine u $t=3s$ sa režima nominalnog opterećenja u režim praznog hoda: odziv bez čopera (crvena boja) i sa čoperom (zelena boja)

U fajlovima realizovanog MATLAB modela koji prati ovaj izveštaj nije priložena verzija sa implementiranim tranzistorskim otpornikom za kočenje, ali se jednostavno može dodati ukoliko postoji potreba kog onih čitalaca koji će se služiti ovim modelom.

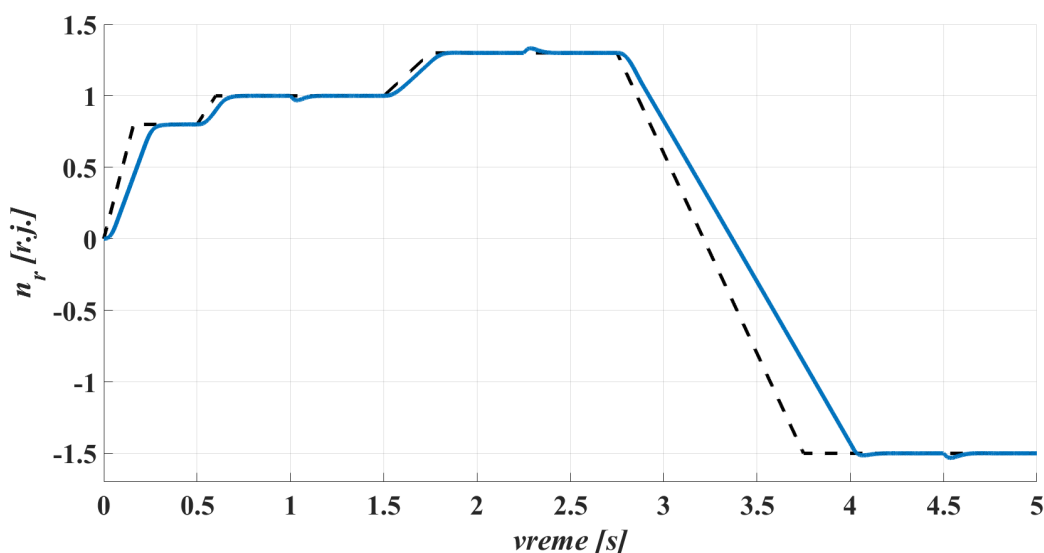
2.2 Analiza simulacije rada pogona mašine u širokom ospegu brzina i primenjenom MTPA strategijom

Drugi test nameće referentnu brzinu mašini koja u oba smera obrtanja u određenim delovima testa premašuje svoju nominalnu vrednost. Za očekivati je da kontrolni algoritam u ovim intervalima uspešno ograniči napon na priključcima mašine. Takođe, očekuje se da tokom prelaznih procesa i ustaljenih režima sa opterećenjem pretvarač utiskuje mašini nenultu vrednost struje statora po d osi, a sve zarad (istovremenog) ostvarenja slabljenja polja i strategije MTPA.

S obzirom na to da je pretvarač ka mreži frekvencijski raspregnut od pretvarača ka mašini, neophodne modifikacije u upravljanju pogonom mašine nametnutim profilom brzine drugog testa neće biti suviše vidljive sa strane mreže. *Stoga će u ovom poglavlju najviše pažnje biti posvećeno odzivima mašine, kako bi se utvrdilo pravilno funkcionisanje implementiranih modifikacija.*

U početnom trenutku mašina je neopterećena i početna ugaona brzina joj je jednaka nuli. Pogonu se najpre po strmoj rampi zadaje referentna brzina obrtanja od 2400 o/min (0.8 r.j.) koju treba da dostigne za $t=0.16\text{s}$. U trenutku $t=0.5\text{s}$ brzina je uvećana na 3000 o/min (1 r.j.). Nakon ustaljenja brzine, u trenutku $t=1\text{s}$ mašini se skokovito nameće referentni momenat u vrednosti od 3.5Nm . Ovako opterećenoj mašini se zatim u trenutku $t=1.5\text{s}$ po rampi zadaje nova vrednost referentne brzine od 3900 o/min (1.3 r.j.) koju mašina dostiže u $t=1.75\text{s}$. Nakon rasterećenja koje nastupa u $t=2.25\text{s}$ mašini se u $t=2.75\text{s}$ zadaje referenca brzine koja rezultuje promenom smera obrtanja, tako da se u trenutku $t=3.75\text{s}$ po rampi dostiže ustaljena referentna brzina od -4500 o/min (-1.5 r.j.). Na kraju, u trenutku $t=4.5\text{s}$ mašini se nameće ustaljeni generatorski režim zadavanjem referentne vrednosti momenta u vrednosti od 3.5Nm , neusaglašenog po smeru delovanja sa trenutnom brzinom pogona.

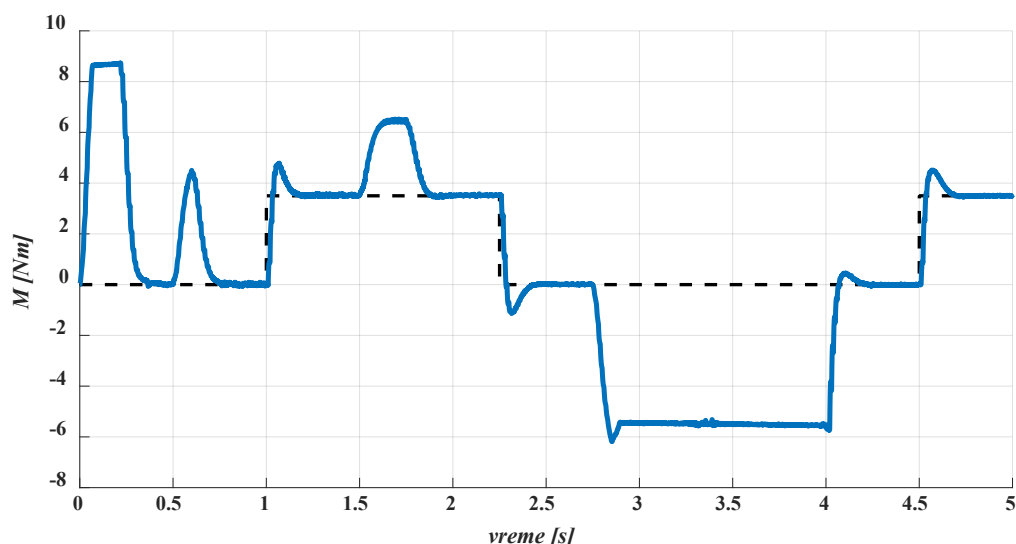
Na slici 2.19 isprekidanom crnom linijom je prikazan profil zadate referentne brzine obrtanja mašine, a punom plavom linijom ostvarena brzina mašine. Slično, na slici 2.20 je isprekidanom crnom linijom prikazan profil referentnog mehaničkog momenta mašine, a punom plavom linijom ostvareni mehanički momenat mašine.



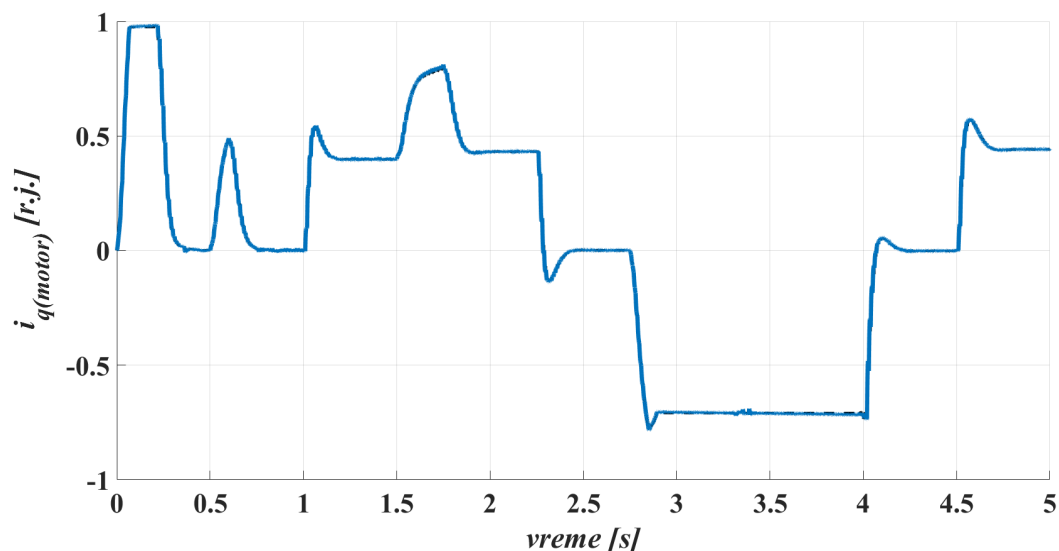
Slika 2.19 - Rezultati računskih simulacija vektorski upravljano pogona sa PMSM: referentna brzina obrtanja rotora (isprekidana crna linija) i brzinski odziv pogona (puna plava linija)

Ostvarena brzina nema grešku u stacionarnom stanju, dok se tokom prelaznih procesa uspostavlja po aperiodičnom zakonu, čime se potvrđuje da regulacione strukture optimalno ostvaruju zadate režime

rada i u širokom opsegu brzina. Takođe, i ostvareni momenat stacionarnog stanja prati zadate vrednosti, dok je njegovo postojanje tokom tranzijenata očekivano usled potrebe da mašina za zadato vreme ostvari i referentnu brzinu. Ukoliko se uoči početni tranzijentni period ubrzanja u intervalu do trenutka $t=0.16s$ primećuje se da je ostvareni dinamički momenat dosegao granicu koja neznatno premašuje vrednost od $8Nm$. U sličnom prelaznom procesu tokom prvog testa – slika 2.2 dinamički momenat ne premašuje vrednost od $8Nm$. Ovo se duguje činjenici da je tokom drugog testa ujedno primenjena i MTPA strategija kojom se za istu vrednost struje statora može ostvariti veća vrednost momenta. Tokom analize talasnih oblika struja drugog testa će se ponovo osvnuti na ovo tvrđenje.



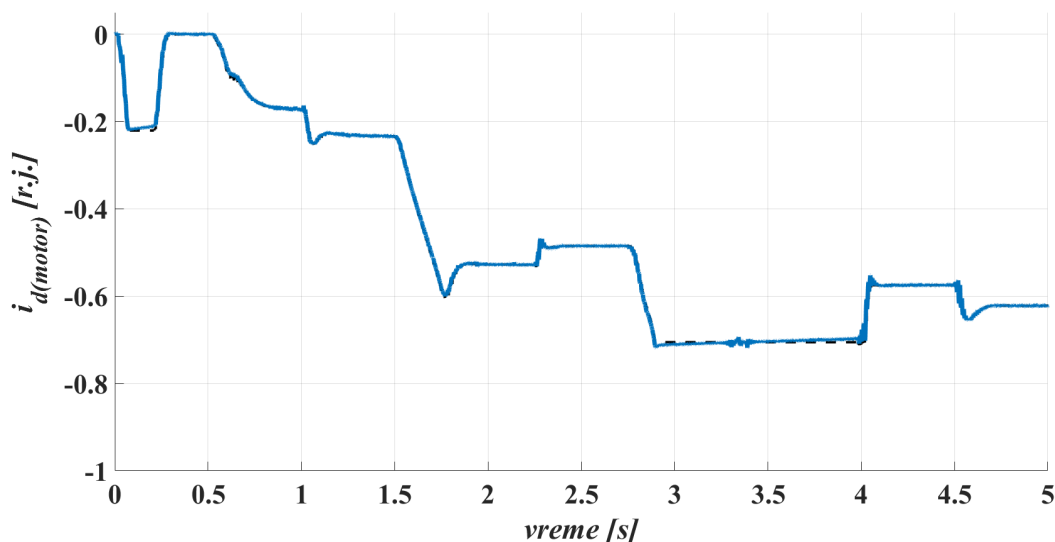
Slika 2.20 - Rezultati računskih simulacija vektorski upravljanoq pogona sa PMSM: referentni mehanički momenat mašine (isprekidana crna linija) i ostvareni mehanički momenat mašine (puna plava linija)



Slika 2.21 - Rezultati računskih simulacija vektorski upravljanoq pogona sa PMSM: referentna vrednost komponente vektora statorske struje u q osi (isprekidana crna linija) i ostvarena statorska q struja na priključcima mašine (puna plava linija)

Talasni oblik referentne i ostvarene struje po q osi prikazan na prethodnoj slici (2.21) se u većoj meri razlikuje od talasnog oblika ostvarenog momenta nego što je to bio slučaj tokom prvog testa – slika 2.4.

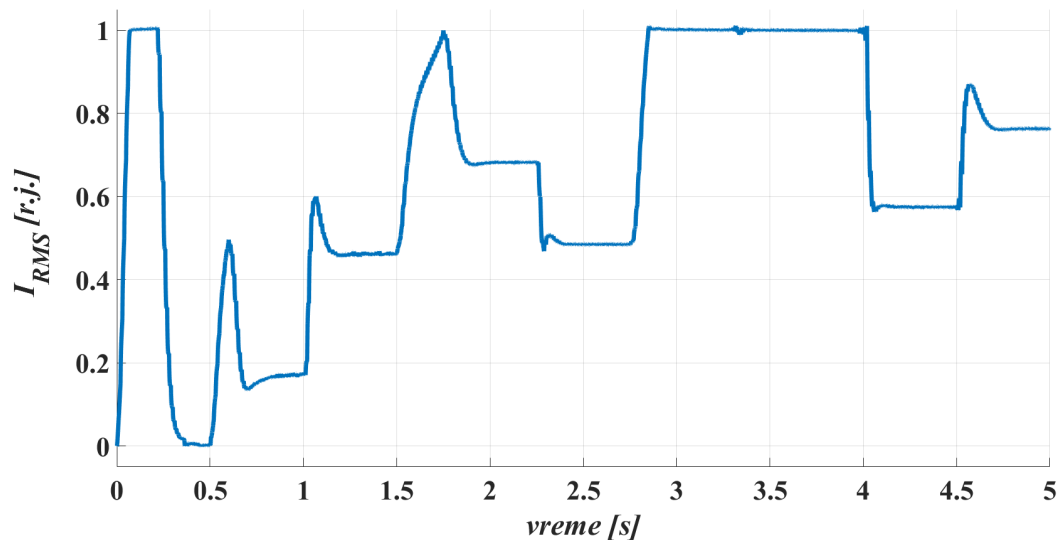
Primenjena strategija MTPA uz pridruženo slabljenje polja utiskuje struju i po d osi mašini, tako da struje po obe ose učestvuju u ostvarivanju momenta. Time deo momenta otpada na doprinos struje i_d , mada je i dalje naravno dominantna osnovna komponenta momenta određena strujom i_q . Doprinos struje i_d u oblastima do nominalne brzine, tokom intervala do $t=1.5s$, je isključivo usled implementirane MTPA strategije, dok je u oblastima u brzinama preko nominalne, njeno postojanje dominantnije određeno slabljenjem polja.



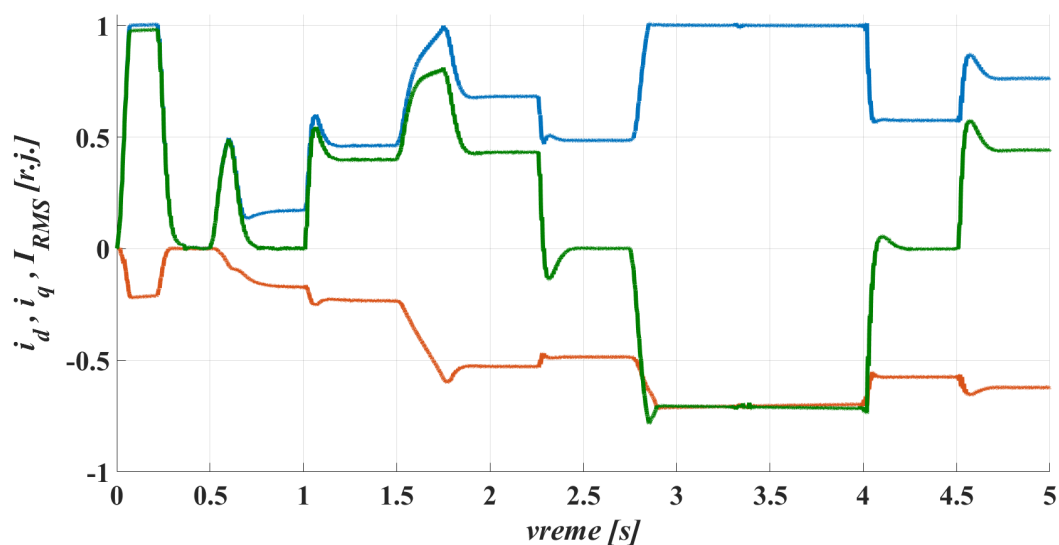
Slika 2.22 - Rezultati računskih simulacija vektorski upravljano pogona sa PMSM: referentna vrednost komponente vektora statoske struje u d osi (isprekidana crna linija) i ostvarena statoska d struja na priključcima mašine (puna plava linija)

Referentna i ostvarena vrednost struje po d osi prikazana na slici 2.22 potvrđuje da je primenjen MTPA algoritam upravljanja strujama mašine, jer ova struja ima nultu vrednost samo u oblastima do nominalne brzine kada je mašina potpuno rasterećena (interval od $t=0.16s$ do $t=0.5s$). U tom intervalu mašina ne ostvaruje momenat, a ujedno nije ni naponski ugrožena, tako da nijedna od regulacionih struktura struja po d osi ne nameće pogonu njenu nenultu vrednost. Najveće vrednosti struje po d osi se primećuju tokom reversa i postizanja nove negativne brzine u slabljenju polja (interval od $t=2.75s$ do $t=4s$). Za ostvarivanje uspešne promene smeru obrtanja (sa $1.3 r.j.$ na $-1.5 r.j.$) potreban je veliki kočioni momenat, uz pridruženo slabljenje polja, otuda i ne čudi da upravo u ovom intervalu struja po d osi ostvaruje najveće intenzitete.

Na slici 2.23 prikazana je efektivna vrednost statoske struje u relativnim vrednostima, dobijena vektorskim sabiranjem komponenti struja po d i q osi. Struja ni u jednom trenutku ne premašuje svoju nazivnu vrednost, što je osigurano odgovarajućim ograničavanjem u implementiranim regulacionim strukturama. Na osnovu ove slike se upotpunjuje pojašnjenje razlika u ostvarenom momentu sa i bez primenjene MTPA strategije. Naime, tokom početnog tranzijentnog perioda zaleta na brzinu od $0.8 r.j.$ se i sa slike 2.23, ali i slike 2.4 vidi da struja mašine dostiže svoj limit od $1 r.j.$ (u prvom testu $i_d=0$ tj. i_q je praktično jednaka struji motora), a da je pritom ostvareni momenat uz primenu MTPA u drugom testu veći. Uporedni prikaz struja sa slika 2.21 – 2.23 dat je na slici 2.24.

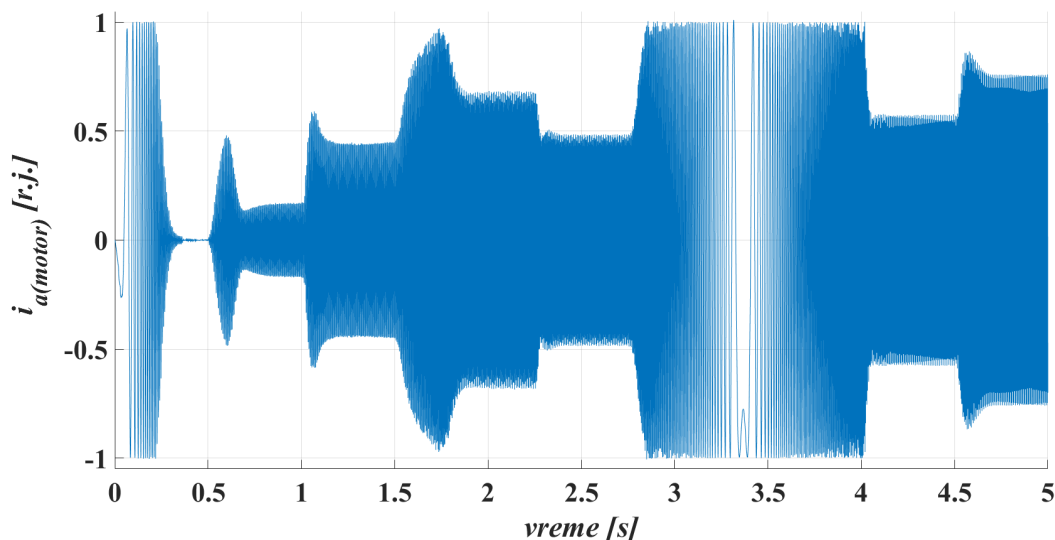


Slika 2.23 - Rezultati računskih simulacija vektorski upravljano pogona sa PMSM: Efektivna vrednost statorske struje



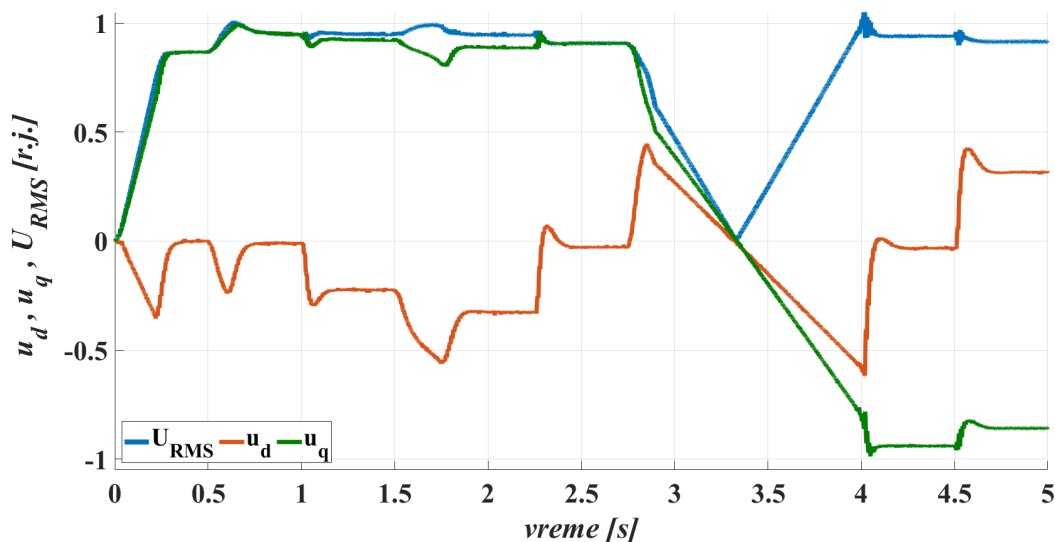
Slika 2.24 - Rezultati računskih simulacija vektorski upravljano pogona sa PMSM: Efektivna vrednost statorske struje (plava linija), ostvarena statorska q struja (zelena linija), ostvarena statorska d struja (narandžasta linija)

Na slici 2.25 dinamički prelazni procesi mašine praćeni promenom brzine i momenta se i vizuelno kroz prikazani vremenski oblik fazne struje statora jasno uočavaju. Kada je mašina neopterećena, vrednost fazne struje je vrlo mala. Pri istom opterećenju i u motorskom i generatorskom režimu rada amplituda struje je praktično ista. Takođe, jasno se uočava prelazni proces promene smera obrtanja od 2.75s do 4s u vremenskoj funkciji fazne struje.



Slika 2.25 - Rezultati računskih simulacija vektorski upravljanog pogona sa PMSM: vremenski tok fazne struje mašine

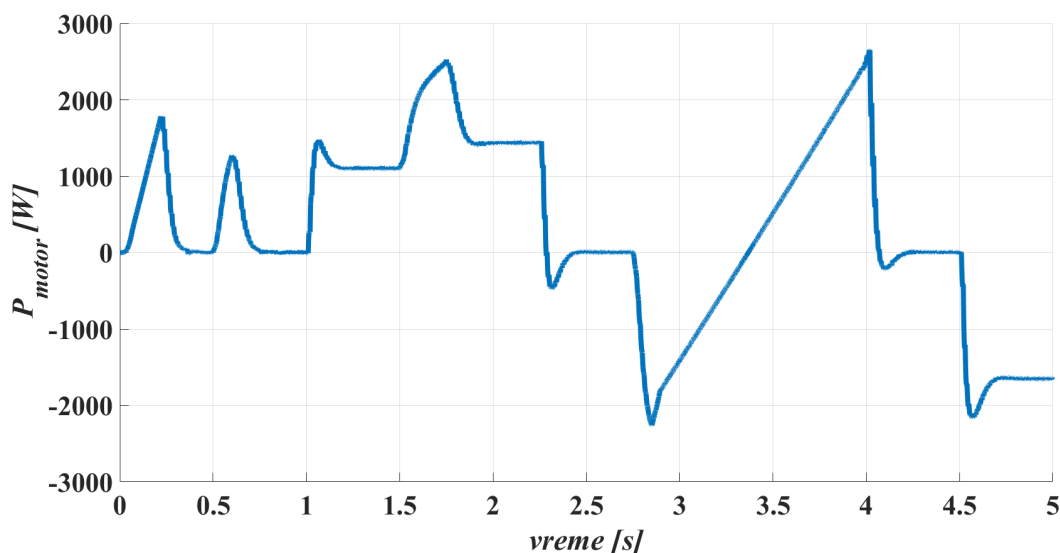
Na slici 2.26 uporedno su prikazani vremenski tokovi komponenti napona po d i q osi, kao i efektivne vrednosti napona na priključcima mašine. Njihov oblik je direktna posledica odziva regulatora struja mašine, kao i ograničenja nametnutog mehanizmom slabljenja polja. Ovaj mehanizam, kao što je rečeno, ograničava napon koji inverter nameće mašini na $0.95 r.j.$, što se jasno vidi i na slici ispod.



Slika 2.26 - Rezultati računskih simulacija vektorski upravljanog pogona sa PMSM: vremenski tok komponenti napona mašine po d i q osi i efektivne vrednosti napona na priključcima mašine.

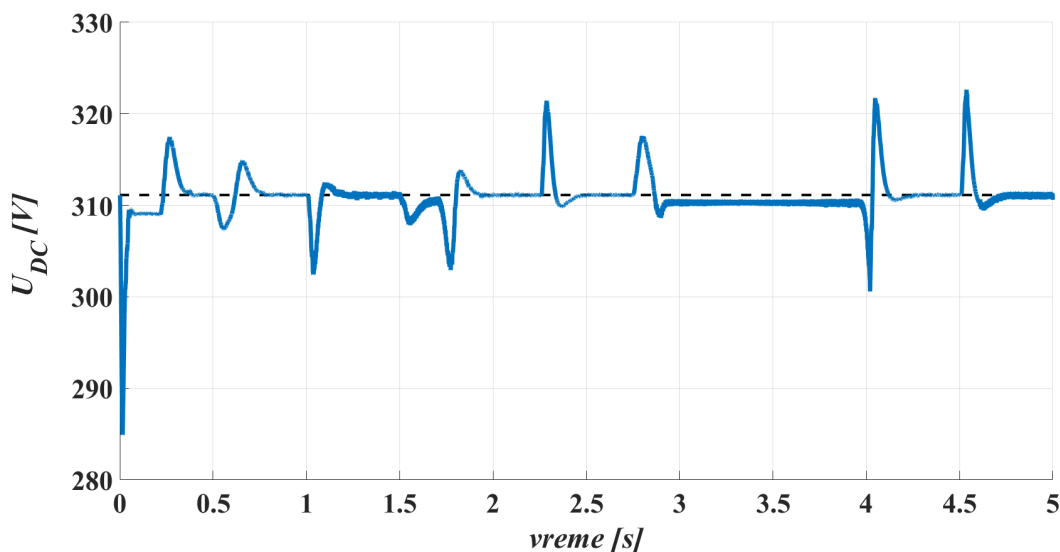
Na slici 2.27 prikazan je vremenski tok ostvarene mehaničke snage mašine. Profil ostvarene snage u ustaljenom stanju odgovara umnošku referentne brzine i referentnog momenta mašine, dok tokom tranzijenata zavisi od dinamike nametnute pogonu. Momenat različit od referentnog mašina ostvaruje tokom svih prelaznih procesa u ostvarenoj brzini, što se uočava kroz njegove impulse u intervalima kada je referentni momenat na nultoj vrednosti.

Mašina u periodu reversa brzine i prelaska u generatorski režim rada prolazi kroz tranzijentni proces koji se sastoji iz dva dela. Prvo mašina smanjuje svoju brzinu do nule tako što koči svojim elektromagnetnim momentom i privremeno vraća snagu u mrežu. Nakon toga potrebno je da mašina ubrza u suprotnom smeru obrtanja do referentne generatorske brzine i to čini tako što povlači snagu iz mreže i radi u prelaznom motorskom režimu rada. Kada ubrza do željene brzine, mašina nakon nametanja momenta u trenutku $t=4.5s$ prelazi u stacionarni generatorski režim rada.



Slika 2.27 - Rezultati računskih simulacija vektorski upravljano pogona sa PMSM: vremenski tok ostvarene mehaničke snage mašine

Na slici 2.28 priložen je vremenski tok napona jednosmernog kola tokom trajanja simulacije. Napon DC linka je stabilan i održava se na referentnoj vrednosti $220\sqrt{2} V$. Uočeni kratkotrajni impulsi i oscilacije napona jednosmernog kola u radu dvostranog pretvarača su manji od $\pm 5\%$ referentne vrednosti.



Slika 2.28 - Rezultati računskih simulacija rada dvosmernog pretvarača vektorski upravljano PMSM: referentna vrednost napona jednosmernog kola (isprekidana crna linija) i ostvaren napon jednosmernog kola (puna plava linija)

3 LITERATURA

- [1] Stojić, M., *Kontinualni sistemi automatskog upravljanja*, Naučna knjiga, Beograd, 1990.
- [2] Marčetić D., Matić P., *Digitalno regulisani elektromotorni pogoni*, Akademska misao, Beograd, 2020.
- [3] Holmes, D. G., Lipo, T. A., *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*, Hoboken, NJ, John Wiley, 2003.
- [4] Babu B. P., Indragandhi V., *Analysis of Back To Back (BTB) Converter Control Strategies in Different Power System Applications*, IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 906., doi: 10.1088/1757-899X/906/1/012016, 2020.
- [5] Vukosavić S., *Grid-Side Converters Control and Design*, Springer, New York, 2018.
- [6] Vukosavić S., *Digital Control of Electrical Drives*, Springer, New York, 2007.
- [7] Vukosavić S., *Digitalno upravljanje električnim pogonima*, Akademska misao, Beograd, 2003.
- [8] Todorović I., *Upravljanje pretvaračem kojim se ostvaruje podrška distributivnoj mreži tokom poremećaja*, Doktorska disertacija, Univerzitet u Novom Sadu, 2018.
- [9] Grabić, S., *Upravljanje energetskim pretvaračima – Skripta*, Pomoćno nastavno sredstvo na studijskom programu Energetika, elektronika i telekomunikacije, [online] ftn.uns.ac.rs, 2020., Available at: <http://ftn.uns.ac.rs/308004754/upravljanje-energetskim-pretvaracima---skripta> [Accessed 7 May 2022].
- [10] markob@viser.edu.rs, 2022., *Električni pretvarači snage: Visoka škola elektrotehnike i računarstva*, [online] viser.edu.rs, Available at: <https://www.viser.edu.rs/predmet/116/1845> [Accessed 7 May 2022].
- [11] markob@viser.edu.rs, 2022., *Upravljanje elektroenergetskim pretvaračima*, Visoka škola elektrotehnike i računarstva, [online] viser.edu.rs, Available at: <https://www.viser.edu.rs/predmet/108/2181> [Accessed 7 May 2022].
- [12] markob@viser.edu.rs, 2022., *Projektovanje elektroenergetskih pretvarača*, Visoka škola elektrotehnike i računarstva, [online] viser.edu.rs, Available at: <https://www.viser.edu.rs/predmet/118/2288> [Accessed 7 May 2022].
- [13] [Toshiba.semicon-storage.com](http://toshiba.semicon-storage.com). 2022., [online] Available at: <https://toshiba.semicon-storage.com/info/docget.jsp?did=61546> [Accessed 7 May 2022].
- [14] Shi, J. and Li, S., *Analysis and Compensation Control of Dead-Time Effect on Space Vector PWM*. *Journal of Power Electronics*, 15(2), pp.431-442, 2015.
- [15] Jeong, S. and Park, M., *The analysis and compensation of dead-time effects in PWM inverters*, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 38(2), pp.108-114, 1991.
- [16] Llorente R. M., *Practical Control of Electric Machines - Model-Based Design and Simulation*, Springer, New York, 2020.

PRILOG – MATLAB SKRIPTE ZA INICIJALIZACIJU MODELA

Parametri_i_PocUslovi_PMSM_i_pretvaraca.m

```
% Preduslov za pokretanje MATLAB&Simulink modela;
% MATLAB and Simulink R2020a

% Parametri sinhronne masine (Siemens 1FK7 083-5AF71-1EB0)

Pm=4; %broj pari polova

% Bazne vrednosti:
Ubm=220;
Ibm=11.6;
w_bm=1257;
Mbm=Ubm*Ibm*Pm/w_bm;

% Parametri masine [r.j.]:
rsm=40e-3;
xdm=562.5e-3;
xqm=375e-3;
fpmm=0.94;
t_mehm=0.3;
tdm=xdm/w_bm;
tqm=xqm/w_bm;

% Parametri masine:
Rsm=rsm*Ubm/Ibm;
Ldm=tdm*Ubm/Ibm;
Lqm=tqm*Ubm/Ibm;
Fpmm=fpmm*Ubm/w_bm;
Jm=t_mehm*Pm^2*Ibm*Ubm/w_bm^2;
Lsm=(Ldm+Lqm)/2;
Lim=(Ldm-Lqm)/2;

% Pocetni uslovi:
id0m=0;
iq0m=0;
n0m=0;
teta0m=0;

% Parametri strujnih regulatora:
Tdm=tdm/rsm;
Tqm=tqm/rsm;
Tim=0.5e-3;
Kukm=1/rsm;
lambdam=500;
Kpi_dm=(1-exp(-lambdam*Tim))/Kukm/(exp(Tim/Tdm)-1);
Kii_dm=exp(Tim/Tdm)-1;
Kpi_qm=(1-exp(-lambdam*Tim))/Kukm/(exp(Tim/Tqm)-1);
Kii_qm=exp(Tim/Tqm)-1;

% Parametri brzinskog regulatora:
Twm=0.01;
Kom=fpmm*Twm/t_mehm/2;
Kpwm=0.203/Kom;
Kiwm=0.035/Kom;
Tsm=100e-6;
```

Parametri_i_PocUslovi_Mreznipretvarac.m

```
% Preduslov za pokretanje MATLAB&Simulink modela:
% MATLAB and Simulink R2020a

% Pocetni uslovi i osobine pogona pretvaraca povezanog na mrezu
% Bazne velicine:

U_bi=220;
I_bi=11.6;
w_mrz_bi=2*pi*50;
Z_bi=U_bi/I_bi;

%Parametri elektricne mreze:

Rsi=0.2;
Lsi=10e-3;

%Parametri masine [r.j.]:

rsi=Rsi/Z_bi;
xdi=w_mrz_bi*Lsi/Z_bi;
xqi=xdi;
tdi=xdi/w_mrz_bi/rsi;
tqi=xqi/w_mrz_bi/rsi;

% Proracun regulatora mreznog pretvaraca:
Tsi=100e-6;
Tii=Tsi;%0.3e-3;

Kuki=1/rsi;
lambdai=1000;
Kpi_di=Lsi/(2*Z_bi*Tii);
Kii_di=Lsi/(4*Z_bi*Tii);
Kpi_qi=Lsi/(2*Z_bi*Tii);
Kii_qi=Lsi/(4*Z_bi*Tii);

Tdci=3e-3;

Cdci=2e-3;
cdci=Cdci*Z_bi;

Koi=Tdci/2;
Kpdci=0.203/Koi;
Kidci=0.035/Koi;

% Pocetni uslovi napona kondenzatora u DC kolu:
Udc0i=U_bi*sqrt(2);
udc0i=Udc0i/U_bi;
udci=Udc0i/U_bi;
u_gornjei=udci/sqrt(2);
```