

SVEUČILIŠTE U RIJECI

TEHNIČKI FAKULTET

Diplomski sveučilišni studij elektrotehnike

Projekt - Upravljanje elektromotornim pogonima

**Vektorska modulacija trorazinskog izmjenjivača s pričvršćenom
neutralnom točkom**

Mentor: prof. dr. sc. Neven Bulić

Komentor: v. asist. dr. sc. Nikola Turk

Rijeka, rujan 2024.

Leonard Mikša

Sadržaj

1. Uvod	2
1.1. Trorazinski izmjenjivač s neutralnom pričvršćenom točkom	2
1.1.1. Topologija izmjenjivača i princip rada	2
1.2. Vektorska modulacija	7
1.2.1. Dvorazinski pretvarači	7
1.2.2. Trorazinski pretvarači	12
2. Mikrokontroler AM2634	16
2.1. Osnovne značajke i karakteristike AM2634 mikrokontrolera	16
3. Vektorska modulacija trorazinskog izmjenjivača s pričvršćenom neutralnom točkom	19
3.1. Algoritam i implementacija programskog koda u C jeziku	19
3.1.1. Rezultati	27
3.2. Code Composer Studio i System Configuration Tool (<i>SysConfig</i>)	29
4. Zaključak	32
Bibliografija	33

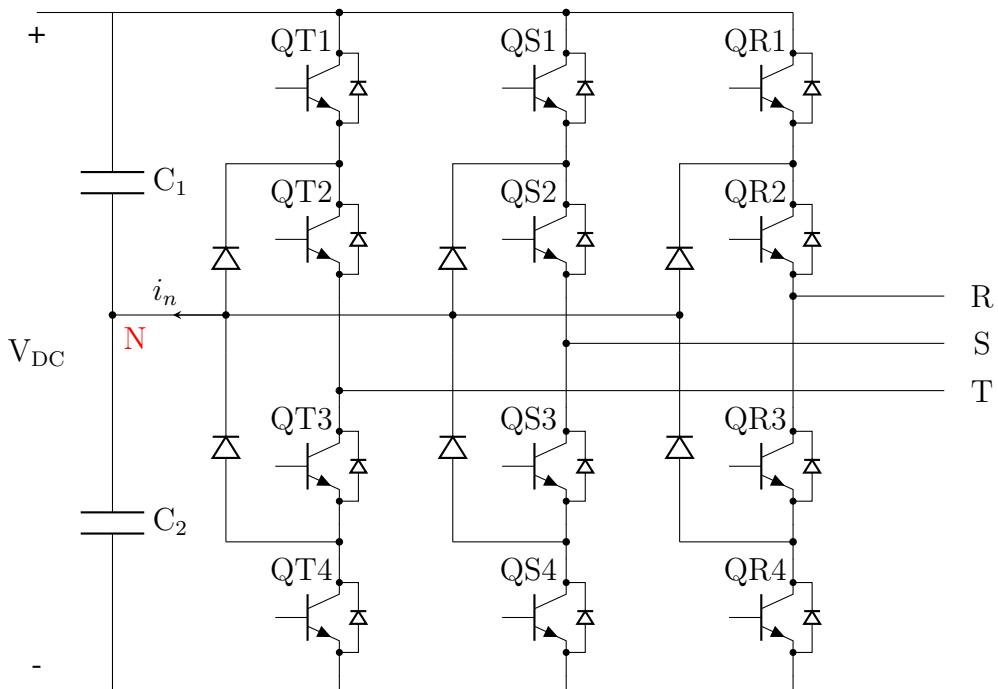
1. Uvod

1.1. Trorazinski izmjenjivač s neutralnom pričvršćenom točkom

Od višerazinskih pretvarača, samo je trorazinski široko primjenjen kod srednjenačkih poligona velike snage [1]. Neke od njegovih karakteristika su smanjeno harmoničko izobličenje (eng. *Total Harmonic Distortion; THD*), manje promjene napona uslijed brzih preklapanja poluvodičkih sklopki¹, te posljedično manje naponsko opterećenje sklopki (polovica napona međukruga). Istosmjerni međukrug je podijeljen na dva kondenzatora kao spremnika energije; na taj način se postiže 'plivajuća' neutralna točka.

Svaka od triju grana trorazinskog izmjenjivača ima 4 poluvodičke sklopke (IGBT ili GCT) s antiparalelnim diodama. Neutralna točka je ostvarena s dva kondenzatora u međukrugu, na koju su spojene i pritezne diode (eng. *clamping diodes*). Napon na svakom od kondenzatora je obično polovica napona međukruga, međutim oni mogu biti nabijani/izbijani **neutralnom strujom** i_n , što uzrokuje devijaciju napona neutralne točke.

1.1.1. Topologija izmjenjivača i princip rada



Slika 1.1. Topologija trorazinskog NPC izmjenjivača [2]

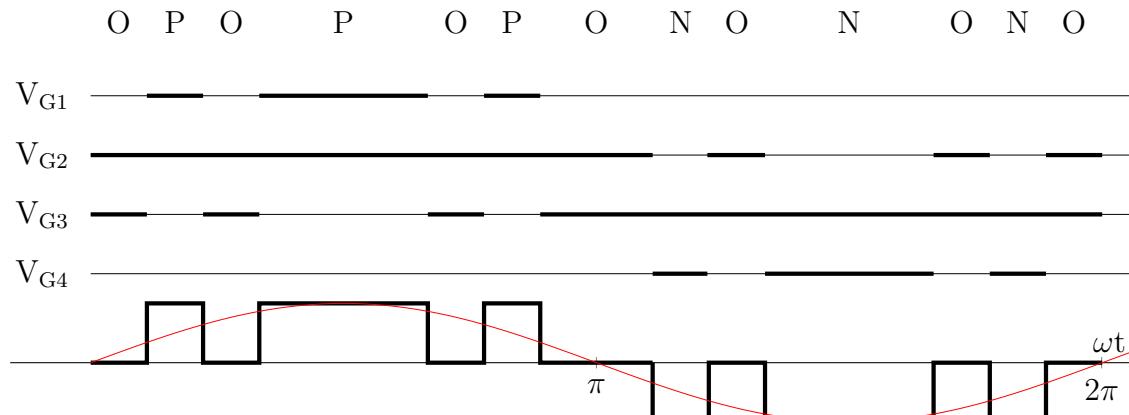
¹ dv/dt ; ovisno o naponu međukruga, može iznositi i preko 10,000 V/ μ s, te dovesti do prekomjernog naprezanja izolacije namota električnog stroja

Sklopno stanje	Qx1	Qx2	Qx3	Qx4	Fazni napon V_{XN}
P	On	On	Off	Off	$\frac{V_{DC}}{2}$
O	Off	On	On	Off	0
N	Off	Off	On	On	$-\frac{V_{DC}}{2}$

Tablica 1.1. Sklopna stanja trorazinskog izmjenjivača

Prema tablici 1.1, sklopno stanje 'P' označava da su gornje dvije sklopke u grani uključene, te je pripadajući napon faze u odnosu na neutralnu točku tada jednak polovici napona međukruga. Nadalje, sklopno stanje 'N' označava da su donje dvije sklopke u grani uključene, te je pripadajući napon faze u odnosu na neutralnu točku tada jednak polovici napona međukruga s negativnom vrijednošću.

Naposljetku, sklopno stanje 'O' označava da su unutarnje sklopke (Qx2 i Qx3) uključene, te je pripadajući napon faze jednak naponu neutralne točke (faza je spojena na neutralnu točku preko pritezne diode). Iz tablice 1.1 je vidljivo da su sklopna stanja sklopki Qx1 i Qx3, te Qx2 i Qx4 komplementarna.

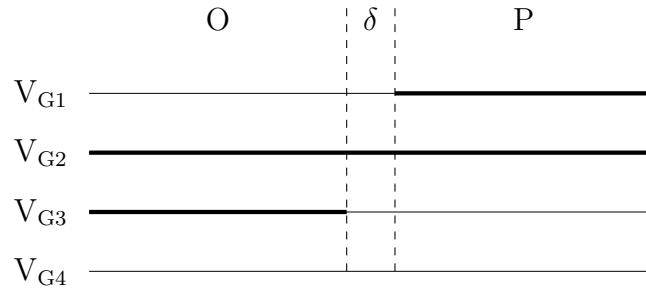


Slika 1.2. Sklopna stanja, upravljački impulsi i napon faze V_{TN}

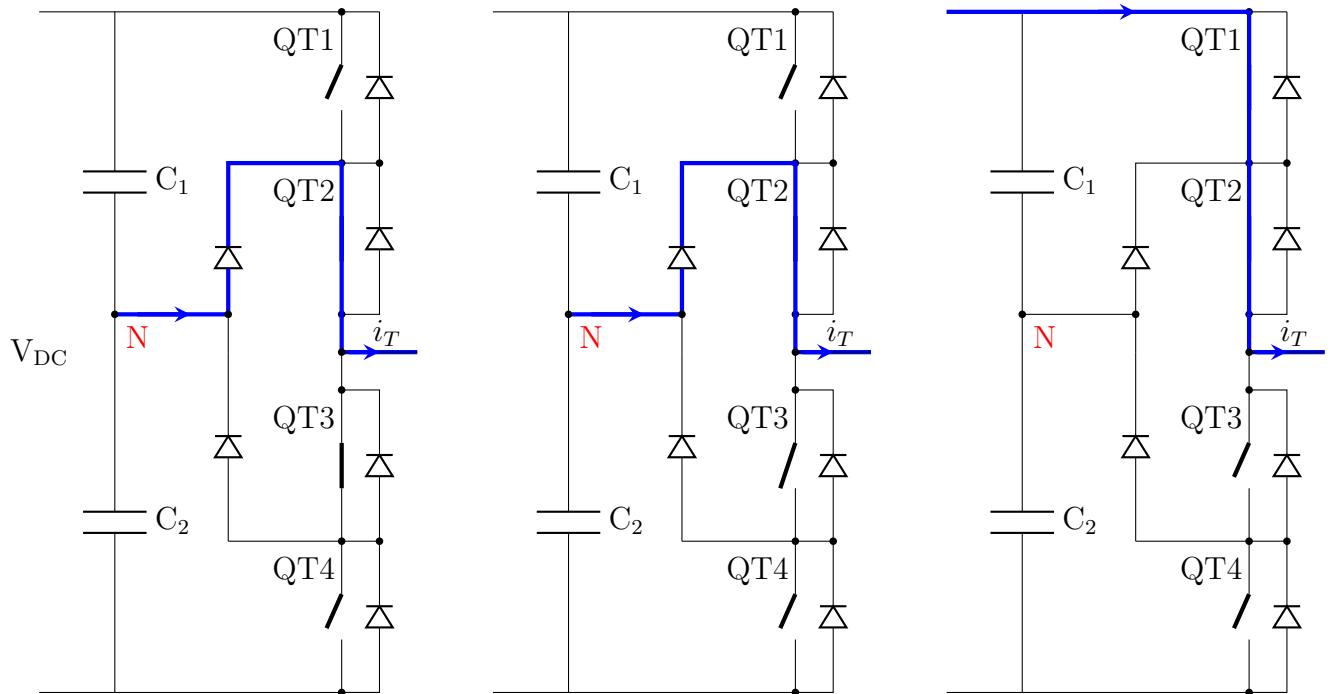
Na slici 1.2 prikazana je moguća strategija sklapanja kako bi se dobio fazni napon s tri razine ($\pm V_{DC}/2$ i 0) koji se mijenja po prirodi sinusne funkcije. Prikazana su i sklopna stanja pojedinih tranzistorских sklopki u jednoj grani.

Linijski napon se može dobiti kao razlika faznih napona $V_{RS} = V_{RN} - V_{SN}$. Fazni naponi su identični u sve tri faze, ali fazno pomaknuti za 120° , dok linijski napon ima ukupno 5 mogućih naponskih razina: $\pm V_{DC}$, $\pm \frac{V_{DC}}{2}$ i 0.

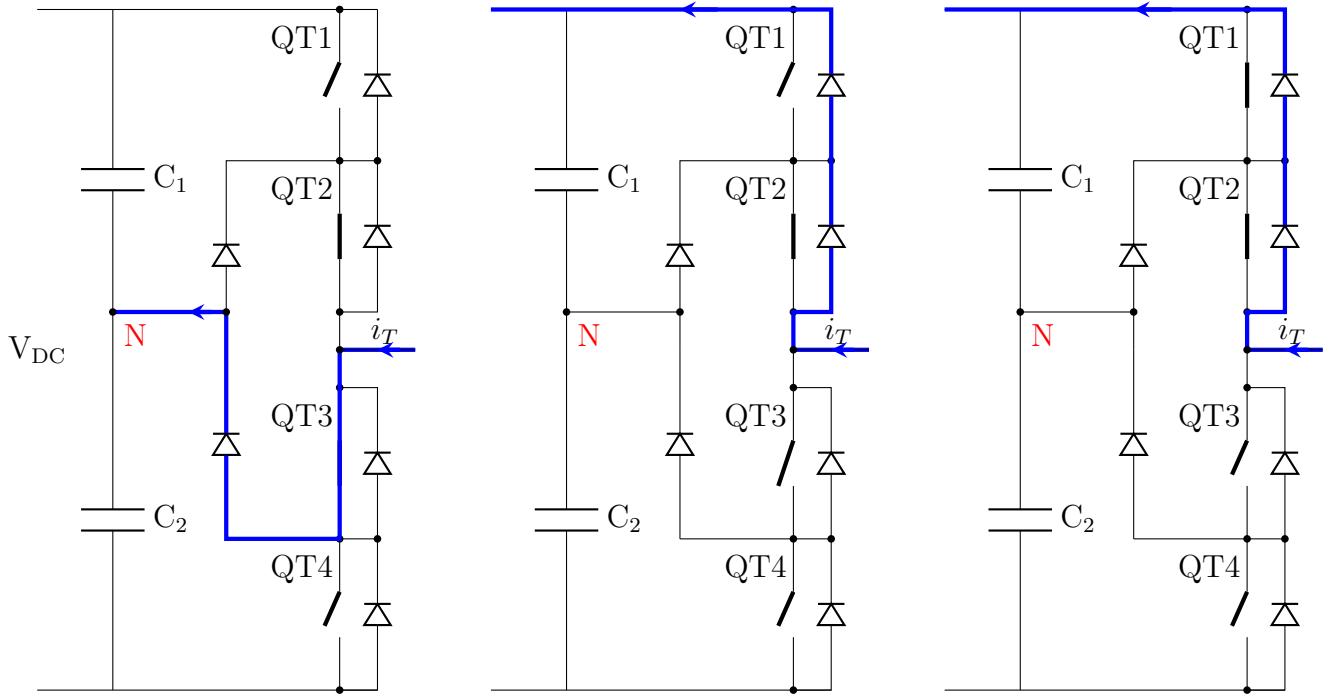
Komutaciju ćemo razmotriti na primjeru promjene iz sklopnog stanja **O** u sklopnog stanje **P**, na način da se uključi sklopka QT1, a isključi sklopka QT3. Slika 1.3 prikazuje upravljačke impulse za navedeni slučaj, s uključenim mrvim vremenom δ .



Slika 1.3. Upravljački signali za komutaciju iz sklopnog stanja **O** u sklopnog stanje **P**



Slika 1.4. Komutacija tijekom prijelaza iz sklopnog stanja **O** u stanje **P** za $i_T > 0$; slijeva na desno: **O**, δ , **P**



Slika 1.5. Komutacija tijekom prijelaza iz sklopnog stanja **O** u stanje **P** za $i_T < 0$; slijeva na desno: **O**, δ , **P**

Prepostavlja se da je fazna struja i_T konstantna tijekom komutacije (induktivni teret + kratki vremenski interval), da je na kondenzatorima istosmјernog međukruga napon zadržan na $\frac{V_{DC}}{2}$, te da su sve sklopke idealne.

Slika 2.4: Komutacija s $i_T > 0$.

U sklopnom stanju **O**, sklopke QT1 i QT4 su isključene, a QT2 i QT3 uključene. Gornja pritezna dioda je propusno polarizirana, odnosno vodi uslijed pozitivne fazne struje. Napon na uključenim sklopkama (QT2 i QT3) je 0 V, a na isključenim (QT1 i QT4) napon je jednak $\frac{V_{DC}}{2}$.

Tijekom δ intervala (tzv. mrvog vremena), sklopka QT3 se isključuje, prilikom čega se put toka struje ne mijenja. Međutim, dolazi do preraspodjele napona na tranzistorskim sklopkama, pa je sada na QT1 napon $\frac{V_{DC}}{2}$, a na svakoj od QT3 i QT4 napon $\frac{V_{DC}}{4}$.

U sklopnom stanju **P**, uključuje se sklopka QT1, te je sada napon na njoj jednak 0. Gornja pritezna dioda je sada nepropusno polarizirana, a tok struje se sada zatvara preko QT1. Pošto su sklopke QT3 i QT4 i dalje isključene, napon na obje od njih je sada $\frac{V_{DC}}{2}$.

Slika 2.5: Komutacija s $i_T < 0$.

U sklopnom stanju **O**, sklopke QT2 i QT3 su uključene, a donja pritezna dioda je propusno polarizirana, odnosno vodi uslijed negativne fazne struje. Napon na isključenim sklopkama QT1 i QT4 je $\frac{V_{DC}}{2}$.

Tijekom δ intervala (tzv. mrvog vremena), sklopka QT3 se isključuje. Pošto se struja induktivnog karaktera ne može trenutno promijeniti, ona forsira povratne diode sklopki QT1 i QT2 u stanje vođenja, uslijed čega i napon na tim sklopkama postaje 0. **Uslijed isključenja sklopke QT3, napon na QT4 neće biti veći od polovice napona međukruga zbog donje stezne diode, a neće biti ni niži jer je ekvivalentni otpor isključene sklopke QT3 uvijek niži od onog isključene sklopke QT4.** Stoga se napon na QT3 povećava s 0 na $\frac{V_{DC}}{2}$, dok je napon na QT4 zadržan na $\frac{V_{DC}}{2}$. U sklopnom stanju **P**, uključenje sklopke QT1 ne utječe na zbivanja u pretvaraču. Iako su sklopke QT1 i QT2 uključene, one ne vode struju zbog vođenja njihovih povratnih dioda.

Može se zaključiti kako sve tranzistorske sklopke u trorazinskom izmjenjivaču podnose maksimalno polovicu napona istosmjernog međukruga tijekom komutacije iz sklopnog stanja **O** u skloplno stanje **P**. Isto vrijedi i za sve ostale promjene sklopnih stanja. Stoga ovaj izmjenjivač nema problem **dinamičkog dijeljenja napona** (eng. *dynamic voltage sharing*).

Valja naglasiti kako sklapanje izravno iz **P** u **N**, i obrnuto, nije dozvoljeno zbog sklapanja sve 4 sklopke u grani istovremeno, prilikom čega dinamički napon na svakoj od njih ne bi bio zadržan, a i sklopni gubici bi bili dvostruko veći.

Zaključno, prednosti trorazinskog izmjenjivača s pričvršćenom neutralnom točkom su:

- **nema dinamičkog dijeljenja napona** (svaka od tranzitorskih sklopki podnosi samo polovicu napona međukruga tijekom komutacije)
- **izjednačavanje statičkog napona bez korištenja dodatnih komponenti** (moguće kada se struja curenja (eng. *leakage current*) prve i četvrte sklopke u grani manja od druge i treće sklopke u grani)
- **niski THD i dv/dt** (valni oblici linijskih napona imaju 5 razina, što dovodi do manjeg harmoničkog izobličenja i promjena napona u odnosu na dvorazinski izmjenjivač na istom naponu i skloplnoj frekvenciji)

Međutim, NPC izmjenjivač ima i određene nedostatke, poput dodatnih priteznih dioda, kompleksnog PWM-a, te plivajućeg potencijala neutralne točke.

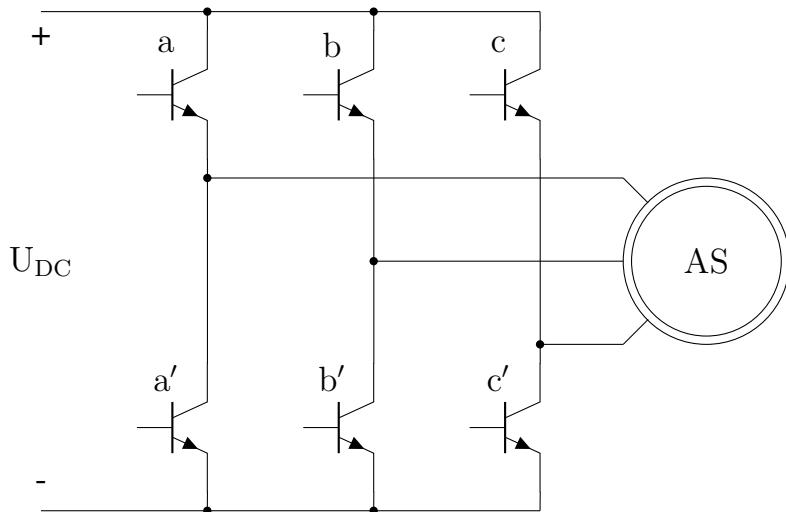
1.2. Vektorska modulacija

1.2.1. Dvorazinski pretvarači

Kod jednostavnijih modulacijskih metoda, sklapanje tranzistorских sklopki izmjenjivača je bilo eksplisitno definirano modulacijskom 'strategijom', te nije bilo slobode za varijacije u sekvenci sklapanja. Međutim, ta sloboda se pokazuje značajnom u svrhu postizanja boljeg modulacijskog indeksa (bolja iskoristivost napona međukruga) i harmoničkog sadržaja, kao i dodavanje treće harmoničke komponente referentnom sinusnom signalu (najčešće 25% amplitude osnovnog harmonika [3]).

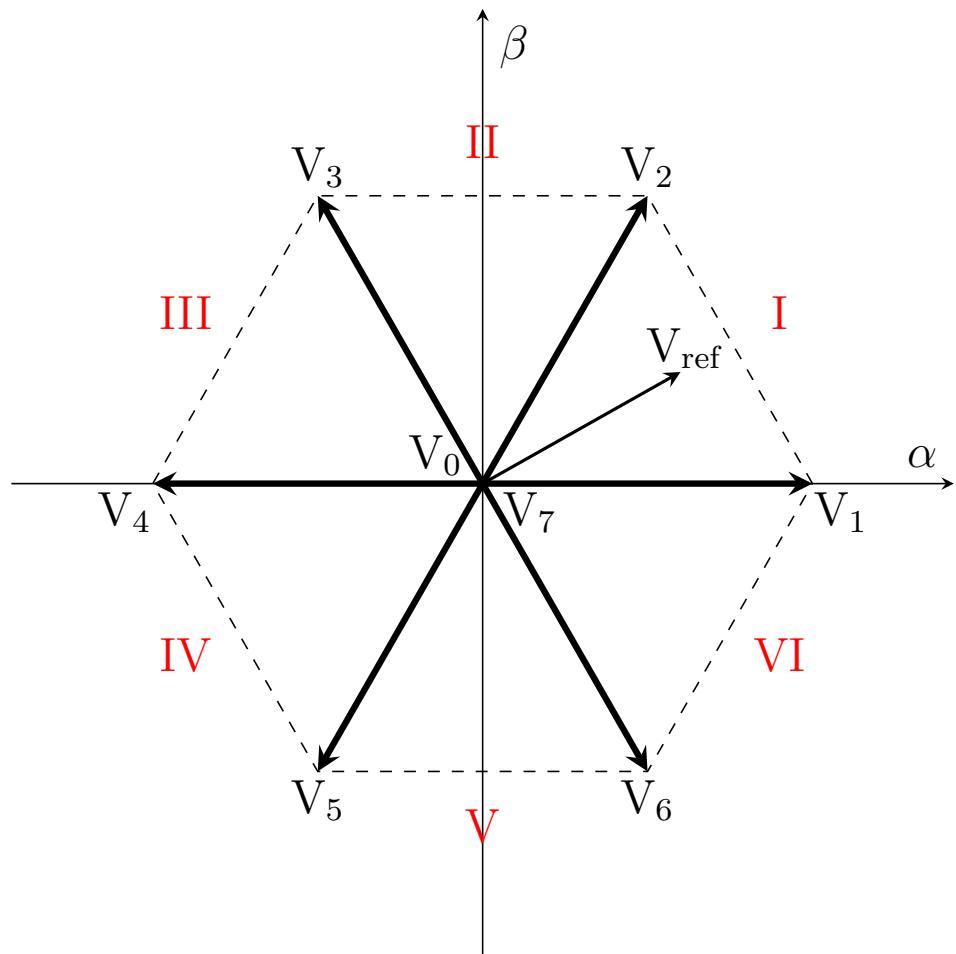
Vektorska modulacija je u suštini metoda pozicioniranja impulsa unutar sklopne periode, a pruža značajne prednosti u smislu performansi i implementacije. Glavna prednost vektorske modulacije je stupanj slobode u određivanju smještaja okidnih impulsa unutar sklopne periode.

Za trofazni izmjenjivač prikazan na slici 1.6 postoji 8 mogućih sklopnih stanja, a moguće kombinacije su navedene u tablici. Svako sklopno stanje moguće je prikazati odgovarajućim vektorom u α - β koordinatnom sustavu, sa šest aktivnih (V_1, \dots, V_6) i dva nul-vektora (V_0 i V_7). Šest aktivnih vektorova dijeli α - β koordinatni sustav na šest sektora. Vrhovi aktivnih vektorova tvore šesterokut sa stranicama duljine $\frac{2}{3}U_{DC}$ (prema [4]), odnosno $\frac{4}{3}U_{DC}$ [3], a nul-vektori su smješteni u ishodištu.

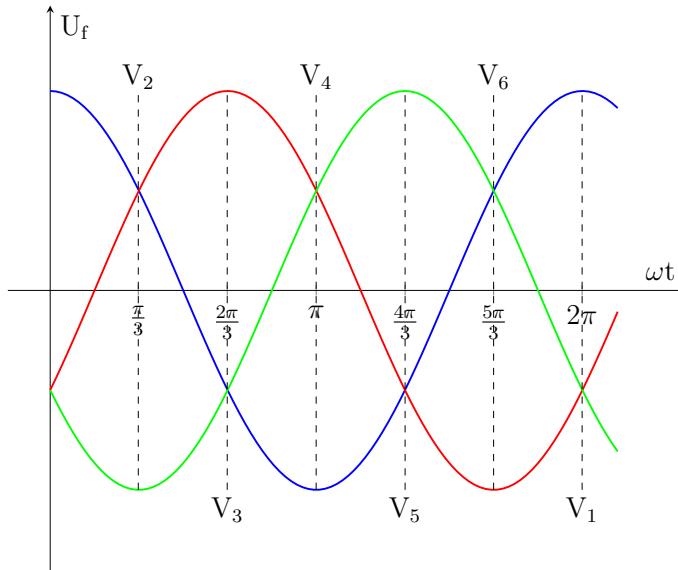


Slika 1.6. Izlazni stupanj neizravnog pretvarača s utisnutim naponom

	a	b	c	a'	b'	c'
V ₀	0	0	0	1	1	1
V ₁	1	0	0	0	1	1
V ₂	1	1	0	0	0	1
V ₃	0	1	0	1	0	1
V ₄	0	1	1	1	0	0
V ₅	0	0	1	1	1	0
V ₆	1	0	1	0	1	0
V ₇	1	1	1	0	0	0



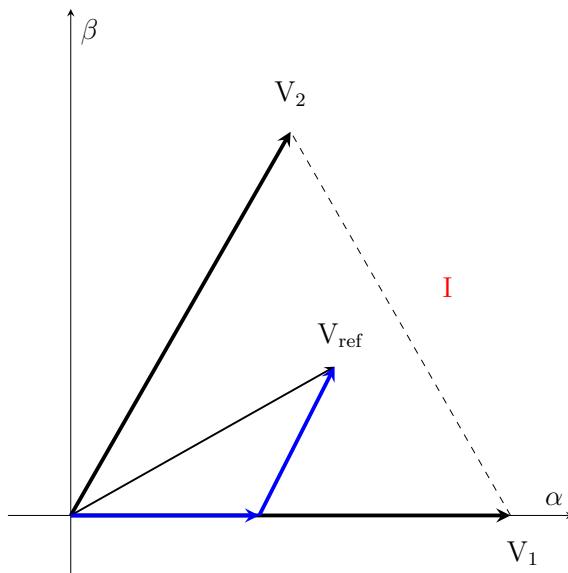
Slika 1.7. Razmještaj osam naponskih vektora unutar α - β koordinatnog sustava



Slika 1.8. Prikaz aktivnih vektora kao trenutaka unutar periode sinusoida trofaznog napona

Referentni vektor V_{ref} može se prikazati kao kombinacija dvaju susjednih aktivnih vektora V_1 i V_2 , što je i ključni zadatak vektorske modulacije. Referentni vektor pozicioniramo vremenom trajanja aktivnih i nul-vektora unutar sklopne periode. Nakon izračuna vremena vođenja, ostatak sklopne periode je namijenjen nul-vektorima.

Vrijeme vođenja/zadržavanja (eng. *dwell time*) predstavlja vrijeme uključenja pojedine sklopke unutar sklopne periode T_s . Izračun je temeljen na uvjetu da srednja vrijednost napona na izlazu izmjenjivača u periodu T_s mora biti jednaka srednjoj vrijednosti referentnog vektora napona V_{ref} .



Slika 1.9. Aproksimacija referentnog vektora napona V_{ref}

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{ref} dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_1} V_1 dt + \frac{1}{T_s} \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 dt \quad (1.1)$$

T_1 i T_2 predstavljaju vremena trajanja aktivnih vektora V_1 i V_2 , pri čemu je $T_1 + T_2 \leq T_s$

$$V_{ref} = V_1 \frac{T_1}{T_s} + V_2 \frac{T_2}{T_s} \quad (1.2)$$

Rastavljanjem vektora na realni i imaginarni dio, te njihovim izjednačavanjem slijedi:

$$U_\alpha = \frac{2}{3} U_{DC} \frac{T_1}{T_s} + \frac{1}{3} U_{DC} \frac{T_2}{T_s} \quad (1.3)$$

$$U_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} U_{DC} \frac{T_2}{T_s} \quad (1.4)$$

Slijede potrebna vremena trajanja aktivnih vektora:

$$T_1 = T_s \frac{\sqrt{3}}{2U_{DC}} \left(\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta \right) \quad (1.5)$$

$$T_2 = T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} U_\beta \quad (1.6)$$

U idućoj tablici prikazani su izrazi za trajanja aktivnih vektora za sve sektore. Vrijeme t_1 predstavlja vrijeme trajanja aktivnog vektora V_1 , V_3 ili V_5 (uključen jedan tranzistor u gornjoj grani), dok vrijeme t_2 predstavlja vrijeme trajanja aktivnog vektora V_2 , V_4 ili V_6 (uključena dva tranzistora u gornjoj grani).

Ova vremena se uvode s ciljem dobivanja vremenski simetrično raspoređenog vođenja tranzistor-sklopki.

Sektor	t_1	t_2
I (T_1 i T_2)	$T_s \frac{\sqrt{3}}{2U_{DC}} (\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta)$	$T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} U_\beta$
II (T_2 i T_3)	$-T_s \frac{\sqrt{3}}{2U_{DC}} (\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta)$	$T_s \frac{\sqrt{3}}{2U_{DC}} (\sqrt{3}U_\alpha + U_\beta)$
III (T_3 i T_4)	$T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} U_\beta$	$-T_s \frac{\sqrt{3}}{2U_{DC}} (\sqrt{3}U_\alpha + U_\beta)$
IV (T_4 i T_5)	$-T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} U_\beta$	$-T_s \frac{\sqrt{3}}{2U_{DC}} (\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta)$
V (T_5 i T_6)	$-T_s \frac{\sqrt{3}}{2U_{DC}} (\sqrt{3}U_\alpha + U_\beta)$	$T_s \frac{\sqrt{3}}{2U_{DC}} (\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta)$
VI (T_6 i T_1)	$T_s \frac{\sqrt{3}}{2U_{DC}} (\sqrt{3}U_\alpha + U_\beta)$	$-T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} U_\beta$

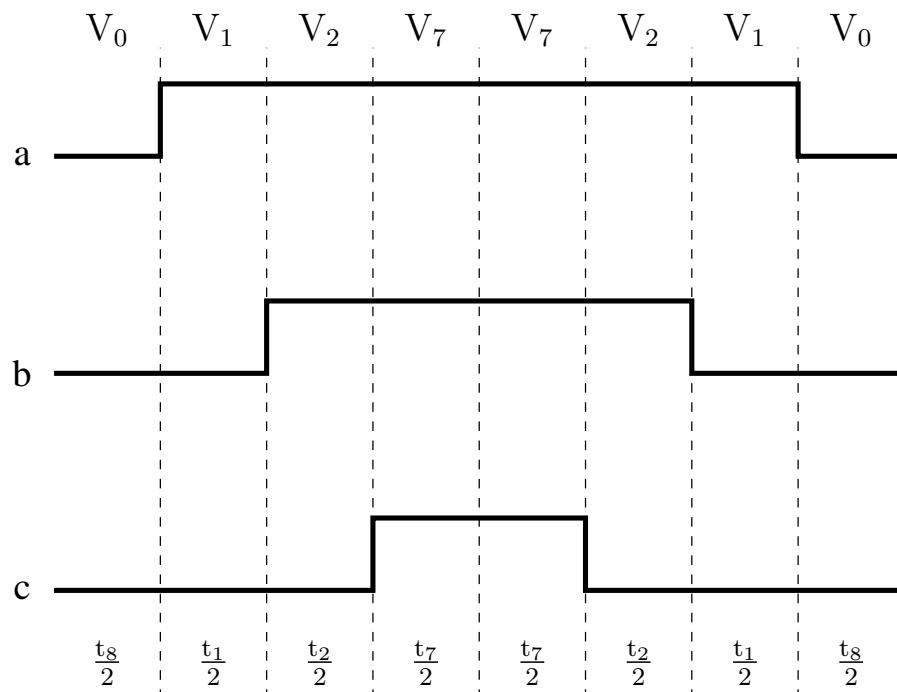
Tablica 1.2. Vremena trajanja sklopnih stanja u pojedinim sektorima

Nakon što se izračunaju vremena t_1 i t_2 , ostatak sklopne periode T_s je namijenjen nultim vektorima, čiji smještaj ovisi o vrsti vektorske modulacije. Mora biti zadovoljen uvjet:

$$T_s = t_1 + t_2 + t_7 + t_8 \quad (1.7)$$

Najčešće korištena vektorska modulacija širine impulsa je ona sa simetričnim smještajem nultih vektora, kod koje oni jednako traju, a ostatak sklopne periode dijele na pola.

$$t_7 = t_8 = \frac{T_s - t_1 - t_2}{2} \quad (1.8)$$



Slika 1.10. Valni oblici upravljačkih signala a, b i c unutar sklopne periode T_s

1.2.2. Trorazinski pretvarači

Kao što je ranije opisano, tri moguća sklopna stanja u svakoj grani izmjenjivača označavamo s: **P**, **O** i **N**. Uvezši u obzir sve tri grane/faze, dobivamo 27 mogućih kombinacija sklopnih stanja (3^3). Tih 27 sklopnih stanja odgovara 19 naponskih vektora (tablica 1.3), čiji dijagram je prikazan na slici 1.11. Ovisno o njihovoj amplitudi (duljini), vektori se mogu podijeliti u 4 skupine:

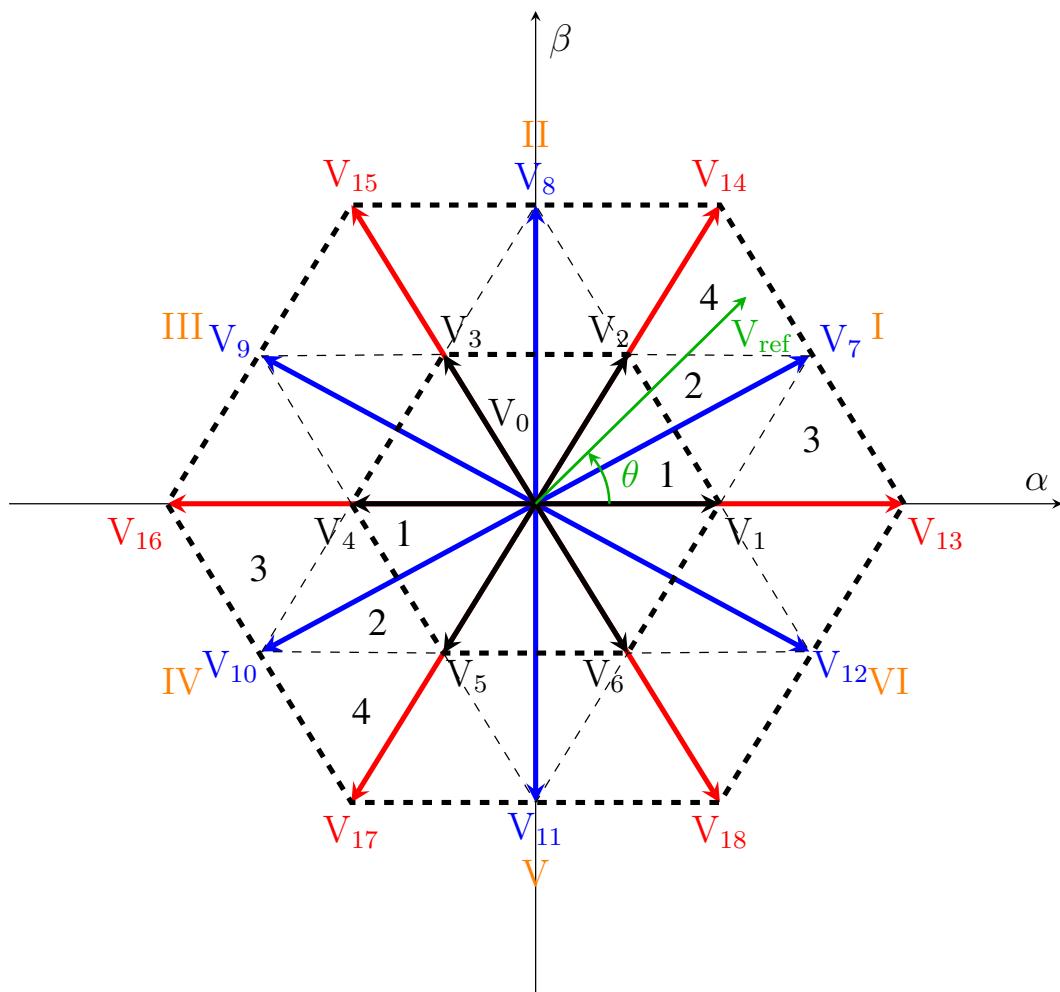
- **nul-vektor** (amplitude 0; sklopna stanja **PPP**, **OOO** i **NNN**)
- **mali vektori** (amplitude $\frac{V_{DC}}{3}$; od \vec{V}_1 do \vec{V}_6 ; svaki od njih ima 2 pripadna sklopna stanja)
- **srednji vektori** (amplitude $\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$; od \vec{V}_7 do \vec{V}_{12})
- **veliki vektori** (amplitude $\frac{2}{3}V_{DC}$; od \vec{V}_{13} do \vec{V}_{18})

Naponski vektor	Sklopno stanje	Skupina vektora	Amplituda vektora
\vec{V}_0	[PPP], [OOO], [NNN]	nul-vektor	0
\vec{V}_1	[POO], [ONN]		$\frac{1}{3}V_{DC}$
\vec{V}_2	[PPO], [OON]		
\vec{V}_3	[OPO], [NON]		
\vec{V}_4	[OPP], [NOO]		
\vec{V}_5	[OOP], [NNO]		
\vec{V}_6	[POP], [ONO]	mali vektori	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$
\vec{V}_7	[PON]		
\vec{V}_8	[OPN]		
\vec{V}_9	[NPO]		
\vec{V}_{10}	[NOP]		
\vec{V}_{11}	[ONP]		
\vec{V}_{12}	[PNO]	srednji vektori	$\frac{2}{3}V_{DC}$
\vec{V}_{13}	[PNN]		
\vec{V}_{14}	[PPN]		
\vec{V}_{15}	[NPN]		
\vec{V}_{16}	[NPP]		
\vec{V}_{17}	[NNP]		
\vec{V}_{18}	[PNP]	veliki vektori	

Tablica 1.3. Naponski vektori i pripadna sklopna stanja

Za olakšavanje izračuna vremena zadržavanja, vektorski dijagram se dijeli na 6 sektora (**I**, **II**, **III**, **IV**, **V** i **VI**; kao i kod dvorazinskih pretvarača), a zatim se svaki od tih sektora podijeli na četiri podsektora (1, 2, 3 i 4).

Kao i kod dvorazinskih pretvarača, izračun je temeljen na uvjetu da srednja vrijednost napona na izlazu izmjenjivača u periodu T_s mora biti jednaka srednjoj vrijednosti referentnog vektora napona \vec{V}_{ref} . Drugim riječima, umnožak referentnog vektora i sklopne periode mora biti jednak zbroju napona pomnoženih s vremenskim intervalom odabranih vektora.



Slika 1.11. Vektorski dijagram trorazinskog izmjenjivača uz definirane sektore i regije

Najbolji način sastavljanja referentnog vektora, u smislu harmoničkog izobličenja izlaznog napona, je pomoću tri najbliža stacionarna vektora. Na primjer, ako se \vec{V}_{ref} nalazi u podsektoru 4 sektora **I**, kao što je prikazano na slici 1.11, tri najbliža stacionarna vektora su \vec{V}_2 , \vec{V}_7 i \vec{V}_{14} , iz čega slijedi

$$\vec{V}_2 T_a + \vec{V}_7 T_b + \vec{V}_{14} T_c = \vec{V}_{ref} T_s \quad (1.9)$$

$$T_a + T_b + T_c = T_s \quad (1.10)$$

gdje su T_a , T_b i T_c vremena zadržavanja pripadnih naponskih vektora.

Naponski vektori \vec{V}_2 , \vec{V}_7 , \vec{V}_{14} i \vec{V}_{ref} mogu se, na temelju tablice 1.3 i slike 1.11, matematički izraziti kao

$$\vec{V}_2 = \frac{1}{3} V_{DC} e^{j\frac{\pi}{3}}$$

$$\vec{V}_7 = \frac{\sqrt{3}}{3} V_{DC} e^{j\frac{\pi}{6}}$$

$$\vec{V}_{14} = \frac{2}{3} V_{DC} e^{j\frac{\pi}{3}}$$

$$\vec{V}_{ref} = V_{ref} e^{j\theta}$$

Uvrštavanjem tih jednadžbi u jednadžbu 1.9, slijedi

$$\frac{1}{3} V_{DC} e^{j\frac{\pi}{3}} T_a + \frac{\sqrt{3}}{3} V_{DC} e^{j\frac{\pi}{6}} T_b + \frac{2}{3} V_{DC} e^{j\frac{\pi}{3}} T_c = V_{ref} e^{j\theta} T_s, \quad (1.11)$$

odnosno

$$\begin{aligned} V_{DC} \left(\frac{1}{3} \left(\cos \frac{\pi}{3} + j \sin \frac{\pi}{3} \right) T_a + \frac{\sqrt{3}}{3} \left(\cos \frac{\pi}{6} + j \sin \frac{\pi}{6} \right) T_b + \frac{2}{3} \left(\cos \frac{\pi}{3} + j \sin \frac{\pi}{3} \right) T_c \right) \\ = V_{ref} (\cos \theta + j \sin \theta) T_s \end{aligned} \quad (1.12)$$

Razdvajanjem jednadžbe 1.12 na realni i imaginarni dio dobiva se sustav tri jednadžbe s tri nepoznanice

$$\begin{aligned} \frac{1}{6} V_{DC} T_a + \frac{1}{2} V_{DC} T_b + \frac{1}{3} V_{DC} T_c &= V_{ref} \cos \theta T_s \\ \frac{\sqrt{3}}{6} V_{DC} T_a + \frac{\sqrt{3}}{6} V_{DC} T_b + \frac{\sqrt{3}}{3} V_{DC} T_c &= V_{ref} \sin \theta T_s \\ T_s &= T_a + T_b + T_c \end{aligned}$$

odnosno

$$T_a + 3T_b + 2T_c = 6 \frac{V_{ref}}{V_{DC}} \cos \theta T_s$$

$$\sqrt{3}T_a + \sqrt{3}T_b + 2\sqrt{3}T_c = 6 \frac{V_{ref}}{V_{DC}} \sin \theta T_s$$

$$T_a + T_b + T_c = T_s$$

Uvrštavanjem treće jednadžbe u drugu slijedi

$$\sqrt{3}T_s - \sqrt{3}T_b - \sqrt{3}T_c + \sqrt{3}T_b + 2\sqrt{3}T_c = 6 \frac{V_{ref}}{V_{DC}} \sin \theta T_s$$

$$\sqrt{3}T_s + \sqrt{3}T_c = 6 \frac{V_{ref}}{V_{DC}} \sin \theta T_s$$

$$\sqrt{3}T_c = T_s \left(6 \frac{V_{ref}}{V_{DC}} \sin \theta - \sqrt{3} \right)$$

$$T_c = T_s \left(2\sqrt{3} \frac{V_{ref}}{V_{DC}} \sin \theta - 1 \right)$$

Ako definiramo modulacijski indeks kao

$$m_a = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{V_{DC}}, \quad (1.13)$$

slijede sva tri rješenja

$$T_a = T_s \left[2 - 2m_a \sin \left(\frac{\pi}{3} + \theta \right) \right] \quad (1.14)$$

$$T_b = T_s \left[2m_a \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) \right] \quad (1.15)$$

$$T_c = T_s (2m_a \sin \theta - 1) \quad (1.16)$$

Maksimalna duljina referentnog vektora napona \vec{V}_{ref} jednaka je polumjeru šesterokutu upisane kružnice. U ovom slučaju, to je ujedno i duljina stacionarnih srednjih vektora napona $\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$.

$$V_{ref,max} = \frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC} \quad (1.17)$$

Uvrštavanjem jednadžbe 1.17 u jednadžbu za modulacijski indeks 1.13 slijedi da je maksimalni modulacijski indeks jednak 1.

$$m_{a,max} = \sqrt{3} \frac{\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}}{V_{DC}} = 1 \quad (1.18)$$

Podsektor	T _a	T _b	T _c
1	$\vec{V}_0 : T_s [1 - 2m_a \sin (\frac{\pi}{3} + \theta)]$	$\vec{V}_1 : T_s [2m_a \sin (\frac{\pi}{3} - \theta)]$	$\vec{V}_2 : T_s (2m_a \sin \theta)$
2	$\vec{V}_1 : T_s (1 - 2m_a \sin \theta)$	$\vec{V}_2 : T_s [1 - 2m_a \sin (\frac{\pi}{3} - \theta)]$	$\vec{V}_7 : T_s [2m_a \sin (\frac{\pi}{3} + \theta) - 1]$
3	$\vec{V}_1 : T_s [2 - 2m_a \sin (\frac{\pi}{3} + \theta)]$	$\vec{V}_7 : T_s [2m_a \sin \theta]$	$\vec{V}_{13} : T_s [2m_a \sin (\frac{\pi}{3} - \theta) - 1]$
4	$\vec{V}_2 : T_s [2 - 2m_a \sin (\frac{\pi}{3} + \theta)]$	$\vec{V}_7 : T_s [2m_a \sin (\frac{\pi}{3} - \theta)]$	$\vec{V}_{14} : T_s (2m_a \sin \theta - 1)$

Tablica 1.4. Vremena zadržavanja stacionarnih vektora za \vec{V}_{ref} u sektoru I

Jednadžbe iz tablice 1.4 mogu se koristiti i za izračun vremena zadržavanja kada je \vec{V}_{ref} u bilo kojem sektoru, s time da se višekratnik $\frac{\pi}{3}$ oduzima od θ tako da modificirani kut upada u područje između 0 i $\frac{\pi}{3}$.

2. Mikrokontroler AM2634

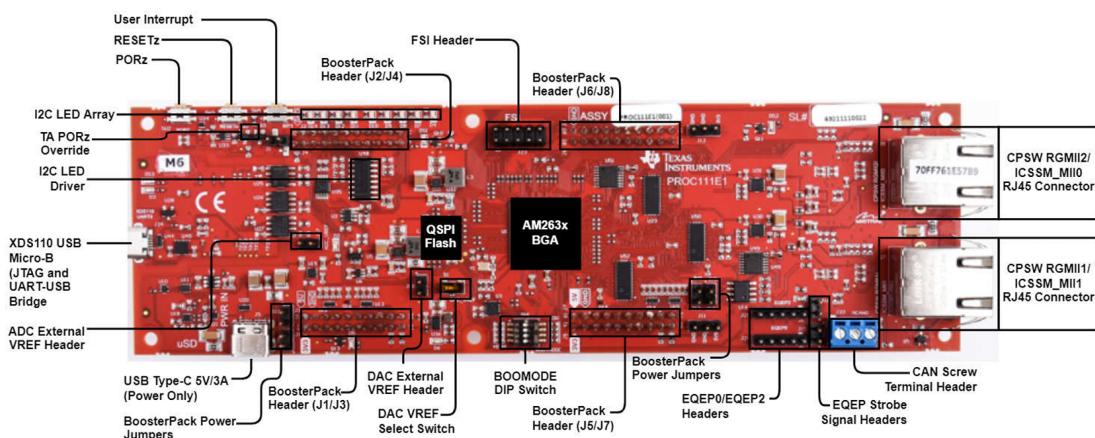
2.1. Osnovne značajke i karakteristike AM2634 mikrokontrolera

AM263x Sitara Arm® mikroprocesori imaju mogućnost kompleksne obrade signala za industrijske potrebe iduće generacije [5], [6]. AM263x objedinjuje napredne mogućnosti s upravljačkim periferijama, te je primjenjiv kod hibridnih i električnih vozila, elektromotornih pogona, pohrane energije, obnovljivih izvora energije i ostalih sustava koji djeluju u stvarnom vremenu. AM263x sadrži 4 Cortex-R5F jezgre, upravljački podsustav za rad u stvarnom vremenu (CONTROLSS), *Hardware Security Module* (HSM), te jednu PRU-ICSS (*Programmable Real-Time Unit - Industrial Communication Subsystem*) jedinicu, što ga čini pogodnim za napredno upravljanje motorima i energetskom elektronikom.

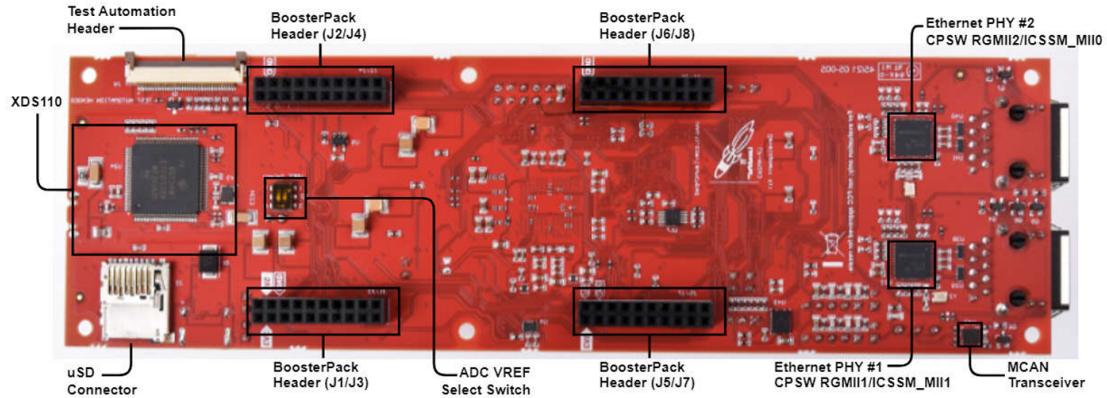
Upravljački podsustav za rad u stvarnom vremenu (eng. *Real-Time Control Subsystem*; CONTROLSS) sadrži više digitalnih i analognih upravljačkih periferija, uključujući:

- ADC (analogno-digitalnu pretvorbu)
- CMPSS (komparatorski podsustav; eng. *Comparator Subsystem*)
- ePWM (eng. *Enhanced Pulse-Width Modulation*)
- eCAP (eng. *Enhanced Capture*)
- eQEP (eng. *Enhanced Quadrature Encoder Pulse*)

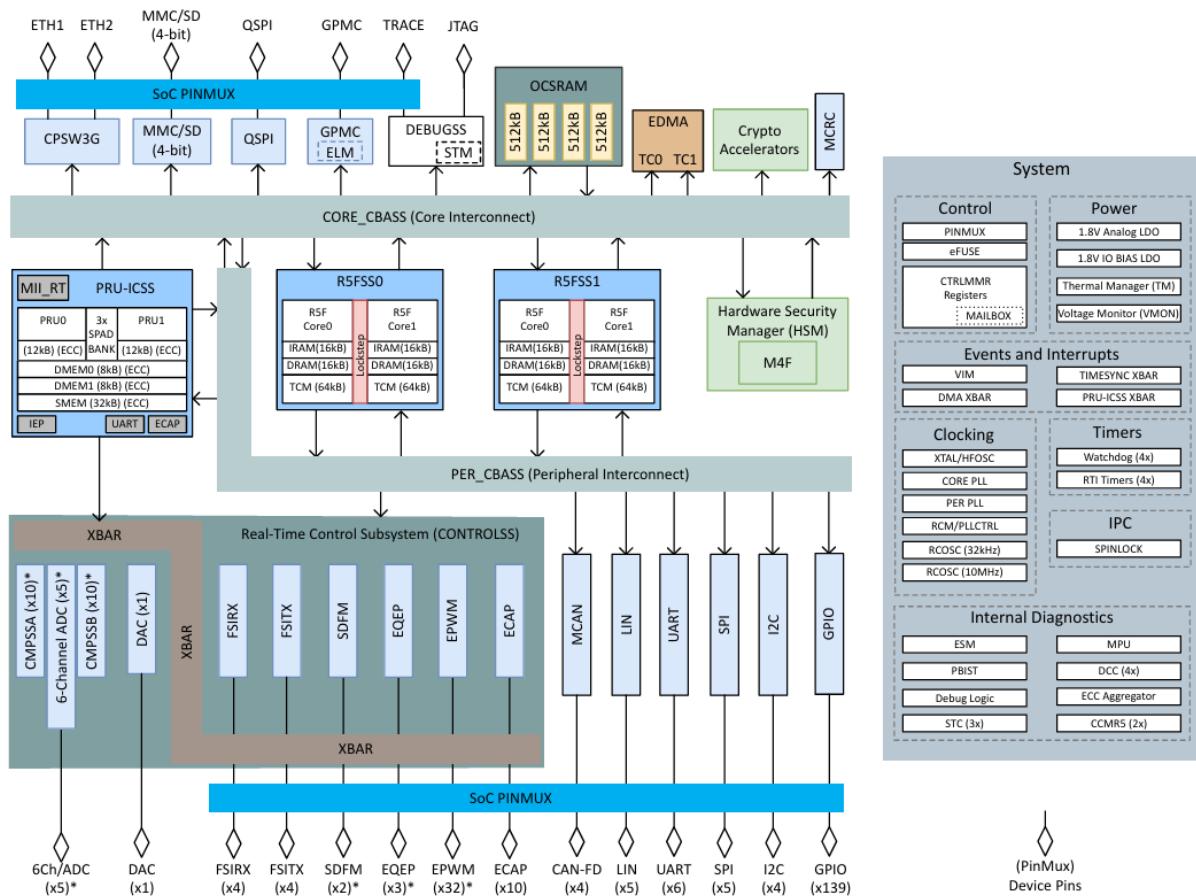
PRU-ICSS jedinica omogućava industrijsku komunikaciju za EtherCAT®, PROFINET®, Ethernet/IP™ ili standarni Ethernet i prilagođeno I/O sučelje.



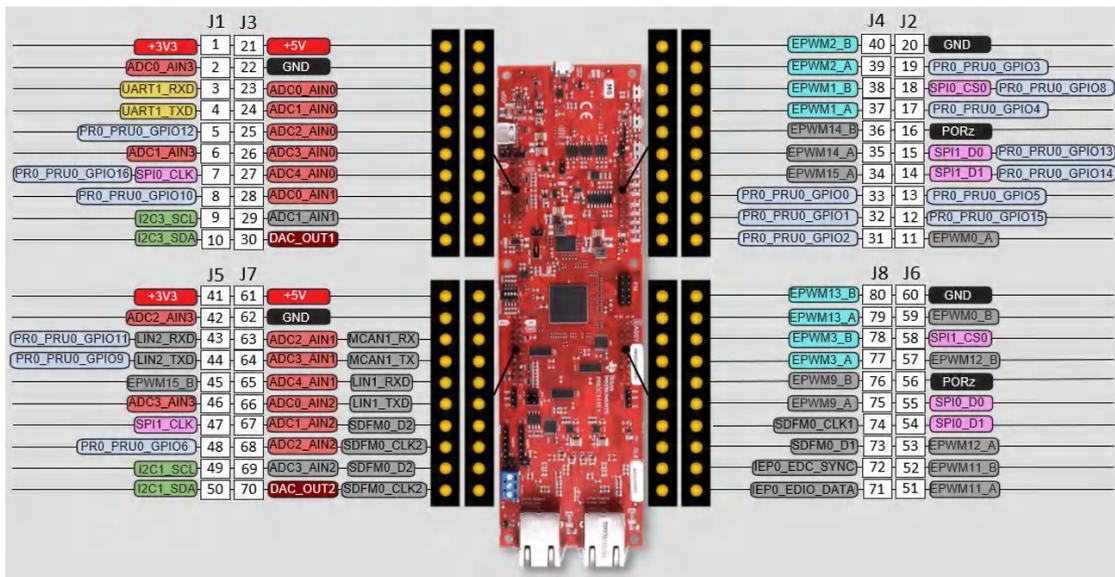
Slika 2.1. Razvojna pločica (1) [6]



Slika 2.2. Razvojna pločica (2) [6]



Slika 2.3. Konceptualna shema AM2634 mikroprocesora [5]



Slika 2.4. Raspored pinova na razvojnoj pločici [6]

Pregled značajki AM2634 mikroprocesora:

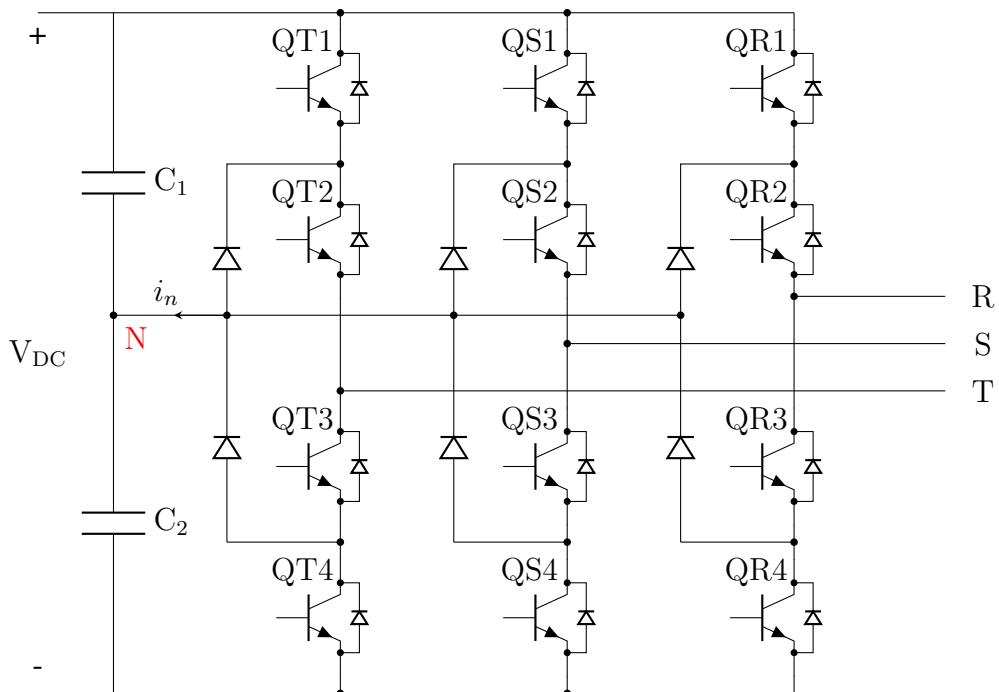
- 1-, 2- i 4- jezgrena Arm® Cortex® -R5F MCU jedinica, frekvencije do 400 MHz
- 2MB radne memorije (OCSRAM; eng. *On-Chip Shared Random Access Memory*)
- međuprocesorska komunikacija; SPINLOCK modul za sinkronizaciju procesa na više jezgri, te MAILBOX funkcionalnost implementirana *Control Module* registrima
- podsustav za upravljanje u stvarnom vremenu (eng. *Real-Time Control Subsystem; CONTROLSS*)
- 5 12-bitnih analogno-digitalnih pretvornika
- SAR (eng. *Successive Approximation Register*) analogno-digitalni pretvornik sa šest ulaza, brzine do 4 MSPS (eng. *Mega Samples Per Second*)
- po 10 analognih comparatora s Type-A i Type-B programabilnom DAC referencom
- jedan 12-bitni digitalno-analogni pretvornik
- 32 ePWM modula
- 10 eCAP modula
- 3 eQEP modula
- 139 GPIO (eng. *General Purpose Input/Output*) pinova

Za ovaj rad najvažniji su ePWM moduli, pomoću kojih će se realizirati vektorska modulacija trorazinskog izmjenjivača.

3. Vektorska modulacija trorazinskog izmjenjivača s pričvršćenom neutralnom točkom

3.1. Algoritam i implementacija programskog koda u C jeziku

Postoje razne metode implementacije vektorske modulacije, a najpopularnija je ona sa simetričnim smještajem nultih vektora (eng. *center-aligned*), kod koje nul-vektori traju jednako, a ostatak sklopne periode dijele "po polu" [4]. U nastavku je opisana implementacija metode opisane u [2]. Ova metoda je ujedno i najefikasnija za implementaciju na mikrokontroler s obzirom na konfiguraciju samih ePWM jedinica (npr. načina rada brojača u *Action Qualifier* podjedinici). Zbog lakšeg praćenja, u nastavku su ponovno prikazane topologija i vektorski dijagram trorazinskog pretvarača, te tablica sklopnih stanja i naponskih vektorova.



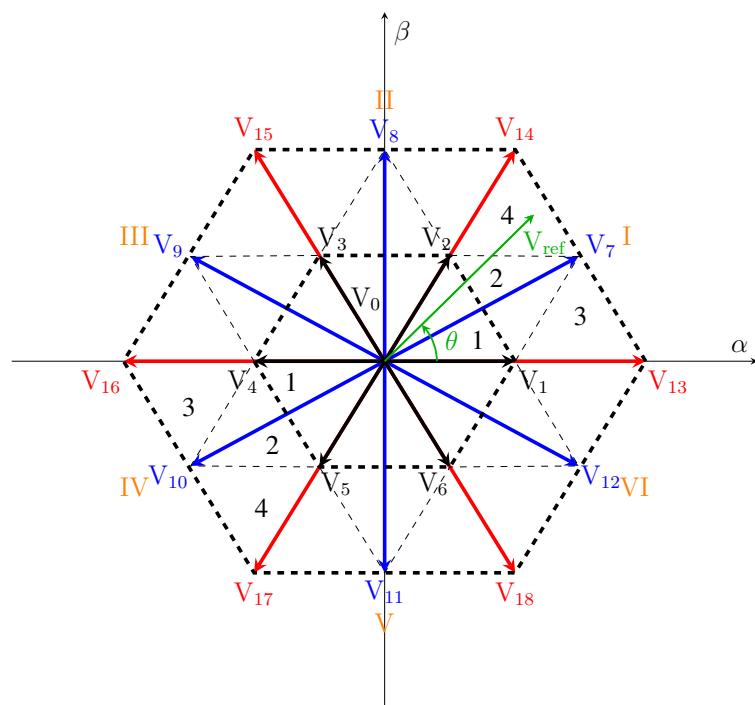
Slika 3.1. Topologija trorazinskog NPC izmjenjivača [2]

Skloplno stanje	Qx1	Qx2	Qx3	Qx4	Fazni napon V_{XN}
P	On	On	Off	Off	$\frac{V_{DC}}{2}$
O	Off	On	On	Off	0
N	Off	Off	On	On	$-\frac{V_{DC}}{2}$

Tablica 3.1. Skloplna stanja trorazinskog izmjenjivača

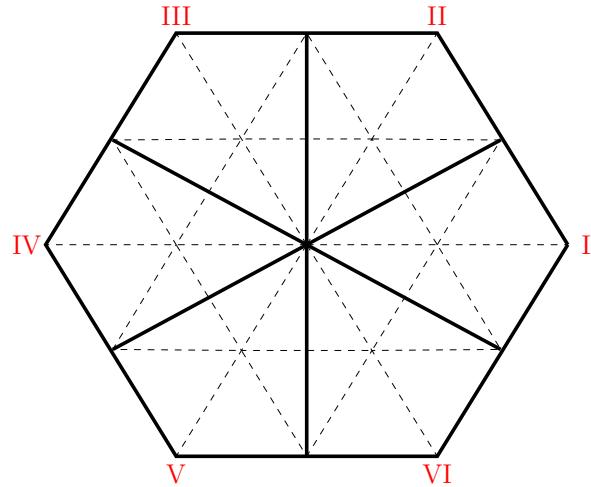
Naponski vektor	Sklopno stanje	Skupina vektora	Amplituda vektora
\vec{V}_0	[PPP], [OOO], [NNN]	nul-vektor	0
\vec{V}_1	[POO], [ONN]		
\vec{V}_2	[PPO], [OON]		
\vec{V}_3	[OPO], [NON]		
\vec{V}_4	[OPP], [NOO]		
\vec{V}_5	[OOP], [NNO]		
\vec{V}_6	[POP], [ONO]		
\vec{V}_7	[PON]		
\vec{V}_8	[OPN]		
\vec{V}_9	[NPO]	srednji vektori	$\frac{\sqrt{3}}{3} V_{DC}$
\vec{V}_{10}	[NOP]		
\vec{V}_{11}	[ONP]		
\vec{V}_{12}	[PNO]		
\vec{V}_{13}	[PNN]		
\vec{V}_{14}	[PPN]		
\vec{V}_{15}	[NPN]	veliki vektori	$\frac{2}{3} V_{DC}$
\vec{V}_{16}	[NPP]		
\vec{V}_{17}	[NNP]		
\vec{V}_{18}	[PNP]		

Tablica 3.2. Naponski vektori i pripadna sklopna stanja



Slika 3.2. Vektorski dijagram trorazinskog izmjenjivača uz definirane sektore i regije

Kod trorazinskog SVPWM-a, glavni sektori se djelomično preklapaju zbog čega se za određivanje sektora koristi pojednostavljena metoda kod koje svaki sektor ima strogo definirane granice koje NE dijeli sa susjednim sektorima.



Slika 3.3. Redefiniranje glavnih sektora [2]

Sada se, identično kao kod slike 1.8, može odrediti sektor u kojem se nalazi vektor referentnog napona na temelju napona u mirujućem trofaznom koordinatnom sustavu kako je prikazano u idućoj tablici.

V _a	V _b	V _c	Sektor
>0	<0	<0	1
>0	>0	<0	2
<0	>0	<0	3
<0	>0	>0	4
<0	<0	>0	5
>0	<0	>0	6

Tablica 3.3. Određivanje glavnog sektora

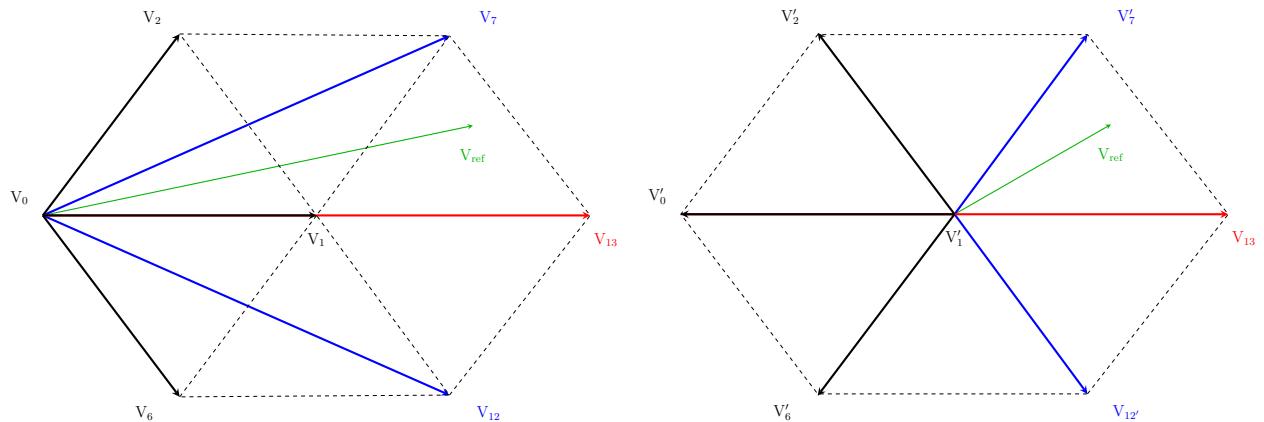
S obzirom da zadajemo napone u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu, potrebno je prethodno primjeniti inverznu Clarkeovu transformaciju kako bismo dobili trofazne napone. U nastavku je prikazan dio programskega koda s funkcijama za inverznu Clarkeovu transformaciju i određivanje glavnog sektora.

```

1 void InvClarkeConv( float Alpha, float Beta, float* Va, float* Vb, float* Vc) {
2     *Va = Alpha;
3     *Vb = -0.5 * Alpha + (sqrt(3) / 2) * Beta;
4     *Vc = -0.5 * Alpha - (sqrt(3) / 2) * Beta;
5 }
6
7 int MainSectorCal( float Va, float Vb, float Vc) {
8     if (Va > 0 && Vb < 0 && Vc < 0) {
9         return 1;
10    }
11    else if (Va >= 0 && Vb > 0 && Vc < 0) {
12        return 2;
13    }
14    else if (Va <= 0 && Vb > 0 && Vc < 0) {
15        return 3;
16    }
17    else if (Va < 0 && Vb > 0 && Vc > 0) {
18        return 4;
19    }
20    else if (Va <= 0 && Vb < 0 && Vc > 0) {
21        return 5;
22    }
23    else if (Va >= 0 && Vb < 0 && Vc > 0) {
24        return 6;
25    }
26    else {
27        return -1;           // Error case
28    }
29 }

```

Cilj ove metode je svesti trorazinski SVPWM na dvorazinski. To se postiže na način da se u idućem koraku originalni vektori mapiraju u odabrani glavni sektor.



Slika 3.4. Mapiranje vektora za prvi sektor [2]

Sa slike 3.4 vidljivo je da je za prvi sektor potrebno skalirati α komponentu za iznos duljine malog vektora ($\frac{V_{DC}}{3}$), dok se β komponenta ne mijenja. Postupak je identičan i za preostalih 5 sektora, a u idućoj tablici je prikazano mapiranje za svaki od njih. Iznosi ovise o duljinama malih, srednjih i velikih sektora prikazanih u tablici 3.2.

Sektor	α -komponenta	β -komponenta
1	$\frac{V_{DC}}{3}$	0
2	$\frac{V_{DC}}{6}$	$\frac{\sqrt{3}V_{DC}}{6}$
3	$-\frac{V_{DC}}{6}$	$\frac{\sqrt{3}V_{DC}}{6}$
4	$-\frac{V_{DC}}{3}$	0
5	$-\frac{V_{DC}}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}V_{DC}}{6}$
6	$\frac{V_{DC}}{6}$	$\frac{\sqrt{3}V_{DC}}{6}$

Tablica 3.4. Mapiranje vektora za svaki sektor

Funkcija je implementirana pomoću switch-case metode, a vraća strukturu s vrijednostima mapiranih α i β komponenti.

```

1 AlphaBeta MapVector( float Alpha , float Beta , int MainSector , float Vdc ) {
2     AlphaBeta ab;
3     switch ( MainSector ) {
4         case 1:
5             ab.Alpha = Alpha - Vdc / 3;
6             ab.Beta = Beta ;
7             break ;
8         case 2:
9             ab.Alpha = Alpha - Vdc / 6;
10            ab.Beta = Beta - sqrt(3) * Vdc / 6;
11            break ;
12        case 3:
13            ab.Alpha = Alpha + Vdc / 6;
14            ab.Beta = Beta - sqrt(3) * Vdc / 6;
15            break ;

```

```

16     case 4:
17         ab.Alpha = Alpha + Vdc / 3;
18         ab.Beta = Beta;
19         break;
20     case 5:
21         ab.Alpha = Alpha + Vdc / 6;
22         ab.Beta = Beta + sqrt(3) * Vdc / 6;
23         break;
24     case 6:
25         ab.Alpha = Alpha - Vdc / 6;
26         ab.Beta = Beta + sqrt(3) * Vdc / 6;
27         break;
28     default:
29         ab.Alpha = Alpha;
30         ab.Beta = Beta;
31         break;
32     }
33     return ab;
34 }
```

Dakle, najprije je određen glavni sektor, a zatim se referentni vektor mapira u taj određeni sektor, čime je sve zapravo svedeno na dvorazinski SVPWM. Ova funkcija je već definirana i dostupna u *Digital Motor Control* biblioteci [7] i modificirana je u skladu s potrebama; vrijednosti faktora vođenja spremaju se u strukturu dc.

```

1 DutyCycles_Svgen_dq_2_Level_modified(float alpha_mapped, float beta_mapped,
2                                     float Vdc) {
3
4     alpha_mapped = 3*alpha_mapped / (sqrt(3)*Vdc);
5     beta_mapped = 3*beta_mapped / (sqrt(3)*Vdc);
6
7     float tmp1 = beta_mapped;
8     float tmp2 = (beta_mapped / 2) + (0.866025 * alpha_mapped);
9     float tmp3 = tmp2 - tmp1;
10
11    int VecSector = 3;
12    VecSector = (tmp2 > 0) ? (VecSector - 1) : VecSector;
13    VecSector = (tmp3 > 0) ? (VecSector - 1) : VecSector;
14    VecSector = (tmp1 < 0) ? (7 - VecSector) : VecSector;
15
16
17    if (VecSector == 1 || VecSector == 4) {
18        dc.d1 = tmp2;
19        dc.d2 = tmp1 - tmp3;
20        dc.d3 = -tmp2;
21    }
```

```

22     else if (VecSector == 2 || VecSector == 5) {
23         dc.d1 = tmp3 + tmp2;
24         dc.d2 = tmp1;
25         dc.d3 = -tmp1;
26     }
27     else {
28         dc.d1 = tmp3;
29         dc.d2 = -tmp3;
30         dc.d3 = -(tmp1 + tmp2);
31     }
32     return dc;
33 }
```

Naposljetku, potrebno je dodijeliti vrijednosti faktora vođenja svakom paru sklopki po fazama u skladu s tablicom 3.5.

Sektor	R faza +	R faza -	S faza +	S faza -	T faza +	T faza -
1	d1	0	0	d2	0	d3
2	d1	0	d2	0	0	d3
3	0	d1	d2	0	0	d3
4	0	d1	d2	0	d3	0
5	0	d1	0	d2	d3	0
6	d1	0	0	d2	d3	0

Tablica 3.5. Faktori vođenja u ovisnosti o sektoru [2]

```

1  CMPRValues DutyAssign(DutyCycles dc, int main_sector) {
2      CMPRValues cmpr;
3      switch (main_sector) {
4          case 1:
5              cmpr.CMPR1 = dc.d1 + 0.5;
6              cmpr.CMPR2 = 0;
7              cmpr.CMPR3 = 0;
8              cmpr.CMPR4 = dc.d2 - 0.5;
9              cmpr.CMPR5 = 0;
10             cmpr.CMPR6 = dc.d3 - 0.5;
11             break;
12         case 2:
13             cmpr.CMPR1 = dc.d1 + 0.5;
14             cmpr.CMPR2 = 0;
15             cmpr.CMPR3 = dc.d2 + 0.5;
16             cmpr.CMPR4 = 0;
17             cmpr.CMPR5 = 0;
18             cmpr.CMPR6 = dc.d3 - 0.5;
19             break;
20         case 3:
```

```

21     cmpr.CMPR1 = 0;
22     cmpr.CMPR2 = dc.d1 - 0.5;
23     cmpr.CMPR3 = dc.d2 + 0.5;
24     cmpr.CMPR4 = 0;
25     cmpr.CMPR5 = 0;
26     cmpr.CMPR6 = dc.d3 - 0.5;
27     break;
28 case 4:
29     cmpr.CMPR1 = 0;
30     cmpr.CMPR2 = dc.d1 - 0.5;
31     cmpr.CMPR3 = dc.d2 + 0.5;
32     cmpr.CMPR4 = 0;
33     cmpr.CMPR5 = dc.d3 + 0.5;
34     cmpr.CMPR6 = 0;
35     break;
36 case 5:
37     cmpr.CMPR1 = 0;
38     cmpr.CMPR2 = dc.d1 - 0.5;
39     cmpr.CMPR3 = 0;
40     cmpr.CMPR4 = dc.d2 - 0.5;
41     cmpr.CMPR5 = dc.d3 + 0.5;
42     cmpr.CMPR6 = 0;
43     break;
44 case 6:
45     cmpr.CMPR1 = dc.d1 + 0.5;
46     cmpr.CMPR2 = 0;
47     cmpr.CMPR3 = 0;
48     cmpr.CMPR4 = dc.d2 - 0.5;
49     cmpr.CMPR5 = dc.d3 + 0.5;
50     cmpr.CMPR6 = 0;
51     break;
52 default:
53     cmpr.CMPR1 = 0;
54     cmpr.CMPR2 = 0;
55     cmpr.CMPR3 = 0;
56     cmpr.CMPR4 = 0;
57     cmpr.CMPR5 = 0;
58     cmpr.CMPR6 = 0;
59     break;
60 }
61 return cmpr;
62 }
```

Struktura CMPR pohranjuje vrijednosti faktora vođenja za svaki par sklopki. Te vrijednosti će se kasnije upisivati u CMP registre ePWM jedinice mikrokontrolera.

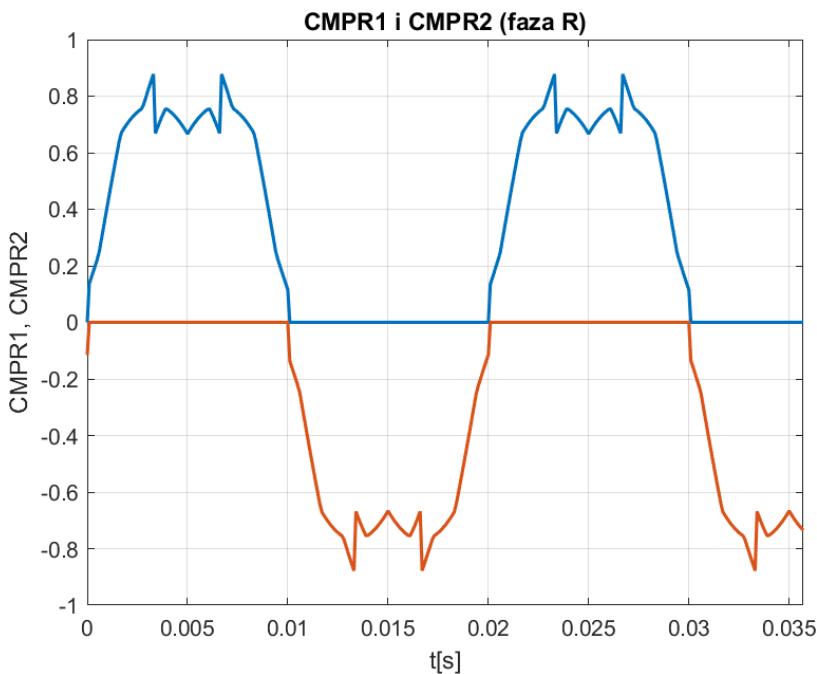
Naposljetku, slijedi funkcija za trorazinski SVPWM `Svggen_dq_3_level`:

```

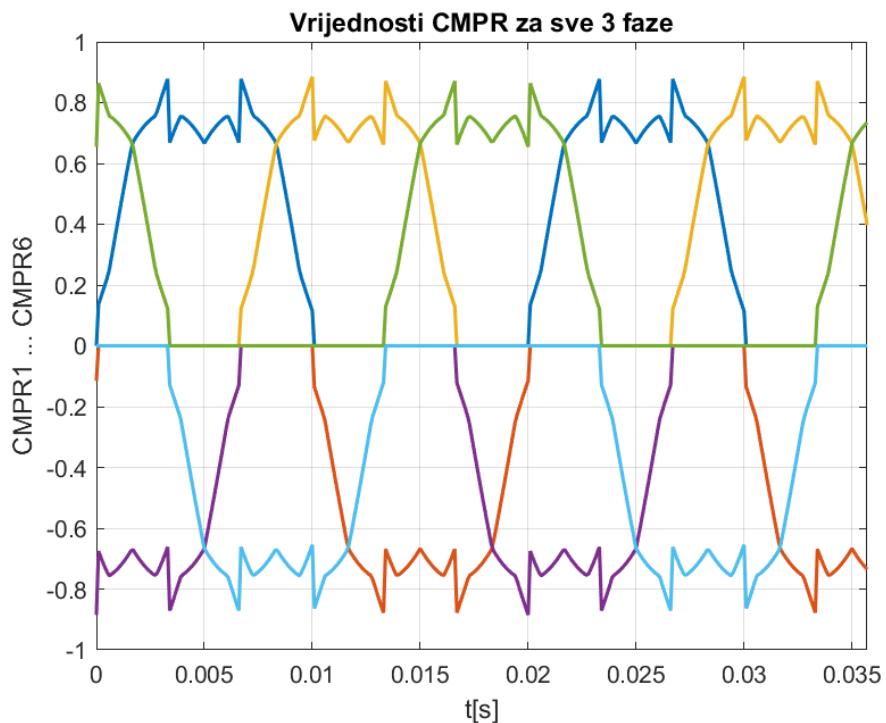
1  CMPRValues Svggen_dq_3_Level(double alpha, double beta) {
2      DutyCycles dc;
3
4      // 1. korak: Inverzna Clarkeova transformacija
5      InvClarkeConv(alpha, beta, &Va, &Vb, &Vc);
6
7      // 2. korak: Određivanje glavnog sektora
8      int main_sector = MainSectorCal(Va, Vb, Vc);
9
10     // 3. korak: Mapiranje vektora u prethodno određeni glavni sektor
11     AlphaBeta mapped = MapVector(alpha, beta, main_sector, Vdc);
12
13     // 4. korak: 2-level SVPWM
14     dc = Svggen_dq_2_Level_modified(mapped.Alpha, mapped.Beta, Vdc);
15
16     // 5. korak: Dodjeljivanje faktora vođenja ovisno o glavnom sektoru
17     CMPRValues cmpr = DutyAssign(dc, main_sector);
18
19     return cmpr;
20 }
```

3.1.1. Rezultati

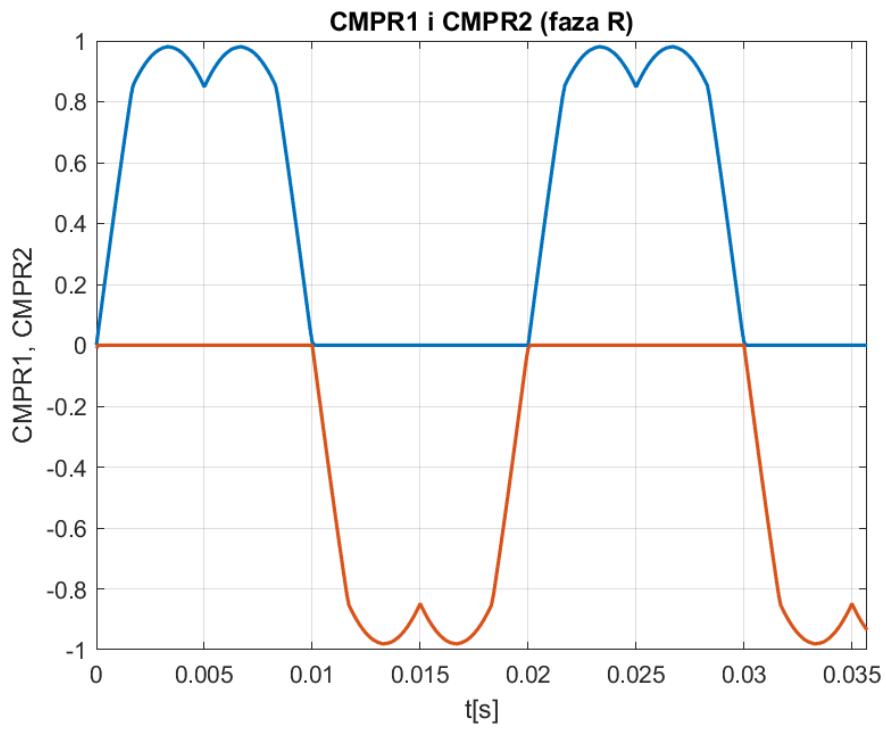
Dobiveni rezultati ispisani su u .csv datoteku i grafički prikazani u MATLAB-u i u potpunosti se poklapaju s rezultatima dobivenim u [2].



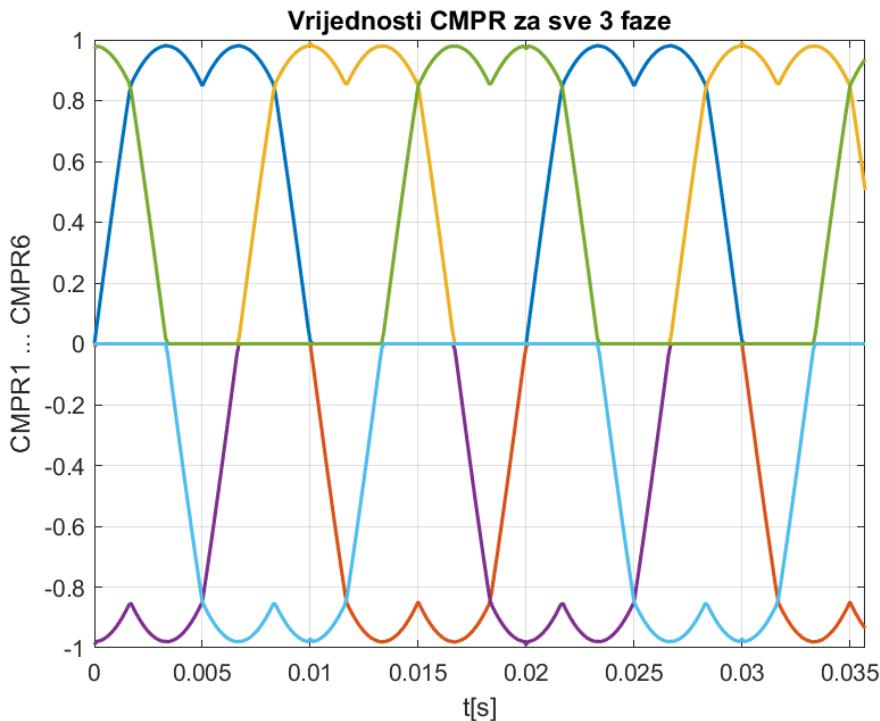
Slika 3.5. Vrijednosti CMPR faze R za U_α i U_β 220V/50Hz



Slika 3.6. Vrijednosti CMPR sve tri faze za U_α i U_β 220V/50Hz



Slika 3.7. Vrijednosti CMPR faze R za U_α i U_β 280V/50Hz



Slika 3.8. Vrijednosti CMPr sve tri faze za U_α i U_β 280V/50Hz

3.2. Code Composer Studio i System Configuration Tool (SysConfig)

Code Composer Studio je integrirano razvojno okruženje za mikrokontrolere i procesore tvrtke Texas Instruments [8]. Sadrži alate potrebne za razvoj i *debugging* i optimizirani C/C++ prevoditelj (eng. *compiler*) za postizanje maksimalnih performansi.

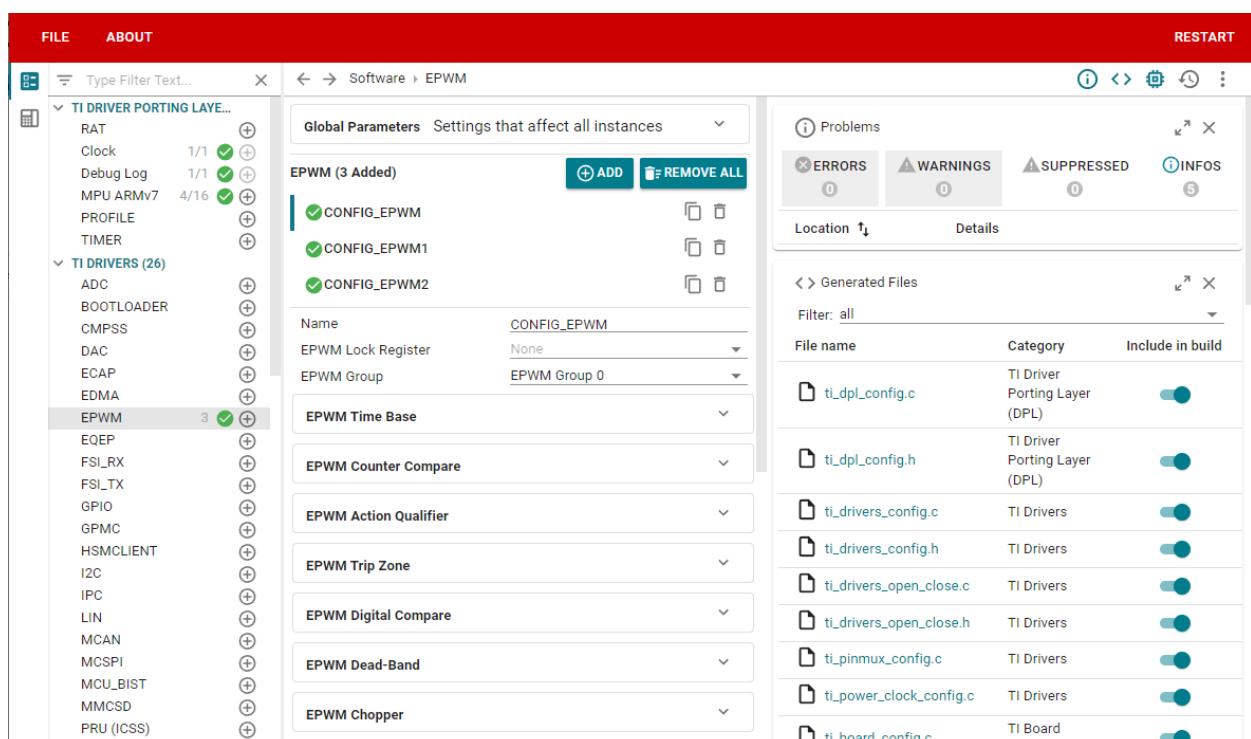
System Configuration Tool je alat za konfiguraciju ulazno/izlaznih pinova mikrokontrolera, integriranih modula, radnog takta, te memorije. Pomoću njega se grafičkim sučeljem odabiru postavke, a zatim se automatski generira inicijalizacijski kod za programsku aplikaciju.

Odabrana frekvencija takta je 250 MHz koja se kasnije dijeli *Time Base Clock Divider*-om. **Koristi se 6 dvokanalnih ePWM jedinica, svaka za jedan komplementarni par tranzistorских sklopki, u up-down count načinu rada.** Ovakav način rada generira trokutasti signal nosioc, čime možemo ostvariti promjenu stanja izlaznog pina 'uzlazno' i 'silazno'. To se ostvaruje pomoću *Action Qualifier* podjedinice u kojoj odabiremo što će se dogoditi u trenutku kada brojač dosegne vrijednost *compare (CMP)* registra. U CMP registre se u svakom ciklusu izvršavanja koda počinju vrijednosti faktora vođenja, skalirane za *Time Base Period* koji u našem slučaju iznosi 25000.

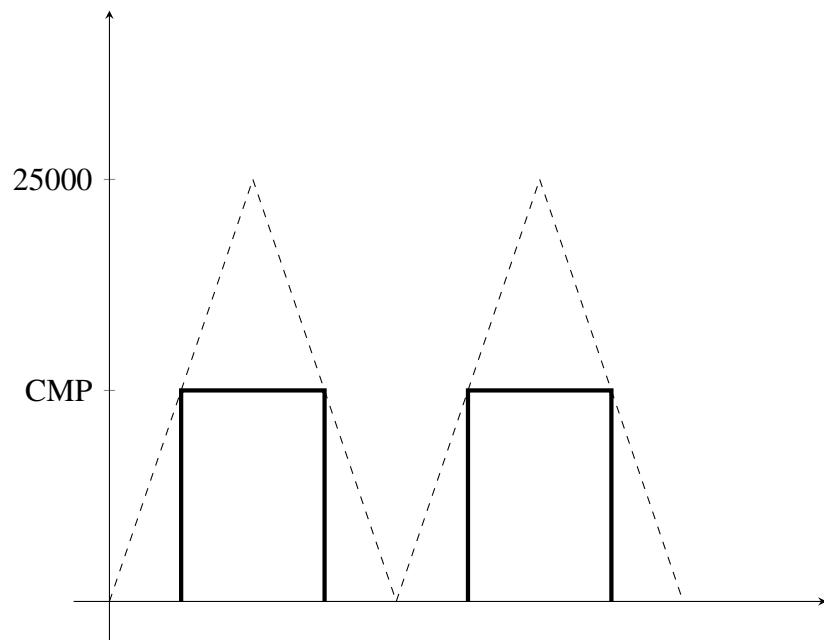
```

1 EPWM_setCounterCompareValue(CONFIG_EPWM1_BASE_ADDR, EPWM_COUNTER_COMPARE_A,
2   25000-25000*cmpr.CMPR1);
3 EPWM_setCounterCompareValue(CONFIG_EPWM2_BASE_ADDR, EPWM_COUNTER_COMPARE_A,
4   25000+25000*cmpr.CMPR2);
5 EPWM_setCounterCompareValue(CONFIG_EPWM3_BASE_ADDR, EPWM_COUNTER_COMPARE_A,
6   25000-25000*cmpr.CMPR3);
7 EPWM_setCounterCompareValue(CONFIG_EPWM4_BASE_ADDR, EPWM_COUNTER_COMPARE_A,
8   25000+25000*cmpr.CMPR4);
9 EPWM_setCounterCompareValue(CONFIG_EPWM5_BASE_ADDR, EPWM_COUNTER_COMPARE_A,
10  25000-25000*cmpr.CMPR5);
11 EPWM_setCounterCompareValue(CONFIG_EPWM6_BASE_ADDR, EPWM_COUNTER_COMPARE_A,
12  25000+25000*cmpr.CMPR6);

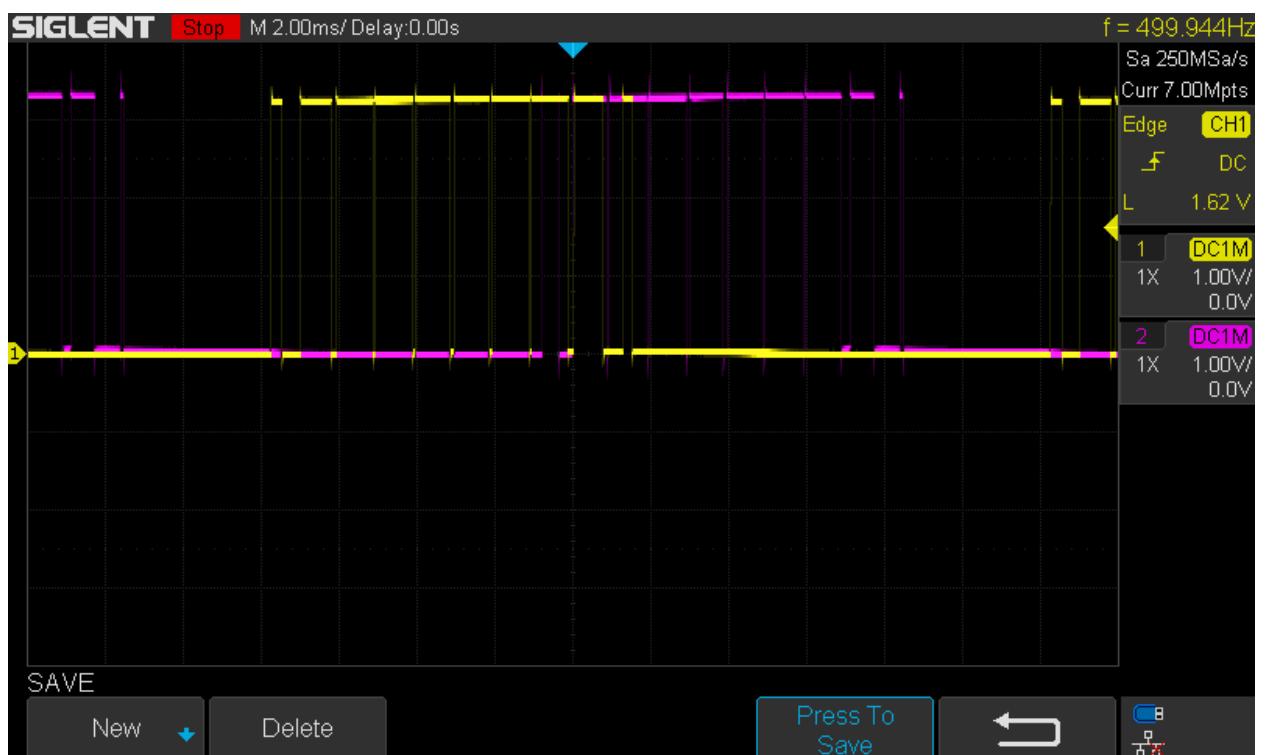
```



Slika 3.9. SysConfig korisničko sučelje



Slika 3.10. Prikaz generiranja PWM signala u up-down count mode-u, TimeBasePeriod = 25000



Slika 3.11. Prikaz dobivenih PWM signala na osciloskopu za fazu R i fazu S

4. Zaključak

Zadatak je bila realizacija vektorske modulacije za trorazinski izmjenjivač s pričvršćenom neutralnom točkom. Korištenim algoritmom najprije se inverznom Clarkeovom transformacijom dobivaju trofazni naponi, pomoću kojih se zatim određuje glavni sektor. Na temelju glavnog sektora se vrši mapiranje vektora referentnog napona u odabrani sektor, čime se sve svodi na dvorazinski SVPWM.

Naposljetku je potrebno dodijeliti faktore vođenja svakom paru tranzistorских sklopki, što je realizirano funkcijom DutyAssign. Konfiguracijom ePWM jedinica u SysConfig alatu i skaliranjem vrijednosti faktora vođenja, na izlaznim pinovima se dobiva željeni PWM signal.

Svi dobiveni rezultati odgovaraju onima u [2].

Bibliografija

- [1] Wu, B.: "High-Power Converters and AC Drives", Wiley & Sons, 2006.
- [2] "Center-Aligned SVPWM Realization for 3-Phase 3-Level Inverter", Texas Instruments, 2012.
- [3] Holmes, D.G., Lipo T.A.: "Pulse Width Modulation for Power Converters", Wiley & Sons, 2003.
- [4] Bulić, N.: Predavanja iz kolegija *Upravljanje elektromotornim pogonima*, Tehnički fakultet u Rijeci, 2023.
- [5] AM263x Technical Reference Manual, Texas Instruments, 2022.
- [6] AM263x User Guide, Texas Instruments, 2022.
- [7] DMC MATH v13.1, Texas Instruments, 2013.
- [8] S Interneta: "<https://www.ti.com/tool/CCSTUDIO>", pristupljeno 21.08.2024.

DODATAK A - Konfiguracija mrtvog vremena

Prilikom implementacije ostvarenog algoritma u stvarni sustav, neophodno je implementirati tzv. mrvto vrijeme (eng. *Dead band*). Ono je nužno zbog same topologije i prirode izmjenjivača te njegovih sastavnih komponenti (tranzistorskih sklopki). U protivnom, prilikom svake izmjene sklopnog stanja došlo bi do kratkotrajnog *bypassa* odnosno kratkog spoja DC međukruga što je naravno iznimno opasna i nepoželjna pojava. Tada bismo praktički imali kratko spojeni naponski izvor reda veličine nekoliko stotinjak volti.

ePWM jedinica korištenog mikrokontrolera ima podjedinicu naziva **ePWM Dead-Band** kojom se opisano mrvto vrijeme može jednostavno podesiti u alatu SysConfig.

Dead-Band Value		Dead-Band Delay in μs		
DBFED, DBRED	TBCLK = EPWMCLK/1	TBCLK = EPWMCLK /2	TBCLK = EPWMCLK/4	
1	0.01 μs	0.02 μs	0.04 μs	
5	0.05 μs	0.10 μs	0.20 μs	
10	0.10 μs	0.20 μs	0.40 μs	
100	1.00 μs	2.00 μs	4.00 μs	
200	2.00 μs	4.00 μs	8.00 μs	
400	4.00 μs	8.00 μs	16.00 μs	
500	5.00 μs	10.00 μs	20.00 μs	
600	6.00 μs	12.00 μs	24.00 μs	
700	7.00 μs	14.00 μs	28.00 μs	
800	8.00 μs	16.00 μs	32.00 μs	
900	9.00 μs	18.00 μs	36.00 μs	
1000	10.00 μs	20.00 μs	40.00 μs	

Slika 4.1. Vrijednosti mrvog vremena u ovisnosti o upisanim parametrima DBRED i DBFED [5]

Parametri **DBRED** i **DBFED** odnose se na rastući i padajući brid impulsa. Dakle moguće je podesiti *delay* na rastućem bridu, na padajućem bridu ili na oboje.

U našem slučaju, brojač Dead-Band podjedinice je jednak TBCLK. Stoga unosom vrijednosti 400 za DBRED i DBFED value dobivamo mrvto vrijeme iznosa $4\mu\text{s}$.

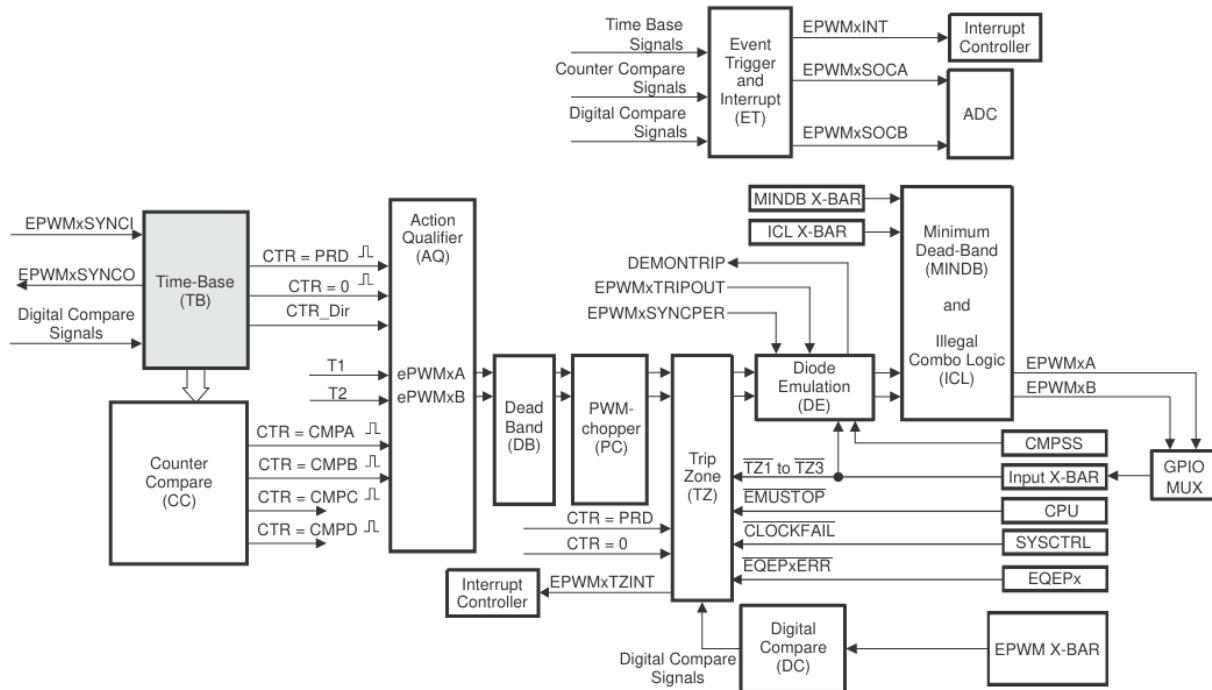
U nastavku je prikazana konfiguracija Dead-Band podjedinice svake od 6 korištenih ePWM jedinica.

EPWM Dead-Band	
Rising Edge Delay Input	<input type="checkbox"/>
Falling Edge Delay Input	<input type="checkbox"/>
Rising Edge Delay Polarity	<input type="checkbox"/>
Falling Edge Delay Polarity	<input type="checkbox"/>
Enable Rising Edge Delay	<input checked="" type="checkbox"/>
Rising Edge Delay Value	400
Enable Falling Edge Delay	<input checked="" type="checkbox"/>
Falling Edge Delay Value	400
Swap Output for EPWMxA	<input type="checkbox"/>
Swap Output for EPWMxB	<input type="checkbox"/>
Enable Deadband Control Global Load	<input type="checkbox"/>
Enable Deadband Control Shadow Mode	<input type="checkbox"/>
Enable RED Global Load	<input type="checkbox"/>
Enable RED Shadow Mode	<input type="checkbox"/>
Enable FED Global Load	<input type="checkbox"/>
Enable FED Shadow Mode	<input type="checkbox"/>
Dead Band Counter Clock Rate	<input type="checkbox"/>
Dead band counter runs at TBCLK rate	

Slika 4.2. Konfiguracija Dead-Band podjedinice mikrokontrolera

DODATAK B - Mogućnosti ePWM jedinice

ePWM jedinica korištenog mikrokontrolera sastoji se od raznih podjedinica od kojih svaka korisniku pruža mogućnost prilagodbe željenoj primjeni. U nastavku je prikazan pregled podjedinica i njihovih mogućnosti [5]:



Slika 4.3. Konceptualni prikaz ePWM jedinice mikrokontrolera

- Time Base Submodule
 - frekvencija takta ePWM jedinice
 - način rada brojača (count-up i count-down za asimetrični, te count-up-and-down za simetrični PWM)
 - mogućnost sinkronizacije s ostalim ePWM jedinicama (djelomično implementirano)
- Counter Compare Submodule
 - podešavanje faktora vođenja za oba kanala
 - podešavanje *događaja* za Action Qualifier podjedinicu
- Action Qualifier Submodule
 - podešavanje *radnje* uslijed *događaja* (1/0/toggle/none) generiranog od Counter Compare, Trip Zone...
 - odabir trenutka punjenja registra

- Dead-Band Submodule
 - podešavanje mrtvog vremena
 - mogućnost odabira na rastući brid, padajući brid ili oba
 - mogućnost prilagodbe u ovisnosti i o frekvenciji takta
- PWM Chopper Submodule
 - mogućnost podešavanja frekvencije nosioca
 - modifikacija PWM signala
- Trip Zone Submodule
 - podešavanje radnji uslijed kvarnog stanja
 - nadstrujna/nadnaponska zaštita
 - izlazni pinovi se mogu forsirati u visoku/nisku razinu ili stanje visoke impedancije
- Diode Emulation Submodule
 - korištenje komparatora za detekciju prijelaza u *Diode Emulation* način rada
- Minimum Dead-band/Illegal Combo Logic Submodule
- Event Trigger Submodule
 - generiranje prekida uslijed *događaja* od strane ePWM jedinice
 - sinkronizacija s ADC jedinicom mikrokontrolera
- Digital Compare Submodule
- HRPWM (eng. *High Resolution Pulse Width Modulation*)