

*Diplomski rad izrađen je uz podršku tvrtke Orqa d.o.o.*

# Sadržaj

<b>1. Uvod</b>	3
<b>2. Istosmjerni elektromotor bez četkica</b>	5
2.1. Osnove i konstrukcija	5
2.2. Matematički model motora	7
2.3. Protuelektromotorna sila	9
2.4. Konfiguracija namotaja na statoru	10
2.5. Odnos momenta i brzine vrtnje	12
<b>3. Upravljanje motorom BLDC bez osjetila položaja</b>	14
3.1. Metoda komutacije u šest koraka	14
3.2. Upravljanje naponom i strujom signalima PWM-a	17
3.3. Detekcija položaja rotora s pomoću PEMS-a	19
3.4. Faze pokretanja i rada motora	22
3.5. Model regulacije brzine	22
<b>4. Eksperimentalni postav</b>	24
4.1. Elektronički sklop za upravljanje brzinom	24
4.2. Elektromotor A2212/13T 1000KV	25
4.3. Enkoder	25
4.4. Mjerni instrumenti	27
4.5. Programska podrška	27
<b>5. Implementacija</b>	29
5.1. Arhitektura programskog rješenja	29
5.2. Konfiguracija perifernih jedinica mikrokontrolera	30

5.2.1. Generiranje signala PWM-a . . . . .	31
5.2.2. Akvizicija signala protuelektromotorne sile . . . . .	31
5.2.3. Komunikacijsko sučelje . . . . .	32
5.3. Implementacija algoritma upravljanja i regulacije . . . . .	33
5.3.1. Poravnanje i rad u otvorenoj petlji . . . . .	33
5.3.2. Prijelaz u zatvorenu petlju i sinkronizacija komutacije . . . . .	34
5.3.3. Regulacija brzine u zatvorenoj petlji . . . . .	35
<b>6. Usporedba ostvarene implementacije s postojećim rješenjem . . . . .</b>	<b>40</b>
6.1. Metodologija testiranja . . . . .	40
6.2. Analiza faznog napona . . . . .	40
6.3. Usporedba radnih karakteristika . . . . .	42
6.4. Sažetak usporedbe . . . . .	42
<b>7. Zaključak . . . . .</b>	<b>44</b>
<b>Literatura . . . . .</b>	<b>46</b>
<b>Sažetak . . . . .</b>	<b>49</b>
<b>Abstract . . . . .</b>	<b>50</b>

## 1. Uvod

Bespilotne letjelice (eng. *unmanned aerial vehicles*, UAV), popularno zvane dronovi, danas se široko primjenjuju u brojnim industrijskim područjima, od filmske produkcije i poljoprivrede do dostave i rekreativnog letenja [1]. Iako postoje različite konstrukcije, poput bespilotnih letjelica s fiksnim krilima, višerotorske bespilotne letjelice prevladavaju u modernim primjenama. Osnovu njihovog pogona čini istosmjerni motor bez četkica (eng. *brushless DC motor*, BLDC), čije karakteristike poput visoke učinkovitosti, pouzdanosti i dobrog omjera snage i mase omogućuju razvoj agilnih i energetski učinkovitih letjelica. Radne karakteristike drona, uključujući stabilnost, vrijeme leta i agilnost, izravno ovise o sposobnosti preciznog i brzog upravljanja brzinom vrtnje ovih motora [2].

Upravljanje brzinom vrtnje motora BLDC postiže se održavanjem kuta između magnetskih polja rotora i statora. Za to upravljački sklop mora poznavati položaj rotora, što se obično postiže osjetilima Hallovog učinka ili enkoderima pozicije. Postoje i metode upravljanja koje ne koriste osjetila za određivanje položaja rotora. One smanjuju troškove i masu sustava, što ih čini pogodnjim izborom za dronove. Kod metode komutacije u šest koraka popularna je tehnika praćenja protuelektrornome sile (eng. *counter-electromotive force*, *back-electromotive force*, *back-EMF*, PEMS) u kojoj upravljač zaključuje položaj rotora praćenjem PEMS-a koji se inducira u neopterećenoj fazi (odjeljak 3.1.). Složenije metode komutacije, poput sinusne komutacije i vektorskog upravljanja, koriste algoritme za estimaciju položaja rotora jer nemaju mogućnost izravnog mjerjenja PEMS-a [3].

Ovaj rad bavi se analizom, modeliranjem i implementacijom sustava za upravljanje brzinom vrtnje motora BLDC s naglaskom na primjenu kod bespilotnih letjelica. Cilj je istražiti i implementirati sustav upravljanja bez korištenja osjetila položaja temeljen na metodi komutacije u šest koraka. Kroz rad će se analizirati i temeljni kompromisi u di-

zajnu motora, poput izbora konfiguracije namotaja, kako bi se razumio njihov utjecaj na konačne radne karakteristike. Detaljno je razrađena metoda detekcije protuelektromotorne sile kao ključnog elementa za procjenu položaja rotora te je implementiran cjelokupni slijed pokretanja motora, od početnog poravnjanja do stabilnog rada u zatvorenoj petlji s proporcionalno-integralnom regulacijom. Sustav je praktično realiziran na eksperimentalnom postavu s mikrokontrolerom STM32G071RB, a uspješnost implementacije vrednovana je usporedbom radnih karakteristika s komercijalno dostupnim elektroničkim sklopom.

Drugo poglavlje daje teorijsku podlogu o motorima BLDC. Treće poglavlje opisuje upravljanje motorom BLDC bez osjetila položaja, s fokusom na komutaciju u šest koraka. Četvrto poglavlje prikazuje eksperimentalni postav, uključujući odabrani elektronički sklop za upravljanje brzinom i motor. Peto poglavlje opisuje programsku implementaciju razvijenog algoritma. Šesto poglavlje uspoređuje radne karakteristike implementiranog rješenja s komercijalno dostupnim sklopom, dok sedmo poglavlje donosi konačni zaključak i sažima rezultate rada.

## 2. Istosmjerni elektromotor bez četkica

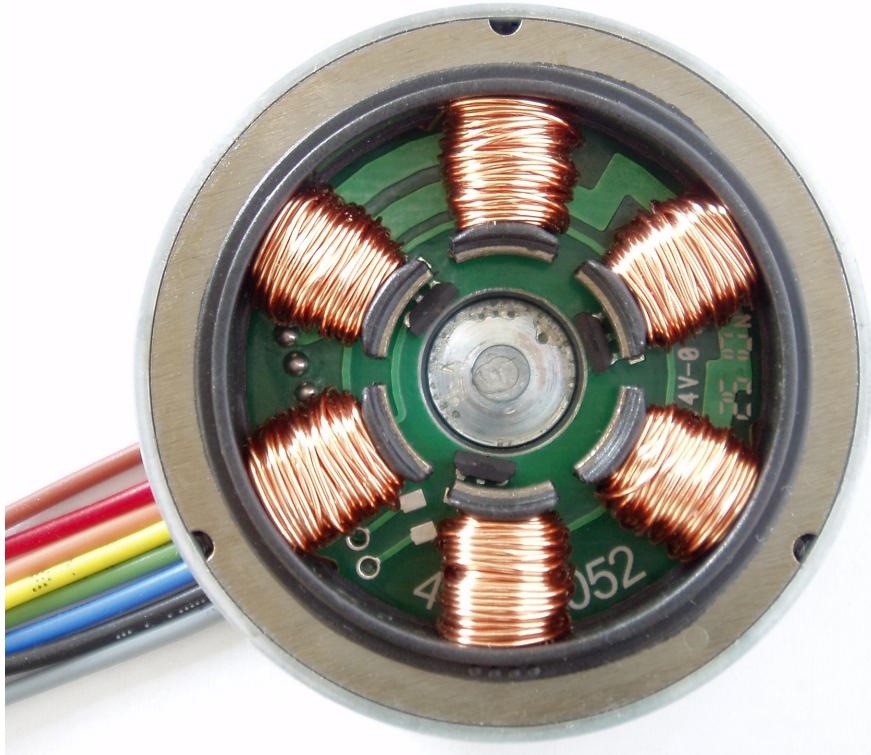
### 2.1. Osnove i konstrukcija

Istosmjerni elektromotor bez četkica, poznat i kao beskolektorski istosmjerni motor,だlju u radu jednostavno motor BLDC, vrsta je elektromotora sa stalnim magnetima čija je temeljna značajka rad bez mehaničkog kolektora i četkica.

Konstrukcija motora BLDC sastoji se od statora i rotora. U statoru su smještene zavojnice, bakreni namotaji koji djeluju kao elektromagneti, dok su na rotoru stalni magneti [4]. Postoji unutarnji ili *inrunner* motor kod kojeg se rotor nalazi unutar statora. Takvi motori općenito imaju manji moment tromosti i sposobni su za veće brzine vrtnje [5]. Isto tako postoji i vanjski ili *outrunner* motor (slika 2.1.) kojem je rotor izvana i okružuje stator. Ovakvi motori obično daju veći okretni moment pri nižim brzinama vrtnje [5].

Valja spomenuti kako se uz motore BLDC usko vežu sinkroni elektromotori sa stalnim magnetima (*permanent magnet synchronous motor*, PMSM). Takvi motori također su vrsta elektromotora sa stalnim magnetima, a glavna je razlika u valnom obliku protueletromotorne sile gdje motor BLDC ima trapezni oblik, a motor PMSM ima sinusni oblik. U nastavku rada razmatrat će se motori BLDC, iako većina opisanih principa vrijedi i za motore PMSM [6].

Rad motora bez četkica temelji se na kontroliranoj interakciji između magnetskog polja rotora i rotirajućeg magnetskog polja statora. Za razliku od klasičnih istosmjernih motora, rotirajuće polje statora ovdje se stvara elektronički. Taj zadatak obavlja upravljački sklop ESC, koji sekvencijalnim napajanjem statorskih namota precizno sinkronizira polje statora s položajem rotora [7]. Cilj je održavati optimalan kut između njihovih magnetskih vektora kako bi se maksimizirao okretni moment. Zbog dobrog kompromisa



**Slika 2.1.** Presjek vanjskog motora BLDC (prilagođeno prema: Medvedev, Wikimedia Commons, CC BY-SA 3.0)

između radnih karakteristika i složenosti izvedbe, u praksi se najčešće koriste trofazni motori [8], čiji su namoti prostorno razmaknuti za 120 električnih stupnjeva [9].

Potpunim uklanjanjem kolektora i četkica izbjegavaju se najveći nedostaci klasičnih istosmjernih strojeva kao što su, osim već navedenog mehaničkog trošenja i čestog održavanja, iskrenje, i ograničen vijek trajanja. Zbog svoje pouzdanosti, učinkovitosti često i preko 80% [10] i mogućnosti postizanja iznimno velikih brzina (preko 70 000 okretaja u minuti [11]), motori BLDC danas se široko primjenjuju u sustavima kao što su bespilotne letjelice, servopogoni, pogoni tvrdih diskova u računalima, medicinski uređaji i moderni alatni strojevi.

Unatoč svojim prednostima, motori BLDC nisu uvijek optimalan izbor zbog potrebe za složenim i skupim elektroničkim upravljačkim sklopom. Stoga se u cjenovno osjetljivim primjenama koje ne zahtijevaju visoku preciznost, poput igračaka, malih kućnih aparata ili ventilatora, prednost daje jednostavnijim motorima s četkicama [12].

## 2.2. Matematički model motora

Za trofazne motore, električni odnosi mogu se modelirati sljedećim nizom jednadžbi izvedenih iz reference [13]. Jednadžbe prate sliku 2.2.

$$V_{an} = R \cdot i_a + \frac{d}{dt}(L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c) + V_{ea} \quad (2.1)$$

$$V_{bn} = R \cdot i_b + \frac{d}{dt}(L_{ba}i_a + L_{bb}i_b + L_{bc}i_c) + V_{eb} \quad (2.2)$$

$$V_{cn} = R \cdot i_c + \frac{d}{dt}(L_{ca}i_a + L_{cb}i_b + L_{cc}i_c) + V_{ec} \quad (2.3)$$

pri čemu su:

- $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$  – fazni naponi u odnosu na neutralnu točku motora  $n$ ,
- $i_a, i_b, i_c$  – fazne struje,
- $V_{ea}, V_{eb}, V_{ec}$  – protuelektromotorne sile,
- $R$  – otpor statorskog namota po fazi,
- $L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$  – vlastiti induktiviteti,
- $L_{ab}, L_{ba}, L_{ac}, L_{ca}, L_{bc}, L_{cb}$  – međusobni induktiviteti.

Ako se pretpostavi da su faze simetrične i da magnetska reluktancija ne ovisi o električnom kutu rotora, tada su tri vlastita induktiviteta jednaka, a šest međusobnih induktiviteta također je međusobno jednako:

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_v \quad (2.4)$$

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = M \quad (2.5)$$

Ekvivalentni induktivitet  $L$  može se izračunati kao:

$$L = L_v - M \quad (2.6)$$

Uz pretpostavku simetričnih faznih struja, vrijedi:

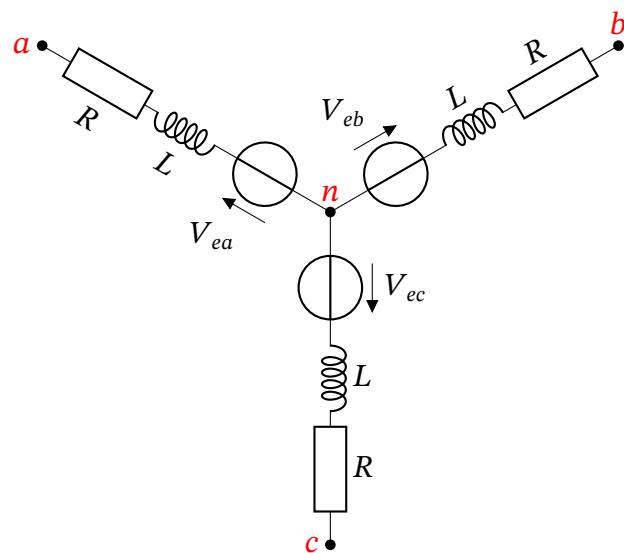
$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.7)$$

Tada se električni odnosi mogu pojednostavniti, a motor BLDC modelirati na sljedeći način:

$$V_{an} = R \cdot i_a + L \frac{di_a}{dt} + V_{ea} \quad (2.8)$$

$$V_{bn} = R \cdot i_b + L \frac{di_b}{dt} + V_{eb} \quad (2.9)$$

$$V_{cn} = R \cdot i_c + L \frac{di_c}{dt} + V_{ec} \quad (2.10)$$



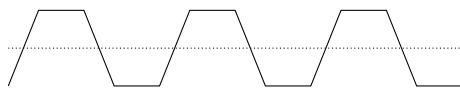
**Slika 2.2.** Električna shema motora

## 2.3. Protuektromotorna sila

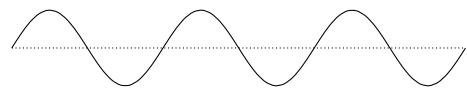
Protuektromotorna sila je napon koji se stvara u zavojnicama statora prilikom vrtnje rotora, a suprotstavlja se naponu napajanja. Ovaj se napon inducira u skladu s Faradaye-vim zakonom elektromagnetske indukcije.

Oblik PEMS-a ovisi o mehaničkoj konstrukciji motora, ponajviše o raspodjeli i obliku permanentnih magneta na rotoru te o izvedbi statorskih namota. Ovisno o tome, postoje trapezni valni oblik (slika 2.3.a) i sinusni valni oblik (slika 2.3.b) PEMS-a.

Poznavanje valnog oblika PEMS-a važno je pri upravljanju motorom jer se za minimalnu valovitost momenta, valni oblici pogonskog signala i PEMS-a moraju poklapati (odjeljak 3.1.) [9]. Ipak, u primjenama poput dronova gdje minimalna valovitost momenta nije prioritet, često se susreće praksa da se motori sa sinusnim PEMS-om pogone jednostavnijim trapeznim signalom.



(a) Trapezni valni oblik



(b) Sinusni valni oblik

Slika 2.3. Usporedba valnih oblika PEMS-a

## 2.4. Konfiguracija namotaja na statoru

Na trofaznom motoru BLDC namotaji na statoru mogu biti u dvije glavne konfiguracije:

U **zvjezdastom spoju** (eng. *wye, star connection*) tri zavojnice spojene su u zajedničkoj središnjoj točki, zvjezdisti (točka  $n$  na slici 2.4.a). Fazni napon,  $V_{\text{faza}}$  [V], niži je od mrežnog napona,  $V_{\text{mreža}}$  [V], prema izrazu  $V_{\text{faza}} = V_{\text{mreža}}/\sqrt{3}$ , a fazna struja,  $I_{\text{faza}}$  [A], jednaka je mrežnoj struji.

U **trokutnom spoju** (eng. *delta connection*) zavojnice su spojene međusobno u trokut (slika 2.4.b). Fazni napon,  $V_{\text{faza}}$  [V], jednak je mrežnom naponu,  $V_{\text{mreža}}$  [V], a fazna struja,  $I_{\text{faza}}$  [A], niža je od mrežne struje,  $I_{\text{mreža}}$  [A], prema izrazu  $I_{\text{faza}} = I_{\text{mreža}}/\sqrt{3}$ .

Ova razlika u faznim naponima odražava se i na konstante momenta motora. Moment,  $\tau$  [N m], može se izraziti preko izraza  $\tau = K_t \cdot I_{\text{faza}}$ , gdje je  $K_t$  konstanta momenta [N m/A], a  $I_{\text{faza}}$  fazna struja [A]. Za motore u zvijezda (Z) i trokut (T) spoju, odnos konstanti momenta je  $K_{t,T} = K_{t,Z}/\sqrt{3}$  [7].

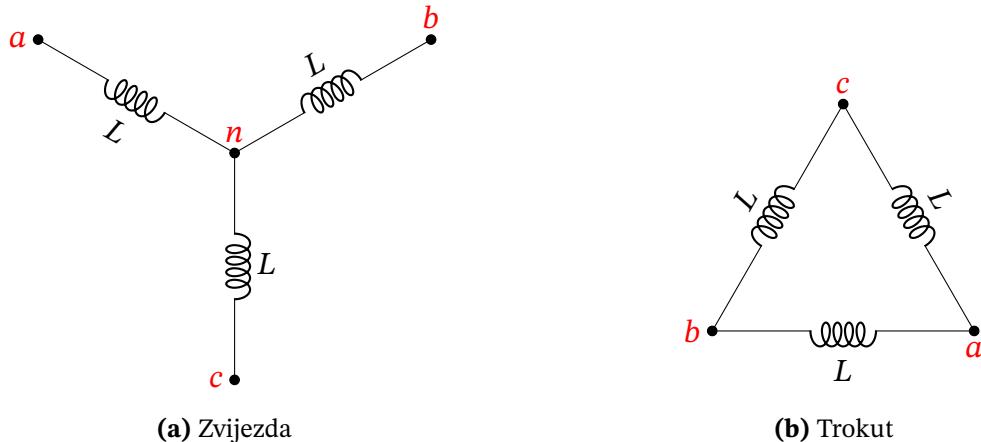
Da bi se proizveo jednak moment, odnos faznih struja mora biti:

$$\begin{aligned} K_{t,Z} \cdot I_{\text{faza},Z} &= K_{t,T} \cdot I_{\text{faza},T} \\ K_{t,Z} \cdot I_{\text{faza},Z} &= \left( \frac{K_{t,Z}}{\sqrt{3}} \right) \cdot I_{\text{faza},T} \\ \sqrt{3} \cdot I_{\text{faza},Z} &= I_{\text{faza},T} \end{aligned}$$

Ovaj rezultat pokazuje da za isti moment, fazna struja u trokutnom spoju mora biti  $\sqrt{3}$  puta veća od fazne struje u zvjezdastom spoju. Koristeći ovaj odnos, sada se mogu uspostediti linijske struje ( $I_L$ ) koje motori vuku iz izvora napajanja.

$$\begin{aligned} I_{L,T} &= \sqrt{3} \cdot I_{\text{faza},T} && \text{(Definicija linijske struje za trokut)} \\ &= \sqrt{3} \cdot (\sqrt{3} \cdot I_{\text{faza},Z}) && \text{(Uvrštavanje odnosa faznih struja)} \\ &= 3 \cdot I_{\text{faza},Z} \\ &= 3 \cdot I_{L,Z} && \text{(Budući da je } I_{\text{faza},Z} = I_{L,Z}) \end{aligned}$$

Izvod pokazuje da za proizvodnju istog momenta, motor spojen u trokut zahtijeva tri puta veću linijsku struju od motora spojenog u zvijezdu. Ova temeljna razlika u potreboj struci definira njihovu primjenu koja je opisana u sljedećem odjeljku 2.5.

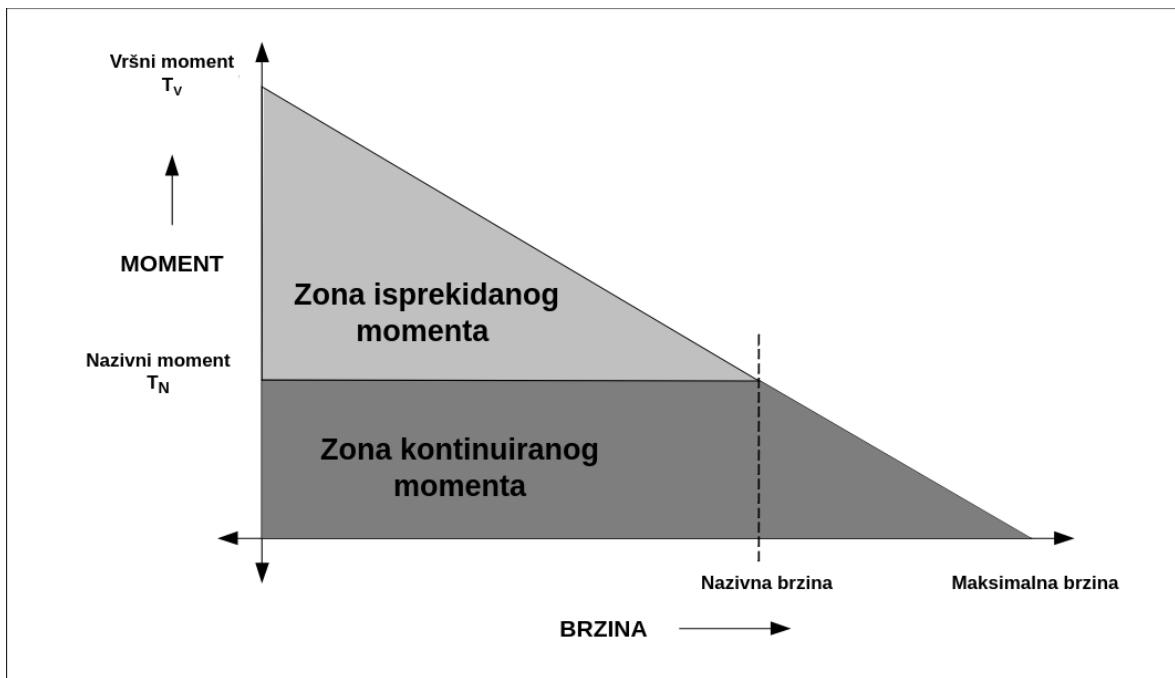


**Slika 2.4.** Konfiguracije namotaja

## 2.5. Odnos momenta i brzine vrtnje

Radne karakteristike motora BLDC temelje se na kompromisu između okretnog momenta i brzine vrtnje.

S jedne strane, okretni moment ( $\tau$ ) izravno je proporcionalan struji ( $I$ ) prema izrazu  $\tau = K_t \cdot I$  (odjeljak 2.4.). S druge strane, rotacijom se inducira PEMs ( $V_{\text{pems}}$ ) koji se suprotstavlja naponu napajanja i proporcionalan je kutnoj brzini ( $\omega$ ) prema izrazu  $V_{\text{pems}} = K_e \cdot \omega$ . Porast brzine uzrokuje porast  $V_{\text{pems}}$ , što smanjuje efektivni napon na namotajima, a time i struju i raspoloživi moment. Motor dostiže svoju maksimalnu brzinu, odnosno brzinu praznog hoda, kada se  $V_{\text{pems}}$  približi naponu napajanja, čime se moment smanjuje na nulu (zanemarujući trenje) što se može vidjeti na slici 2.5. U zoni kontinuiranog momenta, porast brzine ne utječe na moment i to područje je omeđeno nazivnim momentom i nazivnom brzinom.



**Slika 2.5.** Graf omjera momenta i brzine (prilagođeno prema [9])

Na ovaj kompromis presudno utječe konfiguracija namotaja statora, kao što je opisano u odjeljku 2.4. Budući da su konstante  $K_t$  i  $K_e$  povezane, izbor konfiguracije definira momentnu karakteristiku motora.

- **Zvjezdasti spoj:** Zbog veće efektivne duljine namotaja, ova konfiguracija ima višu konstantu momenta ( $K_t$ ) i posljedično višu konstantu PEMS-a ( $K_e$ ). To rezultira

visokom momentnom učinkovitošću (veći moment po amperu), ali i nižom maksimalnom brzinom jer  $V_{\text{pems}}$  brže doseže napon napajanja.

- **Trokutni spoj:** Ova konfiguracija ima niži  $K_t$  i  $K_e$  (za faktor  $\sqrt{3}$ ). Kao što je spomenuto u odjeljku 2.4., za isti moment zahtijeva znatno veću struju, što smanjuje učinkovitost. Međutim, niži  $K_e$  omogućuje motoru postizanje veće maksimalne brzine prije nego što  $V_{\text{pems}}$  postane ograničavajući faktor.

Izbor između ove dvije konfiguracije stoga predstavlja inženjerski kompromis. Zvezdasti spoj preferira se u primjenama gdje su prioritet visoki moment pri nižim brzinama i energetska učinkovitost, poput dronova za snimanje. S druge strane, trokutni spoj odbire se za primjene gdje je cilj postizanje maksimalne brzine, kao kod trkačih dronova FPV, čak i po cijenu veće potrošnje struje.

### **3. Upravljanje motorom BLDC bez osjetila položaja**

Metoda koja se koristi za upravljanje motorom BLDC utječe na izvedbu motora, njegovu učinkovitost i glatkoću rada. Odabir metode upravljanja ovisi o karakteristikama motora kao što je valni oblik PEMS-a i zahtjevima primjene [5]. Ovaj rad koristi metodu komutacije u šest koraka s detekcijom PEMS-a.

#### **3.1. Metoda komutacije u šest koraka**

Metoda komutacije u šest koraka, poznata i kao trapezno upravljanje, stvara rotirajuće magnetsko polje statora sekvencijalnim napajanjem parova namotaja. U svakom trenutku, struja teče kroz dva od tri fazna namotaja, dok je treći namotaj neopterećen, to jest u stanju visoke impedancije. Jedan električni ciklus rotacije sastoji se od šest ovakvih koraka, pri čemu se vektor magnetskog polja statora zakreće za 60 električnih stupnjeva pri svakom prijelazu [5, 3].

#### **Razlika između električnih i mehaničkih stupnjeva**

Prije detaljnijeg opisa koraka, važno je pojasniti razliku između mehaničkih i električnih stupnjeva. Mehanički stupnjevi ( $\theta_m$ ) predstavljaju stvarni, fizički zakret osovine motora, pri čemu puni krug uvijek iznosi  $360^\circ$ . Električni stupnjevi ( $\theta_e$ ) odnose se na ciklus elektromagnetskog polja. Jedan puni ciklus komutacije, koji obuhvaća promjenu polariteta na svim fazama, uvijek iznosi 360 električnih stupnjeva.

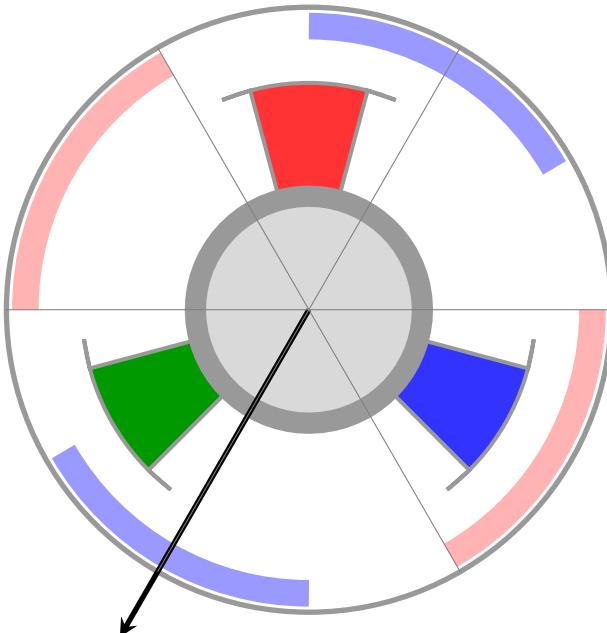
Odnos između ove dvije mjere ovisi o konstrukciji motora, točnije o broju parova polova ( $p$ ) stalnih magneta na rotoru.

$$\theta_e = p \cdot \theta_m \quad (3.1)$$

Tako kod motora s dva para polova (ukupno četiri pola), kao što se vidi na slikama 3.1. i 3.2., jedan puni električni ciklus od  $360^\circ$  rezultira zakretom rotora za samo  $180^\circ$  mehaničkih stupnjeva. Za potpunu mehaničku rotaciju od  $360^\circ$  u tom je slučaju potrebno proći kroz dva puna električna ciklusa. U kontekstu metode u šest koraka, jedan puni slijed od šest komutacija uvijek odgovara jednom električnom ciklusu.

Slijed komutacije osmišljen je tako da magnetsko polje rotora, odnosno stalni magneti, uvijek zaostaje za poljem statora, što stvara moment koji pokreće rotor. Za ilustraciju, prva dva koraka u tipičnom slijedu su:

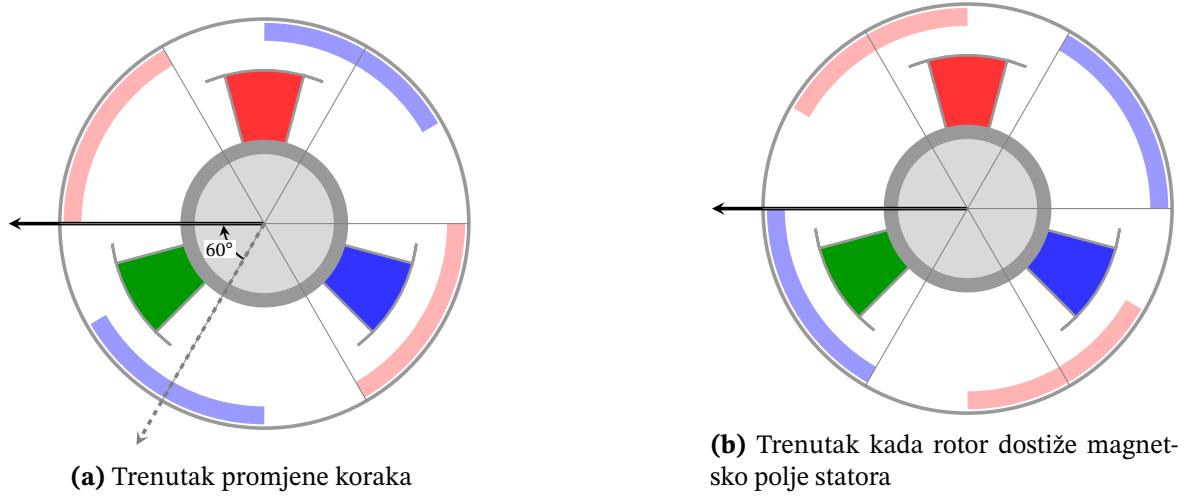
- **Korak 1:** Struja teče iz faze A (crveni zub statora na slici 3.1.) u fazu B (zeleni zub statora na slici 3.1.). Faza C je neopterećena. Magnetsko polje statora zauzima određeni položaj prikazan crnom strelicom na slici 3.1. Magnetsko polje statora privlači južni pol stalnog magneta na rotoru te time pomiče rotor za  $30^\circ$ .



**Slika 3.1.** Dijagram motora konfiguracije 3s4p kada struja teče iz faze A u fazu B

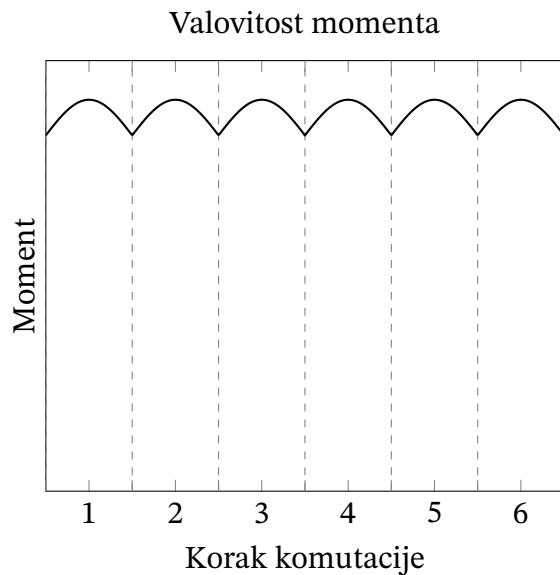
- **Korak 2:** Struja teče iz faze C (plavi zub statora na slici 3.2.a) u fazu B. Faza A je sada neopterećena. Magnetsko polje statora zakreće se za 60 električnih stupnjeva

u odnosu na prethodni korak prikazano na slici 3.2.a. Magnetsko polje rotora počinje pratiti magnetsko polje statora i ako prođe dovoljno vremena, sustiže ga kao što je prikazano na slici 3.2.b.



**Slika 3.2.** Dijagram motora konfiguracije 3s4p kada struja teče iz faze C u fazu B

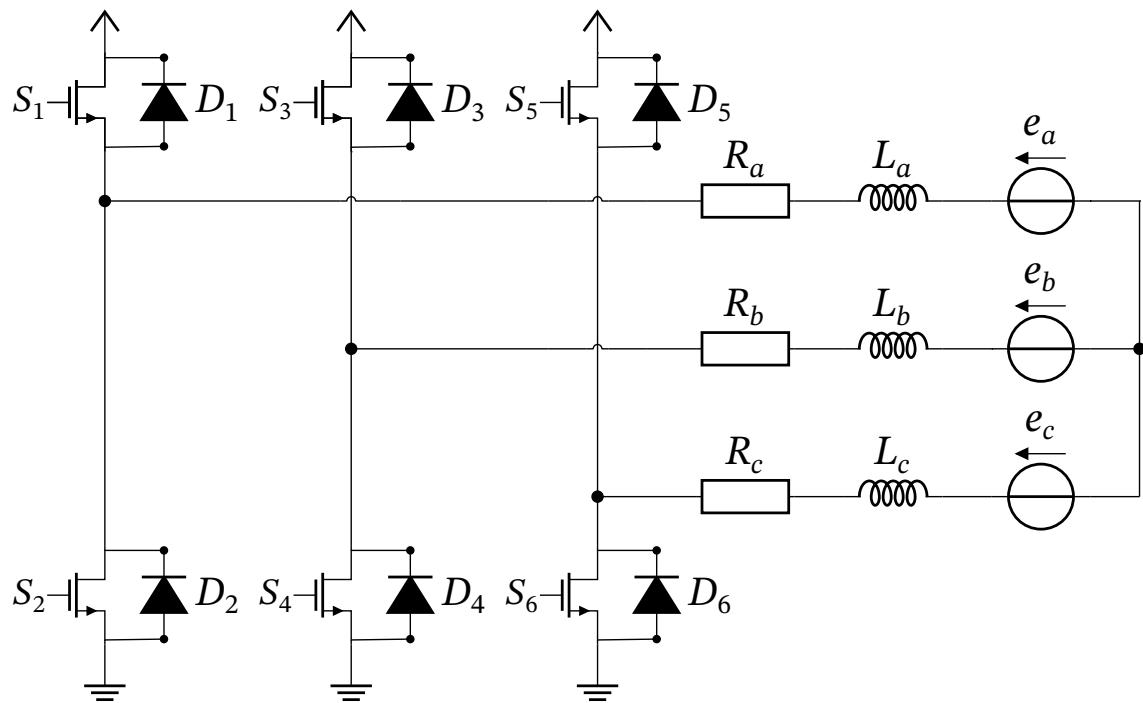
Ovaj se proces nastavlja kroz preostala četiri koraka ( $C \rightarrow A, B \rightarrow A, B \rightarrow C, A \rightarrow C$ ), čime se zatvara puni električni ciklus od 360 stupnjeva. Budući da se magnetsko polje mijenja u diskretnim koracima, generirani moment nije u potpunosti gladak, već sadrži male oscilacije poznate kao valovitost momenta vidljive na slici 3.3. Te se oscilacije pojavljuju prilikom svake komutacije [14].



**Slika 3.3.** Valovitost momenta po koracima komutacije

### 3.2. Upravljanje naponom i strujom signalima PWM-a

Za pogon motora BLDC koristi se trofazni mosni pretvarač (eng. *three-phase inverter*), koji se sastoji od tri polumosta, po jedan za svaku fazu motora. Svaki polumost čine dva tranzistora, gornji i donji, koji omogućuju spajanje faze na pozitivni ili negativni pol napajanja (slika 3.4.) [14, 15, 9].



Slika 3.4. Shema trofaznog mosnog spoja na motor

Brzina vrtnje i moment motora upravljaju se regulacijom srednje vrijednosti napona ili struje na namotajima, što se postiže primjenom pulsno-širinske modulacije (eng. *pulse-width modulation*, PWM). Umjesto stavnog napona, na sklopke pretvarača dovodi se signal PWM-a visoke frekvencije. Promjenom faktora ispune (eng. *duty cycle*) tog signala mijenja se efektivni napon na motoru, a time i struja koja teče kroz namotaje.

#### Tehnike primjene signala PWM-a za upravljanje

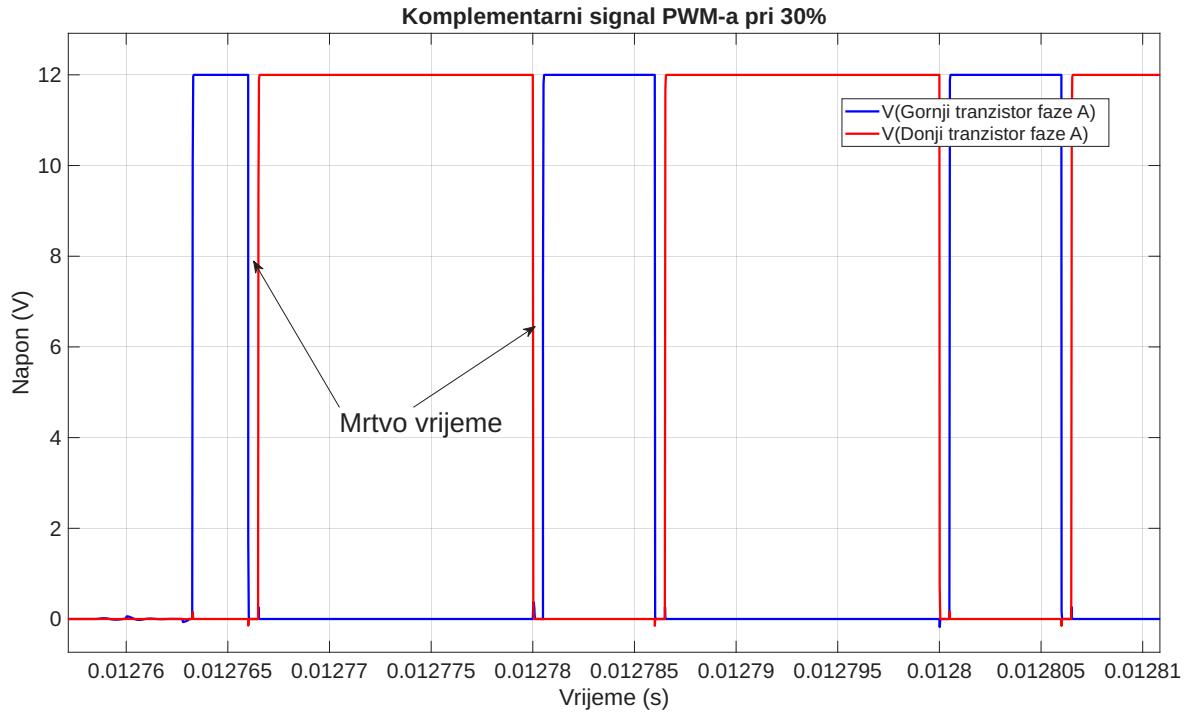
Za regulaciju struje kroz namotaje motora unutar jednog ciklusa signala PWM-a, koriste se različite tehnike sklapanja tranzistora u mosnom pretvaraču. Dvije osnovne metode su:

- **Oštro preklapanje (eng. *hard chopping*):** Signal PWM-a primjenjuje se na gor-

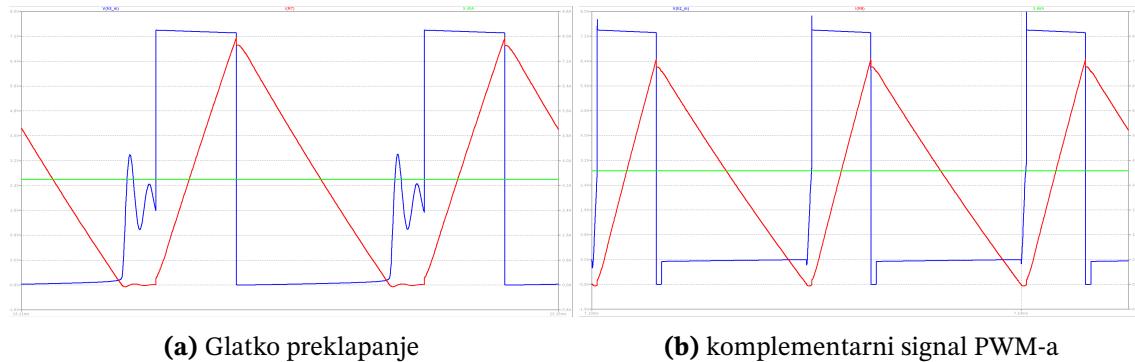
nju sklopku jedne aktivne faze (npr.  $S_1$  na slici 3.4. i donju sklopku druge aktivne faze (npr.  $S_4$ ). Kada je signal PWM-a nizak, obje se sklopke istovremeno isključuju. Zbog induktivnosti namota, struja nastavlja teći, ali sada recirkulira kroz poredne diode ( $D_2$  i  $D_3$ ) natrag prema izvoru napajanja. Budući da je cijeli napon izvora suprotstavljen struji, ona brzo opada, što rezultira velikom valovitošću struje. Ova je metoda jednostavna, ali energetski neučinkovita [14].

- **Glatko preklapanje (eng. *soft chopping*):** Ova metoda smanjuje valovitost struje tako što u neaktivnom dijelu PWM ciklusa omogućuje recirkulaciju struje kroz put niske impedancije. To se može postići na dva načina:
  - **Recirkulacija kroz diodu:** Signal PWM-a primjenjuje se na gornju sklopku ( $S_1$ ), dok je donja sklopka druge faze ( $S_4$ ) stalno uključena. Kada se  $S_1$  isključi, struja recirkulira kroz diodu donje sklopke u istom polumostu ( $D_2$ ) i donju sklopku druge faze ( $S_4$ ). Struja cirkulira u donjem dijelu kruga, zbog čega opada sporije [14].
  - **Sinkrona rektifikacija:** Koristi se komplementarni signal PWM-a. Kada se gornja sklopka ( $S_1$ ) isključi (uz kratko mrtvo vrijeme), donja sklopka u istom polumostu ( $S_2$ ) se aktivno uključuje. Struja tada recirkulira kroz tranzistor  $S_2$  koji ima manji pad napona od diode, čime se dodatno smanjuju gubici i valovitost struje [14]. Ovo je energetski najučinkovitija metoda i prikazana je na slici 3.5.

Izbor metode upravljanja strujom u ciklusu signala PWM-a utječe na dinamiku struje i razinu elektromagnetskih smetnji. Od metode oštrog preklapanja do metode komplementarnog signala PWM-a postepena je gradacija s većih gubitaka na manje gubitke energije. Isto tako složenost izvedbe raste tim redoslijedom. Na slikama 3.6. mogu se vidjeti valni oblici struje kroz zavojnice u metodama glatkog preklapanja i komplementarnog signala PWM-a. Slika 3.6.a prikazuje brži pad struje pri niskom signalu PWM-a te samim time i nižu prosječnu struju od struje pri metodi komplementarnog signala PWM-a prikazane na slici 3.6.b.



Slika 3.5. Komplementarni signal PWM-a na fazi A u alatu LTspice



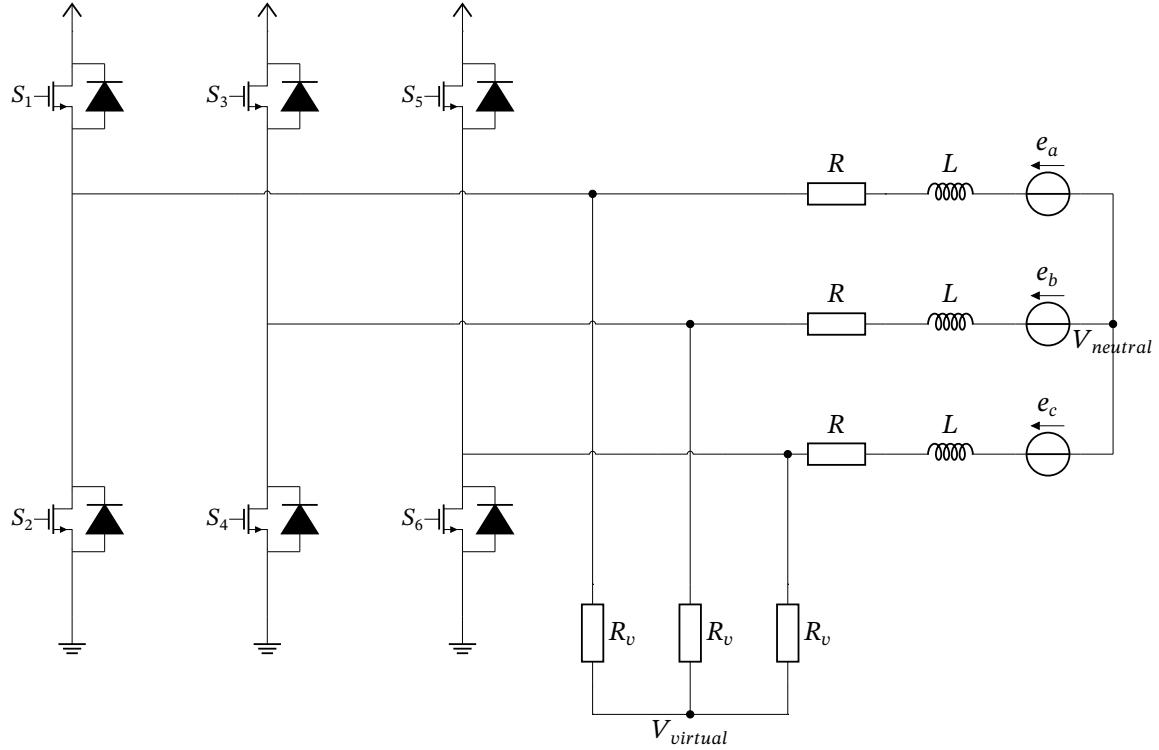
Slika 3.6. ■ Valni oblik struje  
■ Prosječna struja  
■ Valni oblik napona

### 3.3. Detekcija položaja rotora s pomoću PEMS-a

U sustavima bez osjetila, informacija o položaju rotora može se dobiti mjeranjem napona protuelektromotorne sile na neopterećenoj fazi.

U konfiguraciji sa zvjezdastim spojem, PEMS se mjeri u odnosu na potencijal zvjezdista (u modelu na slici 3.7. označeno kao neutralna točka  $V_{neutral}$ ). Budući da zvjezdista motora najčešće nije fizički dostupno za mjerjenje, njegov se potencijal mora rekonstruirati. To se postiže stvaranjem virtualnog zvjezdista. Tri otpornika jednakog, visokog otpora  $R_v$  spajaju se u zvijezdu, pri čemu je svaki otpornik spojen na po jednu fazu mo-

tora. Zajednička točka ta tri otpornika stvara virtualno zvjezdište  $V_{\text{virtual}}$  čiji je potencijal jednak aritmetičkoj sredini napona sve tri faze. Taj se stabilni referentni napon tada koristi za usporedbu s naponom neopterećene faze [15].

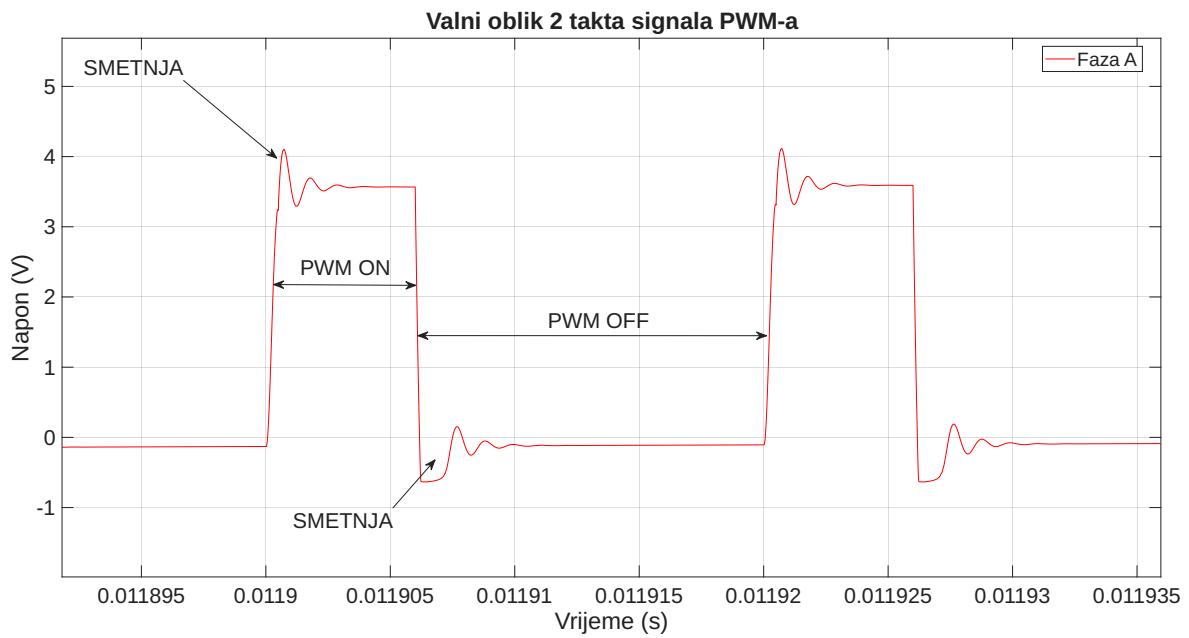


**Slika 3.7.** Rekonstrukcija zvjezdišta

Za preciznu detekciju trenutka u kojem protuektromotorna sila prolazi kroz nulu koristi se sklop komparatora, no točna implementacija ovisi o metodi uzorkovanja koja je usko vezana za signal PWM-a. "Klasična" metoda uzorkuje napon faze za vrijeme visokog stanja signala PWM-a, što omogućuje postizanje 100% radnog ciklusa, ali zahtijeva filtriranje signala i referentnog napona zbog smetnji uzrokovanih sklapanjem tranzistora vidljivih na slici 3.8. [15].

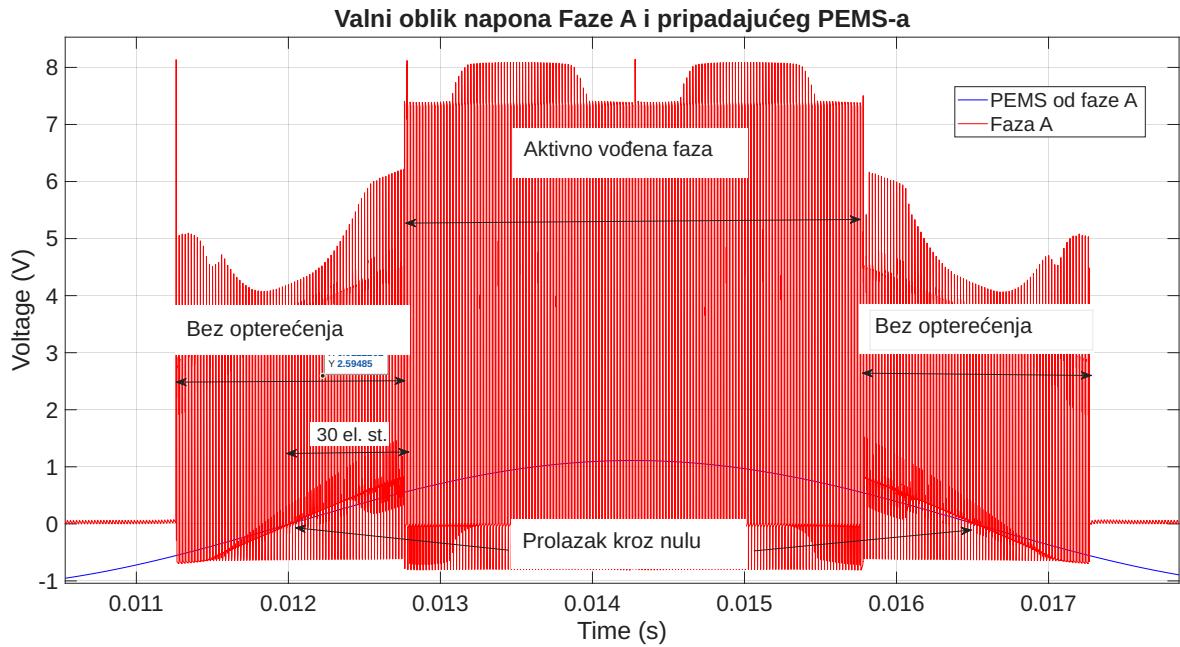
Alternativna strategija je uzorkovanje na kraju niskog stanja signala PWM-a. U tom intervalu, kada struja recirkulira kroz diodu ili tranzistor, mjerjenje je jednostavnije i otpornije na smetnje jer se potencijal zvjezdišta može smatrati uzemljenim, no nedostatak je nemogućnost postizanja 100% radnog ciklusa. Postoje i hibridne metode koje kombiniraju ova dva pristupa kako bi iskoristile prednosti obiju strategija ovisno o brzini i opterećenju motora [15].

Događaj prolaska kroz nulu događa se točno na polovici trajanja jednog komutacij-



**Slika 3.8.** Valni oblik 2 takta signala PWM-a na neopterećenoj fazi u alatu LTspice

skog koraka, kao što se može vidjeti na slici 3.9. Drugim riječima, od trenutka detekcije presijecanja nule do idealnog trenutka za sljedeću komutaciju potrebno je pričekati vrijeme koje odgovara zakretu od 30 električnih stupnjeva.



**Slika 3.9.** Prikaz signala PWM-a na jednoj fazi u alatu LTspice

### 3.4. Faze pokretanja i rada motora

Pokretanje motora bez osjetila ne može se izvesti isključivo detektiranjem PEMS-a jer on nije prisutan pri mirovanju i vrlo malim brzinama. Zbog toga je potrebno motor dovesti do stanja u kojem može očitavati PEMS.

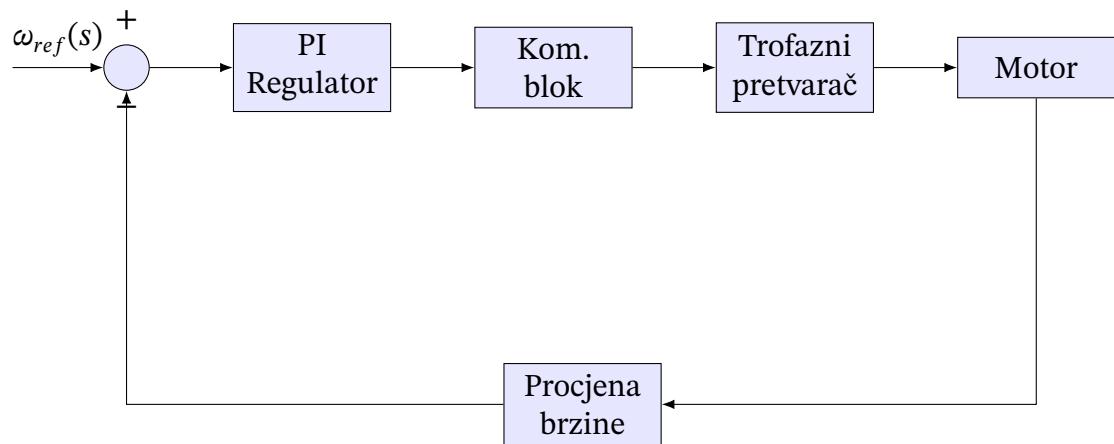
Prije pokretanja, položaj rotora je nepoznat. Kako bi se postavio u poznati početni položaj, na kratko se vrijeme uključe dva fazna namotaja. To stvara statično magnetsko polje koje poravnava rotor u određenom smjeru. Ova faza se naziva poravnanje (eng. *alignment*). Nakon poravnjanja, motor se pokreće u otvorenoj petlji (eng. *open-loop*). Upravljački sklop ESC forsira komutaciju namotaja prema unaprijed definiranom, postupno rastućem vremenskom slijedu, bez ikakve povratne informacije o stvarnom položaju. Cilj je ubrzati motor do brzine na kojoj će inducirani PEMS biti dovoljno velik za pouzdanu detekciju. Kada brzina dosegne prag na kojem detekcija prolaska kroz nulu postaje pouzdana, sustav prelazi u rad sa zatvorenom petljom (eng. *closed-loop*). Od ovog trenutka, komutacija se više ne temelji na fiksnom vremenu, već je sinkronizirana sa stvarnim položajem rotora detektiranim prolaskom PEMS-a kroz nulu [16].

### 3.5. Model regulacije brzine

Regulacija brzine vrtnje motora temelji se na sustavu upravljanja sa zatvorenom povratnom vezom, čiji je opći model prikazan na slici 3.10. Osnovni princip rada sustava jest minimizacija pogreške  $e(s)$ , definirane kao razlika između zadane brzine  $\omega_{ref}(s)$  i procijenjene stvarne brzine  $\omega(s)$ .

Za obradu signala pogreške koristi se proporcionalno-integralni (PI) regulator. Njegova je funkcija da na temelju trenutne pogreške (proporcionalni član) i akumulirane pogreške kroz vrijeme (integralni član) generira upravljačku varijablu koja se u osnovnom modelu izravno preslikava na faktor ispune signala PWM-a. Komutacijski blok daje koristi taj faktor ispune za upravljanje signalima PWM-a na trofaznom pretvaraču koji napaja motor.

Povratna veza zatvara se preko bloka za procjenu brzine koji to čini tako što preko perioda dva prolaska PEMS-a kroz nulu izračunava brzinu vrtnje rotora.



**Slika 3.10.** Blok-shema regulacijskog sustava brzine

## 4. Eksperimentalni postav

Kako bi se provela validacija teorijskih koncepata i testirala implementacija algoritma za upravljanje brzinom vrtnje, sastavljen je eksperimentalni postav. Ovaj postav objedinjuje sve sklopovske i programske komponente potrebne za pogon i analizu rada motora BLDC. U nastavku su opisane komponente korištene u radu.

### 4.1. Električki sklop za upravljanje brzinom

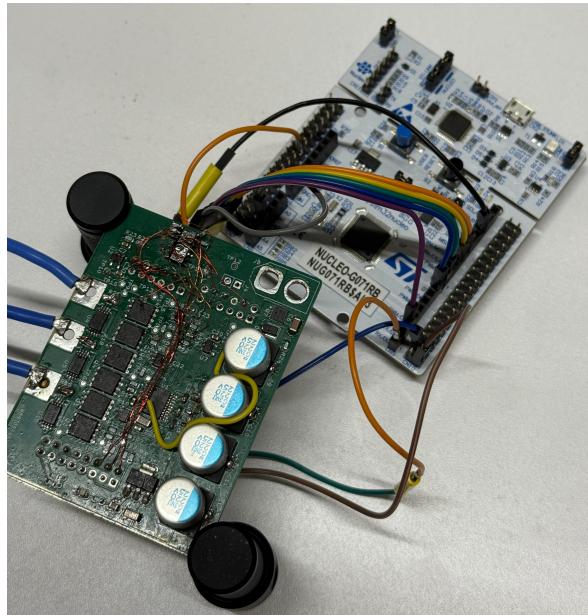
Središnji element eksperimentalnog postava je električki sklop za upravljanje brzinom motora. On objedinjuje digitalnu upravljačku logiku i pogonski sklop na dvije odvojene tiskane pločice (eng. *printed circuit board*, PCB).

Digitalna upravljačka logika implementirana je na razvojnoj pločici Nucleo-G071RB, čija je središnja komponenta mikrokontroler STM32G071RB. Njegova zadaća je izvršavanje upravljačkog algoritma što obuhvaća generiranje signala pulsno-širinske modulacije (eng. *pulse-width modulation*, PWM) za upravljanje tranzistorima snage te akviziciju i obradu signala protuelektromotorne sile za određivanje položaja rotora.

Pogonski sklop, zadužen za isporuku energije motoru, realiziran je na zasebnoj, ručno zalemljenoj tiskanoj pločici<sup>1</sup> vidljivoj na slici 4.1. Njegovu osnovu čine tri polumosta koja pogone tri faze motora. Svaki polumost sastoji se od para komplementarnih tranzistora snage tipa MOSFET. Na istoj pločici nalaze se i sklopovi za kondicioniranje signala koji obavljaju filtriranje i prilagodbu naponskih razina faznih napona. Sklop komparatora koristi se za detekciju trenutka prolaska signala PEMS-a kroz referentni napon virtualnog zvjezdišta.

---

<sup>1</sup>Dizajn tiskane pločice za potrebe ovog rada ustupio je Boris Šnajder



**Slika 4.1.** slika sklopa ESC

## 4.2. Elektromotor A2212/13T 1000KV

U eksperimentu je korišten komercijalno dostupan trofazni motor PMSM<sup>2</sup> modela A2212/13T prikazan na slici 4.2. Oznaka A2212/13T odnosi se na njegove konstrukcijske značajke. Oznaka 2212 specificira dimenzije statora: promjer od 22 mm i visinu od 12 mm. Motor ima 14 magnetskih polova na rotoru i 12 utora na statoru, što odgovara uobičajenoj konfiguraciji 14P12N za ovu vrstu motora. Riječ je o vanjskom motoru konstante brzine od 1000 KV, što specificira da motor teoretski, u neopterećenom stanju, postiže brzinu vrtnje od 1000 okretaja u minuti za svaki volt napona napajanja. Oznaka 13T odnosi se na broj namotaja na svakom polu statora, što utječe na njegove momentne i brzinske karakteristike.

## 4.3. Enkoder

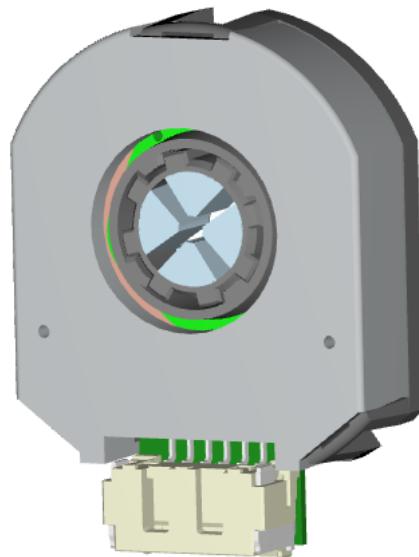
Za precizno mjerjenje stvarne brzine vrtnje i položaja rotora motora korišten je apsolutni rotacijski enkoder CUI Devices AMT223C-V (slika 4.3.). Iako se primarni algoritam upravljanja opisan u ovom radu temelji na metodi bez osjetila položaja, enkoder je u eksperimentalnom postavu imao ulogu referentnog mjernog uređaja. Podaci dobiveni

<sup>2</sup>Mnogi proizvođači ne pridržavaju se službene terminologije. Iako u opisu proizvoda piše da je riječ o motoru BLDC, testiranje osciloskopom pokazalo je da motor zapravo ima sinusni valni oblik PEM-a, karakterističan za motore PMSM. Kao što je već rečeno, korištenje takvog motora za ovaj rad u potpunosti je prihvatljivo.



**Slika 4.2.** slika motora A2212/13T (slika zaslona sa: [https://www.rhydolabz.com/documents/26/BLDC\\_A2212\\_13T.pdf](https://www.rhydolabz.com/documents/26/BLDC_A2212_13T.pdf))

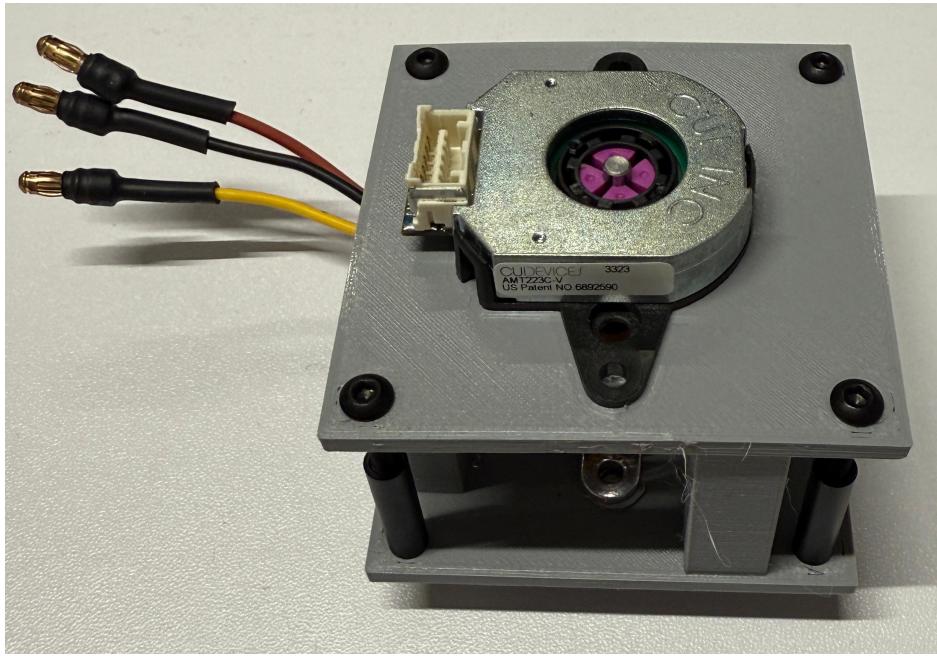
s enkodera služili su za praćenje kuta između statora i rotora, za praćenje trajanja pojedinih koraka te za praćenje trenutaka detektiranih prolazaka kroz nulu.



**Slika 4.3.** slika zaslona 3D modela enkodera AMT223C-V (slika zaslona sa: <https://www.sameskydevices.com/product/resource/3dmodel/amt22-series>)

Kako bi se osigurala mehanička stabilnost i pouzdano centriranje enkodera na osu vinu motora, s pomoću tehnologije 3D tiska izrađeno je prilagođeno kućište koje fiksira

enkoder i motor u koaksijalan položaj prikazano na slici 4.4.



**Slika 4.4.** fotografija 3D tiskanog kućišta i enkodera AMT223C-V

## 4.4. Mjerni instrumenti

Tijekom razvoja, testiranja i analize sustava korištena je standardna laboratorijska mjerna oprema. Kao izvor napajanja za električki sklop i motor služilo je laboratorijsko napajanje, koje je osiguravalo stabilan i podesiv istosmjerni napon. Za analizu signala korišteni su digitalni osciloskop i logički analizator. Digitalnim osciloskopom obavljena je vizualizacija i mjerjenje analognih signala, kao što su valni oblici faznih napona, signali protuektromotorne sile i izlazi komparatora. Za praćenje i analizu digitalnih signala upotrijebljen je logički analizator Saleae, primarno za dekodiranje podataka o položaju s enkodera te praćenje pomoćnih signala tijekom otklanjanja pogrešaka. Uz navedene instrumente, digitalni multimetar korišten je za osnovna mjerjenja istosmjernog napona, struje i otpora prilikom sastavljanja i provjere ispravnosti električkog sklopa.

## 4.5. Programska podrška

Uz skloposke komponente i mjerne instrumente, u radu je korištena i programska podrška za simulaciju električkih krugova, za obradu i vizualizaciju mjernih podataka te za pojednostavljeno upravljanje brzinom vrtnje. U fazi istraživanja teme, ponašanje

ključnih dijelova pogonskog sklopa simulirano je u alatu LTspice. To je omogućilo bolje razumijevanje koncepata poput ponašanja struje pri različitim tehnikama primjene signala PWM-a na upravljanje (odjeljak 3.2.).

Podaci prikupljeni s enkodera su uvezeni, obrađeni i vizualizirani s pomoću programskog paketa MATLAB. Obrada u MATLAB-u omogućila je uvid u promjene kuta kroz vrijeme, trajanje svakog pojedinačnog koraka, trenutke detektiranog prolaska kroz nulu te odziv brzine kroz vrijeme što je olakšalo i ubrzalo proces razvoja algoritma.

Za upravljanje brzinom vrtnje korištena je jednostavna skripta napisana u jeziku Python za slanje tražene brzine na sklop ESC te primanje trenutačne brzine rotora preko sučelja UART.

## 5. Implementacija

Ovo poglavlje opisuje programsku implementaciju sustava za upravljanje brzinom vrtjene motora BLDC bez osjetila položaja. Prikazana je arhitektura programskog rješenja, konfiguracija korištenih perifernih jedinica mikrokontrolera STM32G071RB te programska realizacija algoritma za upravljanje i regulaciju brzine. Implementacija se temelji na teorijskim konceptima opisanim u poglavlju 3. i odnosi se na sklopolje korišteno u eksperimentalnom postavu.

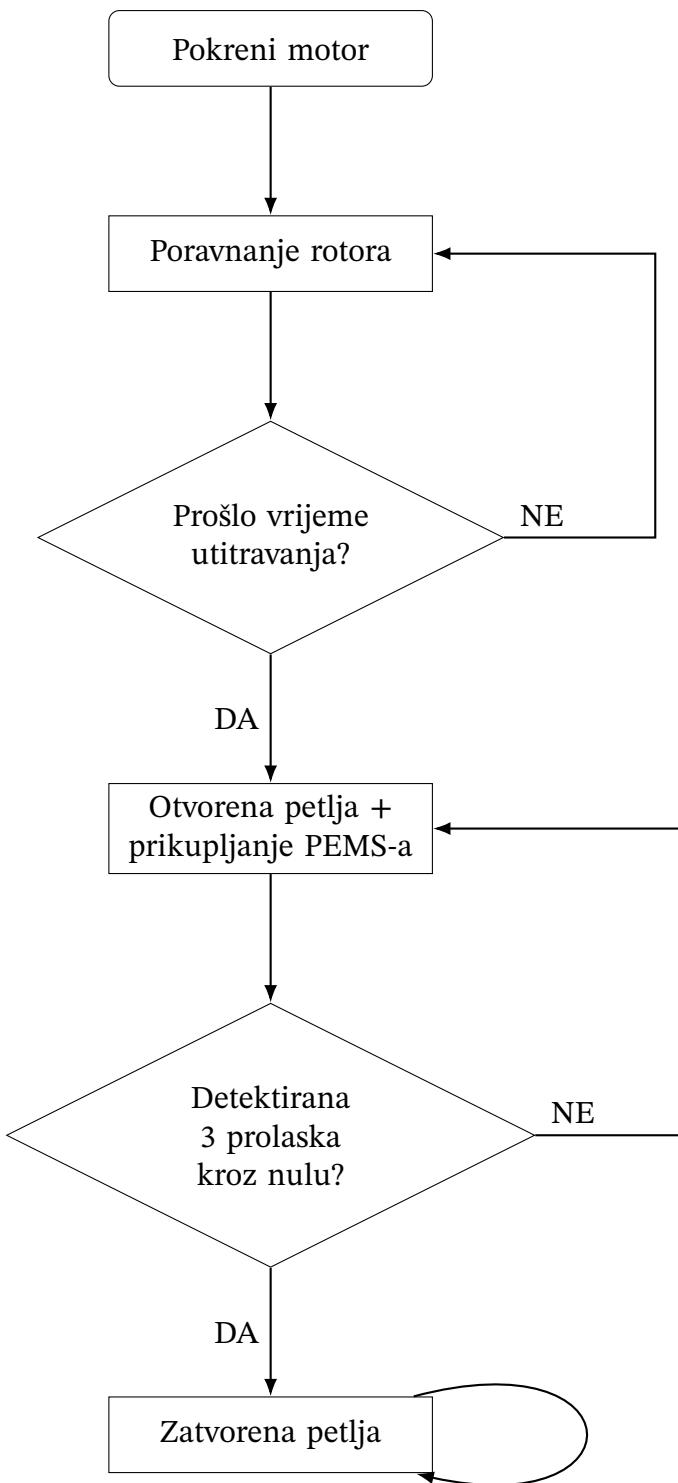
### 5.1. Arhitektura programskog rješenja

Programsko rješenje implementirano je izravno na sklopolju (eng. *bare-metal*), bez korištenja operacijskog sustava radi postizanja minimalnog kašnjenja i direktne kontrole nad hardverom. Cjelokupna arhitektura temelji se na beskonačnoj petlji unutar glavne funkcije te na sustavu prekida za obradu vremenski kritičnih događaja.

Sustav je vođen prekidima (eng. *interrupt-driven*). Operacije koje zahtijevaju precizno vremensko izvršavanje, poput generiranja signala PWM-a, detekcije protuelektromotorne sile i same komutacije, iniciraju se i obrađuju unutar prekidnih rutina hardverskih tajmera. Glavna programska petlja služi za obradu događaja koji su signalizirani iz prekidnih rutina putem globalnih zastavica. Ovakav pristup minimizira vrijeme provedeno unutar prekidnih rutina i omogućuje izvršavanje složenije obrade podataka u glavnom dijelu programa.

Rad sustava sastoji se od nekoliko faza koje su opisane u odjeljku 3.4. te prikazane na slici 5.1.

Prijelazi između ovih faza rada upravljeni su programskom logikom unutar glavne petlje, a uvjetovani su proteklim vremenom i brojem uspješnih detekcija PEMS-a.



**Slika 5.1.** Dijagram faza upravljanja komutacijom (prilagođeno prema [3])

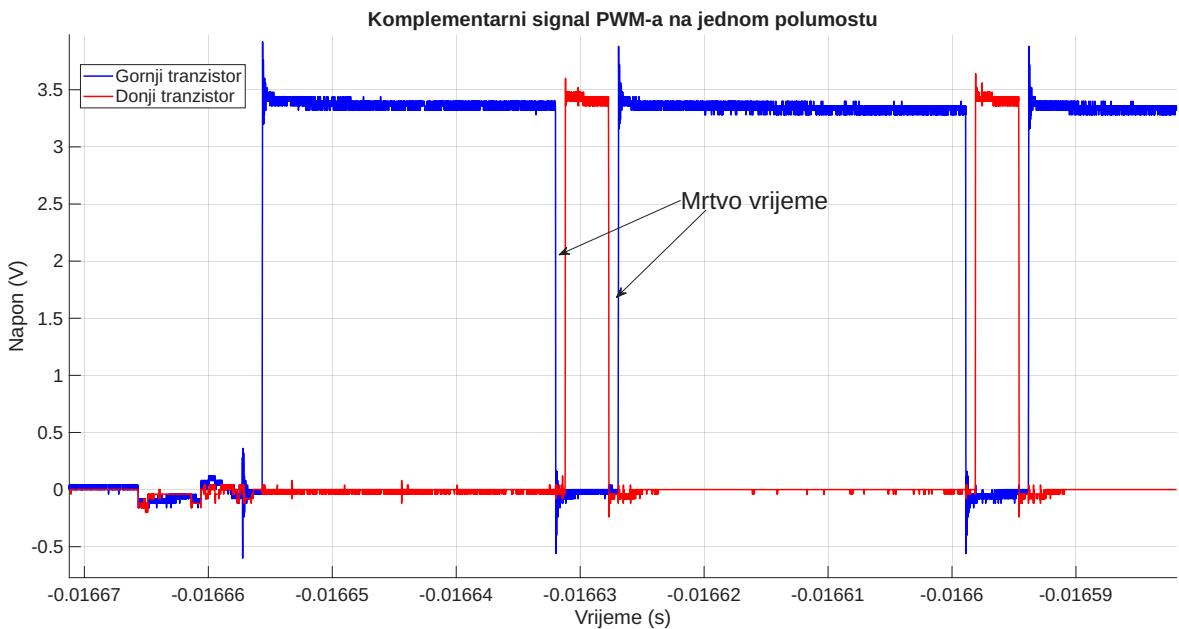
## 5.2. Konfiguracija perifernih jedinica mikrokontrolera

Za realizaciju sustava upravljanja brzinom korištene su ključne periferne jedinice mikrokontrolera: napredni tajmer TIM1 za generiranje signala PWM-a, općenamjenski tajmeri

TIM3, TIM15, TIM17 za vremensko upravljanje i uzorkovanje, te sučelje USART za komunikaciju.

### 5.2.1. Generiranje signala PWM-a

Za upravljanje trofaznim mosnim pretvaračem, teorijski opisanim u odjeljku 3.2., koristi se napredni tajmer TIM1, konfiguriran za generiranje tri para komplementarnih signala PWM-a. Jedan par komplementarnih signala prikazan je na slici 5.2. Frekvencija signala PWM-a postavljena je na 30 kHz. Ova frekvencija izabrana je radi povećavanja broja detekcije PEMS-a i izbjegavanja čujnog područja. Za sprječavanje pojave kratkog spoja (eng. *shoot-through*) unutar polumostova pretvarača, na tajmeru je sklopoški implementirano mrtvo vrijeme (eng. *dead time*) u trajanju od 50 taktova sistemskog sata. Upravljanje pojedinim izlazima signala PWM-a ostvareno je direktnim upisom u registre tajmera čime se postiže brza kontrola nad aktivnim fazama motora.

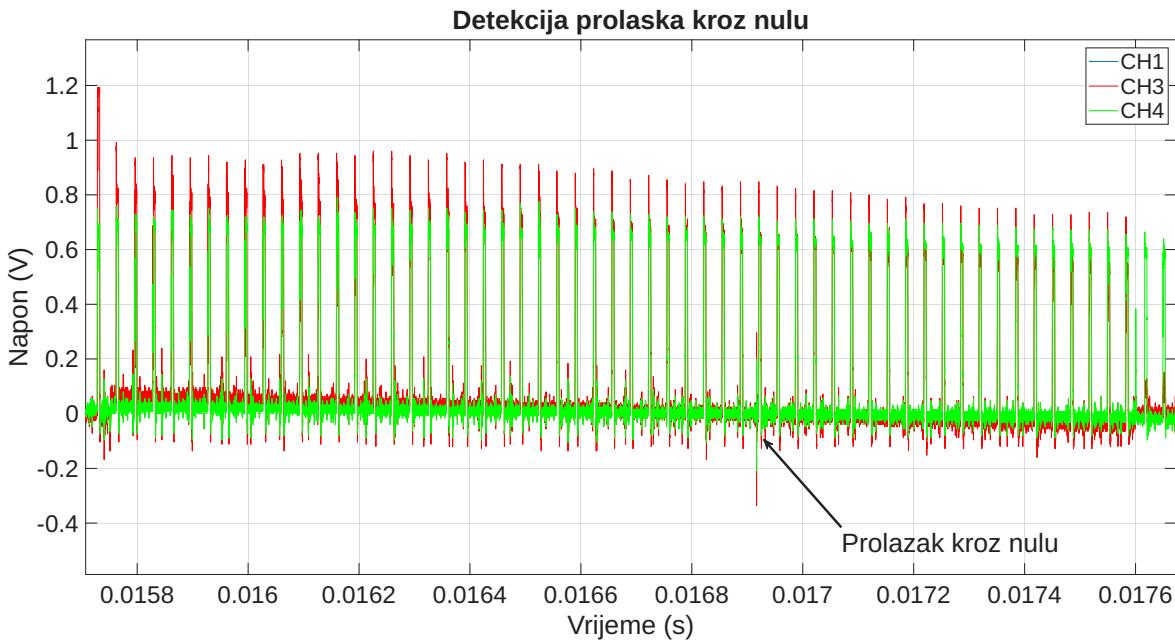


**Slika 5.2.** Komplementarni signal PWM-a na jednom polumostu snimljen osciloskopom

### 5.2.2. Akvizicija signala protuektromotorne sile

Detekcija prolaska PEMS-a kroz nulu temelji se na očitavanju digitalnih izlaza vanjskih sklopova komparatora. Kako bi se implementirala strategija uzorkovanja u intervalu niske razine signala PWM-a, teorijski opisana u odjeljku 3.3., primijenjena je metoda sinkroniziranog uzorkovanja. Akvizicija signala prikazana je na slici 5.3. gdje je napon

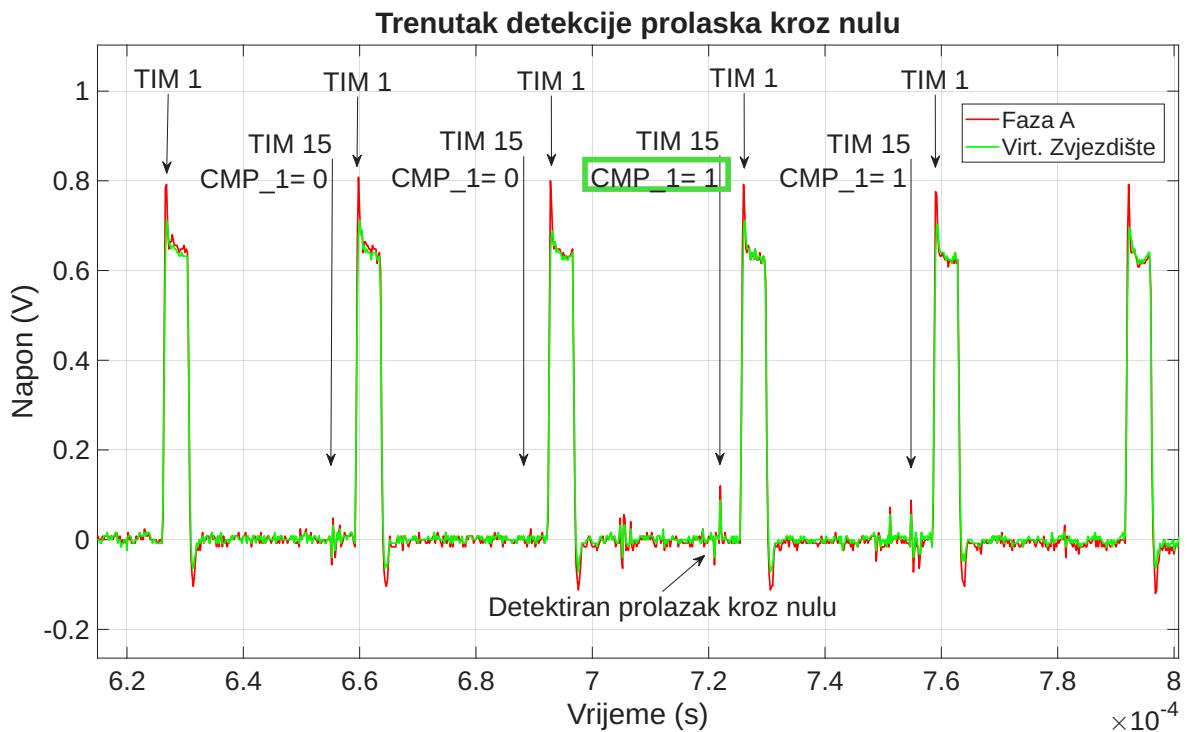
faze prikazan crvenom bojom, a napon virtualnog zvjezdišta zelenom bojom. Uvećana snimka prolaska kroz nulu prikazana je na slici 5.4. Glavni tajmer signala PWM-a TIM1 nakon svakog ciklusa okida pomoći tajmer TIM15, koji je konfiguriran u jednokratnom modu rada (eng. *one-pulse mode*). Prekidna rutina tajmara TIM15 izvršava se pred sam kraj neaktivnog dijela ciklusa signala PWM-a. U tom trenutku, kada nema aktivnog sklapanja, struja recirkulira kroz donji tranzistor polumosta i inducirani napon je najstabilniji za mjerjenje. Unutar te prekidne rutine očitava se stanje na odgovarajućem GPIO pinu (CMP1\_Pin, CMP2\_Pin ili CMP3\_Pin), ovisno o trenutačnom komutacijskom koraku.



**Slika 5.3.** Snimka neopterećene faze i virtualnog zvjezdišta sa osciloskopom

### 5.2.3. Komunikacijsko sučelje

Za komunikaciju sa sustavom koristi se sučelje USART2, konfiguirirano za rad pri brzini od 115 200 bit/s. Prijenos podataka je automatiziran korištenjem direktnog pristupa memoriji (eng. *direct memory access*, DMA). Sustav je konfiguriran da preko kanala DMA kontinuirano prima dva bajta podataka. Nakon primitka, u prekidnoj rutini HAL\_UART\_RxCpltCallback ta dva bajta se spajaju u 16-bitnu vrijednost koja predstavlja novu zadalu brzinu vrtnje. Istovremeno, sustav periodično šalje trenutačnu procijenu brzinu vrtnje nazad prema nadređenom sustavu, također koristeći DMA, čime se omogućuje nadzor rada motora u stvarnom vremenu.



Slika 5.4. Snimka trenutka prolaska kroz nulu

### 5.3. Implementacija algoritma upravljanja i regulacije

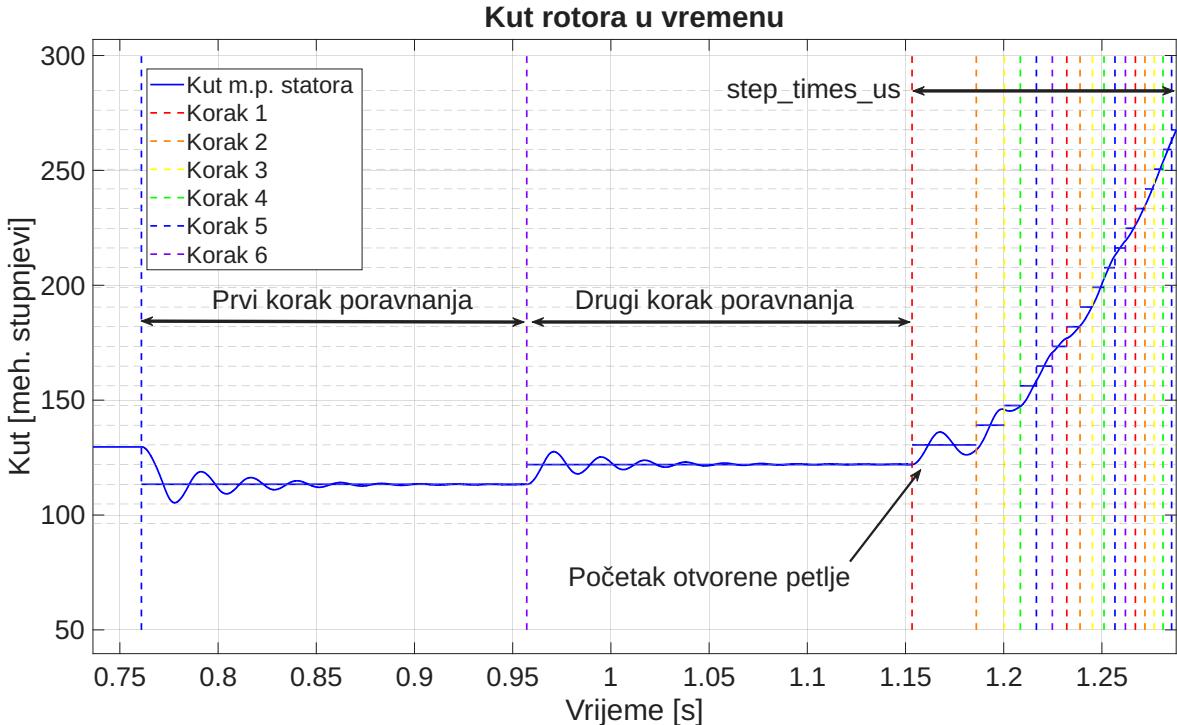
Algoritam upravljanja objedinjuje konfiguirirane periferne jedinice u sustav za pokretanje i vrtnju motora. Programska logika implementira slijed pokretanja, prijelaz iz otvorenog u zatvoreni krug upravljanja te na kraju i regulaciju brzine, prateći teorijski model opisan u poglavljju 3.

#### 5.3.1. Poravnanje i rad u otvorenoj petlji

Pokretanje motora iz mirovanja, kako je teorijski obrazloženo u odjeljku 3.4., započinje s poravnanjem rotora. Rotor se može nalaziti u položaju koji je za  $180^\circ$  stupnjeva pomaknut od željenog smjera magnetskog polja, što bi rezultiralo neuspješnim poravnanjem. Zbog toga se izvode dva početna, vremenski relativno dugačka koraka komutacije, svaki u trajanju od približno 260 ms, vidljiva na slici 5.5.

Nakon poravnanja, sustav prelazi u fazu rada u otvorenoj petlji. U ovoj fazi, komutacija se izvodi prisilno pozivima funkcije `motor_step`, a vremenski razmak između koraka se postepeno smanjuje prema unaprijed određenoj akceleracijskoj rampi definiranoj u tablici `step_times_us`. Na slici 5.5. naznačeni su koraci koji se određuju po tablici.

Kako se frekvencija komutacije povećava, rotor zbog svoje tromosti počinje zaostajati za rotirajućim magnetskim poljem statora naznačeno na slici 5.6. Time se postiže poželjni kut koji omogućuje detekciju prolaska PEMS-a kroz nulu. Vrijedi napomenuti da, kako rotor s vremenom sve više kasni, prilika za detekciju prolaska kroz nulu traje svega nekoliko koraka. Stoga je bitno pouzdano detektirati i zabilježiti sve prolaške kroz nulu u tom periodu.

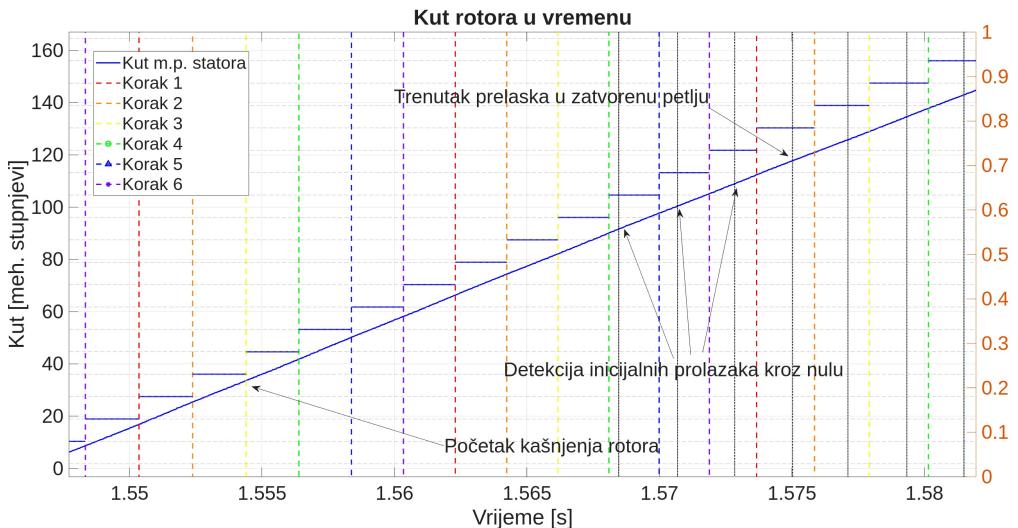


**Slika 5.5.** Graf kuta rotora u vremenu pri pokretanju motora

### 5.3.2. Prijelaz u zatvorenu petlju i sinkronizacija komutacije

Prijelaz iz otvorene u zatvorenu petlju događa se nakon što sustav uspješno detektira minimalni broj uzastopnih prolazaka PEMS-a kroz nulu (`ZC_CNT_MIN = 3`). U tom trenutku, upravljanje vremenom komutacije se prebacuje s fiksne tablice na dinamički izračun temeljen na stvarnom položaju rotora prikazano na slici 5.6.

Sinkronizacija komutacije s položajem rotora u zatvorenoj petlji, prilagođena prema metodi sinkronizacije opisane u dokumentu AN2355 [3], ostvarena je preciznim vremenskim slijedom događaja. Ciklus započinje detekcijom prolaska PEMS-a kroz nulu unutar prekidne rutine tajmera TIM15. Tada se poziva funkcija `handle_zero_crossing` koja bilježi trenutačnu vrijednost brojača komutacijskog tajmera TIM3 i postavlja zastavicu `zc_flag`. Na tu zastavicu reagira glavna petlja, koja izračunava period između dva



**Slika 5.6.** Graf kuta rotora u vremenu pri prelasku motora u zatvorenu petlju

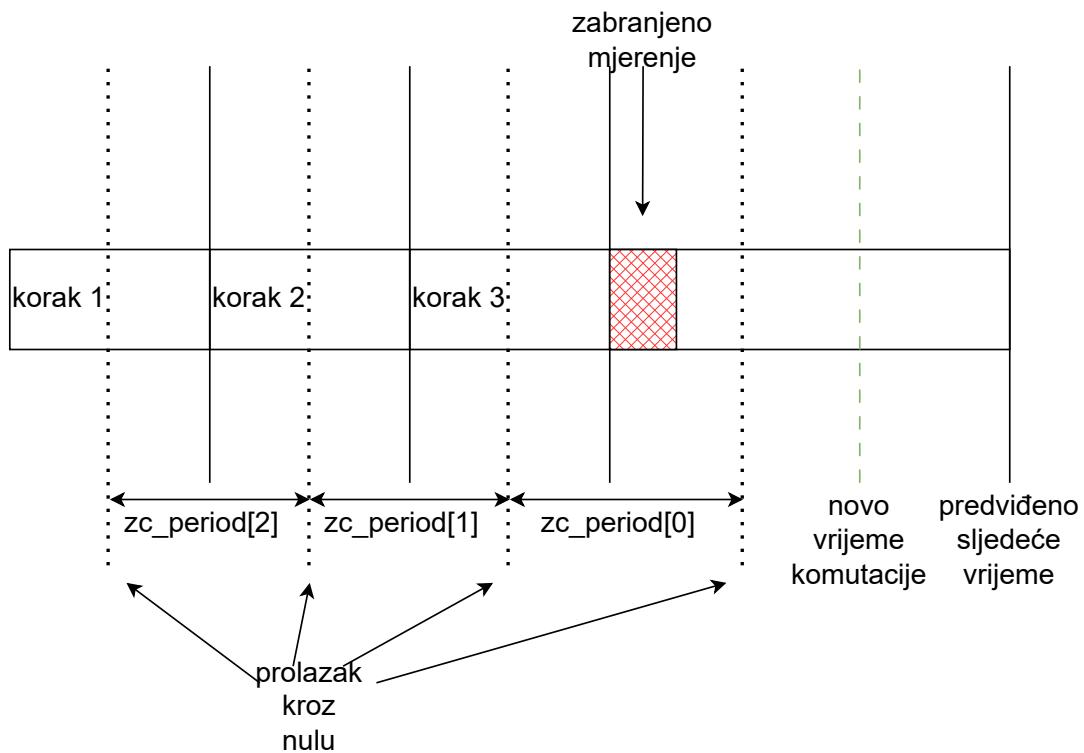
prolaska kroz nulu te, koristeći taj podatak i empirijski određen koeficijent faznog pomaka, određuje vremensku odgodu do iduće komutacije što je prikazano na slici 5.7. Izračunata vrijednost odgode upisuje se kao novi period u tajmer TIM3. Po isteku zadanog vremena, TIM3 generira prekid u kojem se postavlja zastavica `commutate_flag`, što signalizira glavnoj petlji da izvrši sljedeći poziv funkcije `motor_step` i time zatvori ciklus.

### Obrada rubnih slučajeva

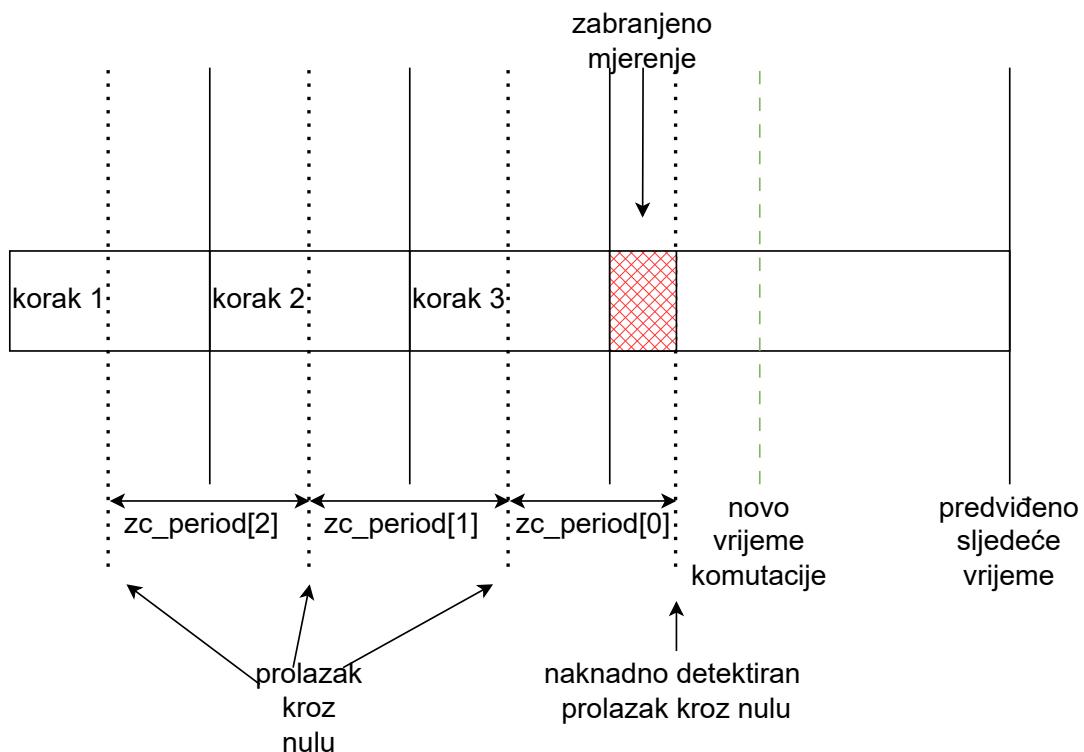
Tijekom naglih promjena brzine ili opterećenja, može doći do desinkronizacije. Implementirana su dva mehanizma za oporavak. Ako rotor urani i prolazak kroz nulu se dogodi *prije* prozora za detekciju, sustav to registrira te proglaši trenutak na početku prozora detekcije kao prolazak kroz nulu (slika 5.8.). Ovo efektivno skraćuje trajanje trenutačnog koraka, čime se stator ubrzava i pokušava "pobjeći" rotoru. S druge strane, ako rotor kasni i prolazak kroz nulu se ne dogodi unutar prozora, sustav označava kraj prozora kao trenutak detekcije (slika 5.9.), čime se sljedeći korak produžuje, a polje statora usporava i "čeka" rotor. Ove korekcije osiguravaju stabilnost upravljačke petlje.

### 5.3.3. Regulacija brzine u zatvorenoj petlji

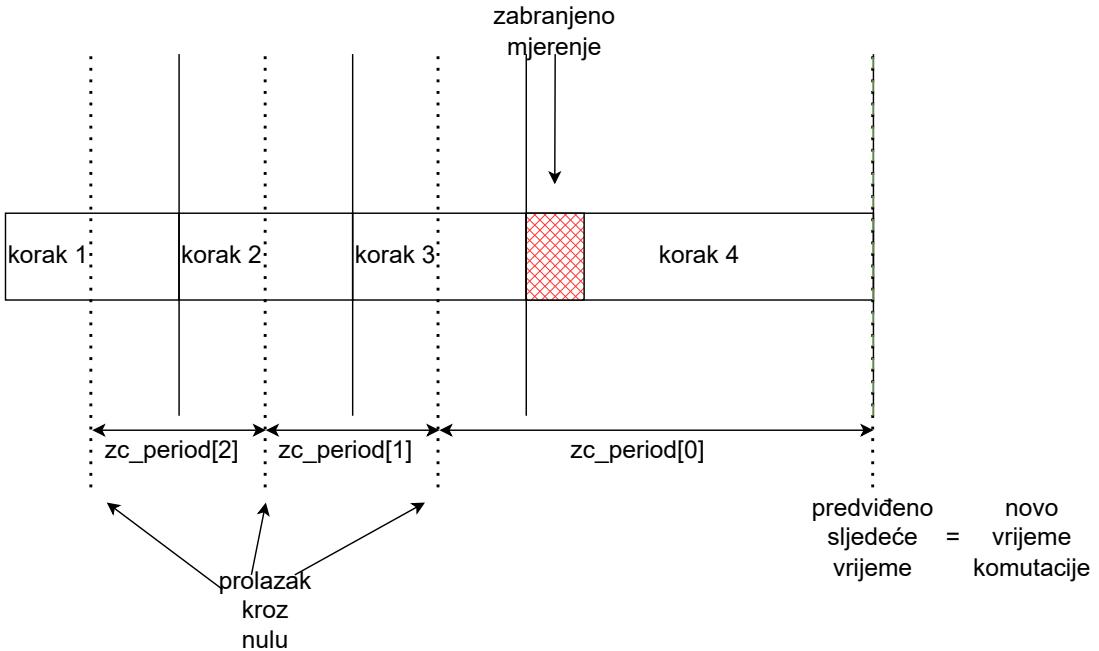
Nakon uspješnog prijelaza u zatvorenu petlju, aktivira se vanjska regulacijska petlja koja održava brzinu vrtnje motora na zadanoj vrijednosti, sukladno modelu prikazanom u



**Slika 5.7.** Vremenski dijagram detekcije prolaska kroz nulu (prilagođeno prema [3])



**Slika 5.8.** Vremenski dijagram rubnog slučaja ranjenja (prilagođeno prema [3])



**Slika 5.9.** Vremenski dijagram rubnog slučaja kašnjenja (prilagođeno prema [3])

odjeljku 3.5.

### Procjena brzine vrtnje

Brzina rotora izračunava se na temelju vremena između dvije uzastopne detekcije prolaska PEMS-a kroz nulu. To vrijeme, spremljeno u varijablu `zc_period`, odgovara periodu od 60 električnih stupnjeva. Kako bi se ublažile oscilacije i dobila stabilna procjena, primijenjen je digitalni filter tipa pomicnog prosjeka (eng. *moving average*). U red (`queue_t`) pohranjuje se zadnjih šest izmjerениh perioda, što odgovara jednom punom električnom okretaju, te se iz njihovog prosjeka računa procijenjena brzina. Brzina u okretajima u minuti (RPM) računa se prema izrazu:

$$\omega_{RPM} = \frac{60 \cdot f_{timer}}{N_{pp} \cdot 6 \cdot T_{avg}} \quad (5.1)$$

gdje je  $f_{timer}$  frekvencija tajmera TIM3,  $N_{pp}$  broj parova polova motora, a  $T_{avg}$  prosječan broj taktova tajmera za jedan komutacijski korak. Kako bi se optimizirali proračuni u stvarnom vremenu, u kodu je predizračunata konstanta `RPM_CONSTANT`:

$$\text{RPM\_CONSTANT} = \frac{60 \cdot f_{\text{timer}}}{N_{pp} \cdot 6} \quad (5.2)$$

Za frekvenciju tajmera  $f_{\text{timer}}$  od 8 MHz te broj parova polova  $N_{pp}$  od 7 (za motor A2212), vrijednost konstante iznosi 11428571, kao što je prikazano u implementaciji na slici 5.10.

---

```

1 // Definicija konstante
2 const uint32_t RPM_CONSTANT = 11428571;
3
4 // Izracun prosjecnog perioda (T_avg)
5 current_com_period =
6     (context.last_steps.queue[0]) + (context.last_steps.queue[1]) +
7     (context.last_steps.queue[2]) + (context.last_steps.queue[3]) +
8     (context.last_steps.queue[4]) + (context.last_steps.queue[5]);
9 current_com_period /= 6;
10
11 // Izracun brzine pomocu konstante
12 current_speed = (uint32_t)(RPM_CONSTANT / current_com_period);

```

---

**Slika 5.10.** Implementacija izračuna brzine s pomoću predizračunate konstante.

## Digitalna implementacija PI regulatora

Budući da mikrokontroler STM32G071RB nema jedinicu za računanje s pomičnim zarezom (eng. *floating-point unit*, FPU), regulator je implementiran korištenjem aritmetike s nepomičnim zarezom (eng. *fixed-point*). Korišten je format Q12, gdje se 32-bitni cijeli broj interpretira tako da 12 najnižih bitova predstavlja decimalni dio, kao što je prikazano u isječku koda 5.11.

Regulator se izvršava periodički, a okida ga tajmer TIM17. Funkcija `PID_calculate` računa pogrešku kao razliku između zadane (`target_speed`) i procijenjene trenutačne brzine (`current_speed`). Na temelju te pogreške i empirijski podešenih pojačanja ( $K_P = 4$ ,  $K_I = 0.006$ ), izračunava se nova izlazna vrijednost. Ta vrijednost se preslikava na faktor ispune signala PWM-a (vrijednost između `DUTY_MIN` i `DUTY_MAX`) i upisuje u odgovarajući *compare* registar tajmera TIM1. Implementiran je i *anti-windup* mehanizam koji ograničava akumulaciju integralnog člana pogreške (`error_sum`) kada je izlaz regulatora zasićen, čime se poboljšava odziv sustava pri velikim promjenama zadane brzine.

---

```

1 // Isjecak iz funkcije PID_calculate u datoteci pid.c
2 int32_t PID_calculate(PIDController *pid, int32_t setpoint,
3                         int32_t measurement) {
4     // Greska u broju okretaja (counts)
5     int32_t error_counts = setpoint - measurement;
6
7     // Normalizacija greske u Q12 format (per-unit)
8     int32_t error_q12 = ((int64_t)error_counts << Q) / INPUT_SCALE;
9
10    // --- Proporcionalni clan ---
11    int32_t P_q12 = ((int64_t)pid->Kp * error_q12) >> Q;
12
13    // --- Integralni clan s anti-windup proujerom ---
14    pid->error_sum += ((int64_t)pid->Ki * error_q12) >> Q;
15    if (pid->error_sum > pid->integral_limit)
16        pid->error_sum = pid->integral_limit;
17    if (pid->error_sum < -pid->integral_limit)
18        pid->error_sum = -pid->integral_limit;
19    int32_t I_q12 = pid->error_sum;
20
21    // --- Ukupni izlaz (P + I) u Q12 formatu ---
22    int32_t u_q12 = P_q12 + I_q12;
23
24    // Skaliranje iz Q12 formata na raspon faktora ispune
25    int32_t output = pid->output_min +
26        (int32_t)((int64_t)u_q12 * (pid->output_max - pid->output_min)) >> Q;
27
28    // Ogranicavanje izlaza (saturation)
29    if (output > pid->output_max) output = pid->output_max;
30    if (output < pid->output_min) output = pid->output_min;
31
32    return output;
33}

```

---

**Slika 5.11.** Implementacija PI regulatora aritmetikom s nepomičnim zarezom.

## **6. Usporedba ostvarene implementacije s postojećim rješenjem**

Kako bi se dobio dojam o radnim karakteristikama ostvarene implementacije, provedena je usporedba njezinih radnih karakteristika s komercijalno dostupnim elektroničkim sklopom za upravljanje brzinom. Cilj je ove usporedbe dokumentirati razlike u izvedbi koje proizlaze iz različitih sklopoških i programske pristupa.

Za potrebe usporede korišteni su komercijalno dostupan sklop SimonK 30A, koji radi na frekvenciji signala PWM-a od 8 kHz, te sklop korišten u ovom radu, koji radi na frekvenciji signala PWM-a od 30 kHz.

Usporedba se temelji na mjerenu vanjskih pokazatelja izvedbe u identičnim uvjetima.

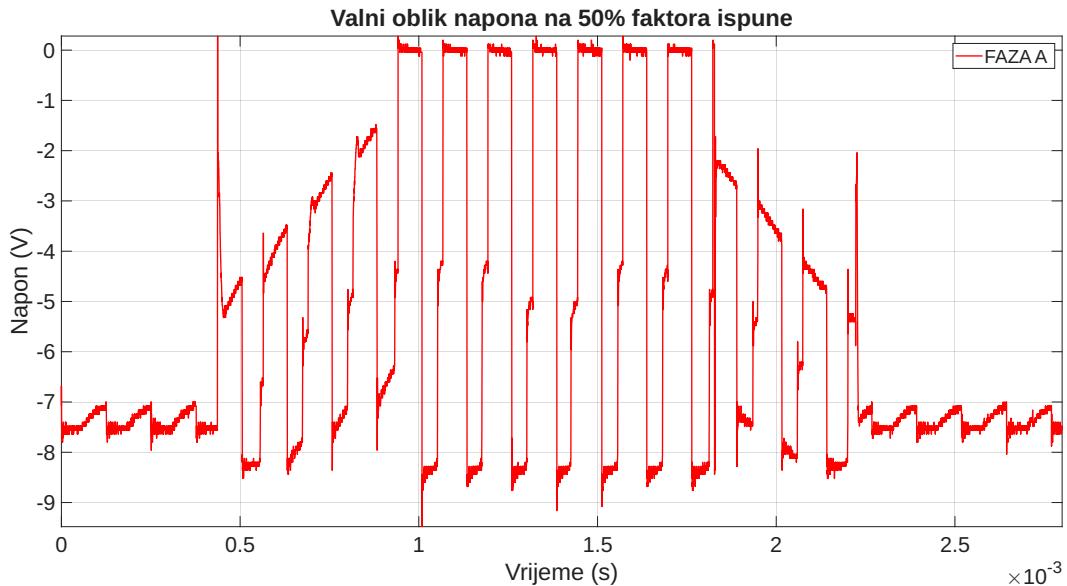
### **6.1. Metodologija testiranja**

Sva mjerena provedena su na eksperimentalnom postavu opisanom u poglavljju 4., koristeći isti elektromotor (A2212/13T 1000KV) i laboratorijski izvor napajanja postavljen na konstantan napon od 7.4 V, s ograničenjem struje od 3.23 A. Brzina vrtnje mjerena je pomoću osciloskopa očitavanjem perioda jednog komutacijskog koraka. Testovi su provedeni sa standardnim propelerom označenim sa 1045 i bez njega.

### **6.2. Analiza faznog napona**

Vizualna analiza valnog oblika napona na jednoj od faza motora potvrđuje da oba sklopa koriste trapeznu metodu upravljanja. Glavna uočljiva razlika, prikazana na slikama 6.1.b

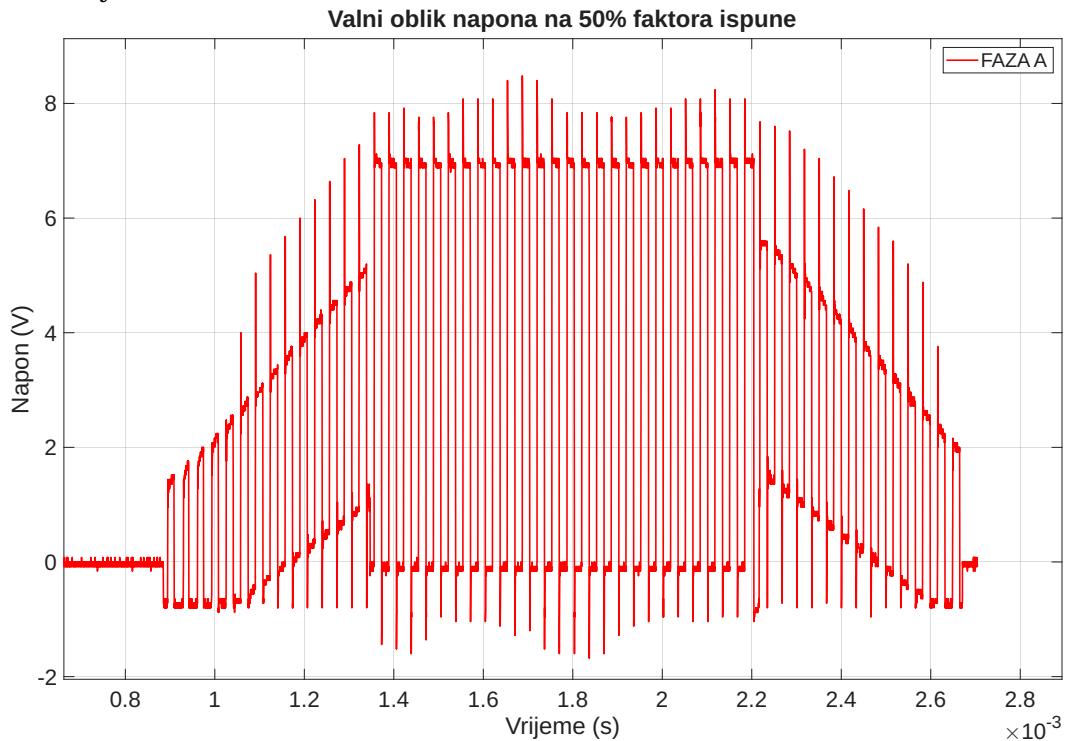
i 6.1.a, jest u gustoći preklapanja signala PWM-a. Valni oblik komercijalnog rješenja je grublji, što je posljedica niže frekvencije od 8 kHz. Suprotno tome, rješenje razvijeno u ovom radu, s frekvencijom od 30 kHz, generira znatno finiji valni oblik s manje izraženim šumom.



(a) Valni oblik napona<sup>a</sup> sklopa SimonK

---

<sup>a</sup>Napon je negativan jer sklop funkcioniра на тај начин, овде је граф зrcалjen ради лакшег уочавања сличности



(b) Valni oblik napona implementiranog rješenja

## 6.3. Usporedba radnih karakteristika

Radne karakteristike oba sklopa usporedjene su mjerjenjem brzine vrtnje pri različitim faktorima ispune, sa i bez opterećenja. Rezultati su sažeti u tablici 6.1.

Tablica 6.1. Usporedba brzine vrtnje (RPM) za komercijalni i implementirani sklop

Faktor ispune	Bez propeleru		S propelerom 1045	
	SimonK	Implementirani	SimonK	Implementirani
5%	-	307	-	309
10%	1400	703	720	484
20%	3800	1270	1500	1096
50%	5900	3203	3130	2607
63.5%	-	-	6520*	-
77%	-	-	-	3650*
98%	-	5714	-	-
100%	6520	-	-	-

\*Maksimalna brzina postignuta prije nego je dosegnuto ograničenje struje napajanja.

Iz rezultata je vidljivo da komercijalno rješenje SimonK postiže višu maksimalnu brzinu vrtnje, posebice pod opterećenjem. Međutim, implementirano rješenje pokazuje značajno šire radno područje pri niskim brzinama. Minimalna stabilna brzina vrtnje za implementirano rješenje iznosi oko 300 RPM, dok SimonK ne može stabilno raditi ispod 700 RPM s opterećenjem.

Također, primjetno je da je odziv brzine na promjenu faktora ispune kod implementiranog rješenja linearniji, dok kod sklopa SimonK dolazi do naglog skoka brzine na samom početku radnog područja.

Treba napomenuti da su maksimalne brzine pod opterećenjem ograničene strujom izvora napajanja od 3.23 A. SimonK je dosegnuo limit pri 63.5 % faktora ispune, dok ga je implementirano rješenje doseglo pri 77 %. Uzme li se u obzir postignuta maksimalna brzina gdje sklop SimonK postiže skoro dvostruko veću brzinu od implementiranog rješenja, može se donijeti zaključak da je sklop SimonK znatno efikasniji.

## 6.4. Sažetak usporedbe

Usporedbom ključnih pokazatelja izvedbe, utvrđeno je da komercijalno rješenje SimonK nudi znatno bolje radne karakteristike u pogledu maksimalne brzine vrtnje i efikasnosti.

Pod opterećenjem, SimonK postiže gotovo dvostruko veću brzinu pri istom strujnom ograničenju, što ukazuje na znatno efikasniju pretvorbu električne u mehaničku snagu. Očit uzrok ove razlike leži u radnoj frekvenciji signala PWM-a. Niža frekvencija od 8 kHz kod komercijalnog sklopa rezultira manjim sklopnim gubicima na tranzistorima, što je ključno za efikasnost pri visokim opterećenjima. S druge strane, viša frekvencija od 30 kHz, korištena u ovom radu, iako osigurava finiji valni oblik napona i bolju linearnost, uzrokuje veće sklopne gubitke koji umanjuju ukupnu iskoristivost sustava.

Implementirano rješenje jest pokazalo određene prednosti, poput stabilnijeg rada pri vrlo niskim brzinama vrtnje i linearnijeg odziva na promjenu upravljačkog signala. Ipak, za primjenu kod bespilotnih letjelica, gdje su maksimalni potisak i visoka efikasnost od primarne važnosti, ove karakteristike imaju manji značaj.

## 7. Zaključak

U sklopu ovog diplomskog rada uspješno je istražen, projektiran i implementiran sustav za upravljanje brzinom vrtnje istosmjernog motora bez četkica. Rad je obuhvatio teorijsku analizu principa rada motora te praktičnu realizaciju algoritma za upravljanje bez osjetila položaja rotora. Taj algoritam uključuje metodu komutacije u šest koraka, sinkronizirano uzorkovanje protuelektromotorne sile za detekciju položaja rotora te PI regulaciju brzine, a implementiran je na mikrokontroleru STM32G071RB.

Implementirani programski kod, temeljen na metodi komutacije u šest koraka, poka-zao je punu funkcionalnost. Ostvaren je pouzdan slijed pokretanja motora, od početnog poravnjanja rotora, preko ubrzanja u otvorenoj petlji, do stabilnog rada u zatvorenoj petlji s PI regulacijom brzine.

Provedena usporedba s komercijalno dostupnim rješenjem SimonK 30A dala je ključan uvid u radne karakteristike ostvarene implementacije. Komercijalno rješenje postiglo je višu maksimalnu brzinu i bolju iskoristivost, što se primarno pripisuje radu na nižoj frekvenciji signala PWM-a od 8 kHz i posljedično manjim sklopnim gubicima. S druge strane, rješenje razvijeno u ovom radu, s frekvencijom od 30 kHz, pokazalo je prednosti u vidu šireg radnog područja pri niskim brzinama.

Ovaj rad uspješno je demonstrirao cjelokupan proces razvoja elektroničkog sklopa za upravljanje brzinom. Iako ostvareno rješenje u pogledu efikasnosti ne konkurira optimiziranim komercijalnim proizvodima, ono predstavlja uspješnu realizaciju kompleksnog sustava upravljanja u stvarnom vremenu te pruža platformu za daljnja istraživanja.

Budući rad mogao bi se usmjeriti na optimizaciju radne frekvencije signala PWM-a kako bi se pronašao bolji kompromis između sklopnih gubitaka i kvalitete upravljanja. Također, integracija upravljačke logike i pogonskog sklopa na jedinstvenu tiskanu plo-

čicu smanjila bi dimenzije sustava.

## Literatura

- [1] R. Austin, *Unmanned Aircraft Systems: UAVS Design, Development and Deployment.* Chichester, UK: Wiley, 2010.
- [2] O. Solomon i P. Famouri, “Dynamic performance of a permanent magnet brushless dc motor for uav electric propulsion system - part i”, u *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, 2006., str. 1400–1405. <https://doi.org/10.1109/IECON.2006.347808>
- [3] NXP Semiconductors, “3-phase bldc motor control with hall sensors”, NXP Semiconductors, Application Note AN2355, 2005., pristupljeno: 1. srpnja 2025. [Mrežno]. Adresa: <https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN2355.pdf>
- [4] Leksikografski zavod Miroslav Krleža. (2007) elektromotor, beskolektorski. Tehnički leksikon, mrežno izdanje. [Mrežno]. Adresa: <https://tehnicki.lzmk.hr/clanak/elektromotor-beskolektorski>
- [5] D. Mohanraj, R. Aruldavid, R. Verma, K. Sathiyasekar, A. B. Barnawi, B. Chokkalingam, i L. Mihet-Popa, “A review of bldc motor: State of art, advanced control techniques, and applications”, *IEEE Access*, sv. 10, str. 54 833–54 869, 2022. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3175011>
- [6] Leksikografski zavod Miroslav Krleža. (2007) elektromotor sa stalnim magnetima. Tehnički leksikon, mrežno izdanje. [Mrežno]. Adresa: <https://tehnicki.lzmk.hr/clanak/elektromotor-sa-stalnim-magnetima>
- [7] D. van Niekerk, “Design, development and testing of a solar-powered unmanned aerial vehicle for remote sensing applications”, M.Tech Dissertation, Cape Peninsula University of Technology, 2023., pristupljeno: 1. srpnja

2025. [Mrežno]. Adresa: [https://www.researchgate.net/publication/380743096\\_MTECH\\_Dissertation\\_of\\_Daniel\\_van\\_Niekerk\\_Final\\_Version](https://www.researchgate.net/publication/380743096_MTECH_Dissertation_of_Daniel_van_Niekerk_Final_Version)

- [8] Joe Evans, Ph.D, "The three phase induction motor", <http://www.pumped101.com/motorintro.pdf>, pristupljen: 1. srpnja 2025.
- [9] N. Padmaraja, "Brushless dc (bldc) motor fundamentals", Microchip Technology Inc., Application Note AN885, 2003., pristupljen: 1. srpnja 2025. [Mrežno]. Adresa: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00885a.pdf>
- [10] FAULHABER MICROMO LLC. (2024., 3) Datasheet: 3216...bxth series brushless dc-servomotors. [Mrežno]. Adresa: [https://www.faulhaber.com/fileadmin/Import/Media/EN\\_3216\\_BXTH\\_DFF.pdf](https://www.faulhaber.com/fileadmin/Import/Media/EN_3216_BXTH_DFF.pdf)
- [11] maxon group. (2024., 3) Ec 8 brushless dc motor. [Mrežno]. Adresa: [https://www.maxongroup.com/medias/sys\\_master/root/9399220961310/Cataloge-Page-EN-203.pdf](https://www.maxongroup.com/medias/sys_master/root/9399220961310/Cataloge-Page-EN-203.pdf)
- [12] A. Hughes i B. Drury, *Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications*, 4. izd. Newnes, 2013.
- [13] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. Boca Raton: CRC Press, 2010.
- [14] B. Akin i M. Bhardwaj, "Sensorless trapezoidal control of bldc motors", Texas Instruments, Application Report SPRABQ7A, September 2015., revidirano u rujnu 2015. Pristupljen: 2. srpnja 2025. [Mrežno]. Adresa: <https://www.ti.com/lit/an/sprabq7a/sprabq7a.pdf>
- [15] STMicroelectronics, "Sensorless bldc motor control and bemf sampling methods with st7mc", STMicroelectronics, Application Note AN1946, 2007., pristupljen: 2. srpnja 2025. [Mrežno]. Adresa: [https://www.st.com/resource/en/application\\_note/cd00020086-sensorless-bldc-motor-control-and-bemf-sampling-methods-with-st7mc-stmicroelectronics.pdf](https://www.st.com/resource/en/application_note/cd00020086-sensorless-bldc-motor-control-and-bemf-sampling-methods-with-st7mc-stmicroelectronics.pdf)
- [16] M. Re-casens, "Accurate startup techniques for the amt49406", Allegro MicroSystems, Application Note 296259, 2021., pristupljen: 2. srpnja 2025.

[Mrežno]. Adresa: <https://www.allegromicro.com/-/media/files/application-notes/an296259-amt49406-accurate-startup-techniques.pdf>

# Sažetak

## **Upravljanje brzinom vrtnje istosmjernih motora bez četkica kod bespilotnih letjelica**

Vlado Perković

Ovaj diplomska rad obrađuje električko upravljanje brzinom istosmjernih motora bez četkica prvenstveno namijenjenih za bespilotne letjelice. Fokus je na razvoju i implementaciji upravljanja motorom bez osjetila korištenjem metode komutacije u šest koraka.

Detaljno je opisana metoda komutacije u šest koraka te tehnikе pulsno-širinske modulacije za upravljanje naponom i strujom motora. Objasnjena je detekcija protuelektromotorne sile za dobivanje informacije o položaju rotora, te su opisane faze pokretanja i rada motora, od početnog poravnjanja do prelaska na zatvorenu petlju. Implementirano je rješenje upravljanja brzinom na odabranom sklopolju koje uključuje sklop za električko upravljanje brzine, motor A2212/13T 1000KV i razvojnu pločicu Nucleo-G071RB s mikrokontrolerom STM32G071RB.

**Ključne riječi:** istosmjerni motor bez četkica; BLDC; električko upravljanje brzinom; ESC; bespilotne letjelice; dronovi; komutacija u šest koraka; protuelektromotorna sila; PEMS; upravljanje bez osjetila

# **Abstract**

## **Electronic speed control of a brushless DC motor for drones**

Vlado Perković

This thesis addresses the electronic speed control of brushless DC motors, primarily intended for unmanned aerial vehicles. The focus is on the development and implementation of sensorless motor control using the six-step commutation method.

The six-step commutation method and pulse-width modulation techniques for motor voltage and current control are described in detail. Counter-electromotive force detection for obtaining rotor position information is explained, and the motor's startup and operating phases, from initial alignment to closed-loop transition, are detailed. The speed control solution is implemented on selected hardware, which includes an electronic speed controller, an A2212/13T 1000KV motor, and a Nucleo-G071RB development board with an STM32G071RB microcontroller.

**Keywords:** brushless DC motor; BLDC; electronic speed control; ESC; unmanned aerial vehicles; UAV; drones; six-step commutation; back-electromotive force; back-EMF; sensorless control