

SVEUČILIŠTE U ZAGREBU  
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

DIPLOMSKI RAD br. 1976

**VEKTORSKO UPRAVLJANJE SINKRONIM MOTOROM U  
LINEARNOM I NELINEARNOM REŽIMU**

Vito Papa

Zagreb, lipanj 2020.

SVEUČILIŠTE U ZAGREBU  
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

DIPLOMSKI RAD br. 1976

**VEKTORSKO UPRAVLJANJE SINKRONIM MOTOROM U  
LINEARNOM I NELINEARNOM REŽIMU**

Vito Papa

Zagreb, lipanj 2020.

Zagreb, 13. ožujka 2020.

## **DIPLOMSKI ZADATAK br. 1976**

Pristupnik: **Vito Papa (0036491772)**  
Studij: Elektrotehnika i informacijska tehnologija  
Profil: Elektroničko i računalno inženjerstvo  
Mentor: prof. dr. sc. Damir Seršić

Zadatak: **Vektorsko upravljanje sinkronim motorom u linearnom i nelinearnom režimu**

### Opis zadatka:

U okviru diplomskog zadatka potrebno je realizirati vektorsko upravljanje sinkronim motorom, usklađeno sa smjerom magnetskog polja (eng. Field Oriented Control, FOC). Upravljač motora mora koristiti SiC MOSFET sklopke, koje rade u maksimalno brzom načinu rada. Trofazni pulsno širinski modulator (eng. Pulse Width Modulator, PWM) realizirati s mogućnošću kontinuiranog prelaska između 3 režima rada: linearni sinusni, linearni s utisnutim trećim harmonikom te nelinearni režim rada s utiskivanjem viših harmonika. Estimacija vektora struje mora biti usklađena s pobudom, odnosno režimom modulacije. Algoritme simulirati u programskom jeziku MATLAB, te realizirati u stvarnom vremenu na odabranom ugradbenom računalu u programskom jeziku C/C++.

Rok za predaju rada: 30. lipnja 2020.



## Sadržaj

|                                                                  |    |
|------------------------------------------------------------------|----|
| Uvod .....                                                       | 1  |
| 1. Teorijska pozadina.....                                       | 2  |
| 1.1. Sinkroni motori.....                                        | 2  |
| 1.2. Inverter.....                                               | 4  |
| 1.2.1. Topologija trofaznog invertera .....                      | 5  |
| 1.3. Tehnike upravljanja radom motora.....                       | 6  |
| 1.4. FOC .....                                                   | 7  |
| 1.4.1. Određivanje direktne i kvadraturene komponente .....      | 7  |
| 1.4.2. Shematski prikaz rada FOC-a.....                          | 11 |
| 1.5. Režimi rada električnog motora s dodanim harmonicima.....   | 12 |
| 1.5.1. Linearan režim rada s utisnutim trećim harmonikom.....    | 13 |
| 1.5.2. Nelinearan režim rada s utisnutim višim harmonicima ..... | 14 |
| 2. Sklopovlje.....                                               | 17 |
| 2.1. MOSFET i SiC MOSFET sklopke .....                           | 17 |
| 2.1.1. Karakteristike SiC MOSFET-a.....                          | 18 |
| 2.1.2. Gubici .....                                              | 20 |
| 2.2. Odabrane komponente .....                                   | 25 |
| 2.3. Termalni dizajn.....                                        | 27 |
| 2.4. Mikrokontroler .....                                        | 31 |
| 2.4.1. AD konverter .....                                        | 31 |
| 2.5. Opis sheme sklopa .....                                     | 33 |
| 2.5.1. Niskonaponski konektor .....                              | 34 |
| 2.5.2. Napajanja .....                                           | 34 |
| 2.5.3. MOSFET driveri.....                                       | 37 |
| 2.6. Fizički dizajn tiskane pločice .....                        | 42 |

|        |                                                         |    |
|--------|---------------------------------------------------------|----|
| 2.7.   | Završna razmatranja o dizajnu sklopovlja .....          | 45 |
| 3.     | Programska podrška .....                                | 46 |
| 3.1.   | Opis arhitekture sustava.....                           | 46 |
| 3.1.1. | Programska potpora za mikrokontroler i sklopovlje ..... | 47 |
| 3.2.   | Programska potpora za upravljanje motorom.....          | 51 |
| 3.2.1. | Inicijalizacijska funkcija.....                         | 53 |
| 3.2.2. | Radna funkcija.....                                     | 53 |
| 3.3.   | Završna razmatranja o programskoj podršci .....         | 57 |
| 4.     | Testiranje .....                                        | 58 |
| 4.1.   | Testiranje programske podrške.....                      | 58 |
| 4.2.   | Testiranje sklopovlja .....                             | 60 |
| 4.2.1. | Opis mjernog sustava .....                              | 60 |
| 4.2.2. | Mjerenje performansi sustava.....                       | 62 |
| 4.3.   | Režimi rada.....                                        | 65 |
| 4.4.   | Završna razmatranja o testiranju.....                   | 70 |
|        | Zaključak .....                                         | 71 |
|        | Literatura .....                                        | 72 |
|        | Sažetak.....                                            | 74 |
|        | Summary.....                                            | 75 |
|        | Privitak .....                                          | 76 |

# Uvod

Cilj ovog diplomskog rada je dizajniranje, izrada i provjera funkcionalnosti visokonaponskog trofaznog invertera i izrada pripadne programske podrške, a u svrhu vektorske kontrole rada sinkronih trofaznih motora.

Iako slični uređaji već postoje na tržištu, ovim radom ispituju se mogućnosti povećavanja performansi i minimiziranja troškova. Upravo zato je rad osmišljen tako da hardverski obuhvaća široki raspon ulaznih parametara, a programska potpora dizajnirana je da se jednostavno može prebaciti na druge platforme i prilagoditi konkretnim zahtjevima korisnika. U dizajniranju uređaja obuhvaćeni su i realni uvjeti na tržištu, pa rad ne predstavlja teorijsku idealizaciju problema, već praktično rješenje.

Rad obuhvaća izradu i hardverskog i softverskog dijela, pa će dio rada biti posvećen hardverskoj problematici. Programska podrška omogućava tri režima kontrole rada električnog motora:

- linearni režim rada, za koji generirani napon prati oblik sinusa,
- linearni režim rada s utisnutim trećim harmonikom,
- nelinearni režim rada s utisnutim višim harmonicima.

Namjena razvijanja različitih kontrola rada električnog motora je poboljšavanje njegovih performansi isključivo programskim algoritmima.

Diplomski rad je realiziran na Zavodu za elektroničke sustave i obradbu informacija FER-a i u tvrtki Spyrosoft Solutions d.o.o. Tvrtka Spyrosoft je jednim dijelom sponzorirala i mentorirala ovaj rad kao istraživački projekt za proširivanje ponude proizvoda i usluga na tržištu.

# 1. Teorijska pozadina

## 1.1. Sinkroni motori

U novije vrijeme električna vozila postaju sve popularnija zbog mnogih razloga, naročito ekoloških (smanjenje stakleničkih plinova), ergonomskih (znatno su tiša od vozila s motorom na unutarnje izgaranje i jednostavnija su za korištenje) i ekonomskih (manje cijene energenta).[1] [2]

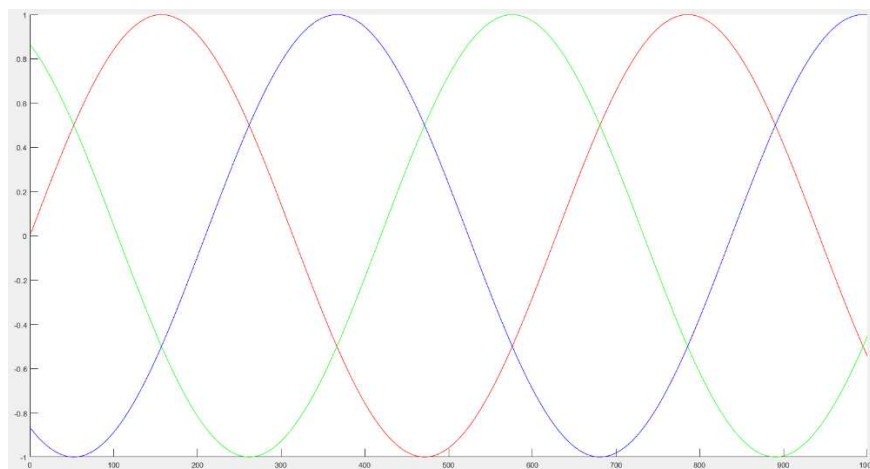
Većina električnih vozila koristi trofazne sinkrone motore s permanentnim magnetima zbog boljih karakteristika s obzirom na druge vrste električnih motora. Zato se dizajn i kontrola upravljanja u ovom radu odnosi upravo na ovu vrstu motora.[3]

Sinkroni motori su električni motori u kojima izmjenična struja dovedena na zavojnice statora stvara rotacijsko magnetsko polje. Rotor sadrži magnete, te ga rotacijsko magnetsko polje pokreće. Sinkroni motori se zovu sinkroni jer je frekvencija rotacije rotora proporcionalna frekvenciji pobude. Broj okretaja motora ovisi o frekvenciji pobudne izmjenične struje i broju parova magnetskih polova rotora.

Trofazni motor, tj općenitije, trofazni sustav je sustav kojeg pobuđuju tri signala koji su međusobno pomaknuti u fazi za  $120^\circ$ .

Radom ovih motora nastaje protu-elektromotorna sila (engl. Back EMF). Krivulja te inducirane elektromotorne sile može biti trapezoidalnog i sinusoidalnog oblika, ovisno o konstrukciji motora. Efikasna kontrola motora mora uzeti u obzir oblik ove krivulje.[4]

Na slici (Sl. 1.1) prikazana je trofazna pobuda, a formulama (1) prikazani su pripadni sinusni valni oblici.



Sl. 1.1 Tri sinusoidalna signala s pomakom od  $120^\circ$

$$U_a = A_a \sin(\omega t)$$

$$U_b = A_b \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (1)$$

$$U_c = A_c \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right)$$

Sinkroni motor možemo opisati s dvije veličine, direktnom i kvadraturnom komponentom impedancije. Izravna komponenta impedancije  $X_d$  povezana je s magnetskim efektom okomitim na smjer magnetskog polja rotora, a kvadraturna komponenta  $X_q$  povezana je s magnetskim efektom u smjeru magnetskog polja rotora. Izravna komponenta određuje magnetski tok, a kvadraturna moment koje sinkroni motor može proizvesti. Moment će biti maksimalan kada je izravna komponenta jednaka nuli. [7]

U električnim vozilima izvori napona su istosmjerni i odabir sinkronog motora nužno zahtijeva ugradnju invertera.

## 1.2. Inverter

Inverter je općenit naziv za uređaj koji pretvara istosmjernu struju u izmjeničnu. Inverteri se primjenjuju u solarnim elektranama, za pretvorbu istosmjerne u izmjeničnu struju pogodnu za puštanje u gradsku mrežu, za pričuvne generatore, koji se pokreću ako gradska mreža padne, u električnim vozilima, za pretvorbu istosmjernog napona baterije u izmjenični pogodan za pokretanje motora. [5]

Proces pretvorbe može se bazirati na mehaničkim efektima ili primjeni poluvodiča. Postoje naponski i strujni inverteri. Ulazni i izlazni napon, frekvencija i snaga invertera ovise o željenoj primjeni. Uobičajeno se koriste za više napone i struje. Niskonaponski ekvivalent zove se oscilator.

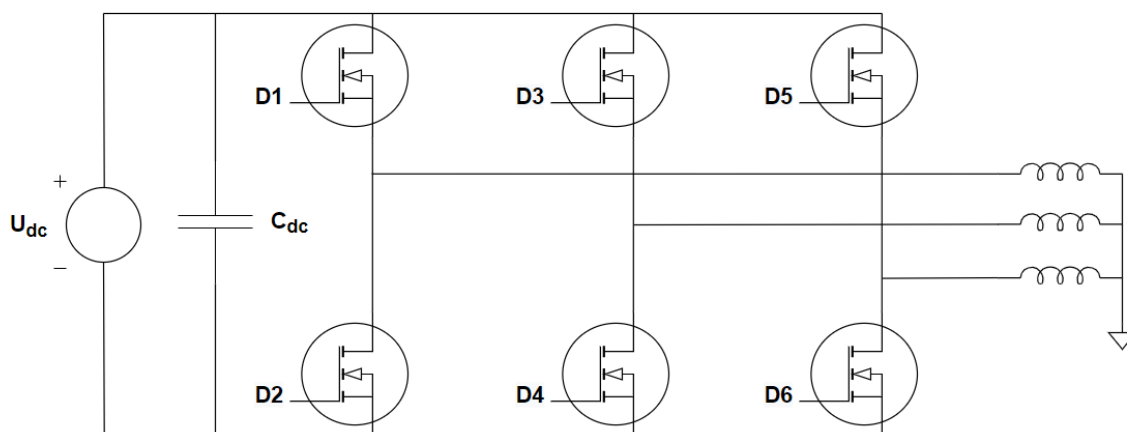
Mjera čistoće sinusnog vala proizvedenog inverterom iskazuje se pomoću THD (Total harmonic distortion), omjera efektivne vrijednosti prvog harmonika (željene frekvencije) i neželjenih viših harmonika prikazano izrazom(2). [6]

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_{n\_rms}^2}}{V_{1\_rms}} \quad (2)$$

Većina invertera koristi se za dobivanje izlaznog napona konstantne amplitude i frekvencije. Izuzetak tome su inverteri dizajnirani za pokretanje električnih motora električnih vozila, jer, s obzirom na to da moment i brzina vrtnje električnog motora ovise o frekvenciji i amplitudi napona, inverter mora imati sposobnost mijenjati te parametre kroz vrijeme.

### 1.2.1. Topologija trofaznog invertera

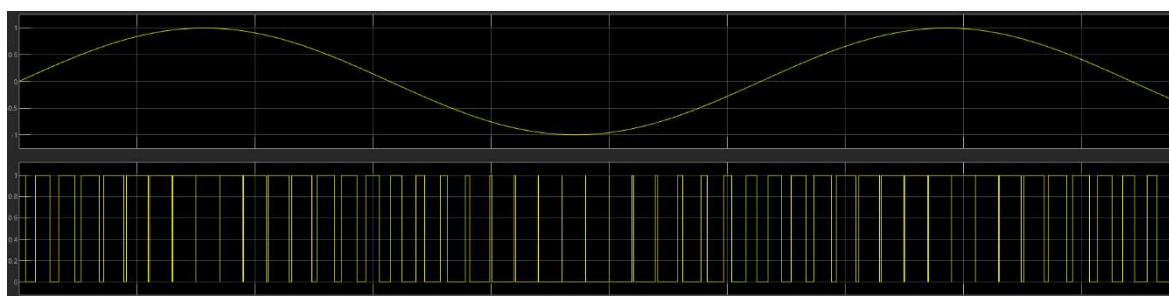
Jedan od proizvoda ovog rada je trofazni naponski poluvodički inverter. Njegova uloga je pretvorba niskonaponskog digitalnog signala u visokonaponski digitalni signal. Slika (Sl. 1.2) prikazuje osnovnu shemu trofaznog invertera.



Sl. 1.2 Shema trofaznog invertera

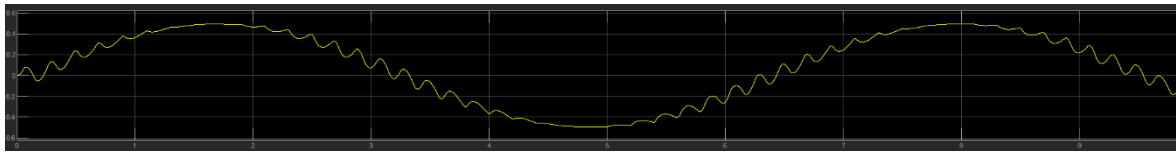
Tu pretvorbu inverter ostvaruje paljenjem i gašenjem sklopki koje kontrolira upravljački sklop (mikrokontroler).

Upravljački sklop od željenog valnog oblika signala radi aproksimaciju pomoću pulсно širinske modulacije (engl. PWM). Osnova PWM modulacije je promjena duljine trajanje pulsa unutar konstantnog perioda. Uobičajeno se omjer vremena trajanja visoke razine pulsa naspram cijelog perioda zove radni dio ciklusa (duty cycle). Slika (Sl. 1.3) pokazuje primjer željenog sinusoidalnog valnog oblika i ekvivalentni generirani PWM signal.



Sl. 1.3 Sinusni signal i generirani PWM signal

Kontrola motora pomoću invertera je moguća jer se motor zbog velikog induktiviteta ponaša kao niskopropusni filter za električnu struju, pa krajnji oblik struje na nekom proizvoljnom električnom motoru možemo prikazati slikom (Sl. 1.4) .



Sl. 1.4 Signal na električnom motoru

Ta „tromost“ električnog motora vrijedi samo ako je frekvencije PWM signala 4-12 puta veća od frekvencije željenog valnog oblika [1]. Krajnji THD ovisit će o fizičkoj izvedbi invertera i samog električnog motora i frekvenciji PWM signala.

### 1.3. Tehnike upravljanja radom motora

Tehnike upravljanja radom motora mogu se podijeliti na : sinusne (skalarne ili vektorske) i trapezoidalne (otvorena ili zatvorena petlja).

Tema ovog rada je vektorsko upravljanje sinkronim motorima. Osnovna razlika između skalarnog i vektorskog upravljanja je to što je skalarno upravljanje kontrola sinkronog motora bez povratne veze. Inverter generira valni oblik zadane amplitude i frekvencije a motor ga pokušava „pratiti“. Ovakav način upravljanja pogodan je za uporabu motora s konstantnim opterećenjem i brzinom motora. Najveći nedostatak skalarne tehnike je što se ne mjere promjene opterećenja motora, pa je motor podložan katastrofalnim kvarovima. [9]

Razvoj mikrokontrolera omogućio je primjenu naprednijih algoritama za bolju kontrolu rada motora, što je osnova vektorskog upravljanja. [2]

Vektorska kontrola rada motora bazira se na mjerenju faznih struja i određivanju pripadnih komponenta, komponente koja stvara moment i komponente koja stvara polje. Najpoznatije dvije metode za vektorsku kontrolu su DTC i FOC.

DTC (Direct Torque Control) se bazira na mjerenju struje faza, a bez mjerenja stvarnog trenutnog položaja rotora. Vektori magnetskog toka i momenta električnog motora estimiraju se pomoću teorije električnih motora i izmjerenih podataka.

Upravljanje preko orijentacije polja – FOC (engl. Field Oriented Control) pruža pouzdanije upravljanje od DTC-a jer se položaj rotora ne estimira nego mjeri. Uporaba FOC-a u odnosu

prema DTC-u rezultira manjom valovitošću struja, a time i momenta motora, manjim šumom i boljom kontrolom momenta i magnetskog toka i na jako malim brzinama. Mane su mu sporiji dinamički odziv i veća kompleksnost same metode.[8][10] U ovom radu korištena je ova tehnika kontrole rada motora.

## **1.4. FOC**

Za razumijevanje FOC-a možemo krenuti s primjerom DC motora bez permanentnih magneta, s odvojenim zavojnicama za rotor i stator. Očito, ovakav tip motora omogućuje odvojenu ekscitaciju rotora i statora. Posljedično, proizvedeni moment i magnetski tok mogu se odvojeno kontrolirati. [11][3]

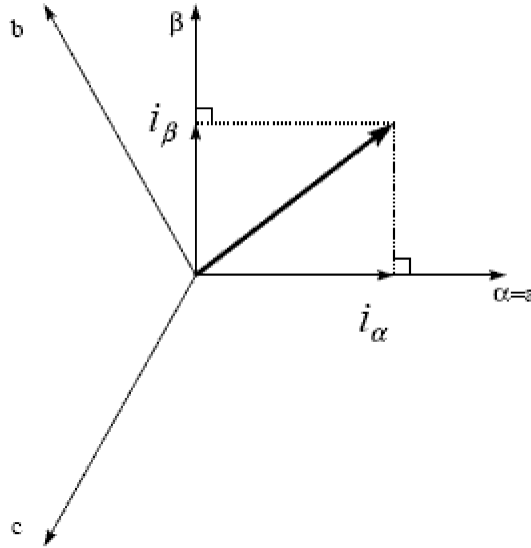
Zadatak FOC-a je da se za sinkrone i asinkrone motore te dvije komponente odvoje i kontroliraju, pri tome kao ulazne podatke na raspolaganju imamo samo izmjereni kut rotora i izmjerene iznose faznih struja.

### **1.4.1. Određivanje direktne i kvadrature komponente**

FOC se zasniva na mjerenju struja statora, tj. faznih struja. Fazne struje možemo prikazati kao tri vektora koja međusobno zatvaraju kut od  $120^\circ$ . Matematičkim transformacijama od tog trofaznog sustava ovisnog o vremenu, možemo doći do dvije veličine ( $d$  – direktna i  $q$  – kvadratura) koje reprezentiraju sustav i ne ovise su o vremenu. Transformacije koje se primjenjuju su Clarkina i Parkova koje se baziraju na analizi prostornih vektora. Clarkina transformacija interpretira trodimenzionalni koordinatni sustav kao dvodimenzionalni. Parkova transformacija pretvara dvodimenzionalni sustav ovisan o vremenu u dvodimenzionalni sustav neovisan o vremenu. [3]

### 1.4.1.1 Clarkina transformacija

Clarkina transformacija je matematička transformacija Edithe Clarke koja služi za pojednostavljivanje trofaznih sustava. Pretvara trofazni referentni sustav u dvodimenzionalni ortogonalni s dvije projekcije, alfa i beta kao na slici (Sl. 1.5). [3]



Sl. 1.5 Prikaz Clarkine transformacije

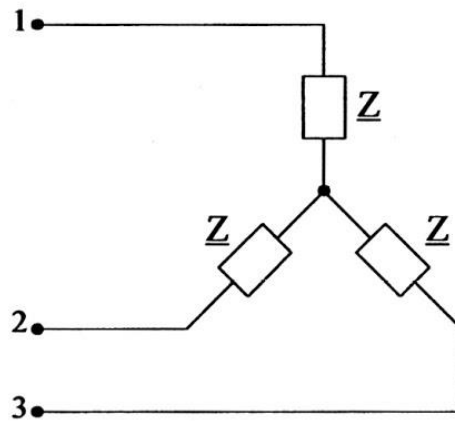
Identiteti za Clarkinu transformaciju prikazani su formulom (3):

$$i_{\alpha\beta\gamma} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

Formula za inverznu Clarkinu transformaciju (4):

$$i_{abc} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_\gamma(t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

Ove formule mogu se dodatno pojednostaviti uzevši u obzir da je zbroj struja faza na trofaznom motoru jednak nuli jer se motor može prikazati prema shemi na slici (Sl 1.6 Električna shema motora (Sl 1.6)).



Sl 1.6 Električna shema motora

Stoga nije potrebno mjeriti sve tri struje faza nego samo dvije. Mjerenje treće struje može se iskoristiti za kontrolu i kompenzaciju nepreciznosti. Pojednostavljene formule su oblika (5),(6) i (7):

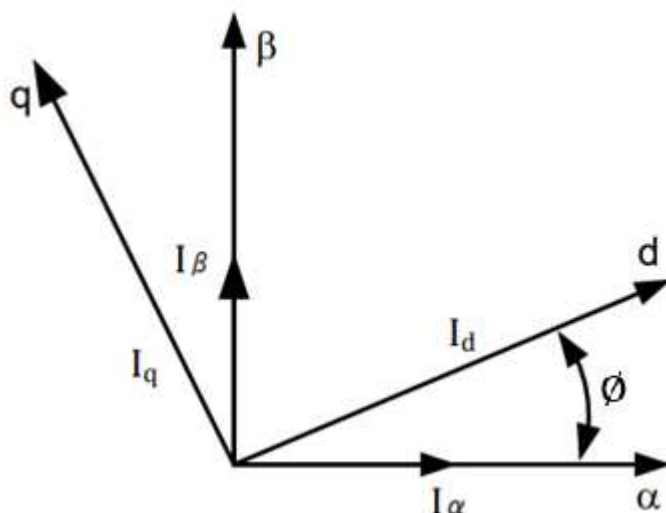
$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad (5)$$

$$I_\alpha = \frac{2}{3} (I_a) - \frac{1}{3} (I_b - I_c) \quad (6)$$

$$I_\beta = \frac{2}{\sqrt{3}} (I_b - I_c) \quad (7)$$

#### 1.4.1.2 Parkova transformacija

Robert H. Park napravio je transformaciju koja projicira dvodimenzionalni ortogonalni sustav ovisan o vremenu u rotirajući dvodimenzionalni ortogonalni sustav. Ako za rotaciju sustava uzmemo rotaciju magnetskog polja rotora električnog motora, te pretpostavimo da je  $d$  os poravnata s magnetskim tokom, slika (Sl. 1.7) prikazuje odnose referentnih osi i vektora struja. [3]



Sl. 1.7 Prikaz Parkove transformacije

$\emptyset$  je električni kut rotora,  $I_\alpha$  i  $I_\beta$  projekcije dobivene formulama (6) i (7), a  $I_d$  i  $I_q$  projekcije dobivene Parkovom transformacijom. Magnetski tok i moment motora mogu se prikazati formulama:

$$I_d = I_\alpha \cos(\emptyset) + I_\beta \sin(\emptyset) \quad (8)$$

$$I_q = I_\beta \cos(\emptyset) - I_\alpha \sin(\emptyset) \quad (9)$$

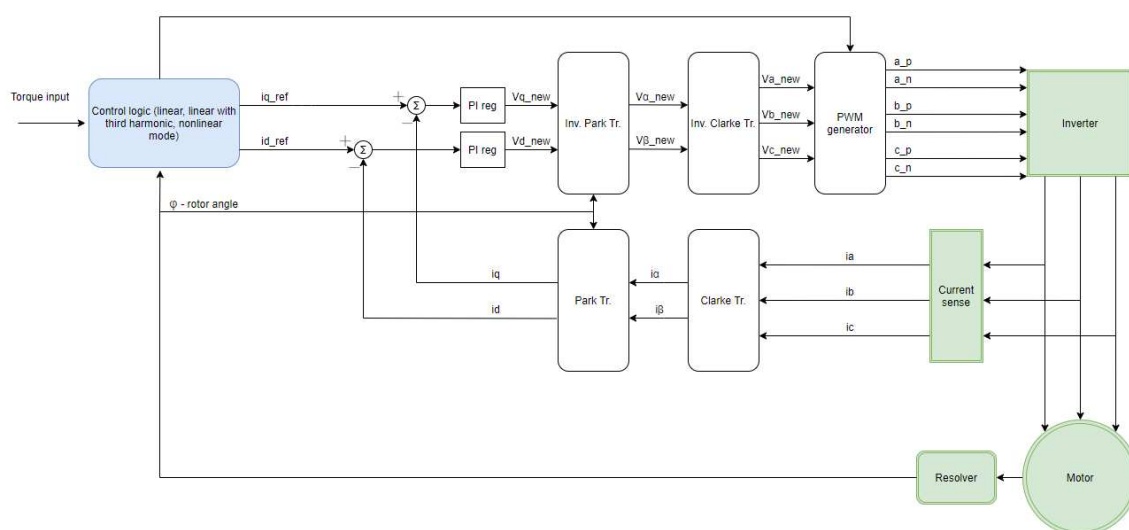
$$V_\alpha = V_d \cos(\emptyset) - V_q \sin(\emptyset) \quad (10)$$

$$V_\beta = V_q \cos(\emptyset) + V_d \sin(\emptyset) \quad (11)$$

Iz formula se vidi da komponente ovise o obje projekcije struja,  $I_\alpha$ ,  $I_\beta$  i magnetskom kutu polju rotora  $\emptyset$ . Uz točno poznavanje kuta magnetsko polja rotora,  $I_d$  i  $I_q$  postaju konstantne, tj. neovisne o vremenu. Određivanjem i zasebnom kontrolom ovih komponenata, kontrola električnog motora postaje uvelike pojednostavljena.

## 1.4.2. Shematski prikaz rada FOC-a

Shema FOC-a može se prikazati slikom (Sl. 1.8).



Sl. 1.8 Shema FOC-a

Opis modela možemo započeti s blokom „Current sense“. Mjerenjem faznih struja dobivaju se tri vrijednosti. Pomoću Clarkine transformacije dobiju se dva izlazna podatka,  $I_\alpha$  i  $I_\beta$ . Zatim se mjeri kut rotora  $\phi_{meh}$ , te po potrebi preračunava u magnetski kut rotora  $\phi$ . Ta tri podatka Parkovom transformacijom prelaze u istosmjerne projekcije  $I_d$  i  $I_q$ . Iz ovih komponenta struje zatim se određuju pripadni trenutni naponi. Ti naponi uspoređuju se za željenima  $V_{d\_ref}$ ,  $V_{q\_ref}$ , korigiraju PI regulatorom i podvrgavaju se inverznim transformacijama, najprije Parkovom, zatim Clarkinom. Zadnji korak je pretvoriti izračunate nove napone u PWM signal odgovarajućeg radnog dijela ciklusa. [3]

FOC-om je moguće dobiti uspješnu kontrolu za svako stanje rada motora, tj. i tranzijentno i stabilno.

## 1.5. Režimi rada električnog motora s dodanim harmonicima

Sinkroni motor zahtijeva sinusnu pobudu za protu-elektromotornu silu sinusnog oblika. Formule (12),(13) i (14) pokazuju iznose faznih i linijskog napona (analogno se računaju  $U_{ac}$  i  $U_{bc}$ ) u odnosu na napon baterije  $E$  i indeks modulacije  $m$ . Linijski napon je definiran kao napon između dvije faze, dok faktor modulacije  $m$  određuje kolika će vrijednost napona (0-100%) biti generirana. [12]

$$U_a = \frac{E}{2} m \cos(\omega t) \quad (12)$$

$$U_b = \frac{E}{2} m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (13)$$

$$U_c = \frac{E}{2} m \cos\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (14)$$

$$U_{ab} = U_a - U_b = \sqrt{3} \frac{E}{2} m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \quad (15)$$

$$m \in [0,1]$$

Napon baterije određuje fazni napon, a fazni napon određuje linijski napon. Promotrimo sada formule (16),(17) i (18) i sliku (Sl. 1.1).

$$U_a = \frac{E}{2} [m \cos(\omega t) + e(t)] \quad (16)$$

$$U_b = \frac{E}{2} \left[ m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + e(t) \right] \quad (17)$$

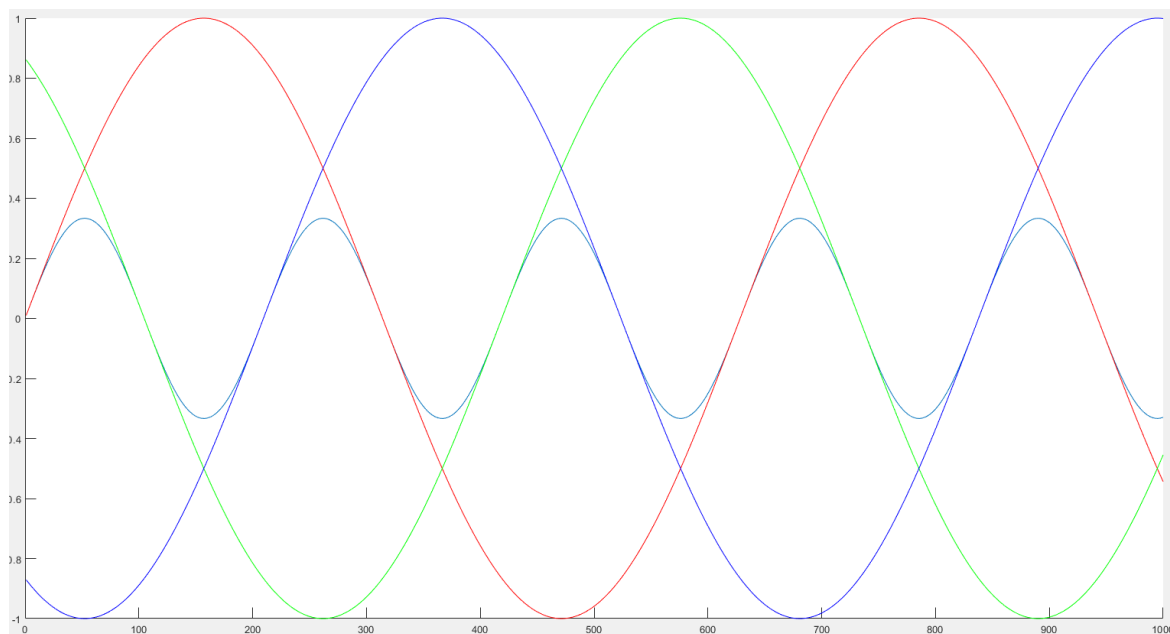
$$U_c = \frac{E}{2} \left[ m \cos\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) + e(t) \right] \quad (18)$$

Očito je da ako dodamo isti napon  $e(t)$  na sve tri faze, linijski napon se neće promijeniti, ali fazni hoće. Pažljivim odabirom napona  $e(t)$  možemo smanjiti maksimalan fazni napon.

Smanjivanje amplitude faznog napona, omogućit će rast faktora modulacije do vrijednosti kada će amplituda novog valnog oblika biti jednaka naponu baterije.

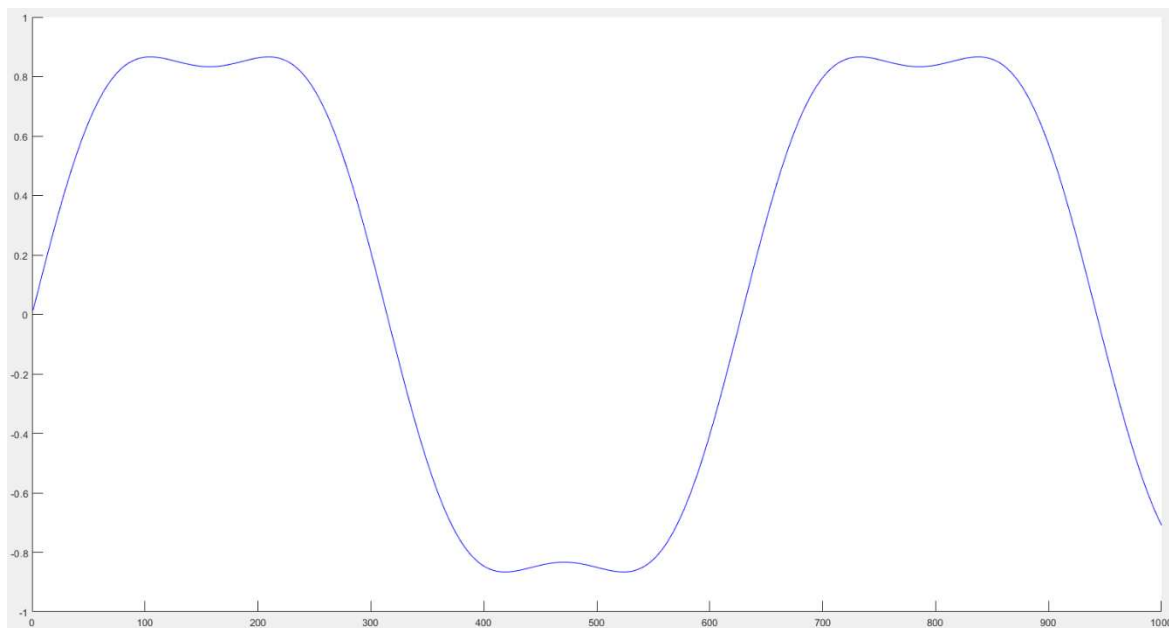
### 1.5.1. Linearan režim rada s utisnutim trećim harmonikom

Dobar kandidat za funkciju  $e(t)$  je funkcija  $\sin(3 \cdot \omega t)$ , treći harmonik, jer se poklapa s nul-točkama za sve tri faze kako se vidi na slici (Sl. 1.9).



Sl. 1.9 Tri sinusna signala s pomakom od  $120^\circ$  i treći harmonik

Sljedeći korak je odrediti vrijednost amplitude ove funkcije  $e(t)$  da maksimalna amplituda rezultantne bude minimalna. Amplituda je izračunata pomoću programskog alata Matlab. Najprije su pronađene pozicije ekstrema funkcije  $\sin(x) + K \cdot \sin(3x)$  zatim je odabran maksimum i ta vrijednost je uvrštena u početni izraz. Deriviranjem novodobivenog izraza po  $K$  i rješavanjem sustava dobivamo konstantu  $K = \frac{1}{6}$ . Dakle, zbrajanjem  $\sin(x) + \frac{1}{6} \cdot \sin(3x)$  dobit ćemo minimalan maksimum, i taj maksimum će iznositi  $\sim 0.866$ . Rezultantna funkcija prikazana je slikom (Sl. 1.10). Sada možemo povećati faktor modulacije za dobivenih  $\frac{1}{0.866} \approx 1.155$  da bismo bolje iskoristili napon baterije. Posljedica povećavanja indeksa modulacije je podizanje i linijskog i faznog napona kako možemo vidjeti iz formula (12)-(15). Ovim postupkom dobili smo veći napon, time i veću snagu na motoru isključivo softverskom modulacijom, bez hardverskih promjena i bez neželjenih pojava unutar motora.



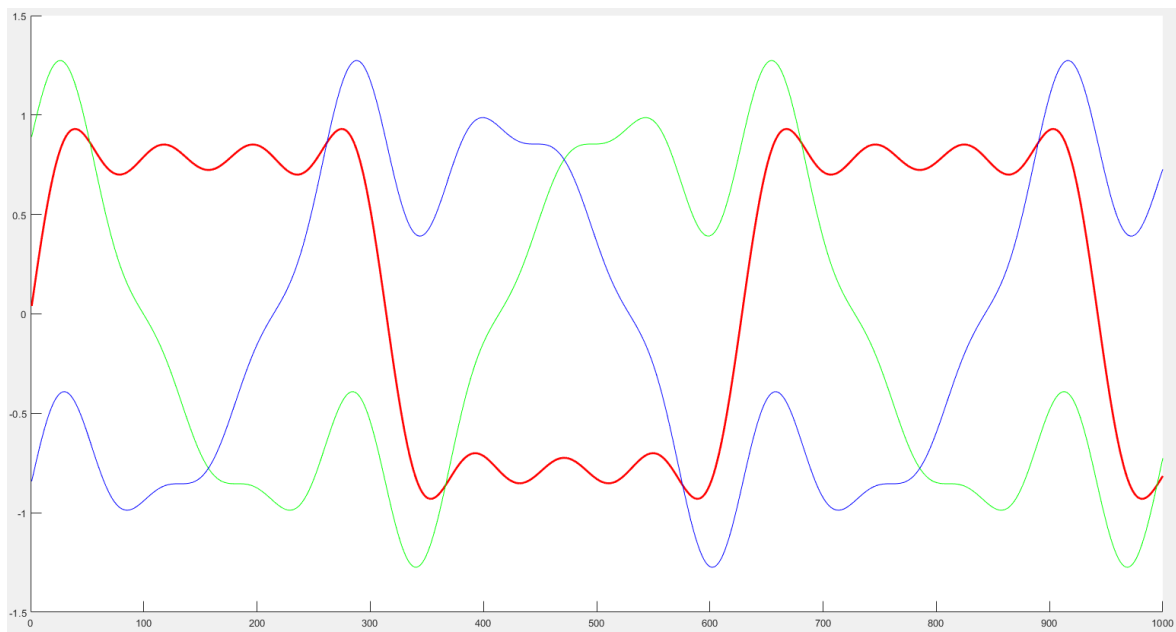
Sl. 1.10 Funkcija  $\sin(x) + \frac{1}{6} \cdot \sin(3x)$

### 1.5.2. Nelinearan režim rada s utisnutim višim harmonicima

Ovu ideju možemo proširiti, te vidjeti što bismo dobili dodavanjem viših harmonika. Teorijski maksimum moguće je izračunati sumom svih neparnih harmonika prema formuli (19).

$$\sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin(2k+1)}{2k+1} \approx 0.785398 \quad (19)$$

Vidimo da je amplitudu maksimalno moguće smanjiti na 0.785 početne, što znači da je za isti napon baterije moguće podići faktor modulacije na  $\sim 1.273$  tj. za oko 27.3%. Ovo zvuči krasno, no moramo biti oprezni, samo harmonici koji su ujedno i višekratnici broja tri imat će nul-točke koje će se podudarati s nul-točkama svih faznih napona. Dodavanjem harmonika koji nisu višekratnici broja tri izobličiti će dva od tri fazna napona prema slici (Sl. 1.11), na crvenom signalu postignut je željeni valni oblik, ali na zelenom i plavom nije.



Sl. 1.11 Valni oblik faza prilikom dodavanja viših harmonika bez dodavanja faznog pomaka

Tomu možemo doskočiti dodavanjem faznog pomaka za svaki fazni napon. Rezultat je da linijski naponi nisu više čisto sinusni, opisani formulama (16), (17) i (18), nego su izobličeni, što u praksi izaziva dodatne vibracije motora. Neželjene pojave unutar električnog motora ovise o njegovoj izvedbi, pa je odabir viših harmonika je bolje obaviti eksperimentalno.

U ovom radu odlučeno je isprobati dodavanje trećeg, petog i sedmog harmonika. Nažalost, problem nije ortogonalan i nije moguće harmonike odijeliti i izračunati amplitudu za svaki harmonik posebno. Pokazalo se da je najjednostavniji način, s obzirom na ukupnu točnost rješenja, problem riješiti "na silu", iteriranjem svih mogućnosti. Dobivena je maksimalna amplituda od  $\sim 0.8123$ , što znači da dodavanjem samo tri dodatna harmonika možemo podići napon za 23.1% od mogućih 27.3%. Izraz (20) pokazuje dobivene koeficijente i pripadnu funkciju.

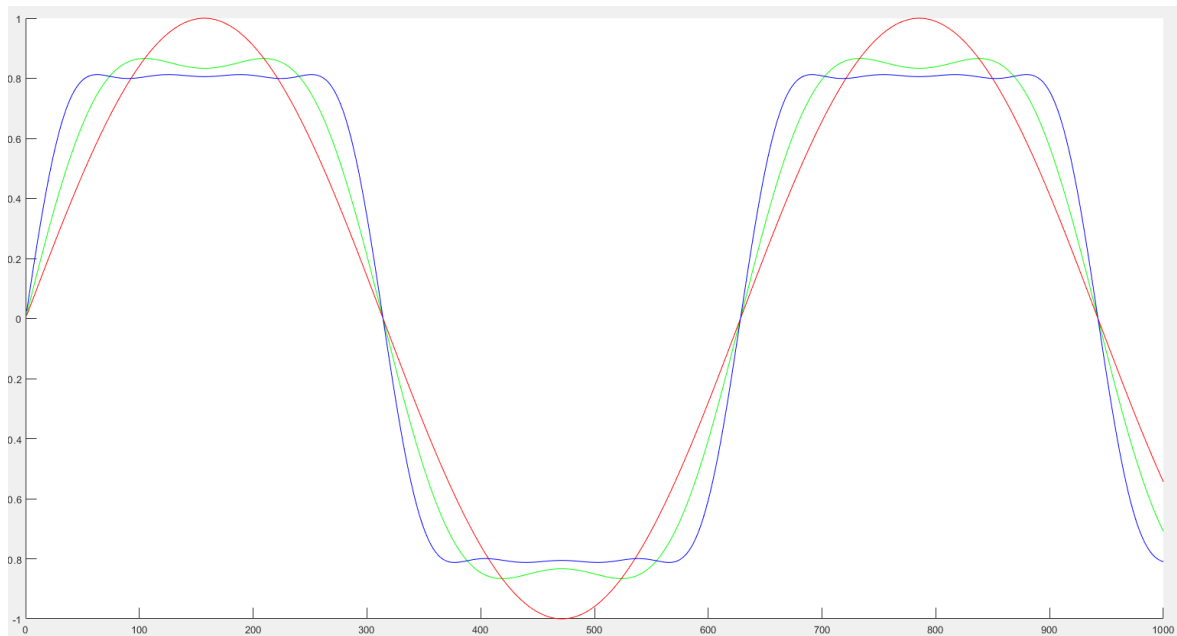
$$K_3 = 0.2653$$

$$K_5 = 0.1$$

$$K_7 = 0.0292$$

$$f(t) = \sin(\omega t) + 0.2653 \cdot \sin(3 \cdot \omega t) + 0.1 \cdot \sin(5 \cdot \omega t) + 0.0292 \cdot \sin(7 \cdot \omega t) \quad (20)$$

Na slici (Sl. 1.12) prikazani su dobiveni rezultati funkcija za različit broj utisnutih harmonika. Dalje u radu koristit će se izrazi: linearni režim rada za sinusnu pobudu bez utisnutih harmonika, linearni režim s utisnutim trećim harmonikom, za utisnuti treći harmonik i nelinearni režim rada za utisnute treći, peti i sedmi harmonik.



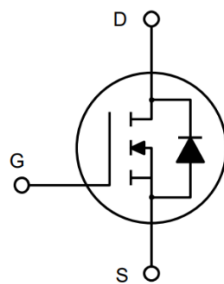
Sl. 1.12 Funkcije karakteristične za utisnute više harmonike s odabranim odgovarajućim amplitudama. Crveni valni oblik predstavlja funkciju čistog sinusa, zeleni valni oblik predstavlja funkciju s utisnutim trećim harmonikom optimizirane amplitude i plavi valni oblik predstavlja funkciju s utisnutim trećim, petim i sedmim harmonikom optimiziranih amplituda

## 2. Sklopovlje

Iako je logička shema invertera relativno jednostavna, stvarna hardverska realizacija zahtijeva rješavanje raznih problema, pogotovo ako je potrebno realizirati inverter velike snage. S obzirom da je cilj ovog rada bio napraviti platformu što šireg područja uporabe i veliku mogućnost nadogradnje, odlučeno je napraviti inverter za napone baterije od 30-650V, struja jakosti do 50A, snage do 30kW i frekvencije PWM signala 20kHz.

### 2.1. MOSFET i SiC MOSFET sklopke

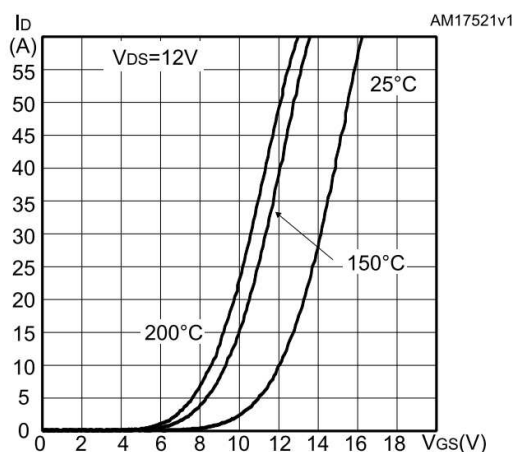
MOSFET (Silicon carbidemetal oxide semiconductor field effect transistor) je poluvodička sklopka s izoliranom upravljačkom elektrodom (engl. Gate – G). Zbog toga, vodljivost između uvoda (engl. Source – S) i odvoda (engl drain – D) određuje napon, a ne električna struja na upravljačkoj elektrodi. Postoje n i p kanalani MOSFET-i, slično kao i pnp i npn bipolarni tranzistori. N-kanalni MOSFET-i su po karakteristikama bolji od p-kanalnih MOSFET-a (posebice po otporu za vrijeme vođenja). U ovom radu su stoga korišteni n-kanalni MOSFET-i. Većina MOSFET-a namijenjenih za velike snage i kontrolu induktivnih trošila posjeduje antiparalelnu diodu kao na slici (Sl. 2.1). MOSFET može voditi električnu struju u samo jednom smjeru, pa je prilikom korištenja induktivnih trošila potrebno omogućiti adekvatno protjecanje električne struje, da se spriječi nekontrolirani rast napona. [16]



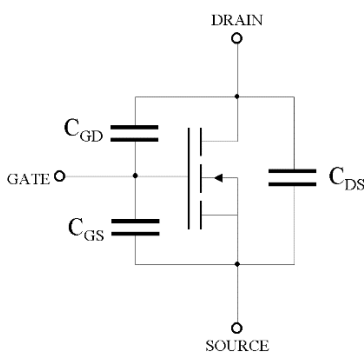
Sl. 2.1 Shematski prikaz mosfeta

### 2.1.1. Karakteristike SiC MOSFET-a

SiC (Silicon Carbide) MOSFET-i su MOSFET-i naprednije tehnologije. Omogućavaju veću maksimalnu temperaturu poluvodičkog spoja, manji otpor u vođenju, znatno veće maksimalne napone (do 1200V); ugrađena dioda je brža i otpornija na strujne šiljke, te ima manje parazitivne kapacitete ( $C_{gd}$ ,  $C_{gs}$ ,  $C_{ds}$ ), što uvelike smanjuje gubitke preklapanja. [13] Slika [13] Slika (Sl. 2.2) prikazuje karakterističnu krivulju I-U SiC MOSFET, a slika (Sl. 2.3) shematski prikazuje parazitne kapacitete MOSFET-a. [17]



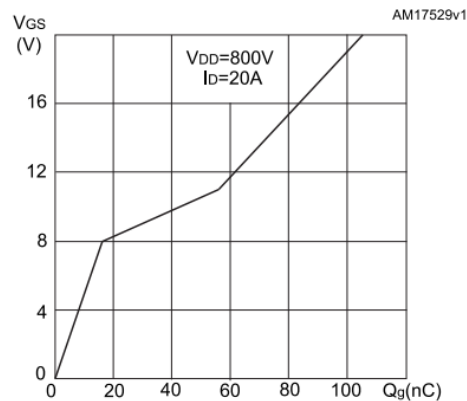
Sl. 2.2 I-U karakteristika SiC mosfeta



Sl. 2.3 Parazitivni kapaciteti mosfeta

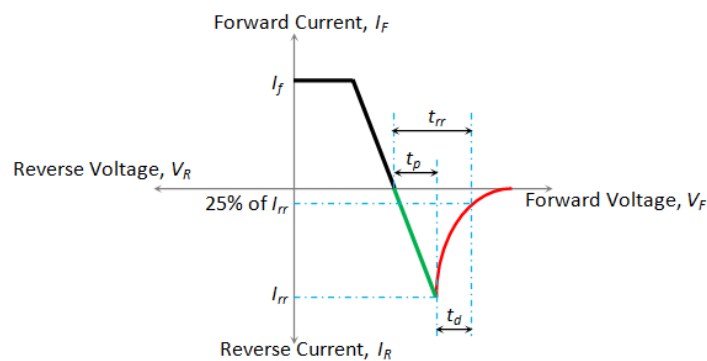
Može se primijetiti da radi u linearnom području, ne u zasićenju kao IGBT, što utječe na dizajn prekostrujne zaštite. Za sljedeća poglavlja potrebno je još objasniti pojmove Millerov plato,  $U_{gs\_threshold}$ , reverzni oporavak.  $U_{gs\_threshold}$  je napon pri kojem MOSFET kreće voditi električnu struju kroz kanal D-S. Na slici (Sl. 2.2) vidimo da taj napon iznosi 3.5V. Millerov plato je pojava koja nastaje tijekom paljenja i gašenja MOSFET-A zbog karakterističnih parazitivnih kapaciteta prikazanih slikom (Sl. 2.3). Ukratko, kapacitet  $C_{gd}$

vidi dvostruku promjenu napona, promjenu  $U_g$  koji raste tijekom paljenja i promjenu  $U_{ds}$ , koji pada. Rezultat će biti nelinearna krivulja  $U_{gs}$ - $Q_g$ . Tj, ako pretpostavimo da MOSFET driver daje konstantu struju, možemo reći da graf predstavlja ovisnost  $U_{gs}$ - $t$ . To vrijeme, određeno Millerovim platoom predstavlja vrijeme u kojem MOSFET ne radi u optimalnom režimu. Slika (Sl. 2.4) prikazuje  $U_{gs}$ - $Q_g$  krivulju korištenog SiC MOSFET-a. ref Krivulja je zbog manjih parazitivnih kapaciteta manje izobličena nego krivulja klasičnih Si MOSFET-a.



Sl. 2.4  $U_{gs}$ - $Q_g$  krivulja

Zadnji pojam, reverzni oporavak, odnosi se na vrijeme potrebno diodi da prestane voditi nakon promjene radnog područja iz područja vođenja u područje zapiranja, što je prikazano slikom (Sl. 2.5). Ovo vrijeme rezultirat će gubicima [15]



Sl. 2.5 Reverzni oporavak diode

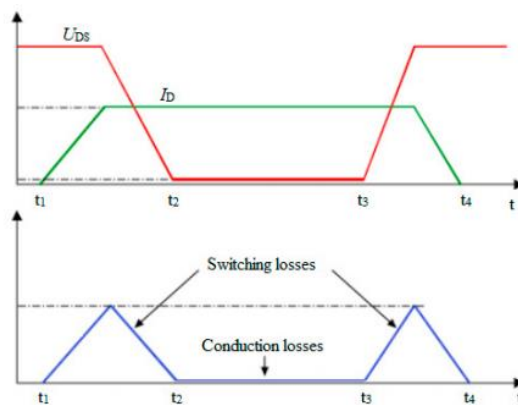
Klasične topologije invertera koriste p-kanalne MOSFET-e za gornje te n-kanalne MOSFET-e za donje sklopke zbog inherentnih svojstava samih sklopki. Naime, za upravljanje p-kanalnih MOSFET-a, potrebno je postaviti točan napon na upravljačku elektrodu s obzirom na potencijal uvida, koji je spojen na + pol baterije, pa je konstantan

kroz vrijeme (ako pretpostavimo stalan naponski izvor) . Slicno, n-kanalani MOSFET se referencira s obzirom na odvod, gdje je spojen – pol baterije, što opet, zbog stalnog napononskog izvora kroz vrijeme, olakšava korištenje MOSFET-a.

U ovom radu korišteni su SiC MOSFET-i umjesto običnih MOSFET sklopki i korišten je dizajn u kojem su i gornje sklopke n-kanalnog tipa zbog većeg otpora od p-kanalnih MOSFET-a. Zbog korištenja n-kanalnih MOSFET-a i za gornje sklopke, bilo je potrebno riješiti problem referentne naponske razine na drain izvodu MOSFET-a. Napon na drainu nije konstantan kroz vrijeme, jer je to upravo napon na pojedinoj fazi motora. Ovaj problem riješen je tako da su se koristila plutajuća napajanja za svaki gornji MOSFET, tj. naponi za paljenje i gašenje MOSFET-a mijenjaju se kroz vrijeme kao što se mijenja i potencijal draina.

## 2.1.2. Gubici

Gubici MOSFET-a mogu se podijeliti na gubitke u vođenju i gubitke preklapanja, slika (Sl. 2.6). [14]



Sl. 2.6 Gubitci MOSFET-a

Dok je MOSFET u stanju konstantnog vođenja, ponaša se kao otpornik, pa gubitke možemo prikazati formulom (21)

$$p_{con\_m}(t) = u_{DS}(t) \cdot i_d(t) = R_{DS\_on} \cdot i_D^2(t) \quad (21)$$

Gdje je  $p_{con}$  gubitak snage pri vođenju,  $R_{DS\_on}$  je otpor pri vođenju, koji se mijenja s obzirom na temperaturu. Ovdje je odlučeno uzeti taj otpor kao konstantan, jer se ne mijenja bitno u

normalnom radnom području. Integracijom ovog izraza možemo dobiti gubitak snage po jednom PWM ciklusu kako je prikazano (22).

$$P_{con\_m} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} p_{con}(t) dt = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} \left( R_{DS\_on} \cdot i_D^2(t) \right) dt = R_{DS\_on} \cdot I_{D\_rms}^2 \quad (22)$$

Gubitak antiparalelne diode može se estimirati prema izrazu (23):

$$u_D(i_D) = u_{D0} + R_D \cdot i_F \quad (23)$$

$u_{D0}$  i  $R_D$  predstavljaju provodni napon i otpor diode,  $i_F$  predstavlja struju kroz diodu, i konačno,  $u_D(i_D)$  predstavlja napon na diodi. Trenutni gubitak snage može se prikazati formulom (24).

$$p_{con\_D}(t) = u_D(t) \cdot i_F(t) = u_{D0} \cdot i_F(t) + R_D \cdot i_F^2(t) \quad (24)$$

Uzevši  $I_{F\_rms}$  kao prosječnu RMS vrijednost struje diode, gubitak snage po 1 PWM ciklusu možemo prikazati (25)

$$P_{con\_D} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} p_D(t) dt = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} \left( u_{D0} \cdot i_F(t) + R_D \cdot i_F^2(t) \right) dt = u_{D0} \cdot I_{F\_av} + R_D \cdot I_{F\_rms}^2 \quad (25)$$

Gubici kod preklapanja posljedica su parazitivnih kapaciteta  $C_{gd}$  i  $C_{gs}$ . Napon na upravljačkoj elektrodi neće narasti niti pasti dok se ti kapaciteti ne napune, odnosno, isprazne. Uračunate aproksimacije predstavljaju najgori mogući slučaj za gubitke pri radu MOSFET-a.

## Paljenje MOSFET-a

Paljenje MOSFET-a može se podijeliti na 4 koraka:

1. MOSFET driver promijeni svoje stanje sa 0V (s obzirom na uvod) na  $U_{driver}$ . Napon na upravljačkoj elektrodi raste do  $U_{gs\_threshold}$  (parametar definiran u datasheetu) sa vremenskom konstantom definiranom gate otpornikom (internim i vanjskim) i ulaznim kapacitetom ( $C_{iss} = C_{gd} + C_{gs}$ ).
2. Nakon što napon na upravljačkoj elektrodi naraste do  $U_{gs\_threshold}$ , počinje teći električna struja kroz kanal D-S. Najgore, tj. najduže vrijeme porasta struje s obzirom na definiranu struju  $I_d$  može se pročitati iz datasheeta. Antiparalelna dioda još uvijek vodi, i  $U_{ds}$  je i dalje  $U_{dd}$ .
3. Da bi se dioda ugasila, manjinski nosioci moraju se maknuti. MOSFET mora apsorbirati ovaj naboj uslijed reverznog oporavka, pa to smatramo gubitkom. Vrijednosti  $Q_{rr}$  i  $t_{rr}$  mogu se pročitati iz datasheeta.
4. Nakon što se dioda isključi,  $U_{ds}$  pada sa vrijednosti  $U_{dd}$  na  $U_{ds} = R_{ds(on)} \cdot I_{on}$ . Millerov kapacitet nastupa i  $U_{gs}$  je „pritegnut“ na  $U_{plateau}$ . Nagib napona  $U_{ds}$  određen je strujom  $I_g$  koja teče kroz  $C_{gd}$ . Da bi se izračunala relativno točna vrijednost vremena pada napona, potrebno je uzeti u obzir nelinearnost  $C_{gd}$  kapaciteta. U [14] korištena je aproksimacija pomoću samo dvije karakteristične točke i naglašeno je da je to ujedno i najgori mogući slučaj. Za napone  $U_{ds} [0, \frac{U_{dd}}{2}]$  uzet je  $C_{gd2} = C_{gd}(R_{ds(on)} \cdot I_{on})$ , a za  $U_{ds} [\frac{U_{dd}}{2}, U_{dd}]$  uzet je  $C_{gd} = C_{gd}(U_{dd})$ .

Struja upravljačke elektrode tijekom padanja napona  $U_{ds}$  može se izraziti pomoću (26)

$$I_{G\_on} \frac{U_{drv} - U_{plateau}}{R_G} \quad (26)$$

Samo vrijeme padanja napona može se izračunati pomoću (27)

$$t_f \frac{t_{f\_1} + t_{f\_2}}{2} \quad (27)$$

$t_{f\_1}$  i  $t_{f\_2}$  mogu se izračunati prema formulama (28) i (29).

$$t_{f\_1} = (U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \frac{C_{GD1}}{I_{G\_on}} = (U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \cdot R_G \cdot \frac{C_{GD1}}{(U_{drv} - U_{plateau})} \quad (28)$$

$$t_{f\_2} = (U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \frac{C_{GD2}}{I_{G\_on}} = (U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \cdot R_G \cdot \frac{C_{GD2}}{(U_{drv} - U_{plateau})} \quad (29)$$

### Gašenje MOSFET-a

Gašenje MOSFET-a je veoma slično paljenju, osim što nema reverznog oporavka. Struja gašenja za vrijeme rasta  $U_{ds}$  napona može se izraziti kao (30).

$$I_{G\_off} = -\frac{U_{plateau}}{R_G} \quad (30)$$

Stoga, izrazi postaju

$$t_r = \frac{t_{r\_1} + t_{r\_2}}{2} \quad (31)$$

$$t_{r\_1} = (U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \frac{C_{GD1}}{I_{G\_off}} = (U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \cdot R_G \cdot \frac{C_{GD1}}{U_{plateau}} \quad (32)$$

$$t_{r\_2} = (U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \frac{C_{GD2}}{I_{G\_off}} = (U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \cdot R_G \cdot \frac{C_{GD2}}{U_{plateau}} \quad (33)$$

### Energija preklapanja

Konačno, možemo napisati izraze za energija paljenja i gašenja MOSFET-a. Energiju paljenja možemo promatrati kao sumu energije samog paljenja MOSFET-a i energije prouzročene reverznim oporavkom antiparalelne diode (34).

$$E_{mos\_on} = \int_0^{t_r+t_f} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt = E_{mi_{on}} + E_{rr_{on}} = U_{DD} \cdot I_{Don} \cdot \frac{t_r + t_f}{2} + Q_{rr} \cdot U_{DD} \quad (34)$$

Gubitak energije za vrijeme paljenja diode sastoji se kompletno od gubitaka zbog reverznog oporavka diode prema izrazu (35).

$$E_{D_{on}} = \int_0^{t_r+t_f} u_D(t) \cdot i_F(t) dt \approx E_{Drr_{on}} = \frac{1}{4} \cdot Q_{rr} \cdot U_{Drr} \quad (35)$$

$U_{d_{rr}}$  je napon na diodi za vrijeme reverznog oporavka. Za izračun najgoreg slučaja može se upotrijebiti  $U_{dd}$ .

Tijekom gašenja, gubitci u diodi su zanemarivi pa energiju možemo prikazati kao.

$$E_{mos_{off}} = \int_0^{t_r+t_f} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt = U_{DD} \cdot U_{D_{off}} \cdot \frac{t_r + t_f}{2} \quad (36)$$

Te na kraju, gubitci preklapanja mogu se prikazati kao:

$$P_{sw_m} = (E_{mos_{on}} + E_{mos_{off}}) \cdot f_{sw} \quad (37)$$

$$P_{sw_D} = (E_{D_{on}} + E_{D_{off}}) \cdot f_{sw} \approx E_{D_{on}} \cdot f_{sw} \quad (38)$$

Ukupni gubitci su:

$$P_{TOT} = P_{con_m} + P_{con_D} + P_{sw} = P_{con_m} + P_{con_D} + P_{sw_m} + P_{sw_D} \quad (39)$$

## 2.2. Odabrane komponente

Osnovne komponente odabrane s obzirom na željene karakteristike invertera (650V, 50A). O njima će ovisiti odabir ostalih komponenata.

### 1. MOSFET-i – SCT30N120

- SiC MOSFET-i SCT30N120 odabrani su zbog visokog maksimalnog napona, relativno malog provodnog otpora ( $90 \text{ m}\Omega$ ) i visoke maksimalne temperature. U tablici (Tablica 1) pobrojena su najbitnija svojstva MOSFET-a. Također, zbog SiC tehnologije, imaju znatno veću brzinu otvaranja i zatvaranja, što omogućuje povećavanje frekvencije vala nosioca (PWM-a) bez značajno većih gubitaka, kako je pokazano izrazima (34) i (36).

#### Electrical ratings

Table 2: Absolute maximum ratings

| Symbol         | Parameter                                                                   | Value      | Unit             |
|----------------|-----------------------------------------------------------------------------|------------|------------------|
| $V_{DS}$       | Drain-source voltage                                                        | 1200       | V                |
| $V_{GS}$       | Gate-source voltage                                                         | -10 to 25  | V                |
| $I_D$          | Drain current (continuous) at $T_C = 25^\circ\text{C}$ (limited by die)     | 45         | A                |
| $I_D$          | Drain current (continuous) at $T_C = 25^\circ\text{C}$ (limited by package) | 40         | A                |
| $I_D$          | Drain current (continuous) at $T_C = 100^\circ\text{C}$                     | 34         | A                |
| $I_{DM}^{(1)}$ | Drain current (pulsed)                                                      | 90         | A                |
| $P_{TOT}$      | Total dissipation at $T_C = 25^\circ\text{C}$                               | 270        | W                |
| $T_{stg}$      | Storage temperature range                                                   | -55 to 200 | $^\circ\text{C}$ |
| $T_J$          | Operating junction temperature range                                        |            | $^\circ\text{C}$ |

Tablica 1 parametri SCT30N120 SiC mosfeta

### 3. Driveri za MOSFETE – UCC21732QDWQ1

UCC21732-Q1 je galvanski izoliran jednokanalni driver dizajniran za SiC MOSFET-e i IGBT-ove. Jedan je od naprednijih i otpornijih uređaja za ovu primjenu. Najveća odlika sklopa je moguća upotreba struje jakosti čak  $\pm 10\text{A}$  za paljenje ili gašenje MOSFET-a. Uređaj je također sposoban detektirati kratki spoj, obavljati analogno mjerenje napona (može se iskoristiti za mjerenje različitih fizikalnih veličina), prijaviti greške (kratki spoj i propad napajanja), posjeduje vanjsku Millerovu stezaljku. Ima odvojene izvode namijenjene za paljenje i gašenje MOSFET-a. Zbog toga moguće je koristiti različite otpore  $R_{g\_on}$  i  $R_{g\_off}$  što povećava svestranost uređaja jer omogućuje drugačije jakosti struja paljenja i gašenja MOSFET-a. INP i INN, predstavljaju ulazne signale, a sklop obavlja dodatnu provjeru da ne dođe do simultanog uključivanja oba MOSFET-a.

Ova komponenta vrlo je bitna i posvećena je velika pozornost na njenom odabiru. Iako je predimenzionirana za trenutnu uporabu, omogućuje laganu nadogradnju u smislu promjene MOSFET-a. Sklop se kontrolira pomoću sljedećih signala:

- a.  $RDY$  – izlazni signal, signalizira da je sklop spreman za rad, ako se dogodi propad napajanja (i niskonaponskog i visokonaponskog) signal će poprimiti nisku razinu
- b.  $\overline{FLT}$  – izlazni signal, služi za dojavu grešaka nastalih senziranjem  $OC$  izvoda
- c.  $\overline{RST}/EN$  – uključuje ili isključuje sklop. Prilikom greške nastale  $RDY$  ili  $\overline{FLT}$  signalom sklop će prestati raditi. Ponovno pokretanje sklopa obavlja se ovim signalom.[19]

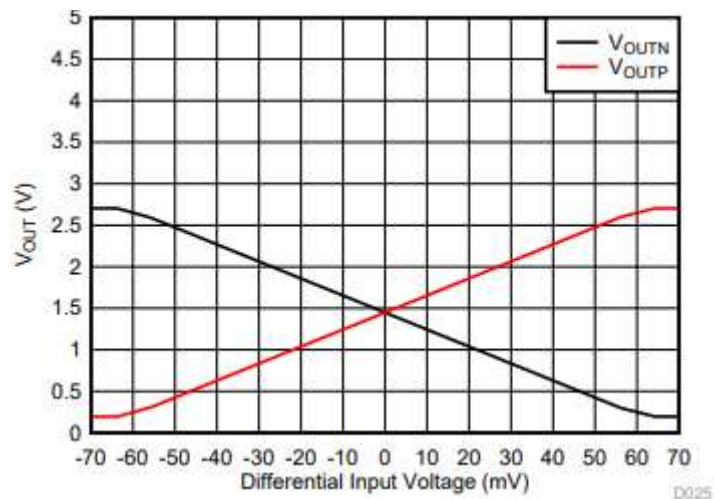
#### **4. Napajanja za MOSFETE – RKZ-052005D**

Većina MOSFET-a većih snaga, a pogotovo SiC kontrolirana su naponima vrijednosti +25V za otvaranje i -5V za zatvaranje.. Napajanje RKZ-052005D se pokazalo dobrim izborom i jer omogućuje mijenjanje MOSFET-a bez promjene dizajna napajanja. Kako željeni dizajn uključuje i MOSFET-e n-tipa u gornjim polovicama mostova, napajanja moraju biti galvanski izolirana, što je i slučaj kod RKZ-052005D. U osnovi, ovo je prekidački izvor napajanja, pa su potrebne i dodatne komponente. [16]

#### **5. Izolacijska pojačala za mjerenje struje – AMC1302**

AMC1302-Q1 su izolacijska pojačala s relativno visokim pojačanjem, pa je uz adekvatan odabir shunt otpornika moguće izbaciti drugi stupanj pojačavanja. Ulazni naponi pojačala namijenjeni su za  $\pm 50mV$ , što rezultira malom potrošnjom na shunt otporniku, pa time i malim otporom samog shunta. Pojačalo je optimizirano za direktnu konekciju sa shuntom i izravno je spajeno na diferencijalni AD konverter . Također, samo pojačalo troši izrazito malo (max 98.45mW), što korisniku daje mogućnost uporabe i jeftinih i inače manje efikasnih izvora napajanja (zener diode). Velik CMMR, SNR i THD pokazuju značajnu preciznost uređaja s obzirom na željenu primjenu. [24]

Graf na slici (Sl. 2.7) prikazuje odnos ulaznog mjerenog napon na shuntu, i izlaznog napona koji se potom dovodi na diferencijalni AD konverter.



Sl. 2.7 Graf ovisnosti izlaznog napona o ulaznom

## 2.3. Termalni dizajn

Za odabrane komponente sustava potrebno je obratiti pozornost i na termalni dizajn, i provjeriti jesu li odabrane snage prihvatljive.

Za proračun koristi se prilagođeni Ohmov zakon. Ohmov zakon, naime, može se koristiti i za izračun termalnih karakteristika ako se napravi analogija sljedećih izraza:

$$R_{th} \equiv R \quad (40)$$

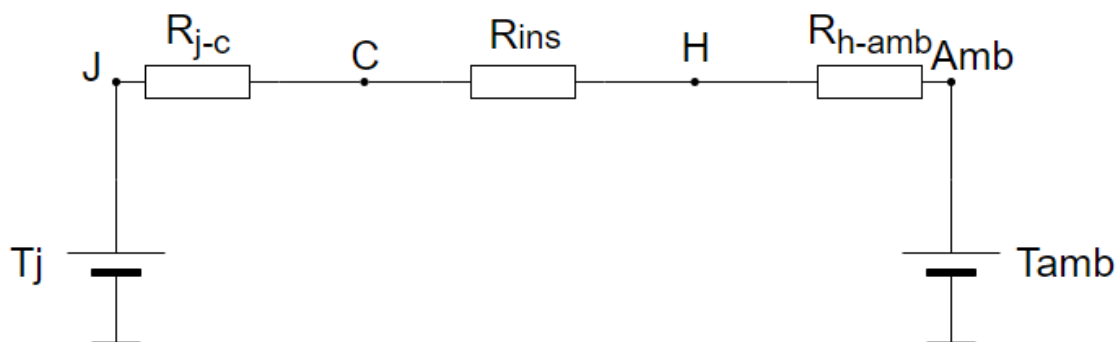
$$T \equiv U \quad (41)$$

$$P \equiv I \quad (42)$$

Pa tako dobivamo Ohmov zakon u termalnom obliku

$$T = R_{th} \cdot P \quad (43)$$

U skladu s tim, termalna shema prikazana je na slici (Sl. 2.8).



Sl. 2.8 Termalna shema

$T_j$  je maksimalna temperatura poluvodičkog spoja, iako iznosi  $200^{\circ}\text{C}$ , zbog linearnosti karakteristika bit će ograničena na  $180^{\circ}\text{C}$ ,  $R_{j-c}$  je poznat podatak iz datasheeta i iznosi 0.65. Drain MOSFETA spojen je na stražnju stranu hladnjaka, pa ga je potrebno izolirati zbog mogućih proboja, a pogotovo ako se jedan hladnjak planira koristiti za hlađenje više MOSFET-a, kao u ovom radu. Termalni otpor možemo izračunati pomoću formule (44)

$$R_{th} = \frac{x}{(A \cdot k)} \quad (44)$$

gdje je  $x$  debljina materijala,  $A$  površina, a  $k$  termalna provodljivost.  $k$  je podatak iz datasheeta izolatora, a za izračun površine  $A$  možemo iskoristiti površinu zadnje strane MOSFET-a koja zaista prijanja uz hladnjak.

$$A = 20\text{mm} \cdot 15.6\text{mm} = 312\text{mm}^2$$

Uvrštavanjem izmjerenih podataka i onih očitanih iz datasheeta u formulu (44)(43) dobivamo  $R_{th}$ :

$$R_{th} = \frac{0.229\text{mm}}{312\text{mm}^2 \cdot 1.6 \frac{\text{W}}{\text{K}}} = 0.458 \frac{\text{K}}{\text{W}} = 0.458 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

Za dobivanje totalne disipacije moramo još izračunati termalni otpor hladnjaka. Izrađen je jedan velik hladnjak za svih 12 MOSFET-a prema slici (Sl. 2.9). Između MOSFET-a i hladnjaka umetnut je izolator.



Sl. 2.9 Hladnjak

Termalan otpor hladnjaka određen pomoću programskog alata [20] iznosi 0.96 C/W (pod pretpostavkom strujanja zraka brzinom od 1 m/s).

Napokon,  $P_{TOT}$  prema formuli (43) za shemu na slici (Sl. 2.8 Termalna shema) iznosi:

$$P_{TOT} = \frac{T_j - T_{Amb}}{R_{j-c} + R_{ins} + R_{h-amb}} = \frac{180^{\circ}\text{C} - 25^{\circ}\text{C}}{0.458 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} + 0.65 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} + 0.16 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}} = 122.24\text{W} \quad (45)$$

Ovime smo dobili maksimalnu snagu koju sustav može disipirati. Sada moramo provjeriti je li ta snaga veća od snage koju MOSFET-i disipiraju pri radu u najgorem slučaju, a za najveći predviđeni napon i struju (650V, 50A). Odabrana je frekvencija preklapanja od 20 kHz, što odgovara većini invertera namijenjenih za upravljanje električnim pogonom.

Najgori slučaj za  $I_{d_{rms}}$  je za vrijeme nelinearnog režima rada. Maksimalna struja po MOSFET-u iznosi 25A, no svaki MOSFET radi samo pola vremena perioda i u svakom trenutku je uključeno maksimalno 6 MOSFET-a (3 MOSFET-a po grani, 2 paralelne grane). Prema tome, gubitke u vođenju možemo izračunati prema izrazu: (39).  $R_{ds_{on_{max}}}$  je najveći

otpor iz datasheeta unutar zadanog temperaturnog područja. Gubitci vođenja diode i preklapanja su zanemarivi jer vrijedi  $f_{motor} \ll f_{pwm}$ . Iz dobivenog vidimo da smo i dalje unutar dozvoljene disipacije.

$$P_{TOT} = 6(P_{sw} + P_{con}) \approx 6 \cdot P_{con} = 6 \cdot R_{ds\_on\_max} \cdot \left(\frac{25}{2}\right)^2 = 105.47W$$

Za linearan režim rada moramo izračunati i gubitke preklapanja i gubitke vođenja. RMS vrijednost za linearan režim rada s utisnutim trećim harmonikom iznosi 0.7169 a za linearan režim bez utisnutih dodatnih harmonika 0.7071. Prema tome, gubitci su veći za linearni režim s utisnutim trećim harmonikom. Za izračun gubitaka preklapanjem možemo izbjeći računanje prema izrazima navedenim u prošlom poglavlju korištenjem podataka  $E_{on}$  i  $E_{off}$  iz datasheeta. Iako su testni uvjeti za te podatke 800V i 20A, a u našem slučaju su 650V i 25A, u formulama (34)  $E_{mos\_on} = \int_0^{t_r+t_f} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt = E_{mi\_on} + E_{rr\_on} = U_{DD} \cdot I_{D\_on} \cdot \frac{t_r+t_f}{2} + Q_{rr} \cdot U_{DD}$  i (36) možemo vidjeti da gubitak ovisi o umnošku struje i napona, pa odstupanje neće biti značajno. U datasheetu su navedene ukupne energije, pa nije potrebno računati dodatne gubitke diode. Moramo uzeti u obzir i rms vrijednost našeg signala, indeks modulacije i broj MOSFET-a.

$$P_{sw} = N_{mos} \cdot m \cdot \frac{I_D}{I_{Drms}} \cdot (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{sw}$$

$$P_{sw} = 12 \cdot 1.15 \cdot \frac{1}{4 \cdot \sqrt{2}} \cdot 900\mu J \cdot 20kHz = 43.91W$$

Gubici vođenja jednostavniji su za izračun i iznose:

$$P_{con} = I_{Drms}^2 \cdot R_{DSonmax} = 52.73W$$

Pa su ukupni gubici :

$$P_{TOT} = P_{sw} + P_{con} = 96.64W$$

S obzirom da je snaga manja od snage izračunate pomoću izraza (45), možemo zaključiti da je hlađenje dovoljno dobro za odabranu maksimalnu snagu invertera.

## 2.4. Mikrokontroler

Dizajn pločice invertera ne sadrži mikrokontroler na sebi, svi analogni i digitalni izlazi su izvedeni na konektore što čini eventualnu nadogradnju jednostavnom. Odabrano je koristiti mikrokontroler STM32H743ZI na razvojnoj pločici NUCLEO-H743ZI proizvođača ST-mikroelectronics. STM32H je serija mikrokontrolera visokih performansi. Za primjenu u ovome radu najbitnija svojstva su :

- Frekvencija rada : 480MHz
- Flash memorija : 2Mbyte
- RAM memorija: 1Mbyte
- AD konverteri: 3 potpuno diferencijalna 16-bitna AD konvertera
- Brojila: do 22 brojila različitih svojstava i uporaba

Visokom frekvencijom rada i velikom memorijom omogućena je brža razvojna faza projekta, s minimalnom brigom o složenosti algoritama i strukturama podataka. [25]

### 2.4.1. AD konverter

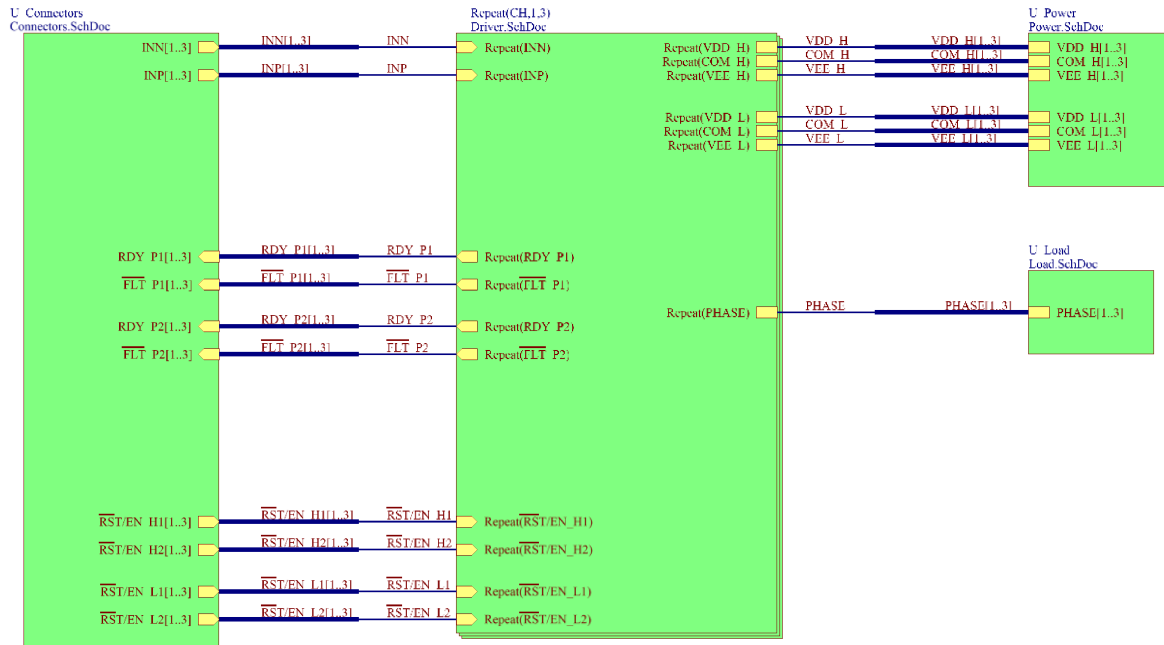
Jedan od najbitnijih dijelova odabranog mikrokontrolera predstavlja integrirani AD konverter. Tipa je sukcesivne aproksimacije, potpuno diferencijalan i točnosti do 16 bitova. Hardverski je omogućeno pretipkavanje, do 1024 uzoraka i posmak bitova, pa procesor ne mora softverski obavljati tu funkciju. U tablici (Tablica 2 Podaci o AD konverteru) mogu se vidjeti vrijednosti AD konvertera vezane za sum, nelinearnost i THD.

|                      |                                               |              |           |   |       |   |      |
|----------------------|-----------------------------------------------|--------------|-----------|---|-------|---|------|
| ED                   | Differential linearity error                  | Single ended | BOOST = 1 | - | 2     | - | ±LSB |
|                      |                                               |              | BOOST = 0 | - | 1     | - |      |
|                      |                                               | Differential | BOOST = 1 | - | 8     | - |      |
|                      |                                               |              | BOOST = 0 | - | 2     | - |      |
| EL                   | Integral linearity error                      | Single ended | BOOST = 1 | - | ±6    | - |      |
|                      |                                               |              | BOOST = 0 | - | ±4    | - |      |
|                      |                                               | Differential | BOOST = 1 | - | ±6    | - |      |
|                      |                                               |              | BOOST = 0 | - | ±4    | - |      |
| ENOB <sup>(5)</sup>  | Effective number of bits (2 MSPS)             | Single ended | BOOST = 1 | - | 11.6  | - | bits |
|                      |                                               |              | BOOST = 0 | - | 12    | - |      |
|                      |                                               | Differential | BOOST = 1 | - | 13.3  | - |      |
|                      |                                               |              | BOOST = 0 | - | 13.5  | - |      |
| SINAD <sup>(5)</sup> | Signal-to-noise and distortion ratio (2 MSPS) | Single ended | BOOST = 1 | - | 71.6  | - |      |
|                      |                                               |              | BOOST = 0 | - | 74    | - |      |
|                      |                                               | Differential | BOOST = 1 | - | 81.83 | - |      |
|                      |                                               |              | BOOST = 0 | - | 83    | - |      |
| SNR <sup>(5)</sup>   | Signal-to-noise ratio (2 MSPS)                | Single ended | BOOST = 1 | - | 72    | - |      |
|                      |                                               |              | BOOST = 0 | - | 74    | - |      |
|                      |                                               | Differential | BOOST = 1 | - | 82    | - |      |
|                      |                                               |              | BOOST = 0 | - | 83    | - |      |
| THD <sup>(5)</sup>   | Total harmonic distortion                     | Single ended | BOOST = 1 | - | -78   | - | dB   |
|                      |                                               |              | BOOST = 0 | - | -80   | - |      |
|                      |                                               | Differential | BOOST = 1 | - | -90   | - |      |
|                      |                                               |              | BOOST = 0 | - | -95   | - |      |

Tablica 2 Podaci o AD konverteru

## 2.5. Opis sheme sklopa

Schema tiskane pločice napravljena je u programskom alatu Altium Designer i verzije su praćene pomoću programskog alata Git. Logički shema je podijeljena na 4 dijela: Konektori, Napajanja, MOSFET driver, Teret prema slici (Sl. 2.10 Shema invertera).

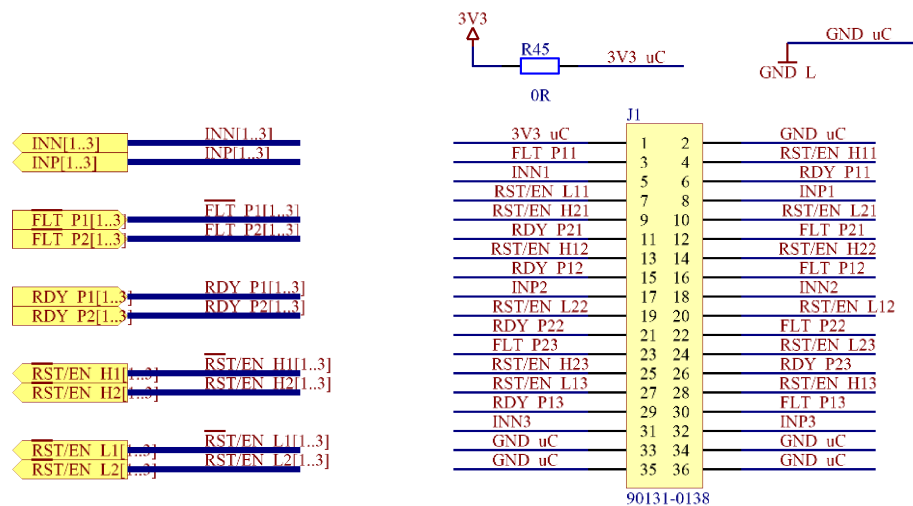


Sl. 2.10 Shema invertera

Radi preglednosti, u daljnjim poglavljima opisat će se svaki dio zasebno.

## 2.5.1. Niskonaponski konektor

Niskonaponski konektor (Sl. 2.11) služi za povezivanje upravljačkih signala invertera i analognih signala izmjerenih struja s mikrokontrolerom.

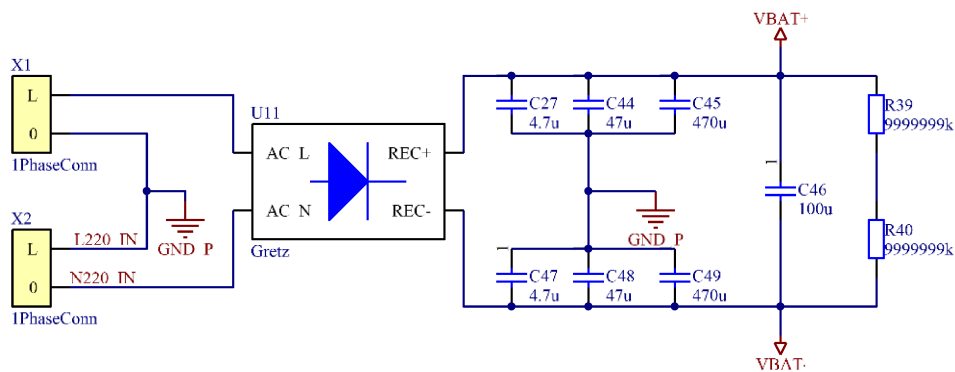


Sl. 2.11 Niskonaponski konektor

Preko otpornika R45 moguće je spojiti 3.3V napajanje s pločice na mikrokontroler, čime je moguće smanjiti broj potrebnih naponskih razina napajanja.

## 2.5.2. Napajanja

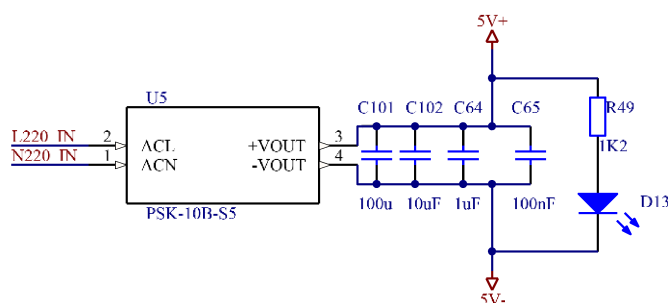
Napajanja u našem sklopu se mogu podijeliti na visokonaponsko i niskonaponska. Shema visokonaponskog dijela prikazana je na slici (Sl. 2.12) i simulira 650V bateriju prema formuli (46), pa ćemo izlaznu DC vrijednost od sada zvati  $U_{bat}$ . Na 2 konektora X1 i X2 predviđeno je spojiti izlaz iz dva 1:1 transformatora spojena na gradsku mrežu. Transformatori su povezani tako da daju napon dvostruko veće amplitude u odnosu na napon gradske mreže. U11 je integriran Graetzov spoj čija uloga je ispravljanje dovedenog izmjeničnog napona. Slijedi veći broj kondenzatora za smanjivanje krajnje valovitosti izlaznog napona. Otpornici R39 i R40 namjenjeni su za slučaj naknadnog dodavanja mjerenja napona  $U_{bat}$ .



Sl. 2.12 Shema generatora visokog napona

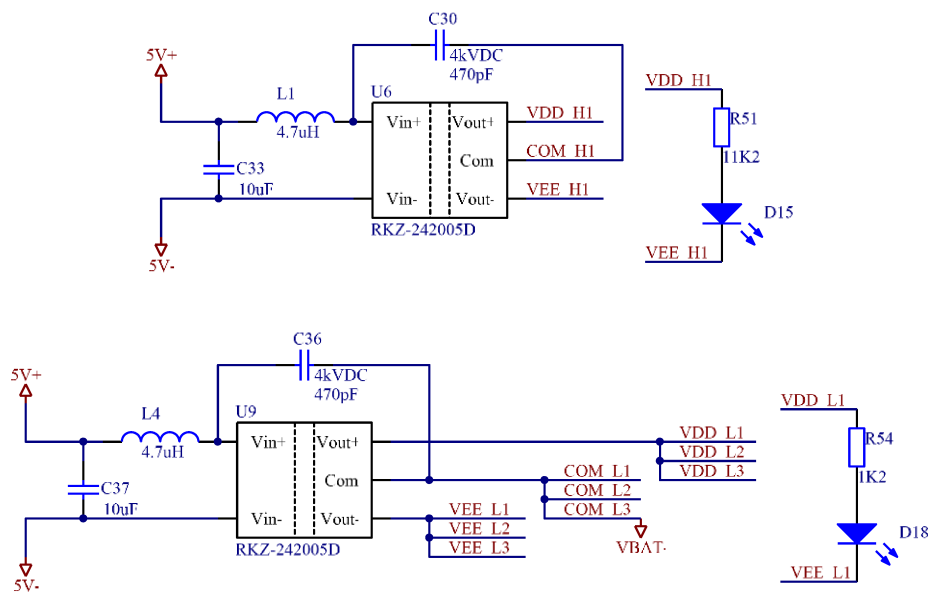
$$U_{sine\_rms} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}} \quad (46)$$

Izvod s jednog konektora, napon ekvivalentan naponu gradske mreže, doveden je na integrirani sklop PSK-10B-S5 čija je zadaća ispravljanje napona gradske mreže na 5V istosmjerno (Sl. 2.13). Napajanje daje do 10W snage i galvanski je odvojeno od gradske mreže. Na izlazu su blokadni kondenzatori za održavanje vrijednosti napona i LED dioda kao indikator rada sklopa.



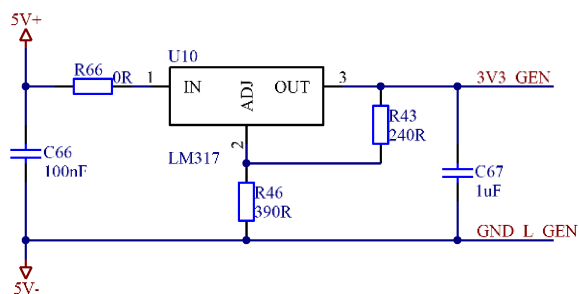
Sl. 2.13 Shema generatora niske razine napona

U visokonaponski dio spadaju i napajanja za drivere MOSFET-a jer su referencirani na drain pojedinog MOSFET-a. Kako su svi donji MOSFET-i referencirani na  $U_{bat-}$ , za njih je dovoljno iskoristiti samo jedno napajanje. Za gornje MOSFET-e to nije moguće, jer su trenutni naponi na drainu svakog MOSFET-a (ekvivalentno izlaznim fazama) različiti, pa je nemoguće referencirati napajanja na te točke. Stoga je sveukupno potrebno četiri zasebna napajanja – tri za sve gornje grane i jedno za donje napajanje drivera. Napajanja su prekidačkog tipa, snage do 2W, galvanski odvojena od ulaznog napona. Svako napajanje ima LED diodu za indicaciju rada.



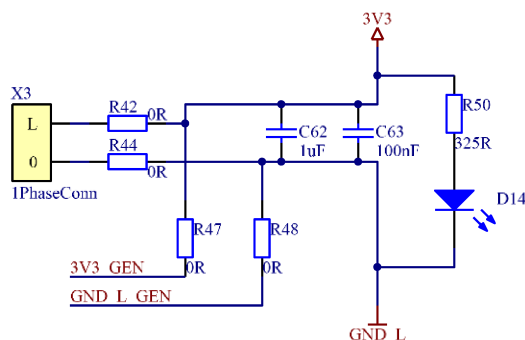
Sl. 2.14 Napajanja za upravljanje MOSFET-ima: na gornjoj shemi nalazi se napajanje za gornji MOSFET jednog kanala, a na shemi dolje nalazi se napajanje za sve donje MOSFET-e svih kanala. Niskonaponski dio napajanja odnosi se na naponsku razinu od 3.3V. Postoje različite konfiguracije dobivanja te naponske razine, za maksimalnu prilagodljivost:

1. Pretvorbu naponske razine 5V na 3.3V pomoću linearnog regulatora prema slici (Sl. 2.15)



Sl. 2.15 Shema linearnog regulatora za 3.3V

2. Dvod vanjske razine od 3.3V pomoću konektora X3 prema slici (Sl. 2.16)



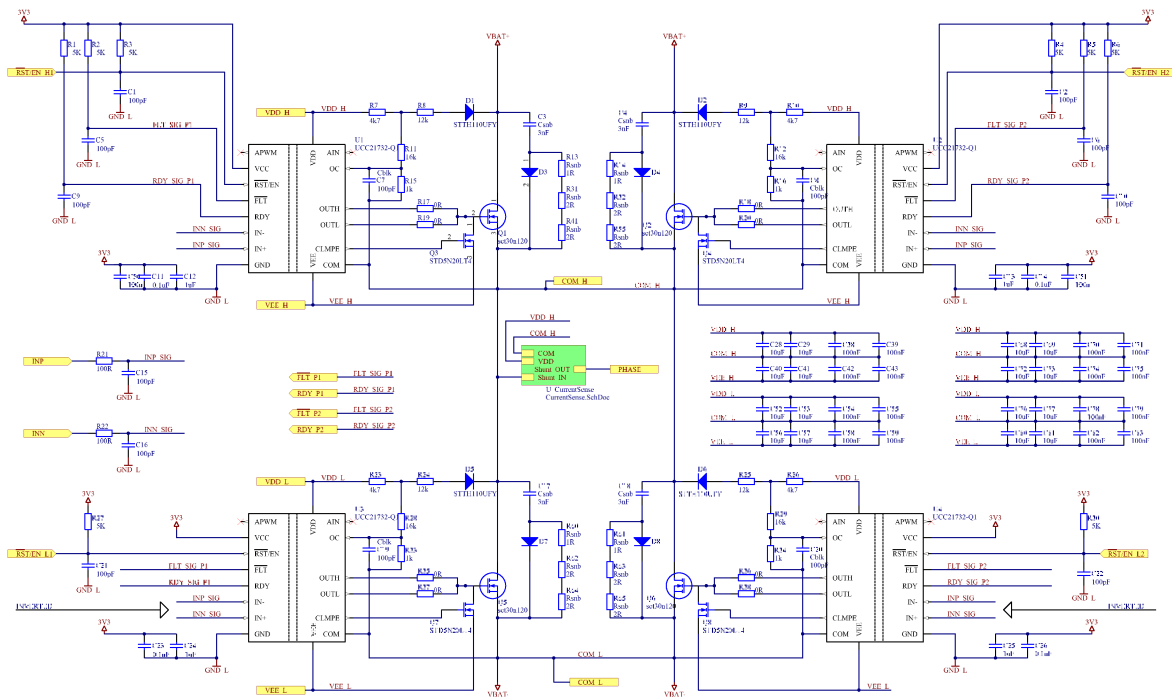
Sl. 2.16 Shema konektora namijenjenog za 3.3V

### 3. Dovod vanjske razine od 3.3V pomoću konektora J1 prema slici (Sl. 2.11)

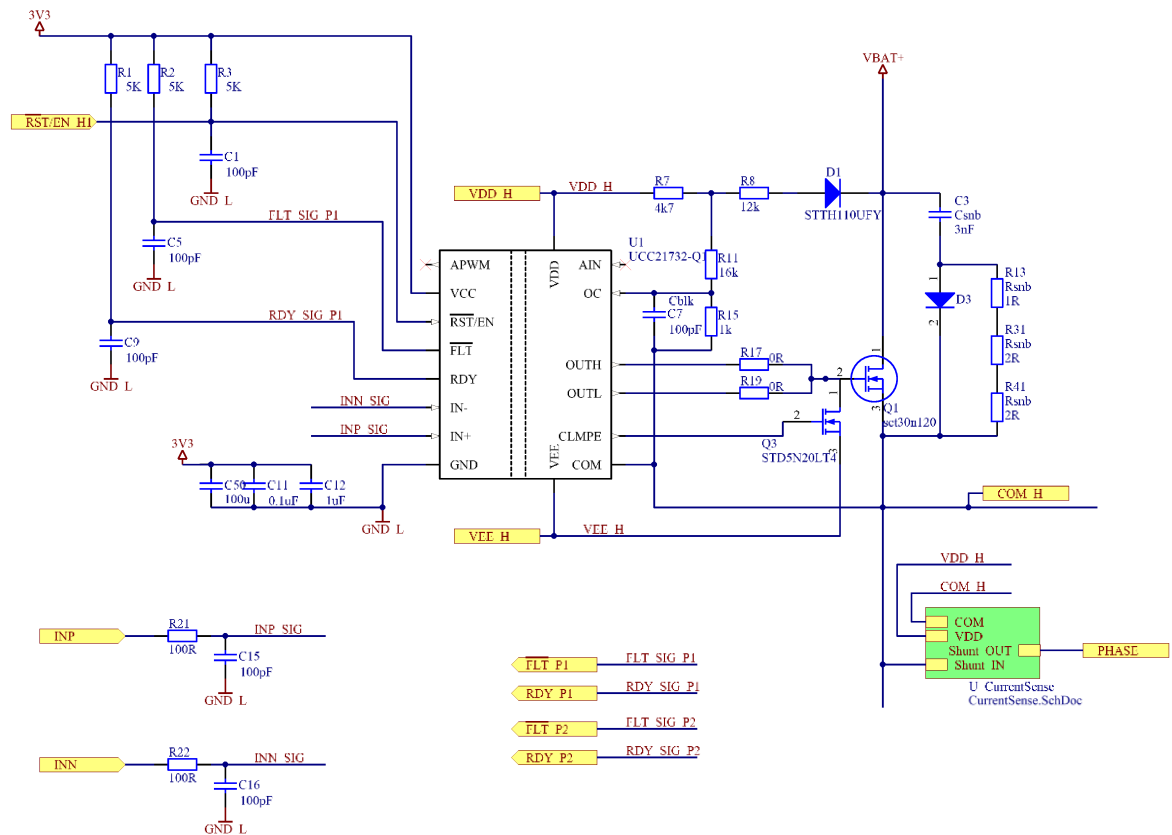
Odabir se postiže postavljanjem 0  $\Omega$  otpornika, za opciju 1. potrebno je postaviti otpornike R66, R47 i R48, za opciju 2. R42 i R44. Iako je opcija 3. namijenjena za dovod naponske razine s pločice na mikrokontroler, može se iskorisiti i u drugom smjeru, za dovod napajanja na pločicu. Linearni regulator LM338T daje do 16.5W snage i kao ostatak napajanja, ima LED diodu kao indikator rada.

## 2.5.3. MOSFET driveri

Kako je već napisano u prijašnjim poglavljima, željena maksimalna struja iznosi 50A, a maksimalna struja svakog MOSFET-a iznosi 25A. Dakle, potrebno je staviti dva MOSFET-a u paralelu da bi se postigla željena jakost struje. Sheme (Sl. 2.17) i (Sl. 2.18) pokazuju shemu jednog cijelog kanala i shemu samo gornjeg lijevog MOSFET-a s pripadnim driverom. S obzirom na to da su lijeva i desna strana (paralela) svakog kanala i komponente oko gornjeg i donjeg MOSFET-a jednake, možemo se usredotočiti samo na shemu (Sl. 2.18).

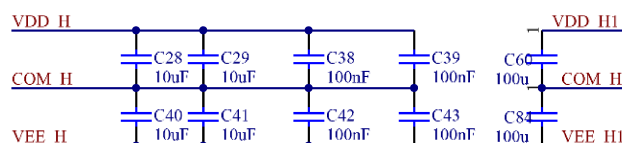


Sl. 2.17 Shema jednog kompletnog kanala



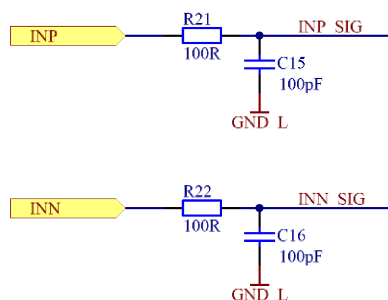
Sl. 2.18 Shema gornjeg lijevog MOSFET-a i njegovog upravljačkog sklopa

Značajni broj blokadnih kondenzatora postavljen je na ulaze svakog drivera prema slici (Sl. 2.19). Kako je opisano prije, za paljenje i gašenje svakog MOSFET-a potrebna je velika količina naboja, pa je krucijalno staviti adekvatne kondenzatore i dovoljan broj istih.



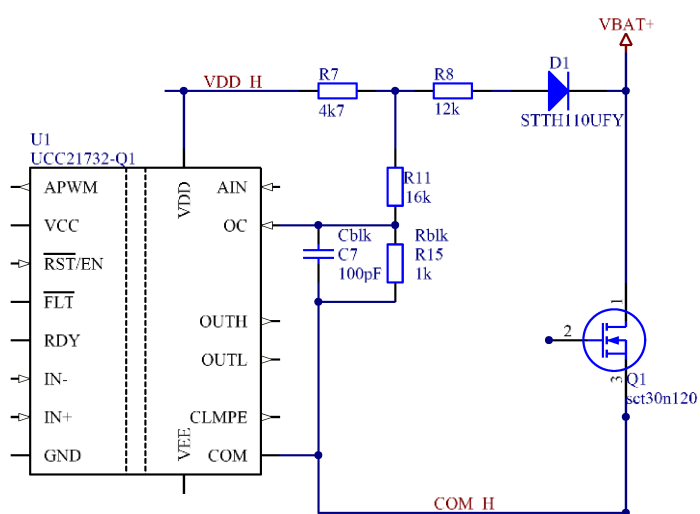
Sl. 2.19 Shema blokadnih kondenzatora

Ulazni signali INN i INP filtriraju se filtrom prikazanim na slici (Sl. 2.20) za povećavanje otpornosti na šum.



Sl. 2.20 Shema filtera za INN i INP

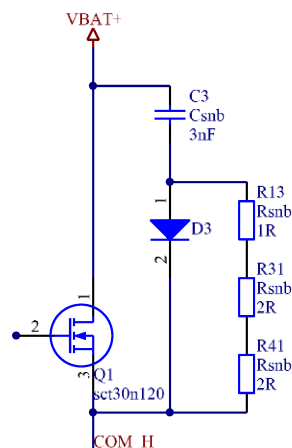
Prekostrujna zaštita zasniva se na desaturacijskom sklopu (engl. Desaturation circuit) prikazanom na slici (Sl. 2.21).



Sl. 2.21 Shema prekostrujne zaštite MOSFET-a

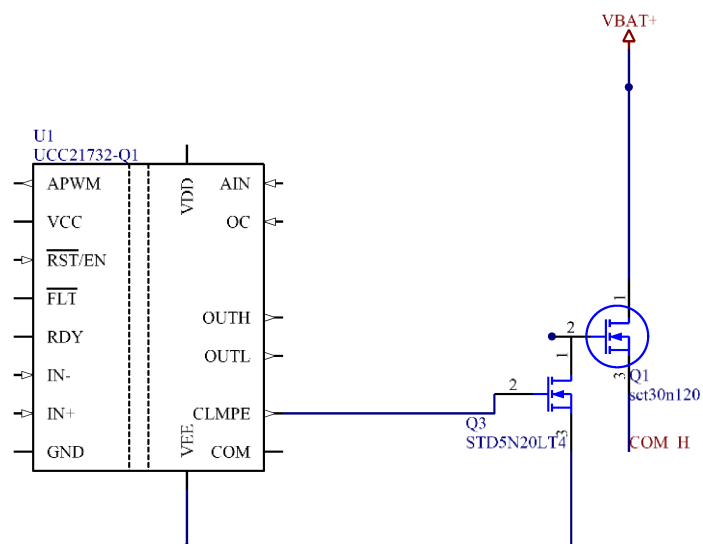
Sklop funkcionira na temelju izlazne karakteristike SiC MOSFET-a. U normalnom režimu rada pad napona na MOSFET-u  $U_{ds}$  je veoma mali. Prilikom kratkog spoja,  $U_{ds}$  vrlo brzo raste i taj napon je moguće iskoristiti za detekciju kratkog spoja. Uloga kondenzatora C7 je sprječavanje lažnog uključivanja zbog velikog šuma kojeg SiC MOSFET generira prilikom samog uključivanja. Odabir pravilnog kapaciteta kondenzatora nije tako jednostavan, jer se pri kratkom spoju MOSFET vrlo brzo uništi, pa je potrebno pronaći pravi iznos kapaciteta, dovoljno velik da se izbjegne lažno uključivanje, a opet dovoljno mali da sklop služi svrsi. Vrijednosti komponenti na shemi su okvirne.

Na slici (Sl. 2.22 Shema snubber filtra) prikazan je Snubber filter koji služi za suzbijanje oscilacija prouzročenih parazitivnim induktivitetom i parazitivnih kapaciteta MOSFET-a. S obzirom da je za proračun komponenti potrebno poznavati iznose parazitivnih kapaciteta i induktiviteta i frekvencije oscilacija (engl. ringing), a komponente su morale biti naručene odjednom i unaprijed, odlučeno je pronaći opisane slične slučajeve i estimirati okvirne vrijednosti komponenti. [21][22][23]



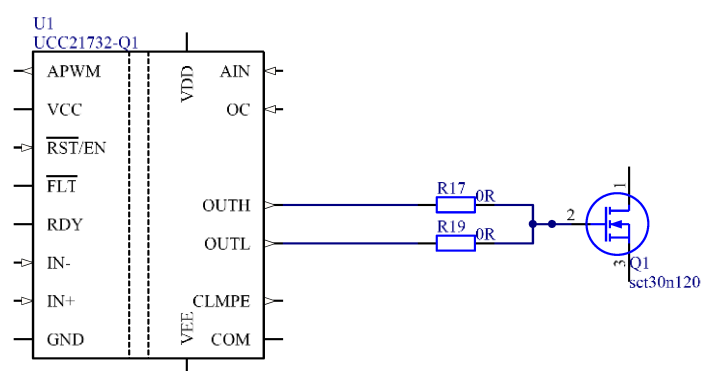
Sl. 2.22 Shema snubber filtra

Upravljač MOSFET-a korisniku daje mogućnost postavljanja dodatne vanjske Millerove stezaljke (Sl. 2.23). Aktivira se u trenutku kad napon na upravljačkoj elektrodi dostigne vrijednost 2V veću od V<sub>ee</sub>, tj. za 2V veću od naponske vrijednosti korištene za gašenje MOSFET-a. Služi kako bi se dodatno suzbila mogućnost lažnog uključivanja MOSFET-a. Mosfet odabran za ovu primjenu je STD5N20LT4.



Sl. 2.23 Shema dodatne vanjske Millerove stezaljke

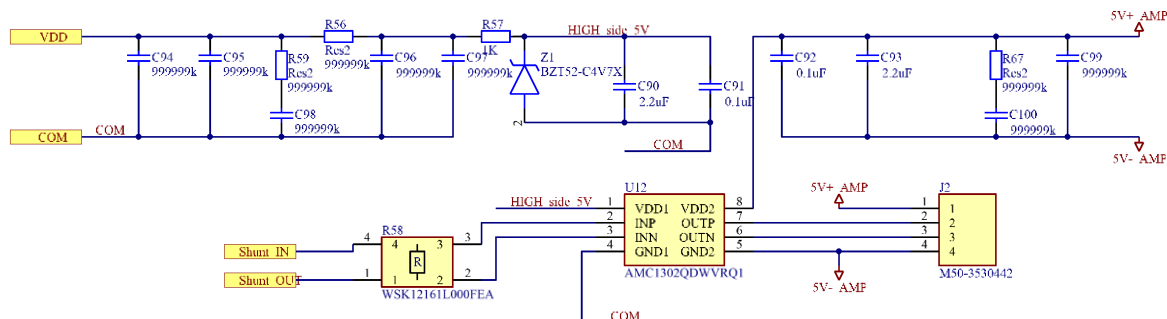
Zadnje bitne komponente su R17 i R19. Kako je opisano ranije, driver ima mogućnost paljenja i gašenja kroz različite vrijednosti otpora za maksimalnu svestranost (Sl. 2.24). Odabrane vrijednosti  $5\Omega$  i  $2\Omega$  su empirijske i pokazale su najbolje.



Sl. 2.24 Shema Rg\_on i Rg\_off

### 2.5.3.1 Mjerenje struja

Unutar sheme drivera nalazi se i shema za mjerenje struja. Jednaka je za svaki kanal i prikazana je na slici (Sl. 2.25).

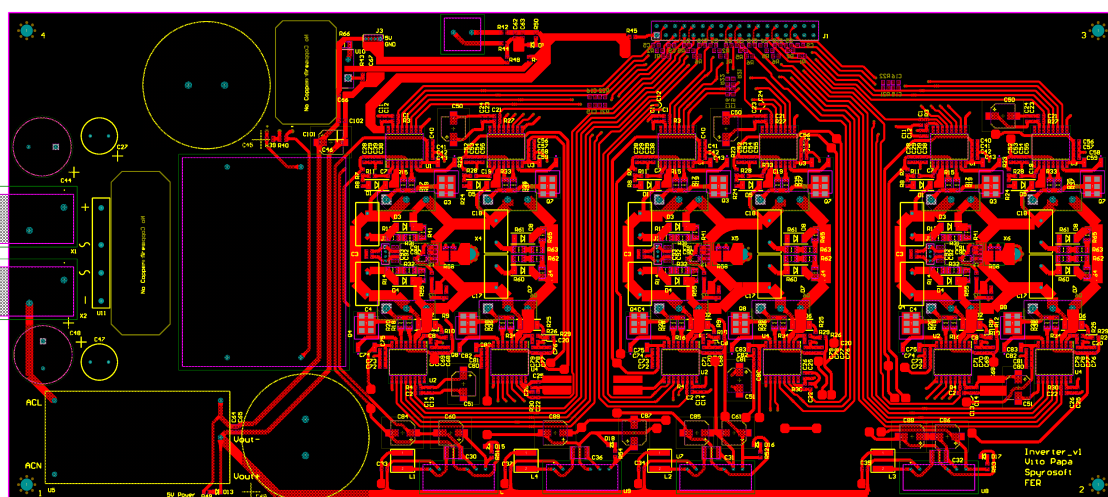


Sl. 2.25 Shema sklopovlja za mjerenje struje

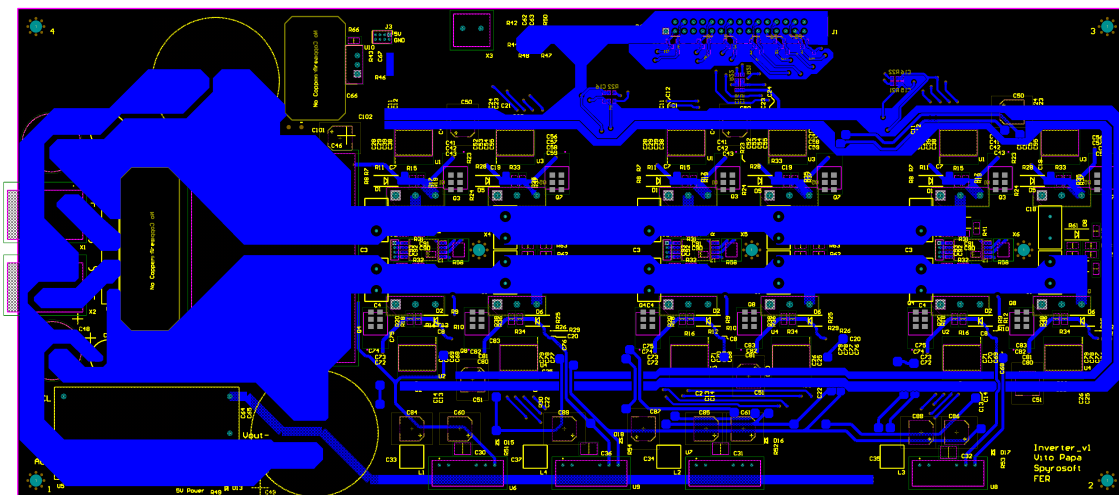
Napajanje referencirano na visokonaponski dio izvedeno je Zener diodom i otpornikom R57. Na niskonaponskoj strani naponska razina od 5V dovedena je direktno od već postojeće vrijednosti. Kondenzatori C90-C93 su blokadni kondenzatori. Kondenzatori C94-C100 i otpornici R56, R59 i R67 nisu namijenjeni za korištenje, stavljeni su samo da njihovi otisci (engl. footprint) generiraju mjesta koja se potom mogu iskoristiti u slučaju potrebe. Shunt otpornik ima četiri izvoda što minimizira grešku nastalu nejednolikim lemljenjem.

## 2.6. Fizički dizajn tiskane pločice

Fizički dizajn pločice prikazan je na slikama (Sl. 2.26) i (Sl. 2.27).

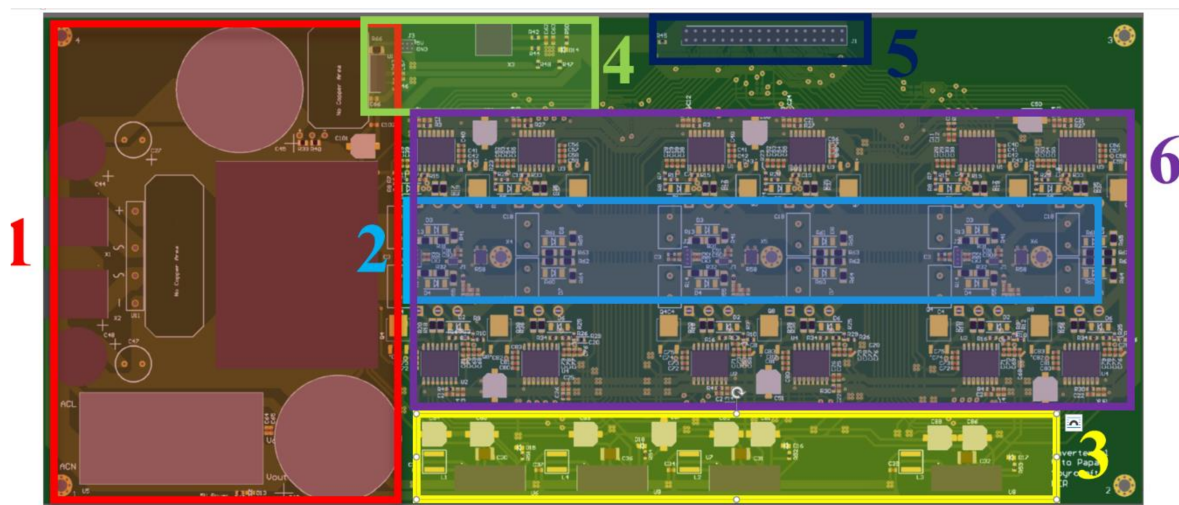


Sl. 2.26 Prikaz gornjeg sloja tiskane pločice invertera



Sl. 2.27 Prikaz donjeg sloja tiskane pločice invertera

Pločica je dvoslojna, s podebljanim slojem bakra ( $70\mu\text{m}$ ). Prilikom dizajniranja, donji sloj je maksimalno ostavljen prazan, kako bi hlađenje bilo što efikasnije i lakše ostvarivo. Na slici (Sl. 2.28) prikazana je tiskana pločica s označenim područjima koja obavljaju određenu funkcionalnost.

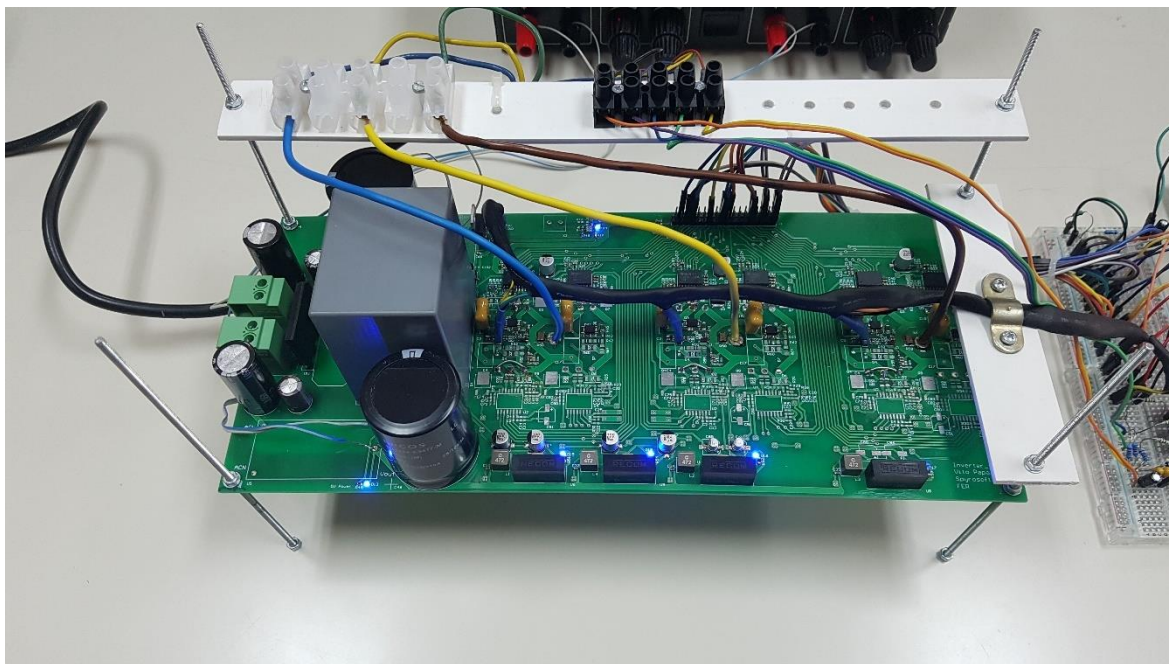


Sl. 2.28 Razdjela područja tiskane pločice po funkcijama

Na lijevoj strani pločice (1) nalaze se komponente potrebne za visokonaponski dio, što uključuje konektore, integrirani Graetzov spoj i kondenzatore. Po donjem sloju izvedene su visokonaponske razine  $U_{bat+}$  i  $U_{bat-}$  (2). Na samome rubu donje strane pločice izvedena su napajanja za paljenje i gašenje MOSFET-a (3). U području označenom s 4 nalaze se komponente i konektor za generaciju naponske razine  $3.3\text{V}$ , a u području označenom s 5 je

niskonaponski konektor namijenjen za spajanje na mikrokontroler. Konačno, u području 6 nalaze se 3 kanala za 3 izlazne faze.

Napajanja za analogna pojačala i signali s njih pri mjerenju faznih struja izvedeni su na zasebnom konektoru J1. Napajanje je predviđeno povezati s konektora J3. Izvodi s pojačala bi se mogli i integrirati na samoj pločici, ali ova izvedba ima veću otpornost na smetnje i šum. Slika (Sl. 2.29) prikazuje krajnji izgled pločice.



Sl. 2.29 Krajnji izgled tiskane pločice invertera

Tijekom dizajniranja pločice, vodilo se računa da visokonaponski vodovi budu dovoljno razmaknuti, te da su strujne petlje minimalne. Udaljenost između drivera i upravljačke elektrode MOSFET-a je minimizirana. Poštovane su upute proizvođača iz datasheetova za raspored komponenata. Gdje god je bilo moguće, iskorišteni su poligoni zbog manjeg otpora i ostavljeni su prostori za hladnjake u slučaju potrebe za Gretzov integrirani sklop i linearni regulator.

## 2.7. Završna razmatranja o dizajnu sklopovlja

Prilikom dizajna razmotrena je mogućnost o vertikalnom slaganju kanala što bi olakšalo dovod napona baterije, no odlučeno je protiv toga zbog dužeg razvoja i veće cijene takvog dizajna.

Iz ovog dizajna naučene su ove stvari :

- Upravljač MOSFET-a treba biti još bliži upravljačkoj elektrodi MOSFET-a, te se može dodati feritna jezgra u seriju s otpornikom. Iako su impulsne struje relativno velike, traju kratko pa disipacija nije problem. Stoga se za footprint obje komponente može uzeti 0603 ili čak 0402.
- Sve visokonaponske veze ostvariti pravim žicama, ne vodovima na tiskanoj pločici, napraviti konektore, ili samo rupe za žice što bliže mosfetima.

Četveroslojni dizajn uvelike bi pojednostavio vodove, čime bi se smanjio šum i kompletna veličina tiskane pločice.

### 3. Programska podrška

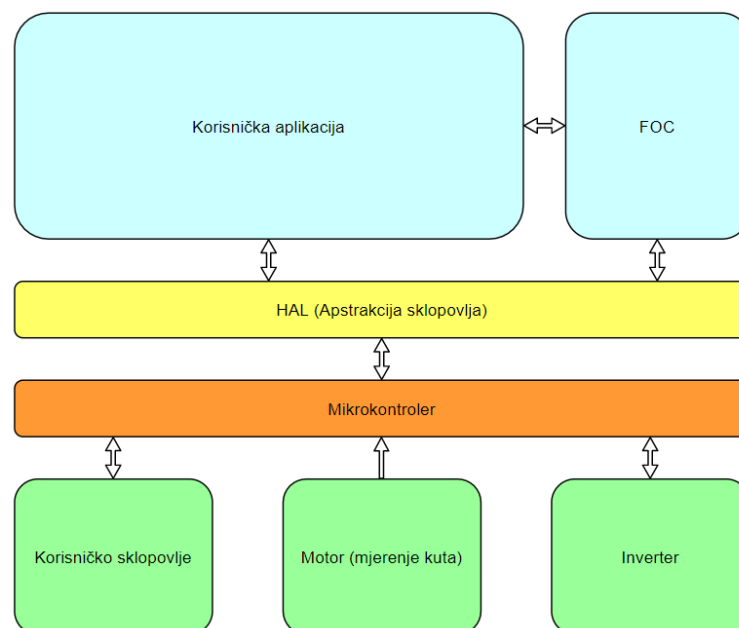
Programska potpora napisana je pomoću programskog alata Keil uVision 5 u programskom jeziku C. Može se podijeliti na podršku za mikrokontroler i sklopovlje i programsku potporu namijenjenu upravljanju motorom. Podrška za mikrokontroler i sklopovlje djelomično je ostvarena uporabom programskog alata STM32CubeMx. STM32CubeMx generira potrebne inicijalizacije i funkcionalnosti potrebne za rad. Generiran kod koristi HAL (Hardware abstraction layer) biblioteku proizvođača ST. Programska potpora za kontrolu motora bit će opisan u sljedećim poglavljima. Verzije softvera praćene su pomoću programskog alata GIT.

S obzirom na potrebe i želje mogućih korisnika sustav je osmišljen da se lako može nadograditi za vršenje dodatnih funkcija. Funkcionalnost upravljanja motorom i sklopovljem namijenjena je da se koristi kao komponenta nekog korisničkog sustava.

Kod je testiran u programskom razvojnom okruženju Matlab Simulink.

#### 3.1. Opis arhitekture sustava

Arhitektura sustava podijeljena je u dva dijela kako je već napisano, na programsku potporu za mikrokontroler i potporu za pogon motora. Slika (Sl. 3.1) prikazuje interakciju pojedinih dijelova sustava.



Sl. 3.1 Slojni prikaz programske potpore

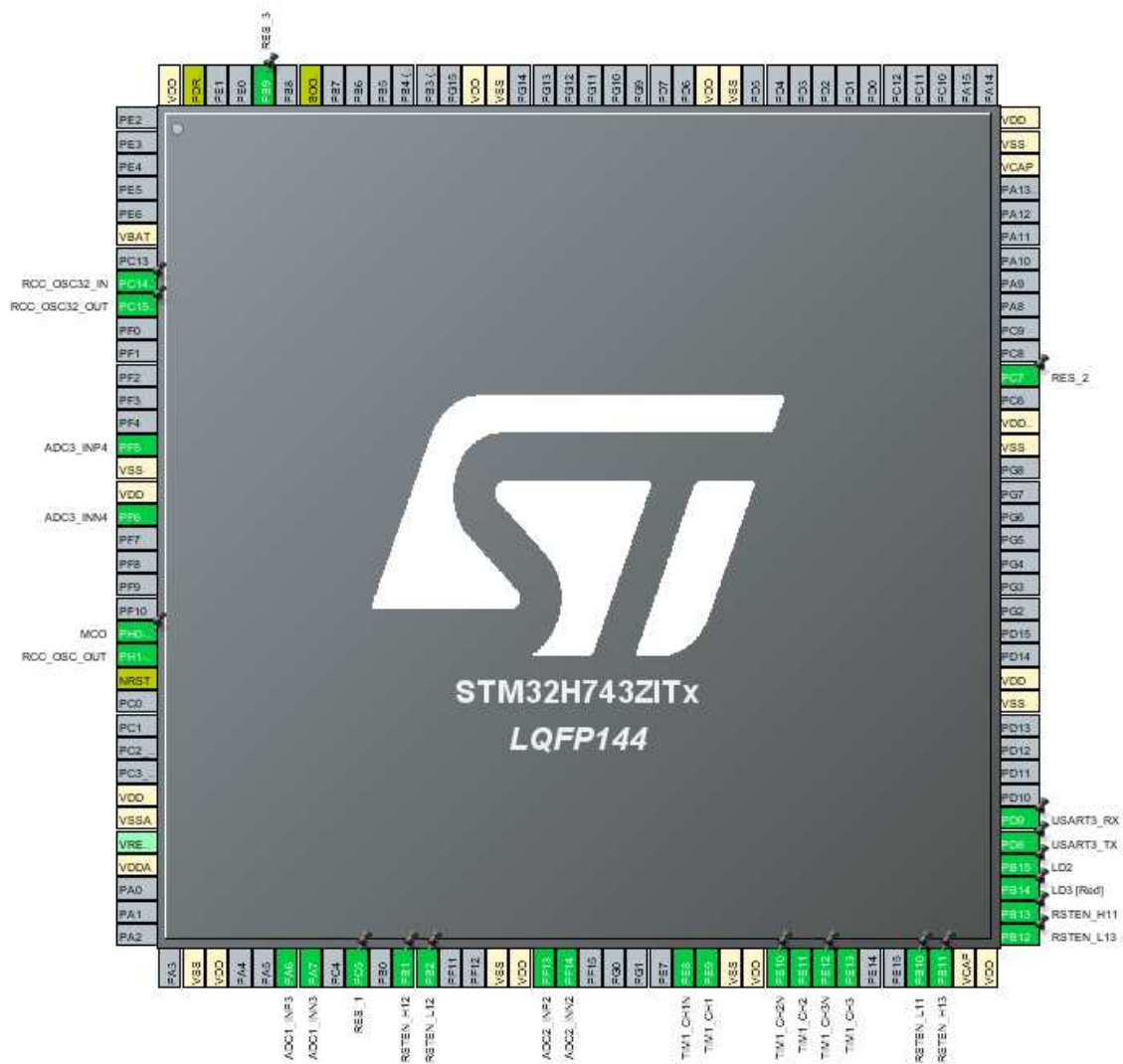
Programska potpora namijenjena pogonu motora pisana je na način koji omogućuje jednostavnu apstrakciju mikrokontrolera, čime je omogućena relativno jednostavna prilagodba sustava.

### **3.1.1. Programska potpora za mikrokontroler i sklopovlje**

Uvjet za implementaciju FOC-a je implementacija pojedinih funkcija mikrokontrolera. Te funkcije su redom:

- pisanje i čitanje digitalnih ulaza/izlaza za omogućavanje i provjeru rada upravljačkog sklopa MOSFET-a
- čitanje kuta rotora – pri čemu način čitanja ovisi o izvedbi sklopa za čitanje kuta (spi, digitalni izlazi...)
- mjerenje izlaznog napona pojačala (odnosi se na mjerenje faznih struja)
- Mikrokontroler mora biti sposoban za neprekidno izvršavanje zatvorene petlje upravljanja motora svaki zadani period.

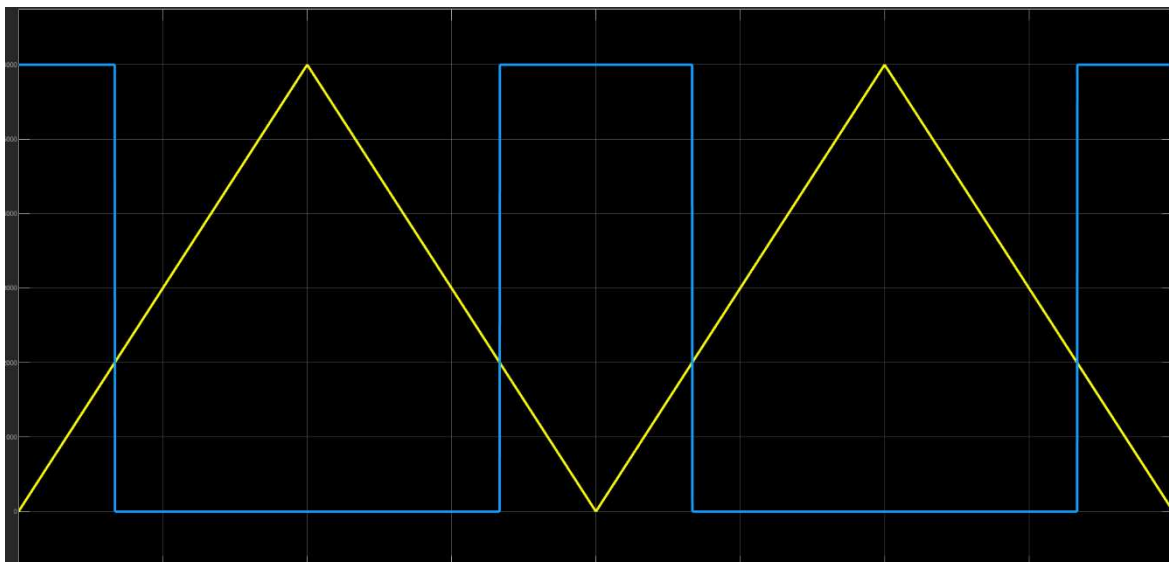
Sve ove funkcionalnosti i još par dodatnih (za testiranje) dodane su na mikrokontroler STM32H743ZI programskim alatom STm32cubemx. Na slici (Sl. 3.2) prikazana je shema korištenih izvoda mikrokontrolera. U daljnjim poglavljima će se bolje opisati korištene funkcionalnosti mikrokontrolera. Zanimljivi dijelovi kôdova bit će opisani u tekstu.



Sl. 3.2 Korišteni izvodi mikrokontrolera

### 3.1.1.1 Brojilo

Srcce cijelog sustava je brojilo Timer1. Brojilo broji u Center Aligned model, što znači da nakon što dođe do broja koji predstavlja period NT, neće krenuti opet iz nule, nego će brojati silazno do 0, kako prikazano na slici žutom bojom (Sl. 3.3).



Sl. 3.3 Graf ovisnosti izlazne vrijednosti o vremenu označen žutom bojom i generirani PWM signal označen plavom bojom

Prekid se generira na zastavicu „Update event“, što znači da se jedan prekid generira kada brojilo dođe do 0 i jedan kada brojilo dođe do vrijednosti perioda. Prekide možemo nazvati parni – prekid kada je brojilo u 0 i neparni, kada brojilo ima maksimalnu vrijednost. Razlog ovakve konfiguracije bit će objašnjen u poglavlju vezanom za kontrolu motora, za sada je potrebno imati na umu da je frekvencija prekida 2 puta veća od frekvencije PWM signala. Odabrana frekvencija PWM signala, kako je prethodno napisano je 20 kHz i stoga brojilo generira prekide frekvencijom 40kHz.

### 3.1.1.2 Generiranje PWM signala

Brojilo na kanalima 1, 2 i 3 generira PWM signal. Svaki kanal kao izlaz ima dva izvoda, jedan za generiranu zadanu vrijednost, a drugi invertiranu, kao što je već opisano. Ubačeno je mrtvo vrijeme (eng. Dead time) od 83ns za prevenciju simultanog rada MOSFET-a koji bi rezultirao uništenjem sklopovlja. PWM signal izgleda kao na slici (Sl. 3.3).

Bitno je napomenuti da su sva tri kanala poravnata s obzirom na sredinu visoke razine PWM ciklusa. Za razumijevanje generiranja PWM signala potrebno je još razumjeti rad registara CNT i CCR. CNT registar je radni registar brojila i njegova se vrijednost mijenja, kako je

već opisano, 0-6000-0-... . CCR registar se uspoređuje s CNT registrom i mijenja polaritet izlaznog PWM signala. Dakle, u taj registar je potrebno upisati željeni broj koji predstavlja radni ciklus PWM signala. Ako je vrijednost CNT registra manja od vrijednosti CCR registra, izlazna razina PWM signala bit će visoka, inače je niska. To znači da će u 0 PWM uvijek biti na visokoj naponskoj razini (osim u slučaju da je radni ciklus 0%), a u maksimalnoj vrijednosti (6000 u našem slučaju), PWM će biti u niskoj naponskoj razini.

### 3.1.1.3 Ulazi i izlazi opće namjene (GPIO)

Digitalni ulazni signali MOSFET drivera, kao i digitalni izlazni signali sa sklopa za mjerenje električnog kuta motora, ostvareni su GPIO sklopom. Ovaj sklop omogućuje čitanje trenutne vrijednosti napona na ulaznom izvodu (digitalno, 0 ili 1) kao i postavljanje vrijednosti na izlazni izvod.

### 3.1.1.4 AD konverter

Za mjerenje izlaznog napona pojačala korišteni su AD konverteri 1, 2 i 3. AD konverteri rade odvojeno, 16 bitnom rezolucijom. Uključena je hardverska opcija pretipkavanja 1023 uzoraka. Vrijeme uzorkovanja i frekvencija ADC priključka podešena je prema datasheetu. HAL biblioteka ne podržava podršku za linearnu kalibraciju AD konvertera, pa je odlučeno samostalno ostvariti tu funkciju (Kôd 3.1). Korisniku je dana get funkcija kojom je moguće provjeriti je li došlo do greške prilikom kalibracije.

```
void ADC1_calibration(void)
{
    if ((ADC1->CR & ADC_CR_ADEN) == 0)
    {
        ADC1->CR |= ADC_CR_ADALDIF;
        ADC1->CR |= ADC_CR_ADALLIN;
        ADC1->CR |= ADC_CR_ADCAL;

        while ((ADC1->CR & ADC_CR_ADCAL) != 0)
        {}

        ADC1->CR |= ADC_CR_ADEN;

        while ((ADC1->ISR & ADC_ISR_ADRDY) != 1)
        {}

        ADC1->CR &= ~ADC_CR_LINCALRDYW6;
        while ((ADC1->CR & ADC_CR_LINCALRDYW6) != 0)
        {}
    }
}
```

```

    }
    else
    {
        error = 1;
    }
}

```

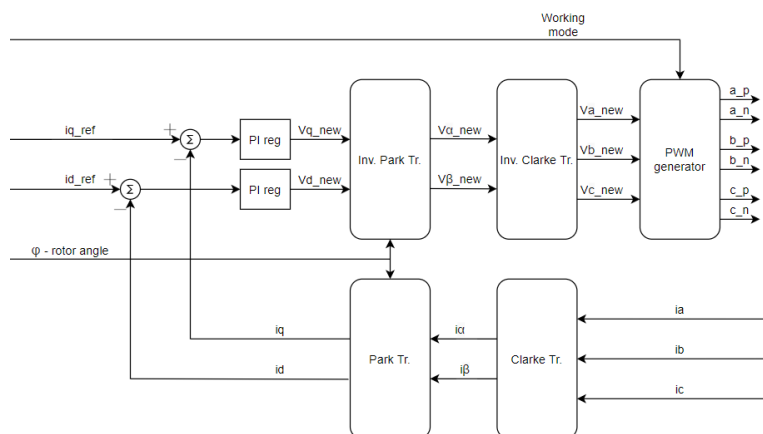
Kôd 3.1 Funkcija za linearnu kalibraciju AD konvertera

### 3.1.1.5 Usart

Za testiranje i otkrivanje grešaka korišten je USART3 najveće moguće frekvencije, 921600 baud/s. Redefinicijom standardnih funkcija fputc i fgetc omogućen je izravan ispis/upis podataka sa serijskog porta pomoću standardnih funkcija printf i scanf. Ovime je znatno ubrzana i olakšana razvojna faza.

## 3.2. Programska potpora za upravljanje motorom

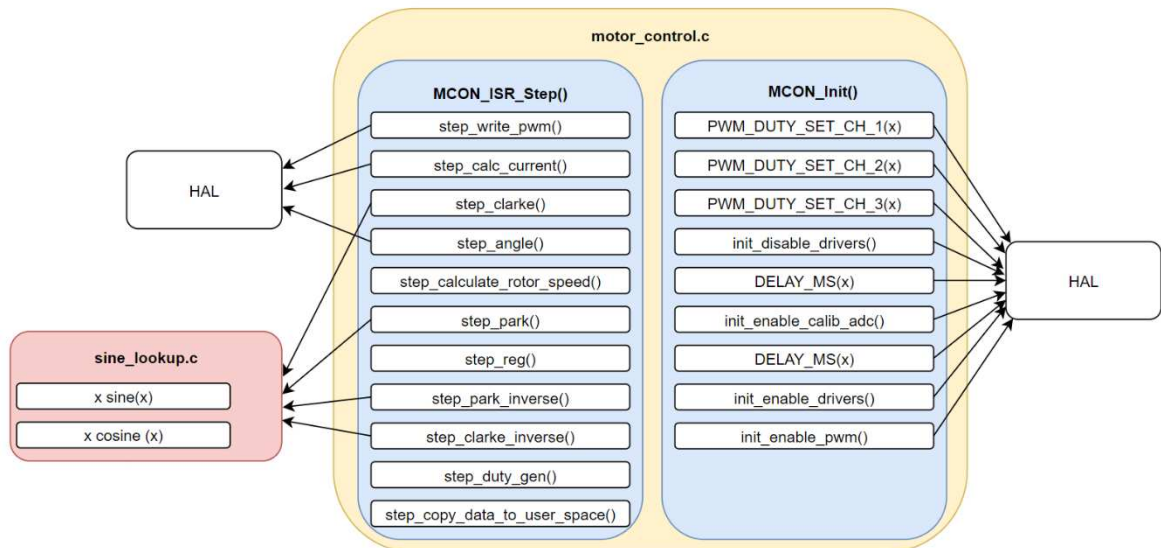
Zadaća programske podrške za upravljanje motorom je implementacija funkcionalnosti bijelih blokova prema već opisanoj shemi (Sl. 1.8 Shema FOC-a), tj. implementacija blokova na shemi (Sl. 3.4 Potrebne funkcionalnosti)



Sl. 3.4 Potrebne funkcionalnosti

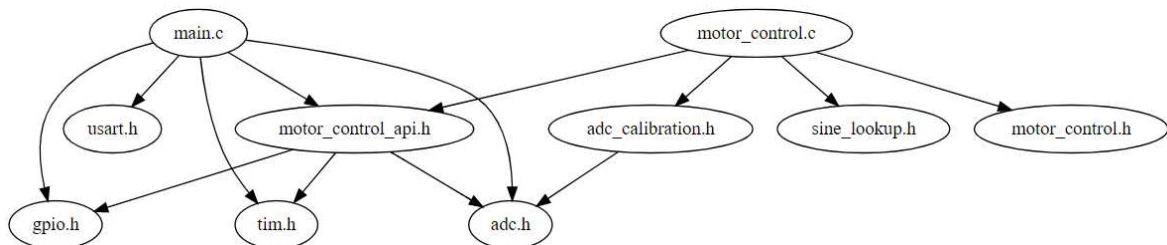
Kompletna funkcionalnost sustava raščlanjena je do najjednostavnijih funkcija. Svi parametri se prenose preko dvije statične strukture podataka, jedne privatne, korištene za interne podatke i jedne javne, kojoj korisnik može pristupiti, čitati i pisati odgovarajuće parametre potrebne za rad motora. Svaka programska funkcija ostvaruje samo jednu funkcionalnost, pa možemo reći da je jedna komponenta sustava. Također funkcije su tipa

void i samo mijenjaju vrijednosti članova navedenih struktura i u pravilu ne pozivaju druge funkcije. Ovakav način strukturiranja podataka i koda nije optimalan, no olakšava testiranje, otklanjanje grešaka i nadogradnju. Na slici (Sl. 3.5) prikazan je modul motor\_control.c i funkcije koje se nalaze u njemu.



Sl. 3.5 Struktura i interakcija modula motor\_control.c

Graf ovisnosti najbitnijih komponenti nalazi se na slici (Sl. 3.6).



Sl. 3.6 Graf ovisnosti

Korisniku je na raspolaganje dana datoteka api.h gdje se nalazi sva apstrakcija korištene platforme.

### 3.2.1. Inicijalizacijska funkcija

Funkcija za inicijalizaciju naziva se `mcon_init`. Zbog sigurnosnih razloga, najprije postavi sve izlazne PWM signale na 0. Zatim, opet zbog sigurnosnih razloga, ugasi sve MOSFET driveere funkcijom `init_disable_drivers`. Slijedi opisana dodatna kalibracija AD konvertera, pokretanje mosfet drivera i pokretanje generiranja PWM signala.

Jedina složenija funkcija unutar inicijalizacije je dodatna kalibracija pomaka AD pretvornika (Kôd 3.2 Kalibracija pomaka AD pretvornika). Kalibracija se provodi tako da se za svaki kanal uzme aritmetička sredina 80 uzastopnih uzoraka. Ta vrijednost će se kasnije oduzeti od pročitanih vrijednosti.

```
for (i = 0; i < 80;i++) /* up to 120 samples max*/
{
    priv_mdata.offset_ch1 += ADC_GET_VALUE_CH_1();
    ...
}
priv_mdata.offset_ch1 /= i;
...
```

Kôd 3.2 Kalibracija pomaka AD pretvornika

### 3.2.2. Radna funkcija

Radna funkcija zove se `MCON_STEP`. Predviđeno mjesto poziva ove funkcije je prekidna rutina najvišeg prioriteta. Za siguran rad sustava izvršavanje ove funkcije ne smije biti prekinuto. Kako je već rečeno, generiraju se dva prekida po jednom periodu PWM signala. Ovisno o tome, funkcija se grana s obzirom je li prekid nastao u maksimumu brojila, ili u nuli. Razlog ovakve arhitekture i odabir ovakvog načina brojanja je činjenica da mjerenje struje ima veću točnost i manje šuma ako se mjeri u sredini gornje razine PWM ciklusa.[3] Pojedinačno mjerenje bilo bi vrlo nepraktično, puno je jednostavnije referencirati s obzirom na izabranu točku.

Može se uočiti da ako se rad promijeni u trenutku kada prekid nastane u visokoj naponskoj razini PWM-a, signal postaje izobličen, zato se nove vrijednosti radnog ciklusa upisuju kada se dogodi prekid u niskoj razini, a petlja kontrole motora će se odvijati u prekidu koji se dogodi na visokoj razini PWM ciklusa. Ovom arhitekturom polučen je siguran rad pod uvjetom da se kompletna petlja može izvršiti unutar  $T_{pwm}$ , tj. 25  $\mu$ s, te da se struje čitaju u visokoj razini PWM ciklusa.

Napokon, slijedi opis kontrolne petlje motora. Prvi korak je računanje struja faza motora. Pokretanje AD konvertera moguće je konfigurirati na različite načine. Odabrano je svaki put programski pokrenuti konverziju jer zbog dobrih performansi mikrokontrolera nije zamijećeno značajno vrijeme potrebno za očitavanje rezultata i ponovno pokretanje AD konvertera. Algoritam je prikazan isječkom (Kôd 3.3).

```
ADC_START_CH_1();
...
adc_temp_c1 = ADC_GET_VALUE_CH_1();
...
priv_mdata.adc_val_c1 = ((double)((int32_t)adc_temp_c1 -
(int32_t)priv_mdata.offset_ch1)) * AD_CURRENT_CONST;
```

### Kôd 3.3 Određivanje fazne struje AD konverterom

Formula za izračun struje u amperima može se dobiti pomoću izraza (47).

$$I[A] = (N_{AD} - N_{off}) \frac{2 \cdot U_{DD}}{2^x \cdot 41 \cdot 1m\Omega} \quad (47)$$

$N_{AD}$  je broj dobiven AD konverzijom,  $N_{off}$  je pomak, u idealnom slučaju trebao bi iznositi  $\frac{2^x}{2}$ .  $U_{DD}$  je maksimalan napon reference konvertera, 41 je pojačanje pojačala, a  $x$  broj bitova konverzije.

Drugi korak je već opisana Clarkina transformacija. Transformacija nije zahtjevna i svodi se na nekoliko operacija množenja i zbrajanja.

Sljedeći korak je određivanje trenutnog električnog kuta motora. Za to možemo koristiti senzore koji mjere električni ili mehanički kut jer su ti kutevi međusobno ovisni. Ova funkcionalnost je nužna za provjeru rada FOC algoritma. U testnoj konfiguraciji mjerenje kuta vrši se integriranim HAL senzorima. Točna konfiguracija bit će opisana u 4. poglavlju. HAL senzori očitavaju kut magnetskog polja rotora, dakle električni kut. Senzori su postavljeni u statoru, 60° jedan od drugog, pa je moguće očitavati sekstante punog električnog kruga. Dekodiranje je moguće obaviti prema (Tablica 3)

| Očitana vrijednost | Pripadni kut |
|--------------------|--------------|
| 2                  | 0            |
| 4                  | 60           |
| 3                  | 120          |
| 0                  | 180          |
| 1                  | 240          |
| 5                  | 300          |

Tablica 3 Dekodiranje HAL senzora

Zbog velikih smetnji na digitalnim izlazima senzora uočenih tijekom razvoja, dodan je niskopropusni filtar ostvaren moving average algoritmom. U trenutku pisanja ovog rada, problem smetnji je suzbijen, pa ta funkcionalnost, prikazana isječkom (Kôd 3.4 Algoritam za jednostavnu filtraciju smetnji na HAL senzorima) nije upotrebljena.

```

C1_last = C1;
...
if (flag1)      {C1 = C1_last;}
    else {
        C1 = RESOLVER_READ_HALL_1();
        counter1 = 0;
    }
...
if (counter1 > HAL_NUMOF_SAMPLES) { flag1 = 0;}
...
if (C1 != C1_last) { flag1 = 1; }
...
counter1 +=1;

```

Kôd 3.4 Algoritam za jednostavnu filtraciju smetnji na HAL senzorima

Nažalost šestine punog kuta nisu dovoljne za finu kontrolu rada motora, u našem slučaju motor je proizvodio znatnu količinu vibracija. Taj problem riješen je linearizacijom kuta funkcijom `angle_interp`. Linearizacija radi na vrlo jednostavan način: računa se broj proteklih 2k prekidnih rutina između izmjerene promjena kuta. Algoritam je prikazan formulom (Kôd 3.1) i slika (Sl. 3.7) prikazuje konačan izgled iznosa kuta prilikom konstantne pobude. Nakon linearizacije više nisu uočene značajnije vibracije motora.

```

f_one_tick_step = (60./(double)angle_num_of_50us) * couter2;
// one tick * num of current tick
if (f_one_tick_step > 60)      // limit angle

```

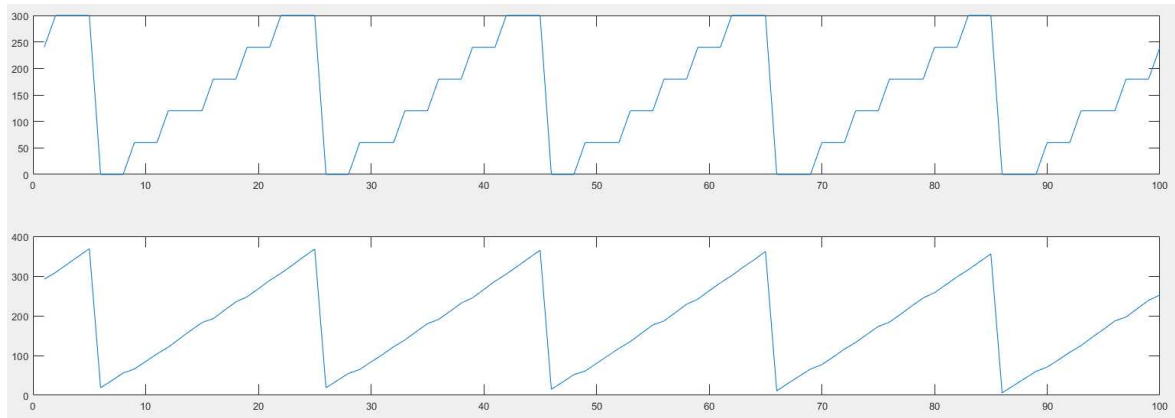
```

{
    f_one_tick_step = 59;
}

priv_mdata.angle_interpolated = priv_mdata.angle +
(uint16_t)f_one_tick_step;          // cast tick (max error of 1)

```

Kôd 3.5 Algoritam za linearizaciju kuta



Sl. 3.7 Prikaz ulazne vrijednosti kuta i aproksimirane

Nakon dobivanja vrijednosti kuta, možemo napraviti Parkovu transformaciju. Osim jednostavnih množenja i zbrajanja, za transformaciju potrebne su funkcije sinusa i kosinusa. Umjesto računanja vrijednosti, koje bi zahtijevalo znatno vrijeme, odabran je drugačiji pristup. Vrijednosti jedne četvrtine sinusnog vala pohranjene su u lookup tablicu. Veličina tablice je 2 bajta \* 16 bitova, pa je  $2^{16}-1$  i maksimalna amplituda sinusa. Time je dobivena maksimalna rezolucija za odabranu veličinu memorije. S obzirom da se od prve četvrtine perioda sinusa može konstruirati cijeli period pomoću jednostavnih matematičkih operacija, uporabom prve četvrtine perioda sinusa umjesto punog perioda, moguće je dobiti još dva bita razlučivosti. Rezultat je funkcija koja uzima 18 bitni podatak bez predznaka i vraća 18 bitni podatak s predznakom, period jednog sinusa je  $2^{18}-1$ , a amplituda  $-2^{16}$  do  $2^{16}-1$ .

Regulacija je sljedeći korak kontrole motora. Izravna i kvadratura komponenta struja, dobivene Parkovom transformacijom, prvo se množe s koeficijentom  $K_{curr}$  da bi se dobila ekvivalentna vrijednost napona  $U_d$  i  $U_q$ , zatim se dobiveni naponi uspoređuju sa željenim referentnim naponom kojeg postavlja korisnik. Računa se pogreška, koja zatim prolazi kroz PI regulator sa parametrima  $K_{proportional}$  i  $K_{integral}$ . Sva tri koeficijenta su varijable dane korisniku za namještanje.

Slijede inverzna Parkova i Clarkina transformacija, vrlo slične svojim neinverznim oblicima. Jedina promjena je utiskivanje harmonika, što ovisi o načinu rada motora, a nakon inverzne

Clarkine transformacije. Utiskivanje harmonika je vrlo jednostavno, izračunatim novim vrijednostima faznog napona samo je potrebno dodati još sinus željene frekvencije i amplitude.

Predzadnji korak obuhvaća skaliranje i pretvorbu rezultata u odgovarajući tip podataka pogodan za PWM kontroler. Konačno, zadnji korak je kopiranje podataka iz privatne strukture u javnu, dostupnu korisniku. Ovim pristupom korisnik ne može mijenjati podatke, ali ih može čitati i koristiti dalje u korisničkoj aplikaciji.

### **3.3. Završna razmatranja o programskoj podršci**

Kao što se može vidjeti iz grafa ovisnosti, apstrakcija je minimalna i sljedeći logičan korak bio bi potpuno odvajanje funkcionalnosti vezanih uz motor i eventualno pakiranje u biblioteku.

Za bolji rad sustava trebalo bi provesti demodulaciju umetnutih harmonika prije računanja  $d$  i  $q$  komponenata sustava. Trenutno ta funkcija nije implementirana i rezultat su oscilacije u  $dq$  ravnini. Također, za bolji rad sustava trebala bi se implementirati funkcionalnost koja će postepeno ubacivati harmonike i postepeno mijenjati njihove amplitude prema nekoj određenoj funkciji da ne postoje diskretne, nagle promjene tijekom rada motora.

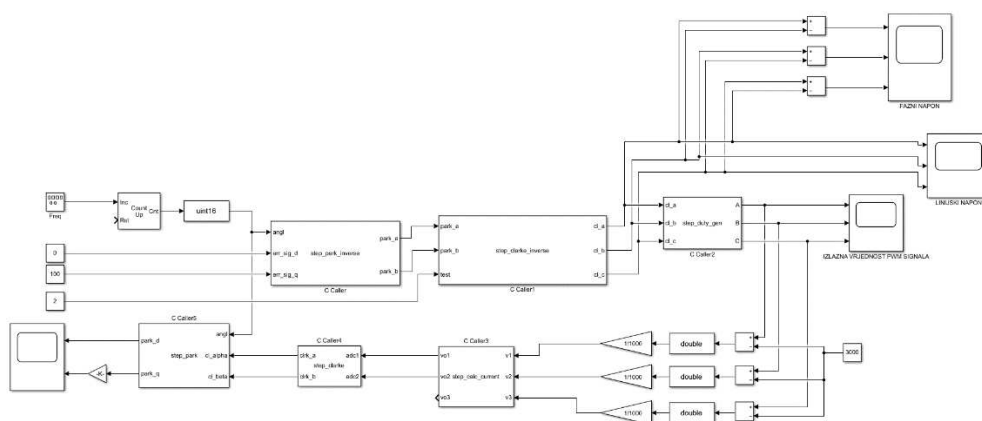
Također, razvijena programska podrška je trenutno razvojnog tipa i troši mnogo više resursa nego što je potrebno. Optimizacijom bi se mogli postići bolji rezultati, tj. preostalo bi više procesorskog vremena i memorije za korisničke potrebe.

## 4. Testiranje

S obzirom na uvjete tijekom izrade ovog rada (posebice karantena zbog COVID-19) nije bilo moguće ostvariti sve postavljene ciljeve, no pokušalo se ostvariti i testirati najveći broj željenih funkcionalnosti s obzirom na dostupne resurse. Performanse sustava testirane su na motoru bez dodatnog otpora; unutarnji otpor motora trebao bi biti dovoljan za provjeru rada željenih funkcija.

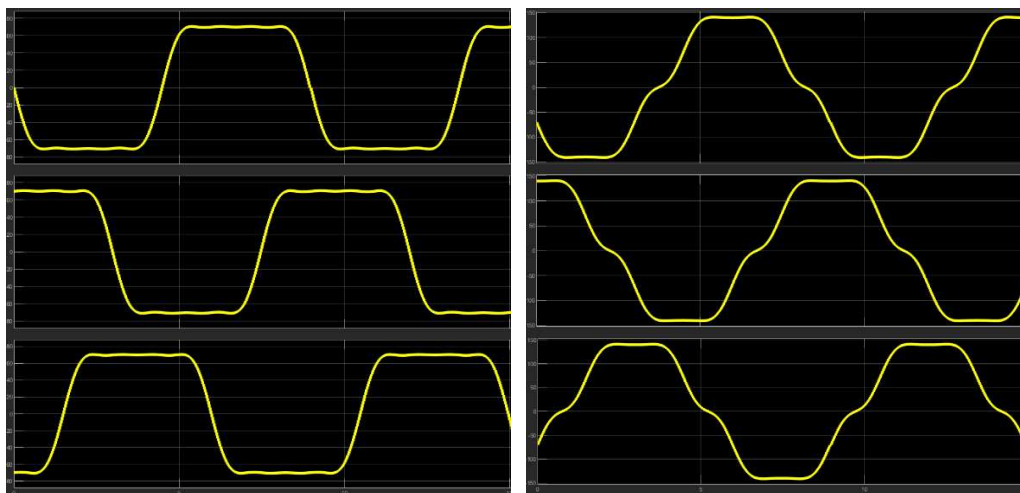
### 4.1. Testiranje programske podrške

Testiranje programske podrške provedeno je pomoću programskog alata Matlab Simulink. Napravljen je model koji simulira rad cijelog sustava u cilju provjere algoritama korištenih za kontrolu motora (Sl. 4.1 Simulacijski model sustava). Kut je simuliran „Count up“ blokom, a motor jednim „Gain“ blokom. Sama programska podrška u model je ubačena pomoću „C Caller“ bloka. Blok omogućuje poziv C funkcija. Blokovima „Scope“ provjerene su dobivene vrijednosti.

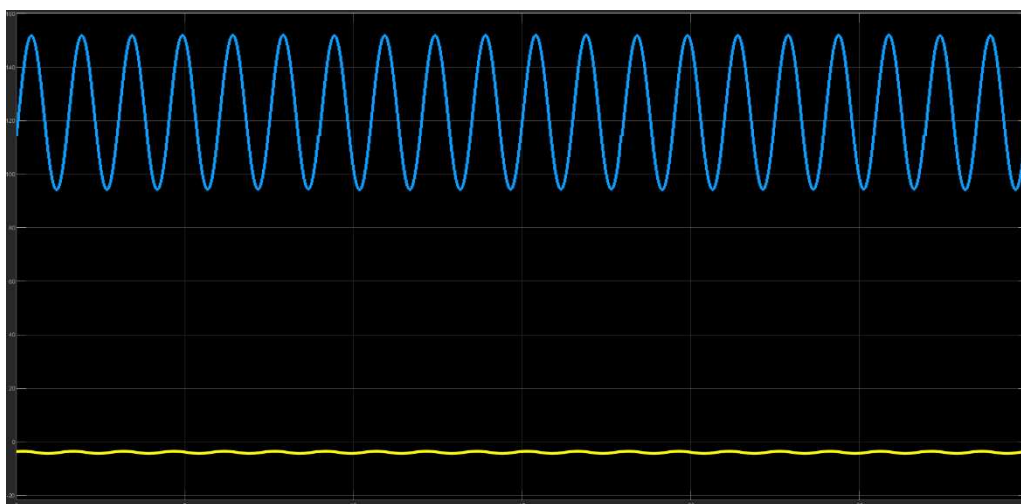


Sl. 4.1 Simulacijski model sustava

Na slikama (Sl. 4.2) i (Sl. 4.3) može se vidjeti primjer izlaznih valnih oblika za nelinearnu pobudu.



Sl. 4.2 Fazni i linijski naponi za nelinearnu pobudu



Sl. 4.3 d-q ravnina sa izobličenjima

Na slici (Sl. 4.2) prikazani su fazni naponi i linijski, a na slici (Sl. 4.3) izobličenja nastala u dq ravnini kao posljedica nesinusoidalnih linijskih napona.

## 4.2. Testiranje sklopovlja

### 4.2.1. Opis mjernog sustava

Sustav za testiranje invertera i odgovarajuće programske podrške sastoji se od 6 dijelova. Osim invertera i mikrokontrolera, koji su već opisani, ostatak komponenti i njihova uloga će biti opisana u poglavljima koja slijede.

#### 4.2.1.1 Električni motor

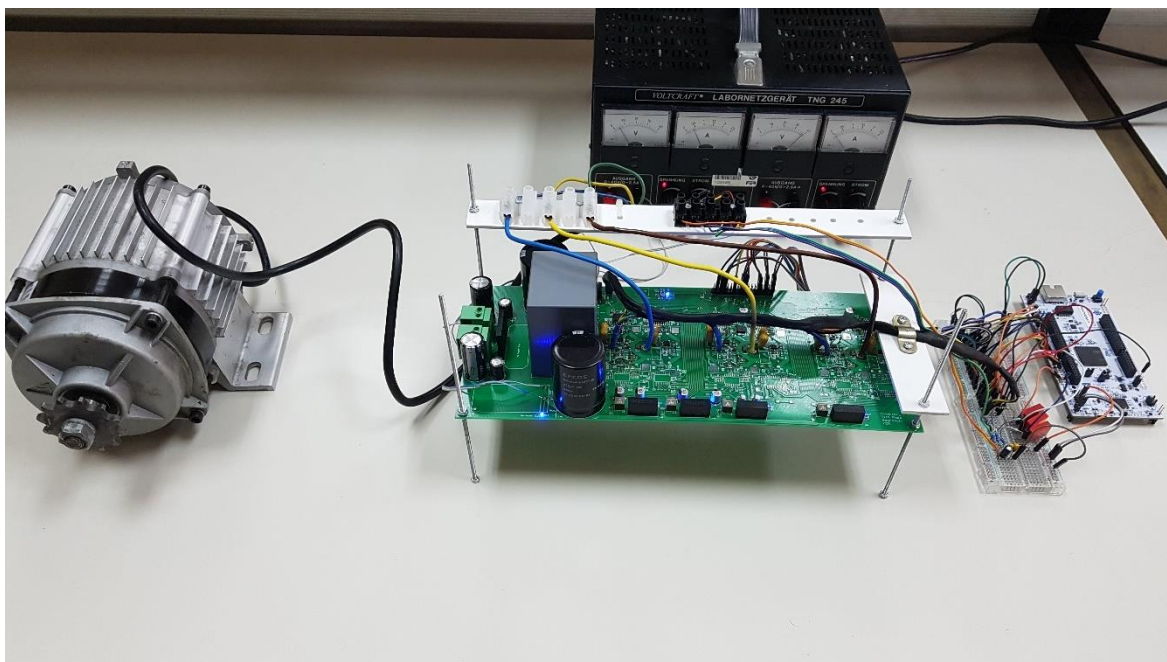
Korišteni motor je DM8-12035WX proizvođača China electromotor. To je sinkroni motor namijenjen za manje električno vozilo (bicikl, skuter). Motor je namijenjen za napon od 48V, može proizvesti 350W i 2.79Nm momenta. Ostali standardni parametri mogu se pročitati u tablici (Tablica 4) [26]

| Item                   | DM8-12035WX |
|------------------------|-------------|
| Specification          | 48V/350W    |
| No-load speed(rpm)     | 3200        |
| No-load current (A)    | ≤1.3        |
| Rated voltage (V)      | 48          |
| Rated power (W)        | 350         |
| Rated Speed(rpm)       | 3000        |
| Rated torque(N·M)      | 2.79        |
| Rated current (A)      | 9.1         |
| EFF (%)                | ≥80%        |
| Reduction Ratio        | 6           |
| Weight (kg)            | 5           |
| Packing quantity (PCS) | 4           |
| Packing size (cm)      | 26×25×24    |

Tablica 4 Parametri električnog motora

Motor ima sveukupno šest izvoda, tri za faze i tri za HAL-ove senzore. HAL-ovi senzori daju informaciju o trenutnoj orijentaciji polja. Informacija je samo jedan bit, smjer trenutnog magnetskog polja. Senzori su pomaknuti za kut od 60° jedan u odnosu na drugi. Takva konfiguracija omogućava mjerenje šetine punog kuta. Nažalost, točne specifikacije za senzore nisu dostupne, jedine dvije poznate informacije su da rade na 4.5V i da su open drain tipa, pa je potrebno spojiti pull-up mrežu. Napajanje je izvedeno s mikrokontrolera, 5V je

spušteno na odgovarajućih 4.5V običnom diodom. Signali su filtrirani niskopropusnim filtrom na eksperimentalnoj pločici prije ulaza na mikrokontroler. Motor i ostatak sustava prikazan je slikom (Sl. 4.4 Motor i mjerni sustav)



Sl. 4.4 Motor i mjerni sustav

#### **4.2.1.2 Napajanje**

Korišteno je napajanje Voltcraft TMG245. Napajanje je linearni regulator, maksimalnog napona 40V i maksimalne struje 2.5A. Rad korištenog električnog motora je i dalje moguć, bez obzira na neadekvatne vrijednosti napajanja pod uvjetom da se motor previše ne optereti. Napajanje ima dva kanala, prvi kanal iskorišten je za generiranje napona vrijednosti 5V, i iskorišten je za napajanje niskonaponskog dijela pločice. Drugi kanal namješten je na 40V i predstavlja visokonaponski napon baterije, tj radni napon sustava.

#### **4.2.1.3 Eksperimentalna pločica.**

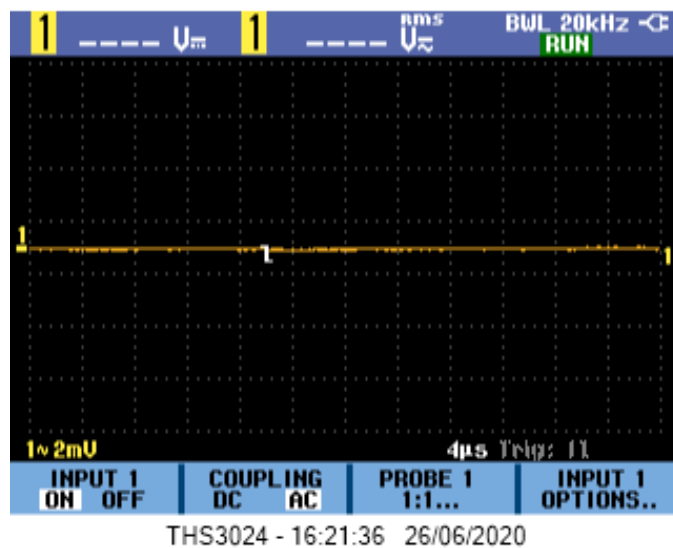
Na eksperimentalnoj pločici uspostavljena je veza signala s invertera na mikrokontroler. Obavljena je i funkcija spajanja HAL senzora na pull-up mrežu i filtracija njihovih signala.

## 4.2.2. Mjerenje performansi sustava

Sva mjerenja bit će opisana u manjim zasebnim poglavljima.

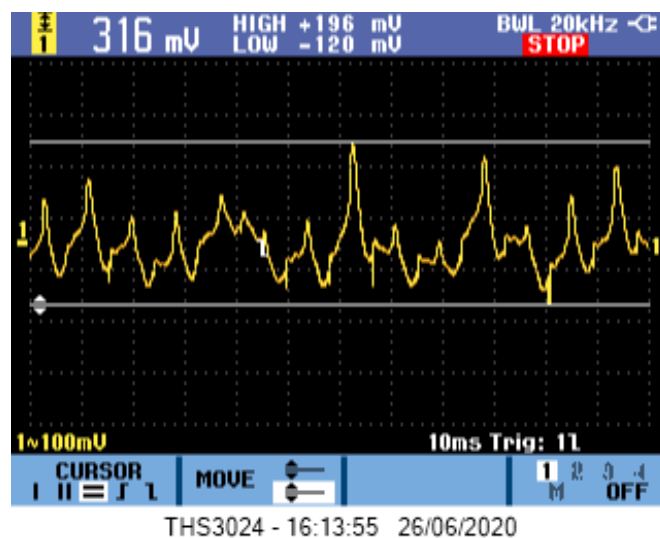
### 4.2.2.1 Napajanja

Prva stvar koju je bilo potrebno provjeriti i ispitati su valni oblici napajanja. Valni oblik na slici (Sl. 4.5 Valni oblik 3.3V napajanja) predstavlja valovitost generirane naponske razine 3.3V tijekom kontinuiranog rada invertera. Na slici se može vidjeti da je vrijednost napona vrlo stabilna, bez značajnog šuma i izobličenja.



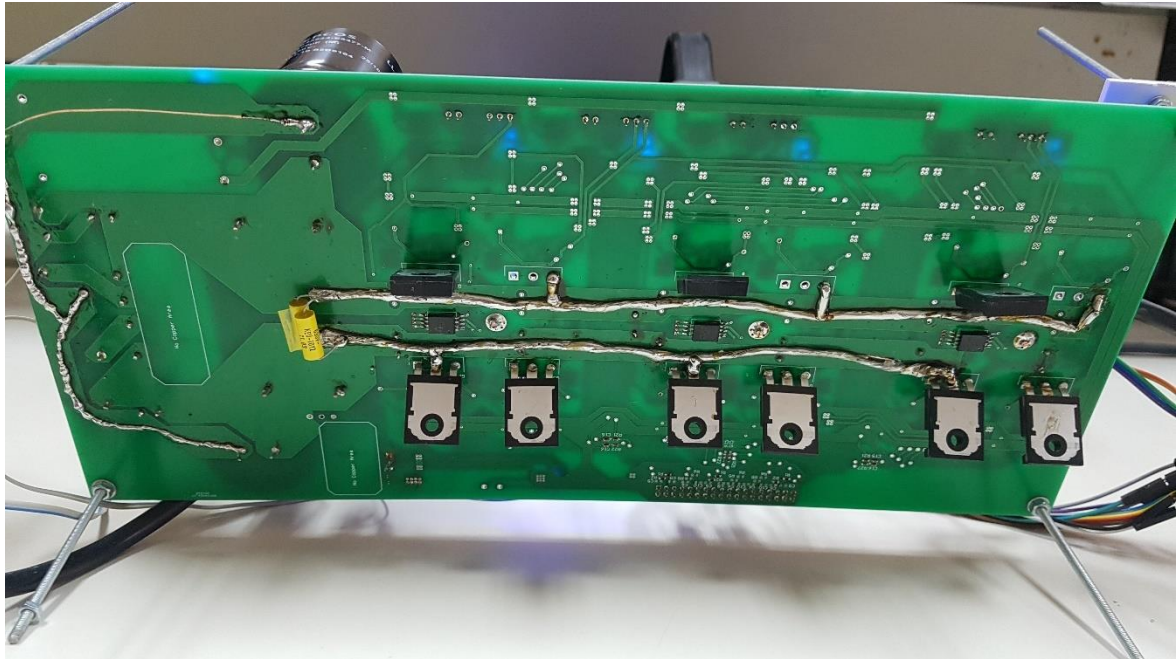
Sl. 4.5 Valni oblik 3.3V napajanja

Na slici (Sl. 4.6 Valni oblik 40V napajanja) prikazana je valovitost visokonaponskog napajanja tijekom rada uređaja.



Sl. 4.6 Valni oblik 40V napajanja

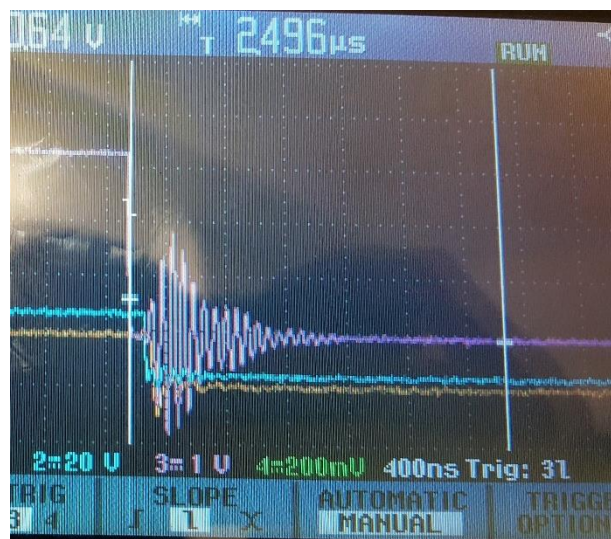
Oscilacije iznose 316mV. Uzrok ovih oscilacija je relativno mali otpor motora i mala maksimalna struja koju izvor može dati. Problem predstavljaju i otpori vodova na tiskanoj pločici iako je debljina bakra dvostruko veća od standardne i najveće moguće površine. Problem je u početnim fazama testiranja bio još većeg razmjera pa je odlučeno podebljati glavne vodove visokog napona i dodati par visokonaponskih kondenzatora kao na slici (Sl. 4.7 Podebljani glavni naponski vodovi).



Sl. 4.7 Podebljani glavni naponski vodovi

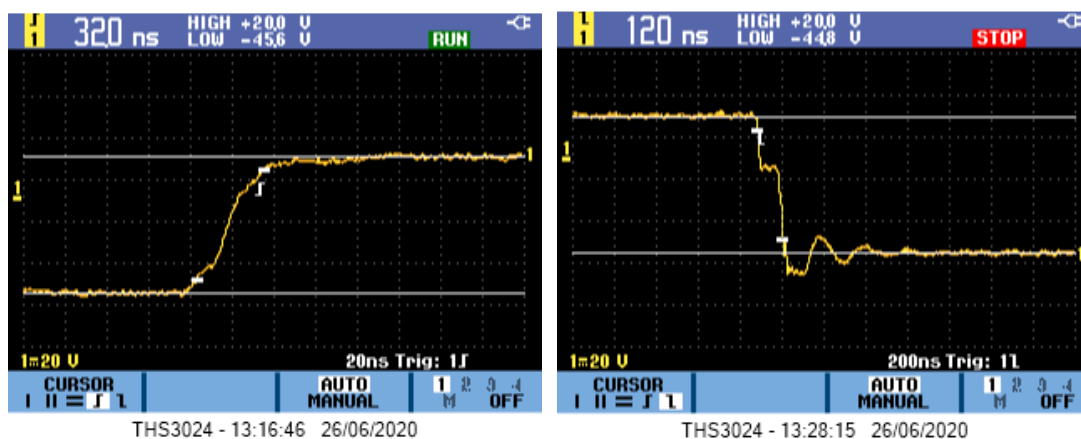
#### 4.2.2.2 MOSFET

S obzirom na vrlo male snage u korištenoj primjeni odlučeno je ne koristiti hladnjake za MOSFET-e. Odluka se pokazala dobrom jer nije zamijećeno njihovo pretjerano grijanje. Velik problem tijekom razvoja ovog projekta predstavljale su oscilacije tijekom paljenja i gašenja MOSFET-a. Slikom (Sl. 4.8) prikazane su oscilacije tijekom gašenja.



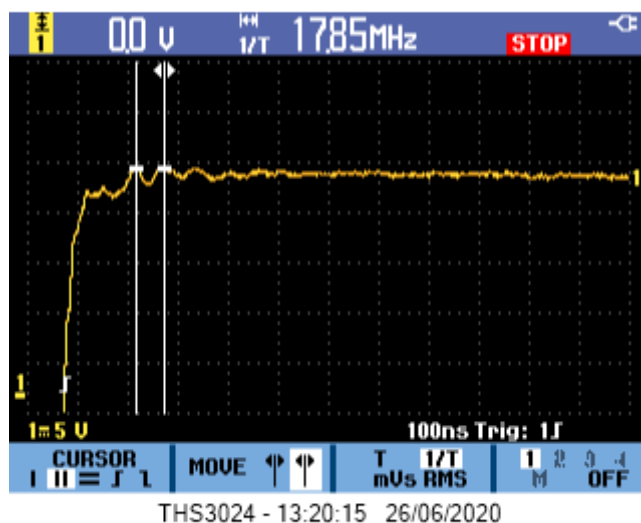
Sl. 4.8 Oscilacije tijekom gašenja MOSFET-a

Prvobitna pretpostavka bila je da je uzrok ovog problem RLC strujni krug koji čine  $R_g$ , parazitivni kapaciteti  $C_{gd}$  i  $C_{gs}$  i parazitivni induktiviteta  $L$  vodova na tiskanoj pločici. Primjena Snubber filtra različitih vrijednosti nije dovela do smanjenja oscilacija jer je pravi uzrok problema bilo podrhtavanje napajanja. Podebljavanjem vodova na tiskanoj pločici oscilacije su suzbijene i krajnji izgled napona pri paljenju i gašenju MOSFET-a izgleda kao na slici (Sl. 4.9).



Sl. 4.9 Valni oblik napona na upravljačkoj elektrodi MOSFET-a prilikom paljenja

I dalje je moguće primijetiti oscilacije zbog parazitivnih kapaciteta i induktiviteta (Sl. 4.10), ali sada su zanemarivog iznosa.



Sl. 4.10 Visokofrekventne oscilacije

#### 4.2.2.3 HAL senzori

Tijekom razvoja i testiranja rada sustava velik problem je predstavljao šum na digitalnim izlazima HAL senzora. Kako dokumentacija nije bila dostupna, pronalazak točnog uzroka bio je težak. Problem je riješen dodavanjem niskopropusnih filtara na eksperimentalnu pločicu prije ulaska signala na mikrokontroler. Pronađena je i mogućnost programske kompenzacije, ali nije iskorištena zbog zadovoljavajućih rezultata filtriranja.

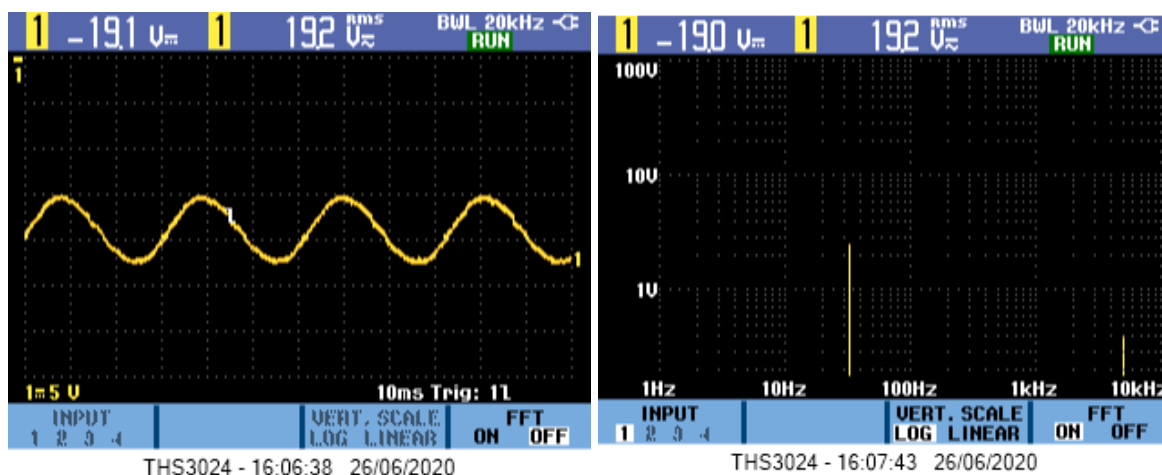
### 4.3. Režimi rada

Pri testiranju režima rada motora korišteni su sljedeći parametri:

1. Brzina vrtnje motora bez opterećenja, a s obzirom na moment i otpor
2. Valni oblik faznog napona
3. Valni oblik linijskog napona
4. Rastav signala na frekvencijske komponente dobivene ugrađenom opcijom na osciloskopu – FFT

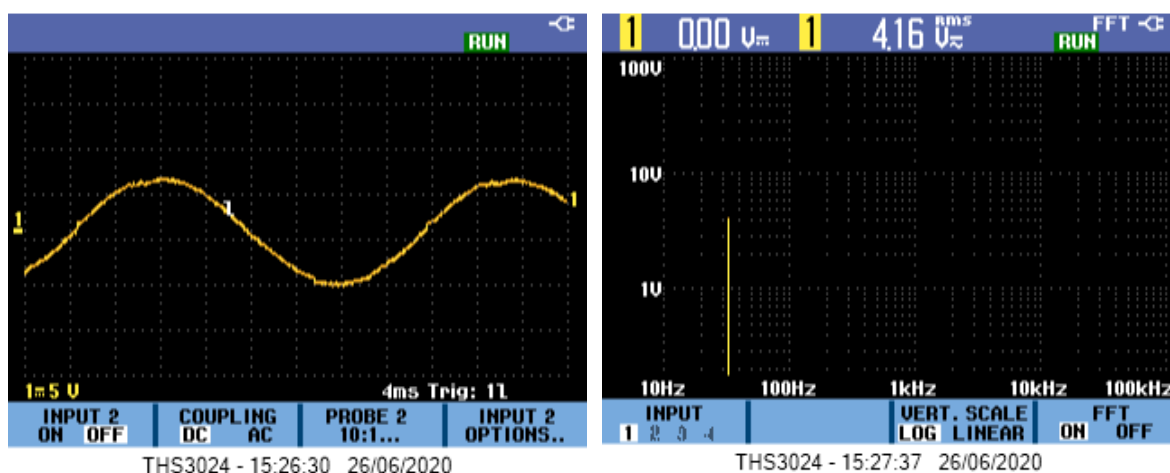
### 4.3.1.1 Linearan režim rada bez utisnutih harmonika

Pri testiranju linearnog režima rada bez utisnutih harmonika, iskorištena je konstantna pobuda. Kao rezultat toga, zbog unutarnjeg trenja, brzina vrtnje rotora i moment su bili konstantni. Na slici (Sl. 4.11) prikazan je valni oblik i spektar signala izmjeren na jednoj fazi motora. Signal je filtriran niskopropusnim filtrom postavljenim između uvoda i odvoda jednog kanala.



Sl. 4.11 Fazni napon i njegov spektar u linearnom režimu rada

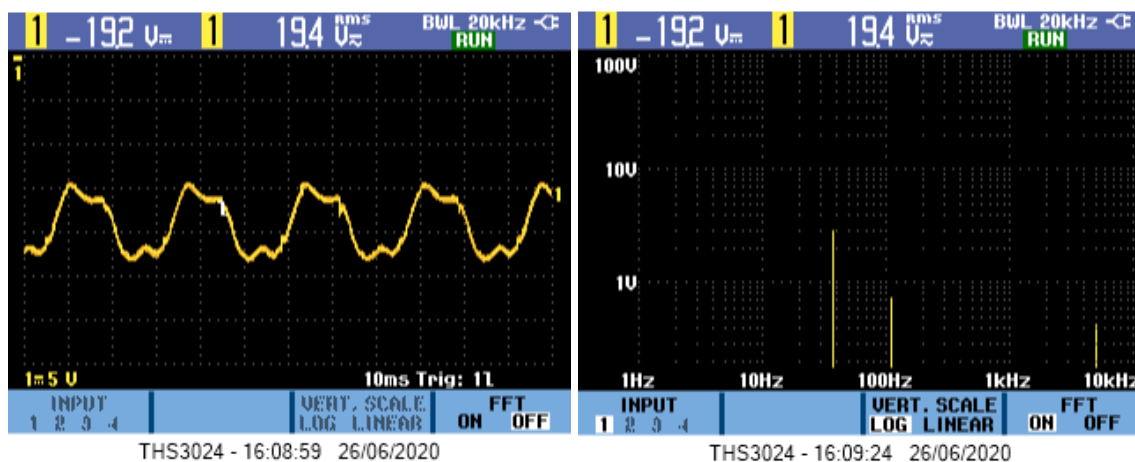
Spektar signala dobiven je pomoću ugrađene FFT (engl. Fast Fourier transform) funkcije na osciloskopu. Osim komponente na 10kHz-a koja je prouzročena PWM signalom, možemo vidjeti da je pobuda oblika čistog sinusa. Na slikama (Sl. 4.12) prikazan je izgled linijskog napona i njegovog spektra. Niskopropusni filter stavljen je između dvije faze motora.



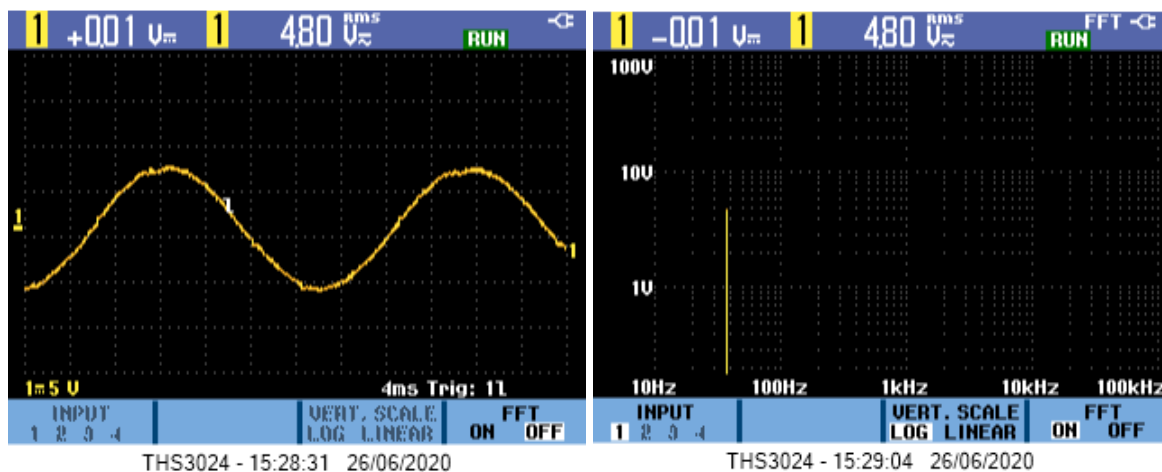
Sl. 4.12 Linijski napon i njegov spektar u linearnom režimu rada

### 4.3.1.2 Linearan režim rada s utisnutim trećim harmonikom

Prilikom testiranja linearnog režima s utisnutim trećim harmonikom korištena je ista pobuda kao i kod linearnog režima bez utisnutih harmonika. Slika (Sl. 4.13) prikazuje signal i spektar faznih napona, a slika (Sl. 4.14) signal i spektar linijskih napona. Signal linijskih napona i dalje je sinusnog oblika bez harmonika.



Sl. 4.13 Fazni napon i njegov spektar u linearnom režimu rada s utisnutim trećim harmonikom

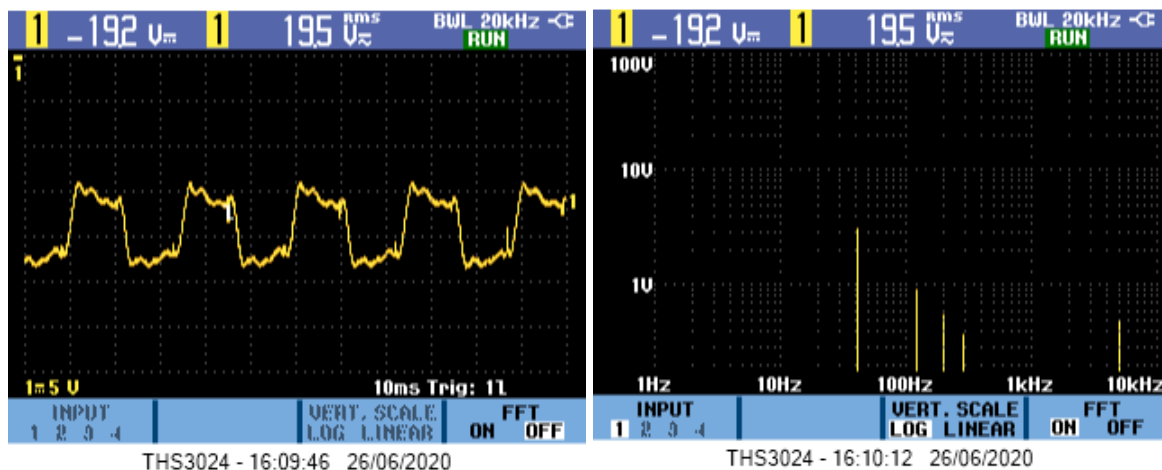


Sl. 4.14 Linijski napon i njegov spektar u linearnom režimu rada s utisnutim trećim harmonikom

Može se primijetiti da je frekvencija signala narasla s obzirom na linearni režim bez utisnutih harmonika. Ako pretpostavimo da je trenje konstantno, znači da je motor proizveo veći moment.

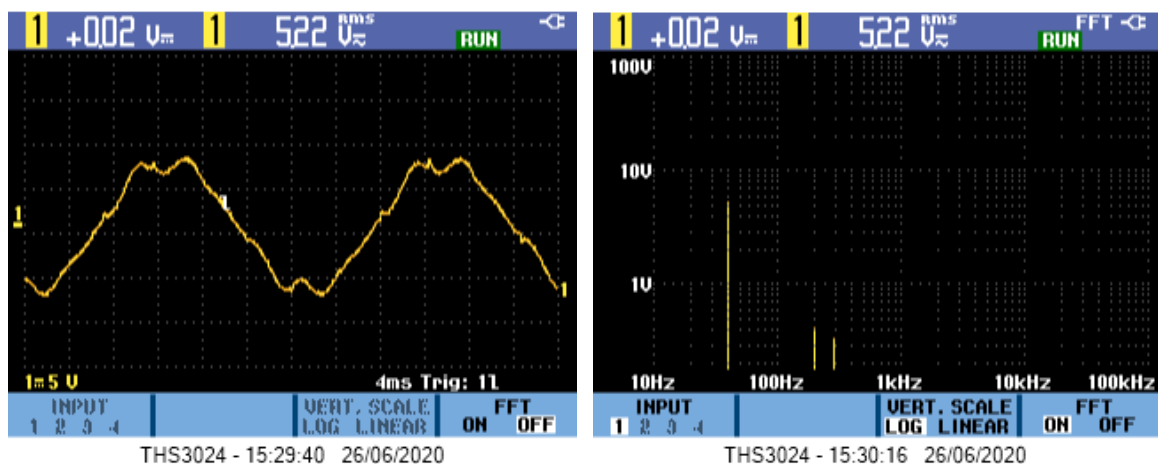
### 4.3.1.3 Nelinearan režim rada s utisnutim trećim, petim i sedmim harmonikom

Postupak za testiranje nelinearnog režima jednak je kao i za prethodne režime rada. Opet se može primijetiti povećanje frekvencije signala prouzročeno većim momentom, tj. većim naponom koji je dobiven utisnutim harmonicima. Slika (Sl. 4.15) prikazuje fazne napone.



Sl. 4.15 Fazni napon i njegov spektar u nelinearnom režimu rada

S obzirom da je režim rada nelinearan, postoje izobličenja na linijskim naponima prikazanim slikama (Sl. 4.16).

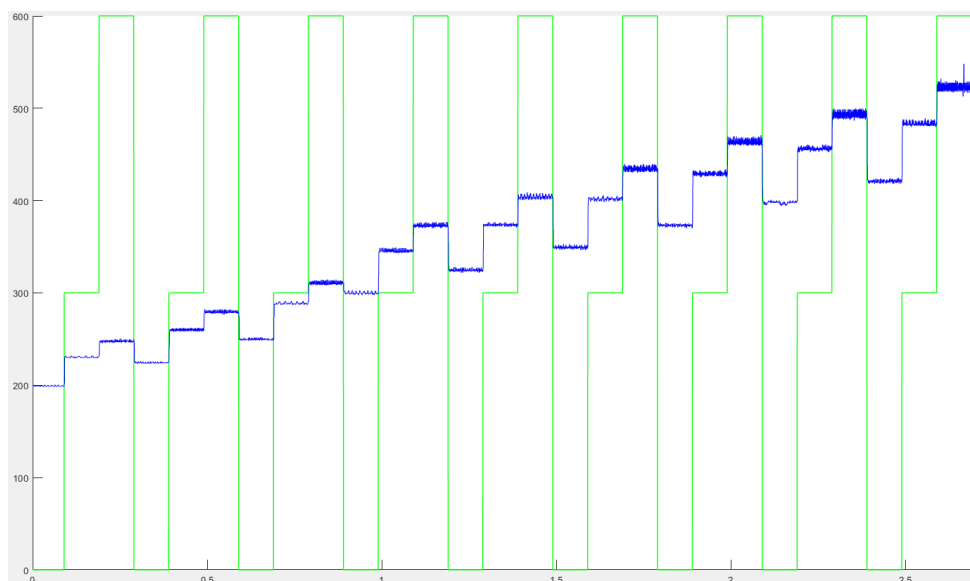


Sl. 4.16 Linijski napon i njegov spektar u nelinearnom režimu rada

Sukladno očekivanjima, motor je proizvodio više momenta, no i više vibracija nego kod korištenja linearnih režima rada.

#### 4.3.1.4 Završne usporedbe režima rada

Završna usporedba nalazi se na slici (Sl. 4.17). X os predstavlja vrijeme, Y os predstavlja brzinu vrtnje za plavi signal a režim rada za zeleni signal; 0 – linearni režim, 300 – linearan režim s utisnutim trećim harmonikom i 600 – nelinearan režim rada. Serije od po tri plave „stepenice“ odgovaraju jednom zadanom momentu. Moment raste sa svakom serijom od tri stepenice, gdje prva stepenica predstavlja brzinu za linearan režim, druga stepenica serije odgovara linearnom režimu s utisnutim trećim harmonikom, a treća stepenica odgovara nelinearnom režimu rada(dakle po tri stepenice za svaki moment).



Sl. 4.17 Brzina vrtnje motora (plavo) u ovisnosti o režimima rada(zeleno)

Iz izmjerenih podataka možemo izračunati postotak povećanja brzine u ovisnosti o režimu rada. Pod pretpostavkom da je unutarnje trenje motora konstantno, dobiveni su rezultati u tablici (Tablica 5 Obrada dobivenih rezultata).

|                 | Moment1  | Moment2  | Moment3  | Moment4  | Moment5  | Moment6  | Moment7  | Moment8 | Moment9  | Aritmeticka sredina omjera |
|-----------------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|---------|----------|----------------------------|
| Lin             | 199      | 226      | 249      | 301      | 324      | 350      | 375      | 400     | 422      |                            |
| Lin3            | 232      | 259      | 289      | 343      | 372      | 402      | 427      | 454     | 482      |                            |
| Nelin           | 245      | 276      | 308      | 370      | 403      | 431      | 463      | 486     | 516      |                            |
| Omjer Lin3/Lin  | 1.165829 | 1.146018 | 1.160643 | 1.139535 | 1.148148 | 1.148571 | 1.138667 | 1.135   | 1.14218  | 1.147177                   |
| Omjer Nelin/Lin | 1.231156 | 1.221239 | 1.236948 | 1.229236 | 1.243827 | 1.231429 | 1.234667 | 1.215   | 1.222749 | 1.229583                   |

Tablica 5 Obrada dobivenih rezultata

Testiranje je pokazalo da se od teoretskog maksimuma povećanja momenta od 15.5% uspjelo postići 14.7%, što iznosi ~95% navedenog maksimuma. Rezultati su još bolji za nelinearan režim rada, gdje je teorija pokazivala povećanje od 23.1% a mjerenja čak 22.9%, tj. 99% navedenog teorijskog maksimuma.

## **4.4. Završna razmatranja o testiranju**

Do trenutka pisanja ovog rada detaljno nisu provjerene ove funkcionalnosti:

- Paralelan spoj mosfeta
- Vanjska Millerova stezaljka
- Prekostrujna zaštita

## Zaključak

Rad je obuhvaćao puno različitih malih problema čija su rješenja zahtijevala dosta uloženog vremena.

Najveći teoretski problem bila je želja egzaktnim matematičkim postupcima doći do optimalnih amplituda harmonika. S obzirom na to da je problem praktične primjene, najjednostavnije i najučinkovitije je koristiti aproksimativne metode jer su i više nego dovoljno točne s obzirom na realna svojstva fizičkih komponenata. Komponente za izradu invertera birane su tako da pružaju maksimalnu mogućnost nadogradnje i prilagodbe, a u skladu s mogućnostima. Činjenica da je napravljena samo jedna verzija sklopovlja i da radi dobro odličan je početak. Kompletan provjera rada svih dizajniranih hardverskih mogućnosti prelazi opseg ovog rada.

Rad smatram vrlo uspješnim jer je od teoretskih vrijednosti povećanja snage za pojedini režim rada praktično postignuto 96%, tj. 99%.

# Literatura

- [1] Drobnik J., Jain P. *Electric and Hybrid Vehicle Power Electronics Efficiency, Testing and Reliability*, World Electric Vehicle Journal Vol. 6, 2013
- [2] Texas Instruments Europe, *Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors*, 1998
- [3] Akin B., Bhardwaj M., Texas Instruments, *Sensored Field Oriented Control of 3-Phase Induction Motors*, 2013.
- [4] Levkin D. , *Permanent magnet synchronous motor*, engineering solutions, Poveznica: <https://en.engineering-solutions.ru/motorcontrol/pmsm/#:~:text=Working%20principle%20of%20a%20synchronous%20motor&text=The%20magnetic%20field%20of%20the,create%20a%20constant%20magnetic%20field> . ; pristupljeno 23.1.2020.
- [5] Dankoff W., *How to Choose an Inverter for an Independent Energy System*, Home Power #82, 2001
- [6] Williams D., *Understanding, Calculating, and Measuring Total Harmonic Distortion (THD)*, 2017, Poveznica: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/the-importance-of-total-harmonic-distortion/> ; pristupljeno 24.1.2020
- [7] Čerovský Z., Lev M., *Permanent Magnet Synchronous Machine Parameters Identification for Load Characteristics Calculation*, 2015. Faculty of Electrical Engineering, Czech Technical University in Prague
- [8] Begh M. A. W., Herzog H. *Comparison of Field Oriented Control and Direct Torque Control*, 2019, Technical University of Munich, Germany
- [9] Sharma<sup>1</sup> N. , Garg V. K., *A Comparative Analysis of Scalar and Vector Control of Induction Motor Drive*, Electrical Engg. Department, UIET, Kurukshetra, Haryana, India
- [10] X. T. Garcia, B. Zigmund<sup>2</sup>, A. Terlizzi, R. Pavlanin, L. Salvatore, *COMPARISON BETWEEN FOC AND DTC STRATEGIES FOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS*, University of Glamorgan, School of Electronics, University of Zilina, Faculty of Electrical Engineering, Department of Mechatronics and Electronics, Politecnico di Bari, Dipartimento di Elettrotecnica ed Elettronica
- [11] Yuxi Shi *FIELD ORIENTED CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR WITH THIRD-HARMONIC INJECTION PULSE WIDTH MODULATION TO REDUCE QUADROTORS' SPEED RIPPLES*, 2017, Faculty of New Jersey Institute of Technology
- [12] Biswajit K., odgovor na pitanje *What is the significance of a back EMF in DC motors?*, 2020 Poveznica: <https://www.quora.com/What-is-the-significance-of-a-back-EMF-in-DC-motors> ; pristupljeno 1.2.2020
- [13] Littlefuse, *Silicon Carbide (SiC) MOSFET*, 2017
- [14] Graovac D., Pürschel M., Kiep A., *MOSFET Power Losses Calculation Using the DataSheet Parameters*, 2006, Infineon Application Note
- [15] Toshiba, *Reverse Recovery Operation and Destruction of MOSFET Body Diode*, 2018, Application note

- [16] RECOM, *RKZ-xx2005D*, datasheet
- [17] ST, *SCT30N120*, 2017, datasheet
- [18] *Reverse Recovery Time of Diode*, 2018, Electrical4U, Poveznica:  
<https://www.electrical4u.com/reverse-recovery-time-of-diode/> ; pristupljeno  
 10.2.2020
- [19] Texas Instruments, *UCC21732-Q1 10-A Source/Sink Reinforced Isolated Single Channel Gate Driver for SiC/IGBT with Active Protection, Isolated Analog Sensing and High-CMTI*, 2019, datasheet
- [20] Alat pristupacan preko interneta, poveznica:  
<https://myheatsinks.com/calculate/thermal-resistance-plate-fin/> ; pristupljeno  
 20.5.2020.
- [21] Richardson C., Bramanpalli R., *Selecting and Using Ferrite Beads for Ringing Control in Switching Converters*, 2015, Würth Elektronik, Application note
- [22] Betten J., *Power Tips: Calculate an R-C snubber in seven steps*, 2016, Texas Instruments support forums
- [23] Dodge J., *Eliminating Parasitic Oscillation between Parallel MOSFETs*, 2004, Advanced power technology, Application note
- [24] Texas Instruments, *AMC1302-Q1 Precision, Reinforced Isolated Amplifier With High CMTI, Input Voltage Range of  $\pm 50$  mV, and High Bandwidth of 280 kHz*, 2018, datasheet
- [25] ST, *STM32H742xI/G STM32H743xI/G*, datasheet
- [26] China-electricmotor, *DM8-12035WX Series Brushless Motor*, Poveznica:  
[http://www.china-electricmotor.com/motor/scootermotor\\_887\\_216.html](http://www.china-electricmotor.com/motor/scootermotor_887_216.html) ;  
 pristupljeno 23.5.2020

# Sažetak

## Vektorsko upravljanje sinkronim motorom u linearnom i nelinearnom režimu.

Zadatak rada je izrada invertera koji upravlja radom sinkronog motora s permanentnim magnetima. Prikazana je mogućnost dodavanja viših harmonika u pobudni signal sinusnog motora, s ulogom povećavanja snage bez mijenjanja invertera, baterija i motora, isključivo programskim metodama. Predstavljena su tri režima rada, linearni režim rada bez utisnutih harmonika, linearni režim rada s utisnutim trećim harmonikom i nelinearni režim rada.

Izračunati su potrebni koeficijenti za maksimalno povećanje proizvedene snage motora. Posebna pažnja posvećena je tehnici upravljanja pomoću orijentacije polja (FOC).

Opisan je naponski inverter i njegova topologija.

Dizajniran je i proizveden inverter baziran na SiC MOSFET-ima namijenjen za napone baterija do 650V, maksimalne struje do 50A i maksimalne snage do 30kW.

Opisana su provedena testiranja, postignuti rezultati i navedena su moguća poboljšanja i nadogradnje.

**Ključne riječi:** sinkroni motor; kontrola motora; FOC; STM32; viši harmonici; visoka snaga; inverter; SiC mosfeti

# Summary

## **Vector oriented control of synchronous motor in linear and nonlinear mode.**

The goal of this work was to build the inverter for managing the operation of the synchronous engine with a permanent magnet. The possibility of adding harmonics of higher orders into the exciting signal of the sinus engine is shown, with the purpose of increasing the engine power without swapping the inverter, the battery or the engine, by exclusively using programmatic methods. Here are shown three work modes: linear work regiment without added harmonics, linear work regiment with added third harmonic and non-linear work regiment.

The necessary coefficients to maximally enlarge the produced engine power were calculated. Special attention was paid to the management through field orientation control (FOC) technique.

Voltage inverter and its topology were described. The inverter based on SiC MOSFETs was designed and produced, suitable for battery voltages up to 650V, maximum current of 50 A and maximal power of 30 kW.

Described are the performed tests and results, and possible improvements and upgrades are discussed.

**Key words:** synchronous motor; motor control; FOC; STM32; higher harmonics; high power; inverter; SiC mosfets

## Privitak

U privitku nalaze se sve datoteke korištene u ovom radu. U direktoriju „Keil\_cubeMX“ nalazi se kompletan projekt za mikrokontroler STM32H743ZI uključujući izvrsne datoteke za FOC kontrolu motora.

U direktoriju „Matlab\_skripte“ nalaze se korištene skripte, uključujući skriptu za pronalazak koeficijenata za linearan režim s trećim harmonikom i nelinearan režim rada. Skripta „lookup.m“ služi za generiranje prve četvrtine sinusnog vala.

Zadnji direktorij u privitku zove se „Testiranje“. U njemu se nalaze slike mjerenja s osciloskopa i simulacija rada algoritama napravljena u Simulinku.