

Projektiranje transformatora i upravljanja za rezonantni LLC istosmjerni pretvarač

Berečić, Vjekoslav

Master's thesis / Diplomski rad

2019

Degree Grantor / Ustanova koja je dodijelila akademski / stručni stupanj: **Josip Juraj Strossmayer University of Osijek, Faculty of Electrical Engineering, Computer Science and Information Technology Osijek / Sveučilište Josipa Jurja Strossmayera u Osijeku, Fakultet elektrotehnike, računarstva i informacijskih tehnologija Osijek**

Permanent link / Trajna poveznica: <https://um.nsk.hr/um:nbn:hr:200:300558>

Rights / Prava: [In copyright](#)/[Zaštićeno autorskim pravom.](#)

Download date / Datum preuzimanja: **2025-02-20**

Repository / Repozitorij:

[Faculty of Electrical Engineering, Computer Science and Information Technology Osijek](#)



SVEUČILIŠTE JOSIPA JURJA STROSSMAYERA U OSIJEKU

**FAKULTET ELEKTROTEHNIKE, RAČUNARSTVA I
INFORMACIJSKIH TEHNOLOGIJA**

Sveučilišni studij

**PROJEKTIRANJE TRANSFORMATORA I
UPRAVLJANJA ZA REZONANTNI LLC ISTOSMJERNI
PRETVARAČ**

Diplomski rad

Vjekoslav Berečić

Osijek, 2019.

SADRŽAJ

1. UVOD.....	1
1.1. Opis zadatka.....	1
2. REZONANTNI LLC ISTOSMJERNI PRETVARAČ.....	2
2.1. Uloga i elementi istosmjernih pretvarača.....	2
2.1.1. Realni elementi pretvarača.....	5
2.2. Rezonantni pretvarači.....	10
2.2.1. LLC pretvarač.....	12
2.3. Prednosti i mane rezonantnih pretvarača.....	17
3. PROJEKTIRANJE TRANSFORMATORA I UPRAVLJANJA.....	19
3.1. Transformatori energetskih pretvarača.....	19
3.1.1. Karakteristike i dijelovi transformatora.....	20
3.1.2. Gubici transformatora.....	26
3.2. Proračun transformatora.....	28
3.3. Upravljanje pretvaračima.....	32
3.3.1. Pulsno širinska modulacija (PWM).....	33
3.3.2. Arduino Due platforma.....	34
4. PROJEKTIRANJE TRANSFORMATORA ZA LLC PRETVARAČ.....	37
4.1. Proračun LLC transformatora.....	37
4.2. Analiza rezultata mjerenja.....	41
5. ZAKLJUČAK.....	55
LITERATURA.....	56
SAŽETAK/ABSTRACT.....	59
ŽIVOTOPIS.....	60
PRILOG 1.....	61
PRILOG 2.....	62

1. UVOD

S obzirom na važnost istosmjernih pretvarača u današnje vrijeme, u ovom diplomskom radu će biti obrađen rezonantni LLC istosmjerni pretvarač s posebnim naglaskom na projektiranje parametara transformatora pretvarača i izradu transformatora. Prvo će biti predstavljene svi sastavni dijelovi istosmjernih pretvarača i njihova neidealna svojstva, odnosno parazitski utjecaj koji utječe na učinkovitost cjelokupnog pretvarača, potom će se objasniti rad rezonantnih LLC pretvarača, te će se predstaviti njegove prednosti i mane u odnosu na druge topologije istosmjernih pretvarača. Kada se objasni rad i uloga rezonantnog LLC pretvarača, bit će opisana uloga transformatora, njegovi dijelovi i primjer proračun njegovih parametara, te gubici koji se javljaju u transformatoru. Također će biti opisan i način upravljanja pretvaračem i uloga Arduino Due platforme, a nakon što se obradio teorijski dio bit će prikazan i praktičan dio koji započinje s projektiranjem parametara transformatora za rezonantni LLC pretvarač. U praktičnom dijelu rada će biti prikazan proračun svih parametara (broj zavoja primara i sekundara transformatora, broj zavoja rezonantne zavojnice, vrijednost rezonantnog kondenzatora, presjeci žice i struje primara i sekundara, induktivitet primara i sekundara transformatora, itd.) potrebnih za izradu transformatora, rezonantne zavojnice i odabir rezonantnog kondenzatora. Nakon proračuna će biti prikazani rezultati mjerenja i snimljeni valni oblici (izlazni napon, napona primara i sekundara, struja primara, te napona svih elemenata rezonantnog LLC kruga) dobiveni ugradnjom izrađenog transformatora i rezonantne zavojnice u gotov model predviđen za njihovo testiranje. Na kraju će se još dati i kratki osvrt na dobivene rezultate mjerenja i valne oblike, a također će se objasniti i njihova razlika u odnosu na teorijske vrijednosti, te uzroci njihovog odstupanja.

1.1. Opis zadatka

Potrebno je obraditi teoriju rada mosnih rezonantnih pretvarača, njihove prednosti i mane u odnosu na druge DC-DC pretvarače. Za postojeći model potrebno je projektirati parametre transformatora te ga izraditi uz pomoć komentora iz Rimac Automobila. Transformator treba ugraditi u model i izmjeriti parametre pretvarača. Za model je potrebno napraviti upravljanje na Arduino Due platformi koje će se koristiti za testiranje modela (transformatora). Obraditi dobivena mjerenja te usporediti s teorijskim vrijednostima.

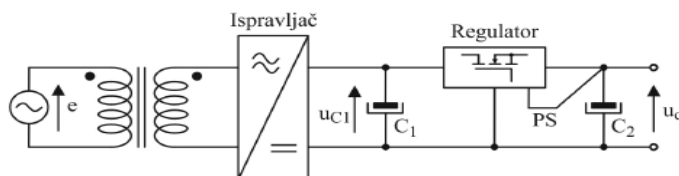
2. REZONANTNI LLC ISTOSMJERNI PRETVARAČ

U ovom poglavlju će biti predstavljena uloga istosmjernih pretvarača, bit će navedene i objašnjene komponente za izradu pretvarača i njihov utjecaj kako bi istosmjerni pretvarač bio što učinkovitiji. Zatim će biti objašnjen rad rezonantnih istosmjernih pretvarača i njihova uloga s posebnim naglaskom na LLC topologiju. Također će biti pojašnjen i razlog uporabe LLC topologije rezonantnih pretvarača, te njegova shema za izradu i elementi koji ga karakteriziraju, a na kraju će se još predstaviti prednosti i mane rezonantnih pretvarača.

2.1. Uloga i elementi istosmjernih pretvarača

Uz uobičajeno napajanje iz izmjenične pojne mreže, veliki broj uređaja poput DC motora i akumulatorskih baterija za svoj rad trebaju istosmjerni napon koji se obično kreće u opsegu od 3 do 300 V. Uz gradsku mrežu koja služi za napajanje domaćinstava, zanatskih radionica i industrije, također je na raspolaganju i baterijsko napajanje koje se obično koristi kod prijenosnih uređaja ili kao sigurnosno napajanje stacionarnog tipa za uređaje koji zahtijevaju veliku pouzdanost napajanja. S obzirom da su odgovarajuća napajanja potrebna za punjenje i dopunjavanje tih baterija, pod napajanjem se podrazumijevaju uređaji (pretvarači) tipa AC/DC i DC/DC direktnog ili indirektnog tipa [1]. Prilikom napajanja iz izmjenične mreže, dobivanje izlaznog istosmjernog napona traženih karakteristika je nešto složenije jer je u procesu dobivanja istosmjernog napona potrebno prethodno ispravljanje izmjeničnog napona i njegova daljnja prilagodba. Za povećanje ili snižavanje napona se koristi mrežni transformator, te se zatim taj napon ispravlja, filtrira i stabilizira. Prve verzije napajanja su koristile linearne stabilizatore, a gubici su predstavljali veliki dio ulazne snage zbog njihovog malog stupnja korisnosti što je u konačnici dovelo do korištenja hladnjaka i činilo napajanje velikim, teškim i skupim. S vremenom je linearni stabilizator zamijenjen sklopnim (engl. *switch mode power supply*) dok su i dalje ostali veliki i teški ulazni transformatori i veliki elektrolitski kondenzatori, a za te primjene je razvijeno više vrsta pretvarača koji su bili većinom jednoimpulsni i direktnog tipa i našli su široku primjenu kod uređaja s baterijskim punjenjem (baterijski ručni alati, elektromobil, itd.) [1]. Linearni regulator u sebi sadrži bipolarni ili MOSFET tranzistor na kome se u cilju održavanja željenog napona na opterećenju podešava pad napona, a to podešavanje je moguće jedino ako tranzistor radi u linearnom režimu. Uvjet linearnog režima je da ulazni istosmjerni napon (U_{CI}) bude uvijek veći od napona na opterećenju (u slučaju MOSFET tranzistora

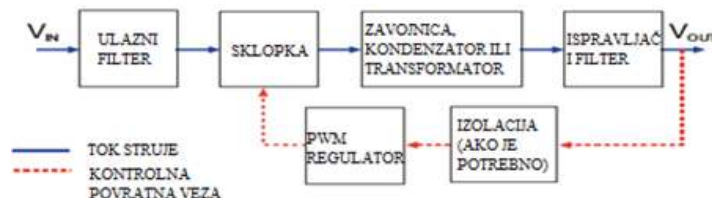
minimalni pad napona je malo manji od 1 V, a u slučaju bipolarnog tranzistora on je oko 2 V). Transformator treba imati takav prijenosni omjer da trenutna vrijednost napona (U_{C1}) bude uvijek veća od potrebnog napona na opterećenju (U_d) jer se mrežni napon na koji se priključuje regulator može mijenjati u granicama od +10 %/-15% [2]. Na slici 2.1. [2] je prikazana struktura izvora napajanja sa linearnim regulatorom.



Slika 2.1. Linearni regulator napona.

U današnje vrijeme se kod napajanja (pretvarača) snižavanje visokog ulaznog napona vrši sa sklopnim pretvaračem koji ima visoku radnu frekvenciju (reda kHz, pa sve do reda MHz) u odnosu na mrežnu frekvenciju 50 Hz, a glomazni mrežni transformator je zamijenjen feritnim koji je manjih dimenzija čime su dobiveni uređaji za napajanje manjih dimenzija. Sklopni regulatori zahvaljujući svojim prednostima u odnosu na linearne regulatore postaju sve zastupljeniji u primjeni, a posebno pojavom tranzistora s višim radnim naponima (310 V) i strujama što dovodi do toga da se danas proizvode ovi regulatori napajani direktnim ispravljanjem mrežnog napona. Glavne prednosti sklopnih uređaja za napajanje su efikasnost (od 70 % do 95 %), više izlaznih napona, male dimenzije i težina (lakši od 4 do 10 puta), galvanska izoliranost, a za posebne primjene je moguć rad pojedinih pretvarača s prijenosom energije u oba smjera. Stabilizirani izlazni napon je dobiven primjenom tehnike pulsno širinske modulacije (PWM - engl. *pulse width modulation*), a nedostaci ovakvog dobivanja istosmjernog napona u odnosu na primjenu linearnih stabilizatora su: veća složenost, veća valovitost izlaznog napona (reda 100 mV), slabiji dinamički odziv (reda 1 ms) i veći šum (od 50 mV do 200 mV). Daljnji pravci razvoja kreću se u primjeni nekih novih tehnika kao što su rezonantni rad, ZVS (engl. *zero-voltage switching*) ili ZCS (engl. *zero-current switching*), sinkrono ispravljanje, itd. Zbog korištenja sklopnih tranzistora, dioda, prigušnica i kondenzatora postiže se visoka efikasnost napajanja jer ti elementi u idealnom slučaju ne dissipiraju snagu [1]. Sklopni regulatori ili čoperi se koriste za upravljanje razmjenu energije između izvora istosmjernog napajanja i opterećenja koje se napaja istosmjernim naponom. Upravljanje snagom kojom se energija prenosi od izvora prema opterećenju se vrši uključanjem i isključanjem prekidača (elektroničke sklopke) pri čemu se podešava potrebna srednja vrijednost napona ili struje opterećenja. Prekidači (elektroničke

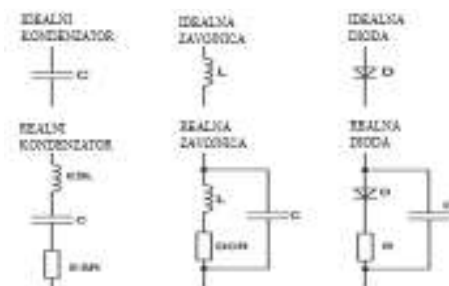
sklopke) se uključuju periodično i u toku aktivnog dijela periode ostaju uključeni, a taj aktivni dio periode se izražava relativno u odnosu na periodu pa može imati vrijednost od 0 do 1 i obično se označava sa velikim slovom $D=t_{ON}/T$, jer se u engleskoj literaturi ovaj odnos naziva *Duty Cycle*, dok se dio periode u kojemu je prekidač (elektronička sklopka) isključen naziva pasivni dio periode [2]. Na slici 2.2. [3] je prikazana pojednostavljena blokovska shema sklopnog regulatora.



Slika 2.2. Blok dijagram sklopnog regulatora.

Za mnoge sklopne regulatore, regulirani izlazni napon je izravno proporcionalan radnom ciklusu (engl. *Duty Cycle*) pulсно širinske modulacije (PWM - engl. *pulse width modulation*). Kontrolna povratna veza koristi "veliki signal" radnog ciklusa za kontrolu sklopnog elementa, dok za razliku od toga linearni regulator koristi "mali signal" povratne veze za ograničenje struje koja prolazi kroz tranzistor. Kontrola s pulсно širinskom modulacijom je mnogo učinkovitija od linearne kontrole jer se glavni gubici pojavljuju samo tijekom svake promjene stanja sklopke, a ne neprekidno [3].

Izbor komponenti koje se koriste u sklopnom regulatoru ima veliki utjecaj na njegovu izvedbu jer ti elementi koji se koriste nisu idealni već imaju parazitski učinak koji se ne smije zanemariti. Kritične komponente kao što su sklopni i ispravljački elementi, magnetske komponente i kondenzatori za filtriranje utječu na sklopnu frekvenciju i na ukupnu učinkovitost pretvarača, stoga treba kod tih elemenata uzeti u obzir i njihova parazitska svojstva [3]. Na slici 2.3. [3] su prikazani dijelovi pretvarača s tipičnim parazitskim elementima.



Slika 2.3. Dijelovi pretvarača sa parazitskim elementima.

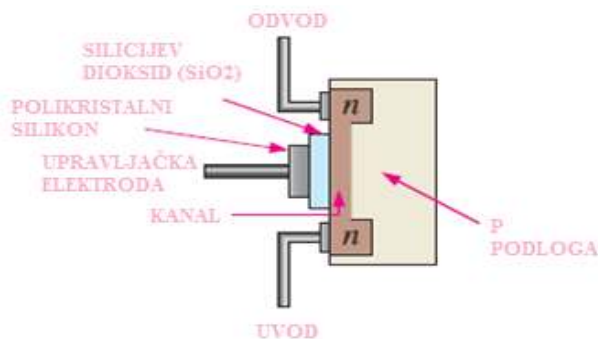
2.1.1. Realni elementi pretvarača

Realni sklopni tranzistori

Realni sklopni tranzistori pri svom uključenju i isključenju (područje zasićenja i zapiranja) imaju gubitke, a ti gubici prvenstveno ovise o iznosu struje jer je pad napona kod bipolarnih tranzistora u području zasićenja oko 1 V. Drugi dio gubitaka su dinamički gubici koji se povećavaju s frekvencijom, a s obzirom da se nastoje postići najmanji mogući gubici to je dovelo do primjene tehnike sklapanja pri nultom naponu (ZVS - engl. *zero-voltage switching*) i nultoj struji (ZCS - engl. *zero-current switching*) čime se dinamički gubici svode na minimum. Rezonantni i kvazirezonantni rad omogućili su podizanje frekvencije do reda MHz što dovodi do smanjenja gubitaka, dimenzija i cijene [1].

Najčešće korišten sklopni tranzistor kod pretvarača je MOSFET koji je naziv za posebnu vrstu unipolarnih FET tranzistora, a na sebi ima tri nožice: odvod (engl. *drain*), uvod (engl. *source*) i upravljačka elektroda (engl. *gate*). Elektrode izvedene iz slojeva poluvodiča uvod i odvod se povezuju u takozvani kanal, dok se protokom struje na tom kanalu upravlja s pomoću upravljačke elektrode. Za razliku od bipolarnih tranzistora koji su strujno upravljani, MOSFET tranzistori su naponski upravljani što znači da je protok struje (između uvodne i odvodne elektrode) kontroliran pomoću određene naponske razine koja je dovedena na upravljačku elektrodu MOSFET-a. Princip rada MOSFET-a je takav da se razlikom napona između upravljačke i uvodne elektrode može kontrolirati otpor između odvodne i uvodne elektrode, a kada nema napona između upravljačke i uvodne elektrode, otpor između odvodne i uvodne nožice je jako visok (može dostići vrijednosti i do reda $M\Omega$), a to je ekvivalentno otvorenom strujnom krugu, odnosno kada struja ne teče strujnim krugom. Da bi se spriječila ta pojava, između upravljačke i uvodne elektrode se dovodi napon određenog iznosa čime se smanjuje navedeni otpor i time se omogućuje protok struje, odnosno strujni krug je zatvoren [4]. Postoje P (engl. *positive*) i N (engl. *negative*) kanalni tipovi MOSFET-a, ali funkcija im je ista, dok je primarna razlika u unutrašnjoj strukturi. Vodljivi kanal kod P-kanalnog MOSFET-a je izrađen od P tipa i za njegov ispravan rad je potrebno dovesti nula volti ili negativni napon na upravljačku elektrodu, dok je kod N-kanalnog MOSFET-a vodljivi kanal izrađen od N tipa i za njegov ispravan rad je potrebno dovesti pozitivni napon na upravljačku elektrodu. Unutrašnja struktura N-kanalnog MOSFET-a se može vidjeti na slici 2.4. [4]. Uz navedene dvije podjele MOSFET-a postoje još dvije i to na obogaćeni i osiromašeni tip. Vodljivi kanal između odvodne i uvodne elektrode u obogaćenom tipu nastaje tek primjenom napona na upravljačkoj elektrodi, dok je u

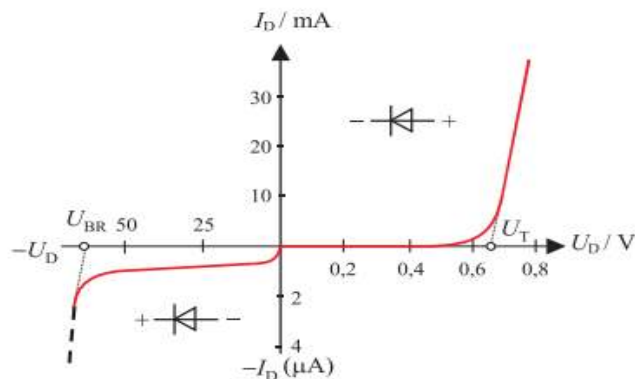
osiromašenom tipu prisutna suprotna karakteristika. Otpor u vodljivom kanalu je minimalan kada na upravljačkoj elektrodi nije prisutan napon, a s povećanjem napona taj otpor se povećava. Iz navedenog se može zaključiti kako se MOSFET uglavnom koristi kao elektronička sklopka ili pojačalo gdje se propušta i kontrolira protok struje različitog napona pomoću određenog napona [4].



Slika 2.4. Unutrašnja struktura N-kanalnog MOSFET-a.

Diode

To su elementi koji se kod sklopnih napajanja (pretvarača) najčešće koriste za ispravljanje izlaznog napona, a standardne diode imaju pad napona oko 1 V. Pri visokim izlaznim naponima diode imaju gubitke približno jednake gubicima tranzistora (od 1 % do 2 %). Kod niskih izlaznih napona su posebno izraženi problemi s gubicima, pa se zbog toga za napone do nekoliko desetina volti mogu koristiti Schotkyjeve diode koje imaju manji pad napona. Kod jako niskih izlaznih napona (ispod 5 V) čak i padovi napona na Schotky-jevim diodama postaju preveliki, te se u tom slučaju koriste sinkroni ispravljači s MOSFET tranzistorima [1]. Na slici 2.5. [5] se može vidjeti strujno-naponska karakteristika diode.



Slika 2.5. Prikaz strujno-naponske karakteristike diode.

Kad priključeni napon propusne polarizacije dostigne iznos U_T tada dioda postaje vodljiva, a taj napon se naziva napon praga ili napon koljena i za germanijske diode on iznosi 0,2 – 0,3 V, dok za silicijske iznosi oko 0,6 – 0,7 V. Ako pri zapornoj polarizaciji priključeni napon prijeđe vrijednost probojnog napona U_{BR} , doći će do naglog porasta reverzne struje što u konačnici može dovesti i do uništenja diode, a iznos probojnog napona za diode se kreće u rasponu od nekoliko desetaka volta do nekoliko kilovolta [5].

Najvažnije karakteristične veličine diode su [5]:

- dopuštena jakost struje koja pri propusnoj polarizaciji smije teći kroz diodu, a koja neće uzrokovati njezino trajno oštećenje
- dopuštena vrijednost napona koja se smije priključiti na diodu pri zapornoj polarizaciji, a da ne dođe do trajnog uništenja diode
- dopušteni utrošak snage
- temperaturno područje rada
- raspored izvoda i oblik kućišta

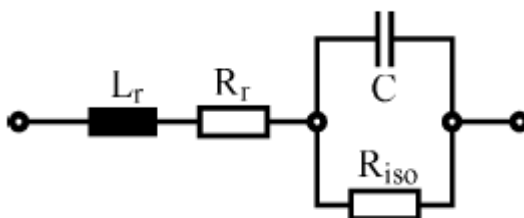
Realne prigušnice

Realne prigušnice uz svoj induktivitet imaju i omski otpor što znači da se u njima razvijaju gubici snage pri prolasku struje. One zahtijevaju manji broj zavoja s povećanjem frekvencije (povećanjem frekvencije povećava se induktivna reaktancija zavoja $X_L = 2\pi \cdot f \cdot L$, a efektivna permeabilnost jezgre $\mu_{eff} = \frac{A_r \cdot l_e}{4\pi \cdot A_e}$ se smanji što dovodi do smanjenja induktiviteta zavoja na jezgri), te se stoga i njihova otpornost smanjuje što u konačnici dovodi do smanjenja gubitaka. S obzirom da se ovaj dio gubitaka smanjuje s povećanjem frekvencije, prihvatljivo je da gubitak snage prigušnica bude jednak pa i veći od gubitka snage na tranzistorima [1]. Prigušnice akumuliraju energiju u obliku magnetskog polja pri čemu mogu biti s jezgrom ili bez jezgre, a pri istom induktivitetu i struji, prigušnice s jezgrom su manjih dimenzija. Kod prigušnica za istosmjerne krugove, istosmjerna je dominantna struja, a izmjenična komponenta je manjeg iznosa pa se zbog toga mogu koristiti prigušnice s jezgrom od trafo-lima u istosmjernim i krugovima mrežne frekvencije, dok se u krugovima s višom frekvencijom koristi jezgra od ferita [6]. Osim induktiviteta i omske otpornosti, na višim frekvencijama je bitan parametar prigušnice i parazitski kapacitet. Pri istosmjernoj struji otpor se izračunava na osnovu presjeka, dužine i specifične otpornosti, dok se kod izmjenične struje omski otpor povećava zbog skin efekta, te se zbog toga namoti za više frekvencije motaju u obliku snopa sastavljenog od tankih izoliranih

žica. Za primjenu kod pretvarača se zbog manjih dimenzija koriste prigušnice s jezgrom koje mogu biti sa ili bez zračnog raspora, a zračnim rasporom se postiže bolja linearnost prigušnice, povećava se mogućnost uskladištenja energije, kontrolirase jezgra da ne ode u zasićenje, te se smanjuje efektivna permeabilnost jezgre. Vrlo često se koristi ista jezgra za prigušnice kao i ona za transformatore, a takve feritne jezgre imaju visoku permeabilnost i kod njih se indukcija zasićenja postiže pri vrlo maloj struji, te je zbog toga mogućnost akumulacije energije jako mala. Tu se radi o velikom induktivitetu, ali za jako malu struju, a da bi se povećala struja potrebno je u jezgri uvesti zračni raspor, te bi se u tom slučaju jezgra ponašala kao nehomogeni vodič magnetskog polja [6].

Realni kondenzatori

To su elementi kojima je kapacitet primarno svojstvo blizu su idealnih jer su njihovi gubici jako mali. Međutim potrebno je voditi računa i o njima jer je mogućnost uskladištenja energije i njeno odvođenje manje nego kod prigušnica. Zbog navedenog se koriste polipropilenski kondenzatori na mjestima sa jakim impulsnim strujama i visokom frekvencijom rada. Gubici u kondenzatorima se mogu zanemariti s aspekta ukupnih gubitaka pretvarača [1]. Kondenzatori mogu akumulirati električnu energiju u obliku električnog polja čija brzina oslobađanja ovisi o snazi, a koriste se u krugovima za filtriranje, za komutaciju, popravak faktora snage, prigušenje, rasprezanje, kašnjenje, itd. Oni se sastoje od dvije metalne elektrode međusobno izolirane dielektrikom, a kao dielektrik se najčešće koriste papir, polpropilen, stiropen i kondenzatorske keramike. Elektrode se izrađuju od naparenog tankog sloja nanešenog na dielektrik ili od aluminijske folije, a kod elektrolitskih kondenzatora, druga elektroda je elektrolit [6]. Shema realnog kondenzatora se može vidjeti na slici 2.6. [6], gdje je C oznaka za kapacitet kondenzator, R_r označava serijski otpor (zbog dielektričnih gubitaka), R_{iso} je otpor izolacije i L_r označava parazitni (serijski) induktivitet.



Slika 2.6. Shema realnog kondenzatora.

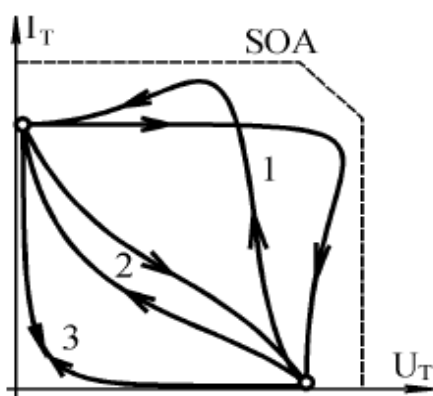
Sa svim spomenutim gubicima, stupanj iskoristivosti sklopnih napajanja (pretvarača) pri većim naponima može biti i preko 95 %. Mogućnostima tranzistora kao sklopnog elementa je ograničena gornja granica snage tih pretvarača. Za regulaciju brzine DC motora i punjenje stacionarnih baterija velikih kapaciteta gdje se postižu snage od nekoliko desetina i stotina kilovata se primjenjuju pretvarači najvećih snaga, a također se koriste i nekoliko tipova pretvarača u ovisnosti ozahtjevima za radom u jednom ili više kvadranta. Visoka efikasnost tih regulatora je glavni uzrok njihove primjene jer gubitak snage u pogledu cijene nije od primarnog značaja. Od velikog značaja je što se sa smanjenjem gubitaka smanjuje potreba za velikim rashladnim površinama, a smanjenje dimenzija i težine je postignuto forsiranim hlađenjem pomoću ventilatora, ali ti ventilatori mogu predstavljati i slabo mjesto kod uređaja koji rade neprekidno jer njihov rad s vremenom dovodi do oštećenja ležajeva, pa se ventilator zaustavlja što dovodi do pregrijavanja uređaja i njegova oštećenja [1].

Primarni faktor koji doprinosi minijaturizaciji pretvarača je rad na višim frekvencijama jer se time smanjuju dimenzije prigušnica i kondenzatora koji su njegov obavezni dio. Također i zbog pojave buke, niske frekvencije (ispod 10 kHz) nisu pogodne iako ponekad i diskretan čisti ton može da bude znak uključenosti i pravilnog rada uređaja, a u današnje vrijeme se u kataloškim materijalima proizvođača mogu naći frekvencije koje se kreću od više stotina kHz, pa čak i do nekoliko MHz (Siemens-Matsushita Components, Magnetics Ferrite Catalog, Kaschke Components GmbH, TDK components, itd.) [1].

Svaki pretvarač se sastoji od upravljačkog i energetskeg dijela, a pored tih dijelova mogu se naći i dodatni elementi za mjerenje, signalizaciju, komunikaciju sa drugim uređajima, autodijagnostiku, itd. Prema načinu rada se dijele na jednoimpulsne kod kojih se energija iz izvora napajanja uzima jednom tijekom jedne periode (ciklusa) i dvoimpulsne kod kojih se energija iz izvora napajanja uzima dva puta tijekom jedne periode. Broj izlaznih tranzistora kod jednoimpulsnih (jedan ili dva) je manji nego kod dvoimpulsnih (dva ili četiri), a pod jednoimpulsnim pretvaračima se podrazumijevaju pretvarači tipa: *Buck*, *Boost*, *Ćuk*, *Forward* i *Flyback*, dok bi dvoimpulsni bili: *push-pull*, polumosni i mosni pretvarači. Također uz navedenu podjelu pretvarača postoji i ona na direktne i indirektne pretvarače čija je osnovna razlika ta što se kod direktnih pretvarača transformacija iz istosmjernog napona u istosmjerni vrši bez izmjeničnog kruga, za razliku od indirektnih gdje se prvo ide sa pretvaranjem ulaznog istosmjernog napona u izmjenični napon, pa se potom taj izmjenični napon pretvara u izlazni istosmjerni napon. Indirektni pretvarači sadrže transformator koji omogućuje takvu vrstu pretvorbe, a ujedno omogućuje izoliranost između ulaza i izlaza [1].

2.2. Rezonantni pretvarači

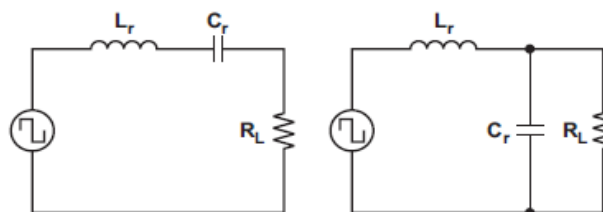
Promjena sklopnog stanja tranzistora se može smatrati trenutnom kod niskih frekvencija tako da se praktično dobiju pravokutni oblici napona kod naponskih i struja kod strujnih pretvarača. Ta promjena stanja nije trenutna kako se frekvencija povećava i o njoj se mora voditi računa, a pri uključanju i isključenju se zbog parazitskih kapaciteta i induktiviteta pojavljuju naponi i struje veće od stacionarnih. Ukoliko se sklopni krug sastoji samo od tranzistora, tada se uključanje kapacitivne struje i prekidanje induktivne struje odvija pri velikim vrijednostima trenutne snage i takav prijelaz se naziva tvrdim (engl. *hard switching*) [1, 6]. Na slici 2.7. [1, 6] je krivuljom 1 prikazan takav prijelaz, a također se mora paziti i da se tranzistor ne nađe izvan prostora sigurnog rada (SOA - engl. *safe operating area*) jer bi to dovelo do drastičnog smanjenja snage cijelog pretvarača. Krivulja 2 prikazuje proces koji se odvija kroz područje znatno manjih snaga, te su time sklopni gubici manji, može se postići veća snaga cijelog pretvarača i moguć je rad na višoj frekvenciji. Rezonantnim prijelazom kada se on odvija pri vrlo malim strujama ili naponima se može postići daljnje smanjenje gubitaka što je i prikazano krivuljom 3. Današnji pretvarači rade na frekvencijama od više stotina kHz pa čak i preko 1 MHz u rezonantnom radu, što dovodi do povećanja snage i smanjenja dimenzije pretvarača. Za razliku od krivulje 1 koja predstavlja tvrdi prijelaz, prijelaz po krivuljama 2 i 3 se naziva mekim prijelazom (engl. *soft switching*) jer se odvija pri daleko manjim trenutnim snagama na tranzistorima. Prigušeni oscilatorni krug tvori opterećenje zajedno s induktivitetom i kapacitetom, a njegove konfiguracije mogu biti raznovrsne [1, 6].



Slika 2.7. Prikaz mekog i tvrdog prijelaza.

Dva osnovna tipa rezonantnih pretvarača su serijski rezonantni pretvarač (SRC - engl. *series resonant converter*) i paralelni rezonantni pretvarač (PRC - engl. *parallel resonant converter*)

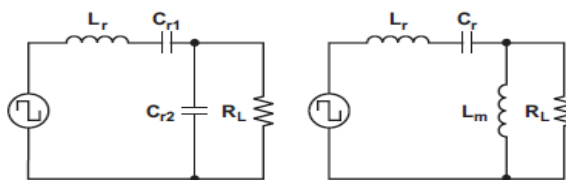
koji su prikazani slikom 2.8. [7]. Oba ta pretvarača reguliraju svoj izlazni napon promjenom frekvencije ulaznog napona koja se mijenja kako se impedancija rezonantnog kruga mijenja. Ulazni napon je podijeljen između impedancije rezonantnog kruga i impedancije tereta, a dok serijski rezonantni pretvarač radi kao naponski dijelitelj između ulaza i opterećenja, njegovo istosmjerno pojačanje (omjer izlaznog i ulaznog napona) je uvijek manje od jedan. U uvjetima laganog opterećenja, impedancija opterećenja je jako velika u odnosu na impedanciju rezonantnog kruga te stoga postaje teško regulirati izlaz, a čak i pri nominalnim opterećenjima je potrebna široka varijacija frekvencija za regulaciju izlaza kada postoji veliki raspon ulaznog napona. Kod paralelnog rezonantnog pretvarača je opterećenje spojeno paralelno s rezonantnim krugom što zahtijeva velike količine struje, te time otežava primjenu paralelne topologije u uređajima velikih snaga ili s velikom varijacijom opterećenja [7].



Slika 2.8. Serijski i paralelni rezonantni pretvarač.

Za rješavanje ograničenja kod serijskog i paralelnog pretvarača, kombinira se serijska i paralelna konfiguracija i tako dobiveni pretvarač se naziva serijsko-paralelni rezonantni pretvarač (SPRC - engl. *series-parallel resonant converter*). Jedna verzija te strukture koristi jednu prigušnicu i dva kondenzatora (LCC konfiguracija), te iako ova kombinacija nadilazi nedostatke serijske i paralelne kombinacije ostvarenjem više rezonantne frekvencije, ona zahtijeva dva neovisna fizička kondenzatora koji su veliki i skupi zbog visokih izmjeničnih struja. Da bi se dobile slične karakteristike bez mijenjanja fizičkih komponenti, serijsko-paralelni rezonantni pretvarač je promijenjen kako bi se koristile dvije prigušnice i jedan kondenzator, te se time formirao rezonantni LLC pretvarač. Prednost LLC topologije nad LCC topologijom je što dvije fizičke prigušnice često mogu biti integrirane u jednu fizičku komponentu, uključujući serijski rezonantni induktivitet L_r i induktivitet magnetiziranja transformatora L_m . LLC rezonantni pretvarač ima mnogo više prednosti nego konvencionalni rezonantni pretvarači. Oni mogu regulirati izlaz s varijacijama opterećenja uz relativno male varijacije sklopne frekvencije, održavajući pritom izvrsnu efikasnost i također mogu postići sklapanje pri nultom naponu preko

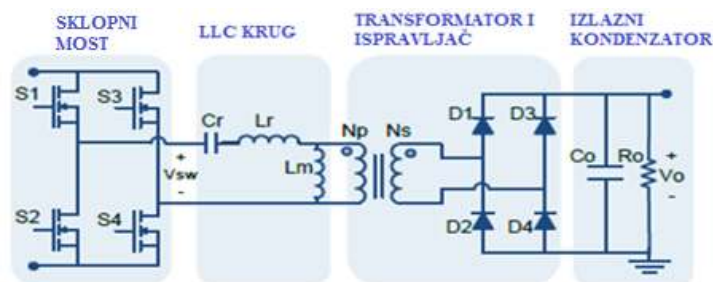
čitavog radnog područja [7]. Na slici 2.9. [7] su prikazane navedene dvije izvedbe serijsko-paralelnih rezonantnih pretvarača.



Slika 2.9. LCC i LLC konfiguracija pretvarača.

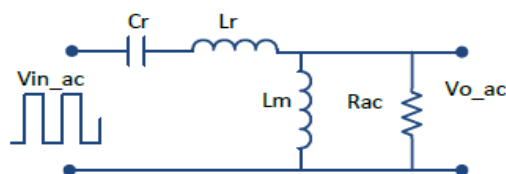
2.2.1. LLC pretvarač

Sklopni most proizvodi kvadratni valni oblik koji pobuđuje rezonantni LLC krug koji će proizvesti rezonantnu sinusnu struju koja je umanjena ili uvećana, te ispravljena pomoću transformatora i ispravljačkog kruga, a izlazni kondenzator za filtriranje filtrira ispravljenu struju i na izlazu se dobije istosmjerni napon [8]. Ukratko je opisan princip rada rezonantnih LLC pretvarača, a sve objašnjeno se može vidjeti na slici 2.10. [8].



Slika 2.10. Mosni LLC rezonantni pretvarač.

Naponsko pojačanje pretvarača se računa kao umnožak pojačanja sklopnog mosta (to pojačanje je za mosni spoj 1, dok je za polumosni spoj 0,5), pojačanja rezonantnog kruga i prijenosnog omjera transformatora. S obzirom da je jedina nepoznanica pojačanje rezonantnog kruga, ono je izvedeno analizirajući ekvivalentni rezonantni krug koji je prikazan na slici 2.11. [8], a pojačanje rezonantnog kruga K je vrijednost njegove prijenosne funkcije prikazane jednačbom (2-1) [8].



Slika 2.11. Ekvivalentni rezonantni krug.

$$K(Q, m, F_x) = \left| \frac{V_{o_ac}(s)}{V_{in_ac}(s)} \right| = \frac{F_x^2(m-1)}{\sqrt{(m \cdot F_x^2 - 1)^2 + F_x^2 \cdot (F_x^2 - 1)^2 \cdot (m-1)^2 \cdot Q^2}} \quad (2-1)$$

Iz jednadžbe (2-1) Q predstavlja faktor dobrote i ovisi o struji opterećenja, normalizirana sklopna frekvencija je označena sa slovom F_x , a m predstavlja statički parametar za izradu. Veća opterećenja rade s većim vrijednostima faktora dobrote, dok manja opterećenja imaju manji faktor dobrote, a vrlo je važno pri proračunu postaviti vrijednost za maksimalni faktor dobrote povezan s maksimalnom točkom opterećenja. Izraz za izračunavanje faktora dobrote je [8]:

$$Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{ac}} \quad (2-2)$$

Normalizirana sklopna frekvencija F_x je jednaka omjeru sklopne frekvencije i rezonantne frekvencije, a izraz za rezonantnu frekvenciju f_r je prikazan jednadžbom (2-3) [8], gdje je L_r rezonantni induktivitet i C_r je označen rezonantni kapacitet.

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (2-3)$$

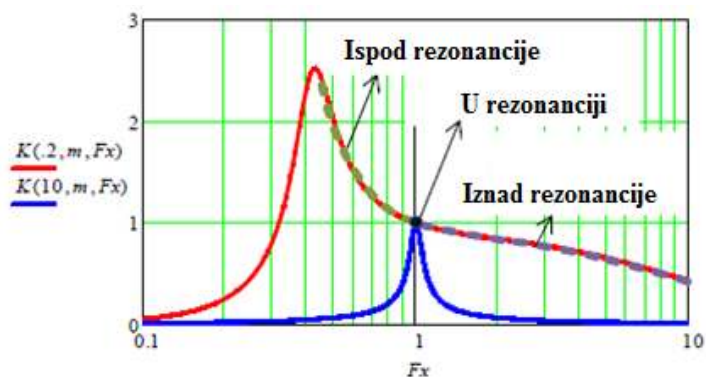
Omjer ukupnog primarnog induktiviteta i rezonantnog induktiviteta je označen sa m i on predstavlja statički parametar za izradu tako da se optimizira njegova vrijednost, te je zbog toga važno razumjeti njegov utjecaj na operacije pretvarača. S nižim vrijednostima parametra m se mogu ostvariti veća pojačanja uz uži raspon frekvencijske modulacije, što dovodi do fleksibilnije kontrole i regulacije, a to je posebno bitno kod aplikacija sa širokim rasponom ulaznog napona. Niže vrijednosti parametra m za isti faktor dobrote Q i rezonantnu frekvenciju f_r znače manji induktivitet magnetiziranja, stoga povišena vrijednost struje magnetiziranja uzrokuje povećanje cirkulacije energije i gubitke vođenja [8]. Pomoću izraza (2-4) [8] se izračunava parametar m , gdje je L_r rezonantni induktivitet, a L_m induktivitet magnetiziranja.

$$m = \frac{L_r + L_m}{L_r} \quad (2-4)$$

Budući da je pojačanje LLC kruga modulirano frekvencijom, pretvarač može raditi u tri načina rada ovisno o ulaznom naponu i struji opterećenja, kako je navedeno u nastavku i prikazano slikom 2.12. [8]:

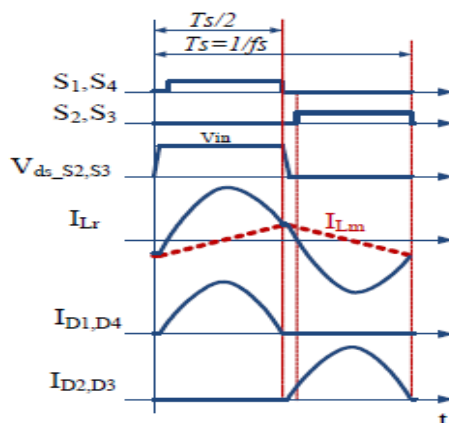
- sklopna frekvencija je jednaka rezonantnoj frekvenciji, $f_s = f_r$
- sklopna frekvencija je veća od rezonantne frekvencije, $f_s > f_r$

- sklopna frekvencija je manja od rezonantne frekvencije, $f_s < f_r$



Slika 2.12. Prikaz načina rada pretvarača.

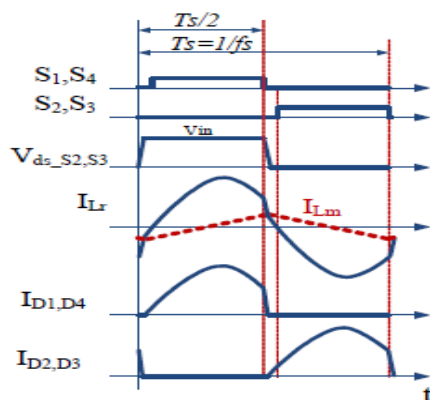
U slučaju kada je sklopna frekvencija jednaka rezonantnoj frekvenciji, svaki sklopni poluciklus omogućuje cjelokupnu isporuku energije, gdje rezonantni poluciklus završava tijekom sklopnog poluciklusa. Do kraja sklopnog poluciklusa, rezonantna struja prigušnice I_{Lr} doseže struju magnetiziranja I_{Lm} , a struja ispravljača doseže vrijednost nula. Rezonantni krug u tom slučaju ima jedinično pojačanje i najbolji optimizirani rad i korisnost, te je stoga prijenosni omjer transformatora dizajniran tako da pretvarač radi u točki nazivnog ulaznog i izlaznog napona [8]. Prethodno objašnjeno je prikazano na slici 2.13. [8].



Slika 2.13. Valni oblici struja pri $f_s = f_r$.

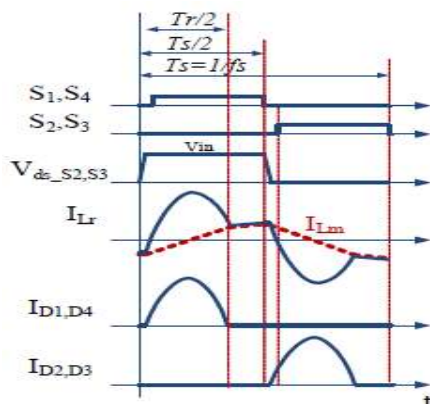
U slučaju kada je sklopna frekvencija veća od rezonantne frekvencije, tijekom svake polovice ciklusa sklapanja se isporučuje djelomično energije, slično kao i kod rada pri rezonantnoj frekvenciji, ali se razlikuje u tome što rezonantni poluciklus nije završen i prekinut početkom druge polovice ciklusa sklapanja, stoga MOSFET-i na primarnoj strani imaju povećane gubitke

pri isključivanju, a sekundarne ispravljačke diode imaju dužu komutaciju, odnosno izmjene vođenja parova diodanisu trenutne što uzrokuje propad napona. Pretvarač radi u ovom načinu rada pri većem ulaznom naponu gdje je potrebno smanjiti pojačanje, odnosno spustiti napon (*buck* pretvarači) [8]. Razlika u odnosu na prvi slučaj se može vidjeti i na slici 2.14. [8].



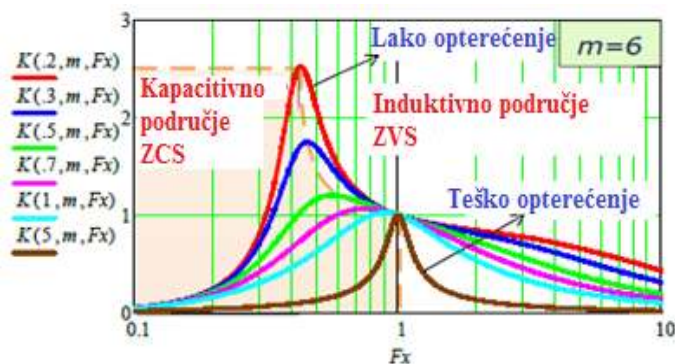
Slika 2.14. Valni oblici struja pri $fs > fr$.

Kada je sklopna frekvencija manja od rezonantne frekvencije tada svaka polovica sklopnog ciklusa isporučuje energiju u vremenu kada je rezonantni poluciklus završen i rezonantna struja prigušnice I_{Lr} doseže vrijednost struje magnetiziranja što dovodi do takvog načina rada da energija samo kruži primarnom stranom, odnosno ne isporučuje se na sekundarnu stranu i takav način rada se nastavlja sve do kraja sklopnog poluciklusa. To dovodi do povećanja gubitaka pri vođenju na primarnoj strani zbog cirkulirajuće energije, a pretvarač u ovom načinu radi pri nižem ulaznom naponu gdje je potrebno povećati pojačanje, odnosno povećati napon (*boost* pretvarači) [8]. Valni oblici struja i razlike u odnosu na prethodna dva načina rada se mogu vidjeti na slici 2.15. [8].



Slika 2.15. Valni oblici struja pri $fs < fr$.

Na slici 2.16. [8] se može vidjeti kako krivulje s nižom vrijednošću faktora dobrote Q pripadaju manjem opterećenju, dok krivulje s većom vrijednosti faktora dobrote Q predstavljaju veća opterećenja. Također se može vidjeti i da sve Q krivulje presjecaju točku rezonantne frekvencije ($F_x=1$ ili $f_s=f_r$). Sa slike se vidi i kako sve krivulje pojačanja imaju vrhove koji definiraju granicu između induktivne i kapacitivne impedancije rezonantnog kruga, stoga se može definirati područje induktivnog i kapacitivnog rada, a cilj definiranja oba područja je održavanje induktivnog rada preko cijelog raspona struje opterećenja i ulaznog napona, te da se nikad ne prijeđe u kapacitivno područje rada. Takav zahtjev je zbog toga što se sklapanje pri nultom naponu (engl. *zero voltage switching*) može postići samo u induktivnom području, osim toga kapacitivni rad podrazumijeva da struja prethodi naponu, tako da će struja u MOSFET-u imati obrnuti smjer prije nego što se MOSFET isključi, a nakon što se MOSFET isključi, inverzna struja će teći kroz MOSFET-ovu antiparalelnu diodu (engl. *body diode*) što će uzrokovati tešku komutaciju te diode jednom kada se drugi MOSFET u mostu uključi, što će u konačnici dovesti do gubitaka oporavka i šuma koji nastaje zbog šiljaka struje koja teče MOSFET-om, te kvara uređaja [8]. Antiparalelna dioda MOSFET-a je rezultat njegove unutrašnje strukture, a ta dioda obično ima veliku amplitudu inverzne struje i u odnosu na brzinu uključenja i isključenja tranzistora ima dosta veliko vrijeme oporavka (i do deset puta veće) [6].



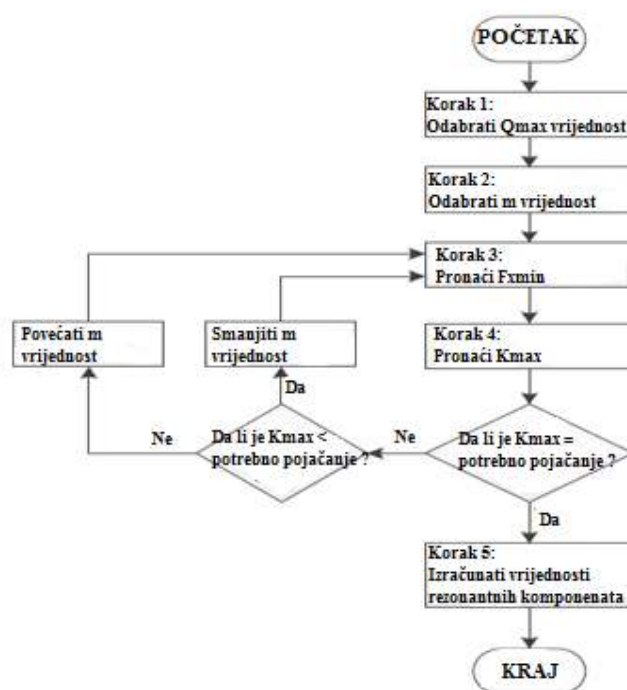
Slika 2.16. Prikaz područja kapacitivnog i induktivnog rada.

Kao i što je već ranije spomenuto kako se pri kapacitivnom radu ne može postići sklapanje pri nultom naponu, to dovodi do velikih sklopnih gubitaka i prednost LLC pretvarača u pogledu učinkovitosti bi bila izgubljena. Ukoliko bi bio dopušten rad u kapacitivnom području, to bi dovelo do nekoliko problema [7]:

- to područje doprinosi tvrdom prijelazu odnosno sklapanju (engl. *hard switching*) na primarnoj strani, što znači da se odvija pri velikim vrijednostima trenutne snage

- zbog tvrdog sklapanja i kapacitivne struje, antiparalelne diode MOSFET-a na primarnoj strani predstavljaju inverzne gubitke oporavka i te diode su obično sa sporim inverznim oporavkom što uzrokuje visoku struju i dovodi do neispravnosti MOSFET-a
- čak i u slučaju da MOSFET-i budu odabrani da toleriraju struju koja njima teče uzrokovanu disipacijom snage pri inverznom oporavku, struja će još uvijek imati svoje šiljke koji dovode do visokog EMI šuma
- odnos frekvencija je obrnut što mijenja povratnu vezu u pozitivnu

Na temelju prethodno objašnjenog se može zaključiti kako je krajnji cilj kod izrade LLC pretarača postizanje njegove najbolje izvedbe uz ostvarenje odgovarajućeg pojačanja za sve uvjete opterećenja, te se zbog toga za siguran rad mora odrediti minimalna sklopna frekvencija koju regulator treba ograničiti kako bi se održao rad u induktivnom području [8]. Dijagram toka koji sumira metodologiju projektiranja je prikazan na slici 2.17. [8].



Slika 2.17. Prikaz dijagrama toka.

2.3. Prednosti i mane rezonantnih pretvarača

Ovisno o primjeni pretvarača, jedan parametar može biti zanimljiviji od ostalih, a to je uobičajeno učinkovitost pretvarača koja je omjer izlazne i ulazne snage. Učinkovitost je broj koji

opisuje koliko energije je izgubljeno prilikom pretvorbe i uključuje gubitke pri vođenju, te sklopne gubitke. Općenito, učinkovitost varira s promjenama iznosa snage koju treba pretvoriti i sa smjerom toka energije. Također je jako bitno da se kod istosmjernih pretvarača naponsko pojačanje veće od 20 može postići jedino kod topologija pretvarača koje koriste transformator [9].

Rezonantni pretvarači se obično odabiru za uređaje koji zahtijevaju veliku gustoću snage i veliku energetska učinkovitost. Pomoću mekog sklapanja, može se odabrati mnogo veća sklopna frekvencija od sklopne frekvencije pri tvrdom sklapanju pretvarača, a kao posljedica toga je drastično smanjenje veličina pasivnih komponenata što omogućuje visoku gustoću snage i visoku učinkovitost pretvorbe snage [10]. U nastavku će biti prikazane sve prednosti i mane rezonantnih pretvarača [11, 12]:

Prednosti

- tipični opseg učinkovitosti za najjednostavniji sklop je 94-96 %, sa mogućim poboljšanjima koristeći sinkrono ispravljanje i druge male prilagodbe
- upotrebljavajući ispravne veličine magnetskih komponenti, izrada je brza i zamjetno pojednostavljena
- valni oblik struje na visokim frekvencijama je u osnovi sinusan sa značajnim smanjenjem harmonika
- uski raspon promjene frekvencije u širokom rasponu opterećenja
- sklapanje pri nultom naponu je moguće čak i kada nema uvjeta opterećenja
- smanjenje sklopnih gubitaka zbog sklapanja pri nultom naponu dovodi do poboljšanja učinkovitosti i elektromagnetske interferencije
- dva od tri elementa rezonantnog kruga su integrirana u samo jednu induktivnu komponentu što je korisno u smislu troškova i dimenzija

Mane

- teška regulacija izlaza kada nema uvjeta opterećenja
- značajna struja može protjecati kroz rezonantni krug, čak i kada nema uvjeta opterećenja
- kvazi-sinusni valni oblici su izloženi visokim vršnim vrijednostima za razliku od ekvivalentnih pravokutnih valnih oblika
- visoka valovitost izlazne struje

3. PROJEKTIRANJE TRANSFORMATORA I UPRAVLJANJA

U ovom poglavlju će se objasniti kako se izrađuje transformator koji je dio pretvarača, odnosno prikazat će se postupak izračuna njegovih parametara i objasniti će se svi njegovi dijelovi. Također će biti objašnjeno i koji gubici postoje u transformatoru što je bitno pri njegovoj izradi jer gubici snižavaju stupanj učinkovitosti cjelokupnog pretvarača, te se stoga nastoji izraditi transformator sa što manjim gubicima, a za kraj će biti nešto govora o upravljanju pretvaračima i Arduino platformi.

3.1. Transformatori energetskih pretvarača

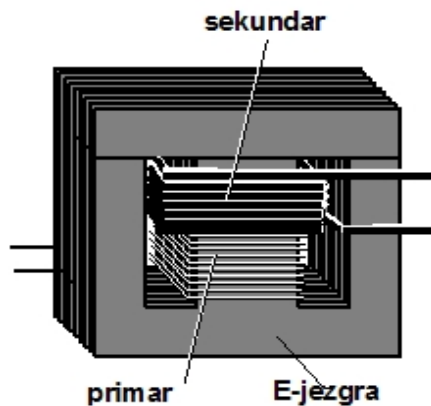
Transformator je uređaj koji prenosi električnu energiju iz jedne naponske razine u drugu, a pri tome zadržava približno istu snagu, oblik napona i frekvenciju, a također omogućuje još i galvansku odvojenost dviju strana. U osnovi, transformatori se sastoje od minimalno dva galvanski odvojena namota (primar i sekundar) na zajedničkoj feromagnetskoj jezgri, a široku primjenu nalaze u prijenosu električne energije pa sve do najsitnijih električnih uređaja. Oni rade na mrežnoj frekvenciji (50 Hz ili 60 Hz) i sa sinusnim valnim oblikom napona, a u energetskoj elektronici su transformatori nešto drukčiji od onih klasičnih (distributivni, mjerni, mrežni, transformatori za zavarivanje i slično). Uzroci za drukčijim transformatorima u energetskoj elektronici su uglavnom zbog specifičnosti pojedinih tipova energetskih pretvarača kao što je širi opseg radne frekvencije (do reda MHz) i nesinusni valni oblik napona i struje, a za posljedicu imaju smanjenje dimenzija transformatora, primjenu drugih materijala za jezgru, mogućnost pojave buke i pojavu električnog i magnetskog skin efekta kod mnogo tanjih vodiča [6].

S obzirom na navedeno, detaljnije će biti objašnjeni transformatori koji prenose energiju, odnosno oni koji se koriste u energetskim pretvaračima. Jedna od osobina tih transformatora je njegova znatno manja dimenzija što podrazumijeva manju cijenu i težinu, manje potrošenog materijala i veći stupanj iskorištenja, a primjenjuju se zajedno s elementima kao što su diode, otpornici, kondenzatori, tranzistori i slično. U pogledu snage, ovi transformatori se obično grade za snage reda VA do nekoliko VA pri frekvencijama reda MHz, više kVA na ultrazvučnim frekvencijama, više desetina kVA na srednjim i više stotina kVA do MVA na frekvencijama ispod kHz [6].

3.1.1. Karakteristike i dijelovi transformatora

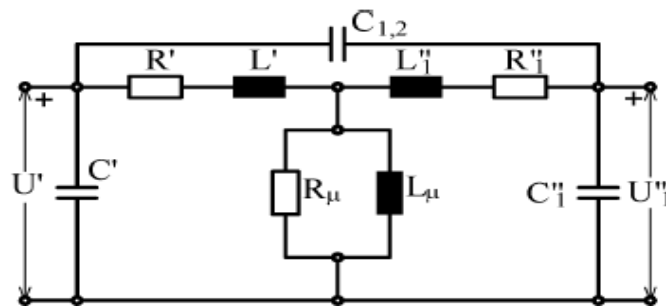
Ekvivalentna shema transformatora

U najjednostavnijem slučaju, transformator ima dva namota (primarni i sekundarni) na istoj jezgri što je prikazano na slici 3.1. [13]. U takvoj konfiguraciji on omogućuje prijenos energije iz jednog namota u drugi uz zadržavanje postojeće frekvencije i oblika napona, a taj prijenos energije se može odvijati u oba smjera. Veličina napona i struje ovise o broju zavoja i presjeku njihovih vodiča [6].



Slika 3.1. Prikaz jezgre transformatora sa namotima.

Pri analizi krugova s transformatorom on se zamjenjuje s ekvivalentnom shemom. Kod klasičnih transformatora kapaciteti najčešće nisu uzimani u obzir, ali se o njima mora voditi računa jer naročito kapacitet $C_{1,2}$ može smetati jer su izvodi primara i sekundara fizički blizu i njegov kapacitivni utjecaj dolazi do izražaja, te se stoga između primara i sekundara vrlo često stavljaju statički zaslone u obliku tanke folije ili jednog sloja žice koji eliminiraju kapacitivni utjecaj između primara i sekundara kada se uzemlje, ali to za posljedicu ima povećanje ostala dva kapaciteta [6]. Ekvivalentna shema dana je na slici 3.2. [6].



Slika 3.2. Ekvivalentna shema transformatora.

Navedene oznake označuju sljedeće [6]:

U' - primarni napon

U_1'' - sekundarni napon sveden na primarnu stranu

L' - rasipni induktivitet primarnog namota

L_{μ} - induktivitet magnetiziranja jezgre

L_1'' - rasipni induktivitet sekundara sveden na primarnu stranu

R' - aktivni otpor primarnog namota

R_{μ} - otpor gubitaka u željezu

R_1'' - otpor sekundara sveden na primarnu stranu

C_1 - kapacitet primara

C_1'' - kapacitet sekundara sveden na primarnu stranu

$C_{1,2}$ - međusobni kapacitet primara i sekundara (preračunat na primar)

Osnovne relacije kojima se opisuje rad transformatora su [6]:

$$\frac{U'}{U''} \approx \frac{E'}{E''} = \frac{N'}{N''} = n ; \quad \frac{I'}{I''} \approx \frac{1}{n} ; \quad \frac{Z'}{Z''} \approx n^2 \quad (3-1)$$

Osim struje i napona, može se primijetiti kako se transformira i impedancija, a na osnovu ove jednačbe se može reći kako je uloga transformatora i prilagođenje potrošača izvoru napajanja. U slučaju kada je sekundar otvoren nema prijenosa energije, a transformator se ponaša kao prigušnica. Takva prigušnica ima veliki induktivitet i prilično je nelinearna te se zbog toga u praksi prave prigušnice s rasporom u jezgri čime se postiže bolja linearnost i povećava se mogućnost akumulacije energije. Kod pretvarača tipa *flyback*, transformator u jednom intervalu vremena se ponaša kao prigušnica odnosno akumulira energiju, dok u drugom intervalu tu energiju predaje opterećenju preko sekundara ili je vraća izvoru napajanja. Također je čest slučaj i da se ima veći broj namota koji u općem slučaju ne moraju imati iste snage, a primjer toga je transformator za *push-pull* izmjenjivač. Njegov transformator ima dva identična namota, a svaki

od dva polunamota je opterećen u toku jedne poluperiode pa se može uzeti gustoća struje pri izboru presjeka žice 1,41 puta veća nego kod dvonamotnog transformatora [6].

Dimenzije

Ono što se prvo primijeti kod transformatora za energetske pretvarače je njegova dimenzija. Tako na primjer transformator za 10 kHz snage 100 kVA, sa sistemom za vodeno hlađenje ima težinu oko 20 kg, a za varijantu sa zračnim hlađenjem i za frekvenciju od 50 Hz njegova težina bi bila oko 200 kg. Zbog toga će biti navedeno što doprinosi smanjenju njegovih dimenzija. Kada se transformator priključi na odgovarajući napon i poveća frekvencija, doći će do sniženja indukcije u jezgri što dovodi do smanjenja gubitaka u njemu, odnosno gubici petlje histereze se smanjuju približno linearno dok gubici zbog vrtložnih struja ostaju skoro nepromijenjeni tako da se na kraju ukupni gubici u željezu ipak smanjuju. Može se zaključiti kako se s povećanjem frekvencije može povećati i napon po namotaju što dovodi do manjeg broja namotaja za određeni napon, a namotaji sada mogu biti većeg presjeka, odnosno za veću struju što u konačnici dovodi do direktne posljedice smanjenja dimenzije transformatora, a ovisnost navedenih veličina je prikazana izrazom (3-2) [6].

$$P = 4 \cdot k_0 \cdot f \cdot N \cdot B_m \cdot S_{Fe} \cdot J \cdot S_{Cu} \quad (3-2)$$

gdje je [6]:

P - prividna snaga transformatora

k_0 - koeficijent valnog oblika napona

f - frekvencija

N - broj zavoja

B_m - amplituda magnetske indukcije

S_{Fe} - presjek željezne jezgre

J - gustoća struje u namotu

S_{Cu} - presjek bakrenog vodiča

Jezgra

Jezgra transformatora što se tiče oblika se može podijeliti u četiri tipa, a to su [6]:

- ogrnuti tip (engl. *shell type*)
- jezgrasti tip (engl. *core type*)
- kolutni ili torusni tip (engl. *toroidal type*)
- lončasti tip (engl. *pot type*)

Jezgra se također može podijeliti na punu i lameliranu u pogledu tehnologije izrade. Postoje dva načina za dobivanje lamelirane jezgre. Prvi način je da se pomoću limova određenog profila slaže jezgra, ali se mora paziti da zračni raspor bude minimalan, a ovakve jezgre se prave od silicijskih ili niklenih limova. Nedostatak je što se pri montaži jezgre limovi moraju slagati. Drugi način je da se na određeni profil namota limena traka i ovakva jezgra je jednostavna za montiranje, a na ta dva navedena načina se dobiju ogrnuti i jezgrasti tip. Kolutni tip jezgre se dobije motanjem trake lima na okrugli profil, a takvi transformatori se nazivaju još i torusnim jer im je namot torusnog oblika. Na specijalnim uređajima se obavlja motanje namotaja jer zahtijeva provlačenje i ne može se iskoristiti cijeli prostor za namot, a prednost svih motanih jezgri je što omogućuje primjenu lima sa orijentiranom strukturom koji ima znatno bolje magnetske osobine [6]. Na slici 3.3. [14] se može vidjeti torusna jezgra.



Slika 3.3. Izgled torusne jezgre.

Feromagnetski materijali

Radna frekvencija prvenstveno utječe na izbor materijala, a nisu nevažni ni permeabilnost, magnetska indukcija, radna temperatura, cijena i slično. U današnje vrijeme se obično koriste sljedeći materijali [6]:

- toplovaljani silicijski lim
- hladnovaljani silicijski lim
- limovi na bazi nikla i kobalta
- praškasta metalna i nemetalna jezgra

- amorfní metali

Toplovaljani silicijski lim se radi sa sadržajem silicija u iznosu od 0,5 % do 4 %, a specifični električni otpor se povećava s povećanjem većeg postotka čime se smanjuju gubici vrtložnih struja, ali dolazi do povećanja tvrdoće lima. Zbog toga se trafo lim izrađuje sa oko 4 % silicija (debljine 0,35 mm), dok se dinamó lim izrađuje sa oko 0,5 % silicija (debljine 0,5 mm). Pri debljinama ispod 3 mm se hladnim valjanjem dobivaju limovi sa znatno boljim magnetskim osobinama u pojedinim pravcima, a naročito dobre magnetske osobine imaju limovi s orijentiranom strukturom kod kojih maksimalna indukcija u smjeru valjanja ide i do 1,8 T. Nikleni lim se koristi za transformatore pri frekvencijama reda kHz, zatim za jezgre koje zahtijevaju precizno definirano zasićenje i za jezgre kod kojih je potrebna visoka permeabilnost. Postotak nikla se kreće od 40 % do 80 %, a niži postotak dovodi do manjeg specifičnog otpora, ali i boljih magnetskih osobina. Vrlo osjetljivi su na toplinska i mehanička opterećenja te se zbog toga mora paziti pri njihovom slaganju da se ne savijaju ili mehanički naprežu. U slučaju da cijena ne predstavlja važan faktor, a potrebne su visoke indukcije zasićenja tada se mogu koristiti legure na bazi kobalta. Pri visokim frekvencijama gubici u limovima postaju toliko veliki da oni postaju neupotrebljivi te se zbog toga jezgra radi kao praškasta metalna i nemetalna (feritna) [6].

Širu upotrebu ima praškasta nemetalna jezgra (feritna) koja ima vrlo velik specifični otpor, a relativna permeabilnost se kreće u opsegu od 1 do 10000, dok maksimalna frekvencija zavisi od početne točke permeabilnosti. Optimalno frekvencijsko područje pojedine vrste ferita je ograničeno donjom i gornjom frekvencijom (f_{min} i f_{max}), pa tako zbog većih gubitaka nije pogodna njihova primjena iznad f_{max} , a ispod f_{min} se obično uzima jezgra sa materijalom veće permeabilnosti. Veliki nedostatak ferita je njihova osjetljivost na udare, mehanička naprezanja i slično. Jezgra od amorfno γ željeza ima vrlo male gubitke i odlične magnetske osobine, a primjenu nalazi kod invertorskih transformatora za zavarivanje, impulsnih transformatora i uređaja za besprekidna napajanja [6].

Namoti

Problematika namota se sastoji u materijalima za izolaciju i vodiče, međusobnom rasporedu namota, geometriji, načinu motanja i oblikovanju polja. Bakar je najčešći materijal za vodiče, ali se primjenjuje i aluminij, a pri izboru presjeka vodiča mora se imati u vidu i pojava skin efekta zbog povećanja frekvencije, odnosno dolazi do potiskivanja struje prema površini. Maksimalan presjek žica d_{max} koji se može primjeniti za odgovarajuću frekvenciju f za bakar i aluminij je sljedeći [6]:

za bakar

$$d_{max} = \frac{131}{\sqrt{f}} (mm) \quad (3-3)$$

za aluminij

$$d_{max} = \frac{168}{\sqrt{f}} (mm) \quad (3-4)$$

Ukoliko su potrebni veći presjeci, tada se mora uzeti veći broj tanjih, međusobno izoliranih vodiča, a u nekim slučajevima se koriste i folije. Izolacija je jako bitna što se tiče namota, a kod nje se uz dielektrično naprezanje pojavljuje još i termičko, te mehaničko naprezanje. Važne osobine izolacije su otpornost prema kemijskim utjecajima okoline, dielektrična konstanta, otpornost prema puzajućim strujama, nezapaljivost i obnovljivost. U većini slučajeva se mora govoriti o složenoj izolaciji gdje je jedan od čimbenika zrak. S obzirom na različite dielektrične konstante, dolazi do diskontinuiteta električnog polja pa se pri radu sa višim naponima i nepravilno izabranoj izolaciji pojavljuju parcijalna pražnjenja koja u konačnici mogu dovesti do smanjenja vijeka trajanja izolacije. S obzirom na navedeno lako se može zaključiti kako su sa tog stajališta povoljniji materijali koji imaju manju dielektričnu konstantu. Što se tiče puzajućih struja, u praksi se primjenjuje pravilo da se dužine strujne staze uzmu bar dvostuko veće vrijednosti od razmaka koji odgovaraju probodu zraka, ali ne manje od 1,6 mm. Lakiranje ili farbanje površina može doprinijeti povećanju otpornosti prema pojavi puzajućih struja [6].

Snaga, indukcija i gustoća struje

Preporuke za izbor maksimalne indukcije B_m , gustoće struje J i snage koja se može iz određene veličine jezgre izvući se obično nalaze u katalogima proizvođača limova za jezgre malih transformatora. Ti podaci se daju za frekvenciju od 50 Hz (ili 60 Hz), a termičkom klasom izolacije je određen dozvoljeni porast temperature namota. Kada treba konstruirati transformator za neku drugu frekvenciju, drugi valni oblik (na primjer pravokutni), drugi tip transformatora ili za izolaciju neke druge termičke klase postavlja se pitanje kolike vrijednosti tih veličina usvojiti. Kada frekvencija raste uz konstantnu indukciju, rastu i gubici u željezu, a da ne bi došlo do pregrijavanja transformatora (prvenstveno izolacije namota) bitno je da se smanjuju gubici u bakru, odnosno gustoća struje. Povećanje frekvencije uz konstantnu indukciju može ići do određene granice. U području niskih frekvencija indukcija i gustoća struje nemaju optimalne vrijednosti, a u području visokih frekvencija se indukcija B_m i gustoća struje J mogu odabrati tolike da se postigne maksimalna snaga, maksimalni stupanj iskorištenja i minimalna cijena. Važno je znati kako ovise gubici u željezu o frekvenciji i indukciji ukoliko je potrebno proračunati transformator za frekvenciju različitu od mrežne. Intenzitet struja se povećava

spovećanjem frekvencije, a njihovo kontra polje djelomično poništava polje u unutrašnjosti lima te zbog toga dolazi do potiskivanja toka iz unutrašnjosti prema površini lima i ova pojava se naziva magnetski skin efekt [6]. Taj efekt se može zanemariti pri debljinama lima manjim od [6]:

$$b < 2 \sqrt{\frac{\rho_{Fe}}{\mu \cdot \pi \cdot f}} \quad (3-5)$$

U jednadžbi (3-5) ρ_{Fe} predstavlja specifični otpor željeza, frekvencija je označena sa f , a μ označava permeabilnost. Frekvencija pri kojoj počinje skin efekt se naziva kritičnom (f_c) i njen iznos za tri često korištena lima je dan u tablici 3.1. [6].

Tablica 3.1. Iznos kritične frekvencije (f_c) za tri vrste lima.

Trafo lim	2 % Si	$b = 0,35$ mm	$f_c = 12000$ Hz
Nikleni lim	50 % Ni	$b = 0,35$ mm	$f_c = 1300$ Hz
Nikleni lim	80 % Ni	$b = 0,35$ mm	$f_c = 200$ Hz

Materijali s visokom početnom permeabilnošću i malim specifičnim otporom imaju i nisku kritičnu frekvenciju, pa zbog toga na primjer ako lim sa 80 % Ni treba upotrijebiti na 2000 Hz, debljina mu se mora smanjiti na oko 0,1 mm [6].

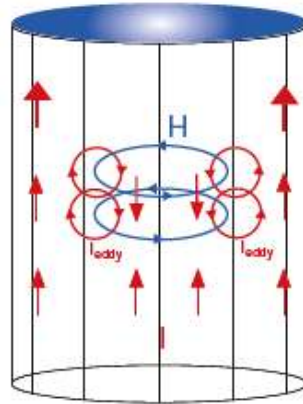
3.1.2. Gubici transformatora

Gubici u transformatoru se mogu podijeliti na [15]:

- gubici u jezgri – oni se dijele na gubitke histereze i na vrtložne struje
- gubici u namotima (bakru) – nastaju zbog konačnog otpora vodiča koji sačinjavaju namote

Kod malih frekvencija, struja će teći kroz što je moguće veći presjek vodiča, dok kod velikih frekvencija ona teče tako da minimizira prijenos energije u magnetsko polje vodiča (smanjuje induktivitet) što dovodi do pojave da struja počinje teći sve bliže površini vodiča, odnosno dolazi do skin efekta. Taj efekt se može objasniti i kao efektivno smanjenje presjeka vodiča zbog protjecanja visokofrekvencijske struje, a problem je u tome što ta struja nije sinusnog valnog oblika što znači da u sebi sadrži beskonačno puno harmonika. Na raspodjelu struja unutar vodiča ne utječe samo struja tog vodiča, odnosno magnetsko polje koje ona stvara već je potrebno uzeti

u obzir i struje susjednih namota koje također sudjeluju u stvaranju magnetskog vodiča, pa stoga treba analizirati ponašanje kompletnog namota. Utjecaj susjednih namota se naziva efekt blizine (engl. *proximity effect*), a za njegovu veličinu je uz frekvenciju struje još bitna i izvedba namota što znači da se uz pažljivo slaganje namota može donekle poništiti utjecaj susjednih namota [15]. Na slici 3.4. [3] se može vidjeti skin efekt, odnosno prikazana je raspodjela struje u vodiču.



Slika 3.4. Raspodjela struje širom poprečnog presjeka vodiča.

Gubici u jezgri su zapravo gubici magnetiziranja izmjeničnom strujom, a obično se iskazuju u W/kg za određenu frekvenciju i indukciju. Površina obuhvaćena histerezom predstavlja gubitke histereze, odnosno predstavlja mjeru za radnju utrošenu da se obavi jedan puni ciklus magnetiziranja feromagnetskog materijala jediničnog volumena. Do povećanja temperature feromagnetskog materijala dolazi jer se energija koju feromagnetski materijal apsorbira u toku ciklusa magnetiziranja transformira kroz nepovratne procese u toplinu. Gubici histereze ovise o magnetskim svojstvima materijala (permeabilnost, magnetsko kašnjenje, širina petlje histereze), a empirijska relacija koju je predložio Steinmetz se koristi za izračun snage gubitaka petlje histereze [16]. Njen izraz je prikazan jednadžbom (3-6) [16].

$$P_h = \eta \cdot V \cdot f \cdot B_m^2 \quad (3-6)$$

gdje je [16]:

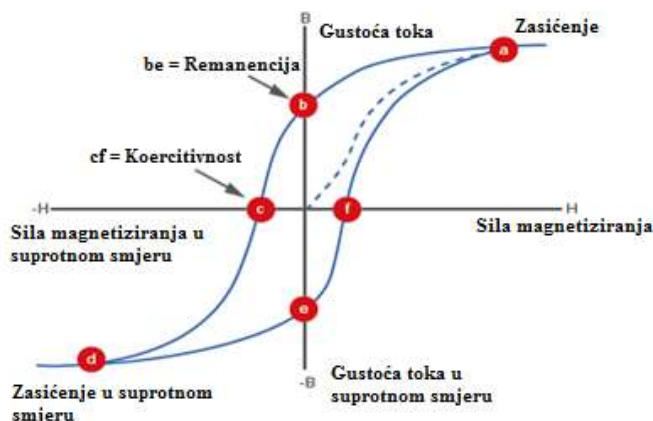
η - konstanta materijala

V - obujam materijala

f - frekvencija

B_m - maksimalna indukcija (zasićenja)

Na slici 3.5. [3] je prikazana petlja histereze, odnosno B - H krivulja.



Slika 3.5. Petlja histereze.

U feromagnetskim materijalima, izmjenična magnetska polja induciraju protuelektromotornu silu koja će potjerati vrtložne struje, a posljedica toga su gubici, odnosno toplina koja zagrijava feromagnetski materijal. Izračunavaju se pomoću sljedećeg izraza [16]:

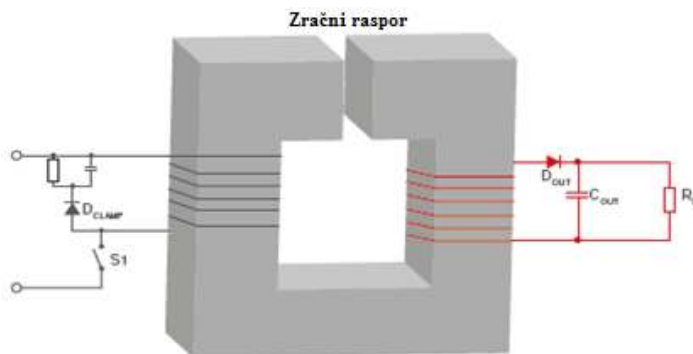
$$P_v = \sigma \cdot V \cdot f^2 \cdot B_m^2 \quad (3-7)$$

Ovdje je bitno da se konstanta materijala σ određuje eksperimentalno i ovisi o debljini, gustoći i električnoj otpornosti lima. Gubici vrtložnih struja rastu s kvadratom frekvencije i s debljinom limova, a njezino smanjenje je moguće lameliranjem jezgre (smanjenje površine kroz koju se zatvaraju vrtložne struje) i povećanjem električne otpornosti (upotreba legura) [16].

3.2. Proračun transformatora

Do elemenata za izradu transformatora se treba doći njegovim proračunom, a kao polazni podaci su obično poznati izlazni i ulazni napon, izlazna struja ili snaga i vrsta pretvarača za koji će biti primijenjen. Na pojedine detalje uz navedeno mogu utjecati i trenutno raspoloživi materijali i dijelovi (izolacija, žica za namote, jezgra i ostalo). Veličina i tip jezgre, broj zavoja pojedinih namota, presjeci njihovih vodiča, te smjerovi motanja su osnovni elementi za izbor ili izradu transformatora. Također je bitno nakon što se svi elementi odrede provjeriti smještaj namota jer se može dogoditi da sve ne može stati u raspoloživi prostor [1]. Projektiranje parametara transformatora će se pokazati za *flyback* pretvarač. Ti pretvarači za prijenos energije preko transformatora (dvije zavojnice spojene na zajedničku jezgru) koriste energiju uskladištenu u

zračnom rasporu. U većini slučajeva, *flyback* pretvarač se može smatrati transformatorom izoliranim *buck-boost* pretvaračem, s prednosti da im se prijenosni omjer može koristiti za podizanje ili spužtanje ulaznog napona uz održavanje PWM(engl. *pulse width modulation*) vremena vođenja blizu 50 %. Još jedna prednost im je što na izlazu nije potrebna zavojnica, te stoga smanjuju troškove i broj elemenata pretvarača [3]. Na slici 3.6. [3] je prikazan transformator *flyback* pretvarača, a bitno je napomenuti kako je smjer motanja sekundarnog namota u suprotnom smjeru od primarnog.



Slika 3.6. Transformator *flyback* pretvarača.

Prvi korak kod projektiranja transformatora je definiranje vremena vođenja i prijenosnog omjera. Ta dva parametra su povezana, odnosno to znači da ako se definira jedan, može se odrediti drugi. Za *flyback* pretvarač, maksimalno vrijeme vođenja za najnepovoljniji slučaj (kada je ulazni napon minimalan) je 50 %. Ta vrijednost vremena vođenja je teoretski maksimalna, ali u praksi se mora omogućiti mrtvo vrijeme između dva ciklusa sklapanja i zbog toga se uzima ta vrijednost 40 % [3]. Veza između vremena vođenja δ_{max} , ulaznog napona V_{in} , efektivnog izlaznog napona V_{out} i prijenosnog omjera n_p/n_s je dana sljedećom jednačbom [3]:

$$\frac{n_p}{n_s} = \frac{\delta_{max}}{1 - \delta_{max}} \cdot \frac{V_{in,min}}{V_{out} + V_{Diode\ drop}} \quad (3-8)$$

Prijenosni omjer jako često nije cijeli broj, te se stoga koristi najbliži cijeli broj prijenosnog omjera. Najbliže rješenje prijenosnog omjera se zatim ubacuje u prethodnu jednačbu (3-8) kako bi se provjerilo da je vrijeme vođenja još uvijek zadovoljavajuće [3]. Jednačba (3-9) [3] je ista kao i prethodna, samo je preuređena za provjeru vremena vođenja, gdje je [3]: n_p broj zavoja primarnog namota, n_s broj zavoja sekundarnog namota, $V_{in,min}$ najmanji ulazni napon, V_{out} izlazni napon i V_{Diode} pad napona na diodi.

$$\delta_{max} = \frac{n_p/n_s}{n_p/n_s + V_{in,min}/V_{out} + V_{Diode}} \quad (3-9)$$

Sljedeći korak je izračun induktiviteta, ali je prvo potrebno izračunati prosječnu struju sekundarnog namota $I_{avg,sec}$ pri maksimalnom vremenu vođenja δ_{max} i to na sljedeći način [3]:

$$I_{avg,sec} = \frac{I_{out}}{1 - \delta_{max}} \quad (3-10)$$

Nakon izračuna prosječne struje sekundarnog namota i znajući sklopnu frekvenciju koja pretpostavlja prihvatljivu maksimalnu valovitost, može se krenuti na izračun sekundarnog induktiviteta pomoću izraza(3-11) [3], gdje je [3]: V_{out} izlazni napon, $V_{Diode drop}$ pad napona na diodi, δ_{max} maksimalno vrijeme vođenja, f frekvencija, $I_{avg,sec}$ prosječna struja sekundarnog namota i *Ripple* valovitost.

$$L_{sec} = \frac{(V_{out} + V_{Diode drop}) \cdot (1 - \delta_{max})}{Ripple \cdot I_{avg,sec} \cdot f} \quad (3-11)$$

Nakon što se izračunao sekundarni induktivitet L_{sec} , lagano se izračunava primarni L_{pri} uz pomoć prijenosnog omjera [3]:

$$L_{pri} = L_{sec} \cdot \left(n_{pri}/n_{sec} \right)^2 \quad (3-12)$$

Znajući potreban induktivitet, može se krenuti u izračun potrebnog broja zavoja ako se prvo zna karakteristika jezgre. U ovom koraku projektiranja se treba odabrati prikladna jezgra transformatora. Proizvođačke tablice daju prikladne geometrije jezgri prema snazi i topologiji. Kada se odabere prikladna jezgra može se krenuti u izračun minimalnog broja zavoja $n_{pri,min}$, a on ovisi o maksimalnom zasićenju gustoće toka B_{sat} (obično se uzima 0,3 T za feritnu jezgru), presjeku jezgre A_{core} , primarnom induktivitetu L_{pri} i primarnoj struji I_{pri} , te je prikazan jednadžbom (3-13) [3]:

$$n_{pri,min} = \frac{L_{pri} \cdot I_{pri}}{B_{sat} \cdot A_{core}} \quad (3-13)$$

U jednadžbi (3-13) je jedina nepoznanica primarna struja jer ona nije dana u specifikacijama pretvarača nego je dana izlazna struja. Prije nego što se krene na idući korak, potrebno je procijeniti struju primarnog namota I_{pri} , a da bi se to moglo, potrebno je znati efikasnost

transformatora η čija je tipična vrijednost 90 % [3]. Jednadžba za izračun prosječne primarne struje $I_{avg,pri}$ je [3]:

$$I_{avg,pri} = \frac{I_{out} \cdot (V_{out} + V_{Diode\ drop})}{\eta \cdot V_{in,min} \cdot \delta_{max}} \quad (3-14)$$

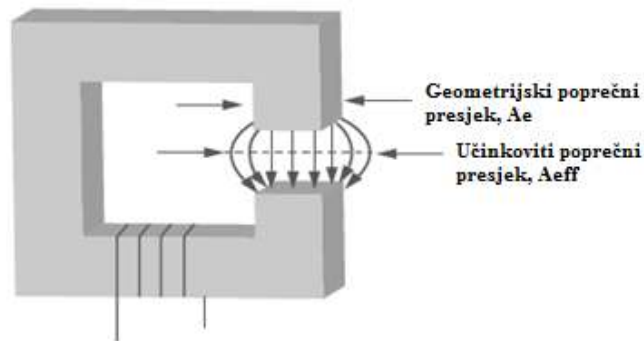
Nakon što se dobila minimalna vrijednost broja zavoja primarnog namota, na temelju prijenosnog omjera se odmah zna i broj zavoja sekundarnog namota. Idući korak je izračun gubitaka u jezgri. Gubici u jezgri uslijed mijenjanja magnetskog toka ovise o karakteristici jezgre, valovitosti struje $I_{Ripple,pri}$ i broju zavoja n_{pri} (više zavoja smanjuje osciliranje toka) [3]. Izračun osciliranja toka ΔB je sljedeći [3]:

$$\Delta B = \frac{L_{pri} \cdot I_{Ripple,pri}}{n_{pri} \cdot A_{core}} \quad (3-15)$$

Na temelju prethodne jednadžbe se dobiva cijeli oscilirajući tok, a za izračun specifičnih gubitaka u jezgri je potrebno koristiti polovicu izračunate vrijednosti. Na temelju te vrijednosti se iz tablice gubitaka u jezgri koju daje proizvođač feritnog materijala odabiru relativni gubici jezgre, a da bi se dobili specifični gubici, ta vrijednost se još mora pomnožiti sa volumenom jezgre [3]. Kada se to dobilo može se krenuti u izračun dužine raspora l_g to s pomoću izraza (3-16) [3].

$$l_g = 1000 \cdot \frac{n_{pri}^2}{L_{pri}} \cdot \mu_0 \cdot A_{eff} \quad (3-16)$$

U jednadžbi (3-16) je A_{eff} označeno područje učinkovitog poprečnog presjeka dijela puta s rasprom što se može vidjeti i na slici 3.7. [3], μ_0 je permeabilnost vakuuma, n_{pri} broj zavoja primarnog namota i L_{pri} je primarni induktivitet.



Slika 3.7. Prikaz učinkovitog područja poprečnog presjeka.

Gubici u bakru se mogu izračunati koristeći se Ohmovim zakonom ($P_{loss} = I_{RMS}^2 R$), stoga je na sljedećim jednadžbama prikazano kako se izračunavaju RMS vrijednosti sekundarne struje $I_{rms,sec}$ i primarne struje $I_{rms,pri}$, gdje su [3]: I_{out} izlazna struja, V_{out} izlazni napon, $V_{Diode\ drop}$ pad napona na diodi, δ_{max} maksimalno vrijeme vođenja, f frekvencija, $V_{in,min}$ najmanji ulazni napon i η efikasnost transformatora.

$$I_{rms,sec} = \frac{I_{out}}{\sqrt{1 - \delta_{max}}} \quad (3-17)$$

$$I_{rms,pri} = \frac{I_{out} \cdot (V_{out} + V_{Diode\ drop})}{\eta \cdot V_{in,min} \cdot \sqrt{\delta_{max}}} \quad (3-18)$$

Maksimalna debljina žice koja se može koristiti ovisi o veličini jezgre namotaja. Također je na kraju bitno izračunati broj slojeva namotaja i koliko svaki namotaj ima zavoja uz poznati promjer žice, te treba uzeti u obzir i slojeve izolacije kako bi sve moglo stati u raspoloživi prostor. Tek nakon svih navedenih proračuna se može krenuti u izradu transformatora [3].

3.3. Upravljanje pretvaračima

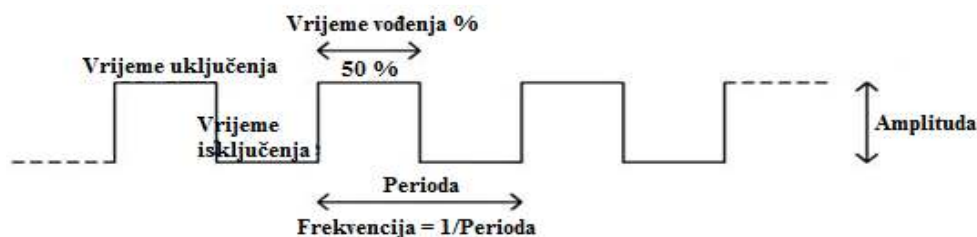
Za uključanje i isključenje sklopnog tranzistora je potrebno precizno definiranje upravljačkih impulsa u pogledu trajanja i u pogledu njegove veličine (struja, napon, snaga). Zbog navedenog upravljački krugovi se mogu podijeliti na one koji generiraju upravljačke impulse i na one koji te impulse pojačavaju, uobličavaju i upravljaju tranzistorima [1].

Za upravljanje bipolarnim tranzistorom je bilo potrebno napajati njegovu bazu sa strujom koja je sve vrijeme morala postojati dok je tranzistor bio uključen, a kod većih snaga ona je iznosila i više ampera. Idealan slučaj bi bio kada bi se iz integriranog kruga tranzistor mogao direktno upravljati, a to je donekle postalo moguće tek razvojem sklopnih MOSFET-ova i IGBT-ova. U današnje vrijeme većina proizvođača sklopnih tranzistora ide u pravcu povećanja njegovih sklopnih mogućnosti, a za primjenu kod razvoja novih uređaja se stoga ne preporučuju bipolarni tranzistori. Za držanje u uključenom stanju kod sklopnih tranzistora tipa MOSFET i IGBT je potrebno na upravljačkoj elektrodi (engl. *gate*) osigurati napon od oko 10 V, dok je za isključeno stanje dovoljno da taj napon bude nula. Oba stanja su stacionarna i u njima je upravljačka struja (struja *gate-a*) zanemarivo mala što znači da se direktnim napajanjem iz integriranih krugova

može postići upravljanje. Zbog parazitnog kapaciteta se pri komutaciji tranzistora (prijelazno stanje) pojavljuju jaki strujni impulsi (1 Ado 2 A) čije je trajanje kraće od jedne mikrosekunde, a pojavljuju se i pri uključenju i pri isključenju. Oblik upravljačkog napona je obično pravokutnog oblika, a za njegovo ograničenje služi serijski otpor reda 10-ak ohma, dok je pri isključenju dovoljno da taj napon padne na nulu, a inverzna struja upravljačke elektrode se dobiva pražnjenjem kapaciteta C_{GS} (kapacitet *gate-source*) i punjenjem C_{GD} (kapacitet *gate-drain*). Za brže isključenje tog napona se preporučuje od strane nekih proizvođača da taj napon bude negativan i da se drži na toj vrijednosti sve vrijeme dok je tranzistor isključen. Tri glavne grupe upravljanja pretvaračima su: upravljanje po naponu, struji i histerezni način. Kompletni integrirani krugovi su razvijeni za svaki od navedenih načina upravljanja, a suvremeniji krugovi u sebi sadrže i više načina regulacije koji se biraju po potrebi. Regulacija se zasniva na principima pulsno širinske modulacije, a moguće su i razne varijante, ali se u primjeni najčešće koristi upravljanje zasnovano na komparaciji referentnog napona sa trokutastim naponom [1, 6].

3.3.1. Pulsno širinska modulacija (PWM)

Tehnika za kontroliranje analognih krugova preko digitalnih izlaza procesora (mikrokontrolera) se naziva pulsno širinska modulacija. Struja, odnosno napon se kao serija impulsa dovode do analognog primatelja, a širinom (trajanjem) impulsa PWM (engl. *pulse width modulation*) signala se predstavlja informacija o amplitudi analognog signala. Ova tehnika ima vrlo široku primjenu i koristi se pri mjerenju, kontroli napajanja, komunikaciji, kontroli motora, te u raznim vrstama pretvarača. Amplituda PWM signala se može koristiti za prijenos dodatnih informacija u nekim slučajevima, ali je najčešće fiksna i nije od značaja [17]. Na slici 3.8. [18] je prikazan valni oblik napona dobiven tehnikom PWM.



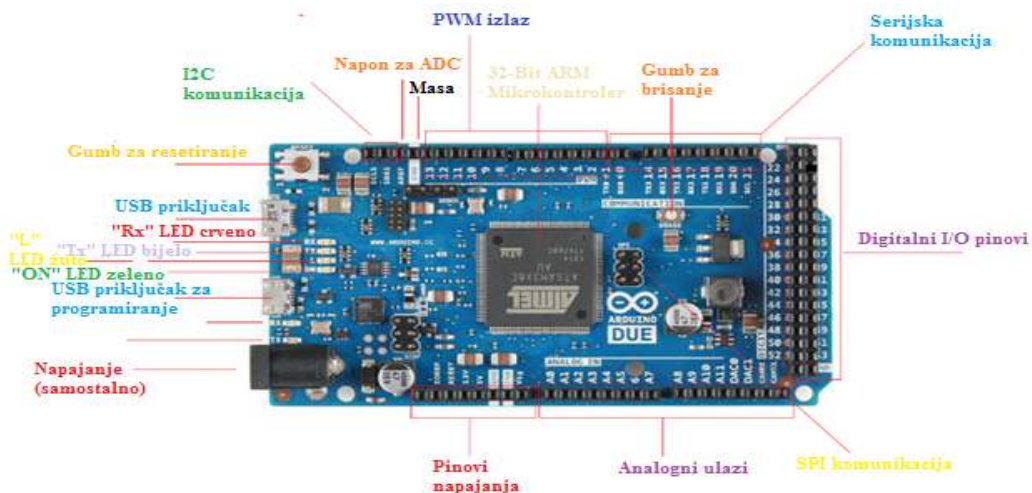
Slika 3.8. Pravokutni valni oblik napona.

Za direktnu kontrolu uređaja se mogu koristiti analogni naponi i struje, a takav način kontrole je jednostavan i jasan, ali nije uvijek praktičan i isplativ. Mane analogne kontrole su težina i velike dimenzije komponenti, promjenjive karakteristike komponenti tokom vremena, velika potrošnja,

zagrijavanje, te osjetljivost na šum. Cijena sustava za kontrolu i potrošnju energije se može drastično smanjiti digitalnim kontroliranjem analognih krugova jer PWM predstavlja energetski efikasan i ekonomičan način za kodiranje analognih signala, a mnogi današnji mikrokontroleri imaju ugrađene PWM periferije što dodatno olakšava implementaciju. Glavna prednost korištenja PWM signala je što digitalno analogna pretvorba nije potrebna jer signal ostaje digitalan cijelim putem od procesora pa do primaoca, a nivo tog signala je u svakom trenutku vremena na nuli ili na maksimumu. Velika prednost u odnosu na analogni prijenos i kontrolu je što se korištenjem čisto digitalnog signala efekat šuma minimalizira, a šum može utjecati na digitalni signal samo ako je toliko jak da promjeni logičku nulu na jedinicu ili obrnuto, pa se zbog toga u nekim slučajevima PWM koristi i za komunikaciju. Svaka analogna vrijednost se može predstaviti kao PWM ukoliko je na raspolaganju dovoljno velika frekvencija PWM signala, a dobra strana te modulacije je što se može normalno nastaviti sa radom i u slučaju gubitka sinkronizacije između predajnika i prijemnika [17].

3.3.2. Arduino Due platforma

Arduino Due je prva Arduino ploča temeljena na 32-bitnom ARM jezgrenom mikrokontroleru. Sastoji se od 54 digitalna ulazno-izlazna pina (od kojih se 12 koristi kao PWM izlazi) i 12 analognih ulaza što znači da se ona koristi za velike Arduino projekte [19]. Izgled Arduino ploče se može vidjeti na slici 3.9. [20].



Slika 3.9. Izgled Arduino Due platforme.

Za razliku od većine Arduino ploča, Arduino Due ploča radi na 3,3 V. Maksimalni napon koji ulazno-izlazni pinovi mogu tolerirati je 3,3 V, a primjena napona viših od 3,3 V na bilo koji

ulazno-izlazni pin može oštetiti ploču. Ploča sadrži sve što je potrebno za podršku mikrokontroleru, a njeno spajanje na računalo se obavlja pomoću mikro USB kabela. Napajanje se vrši s AC-DC adapterom ili baterijom kako bi se počelo s njegovim radom [19]. U tablici 3.2. [19] su prikazani svi podaci o Arduino Due platformi.

Tablica 3.2. Specifikacije Arduino Due platforme.

Mikrokontroler	AT91SAM3X8E
Radni napon	3,3 V
Ulazni napon (preporučeni)	7-12 V
Izlazni napon (granice)	6-16 V
Digitalni ulazno-izlazni pinovi	54 (od kojih su 12 PWM izlazi)
Analogni ulazni pinovi	12
Analogni izlazni pinovi	2 (DAC)
Ukupna DC izlazna struja na svim I/O pinovima	130 mA
DC struja za 3,3 V pin	800 mA
DC struja za 5 V pin	800 mA
Brza memorija	512 KB dostupnih za korisničke aplikacije
SRAM	96 KB
Radni takt	84 MHz
Dužina	101,52 mm
Širina	53,3 mm
Težina	36 g

Kod programiranja Arduino mikrokontrolera prva stvar je poznavanje pojma algoritma kao osnove razmišljanja pri programiranju. Niz povezanih naredbi koje čine izvršavanje određenog

zadatka se naziva algoritam, a te naredbe moraju pratiti rad hardverske platforme (Arduina), kao i da što jednostavnije, brže i kvalitetnije ispunjavaju svoj zadatak. Dva osnovna dijela od kojih se sastoji Arduino programski kod su prvo podešavanje (engl. *setup*) i program koji se izvršava stalno (engl. *loop*). *Setup* je dio koda kojim se vrši podešavanje Arduino mikrokontrolera (ulaza, izlaza, komunikacije sa računalom i slično), dok je *loop* dio koda koji Arduino stalno ponavlja. Arduino mikrokontroler se programira u programu Arduino IDE, a on se sastoji od glavnog izbornika, dijela u kojem se nalazi kod, izbornika za provjeru, dijela za slanje programa na Arduino i komunikaciju s njim, te dijela za obavještanje u slučaju greške [21].

4. PROJEKTIRANJE TRANSFORMATORA ZA LLC PRETVARAČ

U ovom poglavlju će biti prikazan postupak izračuna parametara rezonantnog LLC pretvarača, odnosno bit će prikazane sve ulazne i izlazne veličine pretvarača bitne za izradu transformatora i rezonantne zavojnice. U tablici izlaznih veličina će biti prikazan postupak dobivanja svih parametara potrebnih za izradu transformatora i zavojnice, te vrijednosti rezonantnog kondenzatora, a također će se moći vidjeti i postupak kojim se odabire odgovarajući presjek žice zavojnice i namota transformatora. Nakon prikazanog proračuna, bit će prikazani rezultati mjerenja i dobiveni odzivi, te njihova usporedba s teorijskim vrijednostima.

4.1. Proračun LLC transformatora

Kod proračuna LLC transformatora prvo će biti prikazane sve ulazne veličine koje su zadane i mogu se vidjeti u tablici 4.1.

Tablica 4.1. Prikaz ulaznih veličina i njihovih vrijednosti.

Ulazni podaci		
V_{in}	50	V
V_{out}	50	V
P_{max}	70	W
$Duty\ cycle$	0,4	
f	250	kHz
$B_{sat} (25\ ^\circ C)$	0,49	T
$B_{sat} (100\ ^\circ C)$	0,39	T
A_e	149	mm ²
Al	4,15	μH
V_{Diode}	0,5	V
I_{Ripple}	0,3	A
V_{Ripple}	0,1	V
J	2,5	A/mm ²
Q_e	3,13	
L_n	10	

Transformator je projektiran za ulazni i izlazni napon 50 V, izlazne snage 70 W, a sklopna frekvencija je uzeta proizvoljno 250 kHz jer za materijal jezgre N87 maksimalna sklopna frekvencija može ići do 500 kHz što je bitno u pogledu gubitaka i izračuna dubine skin efekta. Vrijeme vođenja (engl. *Duty cycle*) od 0,5 je teorijski maksimalno, ali ono se nikad ne uzima u praksi jer je potrebno uzeti u obzir vrijeme u kojem ne vodi ni jedan MOSFET (u tom trenutku se postižu uvjeti za ZVS), odnosno "mrtvo vrijeme", pa je stoga vrijeme vođenja uzeto 0,4. U tablici 4.1. se također mogu vidjeti iznosi zasićenja B_{sat} pri temperaturama od 25 °C i 100 °C kao i efektivni presjek jezgre A_e , te faktor induktivnosti jezgre A_l , a njihove vrijednosti su uzete iz kataloga EE jezgre. Valovitost napona i struje, te pad napona na diodi su standardne vrijednosti za pretvarače, a o odabiru faktora dobrote Q_e i statičkog parametra L_n će biti kasnije rečeno u poglavlju 4.

Tablica 4.2. Vrijednosti izračunatih veličina [1, 3, 6, 22, 23].

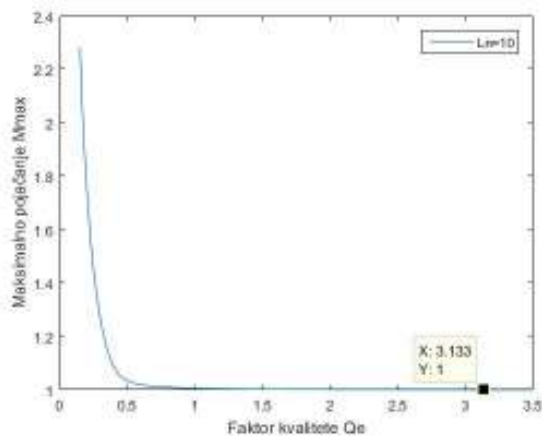
Izlazni podaci			
Re	28,9782837	Ω	$Re=(8 \cdot n^2 \cdot V_{out})/(\pi^2 \cdot I_{out})$
Cr	7,0224	nF	$Cr=1/(2 \cdot \pi \cdot Q_e \cdot f \cdot Re)$
Lr	57,772	μH	$Lr=1/(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot Cr$
Lm	577,72	μH	$Lm = L_n \cdot L_r$
n	1		$n = V_{in}/V_{out}$
np/ns	0,66006601		$np/ns=(Duty\ cycle \cdot V_{in})/((1-Duty\ cycle) \cdot (V_{out}+V_{Diode}))$
$Duty\ check$	0,30557678		$Duty\ check=(np/ns)/((np/ns)+(V_{in}/V_{out})+V_{Diode})$
L_{prim}	577,72	μH	$L_{prim}=L_m$
L_{sec}	1326	μH	$L_{sec}=L_{prim}/(np/ns)^2$
I_{sec}	1,4	A	$I_{sec}=P_{max}/V_{out}$
I_{prim}	1,4	A	$I_{prim}=P_{max}/V_{in}$
$I_{sec\ RMS}$	1,55422071	A	$I_{sec\ RMS}=(I_{out} \cdot \pi)/(2 \cdot \sqrt{2})$
$I_{prim\ RMS}$	1,55582634	A	$I_{prim\ RMS}=\sqrt{(1/8 \cdot ((I_{out}^2 \cdot \pi^2/n^2))+(V_{in}^2/(24 \cdot L_m^2 \cdot f^2)))}$
$N_{coils\ Lr}$	3,73108054	4	$N_{coils\ Lr}=\sqrt{L_r/A_l}$
N_{prim}	11,7987126	12	$N_{prim}=\sqrt{L_{prim}/A_l}$
N_{sec}	17,8750497	18	$N_{sec}=\sqrt{L_{sec}/A_l}$
$B_{sat\ check}$	0,46007061	T	$B_{sat\ check}=(L_{prim} \cdot I_{prim})/(N_{prim} \cdot A_e)$
C_{out}	1,91082803	μF	$C_{out}=I_{Ripple}/(V_{Ripple} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f)$
Scu_{prim}	0,56	mm^2	$Scu=I_{prim}/J$
Scu_{sec}	0,56	mm^2	$Scu=I_{sec}/J$

U tablici 4.2. su prikazane sve izlazne veličine, njihove vrijednosti i izrazi za njihov izračun. Vrijednosti su računane istim redoslijedom kao u tablici što je jako bitno jer se kod LLC pretvarača prvo moraju odrediti rezonantni parametri (parametri rezonantnog kruga) kako bi se mogli odrediti parametri transformatora i u konačnici ga i izraditi, te se stoga prvo kreće u izračun ekvivalentnog otpora opterećenja R_e , te potom na rezonantni kapacitet C_r , rezonantni induktivitet L_r i induktivitet magnetiziranja L_m . Bitno je naglasiti da se prije izračuna parametara rezonantnog kruga prvo moraju odrediti faktor dobrote Q_e i statički faktor L_n za što se koristi kod u MATLAB-u, a njihov odabir se može vidjeti na slici 4.1. (detaljnije o odabiru tih parametara će biti kasnije rečeno u poglavlju 4). Kada su se odredili parametri rezonantnog kruga na temelju prikazanih izraza u tablici, može se odrediti induktivitet primara L_{prim} koji je jednak induktivitetu magnetiziranja, a s pomoću omjera broja zavoja primara i sekundara n_p/n_s (izračunat na temelju vremena vođenja, ulaznog i izlaznog napona, te pada napona na diodi) se izračunava induktivitet sekundara L_{sec} . Struja primara je računata kao omjer maksimalne snage i ulaznog napona, a sekundarna struja kao omjer maksimalne snage i izlaznog napona, dok je izračun efektivnih iznosa struja također prikazan u tablici 4.2. Broj zavoja rezonantne zavojnice $N_{coils,Lr}$, primarnog namota N_{prim} i sekundarnog namota N_{sec} se računa kao korijen iz omjera pripadajućeg induktiviteta (zavojnice, primara i sekundara) i faktora induktivnosti EE jezgre. Također se još vršila provjera zasićenja, izračun kapaciteta izlaznog kondenzatora za filtriranje na temelju valovitosti napona i struje, te odabrane sklopne frekvencije i presjeci žice primara i sekundara.

Tablica 4.3. Zadane i izračunate vrijednosti za odabir presjeka žice [1, 3, 6].

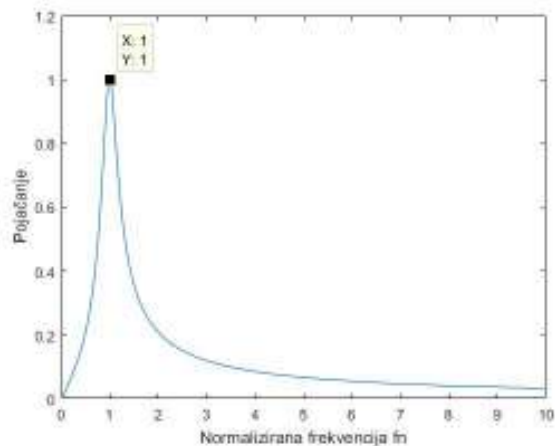
f	250	kHz	
ρ copper resistivity	1,68E-08	Ω/m	
μ_r relative permeability Cu	0,999991		
π	3,14159265		
δ skin effect depth	0,13046882	mm	$\delta = \text{sqrt}(\rho/\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r)$
d diameter	0,26093763	mm	$d = 2 \cdot \delta$
Wire size	0,05347654	mm ²	Wire size = $\delta^2 \cdot \pi$
I_{max}	0,13369136	A	$I_{max} = J \cdot \text{wire size}$
I_{needed}	0,2	A	
Wire number	1,49598304	pieces	Wire number = I_{needed}/I_{max}
$I_{allowed_per_1mm^2}$ (J)	2,5	A/mm ²	

Za odabir presjeka žice koja će se koristiti za izradu rezonantne zavojnice i transformatora od velike je važnosti odabir sklopne frekvencije jer s povećanjem sklopne frekvencije rastu i gubici. S povećanjem sklopne frekvencije dubina skin efekta δ je manja, a samim time i promjer žice d jer je promjer žice jednak dvostrukoj vrijednosti dubine skin efekta koji ovisi o električnoj otpornosti bakra ρ_{Cu} , sklopnoj frekvenciji f i magnetskoj permeabilnosti μ (jednaka je umnošku relativne permeabilnosti bakra μ_r koja je blizu 1 i permeabilnosti vakuuma μ_0 koja je konstanta i iznosi $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m). Nakon što se izračunala dubina skin efekta i promjer žice, lako se izračuna presjek žice na temelju dubine skin efekta δ i konstante π , a maksimalna struja I_{max} je jednaka umnošku dobivenog presjeka žice i gustoće struje J (dozvoljena struja koja teče presjekom 1 mm^2). Kada su određeni svi parametri iz tablice 4.3. tada se može izračunati presjek bakrene žice S_{Cu} primarnog i sekundarnog namota transformatora kao omjer struje primara I_{prim} odnosno sekundara I_{sec} i gustoće struje J , a njihov iznos se može vidjeti u prethodnoj tablici 4.2. gdje se nalaze svi izlazni parametri.



Slika 4.1. Određivanje faktora dobrote Q_e .

Na slici 4.1. je prikazana krivulja dobivena u MATLAB-u prema kojoj se odabire vrijednost faktora dobrote Q_e , a na slici 4.2. je prikazana krivulja dobivena u MATLAB-u kojom se provjerava induktivno područje rada pretvarača na temelju određenih parametara Q_e i L_n .



Slika 4.2. Provjera induktivnog područja rada pretvarača.

Statički parametar L_n koji je jednak omjeru induktiviteta magnetiziranja i rezonantnog induktiviteta je izabran proizvoljno na vrijednost 10 (obično se uzima u rasponu vrijednosti od 3 do 15), a krivulja za tu vrijednost je prikazana na slici 4.1., gdje je na y-osi maksimalno pojačanje (ono je jediničnog iznosa jer su ulazni i izlazni napon jednake vrijednosti), a na x-osi faktor dobrote Q_e , pa se na temelju krivulje i maksimalnog pojačanja vrijednosti 1 lako odredi faktor dobrote (točka i iznos su prikazani na slici 4.1.). Kada se odredio faktor dobrote iznosa 3,13 može se krenuti u provjeru induktivnog rada pretvarača na temelju tih vrijednosti što je i prikazano slikom 4.2., te se primjećuje kako su parametri zadovoljavajuće odabrani jer pretvarač ima jedinično pojačanje i radi na rezonantnoj frekvenciji koja je jednaka sklopnoj jer se na x-osi nalazi normalizirana frekvencija koja je omjer sklopne i rezonantne frekvencije. Lijevo od točke (1,1) na slici je kapacitivno područje rada, dok je desno od točke induktivno područje rada što je već rečeno i objašnjeno u prvom poglavlju ovoga rada. Također je jako bitno razumijeti ponašanje krivulje s obzirom na promjenu parametara Q_e i L_n , jer ukoliko se poveća L_n , povećat će se i induktivitet magnetiziranja L_m , a smanjiti rezonantni induktivitet L_r i faktor dobrote Q_e , također vrijedi i obratno. Ukratko rečeno, faktor dobrote i statički parametar nisu jedinstvene vrijednosti nego postoji interval njihovih vrijednosti koji omogućuju zadovoljavajući rad rezonantnog LLC pretvarača.

4.2. Analiza rezultata mjerenja

U tablici 4.4. su prikazane mjerene vrijednosti ulazne i izlazne snage, te ulazne i izlazne struje za sklopnu frekvenciju koja se mijenjala od 150 kHz do 250 kHz u rasponu od 10 kHz jer se u tom

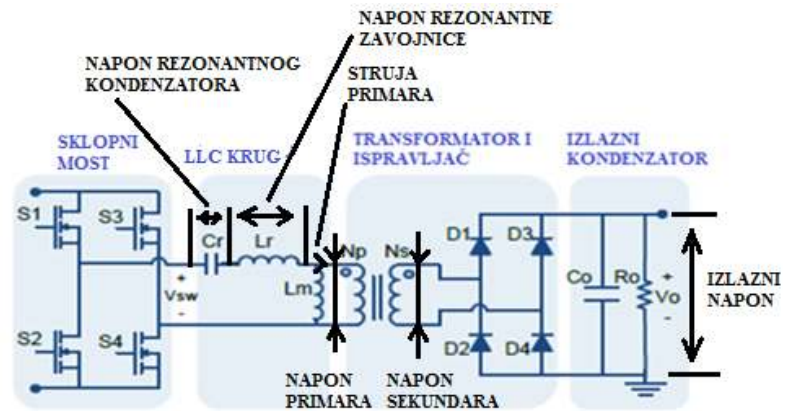
opsegu frekvencije postiže najbolji rad LLC pretvarača. Na temelju izmjerenih vrijednosti snaga, računa se učinkovitost i to kao omjer izlazne i ulazne snage, a iznosi se mogu vidjeti u tablici.

Tablica 4.4. Vrijednosti veličina dobivenih mjerenjem pri različitim sklopnim frekvencijama.

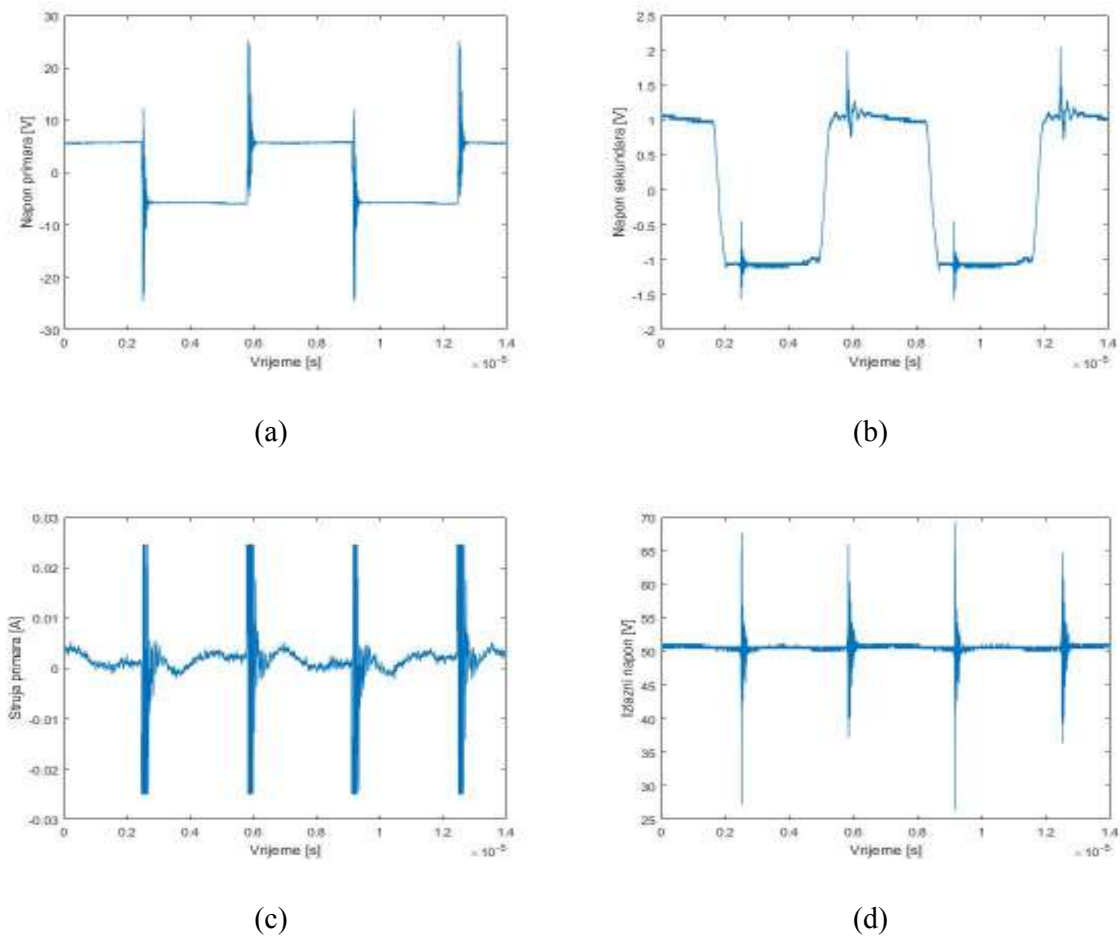
Sklopna frekvencija f [kHz]	Ulazna snaga P_{ul} [W]	Ulazna struja I_{ul} [A]	Izlazna snaga P_{iz} [W]	Izlazna struja I_{iz} [A]	Učinkovitost $\eta = (P_{iz}/P_{ul}) \cdot 100[\%]$
150	25,5	0,51	9,49	0,19	37,22
160	28,5	0,57	10,79	0,22	37,86
170	31	0,62	12,15	0,24	39,19
180	31,5	0,63	13	0,26	41,27
190	30,5	0,61	13,38	0,27	43,87
200	27,5	0,55	12,36	0,25	44,95
210	24	0,48	10,5	0,21	43,75
220	20,5	0,41	8,9	0,18	43,41
230	18	0,36	7,47	0,15	41,5
240	16,5	0,33	6,47	0,13	39,21
250	15,5	0,31	5,57	0,11	35,94

Iz rezultata mjerenja se može vidjeti kako je učinkovitost LLC pretvarača loša, odnosno dolazi do velike disipacije snage zbog velikog zagrijavanja rezonantne zavojnice o čemu će biti više riječi kasnije u poglavlju 4. S obzirom da je najveća izlazna snaga od 13,38 W na sklopnoj frekvenciji 190 kHz, ta sklopna frekvencija je ujedno i rezonantna frekvencija. Izmjerene vrijednosti rezonantnog induktiviteta, kapaciteta i induktiviteta primara transformatora se značajno ne razlikuju od proračunatih i iznose: $L_r = 60 \mu\text{H}$, $C_r = 7 \text{nF}$, $L_{prim} = 615 \mu\text{H}$. U nastavku jena slici 4.3. [8] prikazana shema spoja pretvarača s označenim mjernim veličinama, te dobiveni odzivi izlaznog napona, napona sekundara i primara, struje primara, napona na rezonantnom

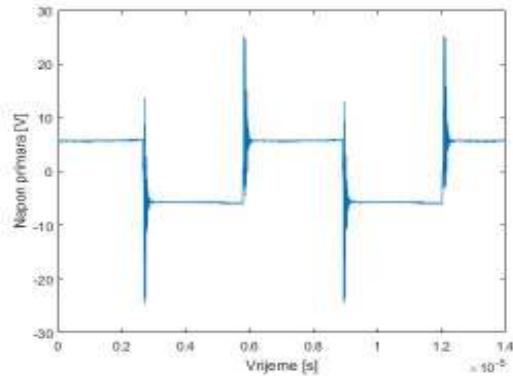
kondenzatoru i zavojnici, a u priložima je prikazan model sa svim sastavnim elementima i mjernom opremom, te označenim mjernim točkama.



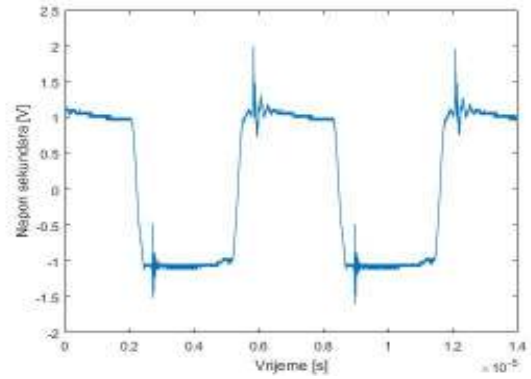
Slika 4.3. Shema spoja LLC pretvarača s označenim mjernim veličinama.



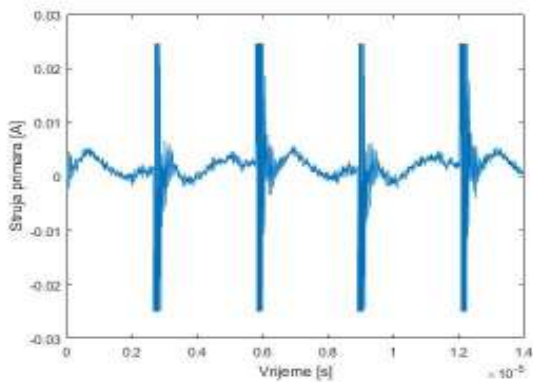
Slika 4.4. Valni oblici pri sklopnoj frekvenciji od 150 kHz: a) napon primara, b) napon sekundara, c) struja primara, d) izlazni napon.



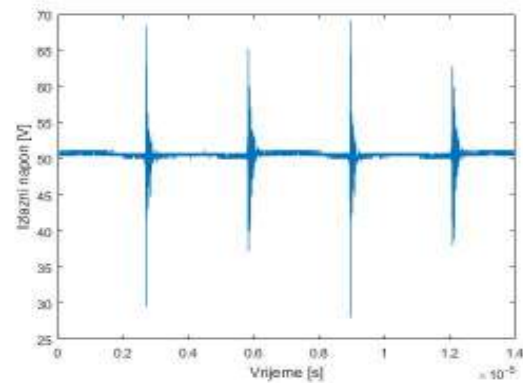
(a)



(b)

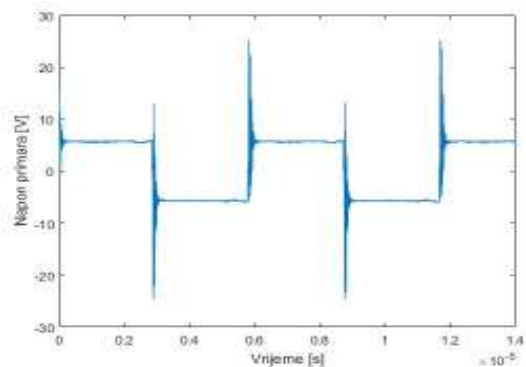


(c)

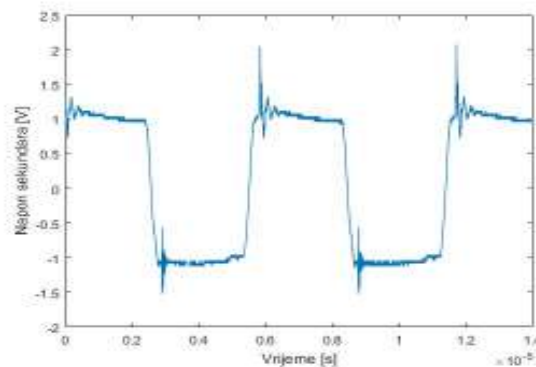


(d)

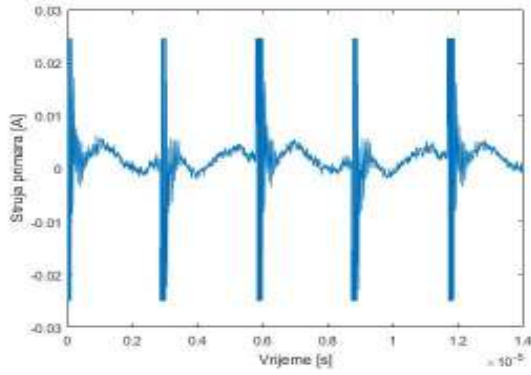
Slika 4.5. Valni oblici pri sklopnj frekvenciji od 160 kHz: a) napon primara, b) napon sekundara, c) struja primara, d) izlazni napon.



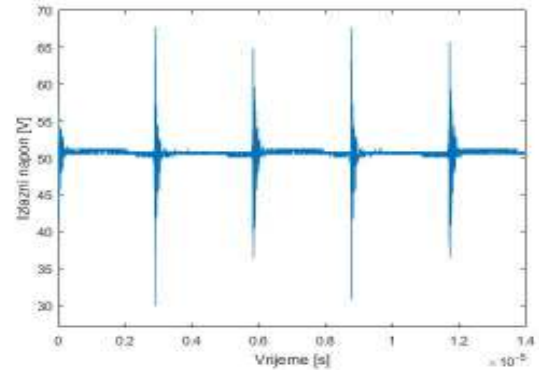
(a)



(b)

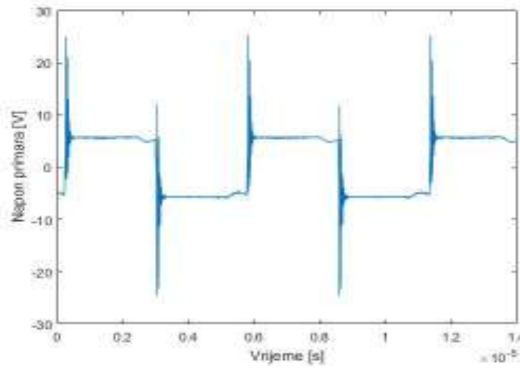


(c)

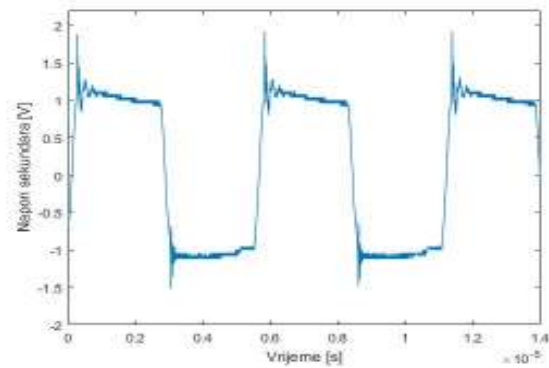


(d)

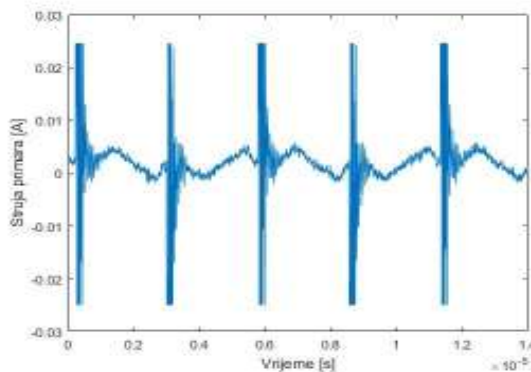
Slika 4.6. Valni oblici pri sklopnoj frekvenciji od 170 kHz: a) napon primara, b) napon sekundara, c) struja primara, d) izlazni napon.



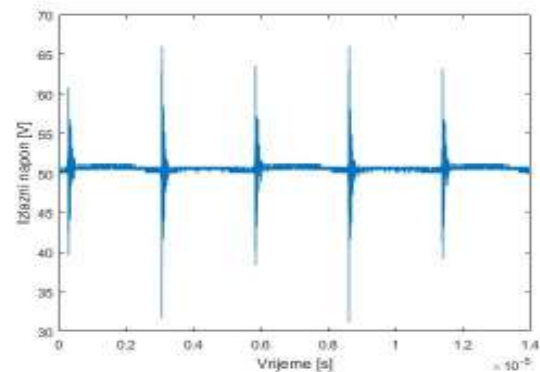
(a)



(b)

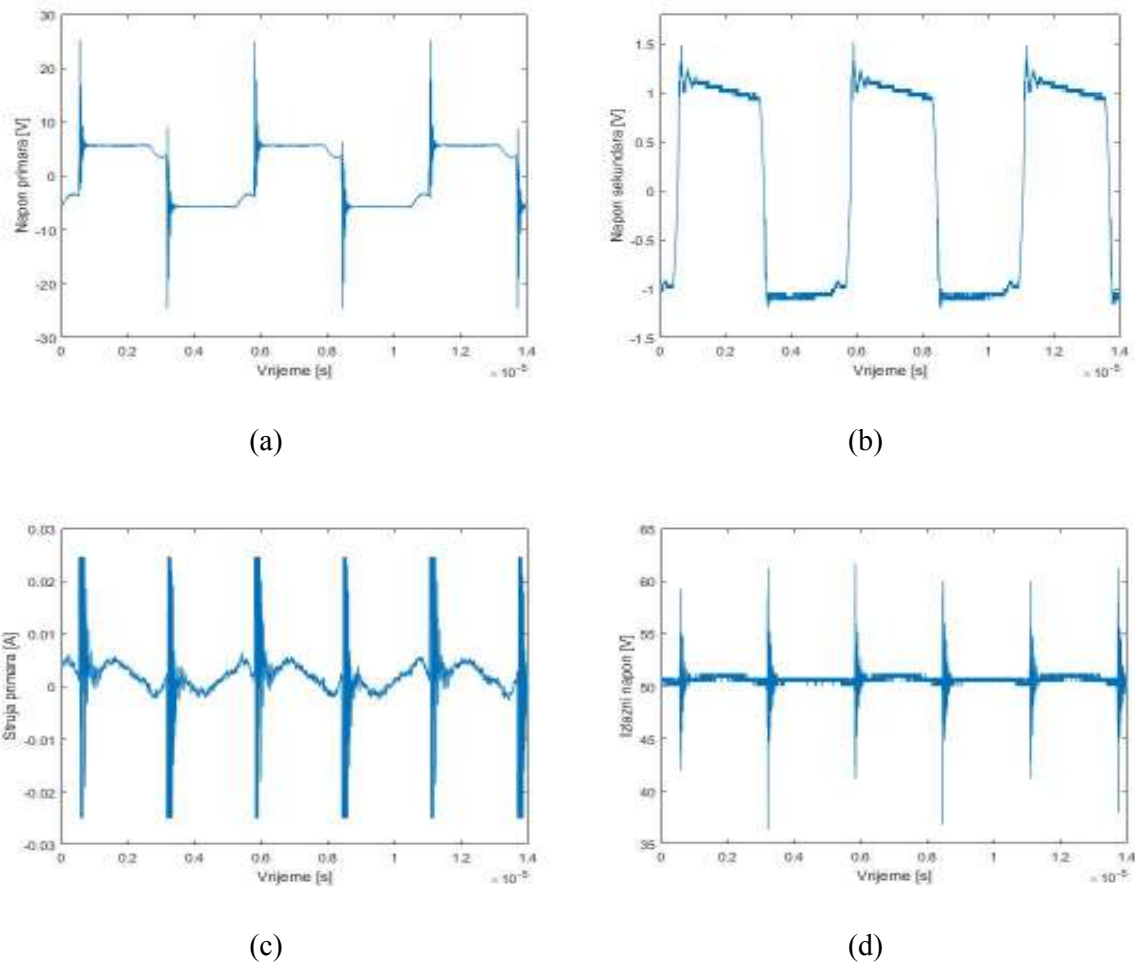


(c)

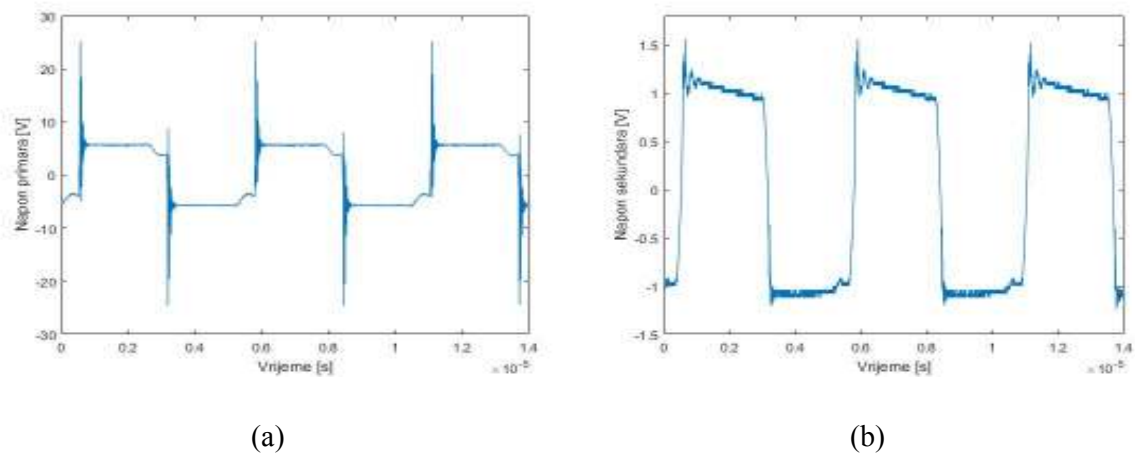


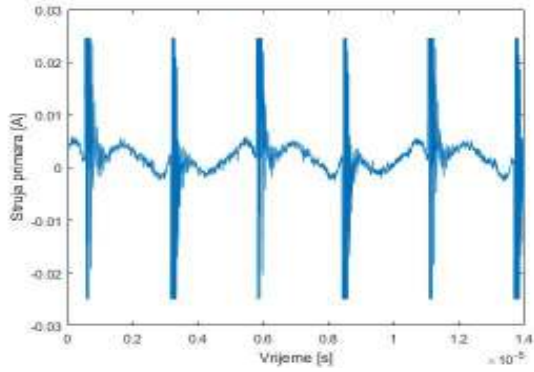
(d)

Slika 4.7. Valni oblici pri sklopnoj frekvenciji od 180 kHz: a) napon primara, b) napon sekundara, c) struja primara, d) izlazni napon.

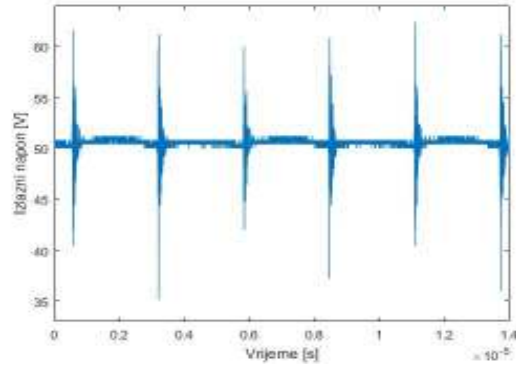


Slika 4.8. Valni oblici pri sklopnoj frekvenciji od 190 kHz: a) napon primara, b) napon sekundara, c) struja primara, d) izlazni napon.



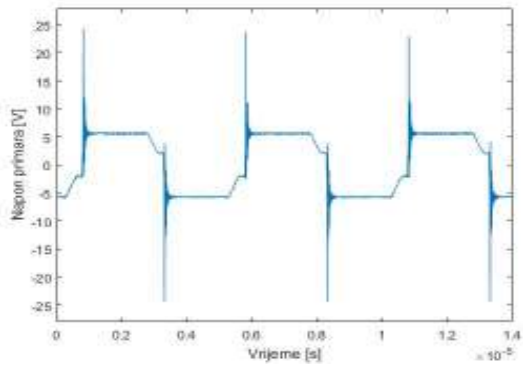


(c)

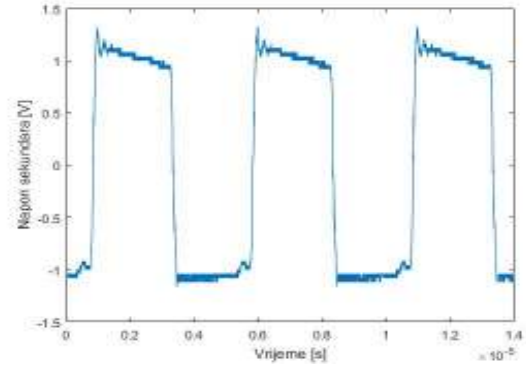


(d)

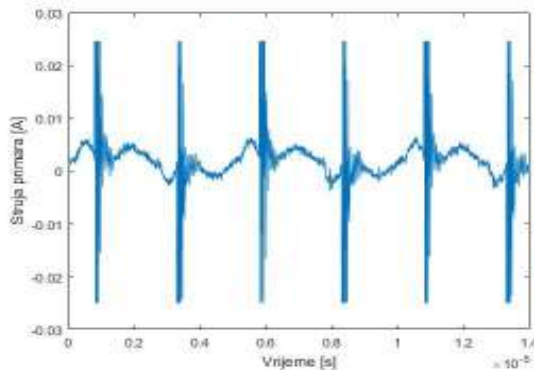
Slika 4.9. Valni oblici pri sklopnoj frekvenciji od 200 kHz: a) napon primara, b) napon sekundara, c) struja primara, d) izlazni napon.



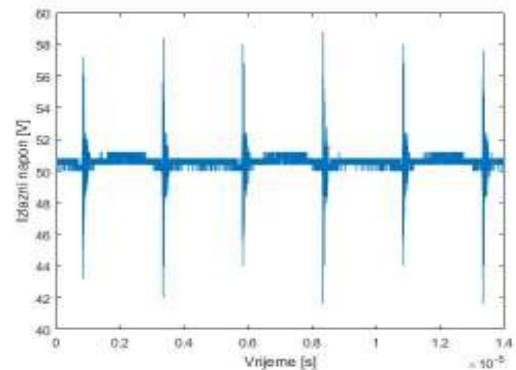
(a)



(b)

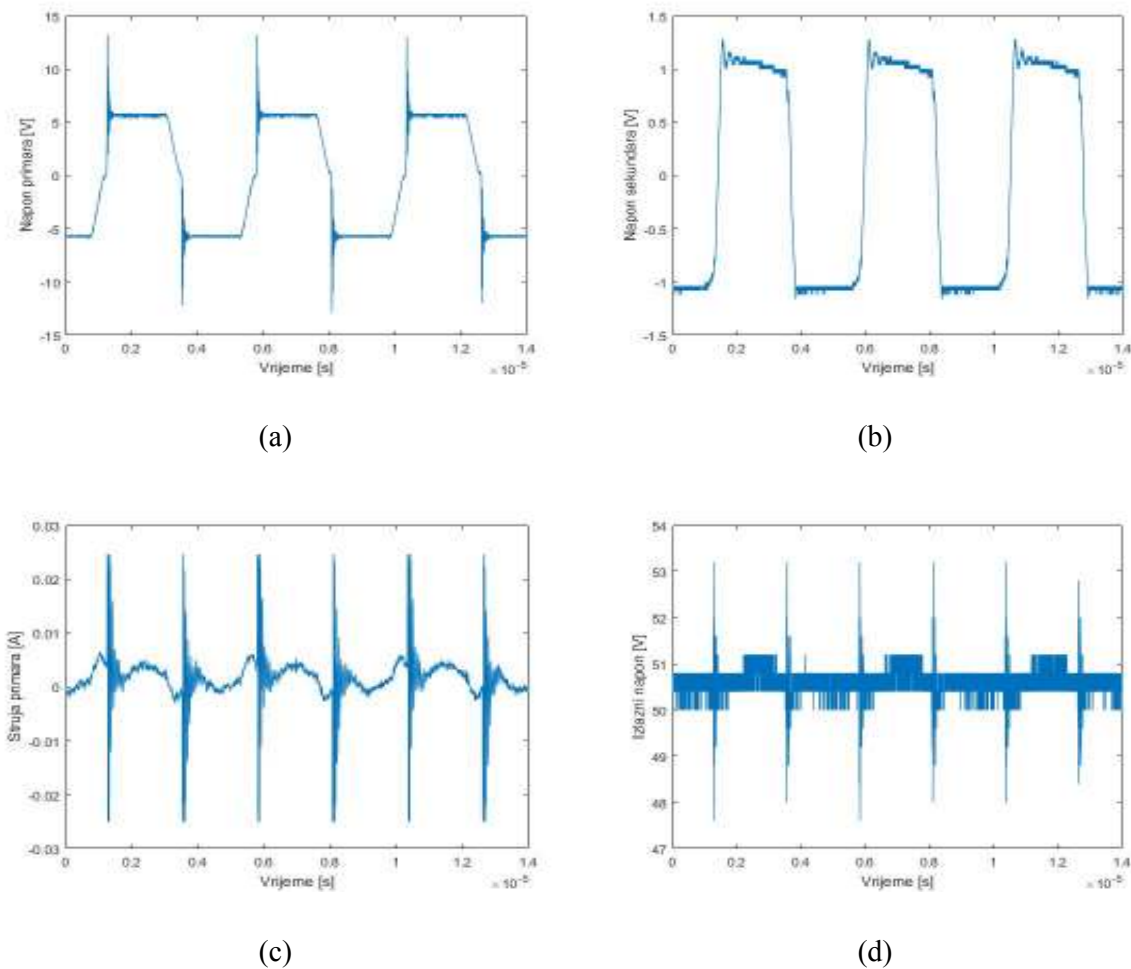


(c)

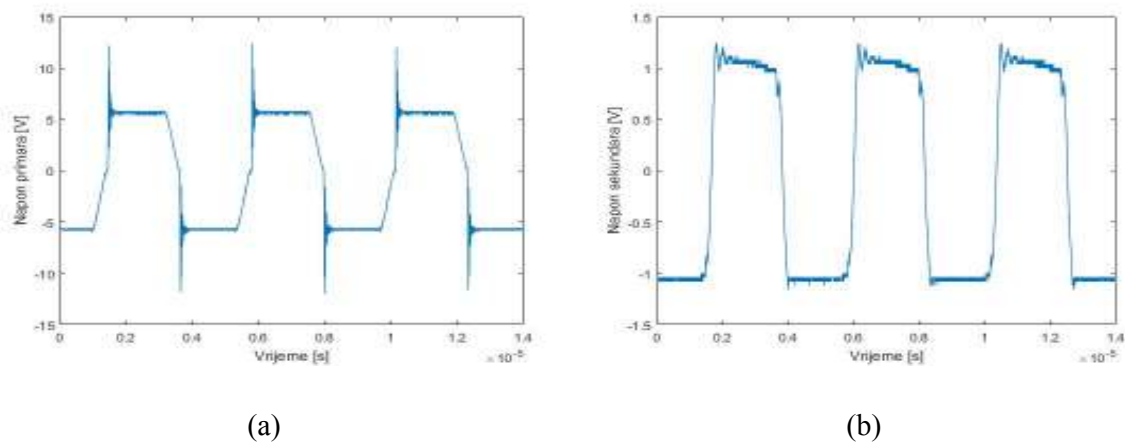


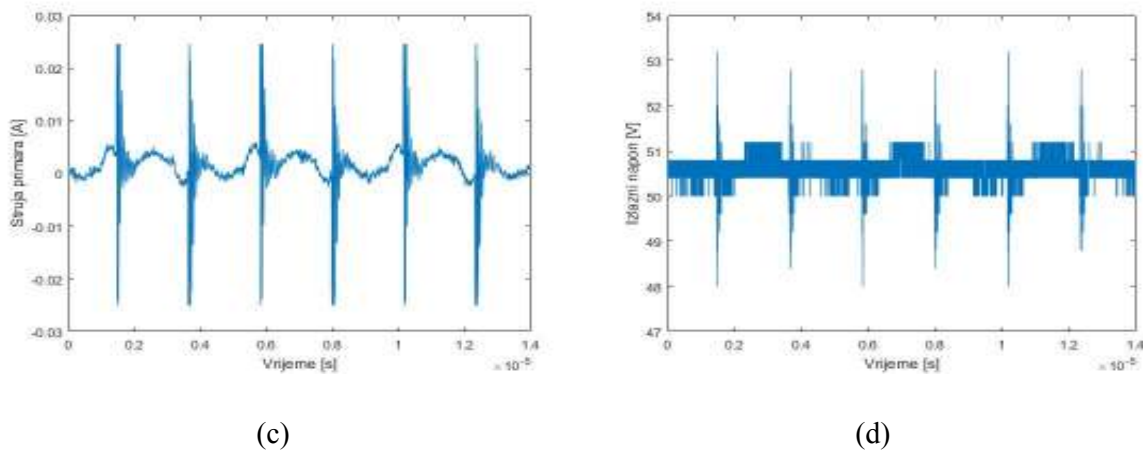
(d)

Slika 4.10. Valni oblici pri sklopnoj frekvenciji od 210 kHz: a) napon primara, b) napon sekundara, c) struja primara, d) izlazni napon.

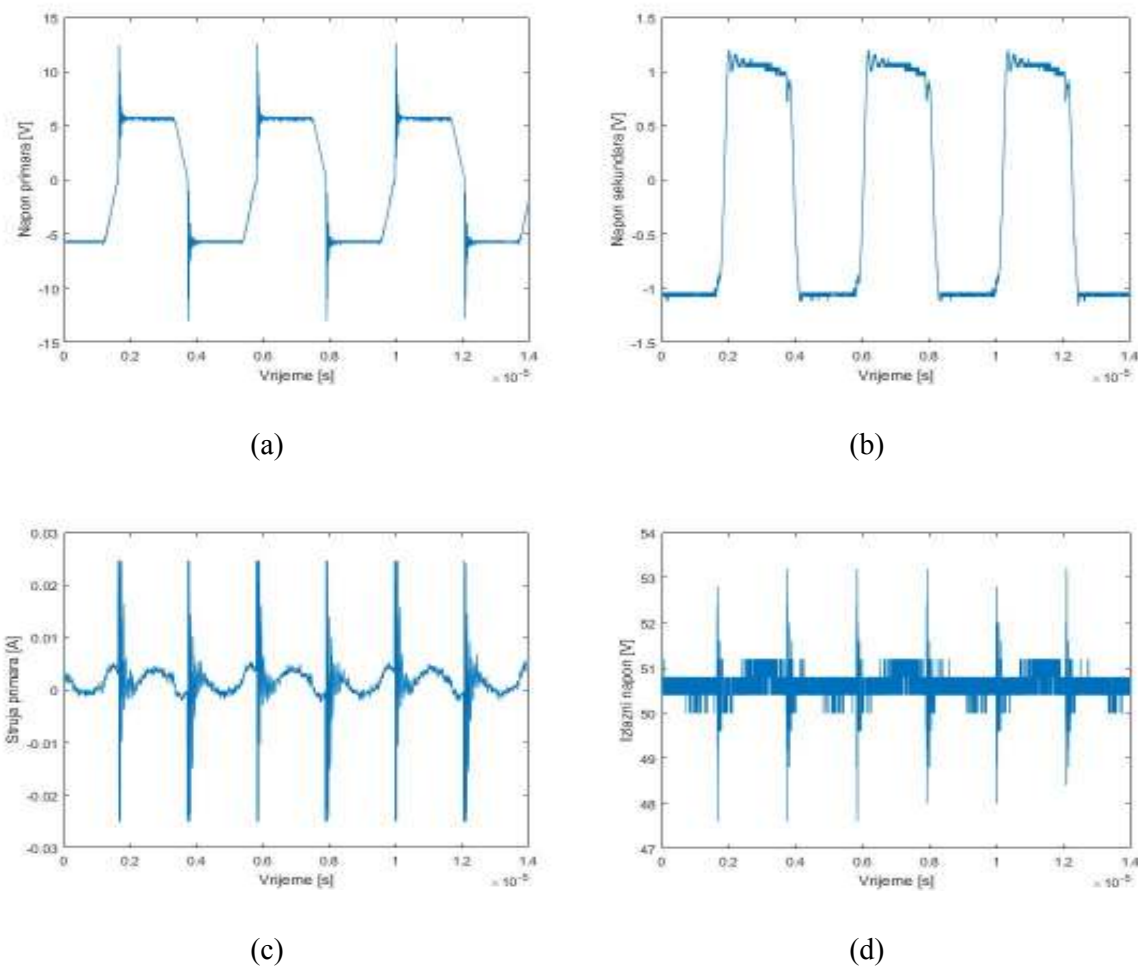


Slika 4.11. Valni oblici pri sklopnoj frekvenciji od 220 kHz: a) napon primara, b) napon sekundara, c) struja primara, d) izlazni napon.

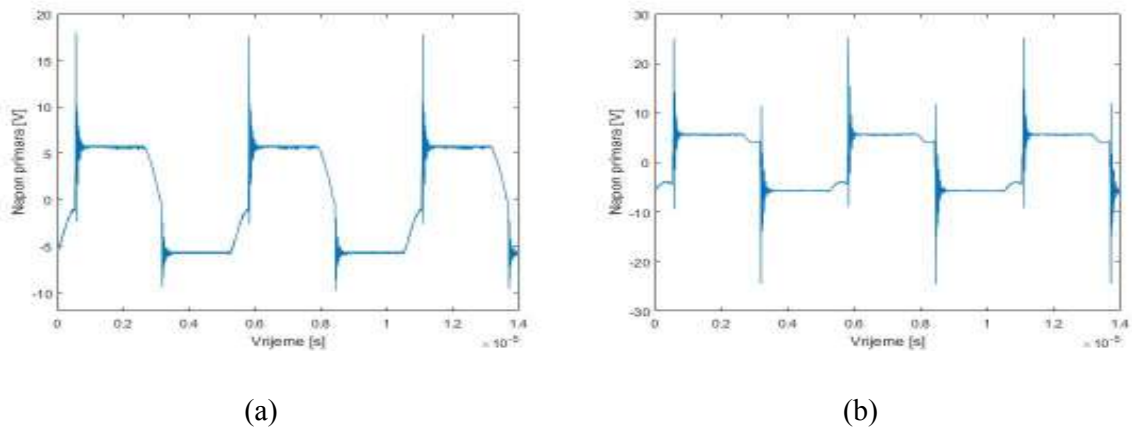




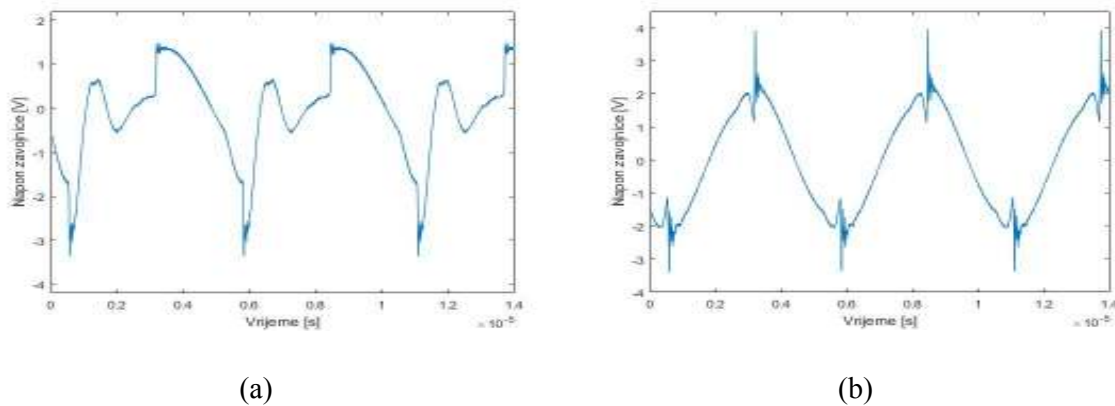
Slika 4.12. Valni oblici pri sklopnoj frekvenciji od 230 kHz: a) napon primara, b) napon sekundara, c) struja primara, d) izlazni napon.



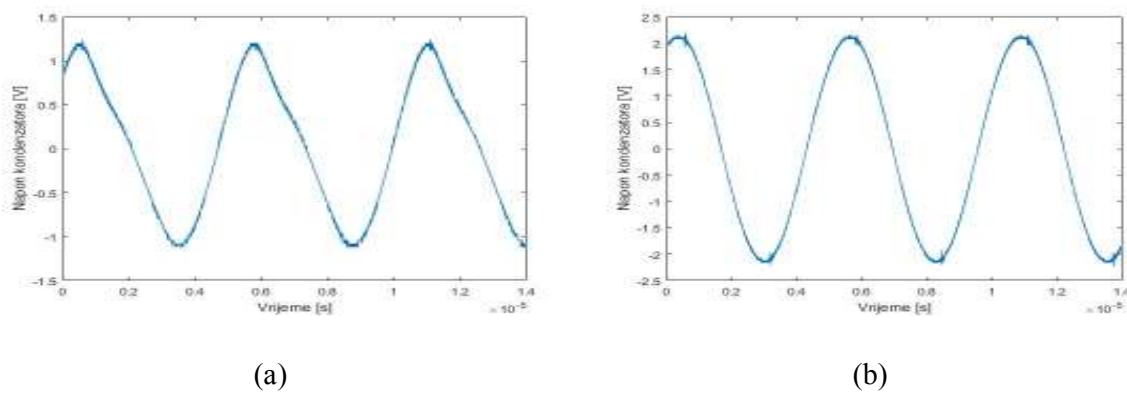
Slika 4.13. Valni oblici pri sklopnoj frekvenciji od 240 kHz: a) napon primara, b) napon sekundara, c) struja primara, d) izlazni napon.



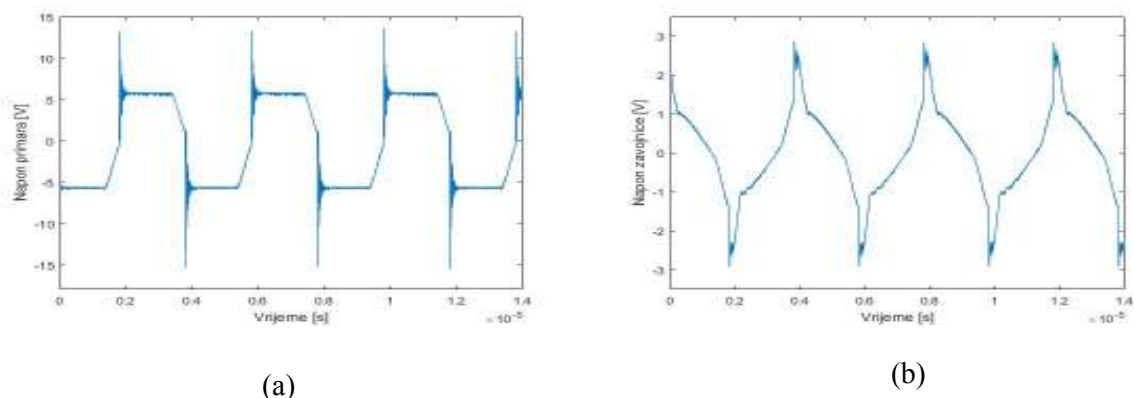
Slika 4.14. Napon primara na rezonantnoj frekvenciji od 190 kHz: a) bez opterećenja, b) s opterećenjem.



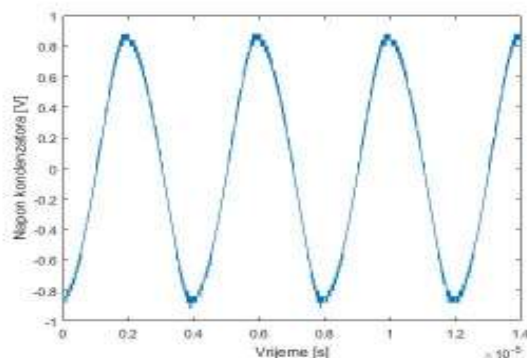
Slika 4.15. Napon rezonantne zavojnice na rezonantnoj frekvenciji od 190 kHz: a) bez opterećenja, b) s opterećenjem.



Slika 4.16. Napon rezonantnog kondenzatora na rezonantnoj frekvenciji od 190 kHz: a) bez opterećenja, b) s opterećenjem.



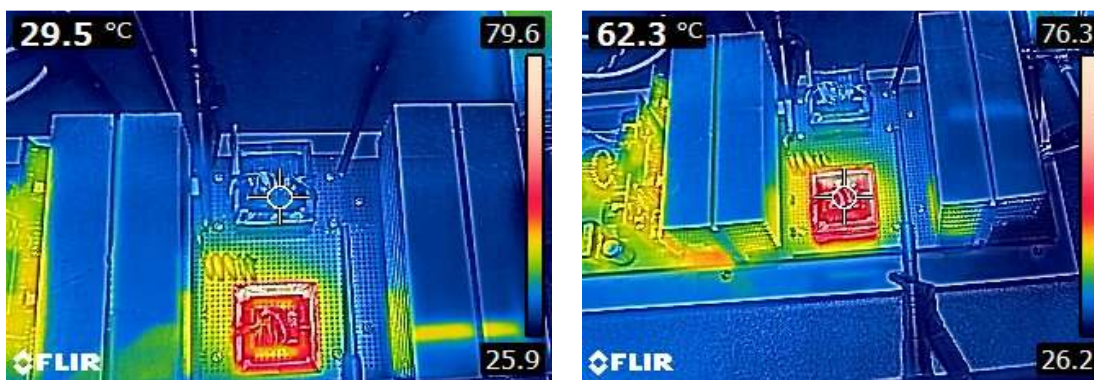
Slika 4.17. Napon primara a) i rezonantne zavojnice b) na sklopnoj frekvenciji od 250 kHz s opterećenjem.



Slika 4.18. Napon rezonantnog kondenzatora na sklopnoj frekvenciji od 250 kHz s opterećenjem.

Na temelju dobivenih odziva se može zaključiti kako su naponi primara i sekundara pravokutnih valnih oblika s oscilacijama koje se kod primarnog napona u većim amplitudama javljaju u trenutku sklapanja para MOSFET-a, odnosno pri promjeni vođenja MOSFET-a jednog para u drugi par (korišten je mosni spoj gdje vode zajedno u paru po dva MOSFET-a, odnosno ventila), dok se kod napona na sekundaru javljaju oscilacije koje nisu tako velike amplitude prilikom sklapanja para MOSFET-a kao kod primarnog napona, ali su ipak postojane. Amplituda oscilacija primara je oko 6 V, a sekundara oko 1 V za iznose sklopne frekvencije od 150 kHz do 250 kHz, te se primjećuje kako su naponi bipolarnog pravokutnog valnog oblika s obzirom da postoje dvije naponske razine (pozitivna i negativna). Amplituda struje primara varira oko vrijednosti 5 mA, te također ima oscilacije s kojima njena amplituda doseže vrijednost 25 mA, a bitno se ne razlikuje s promjenom sklopne frekvencije s obzirom da su se radila mjerenja u opsegu frekvencija u kojima LLC pretvarač najbolje radi (udaljavanjem od rezonantne

frekvencije dobivaju se lošije karakteristike pretvarača). Izlazni napon koji je pri projektiranju parametara transformatora i rezonantnog kruga uzet iznosa 50 V oscilira oko vrijednosti 50 V, odnosno ima svoju valovitost, a najveće amplitude izlaznog napona se javljaju prilikom sklapanja para MOSFET-a. Također je bitno napomenuti kako se glaćenje napona vršilo izlaznim kondenzatorom za filtriranje kapaciteta 22 μF . Uz izlazni napon, napon primara i sekundara, te struje primara, još su se snimali odzivi napona na rezonantnoj zavojnici i rezonantnom kondenzatoru pri rezonantnoj frekvenciji 190 kHz za slučaj opterećenja i bez opterećenja, te za slučaj bez opterećenja na sklopnoj frekvenciji 250 kHz koja je u proračunu uzeta kao rezonantna što je također prikazano na slikama. Može se primijetiti na temelju valnih oblika kako pretvarač bolje radi u slučaju kada je opterećen, a najbolji dokaz toga je valni oblik napona na rezonantnoj zavojnici prikazan slikom 4.14. b) koji je u slučaju opterećenja sinusnog oblika s oscilacijama u trenutku sklapanja para MOSFET-a što odgovara teorijskom valnom obliku. Napon na rezonantnom kondenzatoru se bitnije ne razlikuje za slučaj s opterećenjem i bez opterećenja, te je sinusnog valnog oblika. Amplituda napona rezonantnog kondenzatora za slučaj s opterećenjem pri frekvenciji 190 kHz je 20 V, a rezonantne zavojnice je također 20 V s oscilacijama čija amplituda u trenutku sklapanja MOSFET-a ide i do 40 V, dok je za slučaj bez opterećenja ona manja. Vrijedi još napomenuti kako pri sklopnoj frekvenciji 250 kHz za slučaj s opterećenjem, dobiveni valni oblik napona na rezonantnoj zavojnici također nije zadovoljavajući, odnosno sinusni. U nastavku će biti prikazane temperature pojedinih elemenata pretvarača, te objašnjen uzrok većih gubitaka koji narušavaju učinkovitost pretvarača.



(a)

(b)

Slika 4.19. Prikaz zagrijavanja dijelova pretvarača: a) transformator, b) rezonantna zavojnica.



Slika 4.20. Prikaz zagrijavanja rezonantnog kondenzatora i svih ostalih dijelova.

Na slici 4.18. a) je prikazano zagrijavanje transformatora temperature $29,5\text{ °C}$, na slici 4.18. b) je prikazano zagrijavanje rezonantne zavojnice temperature $62,3\text{ °C}$, dok se na slici 4.19. može vidjeti zagrijavanje rezonantnog kondenzatora temperature $30,2\text{ °C}$. Na temelju slika se lako zaključuje da je uzrok slabe učinkovitosti LLC pretvarača rezonantna zavojnica jer je njena temperatura dvostruko veća od temperature ostalih komponenti što znači da se na njoj disipira velika količina snage, a dobro je napomenuti kako je ustanovljeno da dolazi do velikog zagrijavanja isključivo jezgre rezonantne zavojnice što dovodi do pretpostavke da je došlo do zasićenja jezgre. Takvo ponašanje rezonantne zavojnice na kojoj se disipira velika količina snage u odnosu na ostale elemente se može poistovjetiti sa otpornikom, odnosno zavojnica se ponaša poput otpornika. Što se tiče dobivenih valnih oblika, zaključuje se da su približno jednaki teorijskim (pravokutni valni oblik napona primara i sekundara, sinusni oblik struje primara, napona na rezonantnom kondenzatoru i rezonantnoj zavojnici, te izlazni istosmjerni napon s malom valovitošću), a oscilacije su isključivo zbog parazitskog utjecaja.

Uzrok gubitaka pretvarača su diode (koristio se mosni spoj dioda za ispravljanje izmjeničnog napona u istosmjerni) koje nisu idealne već imaju ekvivalentni paralelni kapacitet koji usporava njihovu sklopnu brzinu, zavojnica koja je jako ovisna o izboru materijala jezgre i ima gubitke u namotu, te kondenzatori koji imaju parazitski utjecaj poput ekvivalentnog serijskog otpora i ekvivalentnog serijskog induktiviteta, a svi navedeni efekti su ovisni o frekvenciji, pa je tako moguće da se na višim frekvencijama zavojnica ponaša kao kondenzator, a također i da se kondenzator ponaša kao zavojnica. Parazitski elementi transformatora jako utječu na rad pretvarača, pa tako međusobni kapacitet primara i sekundara uzrokuje zasićenje jezgre zbog induktiviteta magnetiziranja koji ograničava struju transformatora i radnu temperaturu, a posebno problematični su raspini induktiviteti primara i sekundara koji smanjuju učinkovitost i uzrokuju zračenje elektromagnetske energije. Rasipni induktiviteti su također odgovorni za šiljke

(engl. *spikes*) napona koji se pojavljuju uvijek kada se struja u namotima brzo mijenja. Bitno je naglasiti kako efektivni izlazni napon transformatora ne ovisi samo o omjeru primarnog i sekundarnog broja zavoja već se moraju uzeti u obzir i utjecaji raspih inuktiviteta i međusobnog kapaciteta primara i sekundara [3].

5. ZAKLJUČAK

U ovom diplomskom radu se mogu vidjeti svi elementi koji su potrebni za rad istosmjernih pretvarača, njihova uloga i rad u pretvaraču, te njihova ne idealna svojstva koja dolaze do izražaja pri visokim sklopnim frekvencijama rada istosmjernih pretvarača, a također je objašnjeno i područje primjene istosmjernih pretvarača. Nakon kratkog osvrtu na istosmjerne pretvarače, detaljno su opisani rezonantni pretvarači, njihova razlika u odnosu na ostale izvedbe istosmjernih pretvarača i prednosti njihovog korištenja, a posebna pažnja je usmjerena na LLC topologiju čiji rezonantni krug sačinjavaju induktivitet magnetiziranja, rezonantni induktivitet i rezonantni kapacitet. Objašnjen je princip rada LLC pretvarača i njegov način rada kada je sklopna frekvencija jednaka, veća ili manja od rezonantne frekvencije, te je također prikazano kapacitivno i induktivno područje rada LLC pretvarača, a sve je popraćeno odgovarajućim slikama i izrazima. Jako je bitno za izradu rezonantnog LLC pretvarača osigurati njegov rad u induktivnom području kako bi MOSFET-i sklapali pri nultom naponu što je važno u pogledu smanjenja gubitaka MOSFET-a, odnosno cjelokupnog pretvarača, a također su dane i ostale prednosti kao i mane rezonantnih pretvarača u odnosu na ostale istosmjerne pretvarače. Najveća pozornost ovog rada je usmjerena na transformator, odnosno na projektiranje parametara i njegovu izradu, pa su stoga obrađeni svi njegovi dijelovi i karakteristike, te je prikazan utjecaj gubitaka u namotu (skin efekt i utjecaj susjednih namota) i jezgri (petlje histereze i vrtložnih struja) transformatora koji imaju veliku važnost pri njegovoj izradi. U četvrtom poglavlju rada je prikazan postupak izračunaparametara transformatora i rezonantne zavojnice za LLC pretvarač koji su se na temelju izrađenog proračuna napravili i ugradili u gotov model za testiranje njihove ispravnosti rada, a u konačnici su se obavila mjerenja i snimili valni oblici. Kod proračuna je bilo vrlo bitno prilagoditi broj zavoja primara i sekundara njihovom induktivitetu s obzirom na korištenu EE jezgru koja ima svoj faktor induktiviteta dan katalogom proizvođača, a također je bilo bitno odrediti faktor dobrote Q_e i statički faktor izrade L_n za što se koristio MATLAB. Na temelju dobivenih rezultata mjerenja i valnih oblika se zaključuje kako su parametri dobro projektirani, ali dolazi do oscilacija valnih oblika u usporedbi s teorijskim zbog velikog parazitskog utjecaja, a razlog lošije učinkovitosti je veliko zagrijavanje rezonantne zavojnice na kojoj dolazi do velike disipacije snage.

LITERATURA

- [1] R. Radetić, Prekidačka napajanja, in felektronika, Bor, 2006., url:
https://www.researchgate.net/publication/295375178_Prekidačka_napajanja_switchmode_power_supply
- [2] M. Nedeljković, S. Srdić, Osnovne topologije energetskih pretvarača, Univerzitet u Beogradu-Elektrotehnički fakultet, Akademska misao-Beograd, Beograd, 2016., url:
https://www.etf.bg.ac.rs/uploads/files/udzbenici/Energetski_pretvaraci_1_13E013EP1.pdf
- [3] S. Roberts, DC/DC Book of Knowledge, Recom, Gmunden, 2016., url:
https://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/Recom%20Power%20Inc%20PDFs/DC_DC_Book_of_Knowledge.pdf
- [4] Što je to MOSFET?, url:
<https://e-radionica.com/hr/blog/2017/12/10/sto-je-to-mosfet/>, (13.05.2019.)
- [5] Sklopovi s diodama, url:
<https://element.hr/artikli/file/1257>, (13.05.2019.)
- [6] R. Radetić, Tranzistorski pretvarači, in felektronika, Bor, 2006., url:
https://www.researchgate.net/profile/Radojle_Radetic2/publication/295380978_Tranzistorski_pretvaraci_Transistor_power_convertor/links/56c996ce08ace3cee53f7f9a/Tranzistorski_pretvaraci-Transistor-power-convertor.pdf
- [7] H. Huang, Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter, Texas Instruments Incorporated, url:
<https://www.ti.com/seclit/ml/slup263/slup263.pdf>, (17.05.2019.)
- [8] S. Abdel-Rahman, Resonant LLC converter: Operation and design, Infineon Technologies North America, url:

-
- https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Design_example_resonant_LLC_converter_operation_and_design-AN-v01_00-EN.pdf?fileId=db3a30433a047ba0013a4a60e3be64a1, (17.05.2019.)
- [9] Kasper L. Jørgensen, Maria C. Mira, Zhe Zhang, and Michael A. E. Andersen, Review of High Efficiency Bidirectional dc-dc Topologies with High Voltage Gain, url: http://orbit.dtu.dk/files/136765181/UPEC_postprint.pdf, (19.05.2019.)
- [10] A. Hillers, D. Christen, J. Biela, Design of a Highly Efficient Bidirectional Isolated LLC Resonant Converter, url: https://www.hpe.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethpublications/06397282.pdf, (19.05.2019.)
- [11] The resonant converters, Itacoil, url: <http://www.resonant-converters.eu>, (19.05.2019.)
- [12] S. Mappus, Power converter topology trends, Fairchild, url: https://www.pdma.com/sites/default/files/uploads/files/10%20PSMA%20PTR%202014_10_02%20Power%20Converter%20Topology%20Trends%20Mappus%20Fairchild.pdf, (19.05.2019.)
- [13] Transformator, url: <https://hr.wikipedia.org/wiki/Transformator>, (21.05.2019.)
- [14] Toroidalni induktori, Magtop, url: <http://hr.inductors-china.com/inductor-choke-coils/toroidal-inductors/high-quality-sendust-core-large-current-ring.html>, (22.05.2019.)
- [15] Transformator – gubici, url: https://www.ieee.hr/_download/repository/INEU-09-11.pdf, (24.05.2019.)
- [16] Magnetski materijali, url: <https://www.slideserve.com/debbie/magnetski-materijali-i>, (24.05.2019.)
-

- [17] M. Filipović, Impulsno širinska modulacija, url:
213.244.236.11/download.php?id=4993, (26.05.2019.)
- [18] What is PWM: Pulse width modulation, Circuit Digest, url:
<https://circuitdigest.com/tutorial/what-is-pwm-pulse-width-modulation>, (26.05.2019.)
- [19] Arduino Due, url:
<https://store.arduino.cc/arduino-due>, (28.05.2019.)
- [20] Introduction to Arduino Due, url:
<https://www.theengineeringprojects.com/2018/09/introduction-to-arduino-due.html>,
(28.05.2019.)
- [21] Uvod u programiranje arduino mikrokontrolera, url:
<https://www.012lab.rs/uvod-u-programiranje-mikrokontrolera-arduino>, (28.05.2019.)
- [22] M. Henke, Analysis and design of resonant dc/dc converters for automotive applications,
url:<http://academica-e.unavarra.es/bitstream/handle/2454/15115/629237.pdf>,
(28.08.2019.)
- [23] R. Stuler, Introduction to LLC resonant converters, ON Semiconductor, url:
http://www.ufjf.br/pedro_almeida/files/2015/09/Material-Convertidores-LLC-com-magnéticos-integrados.pdf, (28.08.2019.)

SAŽETAK

U diplomskom radu su opisani svi dijelovi istosmjernih pretvarača i njihov parazitski utjecaj. Objašnjen je princip rada rezonantnih LLC pretvarača, njegovo kapacitivno i induktivno područje rada, te razlozi njegovog rada u induktivnom području i sklapanja pri nultom naponu, a također su prikazane i prednosti i mane. Prikazani su dijelovi i karakteristike transformatora, te gubici u jezgri i namotu transformatora, a također je objašnjen i način upravljanja pretvaračem. Izrađen je proračun transformatora i rezonantne zavojnice u svrhu njihove izrade i ugradnje u model za testiranje ispravnosti rada. Nakon izrade transformatora i rezonantne zavojnice, obavila su se mjerenja i snimili valni oblici, te se vršila usporedba s teorijskim vrijednostima. Objašnjena su odstupanja od teorijskih vrijednosti i prikazani su elementi na kojima dolazi do disipacije snage koja dovodi do slabije učinkovitosti LLC pretvarača.

Ključne riječi: Rezonantni LLC pretvarač, sklapanje pri nultom naponu, MOSFET, induktivno područje, rezonantna frekvencija, transformator, rezonantna zavojnica

ABSTRACT**Design of transformer and control for resonant LLC DC converter**

All the parts of the DC converters and their parasitic influence are described in the graduate thesis. The operating principle of resonant LLC converters, its capacitive and inductive region operation, and the reasons for its operation in the inductive region and zero voltage switching are explained, and the advantages and disadvantages are also illustrated. The components and characteristics of the transformer are shown, as well as the losses in the core and the transformer winding, and also the mode of converter control is explained. A calculation of the transformer and the resonant inductor was made for the purpose of their design and integration in the model for operation testing. After making the transformer and resonant inductor, measurements were performed and waveforms were shown, and comparison was made with theoretical values. The deviations from the theoretical values are explained and the elements that are dissipating power which leads to weaker efficiency of LLC converter are identified.

Key words: Resonant LLC converter, zero voltage switching, MOSFET, inductance region, resonant frequency, transformer, resonant inductor

ŽIVOTOPIS**VJEKOSLAV BEREČIĆ**

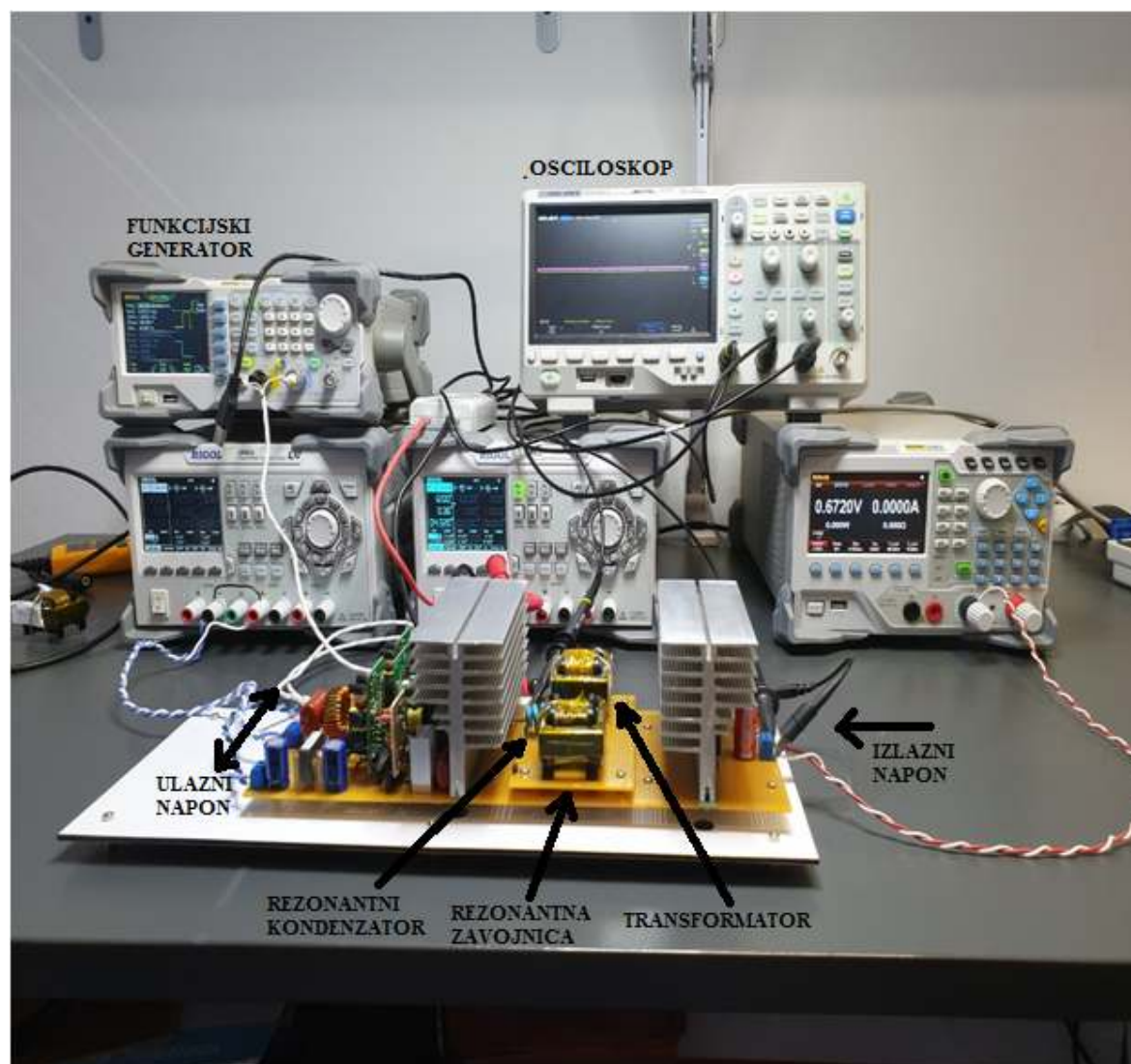
Rođen je 18. rujna 1995. godine u Osijeku. U mjestu Vinogradci je pohađao Osnovnu školu od prvog do četvrtog razreda, a od petog do osmog razreda je pohađao u Belišću, gdje ju 2010. godine i završava. Nakon završene Osnovne škole upisuje Srednju stručnu školu u Valpovu, smjer elektrotehničar. Srednju školu završava 2014. godine i stječe zvanje elektrotehničar, a potom te godine upisuje Elektrotehnički fakultet Osijek. Upisuje preddiplomski sveučilišni studij elektrotehnike, a na drugoj godini studija se opredjeljuje za smjer elektroenergetika. Studij završava 2017. godine i zatim upisuje diplomski sveučilišni studij elektrotehnike, smjer industrijska elektroenergetika na Fakultetu elektrotehnike, računarstva i informacijskih tehnologija Osijek. Tijekom studija pohađa stručnu praksu u tvrtki Danieli Systec u Osijeku gdje obavlja poslove vezane za programiranje PLC-ova u programskom paketu Simatic Step 7. Dobro se služi engleskim jezikom i programskim paketom Microsoft office, te se također dobro snalazi u programima Matlab, Ansys Maxwell i DIgSILENT PF.

U Osijeku, rujna 2019.

Vjekoslav Berečić

Potpis:

PRILOG 1 - MODEL SA MJERNIM INSTRUMENTIMA



PRILOG 2 - TRANSFORMATOR I REZONANTNA ZAVOJNICA

