

UNIVERZITET U BEOGRADU
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET

Milan M. Pajnić

UPRAVLJANJE MEKIM
PREKIDANJEM KOD DVOSMERNOG
BUCK/BOOST PRETVARAČA
ZASNOVANO NA ELEMENTU SA
STRUJNO REGULISANIM
KOEFIKIJENTOM MAGNETNE
SPREGE

doktorska disertacija

Beograd, 2020.

UNIVERSITY OF BELGRADE
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Milan M. Pajnić

ZERO-VOLTAGE SWITCHING
CONTROL OF AN BI-DIRECTIONAL
BUCK/BOOST CONVERTER WITH
VARIABLE COUPLED INDUCTOR

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2020.

mentor:

dr Predrag Pejović, redovni profesor
Univerzitet u Beogradu - Elektrotehnički fakultet

Članovi komisije:

dr Slobodan Vukosavic, redovni profesor, dopisni član SANU
Univerzitet u Beogradu - Elektrotehnički fakultet

dr Žarko Janda, viši naučni saradnik
Elektrotehnički institut Nikola Tesla

dr Radivoje Đurić, docent
Univerzitet u Beogradu - Elektrotehnički fakultet

Datum odbrane: _____

Zahvalnica

Želeo bih da izrazim zahvalnost mentoru prof. dr. Predragu Pejoviću čije je znanje i iskustvo doprinelo pre svega kvalitetu i vođenju naučno-istraživačkog procesa.

Zahvalnost dugujem Miodragu Skenderu kao prijatelju i kolegi na korisnim diskusijama i sugestijama koje su me podstakle na razmišljanje i pronalaženje odgovora.

Konačno, posebnu zahvalnost dugujem mojoj porodici za njihovu podršku, ohrabrenje i strpljenje u toku trajanja naučno-istraživačkog procesa.

Rezime

Naslov: Upravljanje mekim prekidanjem kod dvosmernog buck/boost pretvarača zasnovano na elementu sa strujno regulisanim koeficijentom magnetne sprege

Glavni ciljevi istraživanja predstavljenog u okviru ove disertacije su razvoj nove magnetno simetrične strukture, sa strujno regulisanim koeficijentom sprege i simetrične raspodele magnetnog fluksa, pogodne za primenu u više-faznim pretvaračima i razvoj novog načina upravljanja mekim prekidanjem energetske prekidača u slučaju dvosmernog *buck/boost* pretvarača, putem strujno regulisanog elementa upravljive magnetne sprege.

Postojeće realizacije magnetnih regulatora sa strujno regulisanom magnetnom spregom mogu se podeliti u dve grupe. U prvu grupu spadaju magnetno nesimetrični elementi spregnutih induktivnosti sa strujno regulisanim koeficijentom sprege, kod kojih vrednost indukovano napona, usled promene fluksa, nije jednaka u svim namotajima elementa i koji se kao takvi ne mogu smatrati pogodnim za primenu u višefaznim energetskim pretvaračima. Drugu grupu elemenata čine magnetno simetrične strukture, kod kojih magnetno polje usled struje predmagnećenja uvećava jednosmernu radnu tačku magnetnog materijala u celom jezgru i time značajno uvećava gubitke u magnetnom materijalu. Magnetno simetrična struktura razvijena u okviru ovog istraživanja sačinjena je od namenski izrađenih feritnih jezgra, gde su kontrolne magnetne grane smeštene simetrično, na jednakim udaljenostima od radnih grana. Takođe, vazdušni procepi u magnetnom materijalu su distribuirani i postavljeni u obe radne magnetne grane, kako bi na taj način magnetno polje koje potiče od struje predmagnećenja bilo ograničeno samo u kontrolnim magnetnim granama strukture. Realizacijom strukture na prethodno opisan način, omogućena je regulacija vrednosti koeficijenta sprege između radnih namotaja putem struje predmagnetizacije, dok je distribucija jednosmernog magnetnog polja ograničena samo u kontrolnim granama magnetne strukture. Distribucija jednosmernog magnetnog polja u predloženoj magnetnoj strukturi, verifikovana je primenom simulacije, metodom konačnih elemenata (Finite Element Method – FEM). Električne osobine predložene strukture predstavljene su pomoću analitičkog modela, gde je korelisanje parametra modela sa realizovanom strukturom izvršeno na osnovu eksperimentalno dobijenih rezultata. Maksimalan opseg promene kontrolisane

vrednosti koeficijenta sprege predstavljen je u odnosu na različite vrednosti odnosa reluktance radne i kontrolne magnetne grane. Takođe, u okviru istraživanja, predstavljena je analiza uticaja promenljive vrednosti koeficijenta sprege elementa spregnutih induktivnosti na performanse dvo-faznog *boost* DC-DC pretvarača, koji radi u kontinualnom režimu vođenja energetskih prekidača. Pored predstavljene analize uticaja promenljive vrednosti koeficijenta sprege, naveden je i primer određivanja parametara predložene magnetne strukture u slučaju dvo-faznog *boost* DC-DC pretvarača.

Rezonantne i kvazirezonantne topologije energetskih pretvarača omogućavaju promenu stanja energetskih prekidača pri minimalnom naponu ili struji, tj. omogućavaju meko prekidanje. Upotreba mekog prekidanja pored umanjenja gubitaka na prekidačkim komponentama, ublažava i efekte elektromagnetnih smetnji pretvarača, čije potiskivanje prema sve strožijim industrijskim standardima često predstavlja izazov za inženjere. Realizacija mekog prekidanja energetskih komponenti u širokom opsegu promene vrednosti opterećenja i ulaznog/izlaznog napona, u slučaju više-faznog dvosmernog energetskog pretvarača, najčešće se vrši dodavanjem pomoćnih sklopova koji uvećavaju kompleksnost pretvarača prilikom analize i upravljanja. Drugi vid realizacije mekog prekidanja predstavlja implementacija kvazi-rezonantnog tipa upravljanja, gde je sinhroni prekidač isključen nakon tačno definisanog vremena, kako bi se na taj način obezbedilo dovoljno energije za pražnjenje parazitne kapacitivnosti prekidača pre njegovog uključanja. Međutim, uvećanje vremena vođenja sinhronog prekidača dovodi do uvećanja efektivne vrednosti i talasnosti struje induktivnosti, a time i do uvećanja konduktivnih gubitaka i gubitaka u feritnom materijalu. Svrha istraživanja predstavljenog u okviru ove doktorske disertacije jeste razvoj novog načina kontrole mekog prekidanja u slučaju više-faznog dvosmernog energetskog pretvarača, zasnovanog na strujno regulisanom elementu upravljive magnetne sprege. Naime, ideja predloženog pristupa je da se regulacijom magnetne sprege, čija je vrednost određena računski samo na osnovu vrednosti ulaznog/izlaznog napona, upravlja amplitudom rezonantne trajektorije, prilikom promene stanja prekidača. U prethodno opisanom slučaju, pretvarač radi u graničnom režimu, dok je potrebna vrednost koeficijenta sprege izračunata samo na osnovu izmerenih vrednosti ulaznog/izlaznog napona pretvarača.

Uticaj promenljive vrednosti koeficijenta sprege na vrednost ekvivalentne induktivnosti, trajanje rezonantnog perioda i amplitudu rezonantne trajektorije, detaljno je analizirano i opisano analitičkim modelom. U odnosu su na energetski pretvarač realizovan sa fiksnom magnetnom spregom, u širokom opsegu promene vrednosti opterećenja i napona pretvarača, disertacijom predložen pristup značajno uvećava opseg u kome je meko prekidanje pretvarača ostvarivo i značajno umanjuje trajanje rezo-

nantnog perioda. Teorijska analiza potvrđena je eksperimentalnim rezultatima koji su snimljeni na eksperimentalnom modelu dvosmernog buck/boost pretvarača, visoke prekidačke učestalosti. Prikazani eksperimentalni rezultati pokazali su da se realizacijom mekog prekidanja putem strujno regulisane magnetne sprege, može postići umanjene trajanja rezonantnog perioda prilikom prelaska stanja prekidača i uvećanje efikasnosti konverzije pretvarača, u širokom opsegu promene vrednosti ulaznog/izlaznog napona i opterećenja. Takođe, primenom predložene metode ostvareno je pojednostavljenje načina kontrole mekog prekidanja prekidača u širokom opsegu promene vrednosti ulaznog/izlaznog napona pretvarača pomoću regulacije vrednosti koeficijenta sprege, gde je vrednost potrebne magnetne sprege određena samo na osnovu izmerenih vrednosti ulaznog i izlaznog napona pretvarača.

Ključne reči: međusobna srega, magnetna jezgra, kalemovi, aktivni kalemovi, meko-prekidanje, dvosmerni DC/DC pretvarač, rezonantni pretvarač

Naučna oblast: tehničke nauke, elektrotehnika

Uža naučna oblast: energetska elektronika

UDK broj: 621.3

Abstract

Title: Zero-voltage switching control of an bi-directional buck/boost converter with variable coupled inductor

Main goals of the research presented in this dissertation are development of new symmetrical magnetic structure, with current regulated value of the coupling coefficient and symmetrical distribution of the magnetic flux, suitable for use in the multi-phase power converters, and development of new approach for soft-switching control in case of the bi-directional *buck/boost* power converter, by utilizing the coupled inductor with the variable coupling coefficient.

Existing realizations of the magnetic regulators with the current controlled magnetic coupling can be divided into two groups. The first group includes magnetically asymmetric coupled elements with the current controlled magnetic coupling, in which value of induced voltage, due to variable magnetic flux, isn't equal in all windings of the element, and which as such cannot be considered suitable for use in multiphase power converters. The second group of elements consists of the magnetically symmetric structures, in which the magnetic field, due to the DC bias current, increases the bias magnetic field in the magnetic material, throughout the magnetic core, and thus significantly increases the losses. The magnetically symmetric structure developed in this research is implemented using custom made ferrite cores, where the control magnetic legs are arranged symmetrically, at equal distances from the main magnetic legs. Also, the air gaps in the magnetic material are distributed and positioned in both main magnetic legs, so that the magnetic field originating from the DC bias current is limited only in the control magnetic legs of the structure. The realization of the structure in the manner described above enabled the regulation of the value of the coupling coefficient between the main windings by the mean of DC bias current, while the bias magnetic field was limited only in the control legs of the magnetic structure. The distribution of the DC bias magnetic field in the proposed magnetic structure has been verified using a Finite Element Method (FEM) by simulation. The electrical properties of the proposed structure are presented using an analytical model, where correlation of the model parameters with the realized structure was performed based on the experimentally obtained results. The maximum range of variation of the con-

trol value of the coupling coefficient is presented in relation to different values of the ratio of the reactance of the main and the control magnetic legs.

Also, within this research, an analysis of the influence of the variable value of the coupling coefficient on the performance of a two-phase *boost* DC-DC converter, operating in the continuous conduction mode is presented. In addition to the presented analysis of the influence of the variable value of the coupling coefficient, an example of determining the parameters of the proposed magnetic structure in the case of a two-phase *boost* DC-DC converter is given.

Resonant and quasi-resonant topologies of the power converters allow the state of the power switches to be changed at minimum voltage or current, i.e. allow soft switching. The use of soft switching, in addition to reducing losses on the switching components, also mitigates the effects of the electromagnetic interference, the suppression of which according to increasingly strict industry standards is often a challenge for the engineers. The soft switching over a wide range of the load and the input/output voltages, in the case of a multi-phase bi-directional power converter, is usually done by adding an auxiliary circuits, which increases the complexity of the converter by means of analysis and control. Another way of regulating the soft switching is the implementation of a quasi-resonant control, where the synchronous switch is switched off after a precisely defined time, in order to provide a sufficient amount of energy to discharge the parasitic capacitance of the switch, before turning on. However, an increase in the lead time of the synchronous switch leads to an increase in the effective and the peak-to-peak value of the inductor current, and thus to an increase in the conductive losses and losses in the ferrite material. The purpose of the research presented within this doctoral dissertation is to develop a new method of the soft-switching control in the case of a multi-phase bi-directional power converter, based on an coupled inductor with variable coupling coefficient. Namely, the idea of the proposed approach is to control the amplitude of the resonant trajectory, by controlling the value of the coupling coefficient, whose value is determined computationally, solely on the basis of the input/output voltage. In the case described above, the power converter operates in the boundary conduction mode, while the required coupling coefficient value is calculated only on the basis of the measured values of the converter input/output voltage.

The influence of the variable value of the coupling coefficient on the equivalent inductance value, the duration of the resonant period and the amplitude of the resonant trajectory, was analyzed in detail and described by an analytical model. In comparison to the power converter with a fixed magnetic coupling, in a wide range of variation in the value of the load and input/output voltage of the converter, the propo-

sed approach significantly increases the extent to which a soft switching is feasible and significantly reduces the duration of the resonant period. Theoretical analysis is confirmed by experimental results, recorded on an experimental model of a bi-directional buck/boost converter, operating at high switching frequency. Presented experimental results showed that by soft switching through current controlled magnetic coupling, the reduction of the resonance period during switching state can be achieved and the conversion efficiency of the converter can be increased over a wide range of the input/output voltage and the load variation. Also, by applying the proposed method, it is possible to simplify the soft switching control loop over a wide range of changes in the value of the input/output voltage of the converter by regulating the value of the coupling coefficient, where the value of the required magnetic coupling is determined only on the basis of the measured values of the input and output voltage of the power converter.

Keywords: mutual coupling, magnetic cores, inductors, active inductors, zero-voltage switching (ZVS), bi-directional dc-dc converter, resonant converter

Scientific area: technical sciences, electrical engineering

Specific scientific area: power electronics

UDK number: 621.3

Sadržaj

| | |
|---|-------------|
| Slike | xiii |
| Tabele | xix |
| 1 Uvod | 1 |
| 1.1 Energetski pretvarači i primena | 1 |
| 1.2 Nova generacija poluprovodničkih komponenti i meka komutacija preki- dača | 4 |
| 1.3 Strujom kontrolisani elementi promenljive induktivnosti i magnetni re- gulatori | 6 |
| 1.4 Dvosmerni naponski <i>buck/boost</i> pretvarač | 9 |
| 1.5 Ciljevi istraživanja i struktura rada | 12 |
| 2 Analiza postojećih strujom regulisanih elemenata upravljive induk- tivnosti i sprege | 15 |
| 2.1 Osnovne karakteristike feromagnetskih materijala | 15 |
| 2.2 Osnovne karakteristike elemenata spregnutih induktivnosti | 20 |
| 2.3 Magnetni pojačavači i magnetni regulatori | 23 |
| 2.4 Analiza rada strujom kontrolisanih elemenata promenljive induktivnosti | 23 |
| 2.5 Analiza rada strujom kontrolisanih elemenata promenljive magnetne sprege | 27 |
| 3 Predlog i analiza nove magnetno simetrične strukture sa strujno upra- vljivim koeficijentom sprege | 36 |
| 3.1 Analiza nove magnetno simetrične strukture sa strujno regulisanim ko- eficijentom sprege | 36 |
| 3.2 Model nove magnetno simetrične strukture sa strujno upravljivim koe- ficijentom sprege | 43 |
| 3.2.1 Eksperimentalni rezultati | 50 |

| | | |
|----------|---|------------|
| 3.3 | Uticaj predložene strukture na karakteristike višefaznog <i>boost</i> pretvarača | 56 |
| 3.4 | Primer računanja parametara magnetne strukture | 65 |
| 4 | Analiza mekog prekidanja u slučaju <i>buck/boost</i> dvosmernog pretvarača | 72 |
| 4.1 | Oblasti primene više-faznog dvosmernog <i>buck / boost</i> pretvarača | 72 |
| 4.2 | Promena stanja prekidača u slučaju <i>buck / boost</i> dvosmernog pretvarača | 76 |
| 4.3 | Analiza postojećih metoda za kontrolu mekog prekidanja u slučaju <i>buck/boost</i> pretvarača | 80 |
| 4.4 | Analiza perioda prilikom prelaska stanja prekidača u slučaju dvo-faznog <i>buck/boost</i> pretvarača | 86 |
| 5 | Upravljanje mekim prekidanjem kod dvosmernog <i>buck/boost</i> pretvarača zasnovano na strujno kontrolisanom elementu upravljive magnetne sprege | 98 |
| 5.1 | Primer računanja parametara pretvarača i elementa regulisane magnetne sprege | 98 |
| 5.1.1 | Realizacija elementa spregnutih induktivnosti sa regulisanim koeficijentom sprege | 100 |
| 5.2 | Ograničenja u pogledu primene elementa sa strujno regulisanim koeficijentom sprege | 102 |
| 5.2.1 | Ograničenja usled regulacije koeficijenta sprege | 104 |
| 5.2.2 | Ograničenja usled promene vrednosti trajanja rezonantnog perioda | 105 |
| 5.2.3 | Ograničenja usled promene vrednosti ekvivalentne induktivnosti | 107 |
| 5.3 | Opis eksperimentalnog modela pretvarača | 109 |
| 5.4 | Realizacija upravljanja mekim prekidanjem | 111 |
| 5.5 | Eksperimentalni rezultati | 117 |
| 6 | Zaključak | 127 |
| | Bibliografija | 130 |
| | Biografija | 140 |

Slike

| | | |
|-----|---|----|
| 1.1 | Trendovi poboljšanja performansi prekidačkih konvertora, slika predstavljena u radu [1]. | 2 |
| 1.2 | Očekivani trend upotrebe novih poluprovodnički komponenti, podeljen po maksimalnoj vrednosti napona proboja, predstavljen u radu [2]. . . | 5 |
| 1.3 | Magnetne strukture sa strujno upravljivim koeficijentom sprege, predstavljene u radu [3]. | 8 |
| 1.4 | Magnetna struktura sa strujno upravljivim koeficijentom sprege, predstavljena u radu [4]. | 8 |
| 1.5 | Magnetne strukture sa strujno upravljivim koeficijentom sprege, predstavljene u radu [5] a) i u radu [6] b). | 9 |
| 1.6 | Predlog realizacije budućih distributivnih sistema, implementiranih na nivou pojedinačnog doma, predstavljen u radu [7]. | 10 |
| 1.7 | Šematski prikaz galvanski ne-izolovanog, dvosmernog <i>buck/boost</i> naponskog pretvarača, sa naznačenim tokovima snaga. | 11 |
| 2.1 | Ilustracija magnetne karakteristike feromagnetika. | 17 |
| 2.2 | Ispitivanje ciklusa histerezisa niskom vrednošću naizmeničnog polja i u prisustvu jednosmernog magnetnog polja predmagnetizacije. | 18 |
| 2.3 | Grafički prikaz koncepta modela reverzibilne permeabilnosti. | 19 |
| 2.4 | Ilustracija elementa spregnutih induktivnosti sa dva namotaja. | 21 |
| 2.5 | Ilustracija realizacije magnetnih struktura sa niskim (a) i visokim (b) koeficijentom sprege. | 22 |
| 2.6 | Ilustracija spregnutog kalema strukture „EIE”, predstavljenog u radu [8]. | 22 |
| 2.7 | Ilustracija elementa strujom upravljive induktivnosti predstavljena u radu [9]. | 24 |
| 2.8 | Ilustracija elementa strujom upravljive induktivnosti predstavljena u radu [10]. | 25 |

| | | |
|------|---|----|
| 2.9 | Simulirana distribucija jednosmernog magnetnog polja, usled struje predmagnetizacije za strukture na Sl. 2.7 i Sl. 2.8. | 26 |
| 2.10 | Ilustracija strukture magnetnog regulatora predstavljenog u radu [11]. | 27 |
| 2.11 | Ilustracija strujom kontrolisanih elemenata promenljive magnetne sprege predstavljenih u radu [3]. | 28 |
| 2.12 | Rezultati simulacije distribucije a) magnetnog polja i b) indukcije usled struje predmagnetizacije, za strukturu na Sl. 2.11.(b). | 29 |
| 2.13 | Promena vrednosti koeficijenta sprege i samoindukcije dva radna namotaja u zavisnosti od intenziteta struje predmagnećenja. | 31 |
| 2.14 | Struktura sa strujno upravljivim koeficijentom sprege, predstavljena u radu [4, 12]. | 32 |
| 2.15 | Struktura transformatora sa strujno upravljivim koeficijentom sprege, predstavljena u dokumentu [13]. | 32 |
| 2.16 | Simulacija distribucije a) magnetnog polja i b) magnetne indukcije usled struje predmagnetizacije u slučaju strukture na Sl. 2.15. | 33 |
| 2.17 | Promena koeficijenta sprege između dva radna namotaja (L_{radno1} , L_{radno2}) i jednog kontrolnog namotaja (L_{BIAS1}). | 34 |
| 3.1 | Ilustracija nove, magnetno simetrične strukture sa upravljivim koeficijentom sprege. | 37 |
| 3.2 | Realizacija predložene strukture opotrebom specijalno izrađenih jezgra oblika E a), realizacija strukture upotrebom jezgra oblika U i I b). | 38 |
| 3.3 | Realizacija predložene strukture u vidu trofazne spregnute induktivnosti sa strujno upravljivim koeficijentom sprege. | 40 |
| 3.4 | Distribucija intenziteta magnetnog polja H usled struje predmagnetizacije a) za celu strukturu, b) za vertikalni presek jedne radne i otočne grane. | 41 |
| 3.5 | Distribucija magnetnog polja za datu strukturu u slučaju bez procepa a) i sa procepom u radnoj grani od $l_g = 0.1$ mm b). | 42 |
| 3.6 | Distribucija vektora magnetne indukcije \mathbf{B} usled struje predmagnetizacije. | 43 |
| 3.7 | Predložena magnetno simetrična struktura predstavljena pomoću ekvivalentnog magnetnog kola a) i uprošćenog magnetnog kola b). | 45 |
| 3.8 | Numerički modelovana dinamička krive magnetizacija (B-H kriva), za materijal N27 [14]. | 49 |
| 3.9 | Numerički modelovana zavisnosti efektivne permeabilnosti u odnosu na vrednost magnetnog polja, za materijal N27 [14]. | 49 |

| | | |
|------|--|----|
| 3.10 | Zavisnost promene vrednosti induktivnosti radnog namotaja, L_{prim} a) i koeficijenta sprege, k b) od intenziteta struje predmagnećenja, pri $\beta = 0.5$ | 52 |
| 3.11 | Zavisnost promene induktivnosti radnog namotaja L_{prim} a) i koeficijenta sprege, k b) od intenziteta struje predmagnećenja pri $\lambda = 4$, $\beta = 0.5$ i $\beta = 0.25$ | 54 |
| 3.12 | Zavisnost promene induktivnosti radnog namotaja L_{prim} a) i koeficijenta sprege, k b) od intenziteta struje predmagnećenja pri $\lambda = 1.71$, $\beta = 0.5$ | 55 |
| 3.13 | Zavisnost maksimalne promene vrednosti kontrolabilnog koeficijenta sprege od vrednosti odnosa induktivnosti radnog i kontrolnog namotaja. | 56 |
| 3.14 | Ilustracija direktno i inverzno spregnutih namotaja. | 57 |
| 3.15 | Ekvivalentna induktivnost u zasebnim vremenski intervalima u slučaju dvo-faznog <i>boost</i> konvertora, koji radi u kontinualnom režimu vođenja. | 58 |
| 3.16 | Normalizovana vrednost promene ekvivalentne induktivnosti L_{eq1} i L_{eq3} u odnosu na promenu vrednosti koeficijenta sprege k i faktora ispune D | 59 |
| 3.17 | Promena vrednosti ekvivalentne induktivnosti L_{eq1} data na primeru predložene strukture strujno upravljive sprege, pri $\lambda = 3.261$ i za različite vrednosti faktora ispune D | 60 |
| 3.18 | Promena vrednosti odnosa magnetnog fluksa u centralnim i radnim granama pri promeni vrednosti koeficijenta sprege k i faktora ispune D , za $I_{Lppph} / I_{avg} = 0.2$ | 63 |
| 3.19 | Odnos vrednosti fluksa centralne i radne grane u zavisnosti od vrednosti odnosa reluktance centralne i radne grane α , pri različitim vrednostima faktora ispune D , za $I_{Lppph} / I_{avg} = 0.2$ | 64 |
| 3.20 | Vrednost odnosa poprečnih preseka centralne i radne magnetne grane pri $B_{op} / B_{cp} = 1.5$ i $I_{Lppph} / I_{avg} = 0.6$, za različite vrednosti koeficijenta sprege k | 66 |
| 3.21 | Zavisnost broja namotaja N od promene vrednosti faktora ispune pri $B_{op} / B_{cp} = 1.5$ i $I_{Lppph} / I_{avg} = 0.6$ i $k = 0.55$ | 67 |
| 3.22 | Analitički model zavisnosti vrednosti koeficijenta sprege od struje predmagnetizacije, za strukturu sa parametrima definisanim u Tabeli 3.4. | 69 |
| 3.23 | Rezultati simulacije u vidu vrednosti magnetne indukcije u radnoj i jednoj kontrolnoj magnetnoj grani u slučaju dvo-faznog <i>boost</i> konvertora sa parametrima prikazanim u Tabeli 3.4. | 70 |

| | | |
|------|--|----|
| 3.24 | Rezultati simulacije u vidu vrednosti magnetne indukcije u radnoj i jednoj kontrolnoj magnetnoj grani u slučaju dvo-faznog boost konvertora sa pri promeni dužine vazdušnog procepa u centralnoj magnetnoj grani. | 70 |
| 4.1 | Primer energetskog sistema električnog vozila, preuzeto sa: afdc.energy.gov . | 73 |
| 4.2 | Ilustracija a) električnog sistema koji upravlja tokom energije u električnim vozilima b), predlog hibridnog baterijskog sistema predložen u radu [15]. | 74 |
| 4.3 | Dvosmerni <i>buck/boost</i> pretvarač sa sinhronim ispravljanjem. | 77 |
| 4.4 | Ilustracija ekvivalentnih kola u različitim vremenskim intervalima, za slučaj prelaska stanja glavnog prekidača u <i>boost</i> režimu rada. | 78 |
| 4.5 | Ekvivalentno kolo dvosmernog pretvarača tokom rezonantnog perioda, kada nijedan od prekidača ne vodi. | 79 |
| 4.6 | Oscilacije napona na isključenom glavnom prekidaču u slučaju <i>boost</i> pretvarača koji radi u diskontinualnom režimu rada, pri 50% vrednosti maksimalnog opterećenja. | 81 |
| 4.7 | Napon na glavnom prekidaču i struja kalema u slučaju buck/boost konvertora sa spregnutim induktivnostima, pri faktoru ispunjenosti $D = 0.25$, prekidačkoj učestalosti od 859 kHz i pri 25% maksimalnog opterećenja pretvarača. | 83 |
| 4.8 | Prelazak stanja glavnog prekidača pri CRM režimu rada u <i>buck</i> smeru a) i u <i>boost</i> smeru b) za slučaj kada je $V_A/2 > V_B$. | 84 |
| 4.9 | Dvosmerni buck/boost pretvarač sa inverzno spregnutim induktivnostima i sinhronim ispravljanjem. | 86 |
| 4.10 | Ekvivalentna induktivnost u zasebnim vremenski intervalima u slučaju dvo-faznog <i>buck/boost</i> dvosmernog pretvarača, koji radi u CRM režimu. | 87 |
| 4.11 | Proces izvođenja ekvivalentne induktivnosti prilikom promene stanja glavnog prekidača pojedinačne faze, predstavljen u radu [16]. | 88 |
| 4.12 | Ekvivalentna kola u toku trajanja rezonantnog perioda u <i>boost</i> režimu rada, pri različitim vrednostima odnosa ulazno/izlaznog napona. | 89 |
| 4.13 | Trajektorija napona tokom rezonantnog perioda u <i>boost</i> režimu rada za različite vrednosti odnosa ulazno/izlaznog napona i koeficijenta sprege. | 90 |
| 4.14 | Procenat ispražnjenog inicijalnog napona na glavnom prekidaču, nakon polovine rezonantnog intervala, pri nultoj vrednosti inverzne struje, u <i>boost</i> režimu rada. | 92 |

| | | |
|------|--|-----|
| 4.15 | Relativni gubitci, u vidu skladištene energije E_{oss} na glavnom prekidaču pre uključenja, u odnosu na procenat ispražnjenog inicijalnog napona, u <i>boost</i> režimu rada. | 93 |
| 4.16 | Relativni odnos gubitaka vidu skladištene energije E_{oss} , prilikom uključenja glavnog prekidača, normalizovan na vrednost gubitaka u slučaju idealne varijabilne sprege k , u <i>boost</i> režimu rada. | 93 |
| 4.17 | Detaljna ilustracija talasnih oblika napona prekidača i struje kalema u QSW režimu rada, u <i>boost</i> smeru. | 94 |
| 4.18 | Odnos trajanja ukupnog vremenskog intervala T_{OST} i osnovnog rezonantnog intervala T_r , u odnosu na vrednost ulaznog/izlaznog napona, pri <i>boost</i> režimu rada. | 96 |
| 4.19 | Ilustracija trajanja ukupnog vremenskog intervala T_{OST} kada je vrednost inverzne struje veća od minimalne dovoljne vrednosti. | 96 |
| 5.1 | Zavisnost promene maksimalne vrednosti prekidačke učestalosti od promene odnosa ulaznog/izlaznog napona pretvarača, za različite odnose trenutne izlazne snage P_{out} | 101 |
| 5.2 | Ilustracija predložene strukture na primeru planarnih jezgra, b) realizovani eksperimentalni model predložene magnetne strukture. | 103 |
| 5.3 | Eksperimentalno snimljena zavisnost induktivnosti i koeficijenta sprege od vrednosti struje predmagnetizacije u slučaju planarne strukture sa Sl. 5.2.b). | 104 |
| 5.4 | Grafik zavisnosti upravljive vrednosti koeficijenta sprege od odnosa ulazno/izlaznog napona u slučaju idealnog spregnutog kalema i kalema promenljive magnetne sprege opsega $k \in [-0.15, -0.45]$ | 105 |
| 5.5 | Procenat ispražnjenog inicijalnog napona na glavnom prekidaču, nakon polovine rezonantnog intervala u slučaju fiksnog spregnutog kalema $k = -0.25$ i kalema promenljive magnetne sprege od $k \in [-0.15, -0.45]$ | 106 |
| 5.6 | Analitički dobijeno vreme trajanja ukupnog rezonantnog intervala pri različitim vrednostima odnosa ulazno/izlaznog napona, u slučaju dva eksperimentalno dobijena opsega upravljive vrednosti koeficijenta sprege. | 107 |
| 5.7 | Relativna promena trajanja rezonantnog perioda u slučaju varijabilnog koeficijenta sprege u odnosu na primer sa fiksnom vrednošću koeficijenta sprege, $k = -0.25$ | 108 |
| 5.8 | Apsolutna vrednost induktivnosti L_{eq1} i L_{eq3} , pri različitim vrednostima koeficijenta sprege k i faktora ispune D | 109 |
| 5.9 | Ilustracija povezivanja GaN HEMT strukture. | 110 |

| | | |
|------|---|-----|
| 5.10 | Optimizovano eksperimentalno GaN HEMT pobudno kolo, polu-mostne strukture. | 111 |
| 5.11 | Potpuni eksperimentalni model predloženog <i>buck/boost</i> dvosmernog pretvarača. | 112 |
| 5.12 | Potrebno vreme zakašnjenja uključenja glavnog prekidača u odnosu na prelazak struje kalema iz pozitivne u negativnu vrednost, za slučaj promenljivog spregnutom kalema opsega $k \in [-0.15, -0.45]$ | 113 |
| 5.13 | Blok struktura predloženog načina upravljanja pretvaračem. | 115 |
| 5.14 | Realizacija kola za detekciju prolaska struje kroz nulu sa naznačenim vremenima propagacije. | 115 |
| 5.15 | Implementacija kola za detekciju prolaska struje kalema kroz nulu (Zero Current Detection) u sklop dvosmernog pretvarača. | 116 |
| 5.16 | Trenutak isključenja sinhronog prekidača pojedinačnih faza na osnovu kriterijuma prolaska struje kalema kroz nulu. | 116 |
| 5.17 | Eksperimentalni rezultati uvećanja ukupnog intervala prelaznog stanja u QSW režimu rada pri $k = -0.25$ i $V_B/V_A = 0.648$ | 118 |
| 5.18 | Eksperimentalni rezultati uvećanja ukupnog intervala prelaznog stanja u QSW režimu rada pri $k = -0.25$ i $V_B/V_A = 0.334$ | 119 |
| 5.19 | Poređenje analitičkih i eksperimentalnih vrednosti trajanja vremenskog intervala potrebnog za meko prekidanje prilikom prelaska stanja prekidača za različite vrednosti odnosa ulazno/izlaznog napona. | 120 |
| 5.20 | Eksperimentalni rezultati u CRM režimu rada za promenljivi spregnuti kalem i $V_B/V_A = 0.657$ | 120 |
| 5.21 | Eksperimentalni rezultati u CRM režimu rada za promenljivi spregnuti kalem i $V_B/V_A = 0.364$ | 121 |
| 5.22 | Ukupno trajanje vremenskog intervala potrebnog za meko prekidanje prilikom prelaska stanja prekidača, u slučaju kontrolabilne vrednosti koeficijenta sprege za različite vrednosti odnosa ulazno/izlaznog napona. 121 | |
| 5.23 | Eksperimentalni rezultati pri $V_B/V_A = 0.364$ i (a) $k = -0.25$, (b) $k = -0.45$, (c) varijabilni spregnuti kalem. | 122 |
| 5.24 | Analitički dobijena i ručno podešena vrednost koeficijenta sprege pri mekom prekidanju prekidača pretvarača u <i>boost</i> režimu rada. | 124 |
| 5.25 | Eksperimentalno izmerena vrednost efikanosti pretvarača u <i>boost</i> smeru, za dve vrednosti opterećenja pretvarača i pri različitim vrednostima odnosa ulazno/izlaznog napona. | 124 |

Tabele

| | | |
|-----|---|-----|
| 1.1 | Sistematizacija komercijalnih uređaja energetske elektronike koji koriste GaN poluprovodničke komponente. | 5 |
| 3.1 | Inicijalne eksperimentalno izmerene vrednosti koeficijenta sprege i induktivnosti u odsustvu struje predmagnetizacije. | 50 |
| 3.2 | Sistematizovane vrednosti ekvivaletne induktivnosti u slučaju inverzno spregnutih namotaja, za <i>boost</i> pretvarač. | 59 |
| 3.3 | Sistematizovane vrednosti parametara <i>boost</i> pretvarača u slučaju inverzno spregnutih namotaja. | 67 |
| 3.4 | Sistematizovane izračunate vrednosti parametara jezgra prema specifikaciji pretvarača datoj u Tabeli 3.3. | 68 |
| 3.5 | Sistematizovane vrednosti odnosa magnetne indukcije u radnoj grani i kontrolnoj magnetnoj grani $B_{op,max} / B_{cp,max}$ određeni na osnovu računarske simulacije. | 71 |
| 4.1 | Sistematizovane karakteristike električnih vozila koja poseduju ugrađene električne punjače. | 74 |
| 4.2 | Verzije vozila <i>Toyota Prius</i> sa nominalnim naponima baterije i pogonskog motora, prema izlaganju u radu [17]. | 75 |
| 4.3 | Sistematizovane karakteristike postojećih metoda za ostvarivanje mekog prekidanja kod dvosmernog <i>buck/boost</i> pretvarača. | 85 |
| 4.4 | Sistematizacija vrednosti amplitude oscilacija rezonantnog napona i ekvivalentne induktivnosti. | 89 |
| 5.1 | Sistematizovani parametri dvosmernih pretvarača dati u radovima [16, 18, 19] i pretvarača predloženog za realizaciju u okviru ove disertacije. | 101 |
| 5.2 | Uporedne karaktersitike prekidačkih elemenata GaN HEMT i Si MOS-FET tipa. | 110 |
| 5.3 | Trajanje propagacije prilikom implementacije predloženog pristupa. | 117 |

| | | |
|-----|---|-----|
| 5.4 | Eksperimentalni rezultati vrednosti talasnosti struje pojedinačne faze, kao i odnosa ukupnog rezonantnog perioda i prekidačkog perioda, prilikom upravljanja pretvarača u oba režima. | 125 |
|-----|---|-----|

Glava 1

Uvod

U ovom poglavlju dat je pregled karakteristika energetske pretvarača i oblasti njihove primene. Predstavljen je očekivani trend razvoja kola energetske elektronike i očekivani trend upotrebe nove generacije prekidačkih komponenti. Dat je pregled strujno kontrolisanih elemenata promenljive induktivnosti i magnetnih regulatora. Opisani su nedostaci postojećih rešenja magnetnih regulatora koja se mogu primeniti u energetskim pretvaračima, kao i potreba za razvojem novih magnetnih struktura. Dat je opis dvosmernog višefaznog *buck/boost* naponskog pretvarača i predstavljena oblast njegove primene. Predstavljeni su nedostaci postojećih rešenja za postizanje mekog prekidanja u širokom opsegu promene vrednosti ulaznog/izlaznog napona dvosmernog pretvarača.

1.1 Energetski pretvarači i primena

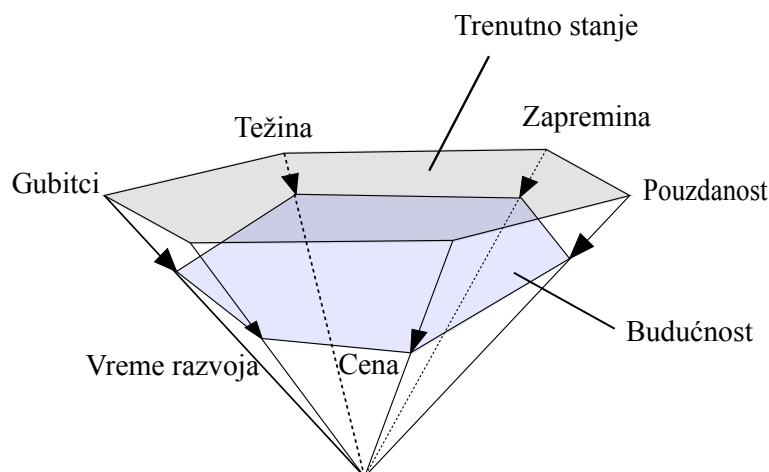
Pojava industrijalizacije učinila je električnu energiju dostupnom u najudaljenijim predelima sveta, a time i otvorila prostor za razvoj i najmanjih životnih sredina. Kako potrebna količina energije za kontinualni privredni rast zemalja neprestalno raste, postavlja se pitanje održivosti ovakvog sistema, u pogledu dostupnosti energenata i očuvanju prirodne okoline. Shodno tome, kola energetske elektronike koja se koriste za efikasnu konverziju i kontrolu toka električne snage poslednjih godina značajno privlače pažnju i interesovanje istraživača širom sveta.

Prekidački regulatori ili prekidački konvertori su kola energetske elektronike koja vrše konverziju jednosmernog ili naizmjeničnog ulaznog napona ili struje u jednosmerni ili naizmjenični izlazni napon ili struju. U slučaju DC-DC konvertora, ulazni jednosmerni napon je konvertovan u izlazni jednosmerni napon. Sve veća potražnja industrije za izvorima energije često postavlja oprečne zahteve pred inženjere u pogledu

postizanja visokih performansi energetskih pretvarača uz što nižu cenu proizvodnje, dok su zahtevi za postizanjem visoke efikasnosti konverzije uz što manje dimenzije pretvarača postali podrazumevani.

Uređaji energetske elektronike, prekidački konvertori, svoju primenu su našli u najrazličitijim oblastima počevši od industrijske automatizacije, telekomunikacija, transporta, osvetljenja i drugih. U oblasti industrijske automatizacije koriste se za napajanje električnih mašina gde se opseg snaga kreće od nekoliko stotina W do nekoliko kW. U telekomunikacijama, pretvarači se najčešće koriste kao napajanja za telekomunikacionu opremu snage do nekoliko desetina kW. U transportu se koriste za napajanje pogonskog motora različitih električnih vozila snage do nekoliko kW, dok su takođe postali i neizostavni deo sistema za brzo punjenje baterija električnih vozila.

Trenutni trendovi poboljšanja performansi energetskih pretvarača mogu se najbolje predstaviti dijamantskom strukturom koja je prikazana na Sl. 1.1 [1]. Na slici je nazna-



Slika 1.1 Trendovi poboljšanja performansi prekidačkih konvertora, slika predstavljena u radu [1].

čeno trenutno stanje tehnike kao i budući trend razvoja. Indikacija performansi pretvarača najčešće se može opisati sledećim izvedenim karakteristikama: gustinom snage [kW/dm^3], relativnom cenom [$\$/\text{kW}$] i relativnim gubicima [%]. Vrednosti indikacija performansi pretvarača najčešće su normalizovane, kako bi se omogućila karakterizacija sistema nezavisno od nominalne snage. Današnji fokus razvoja i istraživanja na polju energetskih pretvarača najčešće nije na samo jednoj karakteristici, već unapredjivanje više karakteristika, simultano.

Najznačajnije pokretanje razvoja uređaja energetske elektronike poslednjih decenija, predstavljalo je postizanje visoke gustine snage pretvarača, dok danas usled sveprisutne miniturizacije i dalje poseduje veliki značaj. Zapremina sistema, a u tom

smislu i gustina snage pretvarača, određena je uglavnom veličinom elemenata za hlađenje i pasivnim komponentama, poput kondenzatora i prigušnica. Poboljšanja u domenu ostvarene gustine snage kola energetske elektronike u telekomunikacionoj industriji najavljuju uvećanje do dva puta u sledećih deset godina, dok se isti trend poboljšanja očekuje i u pogledu efikasnosti konverzije, u vidu umanjenja gubitaka [1]. Pored ekoloških razloga, razvoj uređaja energetske elektronike vođen je i ekonomskim razlozima. Pomenuti trend najbolje se može opisati cenom pretvarača korišćenim u telekomunikacionim centrima do pre nekoliko godina, gde je cena perioda eksploatacije pretvarača od 20 godina, u vidu potrošene energije za napajanje i klimatizaciju bila jednaka ceni samih pretvarača [20]. Međutim, danas usled pada cena energetskih pretvarača i rasta cene energije, operativni troškovi premašuju vrednost pretvarača u periodu eksploatacije od dve godine [20]. Prethodno pomenuta pojava dovodi do potrebe za razvojem energetski efikasnijih uređaja energetske elektronike. U nekim aplikacijama, pretvarači najčešće nisu kontinualno opterećeni nominalnom strujom, samim tim specificirane su odgovarajuće regulative o efikasnosti i u slučaju delimičnog opterećenja pretvarača ili sistema za napajanje, kao što je predloženo u *Energy Star* zahtevima [21]. Shodno tome, efikasnost konverzije pored ostvarene gustine snage, predstavlja jednu od najvažnijih karakteristika pretvarača.

Izazov koji se postavlja pred istraživače jeste, kako nastaviti sa daljim unapređenjem performansi prekidačkih konvertora. Stepni slobode u oblastima u kojima su promene moguće i ostvarive su: korišćene komponente, topologije pretvarača, upravljanje, postupak razvoja i proizvodnje. Najnovija dostignuća u oblasti poluprovodničkih elemenata otvorila su mnoštvo prilika za inovaciju u oblasti energetske elektronike, a samim tim i odgovarajuće izazove. Pojavom poluprovodničkih materijala sa velikim energetskim procepom poput silikon-karbida (Silicon Carbide-SiC) i galijum-nitrida (Gallium Nitride-GaN) i njihovom komercijalizacijom, otvorena je mogućnost za pojavu fizički manjih energetskih pretvarača, više efikasnosti i snage, koji mogu raditi na višim prekidačkim učestalostima [22]. Uvećanjem prekidačke učestalosti deset puta, moguće je ostvariti uvećanje gustine snage od gotovo dva puta [23, 24]. Međutim, čini se da je održivost trenutnog trenda razvoja pretvarača otežan, usled nedovoljnog napretka postignutog u oblasti razvoja i minijaturizacije pasivnih komponenti proteklih godina [25]. Usled niže vrednosti ostvarivih prekidačkih gubitaka, rezonantne topologije dobijaju prednost nad standardnim topologijama pretvarača. Rezonantne i kvazi-rezonantne topologije omogućavaju prelazak stanja prekidača kada je napon na njemu ili struja kroz njega minimalna, tj omogućavaju meko prekidanje. Upotreba mekog prekidanja pored umanjenja gubitaka na prekidačkim komponentama, ublažava

i efekte elektromagnetnih smetnji pretvarača, čije potiskivanje prema sve strožijim industrijskim standardima, često predstavlja izazov za inženjere.

1.2 Nova generacija poluprovodničkih komponenti i meka komutacija prekidača

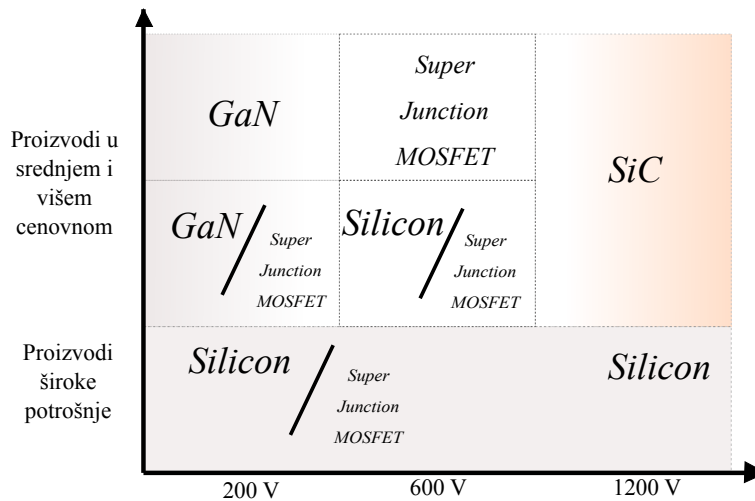
Danas se u kolima energetske elektronike najčešće koriste silicijumske (Si) elektronske komponente, čije se karakteristike približavaju teorijski mogućim graničnim vrednostima, određene fundamentalnim osobinama samog poluprovodnika, tj. silicijuma. U cilju prevazilaženja nastalih ograničenja, u ovom trenutku, najviše izgleda da zameni silicijum u proizvodnji elektronskih komponenti pogodnih za koverziju velike snage, visoke radne temperature i visoke prekidačke učestanosti, imaju poluprovodnički materijali sa velikim energetskim procepom kao što su silikon-karbid (Silicon Carbide - SiC) i galijum-nitrid (Gallium Nitride - GaN) [22]. Poluprovodnici sa širim energetskim procepom podnose veće električno polje, što omogućava veću dopiranost materijala i umanjeње debljine poluprovodnika, uz zadržavanje istog nivoa probojnog napona. Takođe, kod poluprovodnika sa velikim energetskim procepom, elektronima iz valentne oblasti potrebna je veća energija da pređu u provodnu oblast, tako da je granična vrednost radne temperature za SiC oko 900 °C [26]. Danas, glavni izazovi u pogledu integracije pomenutih komponenti u kola energetske elektronike su pronalazak aplikacija u kojima će primena ostvariti značajno poboljšanje karakteristika pretvarača, kao i način povezivanja pomenutih poluprovodničkih materijala u kućištu prekidačke komponente. Trenutno, u proizvode energetske elektronike koje sadrže GaN poluprovodničke komponente između ostalih ubrajaju se; punjači za prenosive uređaje snage do 60 W [27] i invertori za foto-naponske mreže snage do 4.5 kW [28]. U Tabeli 1.1 predstavljena je sistematizacija komercijalnih uređaja energetske elektronike koji koriste GaN poluprovodničke komponente.

Inovativna pakovanja novih prekidačkih komponenti izuzimaju korišćenje žice za povezivanje, lemne ili termalne paste, sve u cilju umanjivanja parazitnih efekata i uvećane pouzdanosti [32]. Iako projektovane perspektive za moguće aplikacije ovih komponenti variraju u zavisnosti od proizvođača, objektivno viđenje trenda upotrebe, podeljeno po maksimalnoj vrednosti napona proboja, predstavljeno je na Sl. 1.2 [2]. Usled trenutne visoke cene proizvodnje novih komponentata, očekuje se da u proizvodima široke potrošnje i dalje većinski udeo čine silicijumske prekidačke komponente. U industrijskim pretvaračima u srednjem i višem cenovnom rangu, očekuje se da će

Tabela 1.1 Sistematizacija komercijalnih uređaja energetske elektronike koji koriste GaN poluprovodničke komponente.

| Primena | Maksimalna snaga | Referenca |
|------------------------------|------------------|-----------|
| Punjač za prenosive uređaje | 60 W | [27] |
| Modul servo motora | 100 W | [29] |
| PV-invertor | 4.5 kW | [28] |
| AC/DC pretvarač | 200 W | [30] |
| Bežični punjač mob. telefona | 120 W | [31] |

GaN prekidačke komponente prevladati do napona od 200 V, dok se prelazak na SiC komponente gotovo sigurno očekuje za napone veće od 600 V.



Slika 1.2 Očekivani trend upotrebe novih poluprovodnički komponenti, podeljen po maksimalnoj vrednosti napona proboja, predstavljen u radu [2].

Meka komutacija prekidača podrazumeva uključivanje prekidača kada je napon na njemu nula (Zero-Voltage-Switching) ili kada je struja kroz njega nula (Zero-Current-Switching). U tom slučaju gubici koji nastaju usled prelaska stanja prekidača su znatno umanjeni [33]. Usled umanjениh prekidačkih gubitaka, otvara se mogućnost postizanja viših prekidačkih učestalosti, a samim tim i uvećanje gustine snage pretvarača. Danas, ostvarivanje mekog prekidanja u prekidačkim pretvaračima postaje imperativ, a samim tim rezonantne i kvazi-rezonantne topologije privlače pažnju istraživača. Trenutno, u slučaju galvanski izolovanih pretvarača realizovanih u rezonantnoj topologiji, ostvarena gustina snage iznosi 5.18 kW/dm^3 uz maksimalnu efikasnost od 94.5% [34], dok je u slučaju pretvarača faktora snage ostvarena gustina od 4.5 kW/dm^3 uz efikasnost od 98.6% [1]. Kako u nekim slučajevima rezonantne topologije ne mogu

zadovoljiti uslov mekog prekidanja za sve promene radnih parametara pretvarača, istraživači su prinuđeni da pronalaze nova rešenja, često dodavajući pomoćne sklopove koji znatno usložnjavaju upravljanje i realizaciju pretvarača [35]. Sa druge strane, zadržavajući jednostavnost topologije, promenom načina upravljanja prekidačima, npr upravljanjem u kvazi-rezonantnom režimu, omogućeno je postizanje ekvivalentne efikasnosti konverzije, bez dodavanja elemenata [36]. Primer koji ilustruje prethodno pomenuto je predstavljen u radu [37], gde je data komparativna analiza gustine snage i efikasnosti u slučaju dve različite implementacije dvosmernog *buck/boost* pretvarača. Korišćenjem konvencionalnih metoda upravljanja, ostvarena je gustina snage od $1 - 2 \text{ kW/dm}^3$ uz maksimalnu efikasnost od 95%, dok je primenom GaN prekidačkih elemenata, uz uvećanje prekidačke učestalosti pretvarača i primene drugog vida upravljanja, postignuta gustina snage od 8.7 kW/dm^3 , uz maksimalnu efikasnost od 97.5%.

Neprestalni rast svetske potrebe za energijom, zajedno sa rastućim troškovima njenog eksploatacija i ekoloških problema, uzrokovao je da optimizacija energetske efikasnosti pretvarača predstavlja jedan od glavnih izazova za inovatore. Ovo je izuzetno zahtevan zadatak koji je dodatno ojačan sveopštom težnjom za minijaturizacijom i integracijom elektronskih kola. Dok su u prošlosti glavna poboljšanja performansi pretvarača postignuta izborom topologija danas, integracija nove generacije poluprovodničkih komponenti, pomeraju granice postignute gustine snage i efikasnosti. Sa druge strane, ostale komponente pretvarača poput magnetnih komponenti, ne prate razvoj poluprovodničkih komponenti, ne postoje novi fundamentalni koncepti, pa je dalja minijaturizacija ograničena tehnologijom odvođenja toplote i gubicima u magnetnom materijalu [1]. Kako trenutno većinski udeo u ceni pretvarača imaju magnetne komponente, u nekim sistemima skoro i do 30%, jedan od izazova koji se postavlja pred istraživače jeste unapređenje karakteristika magnetnih elemenata, u pogledu pronalaženja novih magnetnih materijala i struktura.

1.3 Strujom kontrolisani elementi promenljive induktivnosti i magnetni regulatori

U stručnoj literaturi, pojava strujno upravljive induktivnosti i strujno upravljivih transformatora zabeležena je sredinom devetnestog veka, dok su primenu ovi elementi našli u kontroli servo-mehanizama, stabilizatora, radara i sonara. Krajem devetnestog veka ovi elementi bili su sastavni deo električnih kola za regulaciju mrežnog napona,

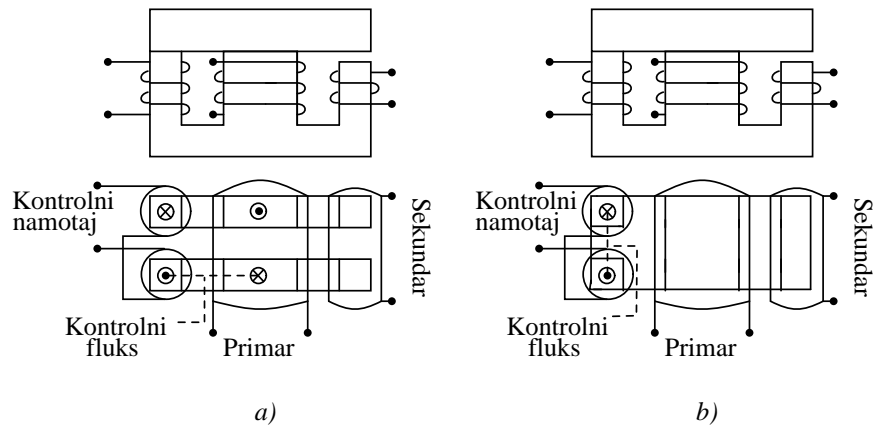
kontrolu brzine jednosmernih motora i detekciju struje preopterećenja [38, 39]. Nedavno je savremena tehnologija pronašla nove aplikacije pomenutih magnetnih uređaja, prilagođavajući i menjajući topologije, osnovne strukture i materijale, ali pre svega tumačeći njihovu upotrebu na drugačiji način. Danas, pomenuti uređaji svoju primenu nalaze u različitim kolima energetske elektronike među kojima su rezonantni pretvarači [40, 41], kola za bežični prenos energije [42] i kola za kontrolu jačine fluorescentnih i LED lampi [43].

Strujom kontrolisani elementi promenljive induktivnosti našli su svoju primenu u različitim kolima energetske elektronike i energetike. U radu [44] strujno kontrolisana induktivnost koristi se za ekvivalizaciju struja u nizu paralelnih LED lampi, dok je u radu [10] upotrebljena u cilju umanjavanja harmonika koji nastaju u uređaju za napajanje LED lampi. Takođe, strujno kontrolisana induktivnost je upotrebljena u slučaju realizacije regulatora napona sa unapređenim odzivom na impulsno opterećenje [45] i u slučaju optimizacije zapremine magnetnog jezgra dvosmernog DC-DC pretvarača u električnim vozilima [46].

U energetici, strujom kontrolisani elementi promenljive induktivnosti našli su primenu kao ograničavači prekomerne struje u distributivnim mrežama [47, 48] i kao delovi filtra harmonika u visoko-naponskim DC stanicama, kao što je predstavljeno u radu [49].

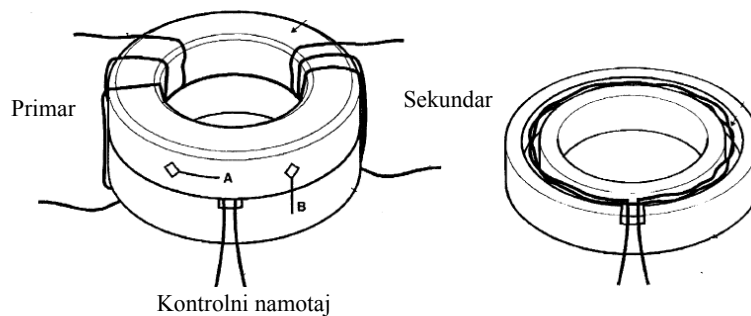
U postojećim, standardnim realizacijama, koeficijent sprege induktivnih elemenata u energetskim pretvaračima definisan je načinom izrade i oblikom samog elementa, dužinom i pozicijom vazdušnog procepa i načinom smeštanja samih namotaja [50]. Sa druge strane, spregnute induktivnosti sa strujno upravljivim koeficijentom sprege ostvaruju regulaciju količine naizmeničnog fluksa, kontrolom struje predmagnetizacije magnetnog materijala. Postojeće realizacije ovih magnetnih regulatora mogu se podeliti u dve grupe. U prvu grupu spadaju nesimetrične spregnute induktivnosti sa strujno upravljivim koeficijentom sprege, Sl. 1.3, kod kojih promena reluktance dve magnetne grane nije simetrična usled promene struje predmagnetizacije i koje se iz tog razloga ne mogu smatrati pogodnim za upotrebu u višefaznim pretvaračima [3, 11].

Drugu grupu elemenata čine simetrične strukture, kod kojih fluks koji potiče od struje predmagnećenja uvećava jednosmernu radnu tačku materijala u čitavom jezgru i time značajno uvećava gubitke u magnetnom materijalu [51], Sl. 1.4 i Sl. 1.5, [12, 4, 52, 5, 53, 6]. Pomenute strukture se ne mogu smatrati pogodnim za upotrebu u kolima energetske elektronike, gde se pored uvećanih gubitaka u magnetnom materijalu usled postojanja jednosmernog magnetnog polja [54, 51] može javiti i pojava zasićenja



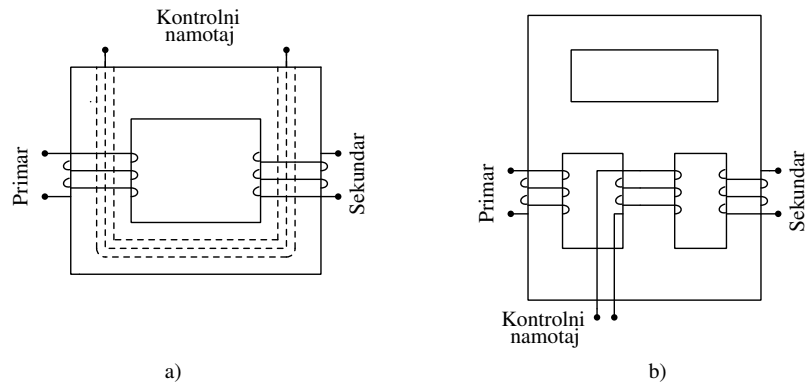
Slika 1.3 Magnetne strukture sa strujno upravljivim koeficijentom sprege, predstavljene u radu [3].

magnetnog materijala usled promene fluksa, a time izazvati kvar sklopa ili samog uređaja.



Slika 1.4 Magnetna struktura sa strujno upravljivim koeficijentom sprege, predstavljena u radu [4].

Usled nedovoljnog razvoja novih magnetnih materijala koji bi mogli da isprate razvoj prekidačkih komponenti, integracija strujom kontrolisanih elementa promenljive induktivnosti u kola energetske elektronike predstavlja dobru alternativu u ostvarivanju unapređenih performansi energetskih pretvarača. U slučaju više-faznih pretvarača, pojedinačne induktivnosti grana mogu se magnetno spregnuti, u cilju uvećanja gustine snage pretvarača, umanjjenih gubitaka u magnetnom materijalu i umanjene talasnosti struje prekidača [55]. Kako sveopšta miniturizacija elektronskih kola dovodi do višeg stepena integracije, javlja se potreba za novim magnetnim strukturama koje se mogu primeniti u slučaju više-faznih pretvarača.

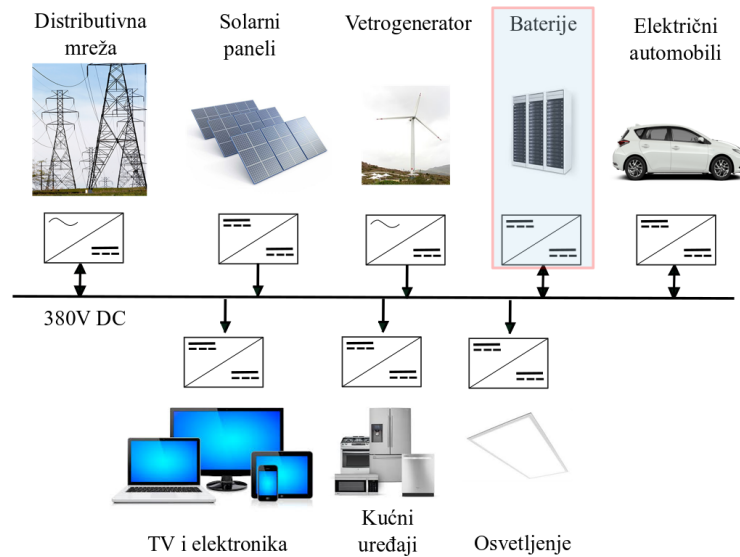


Slika 1.5 Magnetne strukture sa strujno upravljivim koeficijentom sprege, predstavljene u radu [5] a) i u radu [6] b).

1.4 Dvosmerni naponski *buck/boost* pretvarač

Poslednjih godina, u postojećim jednosmernim i naizmeničnim distributivnim sistemima, uključujući i mikro-grid (*micro-grid*) sisteme, dolazi do integracije intermitentnih distribuiranih izvora kao što su vetroelektrane i fotonaponski paneli, koji imaju stohastički karakter proizvodnje energije. Takve mreže zasnivaju se na lokalnoj distribuciji DC napona, sadrže elemente za skladištenje energije i postaju aktivne, sa mogućim dvosmernim tokom snaga. Predlog realizacije ovakve mreže na nivou pojedinačnih domova (*nano-grid*) [7], prikazan je na Sl. 1.6. U poređenju sa postojećim sistemima distribucije naizmenične energije, opisan sistem pruža prednosti u vidu: manjeg broja pretvarača, visokoj efikasnosti iskorišćenja energije i jednostavnijoj integraciji obnovljivih izvora energije [7, 56]. Takođe u pomenutom predlogu realizacije mreža ne postoje problemi sa stabilnošću učestalosti naizmeničnog napona, reaktivnom energijom i pouzdanošću. Predlozi za formiranje DC distributivnih sistema u telekom industriji su već predstavljani [57], dok se u automobilskoj i avio industriji ovi sistemi već uveliko implementirani [58, 59].

Takođe, dvosmerni naponski pretvarač postao je neizostavni deo mnogih sistema za punjenje elemenata za skladištenje energije koji se mogu naći u električnim vozilima. U slučaju kada je punjač zajedno sa dvosmernim pretvaračem implementiran u sklopu vozila, element za skladištenje energije može poslužiti kao izvor energije, samim tim tok energije može biti iz baterije vozila ka distributivnoj mreži, (*Vehicle-To-Grid*) iz čega proizilazi da se veliki broj električnih vozila povezanih na distributivnu mrežu, može upotrebiti kao distribuirani izvor energije [60, 61]. Na takav način korisnici

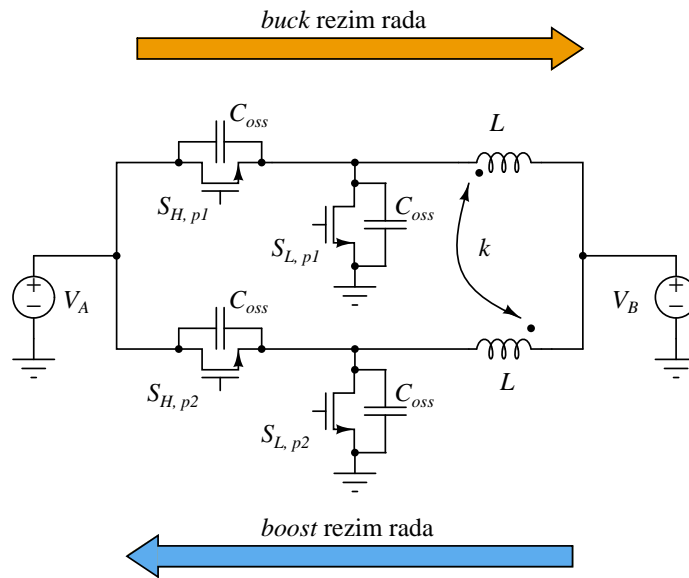


Slika 1.6 Predlog realizacije budućih distributivnih sistema, implementiranih na nivou pojedinačnog doma, predstavljen u radu [7].

električnih vozila mogu imati koristi od učešća na tržištu električne energije i potencijalno dobiti finansijske olaksice, dok distributivnom sistemu to može pogodovati usled uravnoteženja kvaliteta i potrošnje energije i poboljšane stabilnosti mreže.

Naponski pretvarač koji se koristi kao interfejs između skladištene energije i zajedničkog DC napona, označen na Sl. 1.6, najčešće je dvosmernog tipa i predstavlja kritičnu komponentu u efikasnom upravljanju energijom. Zbog svoje jednostavnosti i visoke efikasnosti, dvosmerni, galvanski ne-izolovani, *buck/boost* naponski pretvarač je svoju primenu pored pretvarača u distributivnim sistemima [18], našao kao integrisani punjač u električnim vozilima [62, 63]. Takođe, naponski pretvarač prethodno pomenutog tipa našao je primenu u sistemima zasnovanim na foto-naponskim panelima, gde je upotrebljen kao interfejs između elementa za skladištenje energije i potrošača [64].

Kako zahtevi za kompaktnijim i fizički manjim pretvaračima podižu granice radne prekidačke učestalosti, realizacija mekog prekidanja prilikom promene stanja energetskih prekidača u pretvaraču postaje naizbežna. Upravljanjem pretvarača u graničnom režimu rada, smatra se jednostavnim i efektivnim načinom za ostvarivanje mekog prekidanja, ali je usled velike talasnosti struje prekidača potrebno implementirati više-faznu, paralelnu strukturu [65]. Šematski prikaz pomenutog dvosmernog pretvarača više-fazne strukture dat je na Sl. 1.7, sa naznačenim tokovima snaga.



Slika 1.7 Šematski prikaz galvaniski ne-izolovanog, dvosmernog *buck/boost* naponskog pretvarača, sa naznačenim tokovima snaga.

Ostvarivanje mekog prekidanja energetskih komponenti u širokom opsegu promene vrednosti opterećenja i ulaznog/izlaznog napona u slučaju dvosmernog energetskog pretvarača, najčešće se vrši dodavanjem pomoćnih sklopova koji uvećavaju kompleksnost pretvarača i usložnjavaju upravljanje [66–69]. Drugi vid ostvarivanja mekog prekidanja predstavlja implementacija kvazi-rezonantnog tipa kontrole, gde se sinhroni prekidač isključuje nakon tačno definisanog vremena kako bi se obezbedilo dovoljno energije za pražnjenje parazitne kapacitivnosti glavnog prekidača, pre njegovog uključivanja [70, 19, 71]. Međutim, uvećanje vremena vođenja sinhronog prekidača dovodi do uvećanja efektivne vrednosti struje induktivnosti, a time i do uvećanja konduktivnih gubitaka i gubitaka u feritnom materijalu [71]. Degradacija efikasnosti pretvarača u ovom slučaju je naročito izražena pri niskim vrednostima opterećenja [16], pa je stoga potrebno implementirati zasebne upravljačke algoritme koji usložnjavaju dizajn i ograničavaju odziv pretvarača na promenu vrednosti opterećenja [18]. Poboljšanje prethodno pomenute metode u vidu ograničenja varijacije vrednosti prekidačke učestalosti, predstavljeno je u radu [72], ostvareno dodavanjem pomoćnog sklopa prekidača, ali se može primeniti samo u slučaju uni-direkcionog pretvarača.

Implementacijom spregnute induktivnosti u prethodno pomenuti više-fazni dvo-smerni pretvarač, pored uvećanja ostvarene gustine snage pretvarača, može se postići i upravljanje mekim prekidanjem u zavisnosti od vrednosti odnosa ulaznog/izlaznog napona i vrednosti koeficijenta sprege između namotaja [16]. Komparativno, u odnosu

na pretvarač sa diskretnim pojedinačnim induktivnostima, u radu [16] postignuto je uvećanje gustine snage od 25%, dok je efikasnost uvećana za maksimalnu vrednost od 2%, pri minimalnom opterećenju i fiksnoj vrednosti ulaznog/izlaznog napona. Međutim, implementacijom ideje predložene u radu [16], gde se upravljanje pretvaračem viši u graničnom režimu, može se ostvariti meko prekidanje samo u uskom opsegu vrednosti ulaznog/izlaznog napona. Van pomenutog opsega napona, uvećanje vremena vođenja sinhronog prekidača je i dalje neophodno kako bi se ostvarilo meko prekidanje prekidača.

Opseg vrednosti ulaznog/izlaznog napona dvosmernog pretvarača određen je industrijskom primenom i radnim uslovima. U slučaju dvosmernog pretvarača prikazanog na Sl. 1.6, ulazni napon je DC napon opsega vrednosti: 300 – 380 V, dok napon baterijskog niza može varirati u opsegu od 150 – 250 V, što je ekvivalentno naponu od 65 redno vezanih litijum-jonskih baterijskih ćelija, kao što je predstavljeno u radu [18]. Sličan sistem predstavljen je u dokumentu [73] i radu [74], gde je dat ulazni napon istog opsega, dok se napon baterija kreće od 30 – 60 V. U radu [75], dat je primer upotrebe dvosmernog buck/boost pretvarača u hibridnom električnom vozilu gde je maksimalni jednosmerni napon na ulazu invertora motora 500 V, dok je nominalni napon baterija jednak 201.6 V. Na osnovu datih primera, evidentno je da dvosmerni pretvarač mora raditi u relativno širokom opsegu promene vrednosti ulaznog/izlaznog napona, iz čega sledi da postojeća rešenja mogu obezbediti meko prekidanje u čitavom opsegu radnih parametara samo uz implementaciju dodatnih sklopova ili uvećanja vremena vođenja sinhronog prekidača.

1.5 Ciljevi istraživanja i struktura rada

Cilj istraživanja predstavljenog u okviru ove disertacije je razvoj dvosmernog energetskog pretvarača, višefazne paralelne strukture i visoke prekidačke frekvencije, sa kontrolom mekog prekidanja energetskih prekidača u širokom opsegu promene vrednosti ulazno/izlaznog napona, pomoću spregnute induktivnosti sa strujno regulisanim koeficijentom sprege.

Prva celina istraživanja obuhvatata razvoj nove magnetno simetrične strukture sa strujno regulisanom magnetnom spregom, kao i karakterizaciju sa ciljem primene u višefaznom naponskom energetskom pretvaraču. Takođe, prva celina obuhvata i razvoj uprošćenog zamenskog modela strukture, pomoću kojeg se može na odgovarajući način predstaviti karakteristično ponašanje nove, magnetno simetrične strukture

sa upravljivim koeficijentom sprege. Na osnovu rezultata prve celine, druga celina istraživanja obuhvata razvoj višefaznog, dvosmernog energetskeg pretvarača, visoke prekidačke frekvencije, sa kontrolom mekog prekidanja pomoću spregnute induktivnosti sa strujno regulisanim koeficijentom sprege. Ideja predloženog pristupa je da se kontrolom sprege, zasnovanom samo na vrednosti ulaznog/izlaznog napona pretvarača, kontroliše amplituda rezonantne trajektorije prilikom promene stanja prekidača. Pretvarač može raditi u graničnom režimu, dok se optimalna vrednost koeficijenta sprege određuje samo na osnovu izmerenih vrednosti ulaznog/izlaznog napona, pa se na takav način može ostvariti meko prekidanje prekidača u širokom opsegu promene vrednosti opterećenja i napona pretvarača.

Disertacija se sastoji iz šest poglavlja. U drugom poglavlju predstavljen je kratak pregled osnovnih karakteristika magnetskih materijala, kao i kratak opis elemenata magnetnih pojačavača i regulatora. Dat je pregled osnovnih karakteristika elemenata spregnutih induktivnosti i predstavljena je analiza rada strujom kontrolisanih elemenata upravljive induktivnosti, opisane su najčešće realizacije i njihove karakteristike. Takođe, predstavljena je analiza rada strujom kontrolisanih elemenata upravljive magnetne sprege, prezentovane su karakteristike i opisani nedostaci postojećih rešenja koja se mogu primeniti u energetskim pretvaračima. U trećem poglavlju dati su opis i analiza nove magnetno simetrične strukture sa strujno upravljivim koeficijentom sprege, kao i analitički model strukture, predstavljen pomoću uprošćenog ekvivalentnog kola. Predstavljene su granični slučajevi u kojima struktura može biti upotrebljena, kao i maksimalne i minimalne ostvarive vrednosti koeficijenta sprege. Opisan je uticaj predložene magnetno simetrične strukture sa strujno upravljivim koeficijentom sprege na karakteristike dvo-faznog pretvarača, podizača napona i dat primer određivanja parametara predložene strukture, uzimajući u obzir maksimalnu dozvoljenu vrednost magnetne indukcije u materijalu. U četvrtom poglavlju dat je kratak pregled oblasti primene više-faznog dvosmernog naponskog pretvarača. Predstavljena je analiza mekog prekidanja u slučaju *buck/boost* dvoosmernog pretvarača, kao i analiza postojećih metoda za kontrolu mekog prekidanja prekidača u širokom opsegu promene radnih parametara pretvarača. Predstavljene su prednosti i mane postojećih metoda. Data je analiza trajanja perioda prilikom prelaska stanja prekidača u slučaju dvo-faznog *buck/boost* dvosmernog pretvarača koji radi u graničnom režimu rada. U petom poglavlju predstavljena su ograničenja u pogledu primene spregnute induktivnosti sa upravljivim koeficijentom sprege u slučaju višefaznog dvosmernog *buck/boost* pretvarača i dat je predlog upravljanja mekim prekidanjem u širokom opsegu promene vrednosti ulazno/izlaznog napona. Predstavljen je eksperimentalni model pretvarača. Prikazani

eksperimentalni rezultati ukazuju na umanjenje trajanja ukupnog rezonantnog perioda upotrebom spregnute induktivnosti sa upravljivim koeficijentom sprege, u širokom opsegu promene vrednosti ulazno/izlaznog napona. Takođe, upotrebom predložene metode eksperimentalno je zabeleženo uvećanje efikasnosti pretvarača, naročito izraženo pri srednjim i niskim vrednostima opterećenja, u širokom opsegu promene vrednosti ulazno/izlaznog napona. U šestom poglavlju izneta su zaključna razmatranja.

Glava 2

Analiza postojećih strujom regulisanih elemenata upravljive induktivnosti i sprege

U ovom poglavlju predstavljen je kratak pregled osnovnih karakteristika magnetnih materijala, kao i kratak opis elemenata magnetnih pojačavača i regulatora. Dat je pregled osnovnih karakteristika elemenata spregnutih induktivnosti. Predstavljena je analiza rada strujom kontrolisanih elemenata upravljive induktivnosti, opisane su najčešće realizacije i njihove karakteristike. Takođe, predstavljena je analiza rada strujom kontrolisanih elemenata upravljive magnetne sprege, prezentovane su karakteristike i opisani nedostaci postojećih rešenja koja se mogu primeniti u energetskim pretvaračima.

2.1 Osnovne karakteristike feromagnetskih materijala

Kako bi opisali principe funkcionisanja elemenata promenljive induktivnosti i magnetne sprege, u nastavku teksta naveden je prikaz osnovnih teorija magnetnih materijala i magnetnih kola, delom navedenim u knjizi [76]. Vektor magnetne indukcije u magnetnom materijalu \mathbf{B} proporcionalan je zbiru vektora gustine magnetskog momenta \mathbf{M} i vektora magnetskog polja \mathbf{H} , i može se predstaviti izrazom (2.1)

$$\mathbf{B} = \mu_0(\mathbf{H} + \mathbf{M}). \quad (2.1)$$

U vakumu je $\mathbf{M} = 0$ pa je veza između \mathbf{B} i \mathbf{H} data jednačinom (2.2)

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H}. \quad (2.2)$$

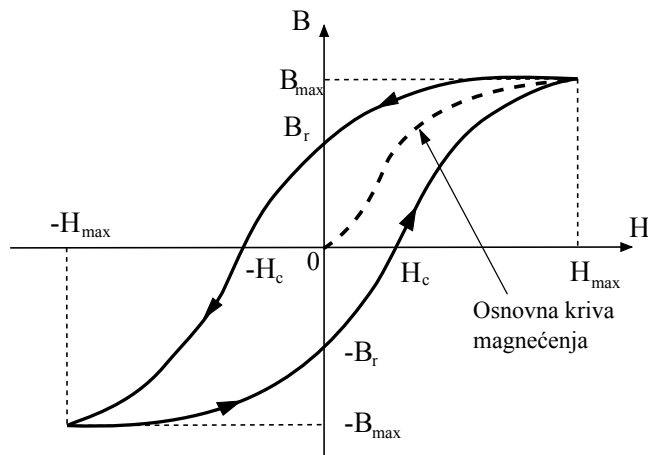
Za sve vrste materijala izuzev feromagnetskih, gustina magnetskog momenta je linearno proporcionalna jačini polja H , shodno tome relacija (2.1) se može zapisati u obliku (2.3)

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mu_r \mathbf{H}, \quad (2.3)$$

gde je μ_r relativna magnetska permeabilnost materijala. U slučaju feromagnetskih materijala, moguće je koristiti pojam relativne magnetne permeabilnosti, što μ_r nije linearna funkcija polja H .

Feromagnetici se odlikuju vrlo visokim vrednostima relativne permeabilnosti koja nije konstantne vrednosti za dati materijal već predstavlja vezu između vektora \mathbf{B} i \mathbf{H} . Gustina magnetskog momenta feromagnetnog materijala predstavlja složenu funkciju i ne zavisi samo od jačine polja H u određenom trenutku, već i od jačine polja kojima je materijal ranije bio podvrgnut. Takođe, gustina magnetskog momenta raste sa uvećanjem jačine polja, ali se približava graničnoj vrednosti M_s , koja odgovara pojavi zasićenja magnetnog materijala. U ovom slučaju, svi magnetni dipoli u materiji su orijentisani u pravcu spoljašnjeg polja, samim tim M se približava graničnoj vrednosti. Na osnovu toga, permeabilnost feromagnetika se ne može smatrati konstantnom, pa se magnetne karakteristike feromagnetnih elemenata predstavljaju pomoću krive magnećenja, koje pokazuju funkcionalnu zavisnost $B = B(H)$.

Sa uvećanjem vrednosti jačine magnetnog polja, počevši od nulte vrednosti, vrednost magnetne indukcije se takođe uvećava sve do prevojne tačke, nakon čega je pomenuti rast usporen, kao što je ilustrovano na Sl. 2.1. Ako se posle dostizanja maksimalne vrednosti polja H_{max} jačina polja počne umanjivati, umanjivaće se i vrednost magnetne indukcije, ali će njene vrednosti biti veće od prvobitnih vrednosti na krivi magnećenja. Kada jačina polja postane jednaka nuli, magnetna indukcija zadžava intenzitet B_r koji se naziva remanentna indukcija. Ova pojava se objašnjava činjenicom da se po nestanku polja svi magnetski dipoli ne vraćaju u haotičan raspored. Pri promeni smeru polja H i uvećanju intenziteta, vrednost magnetske indukcije opada do vrednosti H_c za koju postaje jednaka nuli. Ponavljajući ciklus magnećenja materijala više puta, kriva magnećenja prelazi u zatvorenu krivu koja se naziva ciklus histerezisa. Kada se odrede ciklusi magnećenja za različite vrednosti polja i njihovi vrhovi povezu dobija se osnovna kriva magnećenja, Sl. 2.1.



Slika 2.1 Ilustracija magnetne karakteristike feromagnetika.

Prema obliku i karakterističnim veličinama histerezisnog ciklusa, feromagnetici se uglavnom mogu podeliti na dve grupe: meke i tvrde. Pored osnovnog uslova da permeabilnost bude što veća, meki feromagnetici trebaju da zadovolje uslove poput malih gubitaka usled histerezisa. Kako su gubici usled histerezisa srazmerni površini ciklusa histerezisa, kao delovi za izradu transformatora i električnih mašina naizmenične struje, biraju se meki feromagnetici sa što užom histerezisnom petljom. Za gradnju permanentnih magneta i delova magnetskog kola jednosmernih mašina u kojima se polje ne menja koriste se tvrdi feromagnetici sa što je moguće većom vrednošću koercitivnog polja i remanentne indukcije.

Magnetskim kolom naziva se skup tela ili sredina koji obrazuje put po kome se zatvara magnetni fluks. Ako polje potiče od nekog namotaja kroz koji protiče struja I i ako se Amperov zakon o cirkulaciji primeni na zatvorenu konturu, dobija se izraz (2.4)

$$\oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = NI, \quad (2.4)$$

gde je N broj navojaka kojima se obuhvata posmatrana kontura. Kombinujući jednačine (2.3) i (2.4) fluks Φ , kao konstantna veličina se može predstaviti izrazom (2.5)

$$\Phi = \frac{NI}{\oint \frac{1}{\mu} dl}. \quad (2.5)$$

Kako je magnetnopobudna sila jednaka proizvodu struje i broja navojaka, analogno Omovom zakonu, otpornost magnetnog kola ili reluktanca se može izraziti kao (2.6)

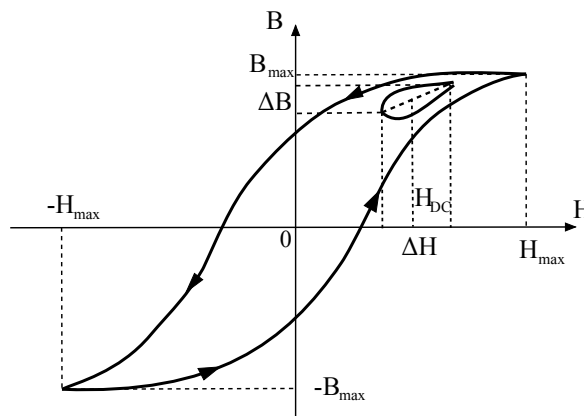
$$R_m = \oint \frac{1}{\mu} \frac{dl}{S}. \quad (2.6)$$

Vrednost reluktance zavisi od sastava magnetnog materijala i njegovih fizičkih dimenzija, a podrazumevajući homogen magnetni materijal, proporcionalna je dužini magnetne putanje l , poprečnom preseku materijala A i permeabilnosti (2.7)

$$R_m = \frac{l}{\mu A}. \quad (2.7)$$

U praksi, najčešće susrećemo magnetna kola sa različitim poprečnim presecima i različitim permeabilnosti. Ukupna magnetna otpornost takvog kola jednaka je zbiru otpornosti pojedinačnih sekcija. Pored toga, kolo sadrži jedan ili više vazdušnih procepa u kojima je permeabilnost μ_0 . Kako je relativna permeabilnost vazduha jednaka jedan, vrednost reluktance procepa biće mnogo veća od reluktance ostatka materijala. U tim situacijama, permeabilnost magnetnog kola nije homogena, pa se permeabilnost takvog kola naziva efektivna permeabilnost μ_{eff} .

Ispitivanjem ciklusa histerezijske niskom vrednošću naizmeničnog polja i u prisustvu polja predmagnetizacije feromagnetskog materijala, dobijaju se oblici histerezijske krive koji su ilustrovani na Sl. 2.2.



Slika 2.2 Ispitivanje ciklusa histerezijske niskom vrednošću naizmeničnog polja i u prisustvu jednosmernog magnetnog polja predmagnetizacije.

Kako je površina tako dobijene histerezijske krive relativno mala, može se definisati inkrementalna permeabilnost (2.8), kao količnik promene indukcije i promene magnet-

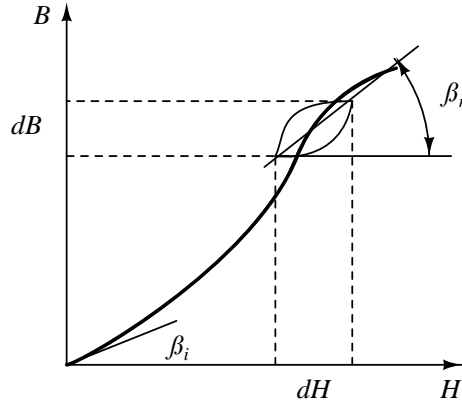
nog polja

$$\mu_{\Delta} = \frac{\Delta B}{\Delta H}. \quad (2.8)$$

Kada amplituda naizmjeničnog polja teži nuli, granična vrednost inkrementalne permeabilnosti postaje reverzibilna magnetna permeabilnost i izražava se kao (2.9)

$$\mu_{rev} = \frac{\Delta B}{\Delta H}, \Delta H \rightarrow 0. \quad (2.9)$$

Grafički prikaz koncepta modela reverzibilne permeabilnosti dat je na slici Sl. 2.3, na osnovu čega važi da se reverzibilna permeabilnost može predstaviti izrazom (2.10)



Slika 2.3 Grafički prikaz koncepta modela reverzibilne permeabilnosti.

$$\mu_{rev} = \lim_{\Delta H \rightarrow 0} \left(\frac{\Delta B}{\Delta H} \right) = \tan(\beta_r). \quad (2.10)$$

U slučaju materijala sa konstantnom, uniformnom permeabilnošću, poput vazduha, vrednost induktivnosti može se predstaviti odnosom sprežnog fluksa u struje namotaja (2.11)

$$L_{diff} = \frac{\Psi(t)}{i(t)}. \quad (2.11)$$

U slučaju feromagnetskih materijala, može se definisati diferencijalna vrednost induktivnosti, kao količnik promene magnetnog fluksa i promene struje namotaja (2.12)

$$L_{diff} = \frac{d\Psi(t)}{di(t)} = N \cdot \frac{d\phi(t)}{di(t)}. \quad (2.12)$$

Promena fluksa je u tom slučaju funkcija amplitude naizmjenične struje namotaja i_{ac} i vrednosti jednosmerne struje predmagnetizacije I_{DC} . Kako se struja predmagnetiza-

cije može smatrati konstantnom, ukupan fluks u jezgru jednak je superpoziciji fluksa iniciranog od strane struje premagnetizacije i naizmjeničnog fluksa radnog namotaja. Na osnovu jednačina (2.8) i (2.12) može se zaključiti da je vrednost diferencijalne induktivnosti zavisna od amplitude naizmjenične struje namotaja kao i amplitude jednosmerne struje predmagnetizacije.

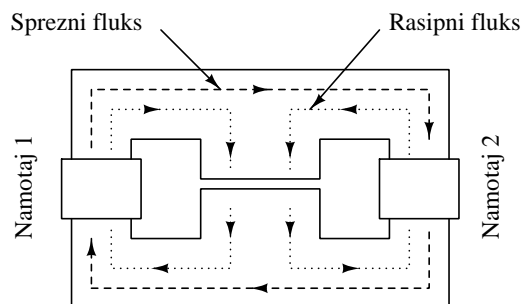
Kako magnetska permeabilnost igra istu ulogu kao električna provodnost, određena analogija se može uspostaviti između magnetskog i električnog kola. Uz to treba napomenuti da je magnetska permeabilnost uvek različita od nule, čak i u vakumu. Zbog ove okolnosti, rasipni fluks javlja se u manjoj ili većoj meri u svim magnetskim kolima, osim u slučaju idealno namotanog torusnog transformatora, gde je sav fluks sadržan u magnetnom jezgru. Svaka magnetna putanja može se predstaviti odgovarajućom vrednosti reluktance, prema jednačini (2.7), dok se namotaji mogu predstaviti kao izvori magnetomotorne sile.

2.2 Osnovne karakteristike elemenata spregnutih induktivnosti

Usled sve izraženije potrebe industrije za minijaturizacijom kola energetske elektronike, umanjene dimenzije magnetnih komponenata pretvarača, poput transformatora i prigušnica postalo je izuzetno važno. Osnovni metod uvećanja gustine snage kod energetskih pretvarača, najčešće umanjnjem veličine pasivnih komponenti, jeste uvećanje radne prekidačke učestalosti pretvarača. Međutim, nedostatak ove metode predstavlja uvećani elektromagnetni šum i u nekim slučajevima uvećanje prekidačkih gubitaka. Uvećanje gustine snage pretvarača takođe je moguće implementacijom topologije više-faznih pretvarača, koje privlače sve veću pažnju istraživača. U opštem slučaju, fazni pomeraj više-faznog pretvarača dat je sa $360^{\circ}/P$, gde je P broj pojedinačnih faza. Glavne prednosti više-faznih pretvarača u odnosu na mono-fazne mogu se ogledati u sledećem: umanjene vrednosti kapacitivnosti ulazno/izlaznih kondenzatora usled umanjene vrednosti efektivne struje kondenzatora, gubici i termalni stres aktivnih/pasivnih komponenti pretvarača može biti umanjeno i distribuirano. Sa druge strane, implementacijom više-fazne strukture dolazi do uvećanja broja aktivnih/pasivnih komponenti. Međutim ove komponente mogu biti integrisane u prekidačke module što umanjuje zahtevan/potreban prostor za njihovu montažu. Isto tako, broj magnetnih komponenti više-faznog pretvarača najčešće odgovara broju faza. Shodno tome, radi postizanja visoke gustine snage pretvarača, najčešće se pribegava upotrebi integrisanih

magnetnih komponenti, koje se sastoje iz jednog magnetnog jezgra i više namotaja [77, 57, 78].

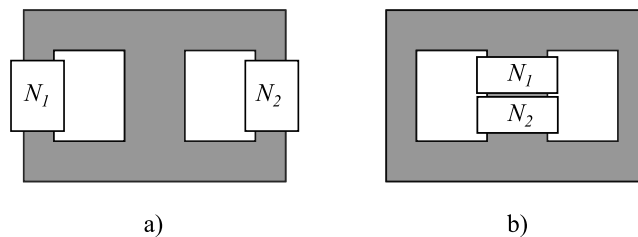
Standardna realizacija elementa spregnute induktivnosti sa dva namotaja, ilustrovana je na Sl. 2.4. Vazdušni procep je u prikazanom slučaju smešten u centralnoj magnetnoj grani, dok u drugim realizacijama može biti distribuiran u spoljne magnetne grane jezgra, radi umanjavanja vrednosti rasipnog fluksa u okolini procepa. Uticaj rasipnog fluksa u okolini procepa na zagrevanje provodnika ogleda se u pojavi vrtložnih struja, koje se zatvaraju po preseku provodnika. Ukoliko je namotaj bliži jezgru promena fluksa koji deluje na provodnike je uvećana, shodno tome uvećavaju se gubici u provodnicima u zonama vazdušnih procepa, pri čemu se javljaju lokalna pregrevanja koja mogu dovesti do oštećenja izolacije. Na Sl. 2.4 prikazane su linije spregnutog fluksa između namotaja i putanja rasipnog magnetnog fluksa u slučaju elementa spregnutih induktivnosti sa dva namotaja. Deo fluksa koji se ne zatvara kroz oba namotaja elementa, odnosno rasipni fluks, može se predstaviti kao induktivnost curenja. Koeficijent sprege dva namotaja prikazane strukture direktno je proporcionalan količini fluksa koja je spregnuta između njih i obrnuto proporcionalan količini rasipnog fluksa.



Slika 2.4 Ilustracija elementa spregnutih induktivnosti sa dva namotaja.

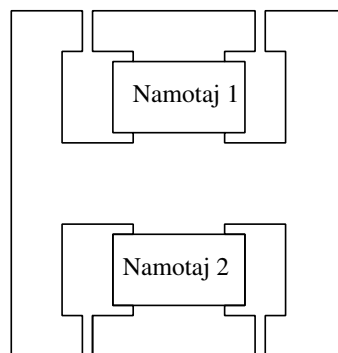
Upravljanjem vrednosti rasipnog fluksa, odnosno vrednosti rasipne induktivnosti, u većini slučajeva, moguće je kontrolisati vrednost koeficijenta sprege između namotaja. U cilju postizanja visoke vrednosti koeficijenta sprege, nameću se ograničenja u pogledu količine rasipnog fluksa u okolini namotaja i rasipnog fluksa u okolini vazdušnog procepa. Naime, način smeštanja namotaja i njihova organizacija u strukturi, direktno utiče na količinu rasipnog fluksa koji se zatvara kroz vazduh u njihovoj okolini. Shodno tome, prema načinu realizacije, strukture se mogu podeliti na realizacije sa niskom i visokom vrednošću koeficijenta sprege, kao što je ilustrovano na Sl. 2.5. U slučaju realizacija sa niskim koeficijentom sprege Sl. 2.5.(a), upravljanje koeficijen-

tom sprege vrši se promenom vrednosti reluktance srednje grane, najčešće dodavanjem vazdušnog procepa. U slučaju struktura sačinjenih od standardnih jezgra oblika E i I, maksimalna ostvariva vrednost koeficijenta sprege je blizu 0.95 [79] i to u slučaju E jezgra kada je centralna magnetna grana potpuno uklonjena. U slučaju realizacija sa visokim koeficijentom sprege, promenom položaja namotaja, ostvariva vrednost sprege je u opsegu 0.98-0.99, Sl. 2.5.(b). U ovakvim strukturama uobičajena je inverzna sprega namotaja, a samim tim i poništavanje jednosmernog magnetnog fluksa u jezgru, uzrokovanog srednjom vrednosti struje pojedinačnih namotaja.



Slika 2.5 Ilustracija realizacije magnetnih struktura sa niskim (a) i visokim (b) koeficijentom sprege.

Predlog novog oblika spregnutog kalema strukture „EIE”, predstavljen je u radu [8] i prikazan na Sl. 2.6. Predloženi tip oblika kalema prevazilazi probleme klasičnih struktura, što se ogleda u umanjenju vrednosti rasipnog fluksa u okolini vazdušnih procepa, dok je efektivna vrednost gubitaka uzrokovanih rasipnim fluksom u okolini vazdušnog procepa takođe umanjena, fizičkim pomeranjem mesta za smeštanje namotaja.



Slika 2.6 Ilustracija spregnutog kalema strukture „EIE”, predstavljenog u radu [8].

Dizajn elementa spregnutih induktivnosti sa tačno definisanom vrednošću koeficijenta sprege predstavlja izazov za inženjere, pretežno usled ograničenja koja nameće raspored i način smeštanja namotaja, kao i sam oblik i veličina magnetnog jezgra. Pored integrisanih magnetnih struktura sa dva namotaja, u cilju postizanja umanjene

talasnosti struje i napona komponenata pretvarača, struktura sa tri namotaja predstavljena je u radu [80]. Prednosti spregnutih magnetnih struktura koje su primenu našle u standardnim *buck/boost* topologijama pretvarača opisane su u radu [55] i pored ostvarivanja veće gustine snage pretvarača obuhvataju i kontrolu talasnosti struje namotaja [77] i odziva prilikom impulsnih promena opterećenja [81].

2.3 Magnetni pojačavači i magnetni regulatori

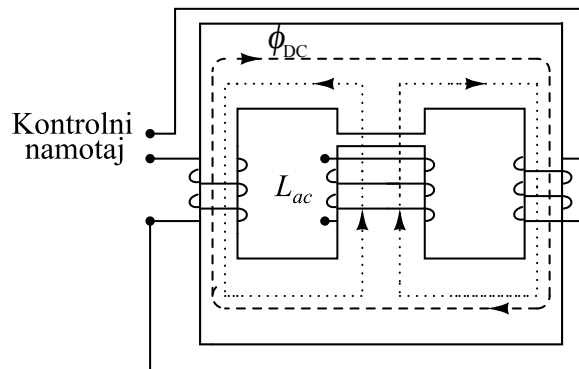
Pojava strujom kontrolisanih elemenata promenljive induktivnosti zabeležena je krajem devetnestog veka. Prva praktična primena ovih elemenata predstavljena je u radu [82], gde je opisan sklop pod nazivom "magnetni pojačavač" regulisao izlaznu snagu radio-predajnog kola. Zanimljivo je, da je načinom postavljanja namotaja u magnetnom pojačavaču obezbeđeno da ne postoji magnetna sprega između namotaja koji se koriste pri upravljanju induktivnosti i namotaja pojačavača. Neznatno kasnije ovi elementi našli su širu primenu u industriji, gde su okarakterisani kao pouzdani elementi koji ne zahtevaju održavanje [39]. Opisane primene pomenutih elemenata mogu se naći u radu [39], među kojima su: automatski sistemi za regulaciju grejanja, kola za regulaciju brzine DC motora, regulatori mrežnog napona, itd. Nedavno je savremena tehnologija pronašla nove aplikacije ovih magnetnih uređaja, prilagođavajući i menjajući topologije, osnovne strukture i materijale, ali pre svega tumačeći njihovu upotrebu na drugačiji način.

2.4 Analiza rada strujom kontrolisanih elemenata promenljive induktivnosti

Na osnovu prethodno prikazanih izraza (2.8) i izraza (2.12), može se zaključiti da promena struje predmagnetizacije feromagnetika utiče na promenu vrednosti inkrementalne permeabilnosti magnetnog materijala, a samim tim utiče na promenu vrednosti induktivnosti samog namotaja. Element upravljive induktivnosti podrazumeva upravljanje strujom predmagnetizacije na takav način, da radna tačka materijala može biti pozicionirana na bilom kojem delu histerezisne krive. Shodno tome, vrednost induktivnosti elementa može biti menjana, dok god se ne postigne zasićenje feromagnetika.

Prva pojava elementa kontrolabilne induktivnosti zabeležena je u radu [83], pod nazivom element "linearne promenljive induktivnosti". U slučaju predstavljenog elementa, magnetna struktura je bila sačinjena od dva feromagnetna jezgra. Načinom smeštanja namotaja izbegnuta je magnetna sprega između kontrolnih i radnih namotaja. Na takav način, uticaj radnog namotaja na kontrolne namotaje bio je onemogućen, uključujući i parazitivnu kapacitivnost namotaja, što predstavlja glavnu prednost u aplikacijama koje zahtevaju visoku prekidačku učestalost upravljačkog signala. Upotreba prethodno pomenutog elementa u radu [84], data je na primeru konvertora faktora snage, koji obezbeđuje rad u kontinualnom režimu vođenja pri niskim vrednostima opterećenja.

U radu [9], D. Medini i S. Ben Yaakov predstavili su sličnu strukturu sa naznakama da svoju primenu može naći u rezonantnim energetskim pretvaračima. Struktura je sačinjena od dva magnetna jezgra, oblika E i prikazana je na Sl. 2.7. Radni namotaj smešten je u centralnoj grani jezgra čija je induktivnost označena kao L_{ac} , dok su dva kontrolna namotaja smeštena u spoljašnjim magnetnim granama strukture. Kontrolni namotaji su povezani serijski, obrnutog polariteta, kako bi se poništila indukovana EMS, inicirana promenom fluksa radnog namotaja. Vazdušni procep smešten je u centralnu magnetnu granu jezgra, kako bi se usled struje predmagnetizacije izbeglo zasićenje celokupnog magnetnog materijala formiranog jezgra.

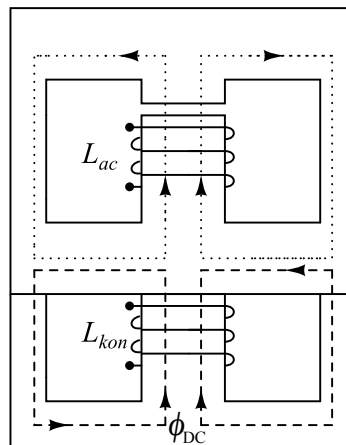


Slika 2.7 Ilustracija elementa strujom upravljive induktivnosti predstavljena u radu [9].

Na slici Sl. 2.7, označene su putanje magnetnog fluksa nastalog usled struje predmagnetizacije i fluksa radnog namotaja. Konstantna vrednost struje predmagnetizacije u kontrolnim namotajima, stvara konstantnu vrednost magnetomotorne sile u obe spoljašnje magnetne grane jezgra. Smer magnetomotorne sile u obe spoljašnje grane je suprotan smeru magnetomotorne sile koja se stvara usled struje u radnom namotaju. Magnetni fluks nastao usled struje predmagnetizacije zatvara se najvećim delom u spoljnim magnetnim granama, usled vazdušnog procepa u centralnoj magnetnoj grani

jezgra, odnosno uvećane reluktance centralne magnetne grane. Fluks usled promene struje u radnom namotaju, zatvara se kroz obe kontrolne magnetne grane, u smeru koji je naznačen na Sl. 2.7. Uvećanjem vrednosti struje predmagnetizacije, uvećava se reluktanca jednog dela jezgra, odnosno spoljašnjih magnetnih grana.

Slična struktura elementa promenljive induktivnosti predstavljena je u radu [10] i prikazana na Sl. 2.8. Predstavljena struktura sačinjena je od dva jezgra oblika E i otočne grane istog oblika. Radni namotaj smešten je u centralnu granu dva E jezgra, dok je kontrolni namotaj smešten u centralnu magnetnu granu otočnog jezgra. U ovom slučaju, postoji indukovana EMS u samom kontrolnom namotaju, usled promene fluksa iniciranog od strane radnog namotaja. Shodno tome, obezbeđena je dodatna filtracija priključaka kontrolnog namotaja, kako bi se izbegla indukcija naizmeničnog napona u kontrolnom kolu. Na slici Sl. 2.8, označene su putanje magnetnog fluksa nastalog usled struje predmagnetizacije i fluksa radnog namotaja. Evidentno je da se u ovom slučaju fluks usled struje predmagnetizacije većim delom zatvara u otočnoj grani strukture.

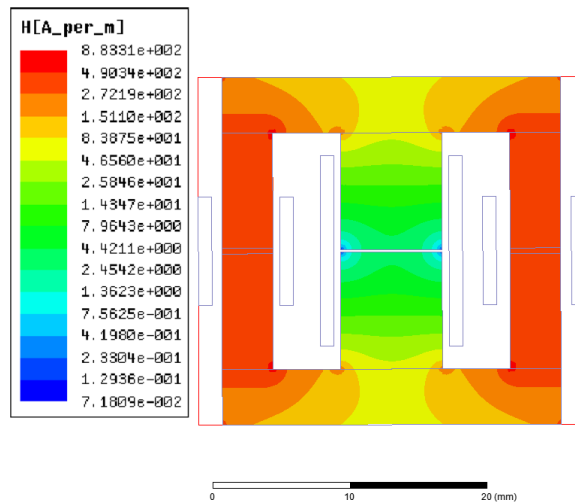


Slika 2.8 Ilustracija elementa strujom upravljive induktivnosti predstavljena u radu [10].

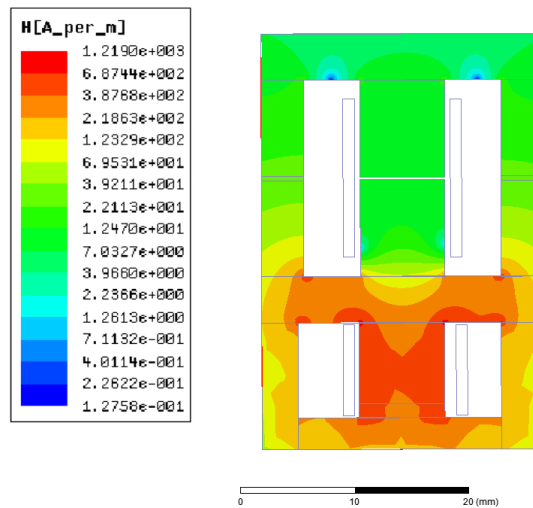
Karakterizacija elemenata promenljive induktivnosti vrši se merenjem zavisnosti promene vrednosti induktivnosti od vrednosti struje predmagnetizacije, $L_{ac}(I_{DC})$. U slučaju kada struja predmagnetizacije ne postoji, induktivnost radnog namotaja ima najvišu vrednost. Sa uvećanjem struje predmagnetizacije, vrednost induktivnosti opada, do trenutka kada feromagnetik ulazi u zasićenje.

U slučaju strukture predstavljene u radu [9], magnetno polje nastalo usled postojanja struje predmagnetizacije zatvara se u obe spoljasnje grane, kao posledica vazdušnog procepa koji se nalazi u centralnoj magnetnoj grani. Distribucija magnet-

nog polja usled struje predmagnetizacije, simulirana je upotrebom softverskog alata, metodom konačnih elemenata i prikazana na Sl. 2.9.(a). Simulacija je sprovedena u slučaju jezgra oblika E25 [85], N27 materijala [14], sa procepom u centralnoj grani dužine $l_g = 0.1$ mm. Iako je u radu [9] ostvarena varijacija kontrolabilne vrednosti induktivnosti od gotovo šest puta, prema istraživanju predstavljenom u radu [86], gubici u feritnom materijalu usled postojanja struje predmagnetizacije su uvećani u zavisnosti od vrednosti amplitude polja i do nekoliko puta.



(a) Za strukturu predstavljenu u radu [9].



(b) Za strukturu predstavljenu u radu [10].

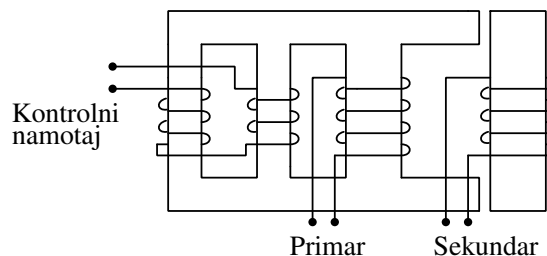
Slika 2.9 Simulirana distribucija jednosmernog magnetnog polja, usled struje predmagnetizacije za strukture na Sl. 2.7 i Sl. 2.8.

U slučaju strukture predstavljene u radu [10], distribucija polja usled struje predmagnećenja prikazana je na Sl. 2.9.(b). Za razliku od prethodno prikazane strukture,

magnetno polje usled struje predmagnetizacije ograničeno je samo u otačnoj grani i jednom delu glavnog jezgra. Ovako formirana struktura poseduje umanjene gubitke u feritnom materijalu, ali je shodno tome i maksimalna ostvariva varijacija kontrolabilne vrednosti induktivnosti ograničena.

2.5 Analiza rada strujom kontrolisanih elemenata promenljive magnetne sprege

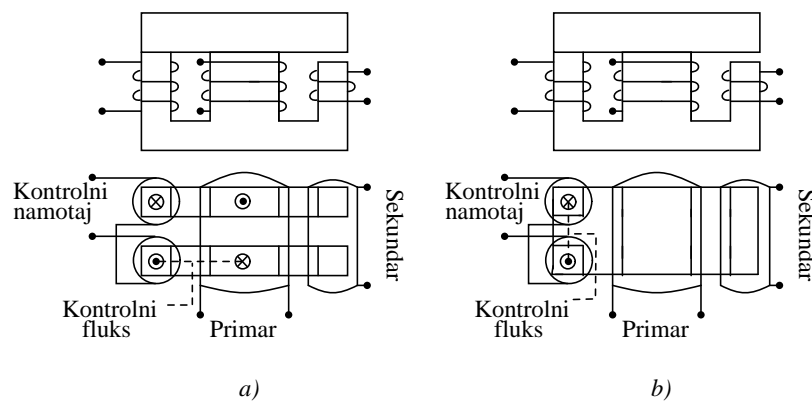
Dodavanjem jednog ili vise sekundarnih namotaja u prethodno opisanu strukturu elementa promenljive induktivnosti, nastaje element magnetno upravljive sprege. Ovakav tip magnetnog regulatora je prvi put predstavljen u dokumentu [11] i upotrebljen kao strujno upravljivi regulator naizmeničnog napona. Ovakav magnetni regulator koji sadrži četiri magnetne grane ilustrovan je na Sl. 2.10. Regulator promenom vrednosti struje predmagnetizacije reguliše vrednost reluktance kontrolnih magnetnih grana strukture. Promenom vrednosti reluktance kontrolnih magnetnih grana vrši se upravljanje količinom sprežnog fluksa između primarnog i sekundarnog namotaja.



Slika 2.10 Ilustracija strukture magnetnog regulatora predstavljenog u radu [11].

U radu [3], prethodno pomenuta struktura predstavljena je pomoću analitičkog modela dok su takođe prezentovana i poboljšanja postojećeg regulatora u vidu struktura sa tri magnetne grane, u kojima u kontrolnom namotaju ne postoji indukcija EMS usled promene vrednosti fluksa koja je posledica promene vrednosti struje u primarnom namotaju, Sl. 2.11. U slučaju strukture prikazane na Sl. 2.11.(a), magnetno polje usled struje predmagnetizacije osim u kontrolnim magnetnim granama prisutno je i u primarnoj magnetnoj grani, što značajno uvećava gubitke u magnetnom materijalu. Prema izlaganju predstavljenom u radu [3], potrebno je da poprečni presek primarne magnetne grane bude dovoljno veći od poprečnog preseka kontrolnih magnetnih grana, kako struja predmagnetizacije ne bi značajno uticala na vrednost

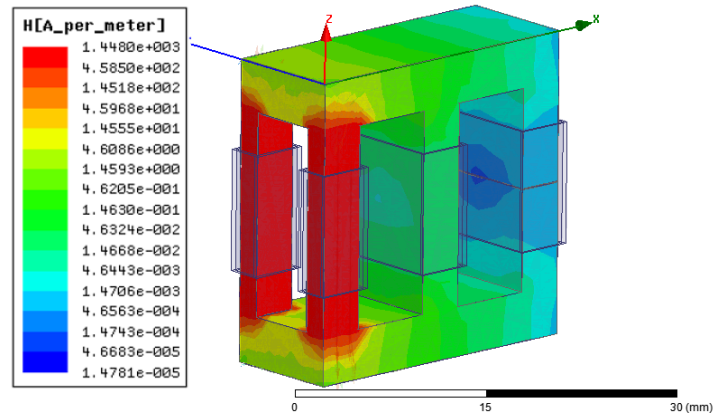
permeabilnosti primarne magnetne grane. Takođe, predstavljena struktura poseduje jasnu prednost u odnosu na strukturu na Sl. 2.10. U slučaju strukture sa četiri magnetne grane, magnetne putanje kroz svaku kontrolnu granu posedovaće različitu reluktancu, usled različite udaljenosti primarne od obe kontrolne grane. Kao rezultat pojave različite reluktance, može se javiti indukcija EMS na krajnim priključcima kontrolnog namotaja, pa je shodno tome potrebno obezbediti adekvatnu filtraciju. U slučaju strukture predstavljene na Sl. 2.11.(b), magnetno polje ograničeno je samo u kontrolnim magnetnim granama i okupira značajno manji deo celokupnog jezgra.



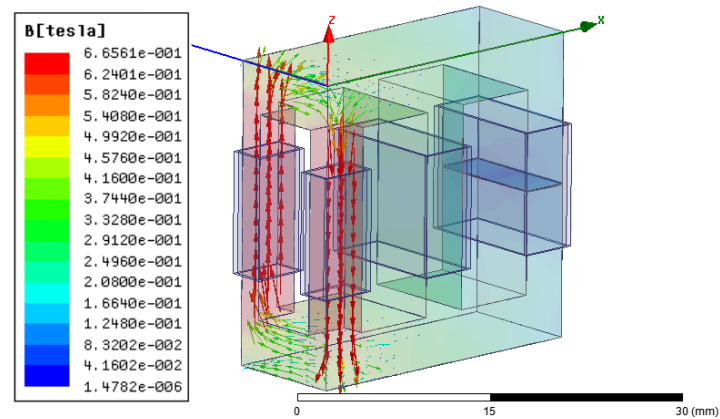
Slika 2.11 Ilustracija strujom kontrolisanih elemenata promenljive magnetne sprege predstavljenih u radu [3].

Distribucija magnetnog polja usled struje predmagnetizacije, simulirana je upotrebom metode konačnih elemenata za strukturu sa Sl. 2.11.(b) i prikazana na Sl. 2.12.(a). Simulacija je sprovedena za jezgro oblika E25 [85] sa identičnim poprečnim presecima magnetnih grana, N27 materijala [14], bez postavljenih vazdušnih procepa. Simulacija smera i intenziteta vektora magnetne indukcije, koje se zatvara u kontrolnim magnetnim granama usled struje predmagnetizacije, prikazana je na Sl. 2.12.(b).

Opisana struktura može se smatrati transformatorom sa upravljivim koeficijentom sprege, gde je broj primarnih navojaka različit od broja sekundarnih. Upravljajući reluktancom otočne magnetne grane, reguliše se količina rasipnog fluksa koji se ne zatvara kroz sekundarni namotaj, odnosno vrednost koeficijenta sprege između primarnog i sekundarnog namotaja. Na osnovu rezultata simulacije konačnih elemenata prikazane na Sl. 2.12.(a) može se zaključiti da distribucija magnetnog polja usled struje predmagnetizacije nije identična u primarnoj i sekundarnoj magnetnoj grani jezgra. Naime, vrednost intenziteta magnetnog polja u primarnoj grani je viša, usled kraće udaljenosti primarne grane od kontrolnih grana strukture, odnosno manje vrednosti reluktance primarne od sekundarne magnetne grane. Sa druge strane, smer linija



(a)



(b)

Slika 2.12 Rezultati simulacije distribucije a) magnetnog polja i b) indukcije usled struje predmagnetizacije, za strukturu na Sl. 2.11.(b).

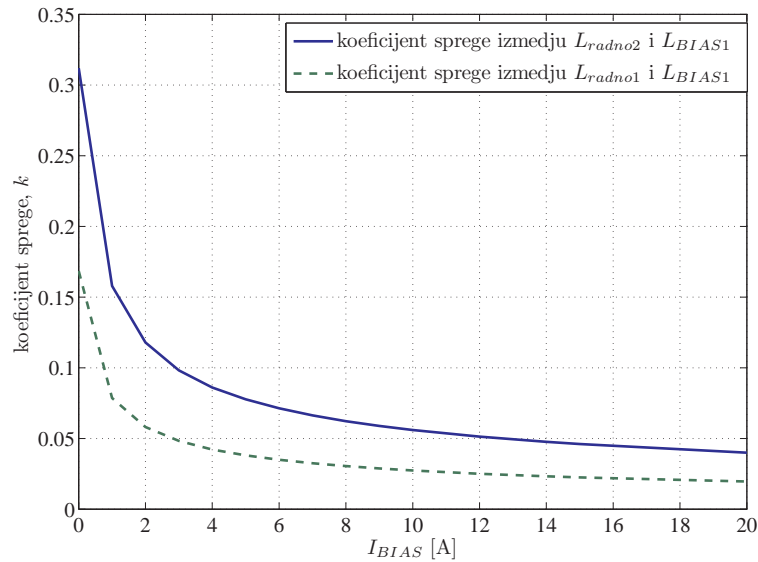
magnetnog polja usled struje predmagnetizacije prikazan na Sl. 2.12.(b), potvrđuje da je magnetno polje usled struje predmagnetizacije ograničeno samo u kontrolnim magnetnim granama strukture.

Kada se ova struktura upotrebi kao spregnuti kalem, odnosno kada je broj primarnih navojaka jednak broju sekundarnih, distribucija rasipnog fluksa nije simetrična za oba radna namotaja. Naime, promena struje predmagnetizacije, odnosno reluktance kontrolne grane, uzrokuje nesimetričnu promenu reluktance primarne i sekundarne grane u odnosu na kontrolnu granu, što uzrokuje nebalansiranu raspodelu rasipnog fluksa. Na Sl. 2.13.(a) prikazana je promena vrednosti koeficijenta sprege između dva radna namotaja (L_{radno1} , L_{radno2}) i jednog kontrolnog namotaja (L_{BIAS1}), u zavisnosti od intenziteta struje predmagnećenja. U slučaju opisane strukture, varijacija i inicijalne vrednosti koeficijenta sprege su različite sa promenom vrednosti jednosmerne struje. Takođe, varijacija i inicijalna vrednost samoindukcije radnih namotaja su takođe različite sa promenom vrednosti jednosmerne struje, što je predstavljeno na Sl. 2.13.(b). Za posledicu ovo može imati indukovanje EMS u kontrolnim namotajima usled promene fluksa u radnim namotajima. Shodno tome, potrebno je obezbediti dodatnu filtraciju priključaka kontrolnog namotaja, kako bi se izbegla indukcija naimeničnog napona u upravljačkom kolu.

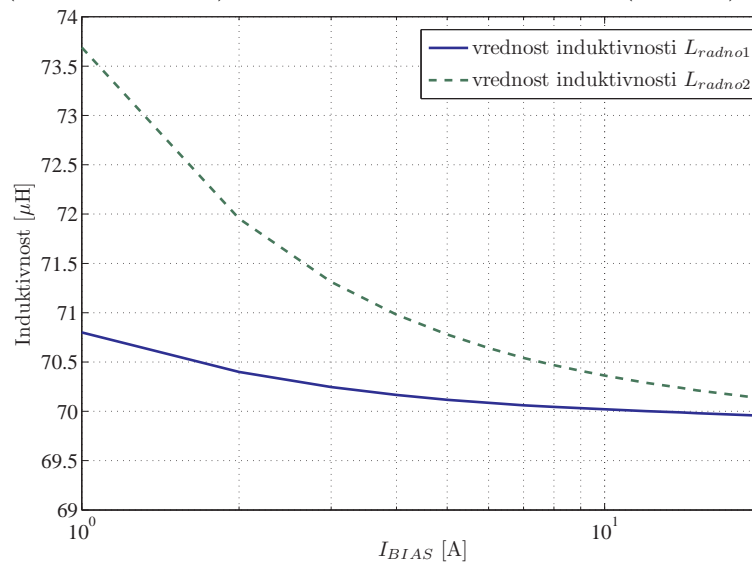
Drugi tip strukture magnetno upravljive sprege predstavljen je u dokumentima [4] i [12], sačinjen od specijalno izrađenih jezgra. U otvor duž ose jezgra smešten je kontrolni namotaj, dok su potom primar i sekundar namotani ortogonalno u odnosu na kontrolni namotaj. Izgled strukture predstavljen je na Sl. 2.14. Kontrolom vrednosti struje predmagnećenja reguliše se vrednost efektivne permeabilnosti celog feromagnetnog jezgra. Evidentno je da se uvećanjem struje predmagnetizacije uvećava vrednost magnetnog polja u čitavom jezgru. Kako su gubici u feritnom materijalu usled postojanja struje predmagnetizacije znatno veći, što je dokazano eksperimentalnim rezultatima predstavljenim u radu [86], struktura predložena u dokumentu [4] se ne može smatrati pogodnom za upotrebu u kolima energetske elektronike.

Struktura opisana u dokumentu [13] predstavlja transformator sa strujno upravljivim koeficijentom sprege. Struktura je sačinjena od glavnog i otočnog jezgra, kao što je ilustrovano na Sl. 2.15. Glavno jezgro je formirano nezavisno uključujući i namotaje primara i sekundara. Potom, postavljeno je otočno jezgro sa serijski povezanim kontrolnim namotajima. Postavljanjem namotaja na takav način izbegnuta je indukcija EMS u kontrolnim namotajima usled promene vrednosti struje u radnim namotajima.

Prema [13], između glavnog i otočnog jezgra predloženo je postavljanje vazdušnog procepa, kako bi distribucija polja usled struje predmagnećenja bila ograničena samo

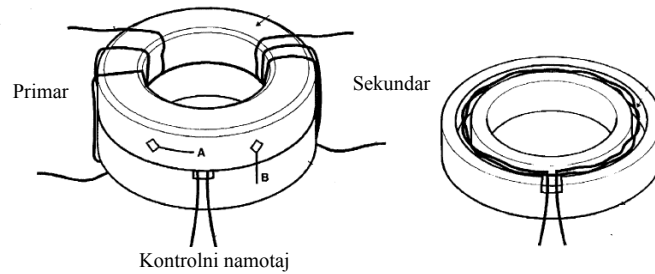


(a) Promena koeficijenta sprege između dva radna namotaja (L_{radno1} , L_{radno2}) i jednog kontrolnog namotaja (L_{BIAS1}).

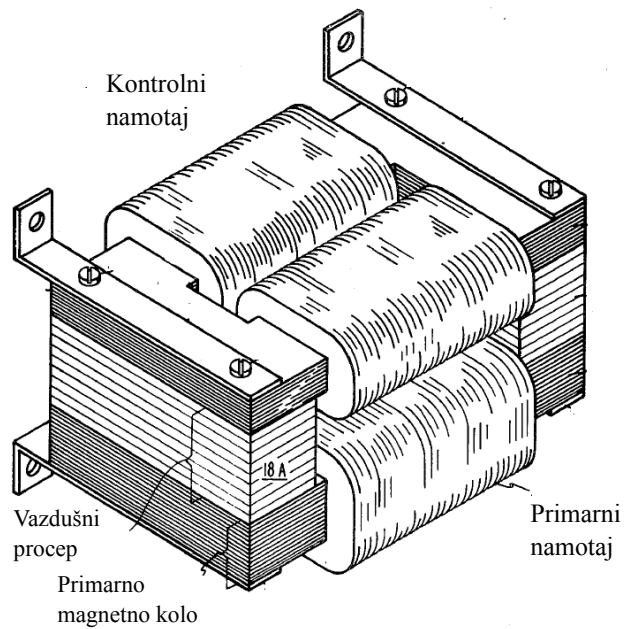


(b) Promena samoindukcije dva radna namotaja (L_{radno1} , L_{radno2}).

Slika 2.13 Promena vrednosti koeficijenta sprege i samoindukcije dva radna namotaja u zavisnosti od intenziteta struje predmagnećenja.

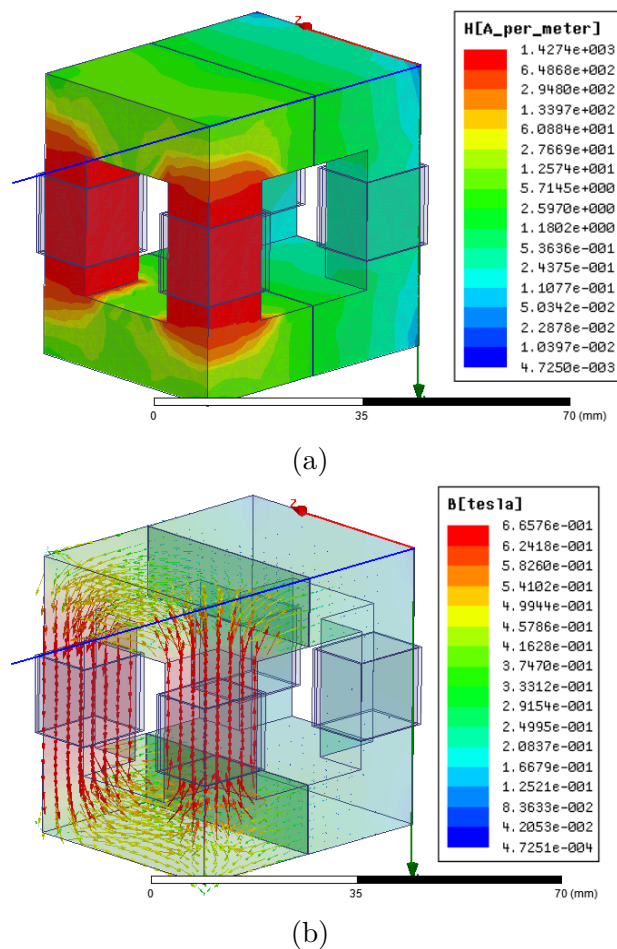


Slika 2.14 Struktura sa strujno upravljivim koeficijentom sprege, predstavljena u radu [4, 12].



Slika 2.15 Struktura transformatora sa strujno upravljivim koeficijentom sprege, predstavljena u dokumentu [13].

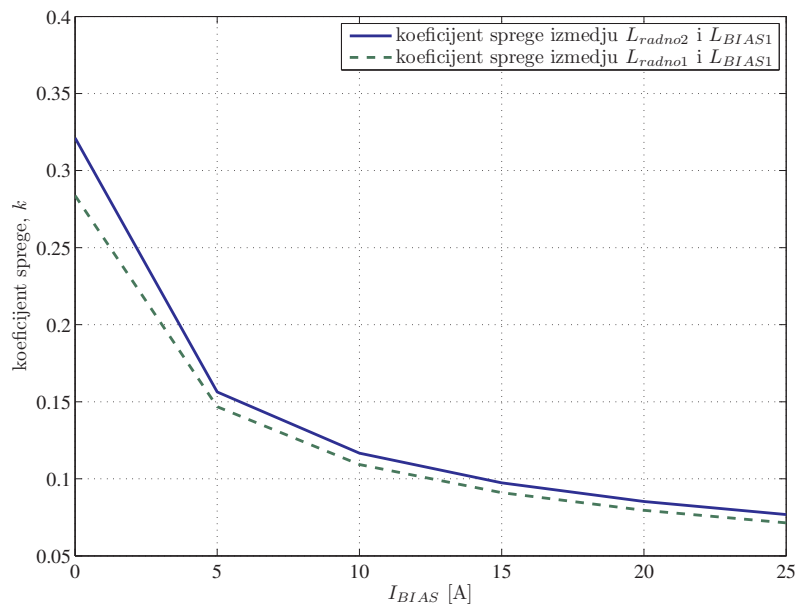
u otočnom jezgru. Shodno tome, magnetni fluks radnih namotaja koji se može zatvoriti kroz otočno jezgro je ograničen veličinom vazdušnog procepa, pa je samim tim ostvariva regulacija vrednosti koeficijenta sprege limitirana. Distribucija magnetnog polja usled struje predmagnetizacije, simulirana je za strukturu sa Sl. 2.15 metodom konačnih elemenata i rezultati su prikazani na Sl. 2.16.(a). Simulacija je sprovedena u slučaju specijalno izrađenog jezgra, N27 materijala [14], bez vazdušnog procepa u granama. Rezultat simulacije koja ilustruje smer i intenzitet vektora magnetnog polja koje se zatvara u kontrolnim granama usled struje predmagnetizacije, prikazan je na Sl. 2.16.(b).



Slika 2.16 Simulacija distribucije a) magnetnog polja i b) magnetne indukcije usled struje predmagnetizacije u slučaju strukture na Sl. 2.15.

Kada se ova struktura upotrebi kao spregnuti kalem, odnosno kada je broj primarnih navojaka jednak broju sekundarnih, distribucija rasipnog fluksa nije simetrična za oba radna namotaja usled nejednakih udaljenosti dve kontrolne od radne magnetne

grane. Naime, promena struje predmagnetizacije, odnosno reluktance kontrolne grane, uzrokuje nesimetričnu promenu reluktance primarne i sekundarne grane u odnosu na kontrolnu granu, što uzrokuje nebalansiranu raspodelu rasipnog fluksa. Na Sl. 2.17 prikazana je promena vrednosti koeficijenta sprege između dva radna namotaja (L_{radno1} , L_{radno2}) i jednog kontrolnog namotaja (L_{BIAS1}), u zavisnosti od intenziteta struje predmagnećenja. U slučaju opisane strukture, varijacija i inicijalne vrednosti koeficijenta sprege su različite sa promenom vrednosti jednosmerne struje. Iako je razlika vrednosti koeficijenta sprege znajno manja nego u slučaju strukture sa Sl. 2.13, za posledicu ovo može imati indukovanje EMS u kontrolnim namotajima usled promene fluksa u radnim namotajima, pa je shodno tome potrebno obezbediti dodatnu filtraciju priključaka kontrolnog namotaja.



Slika 2.17 Promena koeficijenta sprege između dva radna namotaja (L_{radno1} , L_{radno2}) i jednog kontrolnog namotaja (L_{BIAS1}).

Na osnovu rezultata simulacije, može se zaključiti da se magnetno polje usled struje predmagnetizacije jednim delom zatvara i u radnim granama strukture. Intenzitet magnetnog polja u radnim granama proporcionalan je vrednosti reluktance između kontrolnih i radnih grana strukture. U slučaju kada je potrebno ostvariti višu vrednost varijacije koeficijenta sprege, neophodno je umanjiti vrednost reluktance između kontrolnih i radnih grana, što dovodi do uvećanja vrednosti magnetnog polja u radnim granama. Shodno tome, neophodno je izabrati optimalne odnose poprečnih preseka grana i dužine vazdušnih procepa, što značajno uvećava složenost prilikom realizacije strukture.

Na osnovu prethodno prikazanih rezultata može se zaključiti da se postojeće strukture upravljive magnetne sprege ne mogu smatrati pogodnim za primenu u energetskim pretvaračima, pretežno usled nesimetrične promene vrednosti koeficijenta sprege između radnih i kontrolnih namotaja, kao i neograničenog uvećanja jednosmernog magnetnog polja u feromagnetnom materijalu. Nesimetrična promena vrednosti koeficijenta sprege može imati za posledicu indukovanje EMS u kontrolnim namotajima usled promene fluksa, pa je shodno tome potrebno obezbediti adekvatnu filtraciju priključaka kontrolnog namotaja. Uvećanje vrednosti jednosmernog magnetnog polja u materijalu jezgra koje nije ograničeno na samo kontrolne grane može imati za posledicu uvećanje gubitaka, samim tim umanjevanje efikasnosti samog pretvarača. Shodno tome, potrebno je razviti novu, magnetno simetričnu strukturu, koja prevazilazi prethodno pomenute nedostatke postojećih struktura i koja se kao takva može smatrati pogodnom za primenu u kolima energetske elektronike.

Glava 3

Predlog i analiza nove magnetno simetrične strukture sa strujno upravljivim koeficijentom sprege

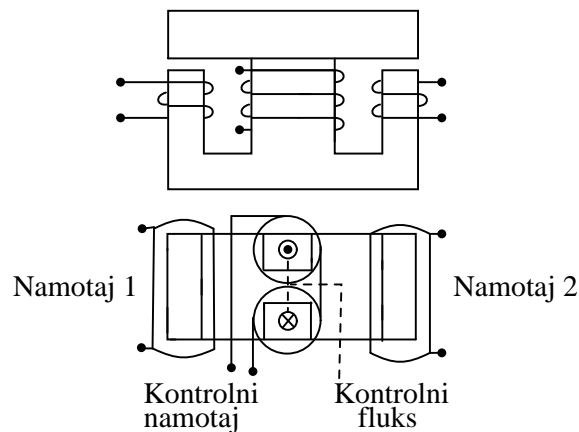
U ovom poglavlju dati su opis i analiza nove magnetno simetrične strukture sa strujno regulisanim koeficijentom sprege. Analitičko modelovanje strukture pomoću uprošćenog ekvivalentnog kola i korelisanje parametara modela sa realizovanom novom, magnetno simetričnom strukturom izvršeno je na osnovu eksperimentalno dobijenih rezultata. Predstavljani su granični slučajevi u kojima struktura može biti upotrebljena, kao i maksimalne i minimalne ostvarive vrednosti koeficijenta sprege. Opisan je uticaj predložene magnetno simetrične strukture sa strujno regulisanim koeficijentom sprege na karakteristike dvo-faznog pretvarača, podizača napona. Takođe, dat je primer određivanja parametara predložene strukture, uzimajući u obzir maksimalnu dozvoljenu vrednost magnetne indukcije u materijalu.

3.1 Analiza nove magnetno simetrične strukture sa strujno regulisanim koeficijentom sprege

Opisane realizacije magnetnih regulatora sa upravljivom vrednošću koeficijenta sprege predstavljene u prethodnom poglavlju se ne mogu smatrati pogodnim za primenu u simetričnim višefaznim energetskim pretvaračima, usled nesimetrične raspodele rasipnog fluksa i uvećanih gubitaka u magnetnom materijalu, koji su posledica uvećane vrednosti jednosmernog magnetnog polja u celom jezgru.

Glavni nedostatak strukture predstavljene u radu [3] jeste nesimetrična promena reluktance primarne i sekundarne magnetne grane u odnosu na kontrolnu magnetnu

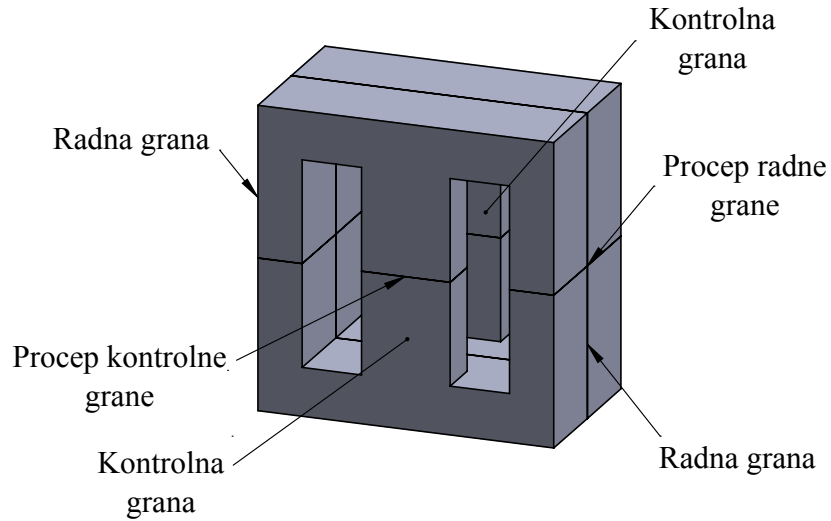
granu, što uzrokuje nebalansiranu raspodelu rasipnog fluksa, odnosno nesimetričnu promenu koeficijenta sprege dva radna i kontrolnog namotaja. Sa druge strane, postavljanjem dve kontrolne magnetne grane na radom [3] opisan način, distribucija magnetnog polja usled struje predmagnećenja ograničena je samo u kontrolnom delu jezgra, takozvanoj otočnoj magnetnoj grani, što se smatra poželjnim sa aspekta gubitaka u magnetnom materijalu. Pomeranjem kontrolnih magnetnih grana u središnji deo jezgra, može se formirati nova, magnetno simetrična struktura. Raspodela rasipnog fluksa u slučaju predložene strukture je simetrična, usled jednakih reluktanca primarne i sekundarne magnetne grane u odnosu na kontrolnu magnetnu granu, dok je magnetno polje usled struje predmagnećenja, pri određenom odnosu reluktanci magnetnih grana ograničeno samo u kontrolnim granama strukture. Struktura formirana na prethodno opisan način ilustrovana je na Sl. 3.1.



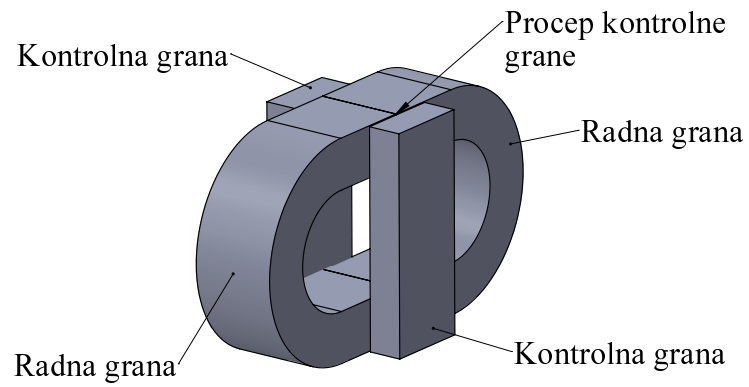
Slika 3.1 Ilustracija nove, magnetno simetrične strukture sa upravljivim koeficijentom sprege.

Jedan od načina realizacije predložene strukture predstavljen je na Sl. 3.2.a). Struktura je realizovana upotrebom specijalno izrađenih jezgra oblika E, na kojima je deo poprečnog preseka centralne grane prepolovljen. Na slici Sl. 3.2 naznačene su radne i kontrolne magnetne grane predložene strukture kao i mesta gde vazdušni procepi u radnim i kontrolnim magnetnim granama mogu biti postavljeni. Struktura takođe može biti izrađena korišćenjem komercijalno dostupnih jezgra oblika U i I, gde su jezgra oblika I postavljena kao kontrolne magnetne grane. Ovako formirana struktura ilustrovana je na Sl. 3.2.b).

Ukoliko izuzmemo kontrolne magnetne grane, odnosno centralnu magnetnu granu predložene strukture, magnetna sprega između dva radna namotaja obrnuto je proporcionalna količini rasipnog fluksa koji se zatvara kroz vazduh, u okolini samih namotaja.



(a)



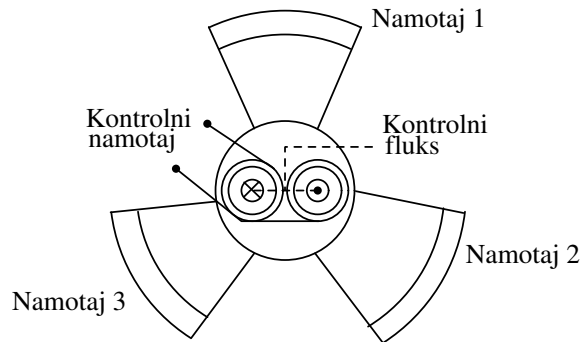
(b)

Slika 3.2 Realizacija predložene strukture opotrebom specijalno izrađenih jezgra oblika E a), realizacija strukture upotrebom jezgra oblika U i I b).

Koeficijent sprege takve magnetne strukture može se smatrati relativno visokim. Dodavanjem kontrolnih magnetnih grana, na način koji je to predstavljeno na Sl. 3.2, magnetni fluks jednog od radnih namotaja se jednim delom može zatvoriti kroz dodatne kontrolne magnetne grane. Na taj način količina fluksa spregnutog između radnih namotaja je umanjena odnosno, jedan deo magnetnog fluksa se zatvara kroz kontrolnu magnetnu granu, ne zatvarajući se kroz drugi radni namotaj. Ukoliko je reluktanca kontrolnih grana relativno niska, koeficijent sprege takve magnetne strukture se može smatrati relativno niskim. Dodavanjem vazdušnog procepa u radne magnetne grane, odnosno promenom reluktanci radnih grana, vrednost koeficijenta sprege postaje niska, jer se u tom slučaju magnetni fluks radnog namotaja se većim delom zatvara kroz kontrolnu magnetnu granu strukture. Promenom reluktance kontrolnih grana, dodavanjem procepa ili promenom poprečnog preseka centralne magnetne grane, upravlja se količinom fluksa koja nije spregnuta između radnih namotaja, tj. rasipnog fluksa. Dodavanjem kontrolnih namotaja u postavljene kontrolne magnetne grane, pomoću struje predmagnetizacije, moguće je kontrolisati vrednost reluktance kontrolnih grana, samim tim i vrednost rasipnog fluksa. Na taj način, promenom vrednosti struje predmagnetizacije, menja se vrednost inkrementalne permeabilnosti materijala a samim tim i reluktance kontrolnih grana i na taj način kontroliše količina rasipnog fluksa koja nije spregnuta između radnih namotaja. Postavljeni kontrolni namotaji u tom slučaju su povezani serijski, obrnutog polariteta, kako bi se poništila indukovana EMS, inicirana usled promene struje radnih namotaja.

Prethodno opisana struktura može biti implementirana i u vidu više-faznog spregnutog kalema sa strujno upravljivim koeficijentom sprege. Naime, izdvajanjem pojedinačnih radnih grana i zadržavanjem centralne magnetne grane, može se formirati slična struktura strujno upravljive vrednosti koeficijenta sprege. Na Sl. 3.3 ilustrovana je implementacija trofaznog elementa spregnutih induktivnosti sa strujno upravljivim koeficijentom sprege. Kao što je evidentno, trofazna struktura omogućava povezivanje do tri faze pretvarača i podrazumeva dve centralne magnetne grane sa postavljenim kontrolnim namotajima. Implementacija ovakve strukture je znatno otežana nego u slučaju dvo-fazne strukture, zahtevajući namenski proizvedena jezgra i zasebne kontrolne magnetne grane. Takođe, prilikom implementacije ovakve višefazne strukture nije moguće ostvariti simetrične udaljenosti svih faza u odnosu na kontrolne magnetne grane, što može imati za posledicu nejednaku promenu vrednosti reluktanci magnetnih grana i indukovanje EMS u krajnim priključima kontrolnog namotaja.

Distribucija jednosmernog magnetnog polja usled struje predmagnetizacije u slučaju strukture prikazane na Sl. 3.2, simulirana je upotrebom softverskog alata, prime-

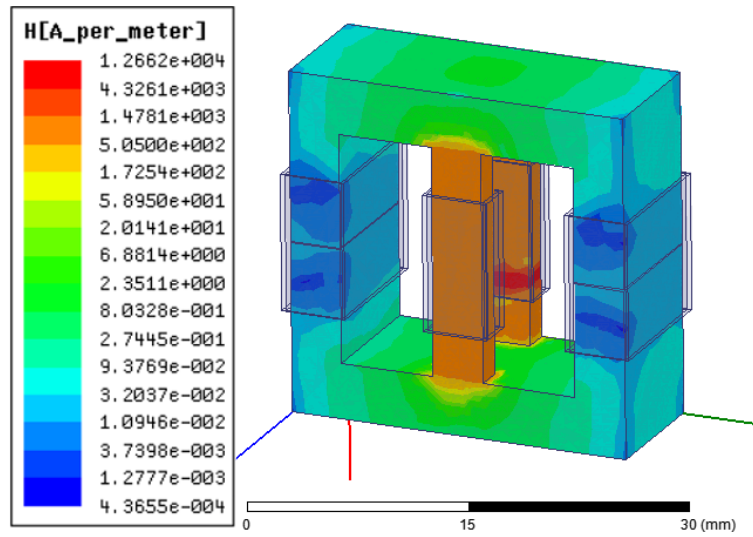


Slika 3.3 Realizacija predložene strukture u vidu trofazne spregnute induktivnosti sa strujno upravljivim koeficijentom sprege.

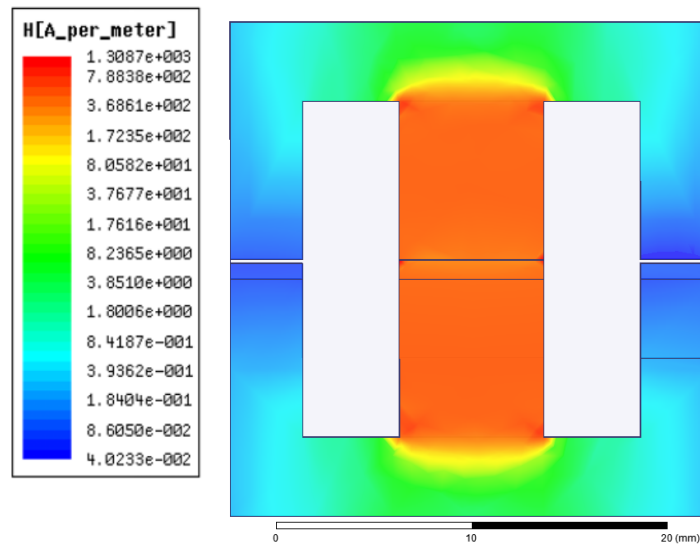
nom metode konačnih elemenata. Korišćen je E25 tip jezgra [85], N27 materijal [14] i postavljeni vazdušni procepi u radnim granama u vrednosti od $l_g = 0.1$ mm i vazdušni procepi u kontrolnim granama u vrednosti od $l_{g-c} = 10$ μ m. Distribucija intenziteta magnetnog polja H , usled struje predmagnetizacije u kontrolnim namotajima, za celu strukturu prikazana je na Sl. 3.4.(a), dok je distribucija intenziteta polja u preseku jedne radne i otočne magnetne grane prikazana na Sl. 3.4.(b). Na osnovu rezultata obe simulacije, evidentno je da intenzitet polja ima najvišu vrednost u centralnim granama gde se zatvara najveći deo jednosmernog fluksa. U okolini centralnih grana magnetno polje je znatno manjeg intenziteta, dok je u radnim granama vrednost polja praktično jednaka nuli.

Vrednost jednosmernog magnetnog polja usled struje predmagnetizacije pomoću simulacije posmatrana je u centralnoj i delu radne magnetne grane, pri različitim odnosima vrednosti dužine vazdušnih procepa radne i kontrolne magnetne grane l_g i l_{g-c} , odnosno pri različitim vrednostima odnosa reluktance kontrolne i radne magnetne grane. Na Sl. 3.5 prikazani su rezultati simulacije distribucije magnetnog polja u slučaju sa procepom u radnoj grani od $l_g = 0.1$ mm i bez procepa za prethodno pomenuti oblik jezgra istog materijala.

Zatvaranje linija magnetne indukcije u kontrolnim magnetnim granama usled struje predmagnetizacije može se najbolje ilustrovati Sl. 3.6. Na Sl. 3.6 prikazan je rezultat simulacije u vidu distribucije vektora magnetne indukcije \mathbf{B} pri $l_g = 0.1$ mm i $l_{g-c} = 10$ μ m. Na osnovu prikazanih rezultata simulacije može se zaključiti da se magnetno polje usled struje predmagnetizacije zatvara većim delom u kontrolnim magnetnim granama predložene strukture. Takođe, na osnovu prikazanih rezultata, može se zaključiti da je smer zatvaranja linija indukcije u kontrolnim granama ortogonalan smeru zatvaranja linija indukcije u radnim granama.



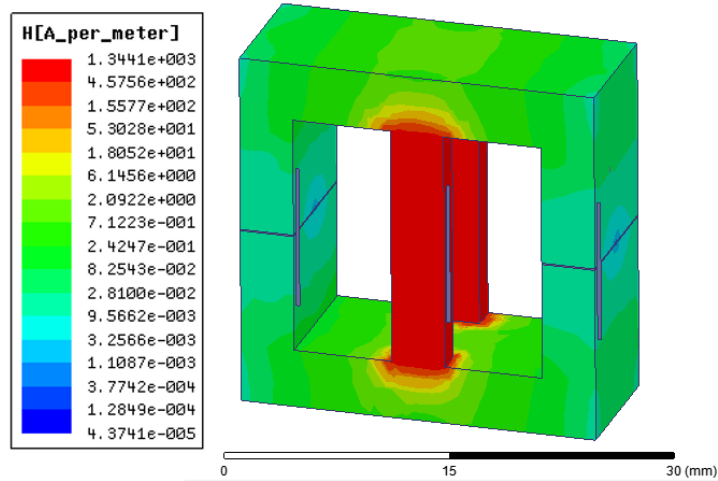
(a)



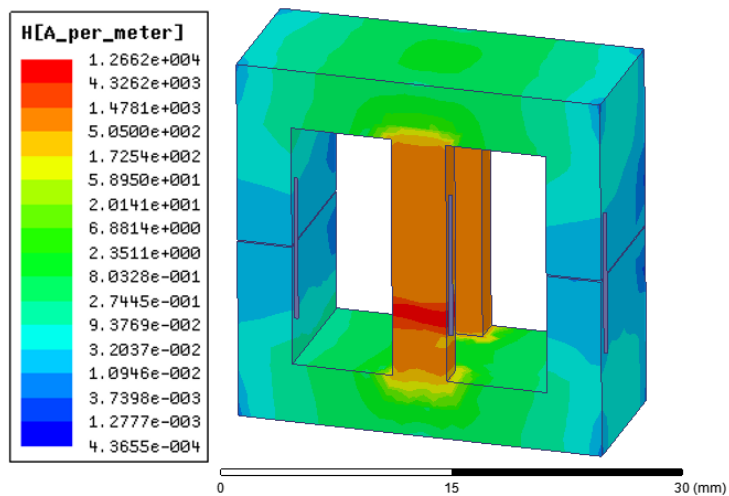
(b)

Slika 3.4 Distribucija intenziteta magnetnog polja H usled struje predmagnetizacije a) za celu strukturu, b) za vertikalni presek jedne radne i otočne grane.

3.1 Analiza nove magnetno simetrične strukture sa strujno regulisanim koeficijentom sprege

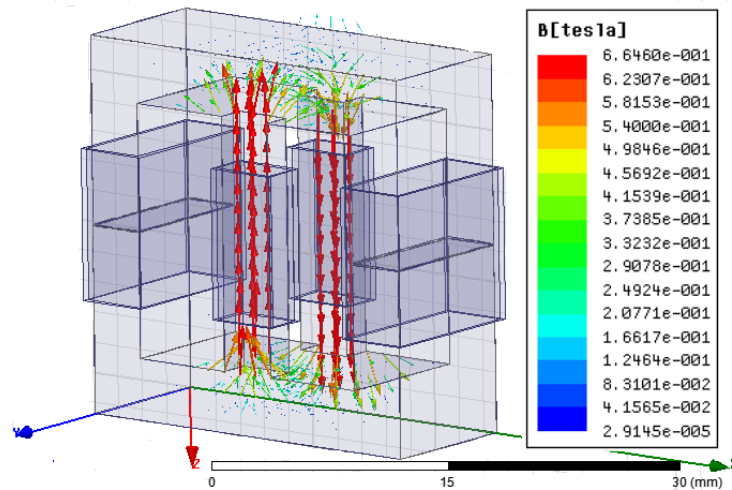


(a)



(b)

Slika 3.5 Distribucija magnetnog polja za datu strukturu u slučaju bez procepa a) i sa procepom u radnoj grani od $l_g = 0.1$ mm b).



Slika 3.6 Distribucija vektora magnetne indukcije \mathbf{B} usled struje predmagnetizacije.

Predložena struktura se može smatrati elementom spregnutih induktivnosti sa strujno upravljivim koeficijentom sprege, gde je broj primarnih navojaka jednak broju sekundarnih. Kontrolne magnetne grane postavljene su simetrično u odnosu na radne grane, što uzrokuje jednaku raspodelu rasipnog fluksa i fluksa iniciranog od strane radnih namotaja. Na osnovu rezultata simulacije, pokazano je da intenzitet polja usled struje predmagnetizacije pri promeni odnosa vrednosti dužina vazdušnih procepa, ima najvišu vrednost u centralnim magnetnim granama strukture. Kontrolom površine poprečnih preseka kontrolnih magnetnih grana i dužinom vazdušnih procepa u radnim i kontrolnim magnetnim granama, moguće je upravljati količinom rasipnog fluksa, a samim tim upravljati i koeficijentom sprege između radnih namotaja strukture. Kako bi detaljnije ispitali slučajeve u kojima opisana struktura može biti upotrebljena, u nastavku teksta biće predstavljeno izvođenje analitičkog modela predložene strukture.

3.2 Model nove magnetno simetrične strukture sa strujno upravljivim koeficijentom sprege

Razvoj modela je bitan za pravilno razumevanje ponašanja nove magnetne strukture i predstavlja koristan alat za projektovanje i razvoj prototipa, dok analiza magnetnog kola doprinosi razumevanju i predviđanju ponašanja zavisnosti magnetne sprege od struje predmagnećenja. Modelovanje magnetnih struktura pomoću diskretnih magnetnih reluktanci delova jezgra predstavlja najčešće upotrebljenu metodu prilikom

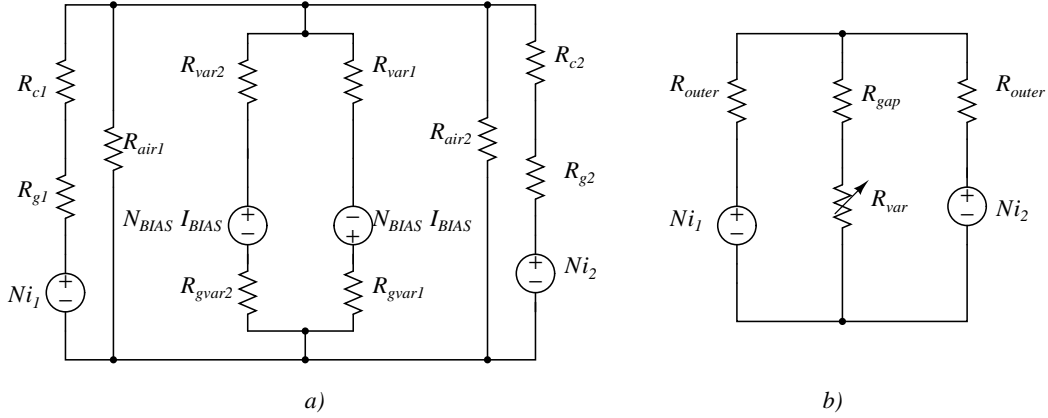
analize strujno upravljivih elemenata promenljive induktivnosti [87]. Metoda nudi zadovoljavajuću preciznost prilikom izračunavanja vrednosti induktivnosti i magnetnog fluksa, dok podrazumeva relativno komplikovan analitički model.

Budući da je predložena struktura prikazana na Sl. 3.2 magnetno simetrična, može biti predstavljena pomoću dvo-dimenzionog ekvivalentnog magnetnog kola, prikazanog na Sl. 3.7. Slično kao u radu [88], detaljan prikaz magnetnog kola strukture dat je na Sl. 3.7.(a). Radne magnetne grane predstavljene su pomoću odgovarajućih reluktanci magnetnog materijala $R_{c1,2}$ i kontrolne magnetne grane su predstavljene na sličan način, pomoću reluktanci $R_{var1,2}$. Reluktance vazdušnih procepa predstavljene su zasebnim reluktancama $R_{g1,2}$ u slučaju radnih magnetnih grana i $R_{gvar1,2}$ u slučaju kontrolnih grana. Pojava rasipnog fluksa koji se zatvara kroz vazduh u okolini namotaja može se predstaviti zasebnim reluktancama, prema metodi predloženoj u radu [89]. Vrednost reluktance kojom je modelovan rasipni fluks koji se zatvara između stranica u okolini procepa proporcionalan je poprečnom preseku grane i dužini procepa, dok je u slučaju modelovanja rasipnog fluks između uglova strukture reluktanca aproksimirana geometrijskim oblikom jezgra. Efekti rasipnog fluksa koji se zatvara kroz vazduh u okolini namotaja u slučaju modela predložene strukture predstavljeni su paralelno vezanom reluktancom $R_{air1,2}$. Pomenuta ekvivalentna reluktanca ima za posledicu umanjeње ukupne reluktance jezgra, pa se uz pogodnu konstrukciju strukture ona se može zanemariti u većini slučajeva, jer je njena vrednost daleko veća nego vrednost reluktance magnetnih grana jezgra. Kako rasipni fluks koji se zatvara kroz vazduh u okolini namotaja nije proporcionalan struji predmagnetizacije, model se može uprostiti na način na koji je to prikazano na Sl. 3.7.(b). Metod određivanja vrednosti reluktance magnetnih grana sa vazdušnim procepom, usled ivičnog efekta biće razmatran zasebno.

U slučaju uprošćenog modela, reluktance radnih magnetnih grana predstavljene su fiksnim veličinama dok je reluktanca kontrolnih grana predstavljena kao promenljiva veličina, jer je proporcionalna struji predmagnetizacije. Kako bi analizirali ponašanje strukture u prisustvu struje predmagnećenja, induktivnost radnih namotaja L , sprežna induktivnost M , na osnovu uprošćenog modela, mogu se izraziti kao (3.1) i (3.2):

$$L = N^2 \cdot \frac{R_{outer} + R_{center}}{R_{outer}^2 + 2 R_{center} R_{outer}}, \quad (3.1)$$

$$M = N^2 \cdot \frac{R_{center}}{R_{outer}^2 + 2 R_{center} R_{outer}}. \quad (3.2)$$



Slika 3.7 Predložena magnetno simetrična struktura predstavljena pomoću ekvivalentnog magnetnog kola a) i uprošćenog magnetnog kola b).

U jednačinama (3.1) i (3.2), R_{outer} označava reluktancu radne grane, R_{center} reluktancu ekvivalentne dve paralelne kontrolne magnetne grane, dok N označava broj navojaka u radnom namotaju. Reluktanca ekvivalentne dve paralelne kontrolne magnetne grane može se predstaviti jednačinom (3.3)

$$R_{center} = R_{leak} = \frac{1}{2\mu_0 A_{center}} \cdot \left(\frac{l_{ctrl}}{\bar{\mu}} + l_{gap-ctrl} \right), \quad (3.3)$$

gde je A_{center} - poprecni presek jedne centralne otočne magnetne grane, l_{ctrl} - efektivni magnetni put jedne centralne otočne grane, $l_{gap-ctrl}$ - dužina vazdušnog procepa jedne centralne otočne magnetne grane i $\bar{\mu}$ - relativna permeabilnost otocnih grana pri struji predmagnećenja. Reluktanca jedne radne grane može se izraziti kao (3.4)

$$R_{outer} = \frac{1}{\mu_0 A_{core}} \cdot \left(\frac{l_c}{\mu_{outer}} + l_{gap} \right), \quad (3.4)$$

gde je A_{core} - poprecni presek radne grane, l_c - efektivni magnetni put jedne radne grane, l_{gap} - dužina vazdušnog procepa jedne radne magnetne grane i μ_{outer} - relativna permeabilnost radne grane. Na osnovu predstavljene simulacije distribucije magnetnog polja možemo zaključiti da je uticaj struje predmagnetizacije na vrednost permeabilnosti radnih grana minimalan usled dodatih vazdušnih procepa u radnim magnetnim granama, odnosno uvećanih reluktanci radnih grana. Samo u slučaju kada je vrednost dužine vazdušnog procepa kontrolne i magnetne grane približno jednaka, odnosno kada su vrednosti reluktanci radnih i kontrolnih grana jednake, postoji ekvivalentni uticaj struje predmagnetizacije na permeabilnosti obe magnetne grane. Uz pretpostavku da je ovakav slučaj redak u praksi, što će biti pokazano u nastavku teksta,

radi pojednostavljenja analize uticaj promene struje predmagnetizacije na promenu vrednosti permeabilnosti radnih grana biće zanemaren.

Koeficijent sprege između radnih namotaja, može se izraziti jednačinom (3.5)

$$k = \frac{M}{L} = \frac{R_{center}}{R_{center} + R_{outer}}. \quad (3.5)$$

Zamenom izraza (3.3) i (3.4) u izraz (3.5) dobija se izraz (3.6),

$$k = \frac{\frac{1}{2\mu_0\beta} \cdot \left(\frac{l_{ctrl}}{\bar{\mu}} + l_{gap-ctrl} \right)}{\frac{1}{2\mu_0\beta} \cdot \left(\frac{l_{ctrl}}{\bar{\mu}} + l_{gap-ctrl} \right) + \frac{1}{\mu_0} \cdot \left(\frac{l_c}{\mu_{outer}} + l_{gap} \right)}, \quad (3.6)$$

koji nakon sređivanja postaje izraz (3.7)

$$k = \frac{1}{1 + 2\beta \cdot \frac{\frac{l_c}{\mu_i} + l_{gap}}{\frac{l_{ctrl}}{\bar{\mu}} + l_{gap-ctrl}}}, \quad (3.7)$$

gde je odnos poprečnog preseka kontrolne i radne grane dat kao $\beta = A_{center}/A_{core}$ i inicijalna, efektivna permeabilnost radnih grana, pre apliciranja struje predmagnećenja označena kao μ_i . Na osnovu jednačine (3.7) može se zaključiti da je vrednost koeficijenta sprege, u slučaju promenljive vrednosti struje predmagnećenja u mnogome zavisi od vrednosti odnosa dužine vazdušnog procepa u radnoj i kontrolnoj magnetnoj grani i od vrednosti odnosa poprečnih preseka kontrolne i radne magnetne grane. Uvećanjem dužine vazdušnog procepa u radnim magnetnim granama, dolazi do uvećanja njihove reluktance, što ima za posledicu zatvaranje većeg dela jednosmernog kontrolnog i naimeničnog radnog magnetnog fluksa u kontrolnim magnetnim granama. Sličan efekat može izazvati i uvećanje poprečnog preseka kontrolnih grana.

Uzimajući u obzir promenu vrednosti reluktance magnetnih grana sa vazdušnim procepom usled ivičnog efekta na osnovu rada [90], reluktanca ekvivalentne dve paralelne kontrolne grane može se predstaviti jednačinom (3.8)

$$R_{center} = \frac{1}{2\mu_0 A_{center}} \cdot \left(\frac{l_{ctrl}}{\bar{\mu}} + \frac{l_{gap-ctrl}}{(a_c + l_{gap-ctrl}) \cdot (t_c + l_{gap-ctrl})} \right), \quad (3.8)$$

gde je $a_c \times t_c = A_{center}$ vrednost poprečnog preseka kontrolne magnetne grane. Na isti način može se predstaviti i reluktanca radne grane, pa je shodno tome izraz (3.6)

jednak:

$$k = \frac{\frac{1}{2\mu_0\beta} \left(\frac{l_{ctrl}}{\bar{\mu}} + \frac{l_{gap-ctrl}}{(a_c + l_{gap-ctrl})(t_c + l_{gap-ctrl})} \right)}{\frac{1}{2\mu_0\beta} \left(\frac{l_{ctrl}}{\bar{\mu}} + \frac{l_{gap-ctrl}}{(a_c + l_{gap-ctrl})(t_c + l_{gap-ctrl})} \right) + \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{l_c}{\mu_{outer}} + \frac{l_{gap}}{(a_o + l_{gap})(t_o + l_{gap})} \right)}, \quad (3.9)$$

gde je $a_o \times t_o = A_{outer}$ vrednost poprečnog preseka radne magnetne grane. Shodno tome izraz (3.7) postaje:

$$k = \frac{1}{1 + 2\beta \cdot \frac{\frac{l_c}{\mu_i} + \frac{l_{gap}}{(a_o + l_{gap}) \cdot (t_o + l_{gap})}}{\frac{l_{ctrl}}{\bar{\mu}} + \frac{l_{gap-ctrl}}{(a_c + l_{gap-ctrl}) \cdot (t_c + l_{gap-ctrl})}}}. \quad (3.10)$$

U nastavku, prilikom analize promene vrednosti koeficijenta sprege k sa promenom struje predmagnetizacije, biće korišćen izraz (3.10).

U cilju određivanja zavisnosti promene vrednosti koeficijenta sprege od promene vrednosti struje predmagnećenja, zavisnost vrednosti efektivne reverzibilne permeabilnosti feromagnetika od promene vrednosti magnetnog polja, $\bar{\mu}(H)$ je numerički modelovana. Na osnovu jednačine (3.3) može se zaključiti da je vrednost reluktance funkcija magnetne permeabilnosti materijala, čija vrednost zavisi od jednosmerne radne tačke u datoj B-H krivi materijala. U okviru ove disertacije prilikom analitičkog modelovanja dinamičke krive magnetizacije (B-H krive) upotrebljen je Brauer-ov model B-H krive [91], u čijem je slučaju zavisnost vrednosti magnetne indukcije i polja data kao:

$$H(B) = (k_1 \cdot e^{k_2 \cdot B^2} + k_3) \cdot B, \quad (3.11)$$

gde su k_1 , k_2 i k_3 konstante Brauer-vog modela za svaki pojedinačni magnetni materijal. U okviru ove disertacije, prilikom modelovanja B-H krive materijala, efekti usled histerezisa biće zanemareni. Vrednosti konstanti modela k_1 , k_2 i k_3 izvedeni su na osnovu korelisanja podataka datih od strane proizvođača sa onim dobijenih analitičkom metodom. Modelovanjem B-H krive na osnovu Brauer-vog modela, prema izlaganju predstavljenom u radu [91], maksimalna relativna greška pri $B = 0.3 \text{ T}$ iznosi 26%.

Faktor demagnetizacije ϵ na osnovu istraživanja predstavljenom u radu [92] može se predstaviti jednačinom:

$$\epsilon = \frac{1}{\mu_e} + \frac{1}{\mu_i}, \quad (3.12)$$

gde je μ_e efektivna permeabilnost magnetnog kola sa vazдушnim procepom, dok je μ_i inicijalna permeabilnost magnetnog materijala. U slučaju kada je vrednost magnetnog fluksa u magnetnom kolu konstantna, jednačina (3.12) važi i prilikom odnosa efektivne reverzibilne permeabilnosti magnetnog kola sa vazдушnim procepom μ_{erev} i reverzibilne permeabilnosti $\mu_{rev}(B)$. Shodno tome, vrednost efektivne reverzibilne permeabilnosti magnetnog jezgra sa vazдушnim procepom može se izraziti kao:

$$\mu_{erev}(B) = \left(\frac{1}{\mu_{rev}(B)} + \epsilon \right)^{-1}. \quad (3.13)$$

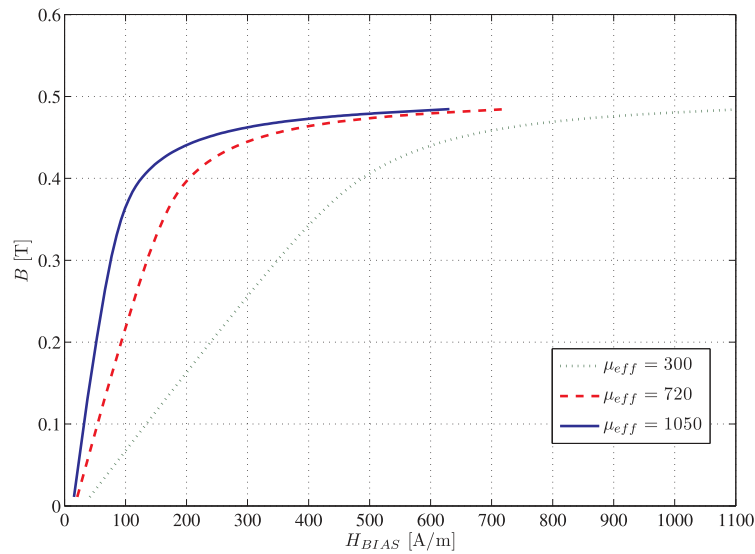
Usled vazdušnog procepa u samom jezgru, vrednost magnetnog polja u materijalu H_{int} je niža nego aplicirano magnetno polje usled struje predmagnetizacije H_{DC} i može se izraziti kao:

$$H_{int}(B) = H_{DC} - \frac{\epsilon}{\mu_0} \cdot B. \quad (3.14)$$

Potom, aplicirano jednosmerno magnetno polje u jezgru sa vazдушnim procepom može se opisati sledećom jednačinom:

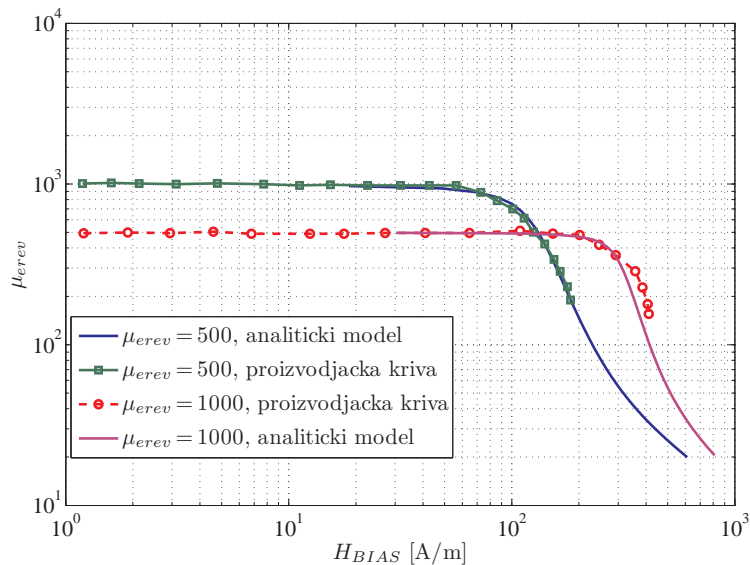
$$H_{DC}(B) = \frac{B}{\mu_i(B)\mu_0} + \frac{\epsilon}{\mu_0} \cdot B. \quad (3.15)$$

U cilju određivanja zavisnosti promene vrednosti efektivne reverzibilne permeabilnosti od jednosmernog magnetnog polja, dinamička kriva magnetizacije (B-H kriva) materijala N27 [14], pri različitim vrednostima efektivne permeabilnosti je numerički modelovana na osnovu prethodno prikazanog izvođenja, a rezultati su prikazani na Sl. 3.8. Zavisnost vrednosti reverzibilne permeabilnosti od jednosmernog magnetnog polja definisana je za različite vrednosti efektivne permeabilnosti jezgra. Upotrebom metode predstavljene u radu [9] i [92], zavisnost inicijalne permeabilnosti od vrednosti magnetnog polja u materijalu, modelovana je polinomskom funkcijom trećeg stepena. Potom je na osnovu metode opisane u radu [92], uticaj dodavanja vazdušnog procepa predstavljen faktorom demagnetizacije. Uz pretpostavku da je vrednost magnetnog fluksa u kolu homogena, efektivna reverzibilna permeabilnost je proporcionalna reverzibilnoj permeabilnosti uz korekciju faktorom demagnetizacije, na način na koji je to predstavljeno jednačinom (3.15). Numerički dobijena zavisnost reverzibilne permeabilnosti od vrednosti jednosmernog magnetnog polja, prikazana je na Sl. 3.9 za materijal



Slika 3.8 Numerički modelovana dinamička krive magnetizacija (B-H kriva), za materijal N27 [14].

N27 [14] i za različite inicijalne vrednosti efektivne permeabilnosti. Na Sl. 3.9, merene vrednosti efektivne permeabilnosti date od strane proizvođača [14], prikazane su uporedo sa analitički dobijenim vrednostima, na osnovu čega je potvrđena validnost prikazanog modela. U cilju dalje provere validnosti predstavljenog analitičkog modela



Slika 3.9 Numerički modelovana zavisnosti efektivne permeabilnosti u odnosu na vrednost magnetnog polja, za materijal N27 [14].

Tabela 3.1 Inicijalne eksperimentalno izmerene vrednosti koeficijenta sprege i induktivnosti u odsustvu struje predmagnetizacije.

| Odnos | Induktivnost rad. nam. | Koef. sprege |
|-----------|--------------------------|--------------|
| λ | $L_{prim} [\mu\text{H}]$ | k |
| 4.48 | 37.9 | 0.10 |
| 4 | 35.8 | 0.13 |
| 3.261 | 31.5 | 0.17 |
| 1.71 | 24.1 | 0.29 |

magnetne strukture, izvršeno je korelisanje parametara modela sa realizovanom novom magnetno simetričnom strukturom na osnovu eksperimentalno dobijenih rezultata.

3.2.1 Eksperimentalni rezultati

Eksperimentalni model strukture izrađen je prema predlogu izgleda prikazanom na Sl. 3.2.a). Prilikom realizacije korišćena su specijalno prilagodjena jezgra oblika E25 [85], uklopljena prema Sl. 3.2.a). Odnos površine poprečnih preseka između kontrolne i radne grane je manjan u opsegu od $\beta \approx 0.5$ do $\beta \approx 0.25$. Ukupan broj navojaka u kontrolnom namotaju iznosi $N_{BIAS} = 44$, predložen je na osnovu veličine jezgra i želje za ograničenjem maksimalne vrednosti struje predmagnetizacije. Broj navojaka u radnim namotajima iznosi $N = 10$. Kako bi kontrolisali inicijalnu vrednost efektivne permeabilnosti kontrolnih grana, dužina vazdušnog procepa $l_{gap-ctrl}$ je menjana u toku eksperimentalnih merenja u opsegu od $20 - 80 \mu\text{m}$. Dužina vazdušnih procepa u radnim granama je držana konstantnom, približne vrednosti $110 \mu\text{m}$, postavljanjem izolacione trake tačno određene debljine. Na ovakav način, inicijalna efektivna permeabilnost kontrolnih magnetnih grana je menjana, dok je efektivna permeabilnost radnih magnetnih grana ostala približno konstantna. Kako bi demonstrirali uticaj promene vrednosti reluktance kontrolnih i radnih magnetnih grana na promenu vrednosti koeficijenta sprege, odnos inicijalne vrednosti reluktance kontrolne i inicijalne reluktance radne magnetne grane definisan je kao λ .

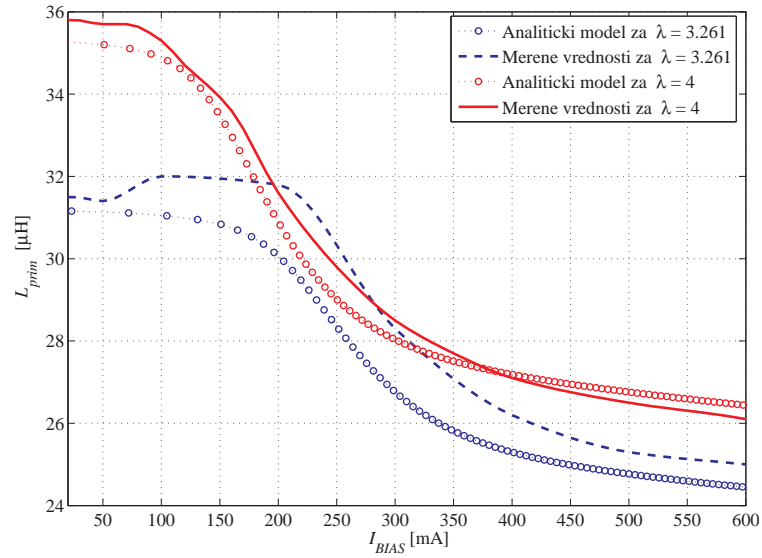
U prvom koraku, eksperimentalna merenja vrednosti induktivnosti i koeficijenta sprege urađena su upotrebom RLC metra oznake HP4194, na učestalosti od 10 kHz, u odsustvu struje predmagnećenja. Rezultati merenja sistematizovani su Tabelom 3.1. Vrednost koeficijenta sprege izmerena je *series-adding series-opposing* metodom, predstavljenom u radu [93].

U drugom koraku, eksperimentalna merenja vrednosti induktivnosti radnih namotaja L_{prim} i koeficijenta sprege k , urađena su u slučaju kada je vrednost struje predmagnetizacije I_{BIAS} regulisana u diskretnim koracima. Rezultati promene vrednosti induktivnosti i koeficijenta sprege, usled promene struje predmagnećenja dobijeni na osnovu analitičkog modela, prikazani su uporedno sa eksperimentalnim rezultatima na Sl. 3.10. Takođe, analitički i eksperimentalni rezultati prikazani su i pri različitim vrednostima parametra λ .

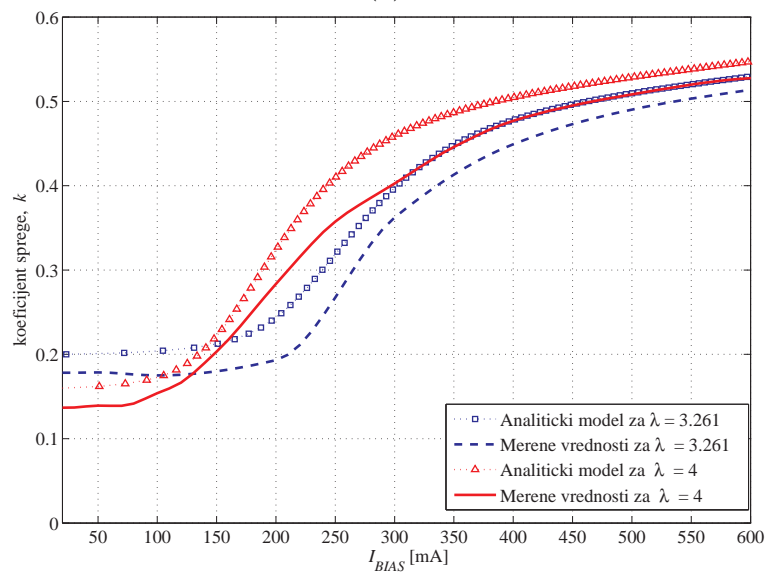
Zavisnost promene vrednosti induktivnosti radnog namotaja od intenziteta struje predmagnećenja prikazana je na Sl. 3.10.(a). Na osnovu rezultata može se zaključiti da se inicijalna vrednost induktivnosti i vrednost struje pri kojoj dolazi do promene, menjaju u skladu sa vrednosti λ . Naime, uvećanjem vazdušnog procepa u kontrolnoj grani, inicijalna vrednost induktivnosti je umanjena, usled umanjene vrednosti efektivne permeabilnosti otočnih grana. Takođe, vrednost struje pri kojoj vrednost induktivnosti počinje da opada je uvećana, usled promene osnovne krive magnećenja, odnosno promene efektivne reverzibilne permeabilnosti prikazane na Sl. 3.9. Zavisnost promene vrednosti koeficijenta sprege radnih namotaja od intenziteta struje predmagnećenja, prikazana je na Sl. 3.10.(b). Očekivano, uvećanjem vazdušnog procepa u kontrolnim magnetnim granama, inicijalna vrednost koeficijenta sprege je uvećana, usled uvećane reluktance kontrolnih grana, odnosno umanjene količine rasipnog fluksa koji se kroz njih može zatvoriti. Razlika između analitičkih i eksperimentalnih vrednosti prisutna je pri svim vrednostima parametra λ . Prikazana razlika delom je uzrokovana rasipnim fluksom koji se zatvara kroz vazduh u okolini namotaja i na čije rasipanje struja predmagnetizacije nema uticaja. Takođe, prikazana razlika je delom uzrokovana i nesavršenošću samog eksperimentalnog modela, tj rasipnom induktivnošću samih priključaka radnih namotaja.

Na osnovu prikazanih rezultata, može se zaključiti da promena vrednosti reluktance kontrolnih magnetnih grana, direktno utiče na količinu rasipnog fluksa koji nije spregnut između radnih namotaja strukture a ne zatvara se u okolini namotaja. Prema tome, različite inicijalne (početne) i maksimalne (kontrolabilne) vrednosti koeficijenta sprege mogu biti postignute. Promena vrednosti struje predmagnećenja takođe utiče na raspodelu rasipnog fluksa, gde usled uvećanja vrednosti struje dolazi do uvećanja reluktanci kontrolnih magnetnih grana. Količina rasipnog fluksa koji se zatvara kroz kontrolne magnetne grane je u tom slučaju umanjena, samim tim uvećana količina magnetnog fluksa je spregnuta između radnih namotaja.

Maksimalna kontrolabilna vrednost koeficijenta sprege u predloženoj strukturi, limitirana je količinom rasipnog fluksa koji se zatvara kroz vazduh u okolini namotaja



(a)



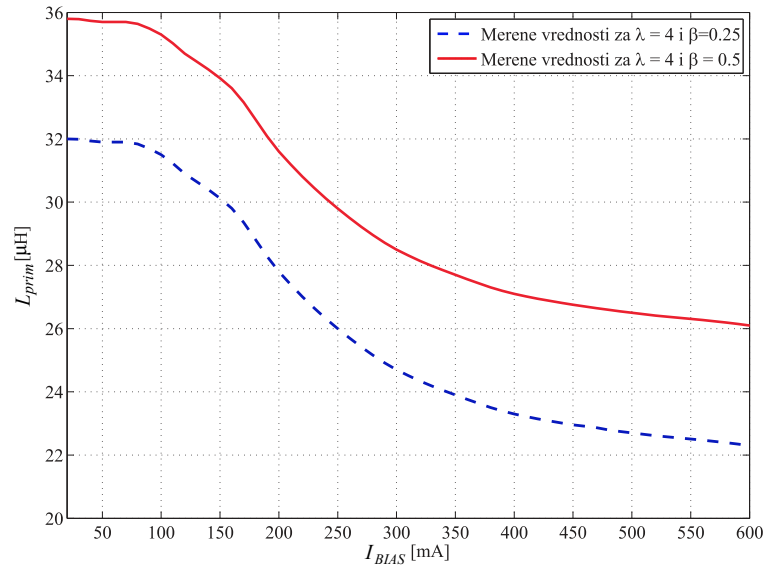
(b)

Slika 3.10 Zavisnost promene vrednosti induktivnosti radnog namotaja, L_{prim} a) i koeficijenta sprege, k b) od intenziteta struje predmagnećenja, pri $\beta = 0.5$.

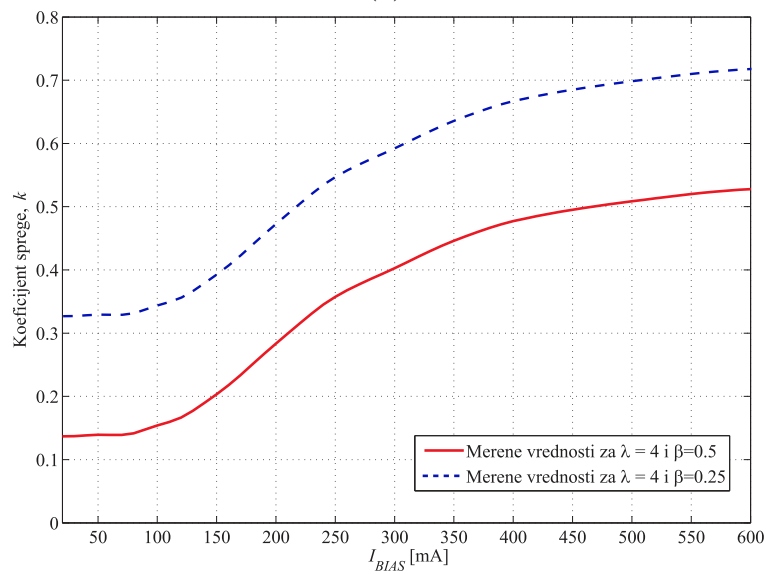
i kroz zasicen magnetni materijal kontrolnih grana. Regulacija maksimalne kontrolabilne vrednosti koeficijenta sprege može se ostvariti uvećanjem vrednosti reluktance kontrolnih grana, umanjnjem poprečnih preseka kontrolnih grana ili promenom dužine vazdušnog procepa. Eksperimentalni rezultati relativne promene vrednosti induktivnosti radnih namotaja i koeficijenta sprege pri promeni vrednosti odnosa poprečnih preseka $\beta = 0.25$ i $\lambda = 4$, prikazani su uporedo sa rezultatima za $\beta = 0.5$ na Sl. 3.11. Na osnovu prikazanih rezultata, evidentno je da je umanjnjem poprečnog preseka kontrolnih grana došlo do uvećanja inicijalne i maksimalne vrednosti koeficijenta sprege. Kako je umanjnje poprečnog preseka kontrolne magnetne grane uticalo je na uvećanje reluktance, manji deo rasipnog fluksa se može zatvoriti kroz otočne grane. Dalje umanjnje površine poprečnog preseka otočne grane bi svakako dovelo do uvećanja kako maksimalne tako i inicijalne vrednosti koeficijenta sprege, ali je tehnički otežano u slučaju standardnih oblika jezgra, usled krhosti feritnog materijala.

Uvećanje maksimalne kontrolabilne vrednosti koeficijenta sprege u predloženoj strukturi, može se takođe ostvariti uvećanjem dužine vazdušnog procepa u kontrolnim magnetnim granama. Eksperimentalni rezultati promene induktivnosti koeficijenta sprege za $\beta = 0.5$ i $\lambda = 1.71$ prikazani su na Sl. 3.12. Inicijalna vrednost koeficijenta sprege je evidentno uvećana, ali je usled promene efektivne permeabilnosti kontrolnih magnetnih grana potreban uvećan intezitet struje predmagnetizacije. Dalje uvećanje dužine vazdušnog procepa u kontrolnim granama je ograničeno usled komplikovane tehničke realizacije i uvećanih gubitaka u namotajima usled rasipnog fluksa u okolini vazdušnog procepa [79].

Zavisnost maksimalne varijacije kontrolabilnog koeficijenta sprege od odnosa permeabilnosti radne i kontrolne grane prikazana je na Sl. 3.13. Vrednost varijacije koeficijenta sprege merena je u diskretnim promenama parametra λ na osnovu Tabele 3.1. U slučaju kada je $\lambda = 4$ i u odsustvu struje predmagnetizacije, veći deo fluksa radnih namotaja zatvara se kroz otočnu granu tj. kontrolnu magnetnu granu, stoga je ostvariva varijacija vrednosti koeficijenta sprege četiri puta veća od inicijalne vrednosti. Uvećanjem vrednosti struje predmagnetizacije, vrednost reluktance kontrolnih magnetnih grana je uvećana, samim tim fluks radnih namotaja se u manjoj količini zatvara kroz kontrolne magnetne grane, stoga procenat umanjnja inicijalne vrednosti induktivnosti iznosi 25%. Sa druge strane, postavljanjem procepa u kontrolne i radne magnetne grane tako da je $\lambda = 1.71$, promena vrednosti induktivnosti radnih namotaja je umanjna na 5%, dok je ostvariva varijacija vrednosti koeficijenta sprege 2.5 veća od inicijalne vrednosti.

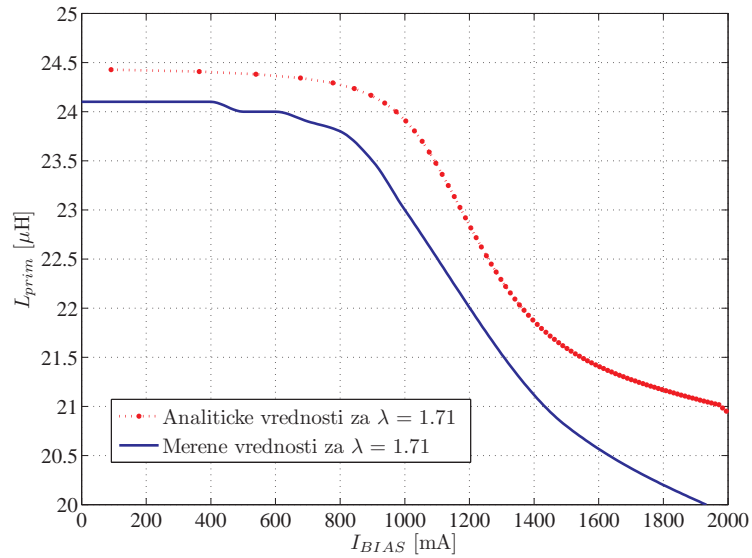


(a)

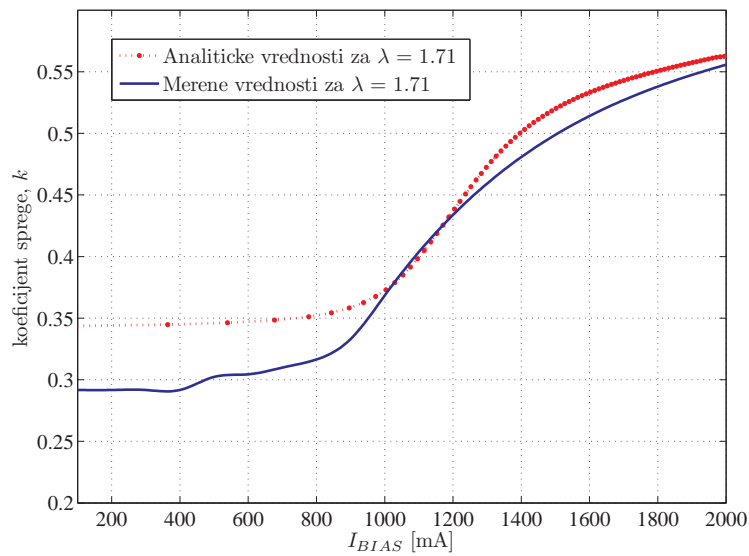


(b)

Slika 3.11 Zavisnost promene induktivnosti radnog namotaja L_{prim} a) i koeficijenta sprege, k b) od intenziteta struje predmagnećenja pri $\lambda = 4$, $\beta = 0.5$ i $\beta = 0.25$.

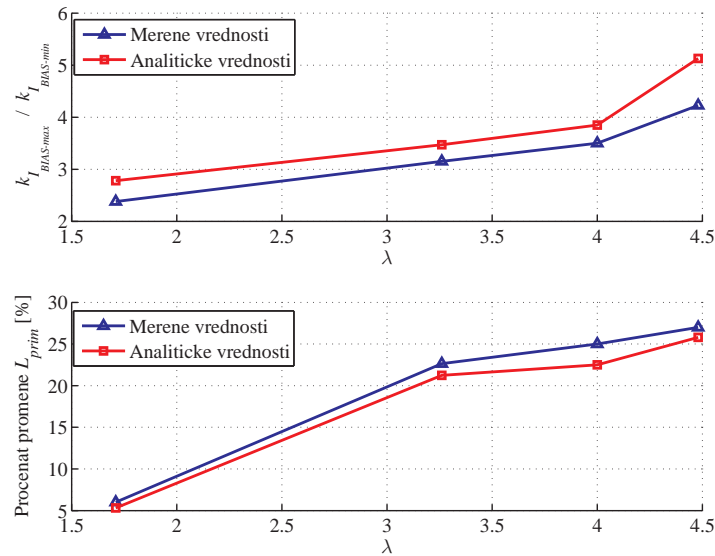


(a)



(b)

Slika 3.12 Zavisnost promene induktivnosti radnog namotaja L_{prim} a) i koeficijenta sprege, k b) od intenziteta struje predmagnećenja pri $\lambda = 1.71$, $\beta = 0.5$.



Slika 3.13 Zavisnost maksimalne promene vrednosti kontrolabilnog koeficijenta sprege od vrednosti odnosa induktivnosti radnog i kontrolnog namotaja.

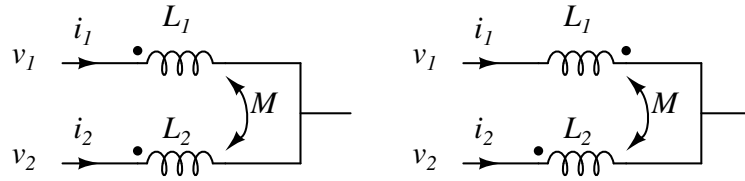
Postizanje visoke vrednosti koeficijenta sprege između radnih namotaja limitirana je realizacijom strukture odnosno, rasipnim fluksem u okolini namotaja i ivica magnetnih grana. Radi postizanja visoke vrednosti koeficijenta sprege potrebno je izmeniti realizaciju strukture, na način na koji je to predstavljeno u radu [79]. Naime, postavljanjem dva radna namotaja u sklopu centralne magnetne grane i kontrolom reluktance otočne magnetne grane, mogu se postići više vrednosti koeficijenta sprege.

3.3 Uticaj predložene strukture na karakteristike višefaznog *boost* pretvarača

Realizacija više-faznih pretvarača podrazumeva paralelno povezivanje mono-faznih pretvarača, gde je pobudni signal svakog pojedinačnog pretvarača fazno pomeren pomakom, određenim na osnovu ukupnog broja faza. Kao rezultat paralelnog rada pretvarača, efektivna frekvencija talasnosti ulazne i izlazne struje pretvarača jednaka je proizvodu broja faza i osnovne prekidačke učestalosti. Usled pomenutog efekta, potrebne vrednosti ulaznih i izlaznih filterski kondenzatora pretvarača mogu biti umanjene. Takođe, pomenuti metod povezivanja dovodi do umanjenja efektivne vrednosti struje ulaznih i izlaznih kondenzatora kao i do ublažavanja efekta elektromagnetnih

smetnji [94]. Kako bi izvršili dalju karakterizaciju i predložili metodu za određivanje parametara predložene magnetne strukture, u ovom odeljku biće analiziran uticaj promenljive vrednosti koeficijenta sprege spregnutog kalema, na karakteristike dvo-faznog *boost* DC-DC pretvarača. Svi prikazani rezultati u slučaju *boost* pretvarača, po sličnom principu mogu biti izvedeni i u slučaju dvo-faznog *buck* pretvarača, kao i u slučaju više-faznih struktura. Zavisnost promene vrednosti ekvivalentne induktivnosti i maksimalne vrednosti magnetnog fluksa u pojedinačnim granama jezgra od promene vrednosti koeficijenta sprege biće predstavljena pomoću analitičkog modela.

U slučaju spregnutog kalema sa dva namotaja, induktivnosti namotaja se ne mogu smatrati zasebnim, usled efekta magnetne sprege. Dva namotaja mogu biti direktno ili inverzno spregnuta, u zavisnosti od smerova motanja namotaja. Oba slučaja ilustrovana su na Sl. 3.14, gde su označeni pojedinačni naponi i struje kalemova kao i smerovi motanja namotaja. Spregnuti namotaji su povezani tako da su im krajevi namotaja sa jedne strane spojeni u istu tačku, što je najčešći slučaj upotrebe u praksi. U



Slika 3.14 Ilustracija direktno i inverzno spregnutih namotaja.

oba slučaja, elemenat spregnute induktivnosti može biti opisan jednačinom (3.16), gde je vrednost sprežne induktivnosti M pozitivna u slučaju kada su namotaji spregnuti direktno i negativna u slučaju kada su spregnuti inverzno

$$\begin{aligned} v_1 &= L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{di_2}{dt} \\ v_2 &= M \cdot \frac{di_1}{dt} + L_2 \cdot \frac{di_2}{dt}. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Kada su namotaji namotani simetrično i kada važi da je $N_1 = N_2 = N$, tada važi da je $L_1 = L_2 = L_{cp}$ i $k = M/L_{cp}$, pa se jednačina (3.16) može svesti na (3.17)

$$v_1 = L_{eq} \cdot \frac{di_1}{dt}. \quad (3.17)$$

Vrednost ekvivalentne induktivnosti (3.17) proporcionalna je odnosu napona v_1 i v_2 , čije vrednosti su promenljive kada se elemenat primeni u energetsom pretvaraču, u toku periode prekidačke učestalosti [55]. Samim tim, jednačina (3.16) može biti

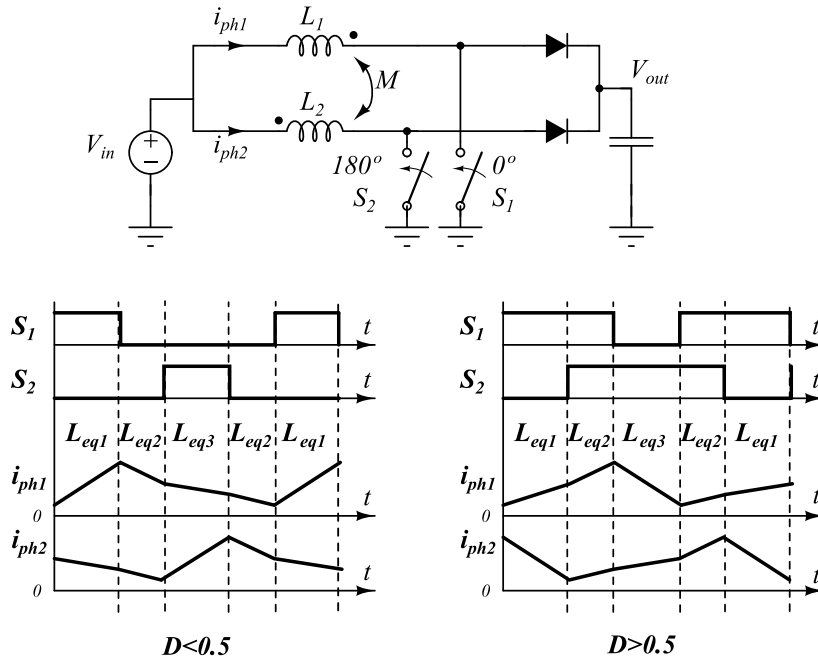
predstavljena izrazom (3.18)

$$\begin{aligned} v_1 + kv_2 &= (1 - k^2) \cdot L_{cp} \cdot \frac{di_1}{dt} \\ v_2 + kv_1 &= (1 - k^2) \cdot L_{cp} \cdot \frac{di_2}{dt}, \end{aligned} \quad (3.18)$$

gde se nakon sređivanja dobija izraz (3.19)

$$\begin{aligned} v_1 &= \frac{(1 - k^2) L_{cp}}{1 + k(v_2/v_1)} \cdot \frac{di_1}{dt} \\ v_2 &= \frac{(1 - k^2) L_{cp}}{1 + k(v_1/v_2)} \cdot \frac{di_2}{dt}. \end{aligned} \quad (3.19)$$

Izraz koji opisuje vrednost ekvivalentne induktivnosti L_{eq} može se odrediti na osnovu jednačine (3.19) ukoliko su poznati naponi v_1 i v_2 . U slučaju dvo-faznog *boost* pretvarača koji radi u kontinualnom režimu vođenja, ekvivalentna induktivnost u zasebnim vremenski intervalima može se predstaviti na osnovu dijagrama prikazanog na Sl. 3.15. Analiza ekvivalentne induktivnosti spregnutog kalema u diskontinualnom režimu rada je znatno složenija, predstavljena je u radu [95] i neće biti razmatrana u okviru ove disertacije. Kao posledica interakcije, u slučaju inverzno spregnutih namotaja, na

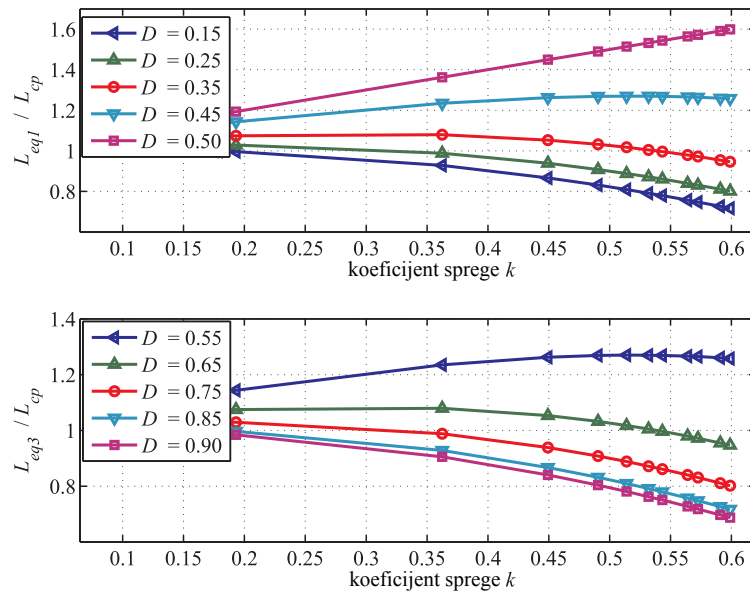


Slika 3.15 Ekvivalentna induktivnost u zasebnim vremenski intervalima u slučaju dvo-faznog *boost* konvertora, koji radi u kontinualnom režimu vođenja.

Tabela 3.2 Sistematizovane vrednosti ekvivalentne induktivnosti u slučaju inverzno spregnutih namotaja, za *boost* pretvarač.

| L_{eq1} | L_{eq2} | L_{eq3} |
|--|------------------------|--|
| $\frac{1 - k^2}{1 - \frac{D}{1 - D}} \cdot L_{cp}$ | $(1 - k) \cdot L_{cp}$ | $\frac{1 - k^2}{1 - \frac{1 - D}{D}} \cdot L_{cp}$ |

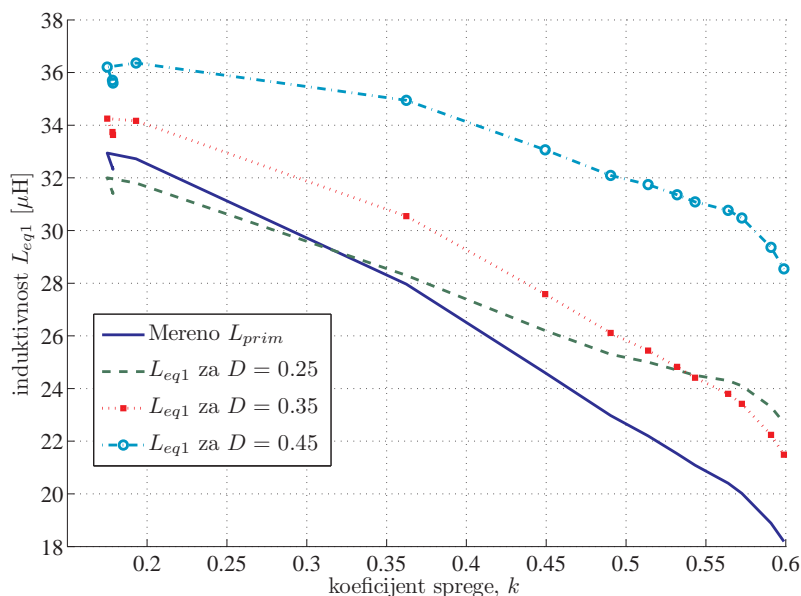
osnovu jednačina (3.18) i (3.19), tri različite jednačine koje opisuju vrednosti ekvivalentne induktivnosti u različitim vremenskim intervalima sistematizovane su Tabelom 3.2. U Tabeli 3.2 predstavljene su vrednosti u slučaju prikazanog *boost* pretvarača, dok se slične vrednosti mogu izvesti i na primeru *buck* pretvarača. Na osnovu dijagrama prikazanog na Sl. 3.15, može se zaključiti da vrednosti ekvivalentne induktivnosti L_{eq1} i L_{eq3} , određuju maksimalnu vrednost struje pojedinačne faze pretvarača, u slučaju kada je faktor ispune prekidačkog signala $D < 0.5$ i $D > 0.5$, respektivno. Na osnovu jednačina datih Tabelom 3.2, odnos normalizovane vrednosti L_{eq1} i L_{eq3} pri različitim vrednostima koeficijenta sprege k i faktora ispune D , prikazan je na Sl. 3.16. Promena



Slika 3.16 Normalizovana vrednost promene ekvivalentne induktivnosti L_{eq1} i L_{eq3} u odnosu na promenu vrednosti koeficijenta sprege k i faktora ispune D .

vrednosti ekvivalentne induktivnosti pri promeni vrednosti koeficijenta sprege najveća

je u slučaju graničnih vrednosti faktora ispunje prekidačkog signala D , dok se pri vrednostima $D = 0.35$ i $D = 0.65$, vrednost ekvivalentne induktivnosti može smatrati konstantnom u datom opsegu varijacije koeficijenta sprege. U slučaju predložene magnetne strukture, promenu ekvivalentne induktivnosti namotaja, potrebno je posmatrati zajedno sa promenom samoindukcije namotaja usled struje predmagnetizacije jezgra, što će biti pokazano u nastavku teksta. Primer prethodno opisanog uticaja ilustrovan je na Sl. 3.17, gde je promena vrednosti ekvivalentne induktivnosti L_{eq1} data na primeru predložene strukture strujno upravljive sprege, čija je karakteristika opisana Sl. 3.9, pri $\lambda = 3.261$ i za različite vrednosti faktora ispunje D .



Slika 3.17 Promena vrednosti ekvivalentne induktivnosti L_{eq1} data na primeru predložene strukture strujno upravljive sprege, pri $\lambda = 3.261$ i za različite vrednosti faktora ispunje D .

Imajući u vidu promenu vrednosti ekvivalentne induktivnosti sa promenom koeficijenta sprege, u smislu opisane aplikacije, moguće je ostvariti upravljanje graničnim režimom rada pretvarača i na taj način ostvariti meko prekidanje energetskih prekidača u širokom opsegu promene opterećenja. Naime, maksimalna vrednost opterećenja pretvarača određuje minimalnu vrednost ekvivalentne induktivnosti (L_{eq1} ili L_{eq3}), koja definiše talasnost struje kalema. Minimalna vrednost opterećenja pretvarača definiše maksimalnu vrednost ekvivalentne induktivnosti. Shodno tome, granični režim rada može biti ostvaren u opsegu promene opterećenja pretvarača promenom koeficijenta sprege odnosno upravljanjem vrednosti struje predmagnetizacije elementa kontrolabilne spregnute induktivnosti.

Imajući u vidu uprošćeni model magnetnog kola prikazan na Sl. 3.7, magnetomotorne sile $N \cdot i_1$ i $N \cdot i_2$ generišu magnetni fluks u radnim Φ_{outer} i centralnim granama Φ_{center} . Jednosmerni fluks radnih i centralnih grana strukture, usled jednosmerne komponente struje pojedinačnih namotaja može se predstaviti sledećom jednačinom:

$$\begin{cases} N I_{avg1} = \Phi_{o1} R_{outer} + \Phi_{o2} R_{center} \\ N I_{avg2} = \Phi_{o1} R_{outer} + \Phi_{o2} R_{center} \\ \Phi_c = \Phi_{o1} + \Phi_{o2}, \end{cases} \quad (3.20)$$

gde je I_{avg1} jednosmerna komponenta struje radnih namotaja, N broj namotaja radne induktivnosti. Jednosmerni fluks radnih grana Φ_{o1} i Φ_{o2} i fluks centralne grane Φ_c mogu se izraziti jednačinom:

$$\begin{cases} \Phi_{o1} = N I_{avg1} \cdot \left(\frac{1}{R_{outer} + 2R_{center}} \right) \\ \Phi_{o2} = N I_{avg2} \cdot \left(\frac{1}{R_{outer} + 2R_{center}} \right) \\ \Phi_c = \frac{2N \cdot I_{avg}}{R_{outer} + 2R_{center}}. \end{cases} \quad (3.21)$$

Vrednost talasnosti naizmenične komponente fluksa u radnim granama može se izraziti kao:

$$\Phi_{opp} = \frac{V_{in}}{N} DT_s, \quad (3.22)$$

gde su D i T_s faktor ispune i vrednost periode prekidačkog signala, respektivno. Na isti način, talasnost naimeničnog fluksa u centralnoj grani može se izraziti kao:

$$\begin{cases} \Phi_{cpp, D < 0.5} = \frac{1 - 2D}{1 - D} \cdot \frac{V_{in}}{N} DT_s \\ \Phi_{cpp, D > 0.5} = \frac{2D - 1}{D} \cdot \frac{V_{in}}{N} DT_s. \end{cases} \quad (3.23)$$

Na osnovu jednačine (3.23) može se zaključiti da vrednost naizmenične komponente fluksa u centralnoj grani proporcionalna vrednosti faktora ispune prekidačke učestalosti D . Različiti izrazi pri različitim vrednostima faktora ispune posledica su promene vrednosti apliciranog napona na namotaje strukture u zasebnim vremenskim intervalima, kao što je ilustrovano na Sl. 3.15. Maksimalna vrednost magnetnog fluksa radnih grana može se predstaviti kao zbir jednosmernog i polovine talasnosti naizmeničnog

fluksa i jednaka je:

$$\Phi_{op} = N I_{avg} \left(\frac{1}{R_{outer}(1+2\alpha)} \right) + \frac{1}{2} \frac{V_{in}}{N} DT_s, \quad (3.24)$$

gde su R_{center} i R_{outer} reluktance kontrolne i radne grane, respektivno. Odnos reluktance kontrolne i radne grane označićemo sa α i može se predstaviti jednačinom:

$$\alpha = \frac{R_{center}}{R_{outer}} = \frac{k}{1-k}. \quad (3.25)$$

Slično jednačini (3.24), maksimalna vrednost fluksa u centralnoj grani strukture može biti izražena kao:

$$\begin{cases} \Phi_{cp, D < 0.5} = \frac{2N \cdot I_{avg}}{R_{outer}(1+2\alpha)} + \frac{1}{2} \cdot \frac{1-2D}{1-D} \frac{V_{in}}{N} DT_s \\ \Phi_{cp, D > 0.5} = \frac{2N \cdot I_{avg}}{R_{outer}(1+2\alpha)} + \frac{1}{2} \cdot \frac{2D-1}{D} \frac{V_{in}}{N} DT_s. \end{cases} \quad (3.26)$$

Takođe, vrednost talasnosti struje namotaja predstavlja bitan faktor prilikom projektovanja magnetne strukture. Polazeci od pretpostavke da pretvarač radi u kontinualnom režimu vođenja, vrednost talasnosti struje kalema I_{Lpp} na osnovu dijagrama sa Sl. 3.15, za različite vrednosti faktora ispunje D jednaka je:

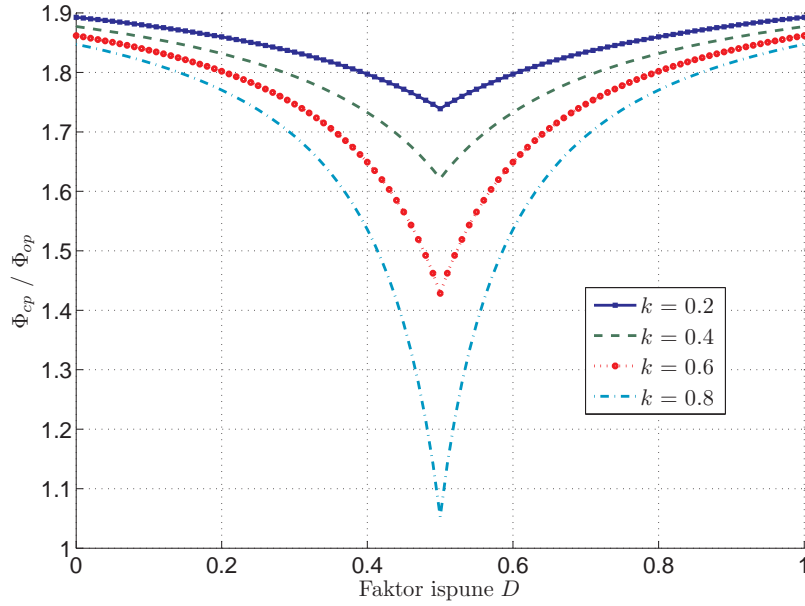
$$\begin{cases} I_{Lpp, D < 0.5} = \frac{1}{L_{cp} - M} \left(V_i - \frac{V_o}{2} \right) DT_s + \frac{1}{L_{cp} + M} \left(\frac{V_o}{2} \right) DT_s \\ I_{Lpp, D > 0.5} = \frac{1}{L_{cp} - M} \left(\frac{V_o}{2} - V_i \right) (1-D) T_s + \frac{1}{L_{cp} + M} \left(\frac{V_o}{2} \right) (1-D) T_s. \end{cases} \quad (3.27)$$

Zamenom $V_o = 1/(1-D)$ i jednačine (3.2) u jednačinu (3.27), uvrštavanjem promenljive $\alpha = R_{center} / R_{outer}$, dobija se:

$$\begin{cases} I_{Lpp, D < 0.5} = \left(1 + \alpha \cdot \frac{1-2D}{1-D} \right) R_{outer} \cdot \frac{V_{in}}{N^2} DT_s, \\ I_{Lpp, D > 0.5} = \left(1 + \alpha \cdot \frac{2D-1}{D} \right) R_{outer} \cdot \frac{V_{in}}{N^2} DT_s. \end{cases} \quad (3.28)$$

Na osnovu jednačina (3.26) i (3.28) jasno je da parametri magnetnog kola R_{center} i R_{outer} kao i broj namotaja N , utiču na vrednost maksimalnog fluksa grana strukture, kao vrednost talasnosti struje namotaja. Predstavljene jednačine će nam pomoći u

procesu određivanja potrebne zapremine magnetnog jezgra uzimajući u obzir jednosmernu struju predmagnetizacije, kao i pri određivanju vrednosti poprečnih preseka radnih i kontrolnih grana. Odnos između maksimalne vrednosti magnetnog fluksa u centralnim i radnim granama, pri odnosu amplitude i srednje vrednosti struje namotaja $I_{Lppph} / I_{avg} = 0.2$, prikazan je na Sl. 3.18. Prema analitičkim rezultatima

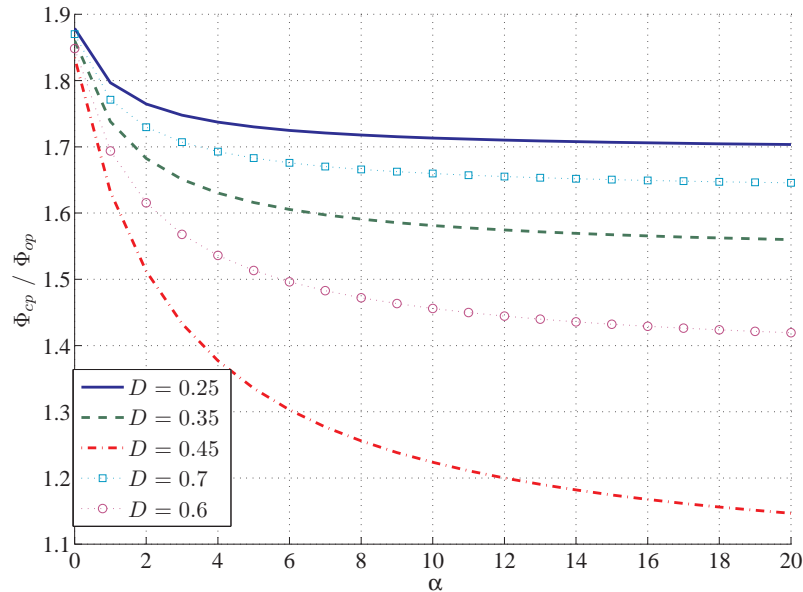


Slika 3.18 Promena vrednosti odnosa magnetnog fluksa u centralnim i radnim granama pri promeni vrednosti koeficijenta sprege k i faktora ispunje D , za $I_{Lppph} / I_{avg} = 0.2$.

predstavljenim na Sl. 3.18 može se zaključiti da je najveća vrednost fluksa centralne grane pri najmanjoj vrednosti koeficijenta sprege k i graničnim vrednostima faktora ispunje D . Na osnovu jednačine (3.20) jasno je da je vrednost fluksa u centralnoj grani jednak zbiru vrednosti fluksa dveju radnih grana, što u slučaju niske vrednosti sprege između namotaja, $k \approx 0$ rezultuje tome da je fluks centralne magnetne grane u celosti jednak zbiru fluksa radnih grana. Takođe, uvećavajući vrednost koeficijenta sprege, u slučaju predložene strukture promenom struje predmagnetizacije, maksimalna vrednost magnetnog fluksa u centralnoj magnetnoj grani je manja za sve vrednosti faktora ispunje prekidačkog signala D .

Zavisnost odnosa vrednosti fluksa centralne i radne magnetne grane od vrednosti odnosa reluktance centralne i radne grane α , pri različitim vrednostima faktora ispunje D , prikazana je na Sl. 3.19, do vrednosti koeficijenta sprege od $k = 0.95$ ($\alpha = 20$). Vrednost odnosa magnetnog fluksa može se smatrati relativno konstantnom pri vrednosti $\alpha > 8$ odnosno pri $k = 0.88$, iz čega sledi da se pri različitim vrednostima faktora

ispune, za $\alpha > 8$ vrednost fluksa u centralnoj grani jezgra može smatrati konstantnom.



Slika 3.19 Odnos vrednosti fluksa centralne i radne grane u zavisnosti od vrednosti odnosa reluktance centralne i radne grane α , pri različitim vrednostima faktora ispune D , za $I_{Lppph} / I_{avg} = 0.2$.

Na osnovu prikazanih rezultata može se zaključiti da je uticaj fluksa u radnim granama na vrednost fluksa u centralnoj grani najveći pri niskim vrednostima koeficijenta sprege k . Uvećanjem vrednosti koeficijenta sprege, promenom struje predmagnetizacije, veći deo fluksa radnih grana je poništen, samim tim vrednost fluksa u centralnoj grani je manja. Takođe, pri visokim vrednostima koeficijenta sprege, vrednost fluksa u centralnoj magnetnoj grani može se smatrati konstantnom. Promena faktora ispune prekidačkog signala D takođe utiče na vrednost oba fluksa magnetnih grana, dok fluks ima najnižu vrednost pri $D = 0.5$. Uvećanje vrednosti fluksa u centralnim magnetnim granama usled promene naizmenične ili jednosmerne komponente struje u radnim namotajima, može uzrokovati promenu vrednosti reluktance centralne magnetne grane odnosno promenu vrednosti koeficijenta sprege. Shodno tome, prilikom projektovanja parametara strukture strujno upravljive sprege, potrebno je obratiti posebnu pažnju na uticaj magnetnog fluksa radnih na promenu fluksa kontrolnih magnetnih grana strukture.

3.4 Primer računanja parametara magnetne strukture

U ovom odeljku predstavljena je metoda određivanja parametara predložene magnetne strukture na osnovu analitičke analize vrednosti magnetnog fluksa u centralnim i radnim magnetnim granama. Na osnovu prethodno predstavljenih rezultata, može se zaključiti da je pri niskim vrednostima koeficijenta sprege k i faktora ispune D , maksimalna vrednost fluksa u centralnoj grani približno dva puta veća od maksimalne vrednosti magnetnog fluksa u radnoj grani. Ova pojava u slučaju predložene strukture imajući u vidu način kontrole vrednosti koeficijenta sprege, može dovesti do promene vrednosti fluksa u centralnoj magnetnog grani, odnosno do promene kontrolabilne vrednosti koeficijenta sprege. Iz tog razloga, metod određivanja parametara jezgra prezentovan u nastavku teksta ima za cilj umanjenje uticaja magnetnog fluksa radnih na promenu inkrementalne vrednosti permeabilnosti kontrolnih grana strukture.

Dizajn parametara magnetne komponente dat u nastavku teksta ima za cilj postavljanje ograničene maksimalne vrednosti magnetne indukcije B_{max} u jezgru, odabirom veličine jezgra i odgovarajućeg magnetnog materijala, kako bi se izbeglo njegovo zasićenje. Odnos između vrednosti indukcije, fluksa i poprečnog preseka magnetnog materijala dat je sledećom jednačinom:

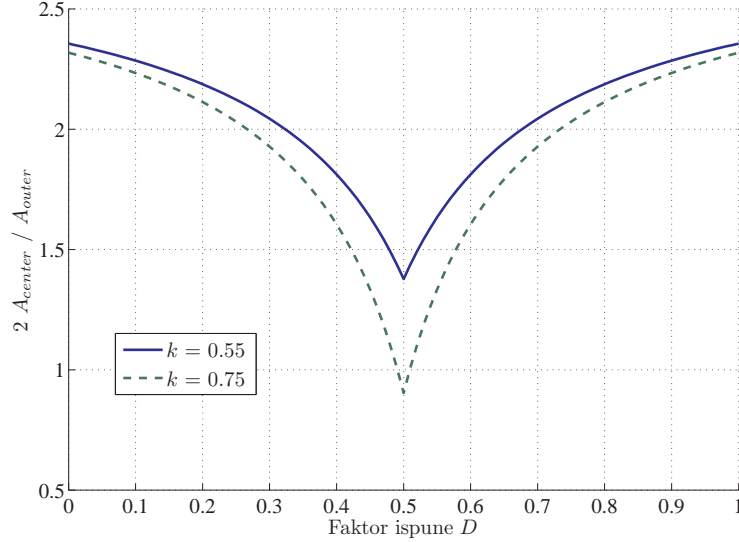
$$\Phi_{max} = A_{core} \cdot B_{max}. \quad (3.29)$$

Stim u vezi, vrednost magnetnog fluksa Φ_{max} predstavlja jedan od ključnih parametara prilikom određivanja površine poprečnog preseka i zapremine magnetnog jezgra. Kako bi se umanjio uticaj fluksa radne na centralnu magnetnu granu, i time izbegao uticaj na strujom kontrolisanu vrednost koeficijenta sprege, odnos dve maksimalne vrednosti magnetne indukcije, u radnoj grani B_{op} i centralnoj grani B_{cp} je prvo određen:

$$\frac{B_{op}}{B_{cp}} = \frac{\Phi_{op}}{\Phi_{cp}} \cdot \frac{A_{center}}{A_{outer}}. \quad (3.30)$$

Na osnovu jednačina (3.24), (3.26) i (3.30), vrednost odnosa poprečnih preseka centralne i radne magnetne grane pri $B_{op}/B_{cp} = 1.5$ i $I_{Lppph}/I_{avg} = 0.6$, za različite vrednosti koeficijenta sprege, data je na Sl. 3.20. Vrednost odnosa $I_{Lppph}/I_{avg} = 0.6$ uzeta je na osnovu praktično ustanovljene vrednosti talasnosti struje kalema pri radu u pretvarača u kontinualnom režimu vođenja. Na osnovu datog opsega faktora ispune

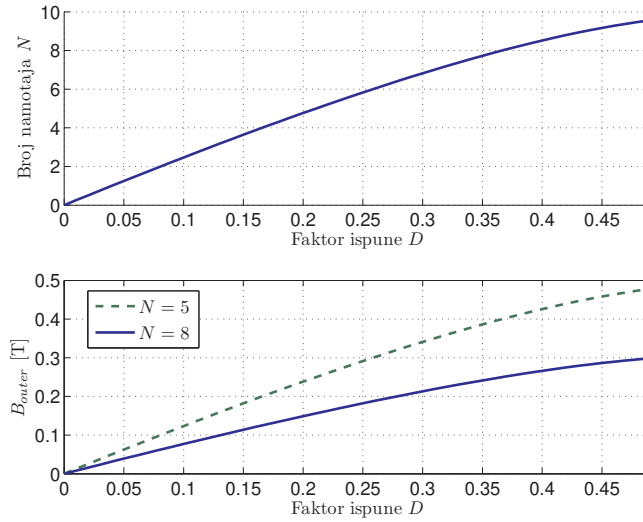
signala D , definisanog specifikacijama pretvarača sistematizovanih u Tabeli 3.3 i kontrolabilnog opsega vrednosti koeficijenta sprege, određena je maksimalna vrednost odnosa poprečnih preseka celokupne centralne i radne magnetne grane, kao što je prikazano na Sl. 3.20, kako bi bilo zadovoljeno da je odnos $B_{op} / B_{cp} = 1.5$. Na osnovu jedna-



Slika 3.20 Vrednost odnosa poprečnih preseka centralne i radne magnetne grane pri $B_{op} / B_{cp} = 1.5$ i $I_{Lppph} / I_{avg} = 0.6$, za različite vrednosti koeficijenta sprege k .

čine (3.24) i (3.29), imajući u vidu maksimalnu vrednost magnetne indukcije u radnoj grani $B_{max} = 0.3$ T, definisanu na osnovu vrednosti porasta temperature u magnetnom materijalu i zasićenja, vrednost broja namotaja N određena je jednačinom (3.24) za date parametre pretvarača sistematizovane Tabelom 3.3. Zavisnost broja namotaja N od promene vrednosti faktora ispune pri $B_{op} / B_{cp} = 1.5$ i $I_{Lppph} / I_{avg} = 0.6$ i kritičnoj vrednosti koeficijenta sprege $k = 0.55$, prikazana je na Sl. 3.21.a). Minimalni potreban broj namotaja N određen je na osnovu jednačine (3.24) i maksimalne vrednosti indukcije u radnoj grani strukture B_{max} . Provera stvarne vrednosti magnetne indukcije radnoj grani B_{op} data je na Sl. 3.21.b) za dve vrednosti broja namotaja N . Na osnovu prikazanog dijagrama može se zaključiti da je minimalna potrebna vrednost broja namotaja N data pri maksimalnoj vrednosti faktora ispune D opsega rada pretvarača.

Na osnovu jednačine (3.28), reluktanca radne grane određena je pri graničnim parametrima rada pretvarača i iznosi $R_{outer} = 0.526$ A/ μ Wb, dok je ukupna reluktanca dve centralne grane iznosi $R_{center} = 0.643$ A/ μ Wb. Na osnovu jednačine (3.4) i dobijene vrednosti R_{outer} , može se odrediti vrednost dužine procepa u radnoj magnetnoj



Slika 3.21 Zavisnost broja namotaja N od promene vrednosti faktora ispunje pri $B_{op} / B_{cp} = 1.5$ i $I_{Lppph} / I_{avg} = 0.6$ i $k = 0.55$.

Tabela 3.3 Sistematizovane vrednosti parametara *boost* pretvarača u slučaju inverzno spregnutih namotaja.

| Parametar | Promenljiva | Vrednost |
|--------------------------|-------------|-------------|
| Ulazni napon | V_{in} | 40 V |
| Faktor ispunje | D | 0.35 - 0.43 |
| Promena k | k | 0.55 - 0.75 |
| Prekidačka učestalost | f_s | 100 kHz |
| Srednja struja | I_{avg} | 3 A |
| Višna vrednosti struje | I_{pp} | 1.8 A |
| Maks. magnetna indukcija | B_{max} | 0.3 T |

grani na osnovu sledeće jednačine:

$$l_{gap} = \frac{1}{\mu_r - 1} \cdot (R_{outer} \mu_r \mu_0 \cdot A_{outer} - l_c). \quad (3.31)$$

Tabela 3.4 Sistematizovane izračunate vrednosti parametara jezgra prema specifikaciji pretvarača datoj u Tabeli 3.3.

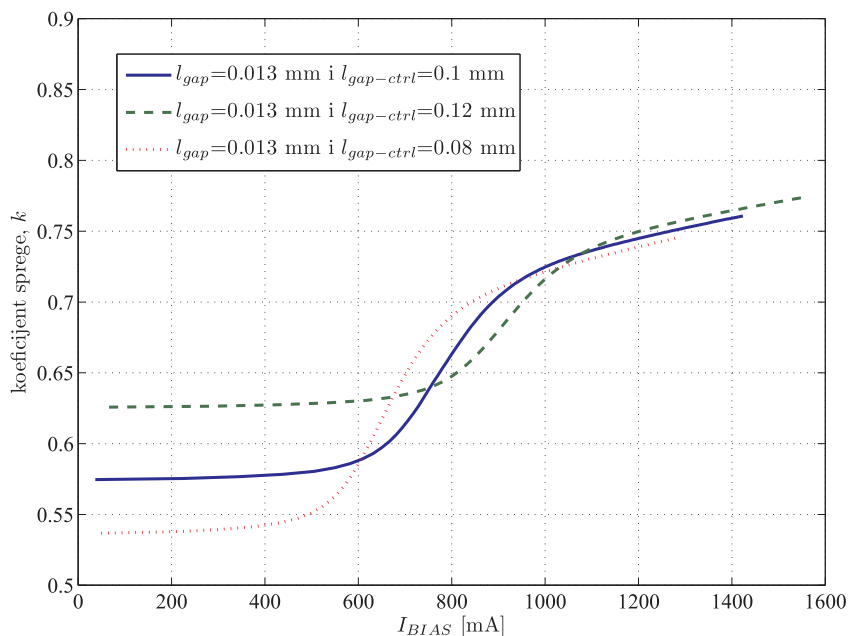
| Parametar | Promenljiva | Vrednost |
|---------------------------------|----------------|--------------------|
| Poprečni presek radne grane | A_{outer} | 56 mm ² |
| Poprečni presek kontrolne grane | A_{center} | 49 mm ² |
| Magnetna dužina radne grane | l_c | 35.2 mm |
| Magnetna dužina kontrolne grane | l_{ctrl} | 26.1 mm |
| Dužina procepa radne grane | l_{gap} | 0.0138 mm |
| Dužina procepa kontrolne grane | $l_{gap-ctrl}$ | 0.105 mm |

Takođe, na osnovu jednačina (3.2) i (3.31), dužina vazdušnog procepa u radnoj magnetnoj grani se može odrediti kao:

$$l_{gap} = \frac{1}{\mu_r - 1} \cdot \left(\frac{N^2 \cdot \mu_r \mu_0 \cdot A_{outer}}{L_{radno} \cdot (1 + \alpha)} - l_c \right). \quad (3.32)$$

Dužina vazdušnog procepa u kontrolnim granama određena je najmanjom definisanim vrednošću koeficijenta sprege k i definisanom površinom poprečnog preseka. Za izabranu vrednost površine poprečnog preseka radne magnetne grane, sračunati parametri jezgra sistematizovani su Tabelom 3.4.

Najpre je prethodno prikazani analitički model zavisnosti vrednosti koeficijenta sprege od struje predmagnetizacije primenjen na strukturu sa parametrima definisanim u Tabeli 3.4. Rezultati zavisnosti vrednosti koeficijenta sprege prikazani su na Sl. 3.22, za prethodno definisane parametre jezgra. Dodatno, na Sl. 3.22 prikazane rezultati simulacije pri promeni vrednosti dužine vazdušnog procepa u centralnoj grani. U ovom slučaju dobijeni parametri jezgra zadovoljavaju traženi opseg promene vrednosti koeficijenta sprege, kao što je prikazano na Sl. 3.22. U suprotnom slučaju, za korekciju opsega promene koeficijenta sprege, potrebno je korigovati dužinu vazdušnih procepa radne i kontrolne grane, imajući u vidu odnos magnetne indukcije dve grane. Potom, u cilju provere prethodno prikazane metode određivanja parametara strukture, izvršena je računarska simulacija rada dvo-faznog boost pretvarača. Simulacije su realizovane upotrebom *PLECS* (Plexim Inc.) programskog paketa [96]. Parametri pretvarača postavljani su u skladu vrednostima prikazanim u Tabeli 3.3, dok je magnetna struktura predstavljena pomoću magnetnog modela čije su vrednosti u skladu vrednostima prikazanim u Tabeli 3.4. Pomenuti programski paket omogućava integraciju i simulaciju

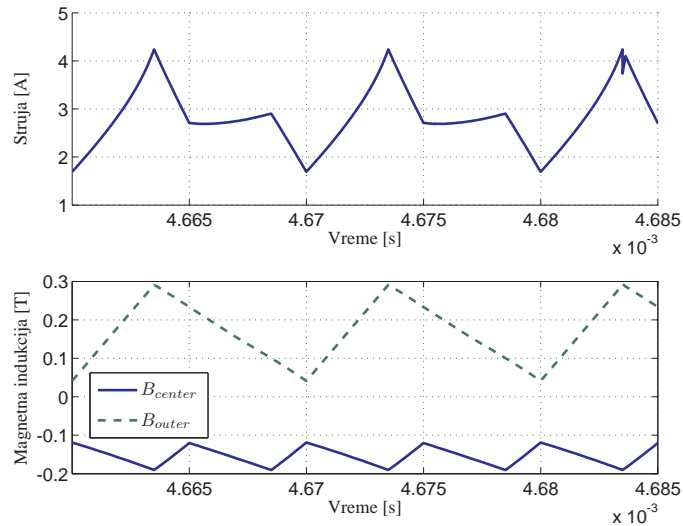


Slika 3.22 Analitički model zavisnosti vrednosti koeficijenta sprege od struje predmagnetizacije, za strukturu sa parametrima definisanim u Tabeli 3.4.

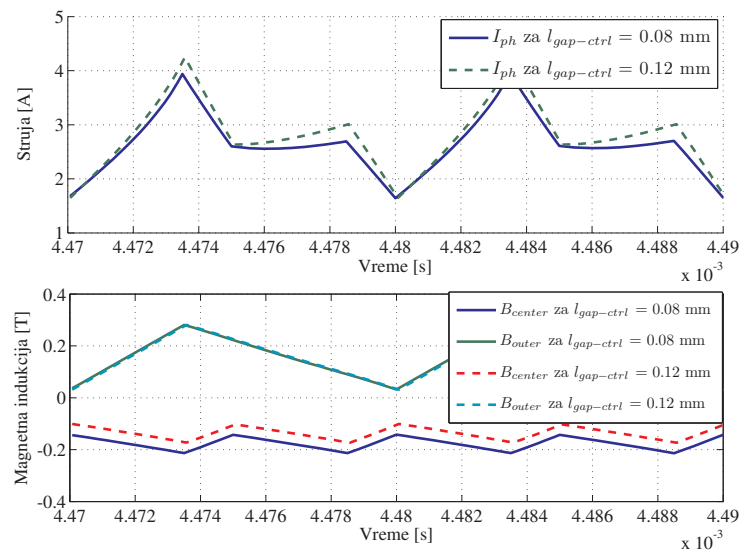
magnetnog modela u električnom kolu pretvarača. Rezultati simulacije u vidu vrednosti magnetne indukcije u radnoj i jednoj kontrolnoj magnetnoj grani prikazani su na Sl. 3.23. Na osnovu prikazanih rezultata simulacije, može se zaključiti da je odnos vrednosti magnetne indukcije u radnoj grani i kontrolnoj magnetnoj grani $B_{op} / B_{cp} = 1.5$, u skladu sa početno definisanom vrednošću.

U cilju provere uticaja promene dužine vazdušnog procepa u centralnoj magnetnoj grani na odnos indukcije dve magnetne grane, izvršena je računarska simulacija rada dvo-faznog boost pretvarača u slučaju promene vrednosti dužine vazdušnog procepa u centralnoj magnetnoj grani, kao što je prikazano na Sl. 3.22. Rezultati simulacije prikazani su pri različitim dužinama vazdušnog procepa $l_{gap-ctrl}$ i predstavljeni na Sl. 3.24. Vrednosti odnosa magnetne indukcije u radnoj grani i kontrolnoj magnetnoj grani $B_{op,max} / B_{cp,max}$ određeni na osnovu računarske simulacije sistematizovani su u Tabeli 3.5.

Prethodno predstavljeni način određivanja parametara magnetnog jezgra predložene strukture, zasniva se na analitičkoj analizi vrednosti magnetnog fluksa u centralnim i radnim granama i ima za cilj umanjenje uticaja fluksa radne magnetne grane na jednosmernom strujom kontrolisanu vrednost magnetne sprege. Broj navojaka radnih namotaja i parametri magnetnog jezgra određeni su na osnovu željenog odnosa vrednosti fluksa radne i centralne magnetne grane i odnosa srednje vrednosti i talasno-



Slika 3.23 Rezultati simulacije u vidu vrednosti magnetne indukcije u radnoj i jednoj kontrolnoj magnetnoj grani u slučaju dvo-faznog boost konvertora sa parametrima prikazanim u Tabeli 3.4.



Slika 3.24 Rezultati simulacije u vidu vrednosti magnetne indukcije u radnoj i jednoj kontrolnoj magnetnoj grani u slučaju dvo-faznog boost konvertora sa pri promeni dužine vazdušnog procepa u centralnoj magnetnoj grani.

Tabela 3.5 Sistematizovane vrednosti odnosa magnetne indukcije u radnoj grani i kontrolnoj magnetnoj grani $B_{op,max} / B_{cp,max}$ određeni na osnovu računarske simulacije.

| $l_{gap-ctrl}$ | $B_{cp,max}$ | $B_{op,max} / B_{cp,max}$ |
|----------------|--------------|---------------------------|
| 0.08 mm | 0.2134 T | 1.405 |
| 0.1 mm | 0.1958 T | 1.532 |
| 0.12 mm | 0.1727 T | 1.737 |

sti struje induktivnosti. Na ovakav način dobijeni parametri magnetnog jezgra se ne uklapaju u standardne parametre postojećih feritnih jezgra dostupnih na tržištu, pa je shodno tome potrebno izraditi namesko feritno jezgro. Kao deo narednog istraživanja, predlaže se razvoj analitičkog modela koji uzima u obzir opseg kontrolabilne promene vrednosti koeficijenta sprege kao i dimenzije postojećih komercijalno dostupnih feritnih jezgra.

Glava 4

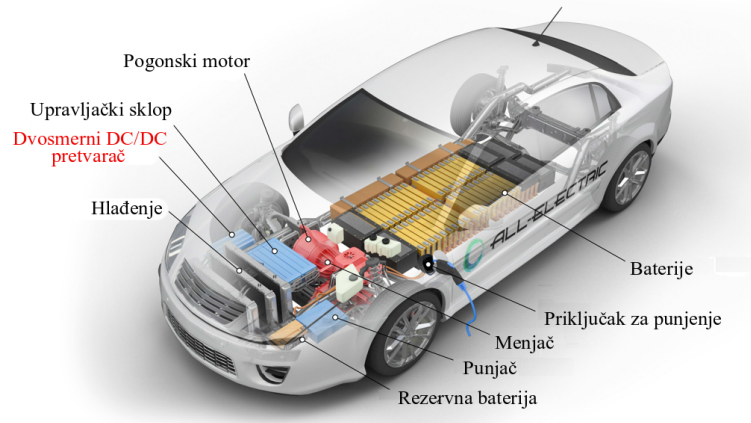
Analiza mekog prekidanja u slučaju *buck/boost* dvosmernog pretvarača

U ovom poglavlju dat je kratak pregled oblasti primene više-faznog dvosmernog naponskog pretvarača. Predstavljena je analiza uslova mekog prekidanja energetskih prekidača u slučaju *buck/boost* dvosmernog pretvarača. Takođe, predstavljena je i komparativna analiza postojećih metoda za kontrolu mekog prekidanja prekidača, u širokom opsegu promene radnih parametara pretvarača. Prezentovane su prednosti i mane postojećih metoda za ostvarivanje mekog prekidanja u širokom opsegu promene radnih parametara pretvarača. U nastavku, predstavljena je analiza trajanja perioda prilikom prelaska stanja prekidača u slučaju dvo-faznog *buck/boost* dvosmernog pretvarača.

4.1 Oblasti primene više-faznog dvosmernog *buck* / *boost* pretvarača

Dvosmerni energetski pretvarači zajedno sa elementima za skladištenje električne energije postali su neizostavni u mnogim sistemima za upravljanje energijom, koji se mogu naći u električnim vozilima i distributivnim sistemima sa integrisanim intermitentnim izvorima obnovljive energije. Glavna funkcija sklopa za upravljanje energijom električnih vozila predstavlja obezbeđivanje dvosmernog toka snage između elementa za skladištenje energije i zajedničkog jednosmernog napona pogonskog invertora motora vozila. U električnim vozilima, električni sistem koji upravlja tokom energije, obezbeđuje skladištenje energije proizvedene pri jednom radnom režimu i njenu potrošnju u drugom režimu. Primer koji opisuje dvosmerni tok snage i omogućuje skladištenje energije, može se opisati slučajem regenerativnog kočenja i kasnijem korišćenju

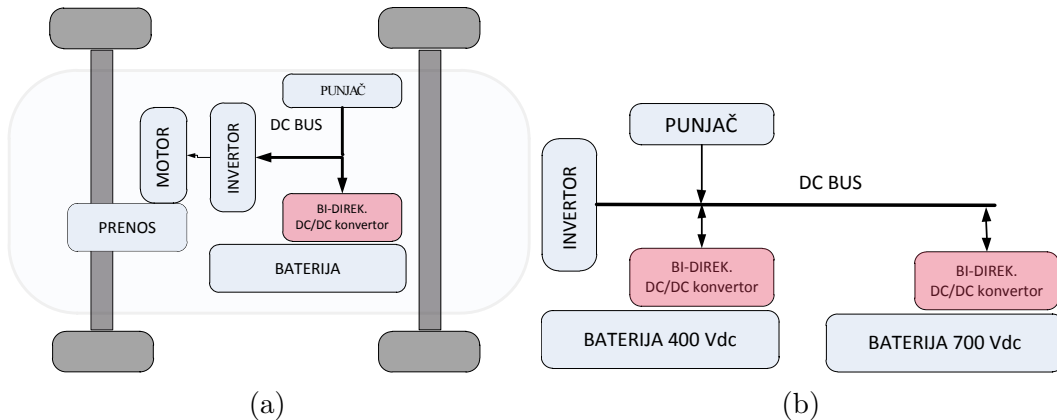
energije prilikom savladavanja uspona. Na Sl. 4.1 prikazan energetski sistem dat na primeru električnog električnog vozila naveden u dokumentu [97]. Kritičnu tačku sa



Slika 4.1 Primer energetskog sistema električnog vozila, preuzeto sa: afdc.energy.gov.

stanovištva toka energije predstavlja energetski interfejs između elementa za skladištenje energije i jednosmernog zajedničkog napona vozila, ilustrovan na Sl. 4.2.a). U prikazanom sistemu, dvosmerni DC/DC pretvarač upravlja tokom snaga i vrši prilagođenje naponskih nivoa između zajedničkog jednosmernog napona i elementa za skladištenje energije. U slučaju implementacije hibridnih baterijskih sistema predloženih u radu [15], povezivanje baterijskih nizova različitih nominalnih napona na zajednički jednosmerni napon realizovano je uz pomoć dvosmernog DC/DC pretvarača. Ovakva topologija povezivanja izvora omogućuje dimenzionisanje oba baterijska elementa nezavisno u pogledu tipa baterije ili načinu međusobnog povezivanja, kao što je ilustrovano na Sl. 4.2.b).

Realizacija električnog vozila sa sistemom za punjenje ugrađenih baterija ilustrovana na Sl. 4.2.a) naziva se električnim vozilom sa mogućnošću povezivanja na elektrodistributivnu mrežu (*Plug-in Electric Vehicle*) ili električno vozilo sa ugrađenim punjačem. Električni punjač ugrađen u sklopu vozila omogućuje punjenje elementa za skladištenje energije bilo gde, ukoliko je dostupno odgovarajuće snabdevanje. U Tabeli 4.1 sistematizovane su karakteristike električnih vozila koja poseduju ugrađene električne punjače, odnosno maksimalne snage punjača ugrađenih u vozilo ili javnih stanica za punjenje električnih automobila. Evidentno je da je povezivanjem punjača na postojeću elektrodistributivnu mrežu pojedinačnih domova, vreme punjenja baterija ograničeno. Uzimajući u obzir zahteve za uvećanom autonomijom električnih vozila, sveopšti trend teži ka uvećanju pređenog puta uz umanjenje vremena punjenja



Slika 4.2 Ilustracija a) električnog sistema koji upravlja tokom energije u električnim vozilima b), predlog hibridnog baterijskog sistema predložen u radu [15].

Tabela 4.1 Sistematizovane karakteristike električnih vozila koja poseduju ugrađene električne punjače.

| Naziv vozila | Kapacitet baterija | Pređeni put | Ugrađeni Snaga/vreme | Eksterni Snaga/vreme | Brzi Snaga/vreme |
|-----------------------|--------------------|-------------|----------------------|----------------------|------------------|
| <i>Toyota Prius</i> | 4.4 kWh | 22 km | 1.4 kW/3h | 3.8 kW/2h | - |
| <i>Chevrolet Volt</i> | 16 kWh | 64 km | 1.4 kW/7h | 3.8 kW/3h | - |
| <i>Nissan Leaf</i> | 24 kWh | 160 km | 1.8 kW/15h | 3.3 kW/6h | 50 kW/0.5h |

[98]. Uvođenjem javnih stanica za punjenje baterija, izbegla se potreba za ugrađenim punjačima u sklopu vozila. Ovakav trend ima za posledicu implementaciju brzih punjača koji se povezuju direktno na bateriju vozila, visokih snaga do 50 kW, sa vremenom punjenja do 30 minuta [99]. Shodno tome, imajući u vidu trenutni kapacitet elektro-distributivnih sistema, ostaje neizvesno kada će električni punjači ovakvog kapaciteta biti široko rasprostranjeni [100].

Takođe, potreba za dvosmernim pretvaračem koji se koristi kao interfejs između baterije i motora vozila, može se opisati na primeru različitih verzija vozila *Toyota Prius*. Verzije vozila sa nominalnim naponima baterijskog sklopa i pogonskog motora vozila, sistematizovane su u Tabeli 4.2, prema izlaganju navedenom u radu [17]. Pomenuti primer efikasno ilustruje trend automobilske industrije za rekonfiguracijom i umanjnjem nominalnog napona baterijskog elementa vozila, takođe uvećavajući radni napon motora vozila. Primera radi baterijski niz vozila prve generacije sastojao se iz 38 modula od 6 baterijskih ćelija napona 1.2 V, dok je u kasnijim generacijama niz baterija

Tabela 4.2 Verzije vozila *Toyota Prius* sa nominalnim naponima baterije i pogonskog motora, prema izlaganju u radu [17].

| Generacija | Napon baterije | Napon/snaga motora | Prenosni odnos pretvarača |
|-------------------|----------------|--------------------|------------------------------|
| I | 288 V | 288 V/33 kW | 1 |
| II | 202 V | 500 V/50 kW | 2.47 |
| III | 202 V | 650 V/60 kW | 3.21 |
| <i>Prius Alfa</i> | 144 V | 520 V/45 kW | 3.61 |

imao samo 28 modula [75]. Zahtev koji se shodno tome postavlja pred istraživače jeste zadržavanje iste vrednosti efikasnosti uz uvećanje prenosnog odnosa energetskog pretvarača.

Sličan vid primene dvosmernog pretvarača dat je u radu [101], gde je dvosmerni pretvarač upotrebljen kao energetski interfejs postavljen između elementa gorivnih ćelija sistema, potrošača i namenskog super-kondenzatora. Usled sporije dinamike odziva gorivnih ćelija, namenski kondenzator je upotrebljen kao rezervni izvor energije u toku prelaznih režima. Upotreba rezervnog izvora energije na ovakav način doprinosi poboljšanju performansi i efikasnosti sistema. U radu [102], predložena je slična metoda, dok je na osnovu eksperimentalnih rezultata pokazano da se ušteda prilikom korišćenja pomoćnog izvora energije ogleda u uvećanju životnog veka baterja od približno 50 %. Sličan sistem implementiran je na primeru električnog viljuškara, opisan u radu [103], gde je takođe zabeleženo uvećanje životnog veka baterije vozila.

Implementacija galvanski ne-izolovanog dvosmernog buck/boost pretvarača visoke snage, mora zadovoljiti preovlađujuće težnje automobilske industrije, kao što su niska cena, visoka gustina snage i uvećana pouzdanost pri radu. Zadovoljenje ovakvih zahteva najčešće se može postići realizacijom paralelne strukture, više fazno pomerenih pojedinačnih pretvarača i uvećanom prekidačkom učestalošću. Na ovakav način moguće je distribuirati opterećenje na više komponenti pretvarača i time ostvariti uvećanu efikasnost konverzije i pouzdanost [1]. Takođe, poželjan je rad na konstantnoj prekidačkoj frekvenciji usled ograničenja u pogledu filtracije elektromagnetnih smetnji [104, 105], uz što veću efikasnost konverzije pri širokom opsegu promene ulazno/izlaznog napona. Višefazni dvosmerni pretvarači visoke vrednosti snage koji svoju primenu nalaze u sistemima za kontrolu energije kod električnih vozila, najčešće se realizuju u vidu dvofaznih [106] ili trofaznih konfiguracija [107]. U tipičnoj realizaciji

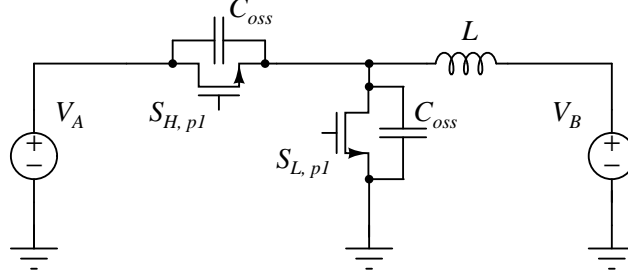
dvosmernog pretvarača, induktivnost je komponenta koja procentualno zauzima najviše fizičkog prostora, pa je stoga neophodno optimizovati njen dizajn i na taj način minimizovati zapreminu pretvarača i gubitke [1].

Upravljanje pretvarača u diskontinualnom režimu vođenja omogućuje značajnu redukciju veličine induktivnosti [97], pa se iz tog razloga pomenuti način upravljanja najčešće koristi u aplikacijama koje zahtevaju visoku gustinu snage pretvarača. Implementacijom spregnute induktivnosti u prethodno pomenuti više-fazni dvosmerni pretvarač, može se postići uvećanje ostvarene gustine snage pretvarača. Komparativno, u odnosu na pretvarač sa diskretnim pojedinačnim induktivnostima, u radu [16] primenom spregnute induktivnosti, postignuto je uvećanje gustine snage od 25%. Primenom standardnog načina upravljanja prekidačima buck/boost pretvarača (hard-switching) u kontinualnom režimu vođenja, prema istraživanju u radu [108], moguće je ostvariti maksimalnu vrednost efikasnosti od 92 %. Uzimajući u obzir rast vrednosti prenosnog odnosa kod pretvarača, što je navedeno u Tabeli 4.2, logično je očekivati umanjenu vrednost efikasnosti konverzije. Usled prethodno pomenutog, pribegava se tehnikama za meko prekidanje energetskih prekidača pretvarača, samim tim umanjenu prekidčkih gubitaka i nižoj vrednosti elektromagnetnih smetnji. Shodno tome, usled proširenog naponskog opsega rada pretvarača izvedenog na osnovu prethodne analize, neophodno je ostvariti meko prekidanje u čitavom opsegu promene parametara konverzije, sa samim tim i zadržati visoku vrednost efikasnosti konverzije.

4.2 Promena stanja prekidača u slučaju *buck* / *boost* dvosmernog pretvarača

Kako zahtevi za kompaktnijim i fizički manjim energetskim pretvaračima podižu granice radne prekidačke učestalosti, realizacija mekog prekidanja prilikom prelaska stanja energetskih prekidača u pretvaraču postaje naizbežna. Jedan od načina za postizanje mekog prekidanja u slučaju *buck/boost* dvosmernog pretvarača jeste upotreba sinhronog ispravljanja i upravljanje pretvaračem u kritičnom ili diskontinualnom režimu rada. Izgled električnog kola dvosmernog pretvarača ilustrovan je na Sl. 4.3. U slučaju kada srednja struja kalem L teče u pravcu od izvora V_B ka izvoru V_A , konvertor radi u *boost* režimu, odnosno kao podizač napona, pri čemu je S_H sinhroni dok je S_L glavni prekidač. Kada struja teče u obrnutom smeru, pretvarač radi u *buck* režimu, pri čemu je S_L sinhroni dok je S_H glavni prekidač. Na Sl. 4.3 su takođe pri-

kazane parazitne kapacitivnosti energetskih prekidača čije su vrednosti nelinearne i proporcionalne apliciranom naponu, označene kao $C_{oss,H}$ i $C_{oss,L}$.



Slika 4.3 Dvosmerni *buck/boost* pretvarač sa sinhronim ispravljanjem.

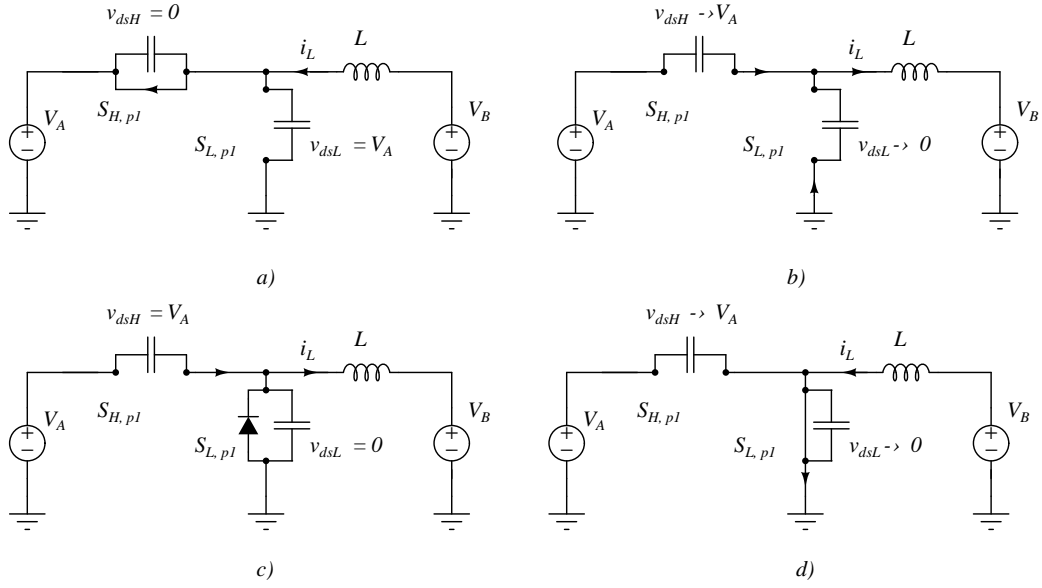
Mehanizam pomoću koga se može postići meko prekidanje glavnog prekidača, može biti ilustrovan ekvivalentnim kolima predstavljenim na Sl. 4.4. Ilustracija je predstavljena za slučaj kada pretvarač radi u *boost* režimu, dok se slično izvođenje može predstaviti i u slučaju *buck* režima rada. Nakon isključenja sinhronog prekidača S_H , otpočinje rezonantni period prelaska stanja prekidača, koji je predstavljen ekvivalentnim kolom Sl. 4.4.b). U vremenskom trenutku pre isključenja sinhronog prekidača, struja kalema, u zavisnosti od režima rada može biti jednaka ili manja od nule. Pod pretpostavkom da je trajanje intervala u kome nijedan prekidač ne vodi dovoljno dugo, struja kalema i_L je negativna i prazni parazitnu kapacitivnost glavnog prekidača, istovremeno puneći parazitnu kapacitivnost sinhronog prekidača. U trenutku kada vrednost napona na glavnom prekidaču dostigne vrednost nula, ispunjeni su uslovi za vođenje podrazumevane diode glavnog prekidača, kao što je ilustrovano kolom Sl. 4.4.c). U sledećem trenutku dolazi do mekog uključanja glavnog prekidača, kada je napon na njemu približno jednak nuli, Sl. 4.4.d).

U inicijalnoj fazi, pre isključenja oba prekidača, potrebno je utvrditi ukupnu količinu naelektrisanja koja je potrebna da protekne, kako bi se ispraznila parazitna kapacitivnosti $C_{oss,L}$ i napunila kapacitivnost $C_{oss,H}$. Kako je vrednost paralelne veze dve parazitne kapacitivnosti prekidača nelinearna, linearizacija je izvršena pomoću *charge equivalent* modela, predstavljenog u radu [19], čije izvođenje opisano u nastavku. Na osnovu ekvivalentnog kola sa Sl. 4.4.c), struja kalema i_L može se izraziti kao:

$$i_L(t) = C_{oss,L}(v_{dsL}) \cdot \frac{dv_{dsL}(t)}{dt} - C_{oss,H}(v_{dsH}) \cdot \frac{dv_{dsH}(t)}{dt}, \quad (4.1)$$

dok se napon na glavnom prekidaču u *boost* režimu može izraziti kao:

$$v_{dsL}(t) = V_A - v_{dsH}(t). \quad (4.2)$$



Slika 4.4 Ilustracija ekvivalentnih kola u različitim vremenskim intervalima, za slučaj prelaska stanja glavnog prekidača u *boost* režimu rada.

Zamenom (4.2) u jednačinu (4.1) i na osnovu odnosa struje i količine naelektrisanja može se napisati izraz:

$$\frac{dQ(t)}{v_{dsL}(t)} = (C_{oss,H}(v_{dsH}) + C_{oss,L}(v_{dsL})), \quad (4.3)$$

gde je na desnoj strani jednačine predstavljena paralelna veza obe parazitne kapacitivnosti prekidača. Na osnovu jednačine (4.3) može se izraziti ekvivalentna kapacitivnost C_{oss} na osnovu vrednosti ukupnog naelektrisanja Q_{tot} pri definisanom naponu:

$$Q_{tot} = \int_0^{V_A} (C_{oss,H}(v_{dsH}) + C_{oss,L}(v_{dsL})) dv_{dsL}. \quad (4.4)$$

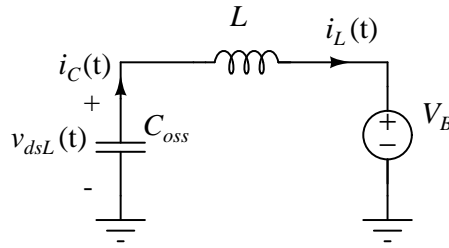
Ekvivalentno kolo tokom perioda kada nijedan od prekidača ne vodi ilustrovano je na Sl. 4.5. Na Sl. 4.5 prezentovano je rezonantno LC kolo, gde je vrednost kapacitivnosti predstavljena na osnovu *charge-equivalent* modela. Ponašanje prezentovanog rezonantnog kola može se opisati diferencijalnom jednačinom drugog reda kao:

$$\frac{d^2 v_{dsL}(t)}{dt^2} + \frac{1}{LC_{eq}} \cdot v_{dsL}(t) - \frac{V_B}{LC_{eq}} = 0, \quad (4.5)$$

na osnovu koje se napon na glavnom prekidaču u vremenskom domenu može predstaviti jednačinom (4.6):

$$v_{dsL}(t) = (v_{dsL}(0) - V_B) \cdot \cos(\omega_0 t) - \sqrt{\frac{L}{C_{eq}}} \cdot i_L(0) \cdot \sin(\omega_0 t) + V_B, \quad (4.6)$$

gde je $i_L(0)$ inicijalna vrednost struje kalema, a $v_{dsL}(0)$ inicijalna vrednost napona na



Slika 4.5 Ekvivalentno kolo dvosmernog pretvarača tokom rezonantnog perioda, kada nijedan od prekidača ne vodi.

glavnom prekidaču na početku rezonantnog perioda, dok ω_0 predstavlja rezonantnu učestalost prikazanog LC kola čija se vrednost može predstaviti izrazom (4.7)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L C_{eq}}}. \quad (4.7)$$

Na osnovu jednačine (4.2) i (4.6) može se izraziti napon na glavnom prekidaču u vremenskom domenu u slučaju rada u *boost* režimu i predstaviti jednačinom (4.8)

$$v_{dsH}(t) = V_A - (v_{dsL}(0) - V_B) \cdot \cos(\omega_0 t) + \sqrt{\frac{L}{C_{eq}}} \cdot i_L(0) \cdot \sin(\omega_0 t) - V_B. \quad (4.8)$$

Upotrebom jednačina (4.6) i (4.8) za oba radna režima može se predstaviti trajektorija napona glavnog prekidača u toku rezonantnog perioda, predvideti trajanje i utvrditi da li pri odnosu vrednosti ulaznog i izlaznog napona i definisanoj početnoj struji kalema može doći do ispunjenja uslova za meko prekidanje.

U radu [19], prethodno predstavljani analitički model upotrebljen je prilikom određivanja potrebne vrednosti inverzne struje kalem, a kako bi meko prekidanje prekidača bilo omogućeno. Na osnovu eksperimentalnih rezultata predstavljenih u radu može se zaključiti da je usled posmatranja dve paralelne kapacitivnosti prekidača C_{oss} kao ekvivalentne kapacitivnosti C_{eq} , model nedosledan u prikazu i određivanju nagiba promene vrednosti napona na glavnom prekidaču. Međutim, upotreba pomenutog modela omogućila je prilično tačnu procenu ukupnog trajanja vremenskog intervala rezonantnog

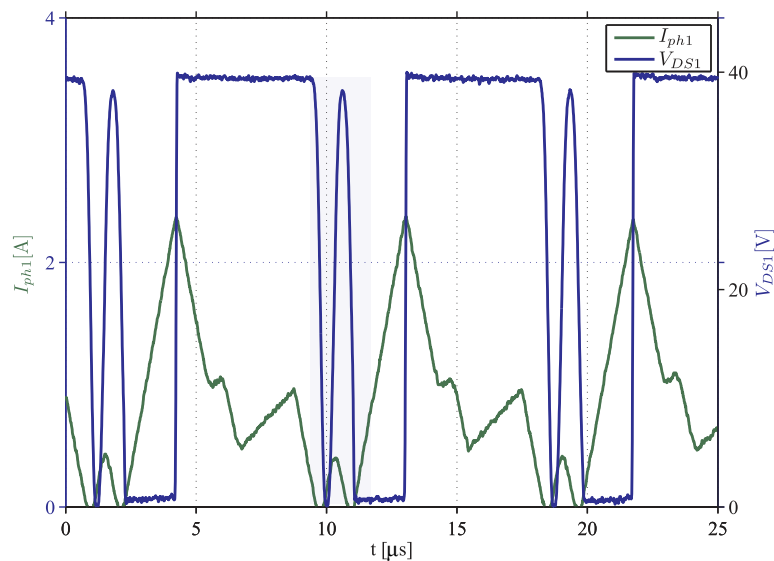
perioda. Pored toga, model se takođe pokazao tačan prilikom određivanja trenutne vrednosti struje kalema po završetku intervala rezonantnog perioda. Uzimajući u obzir rezultate navedene u radu [19] kao i u radu [109], analitički model baziran na predstavljenoj analizi biće korišćen prilikom određivanja uslova mekog prekidanja prekidača kod više-faznog *buck/boost* pretvarača.

4.3 Analiza postojećih metoda za kontrolu mekog prekidanja u slučaju *buck/boost* pretvarača

Ostvarivanje mekog prekidanja energetskih komponenti u širokom opsegu promene vrednosti opterećenja i ulaznog/izlaznog napona u slučaju više-faznog dvosmernog energetskog pretvarača, najčešće se vrši dodavanjem pomoćnih sklopova koji uvećavaju kompleksnost konvertora i složenost algoritma upravljanja [66, 67]. Dodavanje pomoćnih sklopova koji omogućuju meko prekidanje zahteva detaljnu analizu rada pretvarača, najčešće primenom paketa za simulaciju električnih kola i može u nekim slučajevima ograničiti opseg u kome je meko prekidanje ostvarivo [110, 111]. Primer koji opisuje prethodno pomenutu metodu predstavljen je u radu [112], u slučaju dvosmernog naponskog pretvarača. Radom [112] predloženi metod omogućuje meko uključenje prekidača dodavanjem spregnutnog kalema i nameskog prekidačkog rezonantnog kola, u širokom opsegu promene ulazno/izlaznog napona i opterećenja pretvarača. Prikazani eksperimentalni rezultati potvrđuju uvećane efikasnosti konverzije, ali u poređenju sa pretvaračem bez mekog prekidanja i pri relativno niskim prekidačkim frekvencijama od 100 kHz. Uz prethodno navedeno, odnos gubitaka na pomoćnim i energetskim prekidačima je u većini slučajeva praktično jednak jedinici [113]. Takođe, u literaturi su najčešće prikazana jedno-dimenziona poređenja sa sličnim metodama koje uključuju pomoćna kola u sklopu pretvarača. Shodno tome, nije moguće na pravi način izvršiti poređenje efektivnosti metode dodavanjem pomoćnih sklopova sa drugim metodama za ostvarivanje mekog prekidanja kod dvosmernih energetskih pretvarača.

U slučaju kada se upravljanje pretvaračem vrši u diskontinualnom režimu (Discontinuous Conduction Mode), načelno je omogućeno meko prekidanje prekidača u širokom opsegu promene ulazno/izlaznog napona i vrednosti opterećenja pretvarača. Naime, nakon isključenja glavnog prekidača, struja kalema pretvarača opada do trenutka kada dostigne nulu, nakon čega dolazi do formiranja rezonantnog kola koje čine parazitna kapacitivnost isključenog prekidačkog elementa i induktivnost pretvarača. Oscilacije napona na isključenom prekidaču su posledica rezonovanja struje kalema i ilustro-

vane su talasnim dijagramom na Sl. 4.6. Prikazani grafik snimljen je u slučaju *boost* pretvarača koji radi u diskontinualnom režimu rada, pri 50% vrednosti maksimalnog opterećenja. Sa grafika se jasno vidi da trenutak uključenja glavnog prekidača nije jasno determinisan u odnosu na oscilaciju napona, tj da meko prekidanje prekidača nije u potpunosti kontrolisano. Pored toga, pojava oscilacije napona na prekidaču može uzrokovati pojavu elektromagnetnih smetnji čije otklanjanje najčešće predstavlja izazov za inženjere [78].



Slika 4.6 Oscilacije napona na isključenom glavnom prekidaču u slučaju *boost* pretvarača koji radi u diskontinualnom režimu rada, pri 50% vrednosti maksimalnog opterećenja.

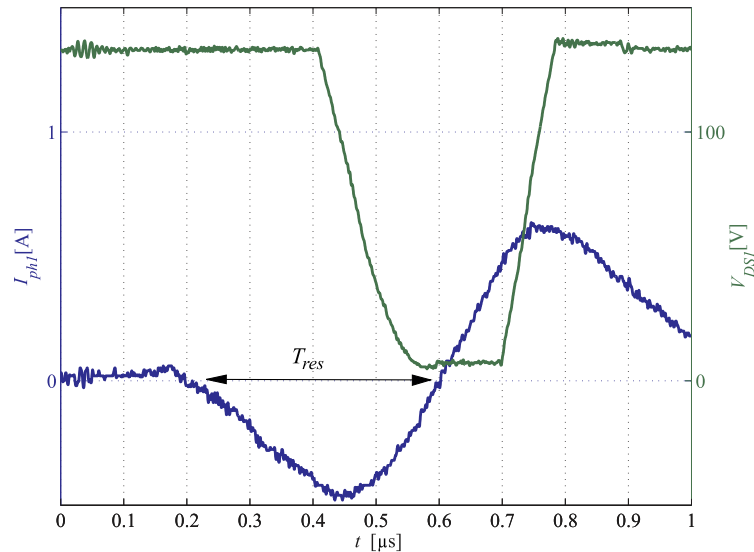
U radu [114] predstavljen je hibridni režim diskontinualnog upravljanja pretvaračem, koji omogućuje meko prekidanje prekidača u širokom opsegu promena napona i opterećenja. Naime, ideja pristupa se zasniva na periodičnom uključivanju prekidača nakon što struja kalema počne da rezonuje, kako bi se sprečile velike amplitude oscilacija napona. Međutim, pomenuti metod zahteva naprednu kontrolu energetskih prekidača, pa samim tim ostaje nejasan način realizacije kontrole u slučaju visoke vrednosti prekidačke učestalosti iamjući u vidu vremenski interval uključivanja energetskih prekidača.

Druga grupa postojećih metoda za ostvarivanje mekog prekidanja izbegava dodavanje komponenti i fokusira se na postizanje mekog prekidanja, posredstvom upravljanja pretvarača u graničnom režimu rada (Boundary Conduction Mode), što često limitira opseg u kome je meko prekidanje ostvarivo i umanjuje efikasnost konverzije pri srednjim i niskim vrednostima opterećenja [18, 71, 70, 19].

U radu [19], autori su predložili metod kontrole mekog prekidanja u širokom opsegu promene ulazno/izlaznog napona pretvarača, održavajući konstantnu vrednost inverzne struje kalema, promenom prekidačke radne učestalosti. Predloženi metod kontinualno kontroliše učestalost u čitavom opsegu rada pretvarača, na osnovu izmerene vrednosti ulazno/izlaznog napona i efektivne vrednosti struje induktivnosti. U radu [19] je analitički i eksperimentalno pokazano da maksimalna vrednost inverzne struje kalema značajno utiče na trajanje rezonantnog perioda prilikom prelaska stanja prekidača. Međutim, trajanje ukupnog vremena potrebnog za ostvarivanje mekog prekidanja zavisi od vremena potrebnog da struja kalema dostigne zadatu vrednost inverzne struje kao i vremena potrebnog da struja kalema ponovo postane pozitivna. U skladu sa tim, u toku trajanja rezonantnog vremenskog intervala, struja kalema je negativna i ne učestvuje u prenosu energije ka potrošaču. Prethodno pomenuti efekat je značajno izražen pri niskim vrednostima opterećenja, gde negativni deo struje kalema može činiti i do 30% ukupnog perioda prekidanja i time značajno umanjiti efikasnost konverzije pretvarača [16]. Uvećanjem inverzne vrednosti struje kalema, uvećava se vrednost talasnosti struje kalema, što uvećava gubitke u magnetnim komponentama i konduktivne gubitke pretvarača. Sličan metod predložen je u radu [18], gde je uvedena optimizacija kontrole faza pri niskim vrednostima opterećenja više-faznog pretvarača. Predloženi metod uvećava efikasnost konverzije, ali značajno usložnjava upravljačku petlju pretvarača i ograničava brzinu odziva na impulsnu promenu opterećenja.

Metod predložen u radu [71] ostvaruje meko prekidanje u širokom opsegu varijacije parametara pretvarača putem kontrole pretvarača u kvazi-rezonantnom režimu. Kontrola prekidača zasniva se na isključivanju sinhronog prekidača nakon tačno određenog vremena, kako bi u induktivnosti postojalo dovoljno energije da potpomogne ostvarivanje mekog prekidanja. Na osnovu rezultata rada [71] neophodno, tj dodatno vreme vođenja, sračunato je na osnovu vrednosti ulazno/izlaznog napona i vrednosti parazitne kapacitivnosti prekidačkog elementa, koja poseduje nelinearni karakter. Metod sličan pomenutom predložen je u radu [70], gde su autori na osnovu eksperimentalnih rezultata zaključili da uvećana vrednost inverzne struje kalema uvećava njenu talasnost i efektivnu vrednost, a samim tim uvećava gubitke u magnetnom materijalu i namotajima induktivnosti pretvarača. Nedostatak prethodno pomenute metode može se najbolje ilustrovati grafikom predstavljenim na Sl. 4.7. Na Sl. 4.7 prikazan je eksperimentalni rezultat snimljen u slučaju *buck/boost* pretvarača sa spregnutim induktivnostima, pri faktoru ispunjenosti $D = 0.25$, prekidačkoj učestalosti od 859 kHz i pri 25% maksimalnog opterećenja pretvarača. Isključenje sinhronog prekidača je postavljeno tako da se pri sračunatoj vrednosti inverzne struje može ostvariti meko

uključenje glavnog prekidača. Izmereno trajanje rezonantnog perioda T_{res} u datom primeru iznosi približno 400 ns što je 30% trajanja ukupnog perioda prekidanja. Izmereno vreme predstavljeno na Sl. 4.7 reprezentuje zbir vremenskog intervala koji protekne do trenutka isključenja sinhronog prekidača i intervala do koga struja kalema ponovo ne postane pozitivna. Evidentno je da je tokom trajanja pomenutog perioda struja kalema negativna i da ne postoji prenos energije ka potrošaču.



Slika 4.7 Napon na glavnom prekidaču i struja kalema u slučaju buck/boost konvertora sa spregnutim induktivnostima, pri faktoru ispunjenosti $D = 0.25$, prekidačkoj učestalosti od 859 kHz i pri 25% maksimalnog opterećenja pretvarača.

Postizanje mekog prekidanja u slučaju *buck/boost* dvosmernog pretvarača moguće je upravljanjem pretvarača u kritičnom konduccionom režimu rada (CRITICAL conduction Mode). U slučaju kada se pretvaračem upravlja u kritičnom režimu rada, isključenje sinhronog prekidača definisano je trenutkom kada struja kalema i_L dostigne vrednost nula [16]. Ovakav način upravljanja ne zahteva računanje dodatnog vremena vođenja sinhronog prekidača i merenje inverzne vrednosti struje kalema što znatno pojednostavljuje implementaciju.

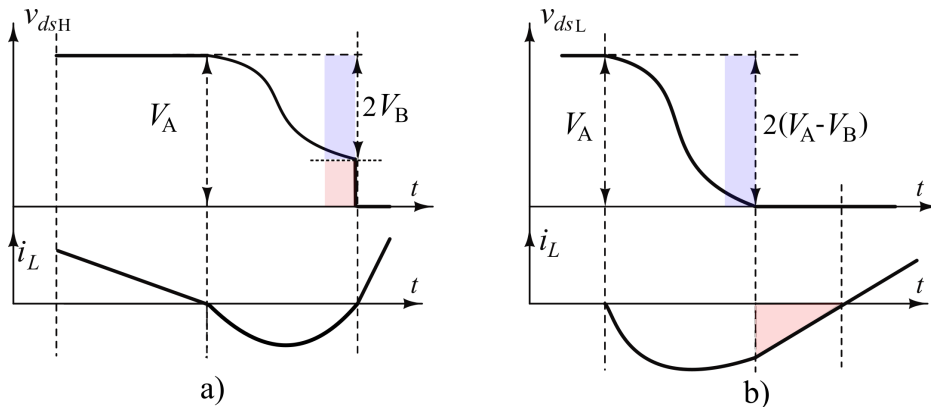
Na osnovu jednačine (4.6), imajući u vidu *boost* režim rada pretvarača, može se izvesti izraz za vrednost napona na glavnom prekidaču u vremenskom domenu i predstaviti jednačinom:

$$v_{dsL}(t) = V_A - (V_A - V_B) \cdot \left(1 - \cos \left(\frac{t}{\sqrt{L C_{eq}}} \right) \right), \quad (4.9)$$

dok se slična jednačina može izvesti i u *buck* režimu rada:

$$v_{dsH}(t) = V_A - V_B \cdot \left(1 - \cos \left(\frac{t}{\sqrt{L C_{eq}}} \right) \right). \quad (4.10)$$

Kako je sada početna energija u kalemu pre početka rezonantnog perioda jednaka nuli, amplituda oscilacija napona na glavnom prekidaču u oba smera definisana je isključivo vrednostima ulaznog i izlaznog napona pretvarača. Vremenski dijagrami prelaska stanja glavnog prekidača u oba smera ilustrovani su na Sl. 4.8. Prelazak stanja glavnog prekidača u *buck* smeru ilustrovan je slikom Sl. 4.8.a) dok je prelazak glavnog prekidača u *boost* smeru ilustrovan je slikom Sl. 4.8.b) za slučaj kada je $V_A/2 > V_B$. Sa Sl. 4.8.a) jasno se može videti da nakon poluperioda osnovnog rezonantnog intervala, napon na glavnom prekidaču i dalje postoji, tj parazitna kapacitivnost nije u potpunosti ispražnjena, što je na slici adekvatno označeno. U pomenutom slučaju, ne postoji meko uključenje prekidača, dok su gubici prilikom uključanja proporcionalni vrednosti parazitne kapacitivnosti i preostalom naponu ($0.5 \cdot C_{oss} \cdot V_s^2$). Međutim, pri radu pretvarača u *boost* režimu i istom odnosu ulazno/izlaznog napona, nakon poluperioda osnovnog rezonantnog intervala napon na glavnom prekidaču jednak je nuli, podrazumevana dioda prekidača i dalje vodi i struja kalema komutira u periodu označenom crvenom bojom. U ovom slučaju postoji meko uključenje glavnog prekidača naponskog pretvarača. Kako je amplituda oscilacija napona na glavnom prekidaču



Slika 4.8 Prelazak stanja glavnog prekidača pri CRM režimu rada u *buck* smeru a) i u *boost* smeru b) za slučaj kada je $V_A/2 > V_B$.

definisana vrednostima ulaznog i izlaznog napona pretvarača, jasno je da se prilikom upravljanja pretvarača u kritičnom režimu vođenja, meko prekidanje prekidača može biti ostvareno samo u jednom smeru, dok je u drugom smeru prekidač uključen kada

Tabela 4.3 Sistematizovane karakteristike postojećih metoda za ostvarivanje mekog prekidanja kod dvosmernog *buck/boost* pretvarača.

| Metod | Ripl ulazne struje | Pomoćni prekidači | Maksimalna snaga | Prekidačka frekvencija | Efikasnost 20/100% |
|-------|--------------------|-------------------|------------------|------------------------|--------------------|
| [112] | postoji | 2 x prekidača | 250 W | 100 kHz | 96/97.5% |
| [19] | značajan | nema | 1 kW | 420 – 120 kHz | 95.5/97% |
| [114] | značajan | nema | 1 kW | 300 – 100 kHz | 98.3/98.7% |
| [16] | značajan | nema | 1.2 kW | 1 MHz | 97.7/98.5% |

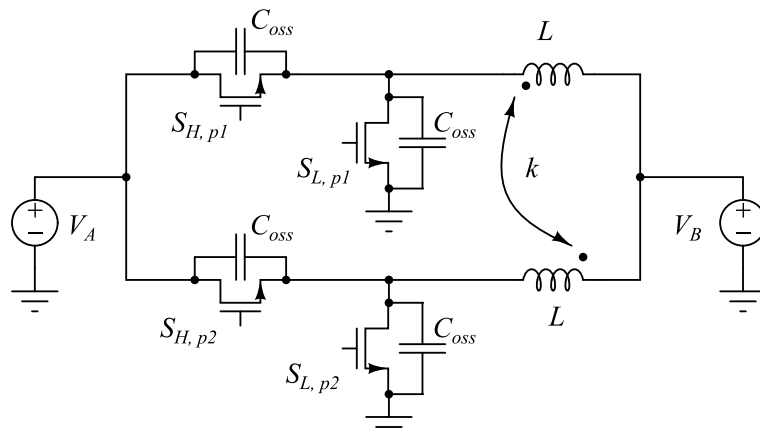
napon na njemu nije jednak nuli. Shodno tome, meko prekidanje glavnih prekidača u oba smera rada pretvarača ostvarivo je samo u slučaju kada je $V_A/2 = V_B$.

Na osnovu prethodno prikazane analize postojećih metoda, u Tabeli 4.3 sistematizovane su njihove glavne karakteristike. Prikazane vrednosti efikasnosti za sve prikazane metode preuzete su pri sličnim odnosima ulaznog/izlaznog napona. Analizirajući rezultate prikazane u Tabeli 4.3, evidentno je da najviše vrednosti efikasnosti konverzije u opsegu promene opterećenja, imaju metode predložene u radu [114] i radu [16]. Značajna vrednost ripla ulazne struje oba predložena metoda može se prevazići implementacijom višefazne strukture pretvarača, na način na koji je to prikazano u prethodnoj glavi. Metoda [114] zahteva naprednu kontrolu energetskih prekidača, što značajno komplikuje implementaciju pri višim prekidačkim frekvencijama. Shodno tome, ovakav metod se ne može smatrati primeljivim u slučaju zahteva za ostvarivanjem visoke gustine snage pretvarača. Metod predložen u radu [16], prodrzumeva upravljanje pretvaračem u graničnom režimu rada i za razliku od metode prikazane u radu [19], isključenje sinhronog prekidača definisano je prolaskom struje kalema kroz nulu, što značajno pojednostavljuje implementaciju upravljačke petlje. Metod predstavljen u radu [16] ne garantuje meko prekidanje energetskih prekidača u širokom opsegu promene vrednosti ulazno/izlaznog napona za razliku od metoda u radovima [19, 18, 71]. Takođe, na osnovu predstavljenih rezultata može se zaključiti da je efikasnost upravljanja pretvaračem predstavljenog u [19] neznatno manja od upravljanja u graničnom režimu. Umanjena vrednost efikasnosti proizilazi iz uvećane vrednosti talasnosti struje kalema, odnosno uvećanih kondukcionih i gubitaka u magnetnom materijalu. Iz prethodno pomenutih razloga, metoda predložena u radu [16] može se smatrati pogodnom za implementaciju u slučaju više-faznog energetskog pretvarača, uz to da je meko prekidanje omogućeno samo u uskom opsegu ulaznog/izlaznog na-

pona. Predlog izlaganja u nastavku istraživanja predstavljenog u okviru ove disertacije biće prevazilaženje prethodno pomenutog nedostatka u vidu ostvarivanja mekog prekidanja, implementacijom elementa spregnutih induktivnosti sa strujno regulisanom vrednosti koeficijenta sprege.

4.4 Analiza perioda prilikom prelaska stanja prekidača u slučaju dvo-faznog *buck/boost* pretvarača

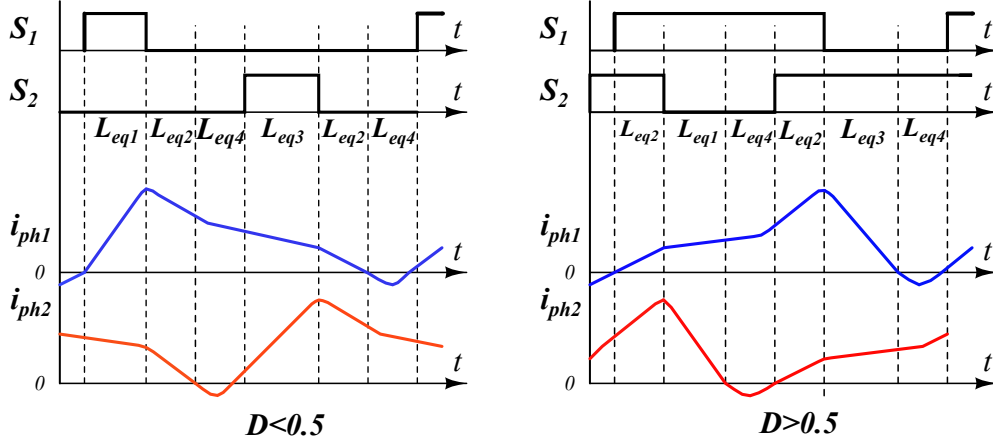
Standardna realizacija *buck/boost* dvosmernog dvo-faznog pretvarača predstavljena je na Sl. 4.9. Na svakoj od pojedinačnih faza, p_1 i p_2 , S_H se smatra glavnim prekidačem a S_L sinhronim u *buck* režimu rada, dok se S_L smatra glavnim prekidačem u *boost* režimu rada a S_H sinhronim. Upravljanjem pretvarača u CRM režimu rada, moguće je ostvariti meko uključenje glavnog prekidača u trenutku kada je napon na njemu jednak nuli i meko uključenje sinhronog prekidača u trenutku kada je struja kroz njega jednaka nuli, pri tačno određenom odnosu ulazno/izlaznog napona.



Slika 4.9 Dvosmerni buck/boost pretvarač sa inverzno spregnutim induktivnostima i sinhronim ispravljanjem.

Upravljanjem u CRM režimu rada, ekvivalentna induktivnost elementa spregnutih induktivnosti, u zasebnim vremenski intervalima predstavljena je na Sl. 4.10. Za razliku ekvivalentnih induktivnosti u slučaju kontinualnog režima, opisanog u prethodnom poglavlju, u CRM režimu rada definisan je i trenutak kada nijedan od prekidača ne vodi i kada je struja kalema manja od nule, dok je struja suprotne grane i dalje

pozitivna. Na Sl. 4.10 u pomenutom vremenskom intervalu ekvivalentna induktivnost je označena kao L_{eq4} , dok je napon na spregnutim induktivnostima u tom trenutku jednak:



Slika 4.10 Ekvivalentna induktivnost u zasebnim vremenski intervalima u slučaju dvo-faznog *buck/boost* dvosmernog pretvarača, koji radi u CRM režimu.

$$v_1 = v_{ds,ph1} - V_B, v_2 = -V_B \quad (4.11)$$

U pomenutom vremenskom intervalu, pri $D < 0.5$, struja kalema prve faze prikazanog pretvarača p_1 , povezana je sa parazitnim kapacitivnostima isključenih prekidača faze i jednaka je:

$$i_{ph1}(t) = -2 \cdot C_{oss} \frac{dv_{ds,ph1}(t)}{dt}. \quad (4.12)$$

Zamenom izraza (4.11) i (4.12) u osnovnu jednačinu spregnutog kalema dobija se diferencijalna jednačina (4.13)

$$\left(L - \frac{M^2}{L}\right) \cdot 2 \cdot C_{oss} \cdot \frac{d^2 v_{dsL,ph1}(t)}{dt^2} + v_{dsL,ph1}(t) = V_B \left(1 - \frac{M}{L}\right). \quad (4.13)$$

Rešavanjem jednačine (4.13), napon na glavnom prekidaču u *boost* režimu, za $D < 0.5$ može se izraziti kao:

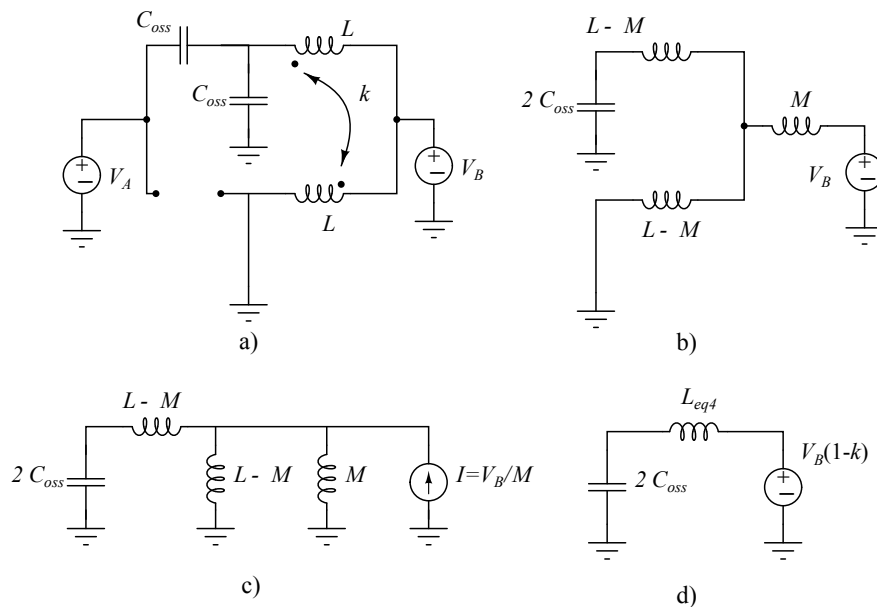
$$v_{dsL,ph1}(t) = V_A - V_B \cdot \left(1 - \frac{M}{L}\right) \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L_{eq4} \cdot C_{eq}}}\right)\right), \quad (4.14)$$

gde je C_{eq} vrednost ekvivalente kapacitivnosti dobijena na osnovu *charge equivalent* modela. Jednačina (4.13) predstavlja diferencijalnu jednačinu drugog reda na osnovu koje, ekvivalentnu induktivnost tokom intervala kada nijedan prekidač nije uključen

možemo definisati kao:

$$L_{eq4} = L - \frac{M^2}{L} \quad (4.15)$$

U cilju boljeg objašnjenja značenja i prirode promene ekvivalentne induktivnosti, proces izvođenja predstavljen u radu [16] je ilustrovan na Sl. 4.11. Spregnuta induktivnost se može ekvivalentno predstaviti povezanim pojedinačnim kalemovima definisanih vrednosti sprežne M i rasipne induktivnosti $L - M$, na način na koji je to označeno na Sl. 4.11.b). Potom se na osnovu Nortonove teoreme, serijska veza između izvora V_B i induktivnosti M može predstaviti strujnim generatorom u paraleli sa kalemom, kako je prikazano na Sl. 4.11.c). Potom se strujni generator u paraleli sa dve induktivnosti može predstaviti naponskim izvorom kao što je to urađeno na Sl. 4.11.d). Na pomenuti način, izvedena vrednost ekvivalentne induktivnosti identična je onoj vrednosti dobijenoj na osnovu matematičkog izraza (4.13).



Slika 4.11 Proces izvođenja ekvivalentne induktivnosti prilikom promene stanja glavnog prekidača pojedinačne faze, predstavljen u radu [16].

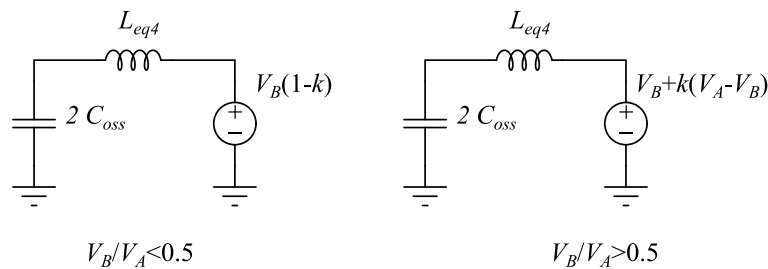
Tokom trajanja prelaznog rezonantnog perioda, u intervalu kada su oba prekidača pojedinačne faze (p_1 , p_2) pretvarača prikazanog na Sl. 4.9 isključena, vrednost rezonantne struje tokom rezonantnog perioda je pod uticajem struje u drugoj fazi kalema (p_2 , p_1), usled efekta sprege. Ilustracija uticaja vrednosti sprege na rezonantni interval prelaska stanja prekidača može se najbolje predstaviti prethodnim izvodjenjem, odnosno modulacijom vrednosti ekvivalentnog izvora V_B , kao što je prikazano na Sl.

Tabela 4.4 Sistematizacija vrednosti amplitude oscilacija rezonantnog napona i ekvivalentne induktivnosti.

| Smer rada | | Rezonantna amplituda | L_{eq2} | L_{eq4} |
|-----------|-------------------------|-------------------------|-------------|---------------|
| Buck | $\frac{V_B}{V_A} < 0.5$ | $V_B (1 - k)$ | $L (1 + k)$ | $L (1 - k^2)$ |
| | $\frac{V_B}{V_A} > 0.5$ | $V_B + k (V_A - V_B)$ | | |
| Boost | $\frac{V_B}{V_A} < 0.5$ | $V_A - V_B (1 - k)$ | $L (1 + k)$ | $L (1 - k^2)$ |
| | $\frac{V_B}{V_A} > 0.5$ | $(V_A - V_B) (1 - k)$ | | |

4.11.d). Kako bi bolje ilustrovali ovu pojavu, tokom rezonantnog perioda prelaska stanja prekidača, za različite vrednosti odnosa ulaznog/izlaznog napona pretvarač se može predstaviti zamenskim kolima prikazanim na Sl. 4.12. Promena vrednosti ekvivalentnog izvora V_B usled promene vrednosti ulaznog/izlaznog napona odgovara promeni stanja u kome se prekidači druge faze pretvarača nalaze, kao što je ilustrovano na Sl. 4.10. Takođe, jednačine koje opisuju vrednosti rezonantne amplitude napona i ekvivalentne induktivnosti sistematizovane su Tabelom 4.4, dok je trajanje rezonantnog intervala T_r u trenutku kada su oba prekidača isključena, definisano zamenskim električnim kolima sa Sl. 4.12 i može se izraziti kao:

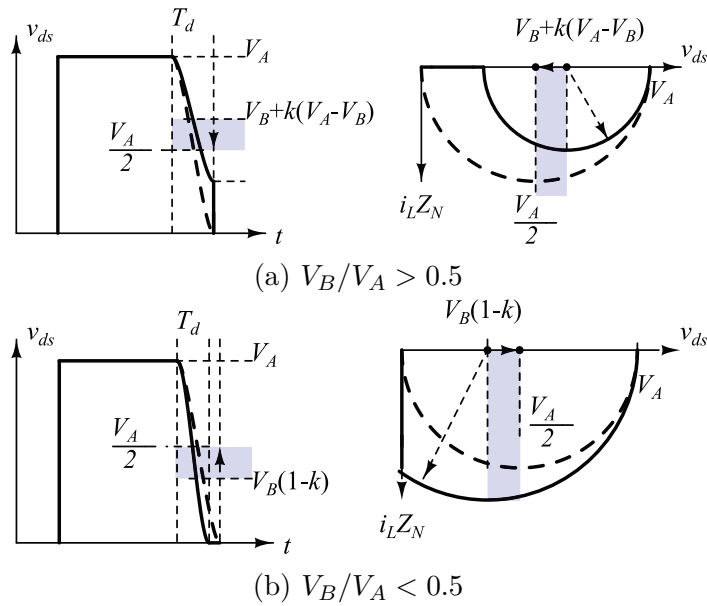
$$T_r = \pi \sqrt{L_{eq4} \cdot C_{eq}}. \quad (4.16)$$



Slika 4.12 Ekvivalentna kola u toku trajanja rezonantnog perioda u *boost* režimu rada, pri različitim vrednostima odnosa ulazno/izlaznog napona.

Uticaj spregnute induktivnosti na oscilaciju napona prekidača u toku rezonantnog perioda, pri različitim vrednostima odnosa ulazno i izlaznog napona najbolje se može ilustrovati rezonantnom trajektorijom na Sl. 4.13. Naime, u slučaju kada pretva-

rač radi u CRM režimu, interval uključenja glavnog prekidača nakon prolaska struje kalema kroz nulu, definisan je trajanjem rezonantnog intervala (4.16). Na osnovu jednačine (4.13), može se zaključiti da je napon na glavnom prekidaču jednak nuli samo u slučaju kada je ulazni napon jednak dvostrukoj vrednosti izlaznog napona i kada je uključenje prekidača izvršeno nakon trajanja rezonantnog intervala (4.16). U CRM režimu rada, uključenje prekidača kada napon na njemu nije nula je neizbežno u slučaju kada je $V_B > V_A/2$, što značajno doprinosi uvećanju prekidačkih gubitaka. Sa druge strane, u istom režimu rada, meko prekidanje sa komutacijom struje je primetno kada je $V_B < V_A/2$.



Slika 4.13 Trajektorija napona tokom rezonantnog perioda u *boost* režimu rada za različite vrednosti odnosa ulazno/izlaznog napona i koeficijenta sprege.

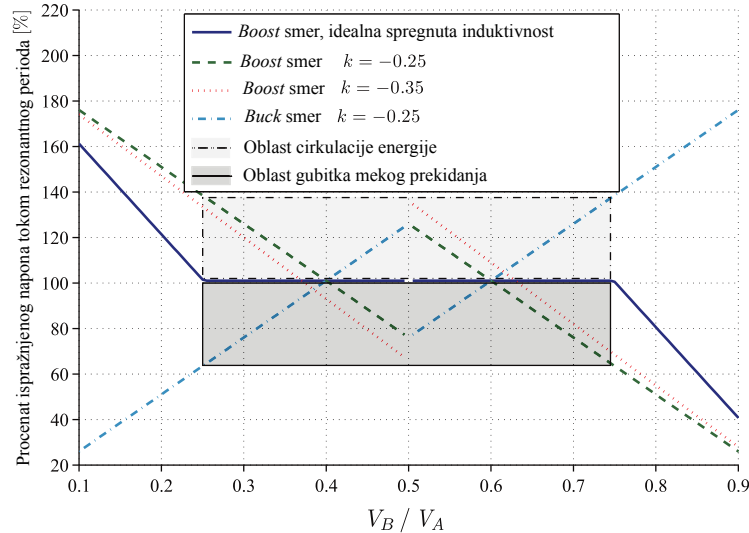
Na osnovu prethodno prikazanog izvođenja može se zaključiti da je, amplituda rezonantne trajektorije u toku prelaska stanja prekidača proporcionalna je vrednosti sprežne induktivnosti, usled toga što je vrednost ekvivalentnog naponskog izvora u rezonantnom kolu sa Sl. 4.12, proporcionalna vrednosti koeficijenta sprege. Ovo se najbolje može predstaviti trajektorijom napona glavnog prekidača u toku rezonantnog perioda, kao što je ilustrovano na Sl. 4.13.a), u slučaju kada je $V_B/V_A > 0.5$. Ukoliko pretvarač radi u CRM režimu, glavni prekidač je uključen dok napon na njemu postoji, a rezonantna trajektorija napona na glavnom prekidaču iscrtana je punom linijom. Upravljanjem pretvarača u CRM režimu i varijacijom vrednosti koeficijenta sprege k , tako da je vrednost amplitude rezonantne trajektorije definisane Tabeli 4.4 bude jednaka polovini inicijalnog napona na prekidaču, idealna rezonantna trajekto-

rija je postignuta, iscrtana isprekidanom linijom na Sl. 4.13.a). U slučaju kada je $V_B/V_A < 0.5$, amplituda oscilacije na glavnom prekidaču dovoljna je da u potpunosti isprazni parazitnu kapacitivnost prekidača. Međutim, u trenutku kada je napon na prekidaču dostigao vrednost nula, vrednost struje kalema je i dalje negativna, kao što je prikazano na Sl. 4.13.b). Kako je struja kalema tokom komutacije negativna i ne učestvuje u prenosu energije ka potrošaču, pomenuti vremenski interval može biti posmatran ekvivalentno kao i interval koji je potrebno da protekne kako bi struja dostigla određenu negativnu vrednost, implementacijom kvazi-rezonantnog upravljanja. Takođe, upravljanjem pretvarača u CRM režimu i varijacijom vrednosti koeficijenta sprege k , tako da je vrednost amplitude rezonantne trajektorije definisane Tabeli 4.4 bude jednaka polovini inicijalnog napona na prekidaču, idealna rezonantna trajektorija je postignuta, iscrtana isprekidanom linijom na Sl. 4.13.b).

Na osnovu jednačina prikazanih u Tabeli 4.4, može se odrediti vrednost napona pri kome dolazi do uključenja prekidača ako se konvertor upravlja u CRM režimu, odnosno ako je glavni prekidač uključen u vremenskom intervalu koji je jednak polovini rezonantnog perioda, od trenutka kada struja kalema prođe kroz nulu. Na Sl. 4.14 prikazan je procenat ispražnjenog inicijalnog napona nakon polovine rezonantnog intervala, pri nultoj vrednosti inverzne struje. Upotrebom spregnute induktivnosti fiksne vrednosti koeficijenta sprege, postiže se meko prekidanje sa 100% ispražnjenog inicijalnog napona samo u uskom području odnosa ulazno/izlaznog napona. Izvan pomenutog uskog regiona, dolazi do gubitka mekog prekidanja ili pojave komutacije struje kalema. Primera radi, pri vrednosti koeficijenta sprege od $k = -0.25$, dok pretvarač radi u CRM režimu, meko prekidanje glavnog prekidača ostvareno je pri odnosu ulazno/izlaznog napona $V_B/V_A = 0.4$ i $V_B/V_A = 0.6$, u oba smera, što je evidentno na osnovu izraza predstavljenih u Tabeli 4.4. Varijacijom vrednosti odnosa napona do vrednosti od 0.45 i upravljanjem pretvarača u CRM režimu, glavni prekidač je u jednom smeru uključen kada je napon na njemu ispražnjen do 88% od inicijalne vrednosti napona, dok je u drugom smeru, prividno 112% inicijalnog napona ispražnjeno, što se manifestuje komutacijom struje kalema.

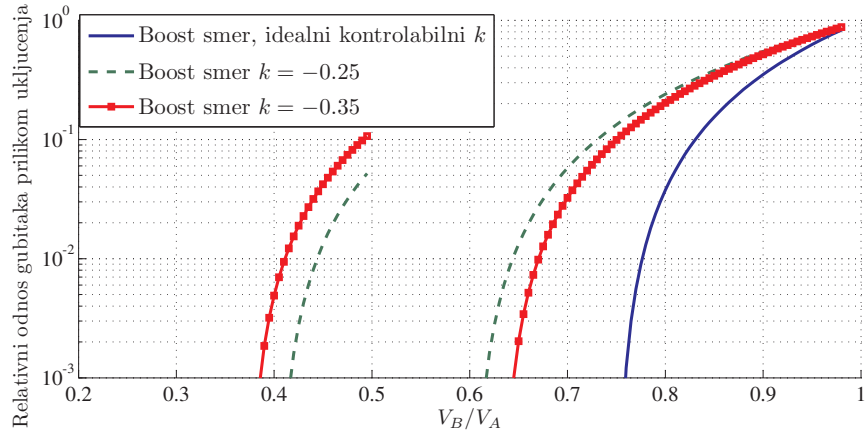
Meko prekidanje može biti postignuto u oba smera varijacijom vrednosti koeficijenta sprege tako da amplituda rezonantnog napona, prema izrazu u Tabeli 4.4, bude jednaka polovini inicijalnog napona prekidača, pri različitim vrednostima odnosa ulazno/izlaznog napona. Na pomenuti način meko prekidanje može biti ostvareno uz idealni oblik rezonantne trajektorije, kao što je prikazano na Sl. 4.13 isprekidanom linijom. Meko prekidanje uz idealnu trajektoriju napona ilustrovanu na Sl. 4.14 upravljanjem pretvarača u CRM režimu, može biti ostvareno u opsegu odnosa ulaznog/izlaznog na-

pona od 0.25 do 0.75 samo u slučaju idealne spregnute induktivnosti, sa opsegom varijacije koeficijenta sprege od nula do jedan.

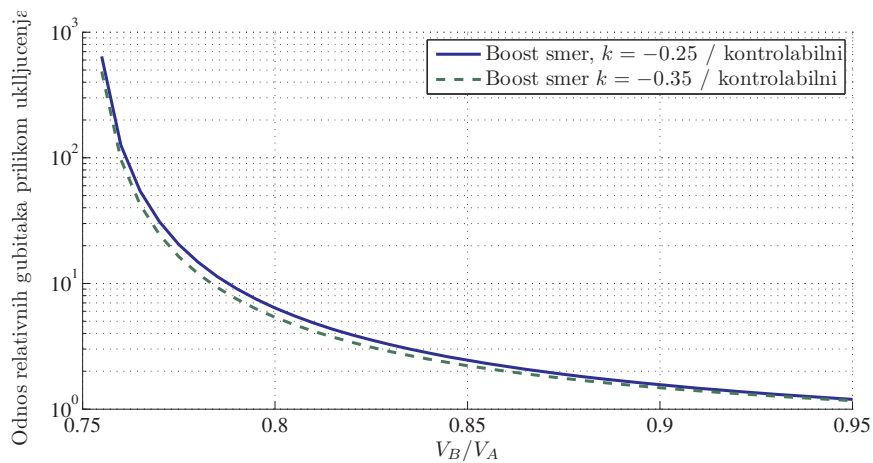


Slika 4.14 Procenat ispražnjenog inicijalnog napona na glavnom prekidaču, nakon polovine rezonantnog intervala, pri nultoj vrednosti inverzne struje, u *boost* režimu rada.

Upravljanjem pretvarača u CRM režimu rada, kao što je to predloženo u radu [16], ne garantuje meko prekidanje prekidača u celom opsegu promene ulazno/izlaznog napona pretvarača. Relativni gubici u vidu skladištene energije E_{oss} , prilikom uključanja prekidača proporcionalni vrednosti parazitne kapacitivnosti prekidača i preostalom naponu ($0.5 \cdot C_{oss} \cdot V_s^2$), na način na koji je to definisano u radu [70]. Shodno tome, na osnovu dijagrama prikazanog na Sl. 4.14, analitički je izveden odnos relativnih preki-daćkih gubitaka, u vidu skladištene energije E_{oss} , u opsegu promene napona pretvarača, na osnovu vrednosti preostalog napona na prekidaču pre uključanja, pri dve različite vrednosti koeficijenta sprege. Relativni odnos gubitaka, pri varijabilnom i fiksnom koeficijentu sprege prikazan je na Sl. 4.15. Na Sl. 4.16 prikazan je relativni odnos gubitaka, u vidu skladištene energije E_{oss} prilikom uključanja glavnog prekidača, normalizovan na vrednost gubitaka u slučaju idealne varijabilne sprege k . Na osnovu grafika prikazanog na Sl. 4.16 može se zaključiti da su gubici pretvarača u slučaju idealne kontrolabilne vrednosti koeficijenta sprege, značajno umanjeni u odnosu na pretvarač sa fiksnom vrednosti koeficijenta sprege, van opsega u kome je meko prekidanje ostvarivo, dok se međutim sa daljim porastom vrednosti prenosnog odnosa odnos gubitaka izjednačava.

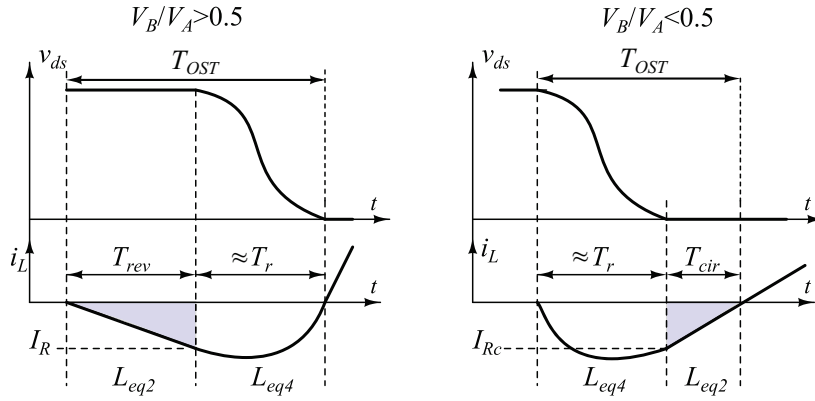


Slika 4.15 Relativni gubitci, u vidu skladištene energije E_{oss} na glavnom prekidaču pre uključenja, u odnosu na procenat ispražnjenog inicijalnog napona, u *boost* režimu rada.



Slika 4.16 Relativni odnos gubitaka u vidu skladištene energije E_{oss} , prilikom uključenja glavnog prekidača, normalizovan na vrednost gubitaka u slučaju idealne varijabilne sprege k , u *boost* režimu rada.

Upravljanjem pretvarača u kvazi-rezonantnom režimu (Quasi Squared Wave), na način kao što je to predloženo u radovima [71, 70], sinhroni prekidač ostaje uključen nakon prolaska struje kroz nulu do trenutka kada struja kalema dostigne predefinisani negativnu vrednost, dovoljnu za potupuno pražnjenje parazitne kapacitivnosti glavnog prekidača. Nakon isključenja sinhronog prekidača, otpočinje rezonantni period što je ilustrovano na Sl. 4.7. Kao što je prikazano na Sl. 4.17, vremenski interval koji je potrebno da protekne kako bi struja dostigla predefinisani negativnu vrednost, označen je sa T_{rev} . U slučaju kada je vrednost ulaznog manja od vrednosti polovine izlaznog napona, rezonantni period ilustrovan je na Sl. 4.17.b). Nakon što je napon na prekidaču dostigao nultu vrednost, struja kalema je i dalje negativna i komutira u vremenskom intervalu označenom kao T_{cir} .



Slika 4.17 Detaljna ilustracija talasnih oblika napona prekidača i struje kalema u QSW režimu rada, u *boost* smeru.

Kako bi analizirali promenu trajanja vremenskog intervala rezonantnog perioda u odnosu na vrednost odnosa ulaznog/izlaznog napona pretvarača, izrazi za intervale T_{rev} i T_{cir} su izvedeni u slučaju *boost* režima rada, na osnovu izvođenja predstavljenog u radu [71] i predstavljeni kao izrazi (4.17) i (4.18). U izrazima (4.17) (4.18),

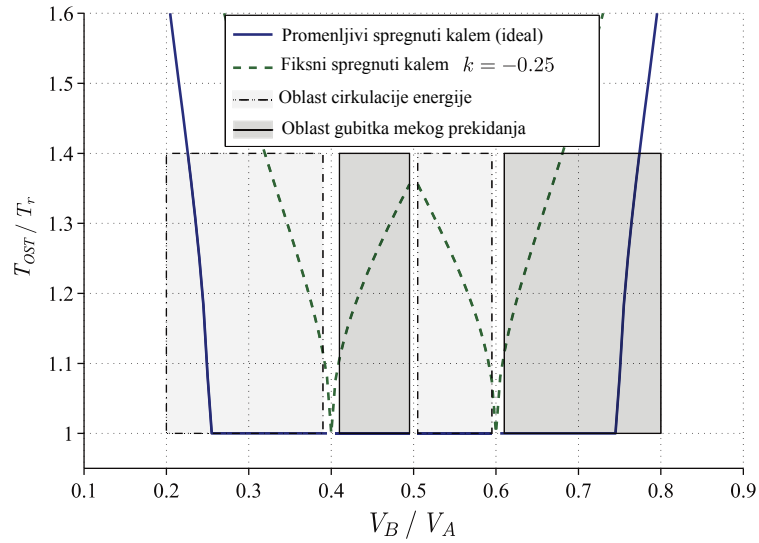
$$T_{rev} = \frac{T_r \cdot \sqrt{L_{eq2}/L_{eq4}(1 + 2(1 - k)(V_B/V_A - 1))}}{\pi \cdot (1 - V_B/V_A)}, \quad (4.17)$$

$$T_{cir} = \frac{T_r \cdot \sqrt{L_{eq2}/L_{eq4}(2(1 - k)V_B/V_A - 1)}}{\pi \cdot (V_B/V_A)}, \quad (4.18)$$

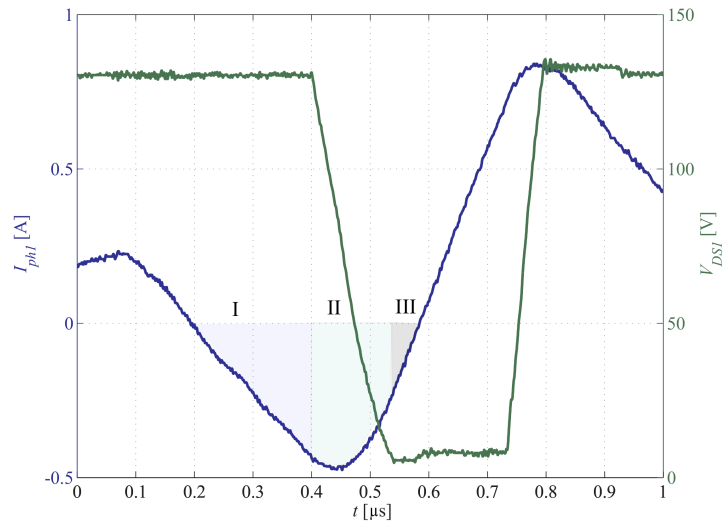
T_r predstavlja trajanje vremenskog intervala (4.16) koji je jednak trajanju rezonantnog perioda u rezonantnom kolu formiranom na osnovu ekvivalentne induktivnosti L_{eq4} i parazitne kapacitivnosti C_{eq} .

Kako bi uporedili trajanje ukupnog vremenskog rezonantnog perioda predloženog u radovima [71, 70] sa trajanjem rezonantnog perioda predložene metode čije se upravljanje zasniva na CRM režimu rada, trajanje ukupnog rezonantnog intervala pri različitim vrednostima odnosa ulazno/izlaznog napona predstavljeno je na Sl. 4.18. Ukupan vremenski interval T_{OST} je aproksimiran kao suma rezonantnog perioda T_r i dodatnog vremena označenog kao T_{rev} i T_{cir} , u zavisnosti od vrednosti odnosa ulazno/izlaznog napona. Validnost ove aproksimacije je proverena na osnovu eksperimentalnih rezultata prikazanih u sledećem poglavlju. Vrednost dodatnih vremenskih intervala T_{rev} i T_{cir} izvedena je u odnosu na minimalnu dovoljnu vrednost inverzne struje. U radu [19], eksperimentalno je utvrđeno da je vreme T_r proporcionalno vrednosti inverzne struje i odnosa ulazno/izlaznog napona. Pokazano je da uvećanjem vrednosti inverzne dolazi do umanjenja trajanja rezonantnog intervala T_r . Međutim, ukoliko je vrednost struje kalema veća od minimalne dovoljne vrednosti inverzne struje, rezonantni period je sačinjen od tri vremenska intervala, kao što je prikazano na Sl. 4.19. Trajanje prvog intervala, na Sl. 4.19 označeno kao (I), utvrđeno je vremenom potrebnim da struja kalema dostigne zadatu inverznu vrednost struje. Potom sledi interval rezonantnog perioda (II) tokom kojeg dolazi do pražnjenja parazitne kapacitivnosti prekidača. Nakon što je napon na glavnom prekidaču dostigao vrednost nula počinje treći vremenski interval (III). Trajanje pomenutog intervala utvrđeno je potrebnim vremenom da struja kalema ponovo postane pozitivna. Jasno je da uvećavajući zadatu vrednost inverzne struje kalema, dolazi do produženja vremenskog intervala potrebnog da struja dostigne zadatu vrednost i intervala potrebnog da struja ponovo postane pozitivna. Takođe je jasno da u toku trajanja celukupnog intervala struja kalema ne prenosi energiju ka potrošaču, što rezultuje uvećanju kondukcionih gubitaka usled uvećane vrednosti efektivne struje.

Analizom izraza (4.17) i (4.18) može se zaključiti da trajanje ukupnog rezonantnog intervala T_{OST} u mnogome zavisi od promene u nagibu struje kalema pojedinačnih faza, što je posledica odnosa između vrednosti ekvivalentnih induktivnosti L_{eq2} i L_{eq4} . Uvećanje trajanja vremenskog intervala T_{OST} u odnosu na vrednost ulazno/izlaznog napona pretvarača u slučaju idealnog spregnutnog kalema sa varijabilnom vrednošću koeficijenta sprege prikazano je na Sl. 4.18. U slučaju spregnute induktivnosti sa fiksnom vrednošću koeficijenta sprege, upravljanjem pretvarača van uske oblasti ulazno/izlaznog napona u QSW režimu, trajanje ukupnog intervala T_{OST} je uvećano ili dodatnim vremenom potrebnim za postizanje inverzne struje ili komutacijom struje kalema. Analiza *buck* režima rada pretvarača je indentična prikazanoj, stin što su oblasti predstavljene na Sl. 4.18 zamenjene. Takođe na osnovu grafika prikazanog na



Slika 4.18 Odnos trajanja ukupnog vremenskog intervala T_{OST} i osnovnog rezonantnog intervala T_r , u odnosu na vrednost ulaznog/izlaznog napona, pri *boost* režimu rada.



Slika 4.19 Ilustracija trajanja ukupnog vremenskog intervala T_{OST} kada je vrednost inverzne struje veća od minimalne dovoljne vrednosti.

Sl. 4.18, porast ukupnog vremenskog intervala nije simetrična. U slučaju kada je vrednost koeficijenta sprege jednaka $k = 0.25$, i vrednost odnosa napona $V_B/V_A = 0.45$, ukupno trajanje perioda je uvećano 1.2 puta, dok je u slučaju kada je $V_B/V_A = 0.30$, ukupno trajanje uvećano 1.5 puta. U slučaju spregnute induktivnosti fiksne vrednosti, promenom vrednosti ulazno/izlaznog napona, vrednost rezonantne amplitude može postati jednaka ili biti veća od idealne amplitude napona. U tom slučaju, kako je jednačina koja određuje vrednost amplitude ostala nepromenjena, računanje trajanja dodatnog vremenskog intervala postaje zamenjeno, samim tim primetni su drugaciji nagibi sračunate vrednosti ukupnog rezonantnog vremena predstavljenog na Sl. 4.18.

Na osnovu prethodne analize može se zaključiti da se može smatrati opravdanim korišćenje elementa spregnutih induktivnosti, samo pri uskom opsegu promene vrednosti ulazno/izlaznog napona, dok god pretvarač radi u CRM režimu. Primena QSW režima rada, svakako može doprineti ostvarivanju mekog prekidanja u širem opsegu varijacije vrednosti ulazno/izlaznog napona pretvarača, ali po cenu uvećanja ukupnog trajanja rezonantnog vremenskog intervala i negativne vrednosti struje kalema. Shodno tome, negativni deo struje kalema koji ne prenosi energiju ka potrošaču zauzima veći deo prekidačkog perioda. Isto tako, trajanje rezonantnog intervala nije proporcionalno prekidačkoj učestalosti. Kao rezultat upravljanja u QSW režimu rada, meko prekidanje je ostvareno u širem opsegu varijacije napona, dok je efektivna vrednost struje kalema uvećana sa porastom učestalosti prekidanja, što dovodi do degradacije efikasnosti konverzije, naročito pri srednjim i niskim vrednostima opterećenja [71].

Glava 5

Upravljanje mekim prekidanjem kod dvosmernog buck/boost pretvarača zasnovano na strujno kontrolisanom elementu upravljive magnetne sprege

U ovom poglavlju predstavljena su ograničenja u pogledu primene spregnute induktivnosti sa upravljivim koeficijentom sprege u slučaju višefaznog dvosmernog *buck / boost* pretvarača. Dat je predlog upravljanja mekim prekidanjem u širokom opsegu promene vrednosti ulazno/izlaznog napona. Predstavljen je realizovani eksperimentalni model pretvarača. Prikazani eksperimentalni rezultati ukazuju na umanjeње trajanja ukupnog rezonantnog perioda upotrebom spregnute induktivnosti sa upravljivim koeficijentom sprege, u širokom opsegu promene vrednosti ulazno/izlaznog napona. Takođe, upotrebom predložene metode eksperimentalno je zabeleženo uvećanje efikasnosti pretvarača, naročito izraženo pri srednjim i niskim vrednostima opterećenja, u širokom opsegu promene vrednosti ulazno/izlaznog napona pretvarača.

5.1 Primer računanja parametara pretvarača i elementa regulisane magnetne sprege

Kako bi izvršili validno poređenje metode predložene u okviru ove disertacije sa metodom predloženom u radu [16], potrebno je izabrati je ekvivalentni odnos ulaznog/izlaznog napona, predložen u radu [16], koji iznosi 150/380 V. Pomenuti odnos

napona u radu [16] izabran je pri fiksnoj vrednosti koeficijenta sprege, na takav način da meko prekidanje bude ustvoreno samo u uskom opsegu. Sličan opseg promene ulazno/izlaznog napona dvosmernog pretvarača predložen je i u radu [18]. Pretvarač je u radu [18] primenjen kao energetska interfejs između zajedničkog jednosmernog napona 380 V i elementa za skladištenje energije, realizovanog pomoću 65 serijski vezanih baterijskih ćelija, nominalnog napona niza u vrednosti od 240 V. Shodno tome napon baterijskih ćelija može varirati u opsegu od 150 – 250 V, u zavisnosti od stanja napunjenosti. Samim tim radom [18] predloženi opseg promene ulazno/izlaznog napona je od većeg značaja za praktičnu primenu pretvarača. Prema prethodno navedenom, u slučaju predložene metode, izabrani varijabilni opseg koeficijenta sprege, biran je na takav način da uključuje vrednost fiksne sprege predložene u radu [16], a granične vrednosti opsega takve da meko prekidanje može biti zadovoljeno u opsegu promene ulazno/izlaznog napona prema radu [18]. Sistematizovani parametri dvosmernih pretvarača dati u radovima [16] i [18] navedeni su u Tabeli 5.1. Imajući u vidu prethodno predstavljenu analizu i to da apsolutna vrednost ulaznog i izlaznog napona ne određuje uslov mekog prekidanja energetskih prekidača, već njihov odnos, opseg prenosnog odnosa napona za implementaciju predloženog pristupa izabran je kao u radu [18] i naveden u Tabeli 5.1.

Za realizaciju mekog prekidanja u determinisanom opsegu vrednosti odnosa ulazno/izlaznog napona prilikom rada pretvarača u CRM režimu, vrednost koeficijenta sprege određena je na osnovu idealne trajektorije rezonantnog napona prekidača, prethodno prikazane na Sl. 4.13. Ukoliko je vrednost rezonantne amplitude definisana ekvivalentnim kolom Sl. 4.12 i Tabelom 4.4, jednaka polovini inicijalnog napona, meko prekidanje prekidača uz idealni oblik rezonantne trajektorije može biti ostvareno. Na osnovu izraza nevedenih u Tabeli 4.4, sledi da je vrednost koeficijenta sprege k potrebna za ispunjenje uslova mekog prekidanja glavnog prekidača pri različitim vrednostima odnosa V_B/V_A jednaka:

$$k = \begin{cases} \left(1 - \frac{V_A}{2V_B}\right) & \text{za } V_B/V_A < 0.5 \\ \left(1 - \frac{V_A}{2(V_A - V_B)}\right) & \text{za } V_B/V_A > 0.5 \end{cases}, \quad (5.1)$$

za slučaj kada pretvarač radi u *boost* režimu. Sličan izraz na osnovu vrednosti predstavljenih u Tabeli 4.4 može biti izveden i u slučaju *buck* režima rada pretvarača. Kako bi ostvarili meko prekidanje u opsegu promene vrednosti odnosa ulazno/izlaznog napona, vrednost koeficijenta sprege k mora biti kontinualno usklađena prema jednačini (5.1).

Prvi korak u proceduri prilikom projektovanja upravljanja mekim prekidanjem pretvarača prema predloženom pristupu, predstavlja određivanje maksimalne i minimalne vrednosti odnosa ulazno/izlaznog napona pretvarača. Usled ograničenja u pogledu realizacije i testiranja pretvarača, za izlazni napon izabrana je vrednost od 80 V, dok je opsegu ulaznog napona određen na osnovu determinisanog opsega prenosnog odnosa, kao što je navedeno u Tabeli 5.1. Na osnovu definisanog opsega vrednosti ulazno/izlaznog napona, imajući u vidu jednačinu (5.1), možemo odrediti potreban opseg promene kontrolabilne vrednosti koeficijenta sprege k , prilikom oba režima rada pretvarača. Takođe, na osnovu determinisanog opsega ulaznog/izlaznog napona pretvarača, uzimajući u obzir dvo-faznu strukturu pretvarača, vrednost ekvivalentne fazne induktivnosti može se odrediti na osnovu izlaganja predstavljenog u radu [18]. Naime, zavisnost maksimalne vrednosti prekidačke učestalosti pri određenoj vrednosti ulazno/izlaznog napona i izlazne snage, može se predstaviti izrazom (5.2)

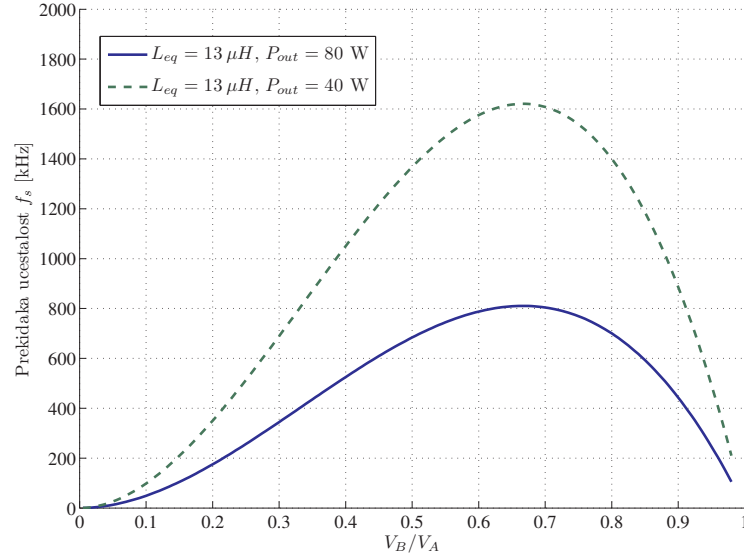
$$f_s = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_A - V_B}{P_O/n_{modula}} \cdot \frac{V_B^2}{V_A} \cdot \frac{1}{L_{eq}}. \quad (5.2)$$

U cilju ostvarivanja opsega radne prekidačke učestalosti od 500 – 900 kHz koji je ekvivalentan opsegu datom u radu [16], na osnovu izlaganja u radu [18] računski je određena ekvivalentna vrednost induktivnosti od 13 μ H, uz maksimalnu vrednost izlazne snage od 80 W. Zavisnost promene vrednosti prekidačke učestalosti od promene odnosa ulaznog/izlaznog napona pretvarača prikazana je na Sl. 5.1.

Računom, na osnovu jednačine (5.1) i navedenom opsegu promene prenosnog odnosa, dobijene su dve vrednosti koeficijenta sprege. Shodno prethodno predstavljenoj analizi, kao maksimalnu vrednost kontrolabilnog opsega potrebno je izabrati višu vrednost. Kako opseg promene odnosa ulazno/izlaznog napona predloženog pretvarača uključuje vrednost 0.5, potrebno je takođe ostvariti što nižu kontrolabilnu vrednost koeficijenta sprege. Vrednosti parametara pretvarača predloženim za realizaciju u okviru ove disertacije, sistematizovani su u Tabeli 5.1.

5.1.1 Realizacija elementa spregnutih induktivnosti sa regulisanim koeficijentom sprege

Formiranje modela predložene strukture vrši se na osnovu analitički izračunate maksimalne i minimalne vrednosti promene koeficijenta sprege k . Na osnovu parametara izabranog jezgra, korekcija vrednosti koeficijenta sprege može biti ostvarena određivanjem vrednosti odnosa poprečnih preseka radnih i kontrolnih grana strukture,



Slika 5.1 Zavisnost promene maksimalne vrednosti prekidačke učestalosti od promene odnosa ualnog/izlaznog napona pretvarača, za različite odnose trenutne izlazne snage P_{out} .

Tabela 5.1 Sistematizovani parametri dvosmernih pretvarača dati u radovima [16, 18, 19] i pretvarača predloženog za realizaciju u okviru ove disertacije.

| Metod | V_B | V_A | Prenosni odnos | Koeficijent sprege |
|---------|-------------|-------|----------------|--------------------|
| [16] | 150 V | 380 V | 0.394 | 0.4 |
| [18] | 150 – 250 V | 380 V | 0.394 – 0.657 | - |
| [19] | 200 V | 400 V | 0.5 | - |
| Predlog | 28 – 52 V | 80 V | 0.35 – 0.65 | $k \in [0, 0.46]$ |

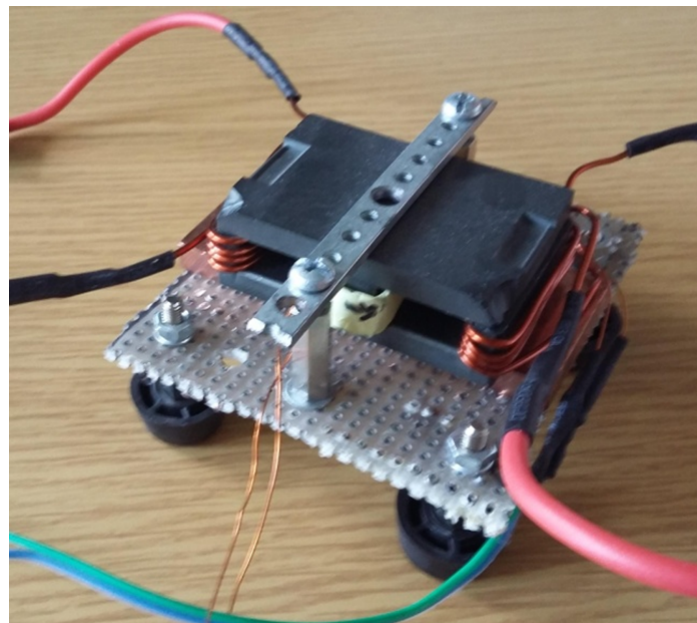
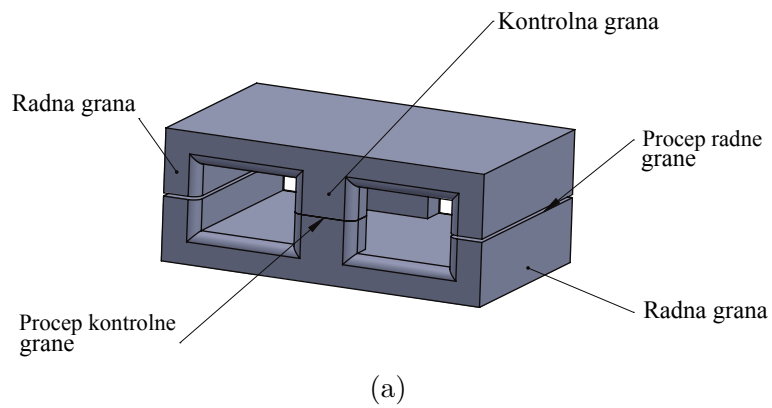
na način na koji je to prethodno prezentovano. Predložena magnetno simetrična struktura sa strujno upravljivom vrednosti koeficijenta sprege, ilustrovana je na Sl. 5.2.a). Realizacija strukture je ilustrovana na primeru planarnih feritnih jezgra, sa uklonjenim delom srednje magnetne grane. Prethodno određena maksimalna varijacija kontrolabilne vrednosti koeficijenta sprege može biti ostvarena promenom odnosa poprečnih preseka radne i kontrolne grane i odnosa efektivne permeabilnosti radne i kontrolne magnetne grane. Eksperimentalni model je napravljen pomoću specijalno izrađenih feritnih jezgra N49 materijala [115], E32 oblika [116] i prikazan na Sl. 5.2.b). Usled nemogućnosti postizanja kontrolabilne vrednosti koeficijenta sprege koja je jednaka nuli, pomoću analitičkog modela predstavljenog u trećoj glavi, analitički je dobijena

optimalna minimalna vrednost koeficijenta sprege, uzimajući u obzir amplitudu jednosmerne struje, odnosno gubitke u kontrolnom namotaju elementa. Naime, realizacija relativno niske vrednosti sprege dovodi do potrebe za uvećanom vrednošću polja predmagnetizacije, iz čega sledi da je potreban uvećan broj kontrolnih navojaka, što može izazvati probleme sa indukcijom napona u kontrolnom kolu, usled nesavršenosti izrade strukture. Broj radnih namotaja i dužina vazdušnog procepa su postavljeni tako da nominalna vrednost induktivnosti bude u skladu sa prehodno izračunatom vrednošću. Broj radnih namotaja iznosi $N = 4$, dok broj namotaja u kontrolnim granama iznosi $N_{con} = 15$. Odnos poprečnih preseka radne i kontrolne grane je približno postavljen na $\beta = 0.4$, dok je vazdušni procep dužine $l_g = 150 \mu\text{m}$ postavljen samo u radne grane strukture. Zavisnost vrednosti induktivnosti i koeficijenta sprege u odnosu na promenu vrednosti struje predmagnetizacije, snimljena je eksperimentalno i prikazana na Sl. 5.3. Eksperimentalna merenja vrednosti induktivnosti i koeficijenta sprege urađena su upotrebom RLC metra oznake HP4194, na učestalosti od 100 kHz, dok je vrednost koeficijenta sprege na osnovu eksperimentalni rezultata određena *series-adding series-opposing* metodom.

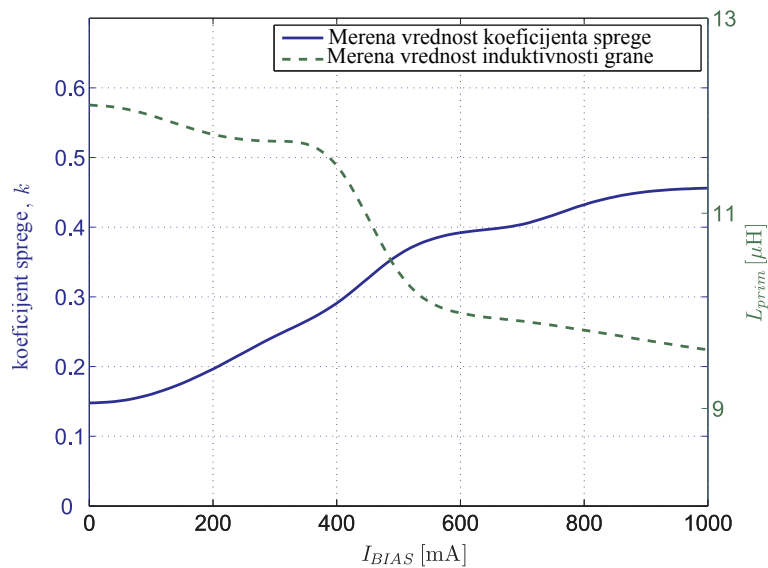
Kao što je prikazano na Sl. 5.3, maksimalna kontrolabilna vrednost koeficijenta sprege za prehodno opisanu strukturu iznosi $k_{max} = 0.46$, dok minimalna vrednost iznosi $k_{min} = 0.14$. Dobijena maksimalna kontrolabilna vrednost koeficijenta sprege je jednaka vrednosti navedenoj u Tabeli 5.1. Minimalna dobijena vrednost predstavlja kompromis između gubitaka usled gubitka mekog prekidanja i gubitaka u kontrolnom namotaju usled struje predmagnetizacije. Dalje uvećanje maksimalne kontrolabilne vrednosti sprege moguće je umanjnjem odnosa površine poprečnog preseka grana do $\beta = 0.15$. Minimalna vrednosti odnosa površine poprečnog preseka grana je uslovljena realizacijom same strukture. Eksperimentalno dobijena vrednost maksimalne kontrolabilne vrednosti sprege pri $\beta = 0.15$ je jednaka $k_{max} = 0.72$, dok je minimalna kontrolabilna vrednost shodno tome uvećana i iznosi $k_{min} = 0.3$.

5.2 Ograničenja u pogledu primene elementa sa strujno regulisanim koeficijentom sprege

Kako bi detaljnije analizirali primenu prethodno opisanog elementa spregnutih induktivnosti sa strujno regulisanim koeficijentom sprege u slučaju dvo-faznog dvosmernog pretvarača, potrebno je prvo predstaviti uticaj promenljive vrednosti magnetne sprege na parametre uprošćenog modela energetskog pretvarača. Na osnovu analize



Slika 5.2 Ilustracija predložene strukture na primeru planarnih jezgra, b) realizovani eksperimentalni model predložene magnetne strukture.



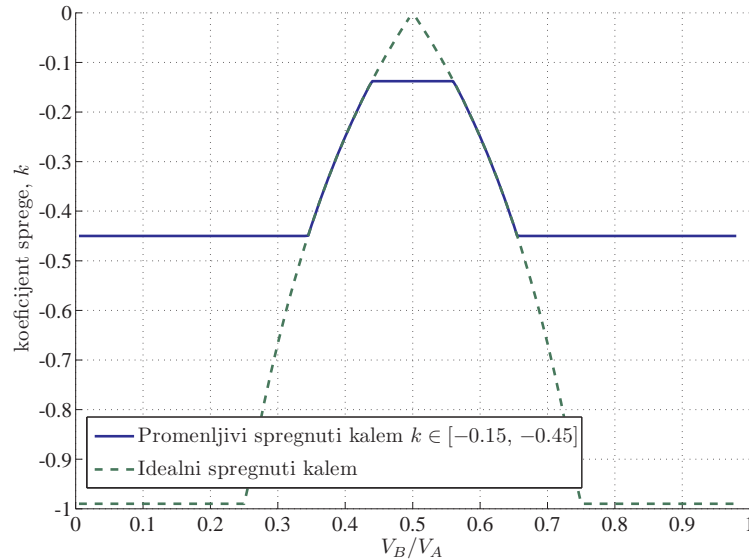
Slika 5.3 Eksperimentalno snimljena zavisnost induktivnosti i koeficijenta sprege od vrednosti struje predmagnetizacije u slučaju planarne strukture sa Sl. 5.2.b).

dvosmernog pretvarača predstavljene u prethodnoj glavi, možemo zaključiti da strujno regulisana vrednost koeficijenta sprege ima uticaja na sledeće karakteristike pretvarača: opseg odnosa napona u kome je meko prekidanje ostvarivo, dužinu trajanja rezonantnog intervala T_r . i vrednost ekvivalentne induktivnosti L_{eq1} ili L_{eq3} , koja definiše maksimalnu vrednost talasnosti struje induktivnosti. Uticaj promene koeficijenta sprege na sve nabrojane karakteristike biće detaljno analiziran u nastavku teksta.

5.2.1 Ograničenja usled regulacije koeficijenta sprege

Grafik zavisnosti upravljive vrednosti koeficijenta sprege od odnosa ulazno/izlaznog napona, dobijen na osnovu izraza (5.1), prikazan je na Sl. 5.4, u slučaju idealnog spregnutog kalema i kalema promenljive magnetne sprege u opsegu od $k \in [-0.15, -0.45]$. Uslov mekog prekidanja glavnog prekidača u slučaju kalema promenljive magnetne sprege od $k \in [-0.15, -0.45]$, zadovoljen je u opsegu odnosa ulazno/izlaznog vrednosti napona $V_B/V_A \in [0.35, 0.45] \cup [0.55, 0.65]$, dok je u slučaju idealnog kalema zadovoljen u opsegu odnosa vrednosti napona $V_B/V_A \in [0.25, 0.75]$, prilikom rada u CRM režimu. Dobijeni opseg odnosa u kome je meko prekidanje zadovoljeno istovetan je odnosu definisanom u Tabeli 5.1, sa izuzetkom gubitka mekog prekidanja u uskom opsegu oko vrednosti 0.5, što je posledica nemogućnosti da se ostvari upravljiva vrednost sprege jednaka nuli. Gubitak mekog prekidanja u relativno uskom opsegu imaće

za posledicu neznatno uvećanje rezonantnog perioda a samim tim i umanjenu vrednost efikasnosti konverzije.

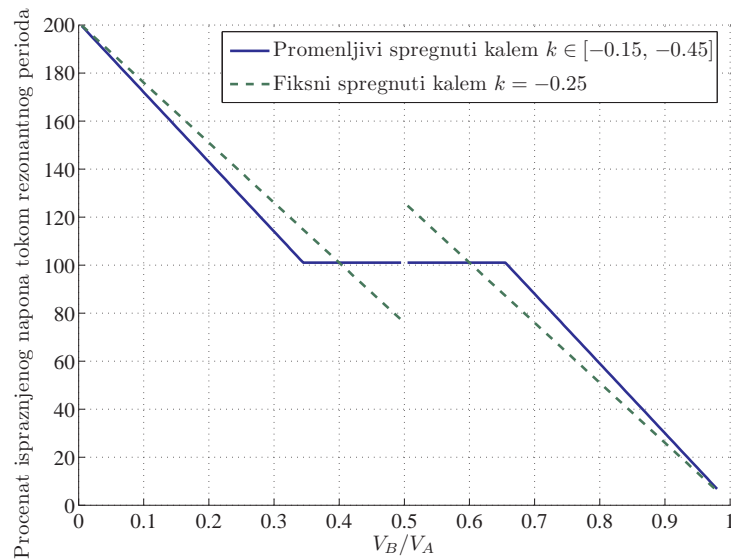


Slika 5.4 Grafik zavisnosti upravljive vrednosti koeficijenta sprege od odnosa ulazno/izlaznog napona u slučaju idealnog spregnutog kalema i kalema promenljive magnetne sprege opsega $k \in [-0.15, -0.45]$.

Van defisanog opsega varijacije vrednosti ulazno/izlaznog napona, uslov za meko prekidanje glavnog prekidača više nije uspunjen i dolazi do promene stanja prekidača dok je napon na njemu prisutan. U tom slučaju, vrednost napona na prekidaču prilikom njegovog uključenja je definisana procentom inicijalne vrednosti, kao što je predstavljeno na Sl. 5.5. Prema istraživanju predstavljenom u radu [70], gubici prilikom uključenja prekidača kada napon na njemu nije jednak nuli, proporcionalni su kvadratu napona na prekidaču i vrednosti prekidačke učestalosti. Shodno tome sa porastom prekidačke učestalosti prekidački gubici postaju dominantni, što znatno otežava postizanje visoke gustine snage pretvarača i visoke efikasnosti.

5.2.2 Ograničenja usled promene vrednosti trajanja rezonantnog perioda

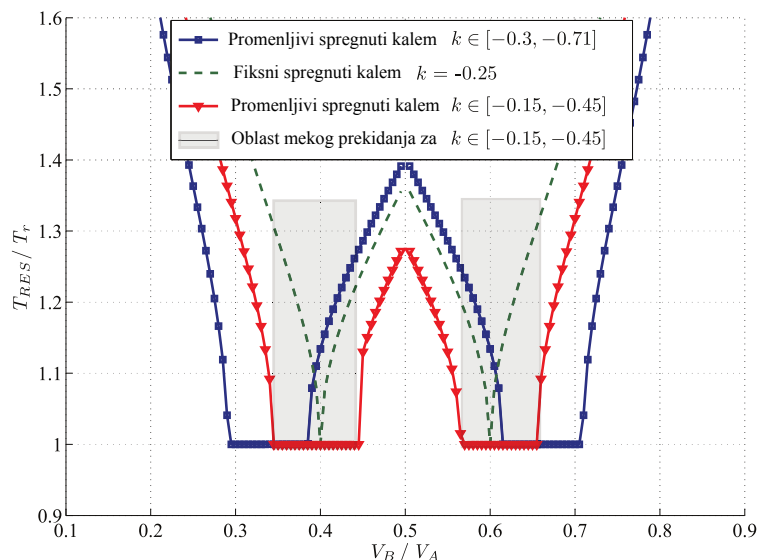
U nastavku teksta dato je poređenje trajanja ukupnog vremenskog rezonantnog perioda u slučaju fiksne vrednosti koeficijenta sprege sa trajanjem rezonantnog perioda varijabilne sprege, gde je upravljanje pretvaračem izvršeno u CRM režimu rada. Kontrolom vrednosti koeficijenta sprege putem struje predmagnetizacije, amplituda rezonantne trajektorije održava se jednakom polovini početne vrednosti napona na



Slika 5.5 Procenat ispražnjenog inicijalnog napona na glavnom prekidaču, nakon polovine rezonantnog intervala u slučaju fiksnog spregnutog kalema $k = -0.25$ i kalema promenljive magnetne sprege od $k \in [-0.15, -0.45]$.

prekidaču, i na taj način ostvarena je kontrola mekog prekidanja energetskih prekidača, pri različitim vrednostima odnosa ulaznog/izlaznog napona pretvarača. Analitički dobijeno vreme trajanja ukupnog rezonantnog intervala pri različitim vrednostima odnosa ulazno/izlaznog napona, u slučaju dva eksperimentalno dobijena opsega upravljive vrednosti koeficijenta sprege, prikazano je na Sl. 5.6. Upotrebom elementa sa opsegom promenljive magnetne sprege opsega $k \in [-0.15, -0.45]$, meko prekidanje prekidača sa idealnom rezonantnom trajektorijom ostvareno je u opsegu označenom na Sl. 5.6, upravljajući pretvaračem u CRM režimu rada. Na taj način QSW režim rada je izbegnut u označenom opsegu, pa je samim tim trajanje ukupnog rezonantnog perioda prilikom tranzicije stanja prekidača umanjeno, tj. jednako polovini osnovnog oscilatornog perioda. Takođe, van opsega označenog na grafiku, dodatno vreme vođenja sinhronog prekidača je i dalje potrebno, ali je značajno umanjeno u odnosu na vreme u slučaju fiksne vrednosti koeficijenta sprege. U slučaju upravljivog opsega koeficijenta sprege od $k \in [-0.3, -0.71]$, opseg mekog prekidanja sa idealnom trajektorijom napona je pomen, kao što je ilustrovano na Sl. 5.6.

Na osnovu grafika sa Sl. 5.3 može se zaključiti da promenom vrednosti koeficijenta sprege, odnosno struje predmagnetizacije, dolazi do promene i induktivnosti pojedinačnih faza, što je uzrokovano zasićenjem kontrolnih magnetnih grana strukture. U skladu sa vrednostima prikazanim u Tabeli 4.4, vrednost ekvivalentne induktivnosti L_{eq4} je proporcionalna vrednosti koeficijenta sprege i vrednosti induktivnosti radne



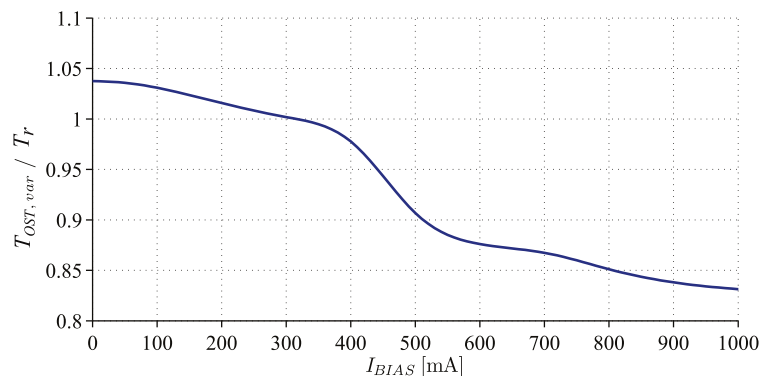
Slika 5.6 Analitički dobijeno vreme trajanja ukupnog rezonantnog intervala pri različitim vrednostima odnosa ulazno/izlaznog napona, u slučaju dva eksperimentalno dobijena opsega upravljive vrednosti koeficijenta sprege.

grane. Uvećanje koeficijenta sprege usled struje predmagnetizacije dovodi do umanje-
nja vrednosti induktivnosti radne grane, a samim tim do umanjenja vrednosti ekviva-
lentne induktivnosti L_{eq4} . Kako je trajanje osnovnog rezonantnog perioda T_r proporci-
onalno vrednosti ekvivalentne induktivnosti L_{eq4} , na Sl. 5.7 predstavljena je relativna
promena trajanja rezonantnog perioda u odnosu na primer sa fiksnom vrednošću koe-
ficijenta sprege $k = -0.25$. Na osnovu prikazanih rezultata može se zaključiti da je
pri minimalnoj vrednosti koeficijenta sprege osnovni rezonantni period je uvećan 1.04
puta, dok je u slučaju maksimalne vrednosti, rezonantni period umanjen 0.84 puta, u
odnosu na rezonantni period sa fiksnom spregom.

U zavisnosti od načina implementacije elementa, kontrolabilnog opsega koeficijenta
sprege i relativne promene vrednosti induktivnosti faza, mogući su različiti odnosi dobi-
jenog i osnovnog rezonantnog intervala, pa je stoga prilikom implementacije predloženog
pristupa potrebno proveriti opseg varijacije vrednosti rezonantnog intervala.

5.2.3 Ograničenja usled promene vrednosti ekvivalentne in- duktivnosti

Kao što je predstavljeno u prethodnoj glavi, promena vrednosti koeficijenta sprege
 k utiče na promenu i ekvivalentnih induktivnosti L_{eq1} i L_{eq3} , i time na maksimalnu
vrednost struje kalema, prilikom rada pretvarača u graničnom režimu. U slučaju dvo-

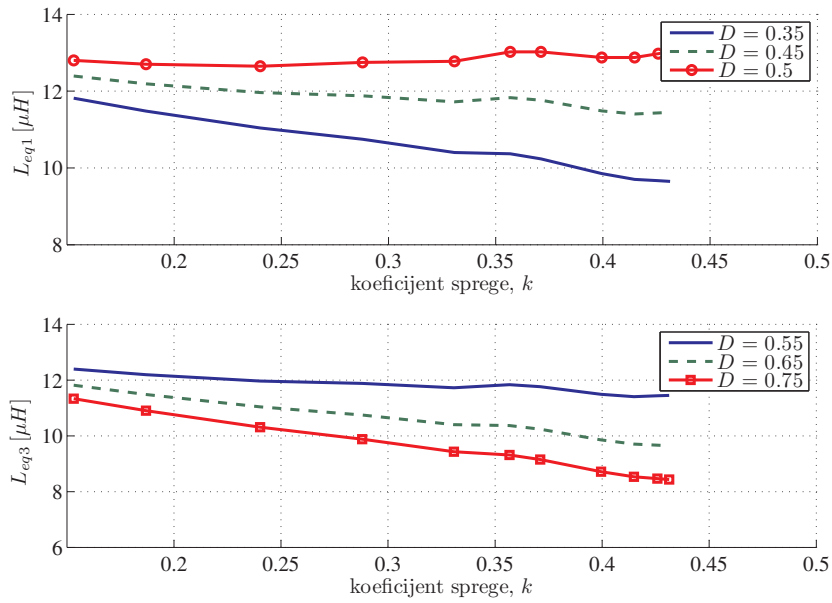


Slika 5.7 Relativna promena trajanja rezonantnog perioda u slučaju varijabilnog koeficijenta sprege u odnosu na primer sa fiksnom vrednošću koeficijenta sprege, $k = -0.25$.

faznog *boost* pretvarača koji radi u graničnom režimu vođenja, na osnovu jednačina datih u prethodnoj glavi, apsolutna vrednost induktivnosti L_{eq1} i L_{eq3} , pri različitim vrednostima koeficijenta sprege k i faktora ispunje D , za prethodno prikazanu strukturu, prikazana je na Sl. 5.8. U navedenom slučaju predložene magnetne strukture, promena ekvivalentne induktivnosti namotaja je posmatrana zajedno sa promenom samoindukcije namotaja, usled struje predmagnetizacije jezgra. Imajući u vidu promenu ekvivalentne vrednosti induktivnosti, na osnovu načina upravljanja pretvaračem može se zaključiti da je moguće, u potpunosti, kompenzovati promenu ekvivalentne induktivnosti promenom vrednosti prekidačke frekvencije pretvarača.

Primenom spregnutog kabela sa kontrolabilnom vrednošću koeficijenta sprege moguće je ostvariti meko prekidanje, upravljajući pretvaračem u CRM režimu, u ograničenom opsegu promene vrednosti odnosa ulazno/izlaznog napona. Takođe, kontrolom maksimalne i minimalne vrednosti koeficijenta sprege, opseg mekog prekidanja može biti pozicioniran u širokom opsegu odnosa ulazno/izlaznog napona. Međutim, ograničenja u pogledu ostvarivanja maksimalne i minimalne vrednosti koeficijenta sprege mogu ograničiti opseg u kome je meko prekidanje ostvarivo, u odnosu na idealan element upravljive magnetne sprege. Dalje poboljšanja predložene strukture u pogledu ostvarenog opsega vrednosti koeficijenta sprege limitirana su načinom realizacije magnetnog elementa. Takođe, predstavljena su ograničenja u pogledu uticaja promene vrednosti koeficijenta sprege na parametre datog pretvarača. Pomenuta ograničenja se ogledaju u promeni trajanja rezonantnog intervala i promeni vrednosti ekvivalentne induktivnosti pojedinačnih faza.

5.3 Opis eksperimentalnog modela pretvarača



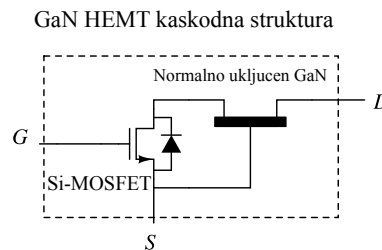
Slika 5.8 Apsolutna vrednost induktivnosti L_{eq1} i L_{eq3} , pri različitim vrednostima koeficijenta sprege k i faktora ispunje D .

Kako bi potvrdili prethodno predstavljenu analizu i demonstrirali prednosti upotrebe spregnute induktivnosti sa upravljivom vrednosti magnetne sprege, eksperimentalni model dvosmernog buck/boost pretvarača je dizajniran i realizovan. Kao prekidački elementi upotrebljeni su GaN HEMT 650 V, galijum-nitrid strukture, proizvođača GaN Systems [117]. Korišćeni prekidački elementi poseduju izuzetno nisku vrednost ulazne kapacitivnosti, usled implementirane kaskodne HEMT strukture. Naime, pomenuta kaskodna struktura, čije je povezivanje ilustrovano na Sl. 5.9, sastoji se iz normalno uključenog GaN tranzistora i nisko-naponskog silicijumskog MOSFET prekidača. Dodavanjem Si-MOSFET-a kao deo kaskodne strukture, dolazi do uvećanja ukupne otpornosti kanala prekidača, koja je u slučaju nisko naponskih prekidača uvećana do 40% dok je kod visokonaponskih prekidača maksimalno uvećanje svega 5% nominalne vrednosti otpornosti kanala GaN tranzistora. Upotreba Si-MOSFET-a u pomenutoj HEMT strukturi umanjuje ukupnu vrednost pobudne kapacitivnosti prekidača. U Tabeli 5.2 prikazane su uporedne karaktersitike prekidačkih elemenata GaN HEMT i Si tipa za granični napon proboja u vrednosti od 650 V. Vrednosti otpornosti kanala dva prekidača različitih tehnologija su skoro indentične, dok je količina naelek-

Tabela 5.2 Uporedne karaktersitike prekidačkih elemenata GaN HEMT i Si MOSFET tipa.

| Parametar | GaN HEMT | Si MOSFET |
|-----------|----------------------|----------------------|
| V_{ds} | 650 V | 650 V |
| R_{ds} | 0.15 - 0.18 Ω | 0.14 - 0.16 Ω |
| Q_g | 4.2 nC | 75 nC |
| Q_{gd} | 1.3 nC | 38 nC |
| E_{oss} | 5.3 μ J | 11 μ J |

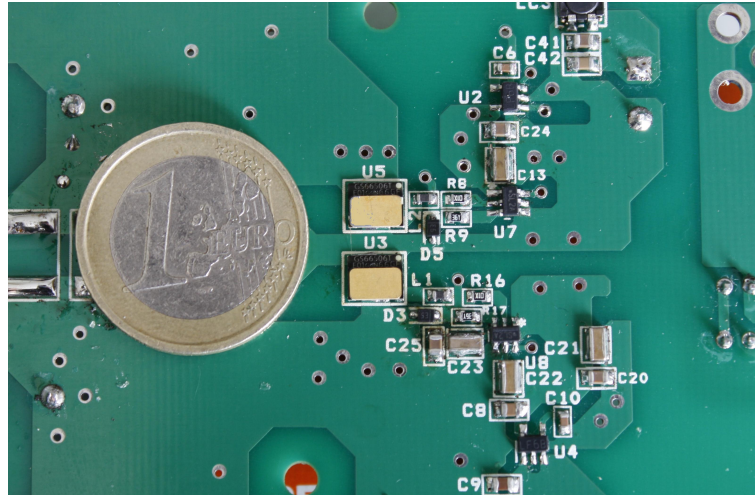
trisanja potrebna da se prekidač uključi označena kao Q_g , približno dvadeset putanja manja u slučaju GaN HEMT strukture.



Slika 5.9 Ilustracija povezivanja GaN HEMT strukture.

Usled velike brzine većinskih nosilaca naelektrisanja i umanjene kapacitivnosti gejta, brze promene vrednosti napona i struje prekidača mogu učiniti upravljačko kolo prekidača osetljivijim na oscilatorno ponašanje [118]. Efekti koji se mogu doći do izražaja usled parazitnih induktivnosti samih elemenata i štampane ploče su opisani u radu [118]. Uzimajući u obzir parazitne induktivnosti štampanih veza i korišćenih elemenata, optimalan dizajn upravljačkog kola prikazan je na Sl. 5.10. Pojedinačni prekidači polu-mostne strukture pobudjuju se nezavisno putem izolacionog pobudnog kola *Si823Hx* [119], sa ugrađenom zaštitom od istovremenog vođenja oba prekidača, relativnom kratkim vremenom propagacije od 15 ns i podesivim vremenom u kome nijedan prekidač ne vodi opsega 20 – 200 ns. Pobudni PWM signal kojim se viši upravljanje setom prekidača dovodi se sa DSP mikroprocesora oznake *dsPIC33CH128*, radnog takta 64 MHz. Takođe sa istog procesora dovodi se signal za kontrolu dužine trajanja vremena u kome nijedan prekidač ne vodi opsega. Pobudni PWM signal i kontrolni signal dovode se na galvanski izolovane priključke kola *Si823H*. U slučaju realizacije kontrole amplitude struje predmagnetizacije, korišćen je kontrolabilni strujni

izvor oznake *LT3086* [120], čije na upravljanje realizovano putem prethodno pomenu-tog mikrokontrolera.



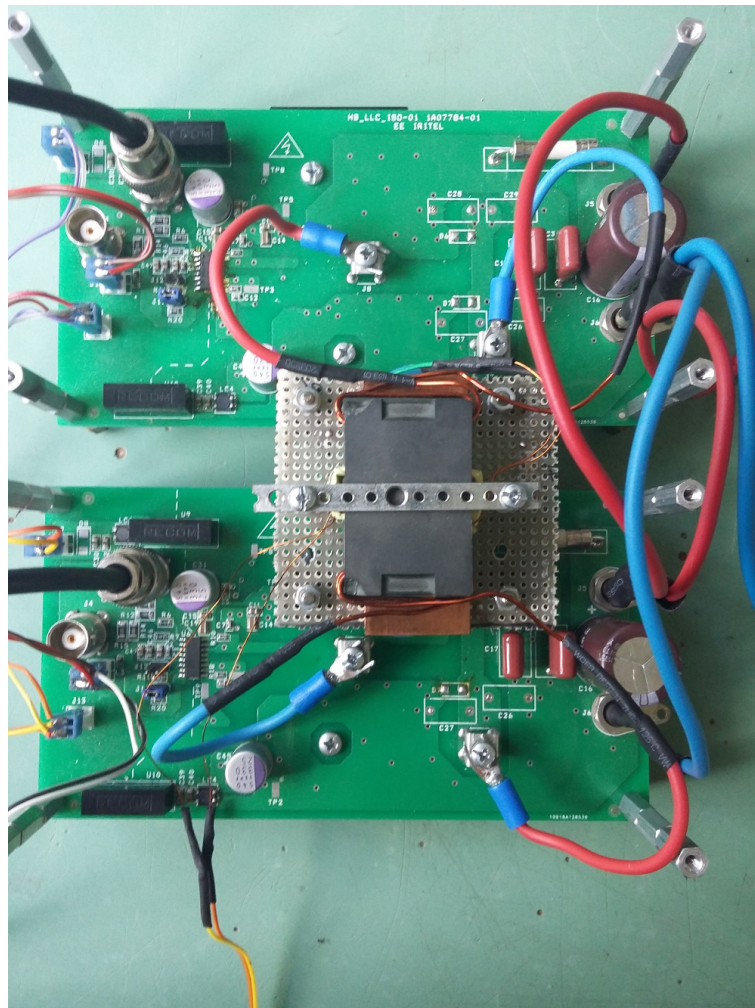
Slika 5.10 Optimizovano eksperimentalno GaN HEMT pobudno kolo, polu-mostne strukture.

Eksperimentalni model upravljivog spregnutog kalema izrađen je pomoću namenski obrađenih feritnih jezgra N49 materijala [115], E32 tipa [116], prethodno prikazan na Sl. 5.2.b), opsega vrednosti promenljive magnetne sprege od $k \in [-0.15, -0.45]$. Izmereni električni otpor kontrolnog namotaja predstavljene strukture iznosi blizu 0.45Ω , što doprinosi ukupnim gubicima pretvarača sa 0.55 W pri maksimalnoj vrednosti struje predmagnetizacije. Umanjenje vrednosti otpornosti kontrolnog namotaja je moguće prevashodno umanjem broja namotaja, ali je shodno tome potrebno ostvariti višu vrednost struje predmagnetizacije za istu promenu vrednosti koeficijenta sprege.

Kako bi realizovali eksperimentalni model dvo-faznog dvosmernog pretvarača, dva prethodno opisana eksperimentalna GaN HEMT pobudna kola su upotrebljena, povezana u pomenutu *buck/boost* konfiguraciju pretvarača. Potpuni realizovani eksperimentalni model predloženog *buck/boost* dvosmernog pretvarača prikazan je na Sl. 5.11.

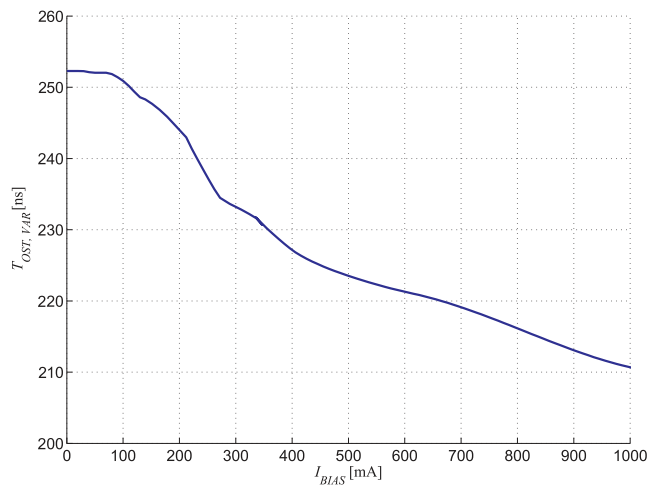
5.4 Realizacija upravljanja mekim prekidanjem

Kako se upravljanje pretvaračem vrši u CRM režimu, isključenje sinhronog ispravljača definisano je prelaskom struje kalema iz pozitivne u negativnu vrednost. Samim



Slika 5.11 Potpuni eksperimentalni model predloženog *buck/boost* dvosmernog pretvarača.

tim, uključenje glavnog prekidača postavljeno je tačno na polovini osnovnog rezonantnog perioda, čije je trajanje definisano jednačinom (4.16). Usled promene vrednosti ekvivalente induktivnosti L_{eq4} predstavljene grafikom na Sl. 5.7, na osnovu jednačine (4.16) potrebno je izvršiti korekciju trajanja intervala rezonantnog perioda u skladu sa eksperimentalno izmerenim vrednostima. Za slučaj promenljivog spregnutom kalema čija je karakteristika predstavljena na Sl. 5.3, potrebno vreme zakašnjenja uključivanja glavnog prekidača u odnosu na prelazak struje kalema iz pozitivne u negativnu vrednost dato je na Sl. 5.12. Na Sl. 5.12 prikazana je analitički dobijena vrednost u slučaju fiksnog izlaznog napona i promenljive vrednosti koeficijenta sprege. Na osnovu prikazanog grafika može se zaključiti da je promena potrebnog vremenskog intervala najveća u prvom segmentu promene struje predmagnetizacije, odnosno kada je promena indukcije pojedinačnih namotaja najmanja. Sa promenom vrednosti induktivnosti, relativna promena vrednosti vremenskog intervala je mala usled porasta vrednosti koeficijenta sprege. Prilikom implementacije predloženog načina upravljanja, pored prikazanog vremenskog intervala zakašnjenja, potrebno je uračunati vreme propagacije kroz kolo za pobudu prekidača kao i vremensko kašnjenje prilikom uključivanja sinhronog prekidača koje je proporcionalno vrednosti ulazne kapacitivnosti i maksimalnoj vrednosti struje kola za pobuđivanje prekidača.



Slika 5.12 Potrebno vreme zakašnjenja uključivanja glavnog prekidača u odnosu na prelazak struje kalema iz pozitivne u negativnu vrednost, za slučaj promenljivog spregnutom kalema opsega $k \in [-0.15, -0.45]$.

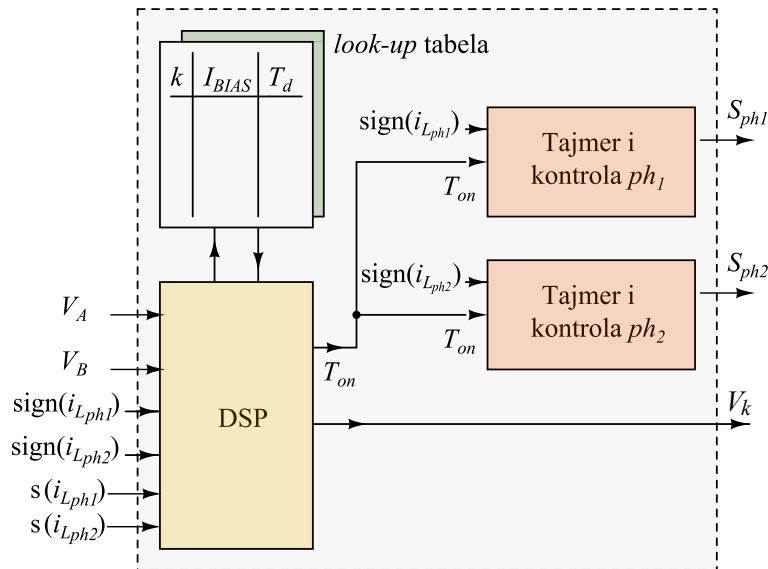
Upravljanjem vrednosti koeficijenta sprege u cilju postizanja mekog prekidanja prekidača, dolazi do promene vrednosti induktivnosti namotaja, na način kao što je to prikazano na Sl. 5.3 i Sl. 5.8, usled zasićenja feritnog materijala kontrolnih i radnih magnetnih grana. Promena vrednosti ekvivalentne induktivnosti utiče na promenu

maksimalne vrednosti struje pojedinačnih namotaja. U slučaju konstantne vrednosti izlaznog napona i opterećenja, ova promena kompenzovana je naponom kontrolne petlje, odnosno promenom prekidačke učestalosti rada samog pretvarača. Pojava promene vrednosti ekvivalentne induktivnosti usled kontrole koeficijenta sprege, može se sa strane implementirane upravljačke petlje posmatrati kao promena vrednosti opterećenja pretvarača, pa se shodno tome kompenzacija može smatrati inherentnom u samoj kontrolnoj petlji pretvarača.

Za razliku od metoda koje su predstavljene u radovima [19, 71], predloženi algoritam upravljanja mekim prekidanjem zasniva se na kontroli vrednosti koeficijenta sprege, čija je vrednost određena samo na osnovu vrednosti ulaznog i izlaznog napona pretvarača. Takođe, promena vrednosti opterećenja ne utiče na meko prekidanje glavnog prekidača i kompenzovana je osnovnom kontrolnom petljom prilikom rada CRM režimu. Shodno tome, upravljačka petlja koja kontroliše meko prekidanje pretvarača može biti implementirana kao zasebna upravljačka petlja, ograničenog propusnog opsega, u skladu sa dinamikom promene ulaznog i izlaznog napona. Takođe, kako se upravljanje pretvaračem vrši u CRM režimu, bilo koje kolo za detekciju prolaska struje kalema kroz nulu može biti korišćeno.

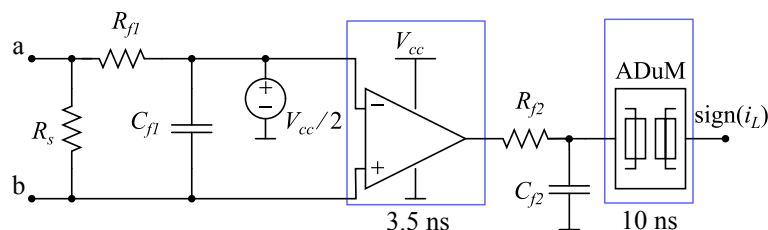
Na Sl. 5.13 prikazana je predložena upravljačka struktura pretvarača. Predložena upravljačka struktura kontroliše stanje glavnog prekidača pretvarača na osnovu određenog vremenskog intervala uključenog glavnog prekidača T_{on} i sinhronog prekidača na osnovu signala prolaska struje kroz nulu, u odnosu na svaku pojedinačnu fazu pretvarača. Faze pretvarača posmatrane su relativno u vidu vodeće i prateće faze. Na osnovu izmerene vrednosti ukupnog trajanja prekidačkog ciklusa vodeće faze, određen je fazni pomeraj između vodeće i prateće faze. Vrednost faznog pomeraja između prateće i vodeće faze kontroliše mikroprocesor, sa ciljem da se vrednost greške faze održi u zadovoljavajućem opsegu, kako se ne bi narušila priroda rada samog pretvarača. Upravljanje vrednosti vremenskog intervala u kome je glavni prekidač uključen zasniva se na poređenju trenutne vrednosti struje $s(i_{L,ph1})$ sa upravljačkim signalom povratne petlje. Trenutak isključenja sinhronog prekidača pojedinačne faze definisan je prolaskom struje kalema odgovarajuće faze kroz nulu. Kontrola uključenja glavnog prekidača nakon prolaska struje fazne kroz nulu, načelno je određena intervalom prikazanim na Sl. 5.12. Kontrola faznog pomeraja, usled ograničenja u brzini takta namenskog procesora, nije implementirana u svakom prekidačkom ciklusu već u zbirnom ciklusu u trajanju od $T_{phUp} = 10 \mu s$. Kontrola vrednosti koeficijenta sprege realizovana je putem naponski kontrolisanog strujnog izvora, čija je vrednost predstavljena kao V_k , dok je kontrola trajanja vremenskog intervala u kome nijedan od prekidača ne vodi defini-

sana signalom V_T . Prilikom realizacije predloženog pristupa, kriva predstavljena na Sl. 5.12 modelovana je pomoću *look-up* tabele. Na osnovu izračunate potrebne vrednosti koeficijenta sprege, određena je vrednost amplitude struje predmagnetizacije I_{BIAS} i trajanja vremenskog intervala pre uljučenja glavnog prekidača.



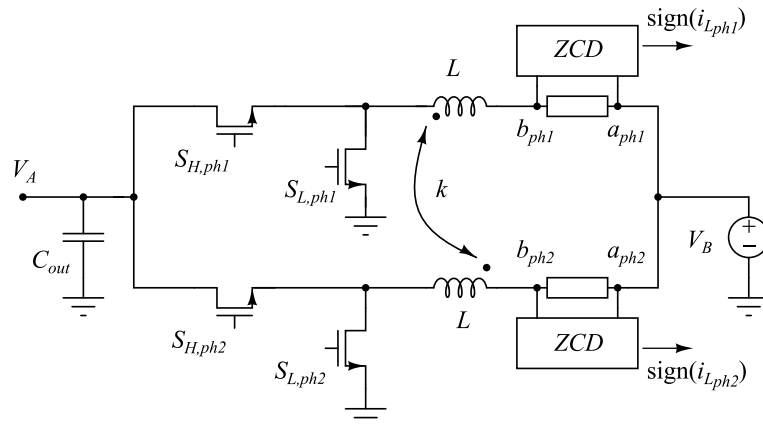
Slika 5.13 Blok struktura predloženog načina upravljanja pretvaračem.

Implementacija kola za detekciju prolaska struje kroz nulu predstavljena je na Sl. 5.14. Na šematskom prikazu dat je sklop koji se sastoji iz komparatora i kola za galvansku izolaciju mernog digitalnog kriterijuma. Takođe, na osnovu specifikacije korišćenih komponenata na slici su naznačena vremenska zakašnjenja signala koje unose pojedinačni elementi. Implementacija kola za detekciju prolaska struje kroz nulu (Zero Current Detection) u sklop dvosmernog pretvarača je prikazana na Sl. 5.15.



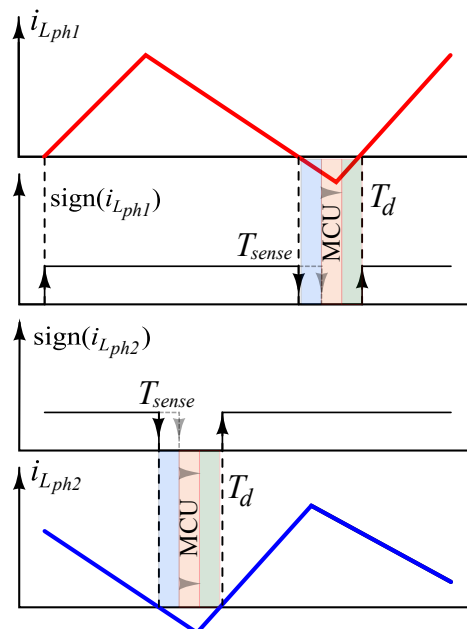
Slika 5.14 Realizacija kola za detekciju prolaska struje kroz nulu sa naznačenim vremenima propagacije.

Trenutak isključenja sinhronog prekidača, na osnovu prethodno pomenutog kriterijuma, može se najbolje predstaviti talasnim dijagramom na Sl. 5.16. Silazna ivica signala $\text{sgn}(i_{L,ph1,2})$ definiše vreme isključenja sinhronog prekidača pojedinačnih faza,



Slika 5.15 Implementacija kola za detekciju prolaska struje kalema kroz nulu (Zero Current Detection) u sklop dvosmernog pretvarača.

kao i referentni vremenski trenutak nakon koga će doći do uključivanja glavnog prekidača. U slučaju implementacije predloženog načina upravljanja, vremenski interval uključivanja glavnog prekidača nakon prolaska struje kalema kroz nulu definisan je na osnovu vrednosti ulazno/izlaznog napona, odnosno na osnovu vrednosti jednosmerne struje predmagnetizacije. Potrebno trajanje pomenutog vremenskog intervala prikazano je na Sl. 5.12, pri različitim vrednostima struje predmagnetizacije.



Slika 5.16 Trenutak isključenja sinhronog prekidača pojedinačnih faza na osnovu kriterijuma prolaska struje kalema kroz nulu.

Tabela 5.3 Trajanje propagacije prilikom implementacije predloženog pristupa.

| Parametar | Naziv | Vrednost |
|--------------|--------------------------------------|----------|
| T_{sense} | Kašnjenje kola za detekciju ZCD | 15 ns |
| T_{mcu} | Kašnjenje mikroprocesora (jedinično) | 25 ns |
| T_{driver} | Kašnjenje kola za pobudu | 20 ns |

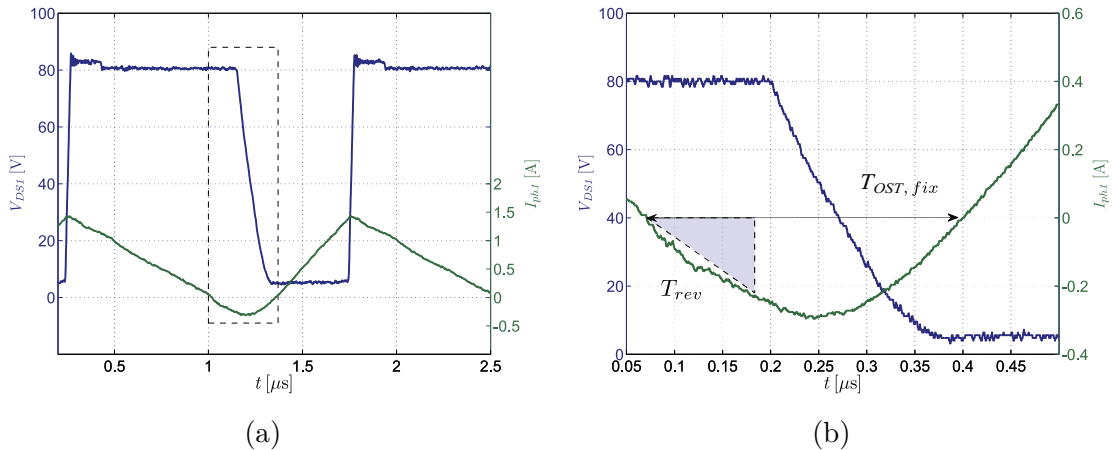
Prilikom postavljanja potrebne vrednosti vremena potrebno je uračunati kašnjenje, odnosno interval propagacije signala u slučaju kola za pobudu prekidača koje iznosi $T_{driver} = 20$ ns i interval propagacije kroz mikroprocesor oznake dsPIC33CH128, koje iznosi $T_{mcu} = 25$ ns, kao i vreme propagacije signala za detekciju prolaska struje pojedinačne faze kroz nulu T_{sense} . Pomenuta vremena zakašnjenja sistematizovana su Tabelom 5.3. Ukupno trajanje potrebnog vremena zakašnjenja uključenja glavnog prekidača ilustrovano je na Sl. 5.16, sa označenim prethodno pomenutim intervalima.

Prilikom realizacije eksperimentalnog modela, pojedinačna vremena kašnjenja navedena u Tabeli 5.3 su eksperimentalno proverena. Kako je vrednost propagacije kroz kolo za pobudu i kolo za detekciju fiksno, potrebno je ukupni rezonantni vremenski intervala $T_{OST,VAR}$ oduzeti od zbira vremenskih intervala T_{driver} , T_{sense} i T_{mcu} , čije je trajanje proporcionalno vrednosti struji predmagnetizacije, definisano grafikom na Sl. 5.12. Na ovakav način, implementirano je uključenje sinhronog prekidača nakon tačno određenog rezonantnog intervala imajući u vidu vreme propagacije elementa za detekciju prolaska struje kroz nulu i vreme propagacije kola za pobuđivanje.

5.5 Eksperimentalni rezultati

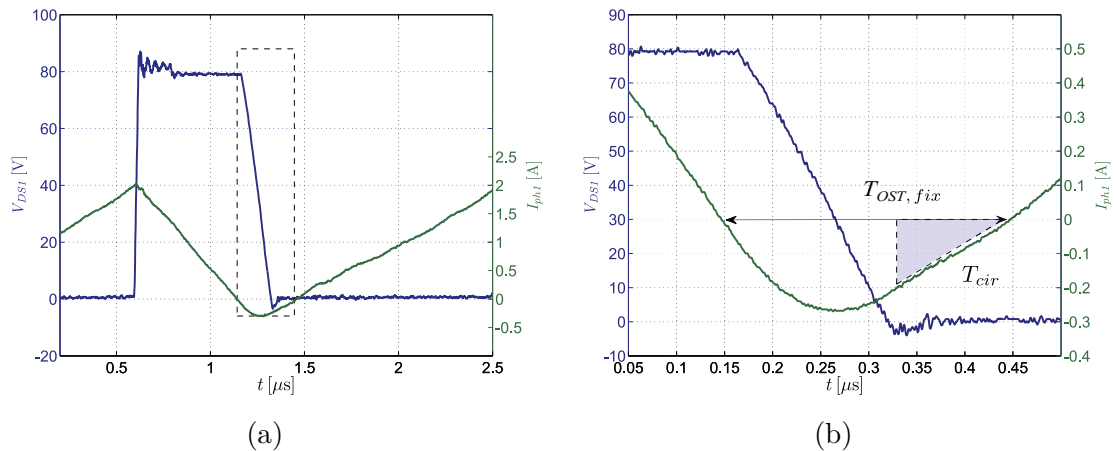
Eksperimentalna validacija analitičkog proračuna ukupnog trajanja rezonantnog intervala u slučaju upravljanja pretvaračem u QSW režimu je prvo sprovedena, pri različitim vrednostima odnosa ulazno/izlaznog napona realizovanog pretvarača. Predstavljeni dijagrami odnose se samo na rad pretvarača u *boost* smeru, dok su rezultati rada pretvarača u *buck* smeru mogu smatrati sličnim. Prilikom rada u *boost* smeru, izlazni napon pretvarača je održavan na konstantnoj vrednosti od 80 V, kako bi se izbegao uticaj nelinearne parazitne kapacitivnosti samih prekidačkih elemenata [19], u vidu promene ukupne količine naelektrisanja. Za različite vrednosti ulaznog napona izmereno je trajanje intervala ukupnog rezonantnog perioda prilikom promene stanja glavnog prekidača. U prvom slučaju, vremenski interval pre isključenja sinhronog prekidača

je dodat kako bi se ostvarilo meko uključenje glavnog prekidača, odnosno realizovalo upravljanje u QSW režimu. Uvećanje ukupnog trajanja prelaznog perioda prikazano je na Sl. 5.17 u slučaju spregnute induktivnosti fiksne vrednosti sprege $k = -0.25$, dok je odnos ulaznog i izlaznog napona postavljen na vrednost $V_B/V_A = 0.648$, što predstavlja graničnu vrednost prenosnog odnosa predloženog pretvarača. Potrebno ukupno vreme za ostvarivanje mekog prekidanja, odnosno za potpuno pražnjenje parazitne kapacitivnosti je na grafiku označeno kao T_{OST} . U drugom graničnom slučaju, prenosni odnos je $V_B/V_A < 0.5$ i dodatni vremenski interval nije potreban prilikom isključenja sinhronog prekidača. Shodno tome, sinhroni prekidač isključen prilikom prolaska struje faze kroz nulu, pa je pri vrednosti odnosa napona od $V_B/V_A = 0.334$ meko uključenje glavnog prekidača ostvareno uz dodatni vremenski interval u kome je struja kalema i dalje negativna a napon na glavnom prekidaču jednak nuli. Ova pojava ilustrovana je na Sl. 5.18, gde je ukupno vreme potrebno za meko prekidanje i povratak struje u pozitivnu vrednost označeno kao $T_{OST,fix}$.



Slika 5.17 Eksperimentalni rezultati uvećanja ukupnog intervala prelaznog stanja u QSW režimu rada pri $k = -0.25$ i $V_B/V_A = 0.648$.

Ukupno trajanje vremenskog intervala potrebnog za meko prekidanje prilikom prelaska stanja prekidača, u slučaju fiksne vrednosti koeficijenta sprege je eksperimentalno izmereno za različite vrednosti odnosa ulazno/izlaznog napona pretvarača i prikazano u odnosu na osnovni rezonantni vremenski interval na Sl. 5.19. Eksperimentalni rezultati predstavljeni su uporedo sa analitičkim rezultatima dobijenim na osnovu analize trajanja rezonantnog intervala. Primetno je da su eksperimentalno izmereni vremenski intervali uniformno kraći nego li analitički dobijene vrednosti intervala. Razlog ove pojave je kraće trajanje osnovnog rezonantnog perioda i prisustvu inverzne struje pražnjenja, nakon isključenja sinhronog prekidača. Takođe, u tom smislu potrebno

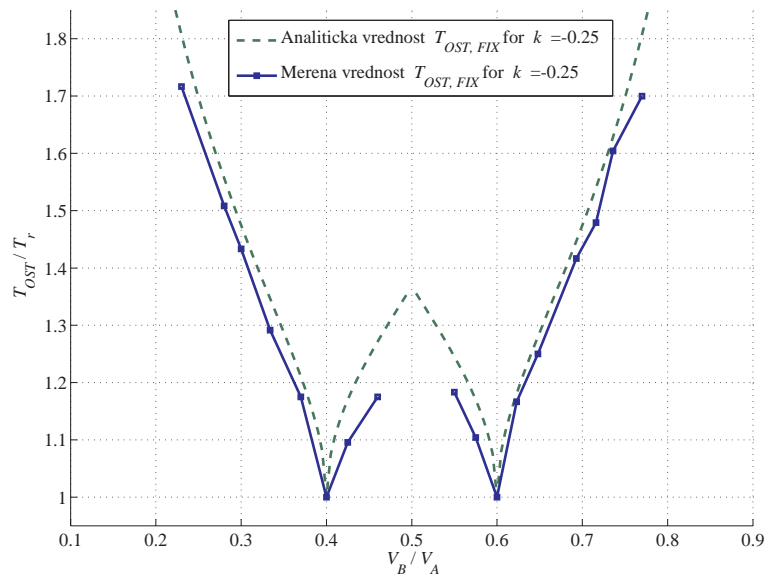


Slika 5.18 Eksperimentalni rezultati uvećanja ukupnog intervala prelaznog stanja u QSW režimu rada pri $k = -0.25$ i $V_B/V_A = 0.334$.

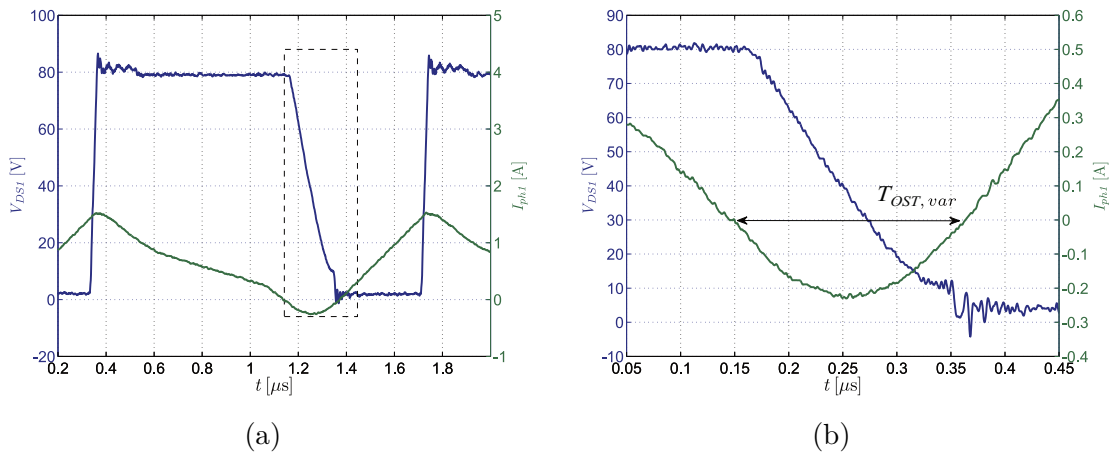
je uračunati kašnjenje prilikom isključenja sinhronog prekidača. Pri vrednosti odnosa ulaznog/izlaznog napona pretvarača bliskom 0.5, kada je odnos ukupnog vremena i osnovnog vremenskog rezonantnog intervala relativno nizak, greška prilikom računanja potrebnog vremenskog intervala za ostvarivanje mekog prekidanja je znatno veća. Odnosno, kako je pri pomenutom odnosu napona potrebna manja količina energije u kalemu pre isključenja sinhronog prekidača, zakašnjenje koje unosi kolo za pobudu prekidača ima znatno veći uticaja na trajanje ukupnog rezonantnog intervala.

Na Sl. 5.20 i Sl. 5.21 prikazani su eksperimentalni dijagrami snimljeni u slučaju dvo-smernog pretvarača sa implementiranom predloženom strukturom promenljive magnetne sprege. Smimljeni talasni oblici dati su pri odnosu ulaznog/izlaznog napona blizu granice definisane maksimalnom i minimalnom vrednošću magnetne sprege, $V_B/V_A = 0.657$ i $V_B/V_A = 0.364$. Pri maksimalnoj kontrolabilnoj vrednosti magnetne sprege, meko prekidanje prekidača ostvareno je zajedno sa idealnim oblikom rezonantne trajektorije u slučaju kada konvertor radi u CRM režimu, Sl. 5.20. Trajanje rezonantnog perioda u ovom slučaju obeleženo je kao $T_{OST,var}$.

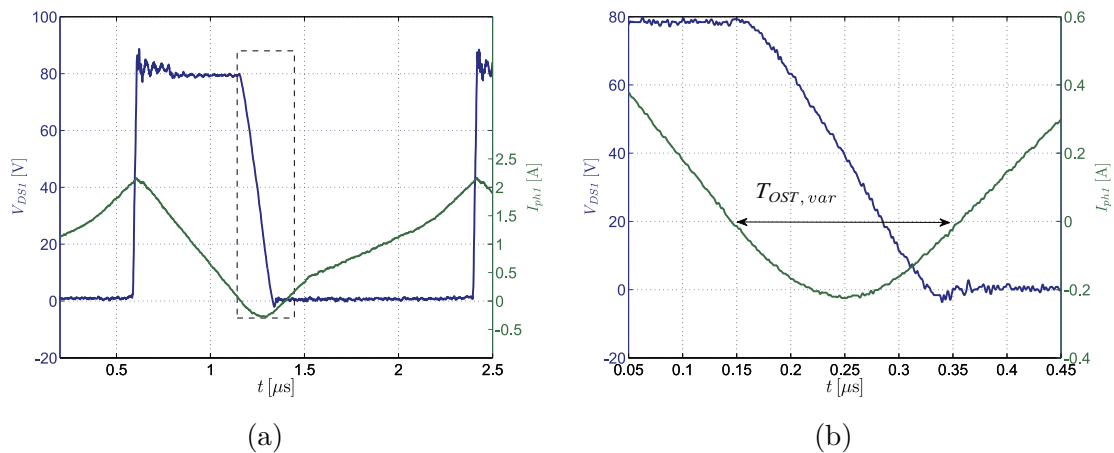
Ukupno trajanje vremenskog intervala potrebnog za meko prekidanje prilikom prelaska stanja prekidača, u slučaju kontrolabilne vrednosti koeficijenta sprege je eksperimentalno izmereno za različite vrednosti odnosa ulazno/izlaznog napona i prikazano u odnosu na osnovni rezonantni vremenski interval na Sl. 5.22. Opseg vrednosti odnosa ulazno/izlaznog napona u kome je omogućena kontrola mekog prekidanja je jasno označen i odgovara opsegu vrednosti koeficijenta sprege prema jednačini (5.1). Takođe varijacija osnovnog rezonantnog perioda usled promene vrednosti ekvivalentne induktivnosti, prikazana na Sl. 5.7 je takođe uračunata. Upravljanjem pretvarača u



Slika 5.19 Poređenje analitičkih i eksperimentalnih vrednosti trajanja vremenskog intervala potrebnog za meko prekidanje prilikom prelaska stanja prekidača za različite vrednosti odnosa ulazno/izlaznog napona.

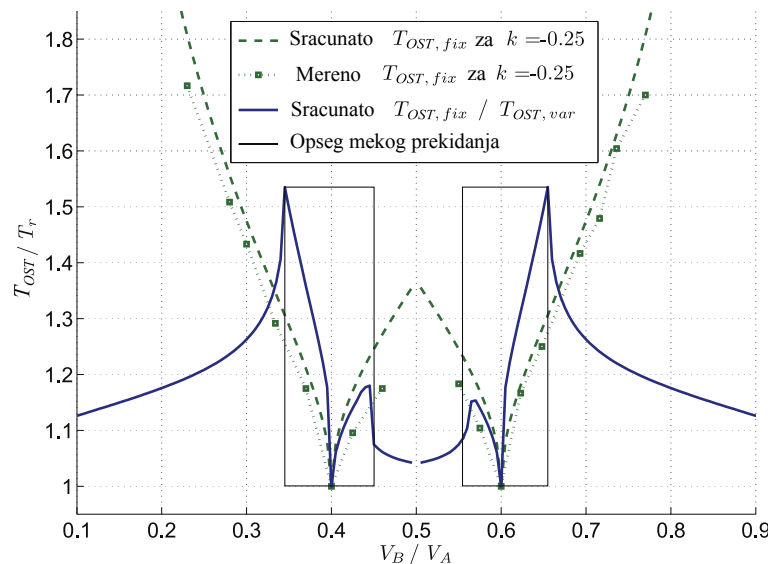


Slika 5.20 Eksperimentalni rezultati u CRM režimu rada za promenljivi spregnuti kalem i $V_B/V_A = 0.657$.



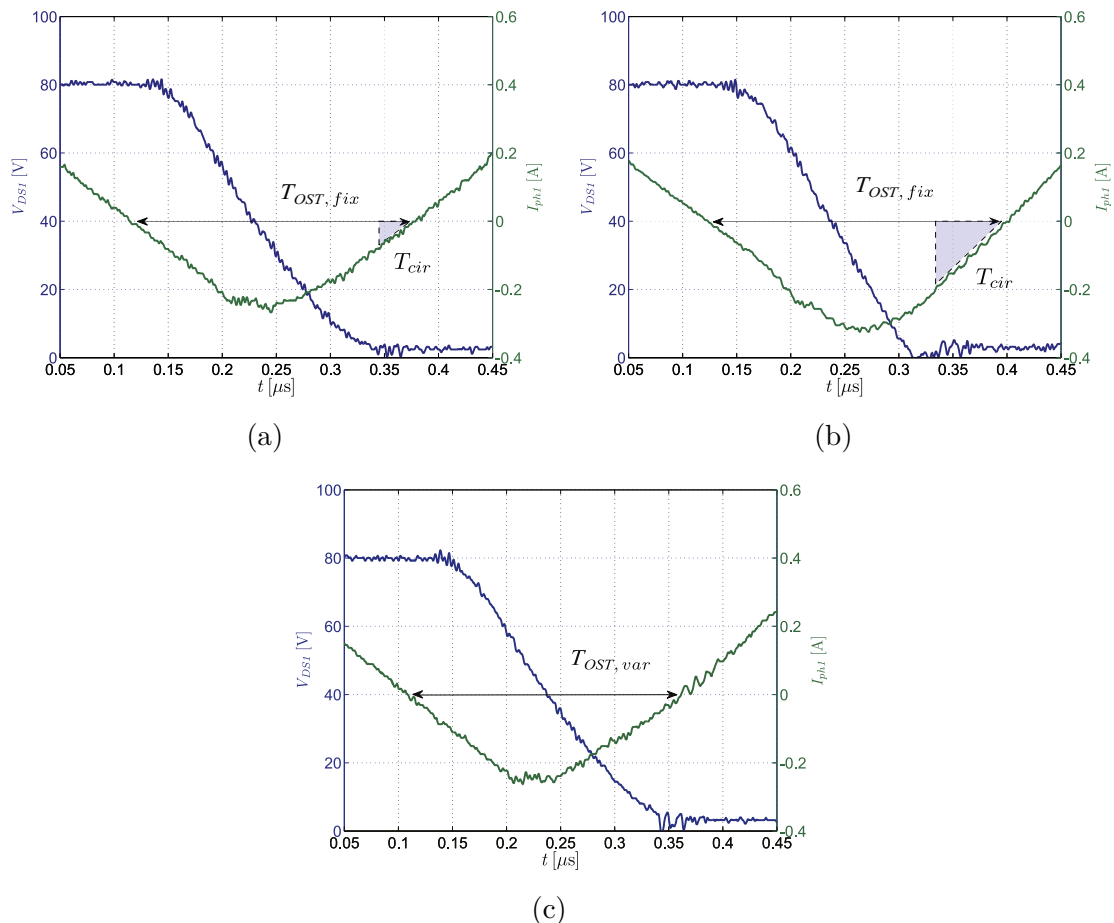
Slika 5.21 Eksperimentalni rezultati u CRM režimu rada za promenljivi spregnuti kalem i $V_B/V_A = 0.364$.

označenom opsegu varijacije napona, trajanje vremenskog intervala prilikom mekog uključenja prekidača je umanjeno u odnosu na vrednost sa fiksnim spregnutim kalemom maksimalno 1.5 puta, na granici kontrolabilnog opsega. Udeo u umanjnju trajanja intervala pored uticaja magnetne sprege ima i promena vrednosti ekvivalentne induktivnosti odnosno osnovnog rezonantnog perioda.



Slika 5.22 Ukupno trajanje vremenskog intervala potrebnog za meko prekidanje prilikom prelaska stanja prekidača, u slučaju kontrolabilne vrednosti koeficijenta sprege za različite vrednosti odnosa ulazno/izlaznog napona.

Eksperimentalni dijagrami snimljeni u slučaju rada pretvarača pri odnosu napona $V_B/V_A < 0.6$ prikazani su na Sl. 5.23. Prilikom rada pretvarča za $V_B/V_A = 0.565$ i fiksnoj vrednosti koeficijenta sprege $k = -0.25$, komutacija struje kalema jasno je naznačena na Sl. 5.23.a). Poređenja radi, komutacija struje pri $k = -0.45$ i istom odnosu napona prikazana je na Sl. 5.23.b). Na osnovu prikazanih dijagrama može se zaključiti da je vremenski interval prilikom promene stanja prekidača znatno uvećan. Upotrebom promenljivog spregnutog kalema i postavljanjem vrednosti koeficijenta sprege na minimalnu kontrolabilnu vrednost, za isti odnos napona, meko prekidanje uz idealnu trajektoriju napona prekidača je ostvareno, kao što je prikazano na Sl. 5.23.c). U ovom slučaju, umanjjenje trajanja intervala u odnosu interval sa fiksnim spregnutim kalemom je 1.124, što odgovara dobijenoj analitičkoj vrednosti predstavljenoj na Sl. 5.22.

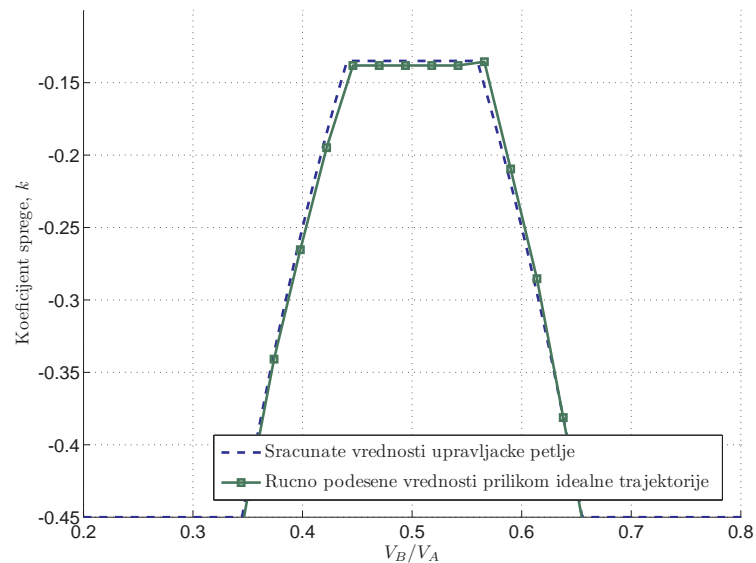


Slika 5.23 Eksperimentalni rezultati pri $V_B/V_A = 0.364$ i (a) $k = -0.25$, (b) $k = -0.45$, (c) varijabilni spregnuti kalem.

Pri izabranom opsegu kontrolabilne vrednosti koeficijenta sprege, region u kome je meko prekidanje prekidača ostvarivo, na osnovu jednačine (5.1) je jasno označeno na Sl. 5.22. Varijacijom vrednosti koeficijenta sprege i upravljanjem pretvarača u CRM režimu, meko prekidanje uz idealnu trajektoriju napona prekidača može biti ostvareno i trajanje ukupnog vremenskog intervala prilikom promene stanja može biti umanjeno. Upravljanjem pretvarača van definisanog opsegu, ostvarivanje mekog prekidanja prekidača je moguće implementacijom QSW načina upravljanja. Takođe, na osnovu grafika sa Sl. 5.22 evidentno je da je interval potreban za ostvarivanje mekog prekidanja u QSW režimu umanjnjen nego u slučaju spregnute induktivnosti fiksne vrednosti koeficijenta sprege.

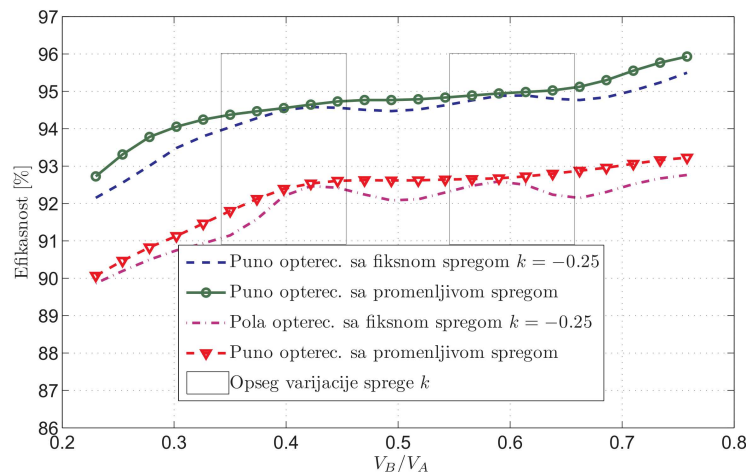
Kako bi verifikovali prethodno opisani način upravljanja pretvaračem, izlazni napon je održavan konstantnim, vrednost ulaznog napona je menjana u diskretnim koracima, dok je vrednost struje predmagnetizacije ručno podešavana pomoću strujnog izvora, tako da se postigne meko uključanje prekidača uz idealnu trajektoriju napona. Potom, na osnovu diskretnih vrednosti struje predmagnećenja određena je vrednost koeficijenta sprege k i predstavljena na Sl. 5.24. U sledećem eksperimentu kontrolna petlja je implementirana na predložen način i sračunate vrednosti koeficijenta sprege od strane DSP procesora prikazane su na Sl. 5.24. Na osnovu rezultata prikazanih na Sl. 5.24 može se zaključiti da se za celi opseg varijacije odnosa ulaznog/izlaznog napona ručno podešene vrednosti koeficijenta sprege u velikom meri odgovaraju onima sračunatim od strane DSP procesora. Međutim neznatno odstupanje od sračunate vrednosti je uniformno prisutno u celom opsegu varijacije odnosa napona. Ovo odstupanje je uzrokovano kašnjenjem kola za detekciju prolaska struje namotaja kroz nulu [121]. Dadatni interval kašnjenja uzrokuje uvećanje skladištene energije u kalemu pre početka rezonantnog perioda, što omogućuje uvećanje amplitude rezonantne trajektorije. Izračunavanje koeficijenta sprege na osnovu analitičkog izraza (5.1) važi u slučaju idealne rezonantne trajektorije napona, bez prisustva inverzne struje. Shodno tome, pri računanju potrebne vrednosti koeficijenta sprege potrebno je uračunati kašnjenje kola za detekciju prolaska struje kroz nulu, odnosno postojanje inverzne struje kalema pre isključenja sinhronog prekidača pretvarača. Pored toga, moguće je i korišćenje unapređenog kola za detekciju prolaska struje kroz nulu, predstavljenog u radu [121], u čijem slučaju je kašnjenje znatno umanjeno.

Predloženi metod upravljanja mekim prekidanjem putem upravljivog koeficijenta sprege upoređen je sa metodom fiksne vrednosti koeficijenta sprege, u pogledu ostvarene efikasnosti konverzije. Vrednost efikasnosti pretvarača je eksperimentalno izmerena za dve vrednosti opterećenja pretvarača i pri različitim vrednostima odnosa ula-



Slika 5.24 Analitički dobijena i ručno podešena vrednost koeficijenta sprege pri mekom prekidanju prekidača pretvarača u *boost* režimu rada.

zno/izlaznog napona. Uporedni eksperimentalni rezultati prikazani su na Sl. 5.25. Izmerena efikasnost pretvarača u *buck* režimu rada slična je prikazanoj. Dodatna energija potrebna za kontrolu vrednosti koeficijenta sprege uračunata je prilikom računanja efikasnosti. Maksimalni doprinos ukupnim gubicima u slučaju pretvarača sa promenljivom magnetnom spregom iznosi 0.55 W.



Slika 5.25 Eksperimentalno izmerena vrednost efikanosti pretvarača u *boost* smeru, za dve vrednosti opterećenja pretvarača i pri različitim vrednostima odnosa ulazno/izlaznog napona.

Tabela 5.4 Eksperimentalni rezultati vrednosti talasnosti struje pojedinačne faze, kao i odnosa ukupnog rezonantnog perioda i prekidačkog perioda, prilikom upravljanja pretvarača u oba režima.

| Prenosni odnos | D=0.65 | | D=0.35 | |
|----------------|-----------------|---------------|-----------------|---------------|
| Režim rada | Δi_{ph} | T_{OST}/T_s | Δi_{ph} | T_{OST}/T_s |
| QSW | 1.751 A | 0.223 | 2.335 A | 0.165 |
| Predlog | 1.704 A | 0.172 | 2.281 A | 0.125 |

Potrebno je napomenuti da dizajn elementa promenljive magnetne sprege nije optimizovan u pogledu gubitaka, na osnovu čega možemo reći da efikasnost pretvarača može biti dodatno uvećana. Optimizacija realizacije pretvarača moguća je u vidu izbora adekvatne veličine magnetnog jezgra kao i adekvatnije realizacije samih namotaja, imajući u vidu prekidačku učestalost pretvarača. Kao što je prikazano na Sl. 5.25, uvećanjem vrednosti odnosa V_B/V_A , vrednost efikasnosti konverzije je uvećana, u oba slučaja usled prvenstveno umanjene vrednosti struje kalema. U opsegu varijacije vrednosti koeficijenta sprege k , kao što je obeleženo na Sl. 5.25, oba pretvarača ostvaruju meko prekidanje prekidača. Međutim, pretvarač sa fiksnom vrednosti koeficijenta sprege radi u QSW režimu rada, što dovodi do uvećanja vremenskog intervala promene stanja prekidača i amplitude inverzne struje kalema. U slučaju pretvarača sa upravljivim spregnutim kalemom, vrednost koeficijenta sprege je postavljena u skladu sa promenom odnosa napona prema jednačini (5.1). Kontrola vrednosti koeficijenta sprege na ovakav način rezultuje ostvarivanju mekog prekidanja uz idealnu trajektoriju napona na prekidaču, pri radu u CRM režimu. U Tabeli 5.4 prikazani eksperimentalni rezultati talasnosti struje pojedinačne faze kao i odnos trajanja ukupnog rezonantnog i prekidačkog perioda, prilikom upravljanja pretvarača u oba slučaja, za različite vrednosti odnosa ulazno/izlaznog napona.

Na osnovu prikazanih rezultata i talasnih dijagrama može se zaključiti da predloženi metod kontrole mekog prekidanja umanjuje trajanje ukupnog perioda prelaska stanja prekidača, samim tim umanjujući talasnost struje pojedinačne faze pretvarača. Shodno tome, postignuto je umanjeno konduktivnih gubitaka i umanjeno gubitaka u magnetnom materijalu, usled umanjeno talasnosti struje pojedinačne faze. Kao rezultat, primenom predložene metode upravljanja mekim prekidanjem postignuto je uvećanje efikasnosti od 0.5% pri punom opterećenju. Kako je uticaj uvećanog perioda prilikom prelaska stanja veći pri nižim vrednostima opterećenja, postignuto uvećanje efikasnosti pri polovini maksimalnog opterećenja iznosi 1.1%.

Prikazani eksperimentalni rezultati pokazali su da se kontrolom mekog prekidanja putem strujno upravljive magnetne sprege može postići umanjenje trajanja rezonantnog perioda prilikom prelaska stanja prekidača i uvećanje efikasnosti konverzije u širokom opsegu promene vrednosti ulaznog/izlaznog napona i opterećenja pretvarača. Takođe primenom predložene metode, ostvareno je pojednostavljenje načina kontrole mekog prekidanja prekidača, u širokom opsegu promene vrednosti ulaznog/izlaznog napona, pomoću kontrole vrednosti koeficijenta sprege, čija se vrednost određuje samo na osnovu izmerenih vrednosti ulaznog i izlaznog napona pretvarača.

Glava 6

Zaključak

Usled sve veće potrebe za električnom energijom, proteklih decenija prisustvujemo izraženom razvoju kola energetske elektronike, koja se koriste za efikasno pretvaranje energije i upravljanje tokom električne snage. Glavna poboljšanja performansi energetskih pretvarača u prošlosti postignuta su izborom topologija, dok danas primena nove generacije poluprovodničkih komponenti pomera granice ostvarene gustine snage i efikasnosti konverzije. Primena meke komutacije prekidača u pretvaraču rezultuje umanjenju prekidačkih gubitaka i shodno tome otvara se mogućnost rada na višim prekidačkim učestalostima, što rezultuje uvećanju realizovane gustine snage pretvarača. Danas, primena mekog prekidanja u energetskim pretvaračima postaje imperativ, a samim tim rezonantne i kvazi-rezonantne topologije privlače sve veću pažnju istraživača. Ostale komponente pretvarača, poput magnetnih komponenti ne prate razvoj poluprovodničkih komponenti, ne postoje novi fundamentalni koncepti, pa je izazov koji se postavlja pred istraživače unapređenje magnetnih elemenata, u pogledu pronalaženja novih magnetnih materijala i struktura.

Prva celina predstavljenog istraživanja obuhvatata razvoj i karakterizaciju nove magnetno simetrične strukture sa strujno regulisanom magnetnom spregom, sa ciljem primene u višefaznom energetskom pretvaraču. Promena vrednosti samo-indukcije namotaja i koeficijeta sprege strukture predstavljena je pomoću analitičkog modela, kao funkcija promene inkrementalne vrednosti permeabilnosti kontrolnih magnetnih grana strukture. Pomoću simulacije, metodom konačnih elemenata utvrđeno je da je jednosmerno magnetno polje usled struje predmagnetizacije ograničeno samo u kontrolnim magnetnim granama strukture. Prototip predložene magnetne strukture realizovan je upotrebom namenskih izrađenih feritnih jezgra u slučaju elementa spregnutih induktivnosti sa dva namotaja, dok je takođe dat predlog realizacije višefazne strukture sa tri ili više spregnutih namotaja. Pri različitim vrednostima odnosa reluktnace kontrolne i radne magnetne grane, odnosno odnosa dužine vazdušnih procepa kontrolne i radne magnetne grane, eksperimentalno su izmerene inicijalne vrednosti samo-indukcije poje-

dinačnih namotaja i koeficijeta sprege. Takođe, eksperimentalno je izmerena zavisnost promene vrednosti samo-indukcije namotaja i koeficijeta sprege od promene vrednosti struje predmagnetizacije i prikazana uporedo sa rezultatima dobijenim na osnovu analitičkog modela. Pokazano je da promena dužine vazdušnog procepa u kontrolnim magnetnim granama, direktno utiče na promenu količine rasipnog fluksa, odnosno fluksa koji nije spregnut između radnih namotaja, a samim i na inicijalnu kao i promenu vrednosti samo-indukcije radnih namotaja i koeficijeta sprege. Na osnovu prikazanih rezultata može se zaključiti da izvedeni analitički model verodostojno može prikazati karakteristično ponašanje nove, magnetno simetrične strukture i biti upotrebljen kao koristan alat prilikom projektovanja i razvoja prototipa.

Prezentovana je analiza uticaja upotrebe strujno kontrolisanog elementa upravljive magnetne sprege na karakteristike dvo-faznog boost pretvarača. Pomoću izvedenog analitičkog modela predstavljene su zavisnosti promene vrednosti ekvivalentne induktivnosti grana kao i magnetnog fluksa u radnim i kontrolnim granama, u odnosu na promenu vrednosti koeficijenta sprege. Uvećanjem vrednosti koeficijenta sprege, uvećanjem struje predmagnetizacije, maksimalna vrednost fluksa centralne magnetne grane je umanjena, pri svim vrednostima faktora ispunje pretvarača, pa su stoga gubici u magnetnom materijalu usled jednosmernog magnetnog polja u kontrolnoj magnetnoj grani umanjeni. U nastavku, predstavljen je primer određivanja parametara predložene strukture u slučaju dvo-faznog *boost* pretvarača. Validnost predstavljenog primera određivanja parametara nove strukture, koji ima za cilj umanjeње uticaja magnetnog fluksa radnih na promenu inkrementalne vrednosti permeabilnosti kontrolnih grana strukture, potvrđena je upotrebom programskog paketa za simulaciju električnih kola.

U okviru drugog dela istraživanja, predstavljen je novi pristup regulacije mekog prekidanja u slučaju buck/boost pretvarača, u širokom opsegu promene vrednosti ulaznog/izlaznog napona, putem strujno regulisanog elementa upravljive magnetne sprege. Ideja predloženog pristupa je da se regulacijom magnetne sprege, čija je vrednost određena samo na osnovu vrednosti ulaznog/izlaznog napona pretvarača, upravlja amplitudom napona rezonantne trajektorije prilikom promene stanja prekidača. Upravljajući magnetnom spregom na prethodno opisan način i kontrolom pretvarača u graničnom režimu rada, potrebna vrednost koeficijenta sprege između radnih namotaja elementa spregnutih induktivnosti regulisana je na takav način da je meko prekidanje prekidača postignuto, uz idealnu trajektoriju rezonantnog napona na prekidaču i u širokom opsegu promene vrednosti odnosa ulaznog i izlaznog napona pretvarača. Kako bi izvršili poređenje predloženog pristupa sa postojećim metodama, u radu je predstavljena analiza prelaznog perioda prilikom prelaska stanja prekidača pretvarača koji

radi kvazi-rezonantnom režimu i analitički model koji opisuje ukupno trajanje rezonantnog vremenskog intervala u funkciji promene ulazno/izlaznog napona pretvarača. Na osnovu prikazane analize može se zaključiti da upravljanje pretvarača u graničnom režimu rada može garantovati meko prekidanje prekidača samo u uskom opsegu promene vrednosti ulazno/izlaznog napona. Upravljanjem u kvazi-rezonantnom režimu, isključenjem sinhronog prekidača nakon tačno određenog intervala, meko prekidanje može biti ostvareno u širokom opsegu promene vrednosti ulazno/izlaznog napona pretvarača, međutim trajanje ukupnog rezonantnog perioda prilikom prelaska stanja prekidača je značajno uvećano.

Analizom analitičkog modela utvrđeno je da je primenom predložene metode moguće značajno proširiti opseg ulazno/izlaznog napona pretvarača u kome je meko prekidanje ostvarivo, prilikom upravljanja pretvarača u graničnom režimu rada. Takođe, izborom maksimalne i minimalne vrednosti koeficijenta sprege, moguće je pozicionirati raspon u kome je meko prekidanje ostvarivo, u širokom opsegu promene vrednosti odnosa ulazno/izlaznog napona. Validnost teorijske analize, potvrđena je na eksperimentalnom modelu dvosmernog buck/boost pretvarača, visoke prekidačke učestalosti, sa strujno regulisanim elementom upravljive magnetne sprege. U poređenju sa upravljanjem u kvazi-rezonantnom režimu pri fiksnoj vrednosti koeficijenta sprege, eksperimentalno je utvrđeno da disertacijom predloženi pristup umanjuje trajanje ukupnog rezonantnog intervala i vrednost potrebne inverzne struje kalema i na takav način umanjuje kondukcione gubitke i gubitke u magnetnom materijalu. Efikasnosti konverzije pretvarača za dve metode, eksperimentalno je izmerena pri različitim vrednostima opterećenja i odnosa ulazno/izlaznog napona. Disertacijom predložena metoda ostvaruje uvećanje efikasnosti konverzije pretvarača, što je najviše izraženo pri srednjim i niskim vrednostima opterećenja. Praktična primena predloženog pristupa zahteva dodatne sklopove poput strujno kontrolisanog izvora i uvećava složenost dizajna spregnute induktivnosti. Međutim, primenom predložene metode postiže se pojednostavljenje upravljačke petlje pretvarača, regulacijom mekog prekidanja u širokom opsegu promene ulazno/izlaznog napona promenom vrednosti koeficijenta sprege.

Bibliografija

- [1] Johann W Kolar. Future challenges for research and teaching in power electronics. In *International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM 2014*. IEEE, 2014.
- [2] Umesh Mishra. Compound semiconductors; gan and sic, separating fact from fiction in both research and business. *Nat. Gas*, 24:19–3, 2015.
- [3] Jeff Vollin, F Dong Tan, and SM Cuk. Magnetic regulator modeling. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC'93. Conference Proceedings 1993., Eighth Annual*, pages 604–611. IEEE, 1993.
- [4] Alfred Henry Barrett. Controlled-k resonating transformer, April 7 1998. US Patent 5,737,203.
- [5] Orestes M Baycura, Donald F Busch, Essinger Pierre, and John F O'donnell. Ferroresonant transformer with saturating control winding, September 8 1964. US Patent 3,148,326.
- [6] Hobart Atsushi Higuchi and Lawrence Paul Trubell. Controlled ferroresonant transformer regulated power supply, June 22 1976. US Patent 3,965,408.
- [7] Dushan Boroyevich, Igor Cvetković, Dong Dong, Rolando Burgos, Fei Wang, and Fred Lee. Future electronic power distribution systems a contemplative view. In *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2010 12th International Conference on*, pages 1369–1380. IEEE, 2010.
- [8] Yugang Yang, Jie Ma, Carl Ngai-Man Ho, and Yufei Zou. A new coupled-inductor structure for interleaving bidirectional dc-dc converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 3(3):841–849, 2015.
- [9] Dror Medini and Sam Ben-Yaakov. A current-controlled variable-inductor for high frequency resonant power circuits. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC'94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual*, pages 219–225. IEEE, 1994.
- [10] Yuequan Hu, Laszlo Huber, and Milan M Jovanović. Single-stage, universal-input ac/dc led driver with current-controlled variable pfc boost inductor. *IEEE Transactions on power Electronics*, 27(3):1579–1588, 2012.
- [11] Robert D Washburn and Robert F McClanahan. Non-saturating magnetic amplifier controller, June 20 1989. US Patent 4,841,428.

- [12] Espen Haugs and Frank Strand. Magnetically influenced current or voltage regulator and a magnetically influenced converter, August 23 2005. US Patent 6,933,822.
- [13] Karl H Brueckner, Charles A Farel, and Johnnie F Irsik. Flux controlled shunt regulated transformer, December 4 1979. US Patent 4,177,418.
- [14] EPCOS. Ferrites and accessories siferrit material n27. *Data Sheet, September*, 2006.
- [15] Jan Becker, Thomas Nemeth, Raphael Wegmann, and Dirk Sauer. Dimensioning and optimization of hybrid li-ion battery systems for evs. *World Electric Vehicle Journal*, 9(2):19, 2018.
- [16] Xiucheng Huang, Fred C Lee, Qiang Li, and Weijing Du. High-frequency high-efficiency gan-based interleaved crm bidirectional buck/boost converter with inverse coupled inductor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(6):4343–4352, 2016.
- [17] Wilmar Martinez, Camilo Cortes, Masayoshi Yamamoto, and Jun Imaoka. Effect of inductor parasitic resistances on the voltage gain of high step-up dc–dc converters for electric vehicle applications. *IET Power Electronics*, 11(10):1628–1639, 2018.
- [18] Jong-Bok Baek, Woo-In Choi, and Bo-Hyung Cho. Digital adaptive frequency modulation for bidirectional dc–dc converter. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 60(11):5167–5176, 2013.
- [19] Tine Konjedic, Lucijan Korošec, Mitja Truntič, Carlos Restrepo, Miran Rodič, and Miro Milanovič. Dcm-based zero-voltage switching control of a bidirectional dc–dc converter with variable switching frequency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(4):3273–3288, 2016.
- [20] Kenneth G Brill. The invisible crisis in the data center: The economic meltdown of moore’s law. *white paper, Uptime Institute*, pages 2–5, 2007.
- [21] Energy Star Program Requirements for Computer Servers. Technical report, 05 2009.
- [22] Dushan Boroyevich. Use of sic devices in medium-voltage converters. In *Proc. CPES Workshop WBG Power Electron. Adv. Distrib. Grids*, 2016.
- [23] SA Rosenberg. Trends in telecom power supplies. In *INTELEC’86-International Telecommunications Energy Conference*, pages 1–4. IEEE, 1986.
- [24] B Inniss and G Carli. A novel 12 kw switch mode power supply. In *12th International Conference on Telecommunications Energy*, pages 88–96. IEEE, 1990.
- [25] Charles E Mullett. A 5-year power technology roadmap. In *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC’04.*, volume 1, pages 11–17. IEEE, 2004.

- [26] Vujo R Drndarević. A new generation of high-power semiconductor devices. *Tehnika*, 69(6):999–1006, 2014.
- [27] PowerPort Atom PD 2 GaN Tech. Technical report, 05 2016.
- [28] Enewell-SOL V1 Series 4.5kW, residential (indoor type) PV inverter. Technical report, 12 2014.
- [29] sgf7j-01h, GaN Power Semiconductor-Equipped Servo Motor with Built-in Amplifier. Technical report, 05 2017.
- [30] ATS200TS GaN FET Technology 200 Watt Series. Technical report, 05 2017.
- [31] PowerSphyr. SkyCurrent III dual-mode wireless charging solution. Technical report, 04 2018.
- [32] Uwe Scheuermann. Reliability of planar skin interconnect technology. In *Integrated Power Electronics Systems (CIPS), 2012 7th International Conference on*, pages 1–8. IEEE, 2012.
- [33] Guichao Hua and Fred C Lee. Soft-switching techniques in pwm converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 42(6):595–603, 1995.
- [34] Daocheng Huang, Shu Ji, and Fred C Lee. Matrix transformer for llc resonant converters. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE*, pages 2078–2083. IEEE, 2013.
- [35] Mohammad Reza Mohammadi and Hosein Farzanehfard. Family of soft-switching bidirectional converters with extended zvs range. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(9):7000–7008, 2017.
- [36] Dan M Sable, Fred C Lee, and Bo H Cho. A zero-voltage-switching bidirectional battery charger/discharger for the nasa eos satellite. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC'92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual*, pages 614–621. IEEE, 1992.
- [37] Bin Li, Wei Qin, Yuchen Yang, Qiang Li, Fred C Lee, and Dong Liu. A high frequency high efficiency gan based bi-directional 48v/12v converter with pcb coupled inductor for mild hybrid vehicle. In *2018 IEEE 6th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, pages 204–211. IEEE, 2018.
- [38] Bob Mammano. Magnetic amplifier control for simple, low-cost, secondary regulation. In *Unitrode Seminar Manual SEM500*, pages 7–1, 1986.
- [39] Paul Mali. *Magnetic Amplifiers: Principles and Applications*. Number 261. JF Rider, 1960.
- [40] E Orietti, P Mattavelli, G Spiazzi, C Adragna, and G Gattavari. Two-phase interleaved llc resonant converter with current-controlled inductor. In *Power Electronics Conference, 2009. COBEP'09. Brazilian*, pages 298–304. IEEE, 2009.

- [41] J Marcos Alonso, Marina S Perdigão, David Gacio Vaquero, Antonio J Calleja, and Eduardo Sousa Saraiva. Analysis, design, and experimentation on constant-frequency dc-dc resonant converters with magnetic control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(3):1369–1382, 2012.
- [42] Daniel Thenathayalan and Joung-Hu Park. Highly-flexible high efficiency multiple resonance wireless power transfer system using a controllable inductor. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2018.
- [43] Marina S Perdigão, MF Menke, Álysson Raniere Seidel, Rafael Adaime Pinto, and J Marcos Alonso. A review on variable inductors and variable transformers: Applications to lighting drivers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(1):531–547, 2016.
- [44] Rafael Adaime Pinto, J Marcos Alonso, Marina S Perdigão, Marcelo F da Silva, and Ricardo N do Prado. A new technique to equalize branch currents in multiarray led lamps based on variable inductors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(1):521–530, 2016.
- [45] Dylan Dah-Chuan Lu, Joe CP Liu, Franki NK Poon, and Bryan Man Hay Pong. A single phase voltage regulator module (vrm) with stepping inductance for fast transient response. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(2):417–424, 2007.
- [46] Marina S Perdigão, João Pedro F Trovão, J Marcos Alonso, and Eduardo Sousa Saraiva. Large-signal characterization of power inductors in ev bidirectional dc-dc converters focused on core size optimization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(5):3042–3051, 2015.
- [47] Y Nikulshin, Y Wolfus, A Friedman, Y Yeshurun, V Rozenshtein, D Landwer, and U Garbi. Saturated core fault current limiters in a live grid. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 26(3):1–4, 2016.
- [48] Franco Moriconi, Francisco De La Rosa, Frank Darmann, Albert Nelson, and Larry Masur. Development and deployment of saturated-core fault current limiters in distribution and transmission substations. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 21(3):1288–1293, 2011.
- [49] L Carlsson, G Flisberg, and L Weimers. Recent evolution in classic hvdc. In *The 4th International Conference on Power Transmission & Distribution Technology*, 2003.
- [50] Shota Kimura, Yuki Itoh, Wilmar Martinez, Masayoshi Yamamoto, and Jun Imaoka. Downsizing effects of integrated magnetic components in high power density dc-dc converters for ev and hev applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(4):3294–3305, 2016.
- [51] Jonas Muhlethaler, Jürgen Biela, Johann Walter Kolar, and Andreas Ecklebe. Core losses under the dc bias condition based on steinmetz parameters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(2):953–963, 2011.

- [52] Jones John Ernest and Spurway Maurice Alec. Saturable reactors, July 20 1965. US Patent 3,196,373.
- [53] Robert J Spreadbury. Regulating transformer with non-saturating input and output regions, April 25 1972. US Patent 3,659,191.
- [54] Mingkai Mu, Feng Zheng, Qiang Li, and Fred C Lee. Finite element analysis of inductor core loss under dc bias conditions. *IEEE Trans. Power Electron.*, 28(9):4414–4421, 2013.
- [55] Pit-Leong Wong, Peng Xu, P Yang, and Fred C Lee. Performance improvements of interleaving vrms with coupling inductors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16(4):499–507, 2001.
- [56] Hyeon-Seok Lee and Jae-Jung Yun. High-efficiency bidirectional buck-boost converter for photovoltaic and energy storage system in smart grid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018.
- [57] Y Liu, A Pratt, P Kumar, M Xu, and Fred C Lee. 390v input vrm for high efficiency server power architecture. In *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007-Twenty Second Annual IEEE*, pages 1619–1624. IEEE, 2007.
- [58] Yu Du, Xiaohu Zhou, Sanzhong Bai, Srdjan Lukic, and Alex Huang. Review of non-isolated bi-directional dc-dc converters for plug-in hybrid electric vehicle charge station application at municipal parking decks. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, pages 1145–1151. IEEE, 2010.
- [59] D Izquierdo, R Azcona, FJ López Del Cerro, C Fernandez, and B Delicado. Electrical power distribution system (hv270dc), for application in more electric aircraft. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, pages 1300–1305. IEEE, 2010.
- [60] Wencong Su, Habiballah Eichi, Wenteng Zeng, and Mo-Yuen Chow. A survey on the electrification of transportation in a smart grid environment. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 8(1):1–10, 2011.
- [61] Eric Sortomme and Mohamed A El-Sharkawi. Optimal charging strategies for unidirectional vehicle-to-grid. *IEEE transactions on smart grid*, 2(1):131–138, 2010.
- [62] Juergen Biela, Mario Schweizer, Stefan Waffler, and Johann W Kolar. Sic versus si—evaluation of potentials for performance improvement of inverter and dc-dc converter systems by sic power semiconductors. *IEEE transactions on industrial electronics*, 58(7):2872–2882, 2011.
- [63] Murat Yilmaz and Philip T Krein. Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles. *IEEE transactions on Power Electronics*, 28(5):2151–2169, 2012.

- [64] V Viswanatha et al. Microcontroller based bidirectional buck–boost converter for photo-voltaic power plant. *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, 2017.
- [65] Johann W Kolar, F Krismer, Y Lobsiger, J Muhlethaler, T Nussbaumer, and J Minibock. Extreme efficiency power electronics. In *2012 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, pages 1–22. IEEE, 2012.
- [66] Martin Pavlovský, Giuseppe Guidi, and Atsuo Kawamura. Buck/boost dc–dc converter topology with soft switching in the whole operating region. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(2):851–862, 2014.
- [67] Pritam Das, S Ahmad Mousavi, and Gerry Moschopoulos. Analysis and design of a nonisolated bidirectional zvs-pwm dc–dc converter with coupled inductors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(10):2630–2641, 2010.
- [68] Mohammad Reza Mohammadi. A lossless turn-on snubber for reducing diode reverse recovery losses in bidirectional buck/boost converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019.
- [69] Ratil H Ashique and Zainal Salam. A family of true zero voltage zero current switching (zvzcs) nonisolated bidirectional dc–dc converter with wide soft switching range. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(7):5416–5427, 2017.
- [70] Zhengyang Liu, Fred C Lee, Qiang Li, and Yuchen Yang. Design of gan-based mhz totem-pole pfc rectifier. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 4(3):799–807, 2016.
- [71] Christoph Marxgut, Florian Krismer, Dominik Bortis, and Johann W Kolar. Ultraflat interleaved triangular current mode (tcm) single-phase pfc rectifier. *IEEE transactions on power electronics*, 29(2):873–882, 2014.
- [72] Oliver Knecht, Dominik Bortis, and Johann W Kolar. Zvs modulation scheme for reduced complexity clamp-switch tcm dc–dc boost converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(5):4204–4214, 2017.
- [73] TDK Lambda brand product. Supporting smart grids, bidirectional dc-dc converters, June 11 2012.
- [74] SHI Fangyuan, LI Rui, YANG Jiatao, and YU Wei. High efficiency bidirectional dc-dc converter with wide gain range for photovoltaic energy storage system utilization. In *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, pages 1–6. IEEE, 2018.
- [75] Bong-Gi You, Jong-Soo Kim, Byoung-Kuk Lee, Gwang-Bo Choi, and Dong-Wook Yoo. Optimization of powder core inductors of buck-boost converters for hybrid electric vehicles. In *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pages 730–735. IEEE, 2009.

- [76] Jovan V Surutka. *Elektromagnetika*. Akademska misao, 2006.
- [77] Hiroyuki Kosai, Seana McNeal, Brett Jordan, James Scofield, Biswajit Ray, and Zafer Turgut. Coupled inductor characterization for a high performance interleaved boost converter. *IEEE transactions on magnetics*, 45(10):4812–4815, 2009.
- [78] Xudong Huang, Xiaoyan Wang, Troy Nergaard, Jih-Sheng Lai, Xingyi Xu, and Lizhi Zhu. Parasitic ringing and design issues of digitally controlled high power interleaved boost converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(5):1341–1352, 2004.
- [79] Jun Imaoka, Shota Kimura, Wilmar Martinez, and Masayoshi Yamamoto. A novel integrated magnetic core structure suitable for transformer-linked interleaved boost chopper circuit. *IEEJ Journal of Industry Applications*, 3(5):395–404, 2014.
- [80] Jun Imaoka, Masayoshi Yamamoto, and Takahiro Kawashima. High-power-density three-phase interleaved boost converter with a novel coupled inductor. *IEEJ Journal of Industry Applications*, 4(1):20–30, 2015.
- [81] Guangyong Zhu, Brent A McDonald, and Kunrong Wang. Modeling and analysis of coupled inductors in power converters. *IEEE transactions on Power Electronics*, 26(5):1355–1363, 2010.
- [82] Ernst FW Alexanderson and SP Nixdorff. A magnetic amplifier for radio telephony. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 4(2):101–120, 1916.
- [83] AS Kislovski. Quasi-linear controllable inductor. *Proceedings of the IEEE*, 75(2):267–269, 1987.
- [84] Kislovski. Linear variable inductor (lvi) in single-phase telecom rectifiers. In *Telecommunications Energy Conference, 1995. INTELEC 95., 17th International*, pages 93–98. IEEE, 1995.
- [85] EPCOS. Ferrites and accessories e 25/13/7. *Data Sheet, September*, 2016.
- [86] CA Baguley, B Carsten, and UK Madawala. The effect of dc bias conditions on ferrite core losses. *IEEE transactions on Magnetics*, 44(2):246–252, 2008.
- [87] J Marcos Alonso, Marina S Perdigão, Guirguis Zaki Abdelmessih, Marco A Dalla Costa, and Yijie Wang. Spice modeling of variable inductors and its application to single inductor led driver design. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(7):5894–5903, 2017.
- [88] Gerald W Ludwig and S-A El-Hamamsy. Coupled inductance and reluctance models of magnetic components. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 6(2):240–250, 1991.
- [89] Anderson F Hoke and Charles R Sullivan. An improved two-dimensional numerical modeling method for e-core transformers. In *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 02CH37335)*, volume 1, pages 151–157. IEEE, 2002.

- [90] N Mohan, TM Undeland, and WP Robbins. Ch 20 power diodes. *Power Electronics Converter, Applications and Design*, John Wiley & Sons, Inc, 2003.
- [91] J Marcos Alonso, Gilberto Martínez, Marina Perdigão, Marcelo Rafael Cosetin, and Ricardo N do Prado. A systematic approach to modeling complex magnetic devices using spice: Application to variable inductors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(11):7735–7746, 2016.
- [92] D Lange. Calculation of the reversible permeability of gapped cores from measured ring core data. In *Journal de Physique IV Colloque*, volume 7, pages C1–137, 1997.
- [93] Jun Imaoka, Shota Kimura, Wilmar Martinez, and Masayoshi Yamamoto. A novel integrated magnetic core structure suitable for transformer-linked interleaved boost chopper circuit. *IEEJ Journal of Industry Applications*, 3(5):395–404, 2014.
- [94] Jie Liu. *Investigation of Multiphase Power Converter using Integrated Coupled Inductor Regarding Electric Vehicle Application*. PhD thesis, 2016.
- [95] Fei Yang, Xinbo Ruan, Gang Wu, and Zhihong Ye. Discontinuous-current mode operation of a two-phase interleaved boost dc–dc converter with coupled inductor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(1):188–198, 2018.
- [96] JH Alimeling and Wolfgang P Hammer. Plecs-piece-wise linear electrical circuit simulation for simulink. In *Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS'99 (Cat. No. 99TH8475)*, volume 1, pages 355–360. IEEE, 1999.
- [97] Jih-Sheng Lai and Douglas J Nelson. Energy management power-linked converters in hybrid electric and fuel cell vehicles. *Proceedings of the IEEE*, 95(4):766–777, 2007.
- [98] Charles Botsford and Adam Szczepanek. Fast charging vs. slow charging: Pros and cons for the new age of electric vehicles. In *International Battery Hybrid Fuel Cell Electric Vehicle Symposium*, 2009.
- [99] A Aswin and S Senthilmurugan. A survey on power levels of battery charging and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles. In *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, volume 402, page 012154. IOP Publishing, 2018.
- [100] Andreas Schroeder and Thure Traber. The economics of fast charging infrastructure for electric vehicles. *Energy Policy*, 43:136–144, 2012.
- [101] Ahmad Saudi Samosir and Abdul Halim Mohamed Yatim. Implementation of dynamic evolution control of bidirectional dc–dc converter for interfacing ultra-capacitor energy storage to fuel-cell system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(10):3468–3473, 2010.

- [102] Micah Ortúzar, Jorge Moreno, and Juan Dixon. Ultracapacitor-based auxiliary energy system for an electric vehicle: Implementation and evaluation. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 54(4):2147–2156, 2007.
- [103] Francesco Castelli Dezza, Vincenzo Musolino, Luigi Piegari, and Renato Rizzo. Hybrid battery–supercapacitor system for full electric forklifts. *IET Electrical Systems in Transportation*, 9(1):16–23, 2018.
- [104] Oscar García, Pablo Zumel, Angel De Castro, and A Cobos. Automotive dc-dc bidirectional converter made with many interleaved buck stages. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(3):578–586, 2006.
- [105] Stefan Waffler and Johann W Kolar. A novel low-loss modulation strategy for high-power bidirectional buck+ boost converters. *IEEE Trans. Power Electron*, 24(6):1589–1599, 2009.
- [106] Haiping Xu, Xuhui Wen, Ermin Qiao, Xin Guo, and Li Kong. High power interleaved boost converter in fuel cell hybrid electric vehicle. In *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on*, pages 1814–1819. IEEE, 2005.
- [107] DP Urciuoli and CW Tipton. Development of a 90 kw bi-directional dc-dc converter for power dense applications. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06. Twenty-First Annual IEEE*, pages 4–pp. IEEE, 2006.
- [108] F Caricchi, F Crescimbeni, and A Di Napoli. 20 kw water-cooled prototype of a buck-boost bidirectional dc-dc converter topology for electrical vehicle motor drives. In *Proceedings of 1995 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC'95*, volume 2, pages 887–892. IEEE, 1995.
- [109] Christoph Marxgut, Florian Krismer, Dominik Bortis, and Johann W Kolar. Ultraflat interleaved triangular current mode (tcm) single-phase pfc rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(2):873–882, 2013.
- [110] Kuei-Hsiang Chao and Chun-Hao Huang. Bidirectional dc–dc soft-switching converter for stand-alone photovoltaic power generation systems. *IET Power Electronics*, 7(6):1557–1565, 2014.
- [111] D. Jung, S. Hwang, Y. Ji, J. Lee, Y. Jung, and C. Won. Soft-switching bidirectional dc/dc converter with a lc series resonant circuit. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(4):1680–1690, April 2013.
- [112] Mohammad Reza Mohammadi and Hosein Farzanehfard. A new family of zero-voltage-transition nonisolated bidirectional converters with simple auxiliary circuit. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(3):1519–1527, 2015.
- [113] Guipeng Chen, Yan Deng, Luan Chen, Yihua Hu, Lin Jiang, Xiangning He, and Yousheng Wang. A family of zero-voltage-switching magnetic coupling nonisolated bidirectional dc–dc converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(8):6223–6233, 2017.

- [114] Hoai Nam Le and Jun-Ichi Itoh. Wide-load-range efficiency improvement for high-frequency sic-based boost converter with hybrid discontinuous current mode. *IEEE Trans. Power Electron*, 33(2):1843, 2018.
- [115] EPCOS. Ferrites and accessories siferrit material n49. *Data Sheet, September*, 2006.
- [116] EPCOS. Ferrites and accessories e 32/10/6. *Data Sheet, September*, 2016.
- [117] Design with GaN Enhancement mode HEMT. Technical report, 07 2016.
- [118] Milan Pajnić, Predrag Pejović, Željko Despotović, Miroslav Lazić, and Miodrag Skender. Characterization and gate drive design of high voltage cascode gan hemt. In *2017 International Symposium on Power Electronics (Ie)*, pages 1–5. IEEE, 2017.
- [119] Si823Hx Data Sheet. Technical report, 6 2019.
- [120] Adjustable Linear Regulator with Monitoring and Cable Drop Compensation. Technical report, 8 2016.
- [121] Zhengrong Huang, Zhengyang Liu, Qiang Li, and Fred C Lee. Microcontroller-based mhz totem-pole pfc with critical mode control. In *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 1–8. IEEE, 2016.

Biografija

Milan Pajnić je rođen 5.1.1990. godine u Beogradu, gde je završio osnovnu školu „Skadarlija“ i srednju elektrotehničku školu „Nikola Tesla“. Osnovne akademske studije završio je juna 2014. godine, na Elektrotehničkom fakultetu Univerziteta u Beogradu, na odseku Elektronika odbranivši diplomski rad na temu „Inteligentni merni pretvarač atmosferskog pritiska“. Školske 2014/2015. godine upisao se na master akademske studije na Elektrotehničkom fakultetu, modul Elektronika. Master akademske studije je završio u novembru 2015. godine sa prosečnom ocenom 9.0 i ocenom 10 za master rad „Analiza, modelovanje i upravljanje rezonantnim LLC konvertorima“. Na doktorske akademske studije na Elektrotehničkom fakultetu, Univerzitet u Beogradu, izborno područje Elektronika, se upisao školske 2016/2017. godine. Za vreme trajanja master akademskih studija, obavljao je praksu u istraživačko-razvojnom institutu „IRITEL“ a. d. U aprilu 2015. godine izabran je od strane Naučnog veća instituta „IRITEL“ a.d. u zvanje: istraživač pripravnik. U januaru 2016. godine zasniva stalni radni odnos u istraživačko-razvojnom institutu „IRITEL“ a. d. na poziciji razvojnog inženjera, u sektoru Energetske elektronike.

Od 2015. godine učestvuje na projektu „Razvoj metoda, senzora i sistema za praćenje kvaliteta vode, vazduha i zemljišta“ ev. broj projekta III 43008 i na projektu „Inovativne elektronske komponente i sistemi bazirani na neorganskim i organskim tehnologijama ugrađeni u robe i proizvode široke potrošnje“ ev. broj projekta TR32016, koje finansira Ministarstvo prosvete, nauke i tehnološkog razvoja Vlade Republike Srbije. Doprinosi kandidata na pomenutim projektima zasnivaju se na istraživanjima koja uključuju karakterizaciju novih magnetnih struktura i materijala kao i karakterizaciju energetskih pretvarača rezonantnog tipa, visoke prekidačke učestalosti. Autor je ili koautor 2 rada u međunarodnim časopisima sa SCI liste, 4 rada na međunarodnim konferencijama i 2 rada na domaćim konferencijama. Rad vezan za doktorsku disertaciju je objavljen u dva međunarodna časopisa:

1. Međunarodni časopis od izuzetnih vrednosti, **M21a**

- **Pajnić M.**, Pejović P.: *Zero-Voltage Switching Control of an Interleaved Bi-directional Buck/Boost Converter with Variable Coupled Inductor*, IEEE Transactions on Power Electronics, accepted for publication, available for early access, ISSN: 0885-8993, [DOI:110.1109/TPEL.2019.2893703](https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2893703), **impakt faktor za 2017: 6.812**

2. Međunarodni časopis od vrhunskih vrednosti, **M21**

- **Pajnić M.**, Pejović P., Aleksić O.: *Design and analysis of a novel coupled inductor structure with variable coupling coefficient*, IET Power Electronics, Vol. 11, No. 6, pp. 961-967, 2018, ISSN: 1755-4535 (Print), ISSN: 1755-4543 (Online), [DOI: 10.1049/iet-pel.2017.0566](https://doi.org/10.1049/iet-pel.2017.0566), **impakt faktor za 2017: 2.261**

Изјава о ауторству

Име и презиме аутора Милан Пајнић

Број индекса 5009/2016

Изјављујем

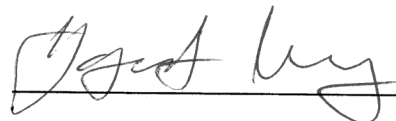
да је докторска дисертација под насловом

„Управљање меким прекидањем код двосмерног buck/boost претварача
засновано на елементу са струјно регулисаним коефицијентом магнетне спреге“

- резултат сопственог истраживачког рада;
- да дисертација у целини ни у деловима није била предложена за стицање друге дипломе према студијским програмима других високошколских установа;
- да су резултати коректно наведени и
- да нисам кршио/ла ауторска права и користио/ла интелектуалну својину других лица.

Потпис аутора

У Београду, 10.10.2019



Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторског рада

Име и презиме аутора Милан Пајнић

Број индекса 5009/2016

Студијски програм Електроника

Наслов рада „Управљање меким прекидањем код двосмерног buck/boost претварача засновано на елементу са струјно регулисаним коефицијентом магнетне спреге“

Ментор др Предраг Пејовић

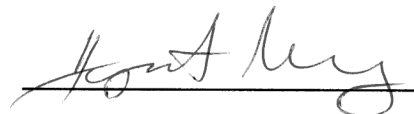
Изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао/ла ради похрањена у **Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Београду**.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци везани за добијање академског назива доктора наука, као што су име и презиме, година и место рођења и датум одбране рада.

Ови лични подаци могу се објавити на мрежним страницама дигиталне библиотеке, у електронском каталогу и у публикацијама Универзитета у Београду.

Потпис аутора

У Београду, 10.10.2019



Изјава о коришћењу

Овлашћујем Универзитетску библиотеку „Светозар Марковић“ да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду унесе моју докторску дисертацију под насловом:

„Управљање меким прекидањем код двосмерног buck/boost претварача засновано на елементу са струјно регулисаним коефицијентом магнетне спреге“

која је моје ауторско дело.

Дисертацију са свим прилозима предао/ла сам у електронском формату погодном за трајно архивирање.

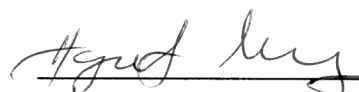
Моју докторску дисертацију похрањену у Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Београду и доступну у отвореном приступу могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons) за коју сам се одлучио/ла.

1. Ауторство (CC BY)
2. Ауторство – некомерцијално (CC BY-NC)
3. Ауторство – некомерцијално – без прерада (CC BY-NC-ND)
4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима (CC BY-NC-SA)
5. Ауторство – без прерада (CC BY-ND)
6. Ауторство – делити под истим условима (CC BY-SA)

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци.
Кратак опис лиценци је саставни део ове изјаве).

Потпис аутора

У Београду, 10. 10. 2019



1. **Ауторство.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце, чак и у комерцијалне сврхе. Ово је најслободнија од свих лиценци.
2. **Ауторство – некомерцијално.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела.
3. **Ауторство – некомерцијално – без прерада.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела. У односу на све остале лиценце, овом лиценцом се ограничава највећи обим права коришћења дела.
4. **Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада.
5. **Ауторство – без прерада.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела.
6. **Ауторство – делити под истим условима.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада. Слична је софтверским лиценцама, односно лиценцама отвореног кода.