

Metoda odabira kondenzatora dijeljenog istosmjernog međukruga energetskog pretvarača za višemotorna električna vozila

Vinković, Danijel

Master's thesis / Diplomski rad

2024

Degree Grantor / Ustanova koja je dodijelila akademski / stručni stupanj: **University of Zagreb, Faculty of Electrical Engineering and Computing / Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva**

Permanent link / Trajna poveznica: <https://urn.nsk.hr/urn:nbn:hr:168:259527>

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

Download date / Datum preuzimanja: **2025-03-14**



Repository / Repozitorij:

[FER Repository - University of Zagreb Faculty of Electrical Engineering and Computing repository](#)



SVEUČILIŠTE U ZAGREBU
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

DIPLOMSKI RAD br. 66

**METODA ODABIRA KONDENZATORA DIJELJENOG
ISTOSMJERNOG MEĐUKRUGA ENERGETSKOG
PRETVARAČA ZA VIŠEMOTORNA ELEKTRIČNA VOZILA**

Danijel Vinković

Zagreb, veljača 2024.

SVEUČILIŠTE U ZAGREBU
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

DIPLOMSKI RAD br. 66

**METODA ODABIRA KONDENZATORA DIJELJENOG
ISTOSMJERNOG MEĐUKRUGA ENERGETSKOG
PRETVARAČA ZA VIŠEMOTORNA ELEKTRIČNA VOZILA**

Danijel Vinković

Zagreb, veljača 2024.

DIPLOMSKI ZADATAK br. 66

Pristupnik: **Danijel Vinković (0036515002)**
Studij: Elektrotehnika i informacijska tehnologija
Profil: Elektrostrojarstvo i automatizacija
Mentor: doc. dr. sc. Marinko Kovačić

Zadatak: **Metoda odabira kondenzatora dijeljenog istosmjernog međukruga energetskog pretvarača za višemotorna električna vozila**

Opis zadatka:

Prijelaz na električna vozila trenutačno predstavlja jedan od najvećih izazova za svjetsku automobilsku industriju. Unatoč značajnim postignućima, još uvijek postoje mnoge nepoznanice koje zahtijevaju dublje istraživanje. Većina današnjih električnih vozila koristi jedan elektromotorni pogon napajan putem jednog pretvarača. No, primjena više pretvarača i elektromotora postaje sve zanimljivija jer omogućava pojednostavljenje prijenosa, eliminaciju mehaničkih diferencijala i primjenu naprednih metoda upravljanja momentom na svim kotačima. Inicijalno su se za pogon svakog od motora koristili zasebni pretvarači priključeni na zajedničko istosmjerno napajanje. U posljednje vrijeme dolazi do trenda integracije te se u konfiguracijama pogona s više električnih motora istražuje korištenje jednog pretvarača s dvostrukim izlazom. Osnovna prednost takvog sustava je dijeljenje kondenzatora istosmjernog međukruga čime se može smanjiti ukupna masa, volumen i cijena. U početnom dijelu rada potrebno je proučiti dostupnu literaturu vezanu za modeliranje i simuliranje strujno-naponskih prilika na kondenzatoru istosmjernog međukruga motorskog pretvarača. Također je potrebno proučiti relevantnu literaturu o upotrebi dijeljenih kondenzatora u višemotornim sustavima. U okviru rada potrebno je izraditi simulacijski model pomoću kojega će se na efikasan način određivati strujno-naponske odnose na pretvaraču za jednomotorni pogon. Nakon toga potrebno je proširiti simulacijski model na pretvarače za višemotorne sustave s dijeljenim kondenzatorom istosmjernog međukruga. Izradene simulacijske modele potrebno je upotrijebiti za određivanje efektivne vrijednosti struje kondenzatora i valovitosti napona u ovisnosti o amplitudi struje, faktoru snage, frekvenciji sklapanja te dubini i metodi modulacije. U posljednjem dijelu rada potrebno je izraditi primjer odabira komercijalno dostupnog kondenzatora koristeći razvijene simulacijske modele za tipičan višemotorni pretvarač električnog vozila.

Rok za predaju rada: 9. veljače 2024.

SVEUČILIŠTE U ZAGREBU
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

DIPLOMSKI RAD br. 66

**Metoda odabira kondenzatora
dijeljenog istosmjernog međukruga
energetskog pretvarača za
višemotorna električna vozila**

Danijel Vinković

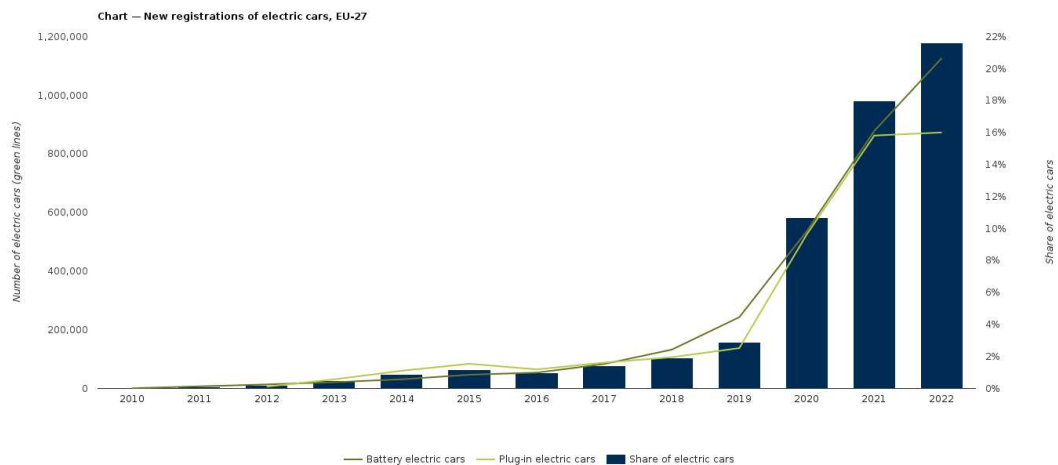
Zagreb, veljača 2024.

SADRŽAJ

1. Uvod	1
2. Pogonski elektronički energetska pretvarač	5
2.1. Najčešće topologije pogonskih pretvarača i pregled komercijalnih rješenja	5
2.2. Dvorazinski trofazni izmjenjivač	6
2.2.1. Tipovi modulacija	7
2.2.2. Valni oblici dvorazinskog trofaznog izmjenjivača	11
3. Kondenzator istosmjernog međukruga	13
4. Metode izračuna strujnog opterećenja kondenzatora u jednom izmjenjivaču	16
4.1. Pregled postojećih metoda	16
4.2. Kvazi-analitička metoda za izračun strujnog opterećenja	17
4.3. Simulacijska metoda s jednim izmjenjivačem	23
5. Metode izračuna strujnog opterećenja kondenzatora dijeljenog između dva izmjenjivača	34
5.1. Problematika korištenja zajedničkog istosmjernog međukruga	34
5.2. PLECS simulacijski model za izračun opterećenja kondenzatora s dva izmjenjivača	36
5.3. Rezultati simulacija za dva izmjenjivača	48
6. Primjer odabira kondenzatora za lako sportsko vozilo	65
7. Mjerenja	72
8. Zaključak	77

1. Uvod

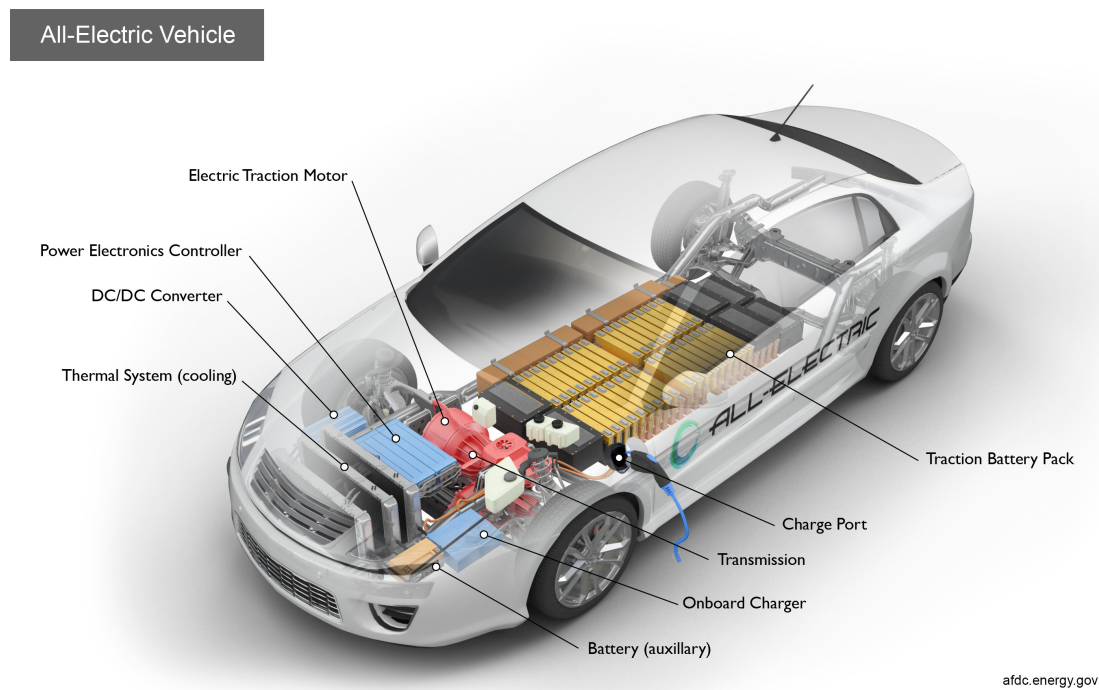
Globalni izazov današnjice predstavljaju klimatske promjene i održivi razvoj. Obnovljivi izvori energije velika su nada da bi se postigla prihvatljiva razina stakleničkih plinova, posebice CO₂. Električna mobilnost jedan je od načina na koji su se velike i gospodarski snažne države odlučile boriti s klimatskim promjenama. Elektrifikacija vozila u konstantnom je razvoju kako bi se postigli željeni rezultati te olakšao prelazak s vozila s motorima na unutarnje izgaranje na vozila s električnim motorima. Bitna stavka koja se često javlja je potreba postizanja održivosti u transportu. Održivost obuhvaća niske odnosno nulte emisije štetnih stakleničkih plinova, energetske efikasnost kao i pristupačne cijene vozila i izvora energije (sustainable). Slika 1.1 prikazuje porast broja registriranih električnih vozila u zadnjih nekoliko godina.



Slika 1.1: Porast broja registriranih električnih vozila, (EEA)

Doneseno je niz regulativa i smjernica kako bi se postigli ciljevi određeni od strane regulatornih tijela EU-a. Jedna od regulativa postavlja ciljeve za smanjenje CO₂ od 15% do 2025. godine za automobile i kombije dok je do 2030. cilj smanjenje od 50 - 55% (EEA). Također se postavljaju ciljevi za nove automobile kako bi imali nulte emisije. Kako bi se postigli ciljevi, diljem Europe su uvedene financijske mjere kako bi se potaknuo što veći razvoj u području elektrifikacije vozila.

Pogonski sustav električnog vozila sastoji se od baterijskog paketa, jednog ili više elektroničkih energetskih pretvarača odnosno izmjenjivača, električnog motora i prijenosa. Na slici 1.2 prikazan je klasičan prikaz glavnih dijelova odnosno komponenta koje su potrebne za implementaciju funkcionalnog pogonskog sustava električnog vozila.



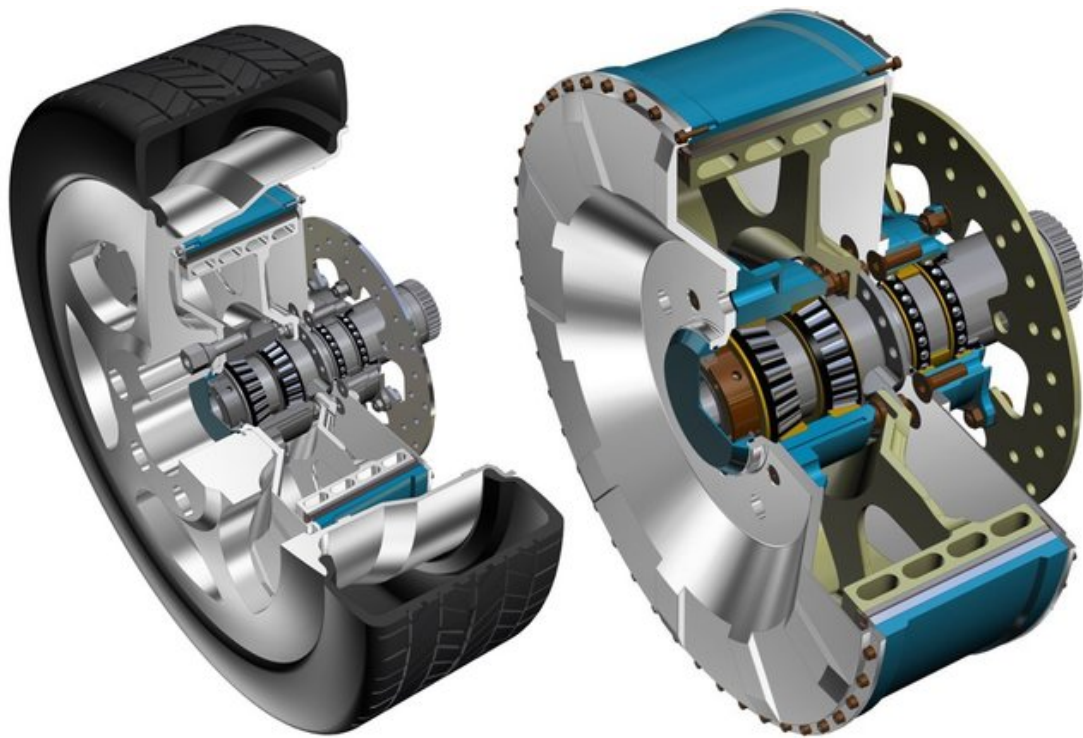
Slika 1.2: Dijelovi pogonskog sustava električnog vozila, (AFDC)

Većina električnih automobila ima izvedbu pogonskog sustava preko klasičnog diferencijala. Diferencijal se u ovom obliku sastoji od dvije polovice osovine sa zupčanikom na kraju koji je povezan s trećim zupčanikom. Modeli poput Tesla model S i model 3 su primjer električnih vozila koji koriste klasični diferencijal (Fosse (2019)). Jedna mogućnost izvedbe pogonskog sustava je preko e-diferencijala. Takav način izvedbe osigurava potrebni moment za svaki pogonski kotač te omogućuje različite brzine pojedinih kotača. Naime, u zavojevima unutarnji se kotači

vrte manjom brzinom od vanjskih zbog manjeg radijusa kretanja. E-diferencijal omogućava, putem upravljačkih signala kontroliranje snage na kotaču te se tako osigurava potrebni okretni moment pojedinog kotača (E-dif).

Za ostvarivanje 4x4 pogona kod električnih vozila uobičajeno se koriste dva električna motora za cijelo vozilo od kojih je svaki postavljen na prednju odnosno stražnju osovinu. Ovakav raspored električnih motora eliminira potrebu za pogonskom osovinom te se na taj način postiže više prostora za bateriju (4x4).

Još jedna mogućnost izvedbe pogonskog sustava je putem "hub" motora. Hub motori su električni motori koji su ugrađeni u kotače. Prednost ovakve izvedbe je bolja raspodjela težine i povećana učinkovitost. Budući da je motor direktno ugrađen u kotač nalazi se bliže tlu te težište pada i samim time raste stabilnost vozila. Prednost hub motora je također ta što se snaga izravno prenosi na kotače te se tako povećava korisnost sustava (Smith (2023)). Mana ovakve izvedbe je povećanje odvjese mase koja nepovoljno djeluje na vozne karakteristike i upravljivost vozila. Slika 1.3 prikazuje izgled hub motora.



Slika 1.3: Trodimenzionalni prikaz poprečnog presjeka hub motora, (Duvigneau et al. (2017))

Sustavi e-Axle kompaktno su i isplativo rješenje pogonskog sustava za električna vozila. Elektronički energetske pretvarač, električni motor i prijenos spojeni su u jednu jedinicu koja se koristi za pokretanje vozila. Zbog manje veličine u odnosu

na klasične pogonske sustave ovakvi pogonski sustavi su jednostavniji, jeftiniji i učinkovitiji (Bosch). Mane ovakvog sustava su otežano hlađenje i otežani pristup radi popravka i održavanja.

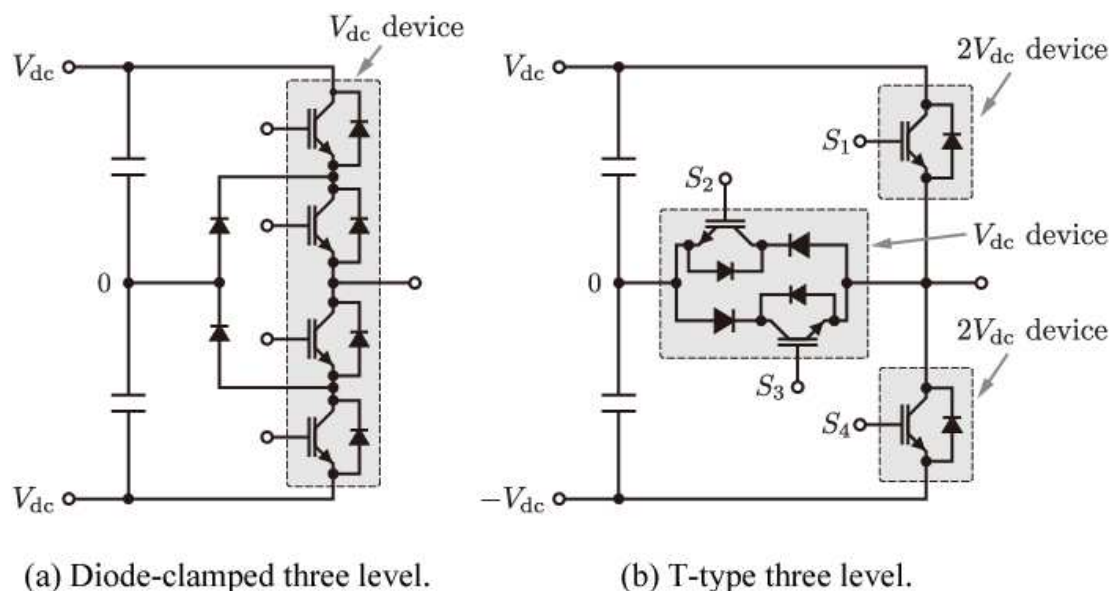
Kako je već bilo navedeno elektronički energetski pretvarač odnosno izmjenjivač jedan je od bitnih dijelova pogonskog sustava. Izmjenjivač je dio pogonskog sustava koji pretvara istosmjerni električni sustav baterije u izmjenični, obično trofazni sustav potreban električnom motoru.

Pogonski sustavi temeljeni na e-Axle topologiji, pogotovo automobili visokih performansi, imaju dva električna motora napajana iz dva izmjenjivača. Većina komercijalnih rješenja koristi pojedinačni izmjenjivač u vlastitom kućištu za svaki od električnih motora. Fokus ovog diplomskog rada stavljen je na mogućnosti korištenja zajedničkog pretvarača s dijeljenim istosmjernim međukrugom za napajanje oba motora te prednosti takve konfiguracije. S idejom smanjenja opterećenja kondenzatora u istosmjernom međukrugu i smanjenja volumena izmjenjivača i odgovarajućeg kućišta potrebnog za pravilan rad električnog vozila te povećanja učinkovitosti pogonskog sustava u radu su dane neke od metoda koje je moguće koristiti pri odabiru kondenzatora dijeljenog istosmjernog međukruga izmjenjivača za sustav s više električnih motora.

2. Pogonski elektronički energetski pretvarač

2.1. Najčešće topologije pogonskih pretvarača i pregled komercijalnih rješenja

Iako postoje razne topologije izmjenjivača koje se koriste u električnim vozilima za pretvorbu istosmjerne struje baterije u izmjeničnu trofaznu struju potrebnu električnom motoru, dvorazinski trofazni izmjenjivač glavni je korišteni pretvarač koji se koristi u tu svrhu. U literaturi (Poorfakhraei et al. (2021)) se često spominju topologije NPC i T-tip NPC izmjenjivača. Sa slike 2.1 moguće je vidjeti razlike u topologiji između NPC i T-tip NPC izvedbe.



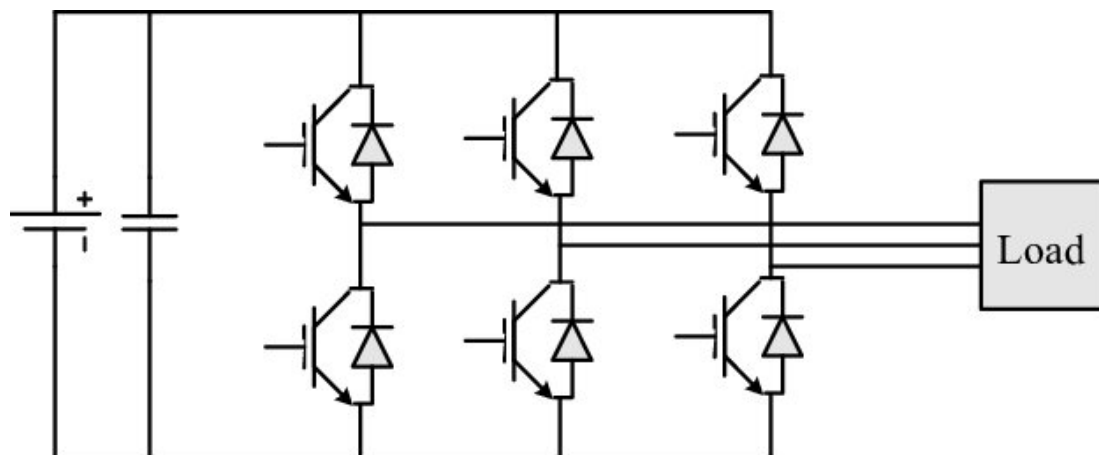
Slika 2.1: Sheme najpopularnijih trofazinskih pretvarača (a) NPC i (b) T-tip NPC topologija, (Kurumutani H. (2017))

U industriji Tesla predvodi razvoj u pitanju izmjenjivača te su tako jedni od

prvih koji su počeli koristiti SiC (*Silicone carbide*) tehnologiju. Tesla model 3 predstavljen 2018. koristi SiC MOSFETs (*metal-oxide-semiconductor field-effect transistors*) poluvodičku tehnologiju u svojem pretvaraču. Prednost korištenja SiC MOSFET-a za razliku od Si IGBT (*Silicon insulated-gate bipolar transistors*) koji se koriste u Nissan Leafu i Jaguar I-PACEu je smanjena masa pretvarača. Mana SiC tehnologije je dosta veća cijena u odnosu na ostale tehnologije (Gear (2021.)). U većini električnih automobila izmjenjivači su dvorazinski trofazni pa tako i Tesla, Rivian i BMWi3 koriste tu topologiju.

2.2. Dvorazinski trofazni izmjenjivač

Slika 2.2 prikazuje jednostavnu topologiju trofaznog izmjenjivača.



Slika 2.2: Shema dvorazinskog trofaznog izmjenjivača, (Khaing T. Z. (2015))

Najčešće korišteni izvor energije u električnim vozilima je baterija. Topologija dvorazinskog trofaznog izmjenjivača izgrađena je od šest puno upravljivih, strujno dvosmjernih sklopki kao što je vidljivo sa slike 2.2. Kod primjena u kojima je potreban napon istosmjernog međukruga veći od 300 V DC uglavnom se koriste IGBT-ovi dok se MOSFET-i koriste na nižem naponu koji su potrebni kod električnih romobila odnosno bicikala. Nadalje, za frekvencije sklapanja do otprilike 12 kHz koriste se IGBT-ovi dok se na višim frekvencijama sklapanja koriste već spomenuti SiC MOSFET-i.

Gubitci u izmjenjivaču dijele se na gubitke vođenja i gubitke sklapanja. Gubitci vođenja ovise o unutarnjem otporu pojedinih komponenata u izmjenjivaču. Na kondenzatoru kao i kod pojedinih IGBT-ova dolazi do pada napona tijekom vođenja te do zagrijavanja komponenata. Formule po kojoj se računa snaga

gubitaka pojedinog tranzistora odnosno diode su (EEP):

$$P_{T1c} = \frac{U_{CEO} \cdot \hat{I}_A}{2} \cdot \left(\frac{1}{\pi} + \frac{m_a \cos \varphi}{4} \right) + r_{Td} \cdot \hat{I}_A^2 \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{m_a \cos \varphi}{3\pi} \right) \quad (2.1)$$

gdje je P_{T1c} snaga gubitaka tranzistora, U_{CEO} napon koljena IGBT-a, \hat{I}_A amplituda izlazne struje faze, r_{Td} dinamički otpor IGBT-a, m_a modulacijski indeks i $\cos \varphi$ faktor snage.

Za diodu vrijedi

$$P_{D2c} = \frac{U_{F0} \cdot \hat{I}_A}{2} \cdot \left(\frac{1}{\pi} - \frac{m_a \cos \varphi}{4} \right) + r_{Dd} \cdot \hat{I}_A^2 \cdot \left(\frac{1}{8} - \frac{m_a \cos \varphi}{3\pi} \right) \quad (2.2)$$

gdje P_{D2c} predstavljaju gubitke diode, U_{F0} napon koljena diode i r_{Dd} dinamički otpor diode. Potrebno je napomenuti da ovakav izračun gubitaka vođenja vrijedi samo za sinusnu modulaciju i visoke frekvencije osnovnog harmonika.

Ukupni gubici sklapanja ovise o nizu parametara kao što su naponski izvor, izlazna struja odnosno struja trošila, dinamičkim parametrima IGBT-a te o frekvenciji sklapanja. Relacije za izračun gubitaka sklapanja dane su sa:

$$P_{T1sw} = \frac{\hat{I}_A k_{eT} f_s}{\pi} \quad (2.3)$$

gdje P_{T1sw} predstavljaju gubitke sklapanja tranzistora, k_{eT} konstanta linearne ovisnosti energije sklapanja o struji te f_s frekvencija sklapanja.

Isto tako za diodu vrijedi:

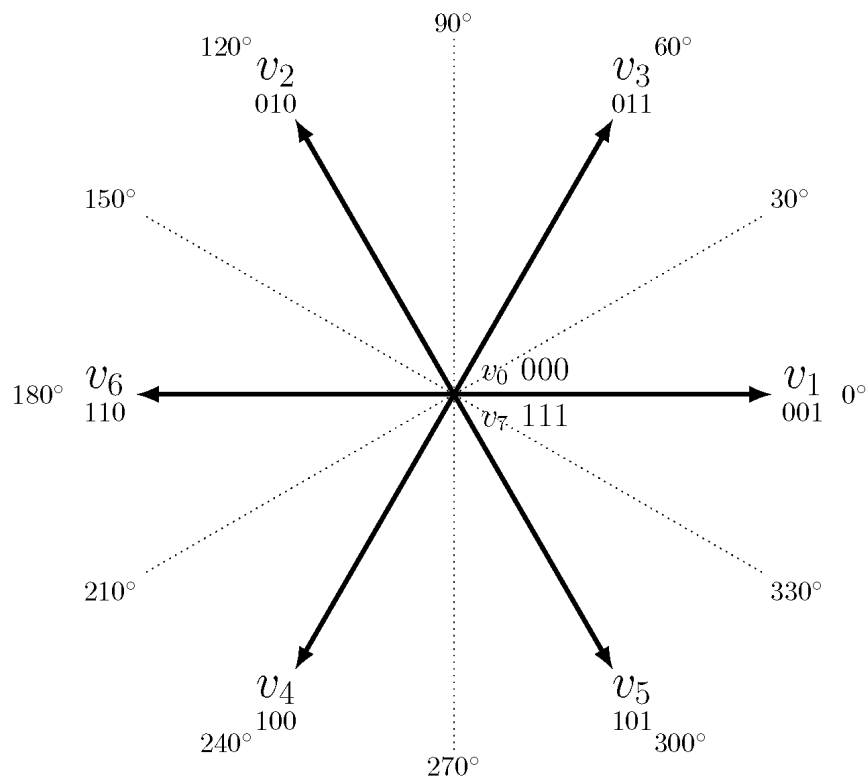
$$P_{D2sw} = \frac{\hat{I}_A k_{eD} f_s}{\pi} \quad (2.4)$$

gdje P_{D2sw} predstavljaju gubitke sklapanja diode te k_{eD} konstantu linearne ovisnosti energije sklapanja o struji za diodu.

2.2.1. Tipovi modulacija

Poluvodičke sklopke u trofaznom izmjenjivaču moguće je upravljati na više načina. U industriji su učestala dva načina modulacije SVPWM (*Space Vector Pulse Width Modulation*) odnosno HSVPWM (SVPWM i HSVPWM su jednake modulacije) i DPWM (*Discontinuous Pulse Width Modulation*).

Uzimajući u obzir da postoje šest IGBT-a moguće je postići $2^3 = 8$ stanja sklopki. Od tih osam stanja šest označavaju različite aktivne vektore dok preostala dva stanja označavaju nul stanja odnosno nul vektore. Slika 2.3 pokazuje osam stanja odnosno osam vektora koji se koriste pri vektorskoj modulaciji.



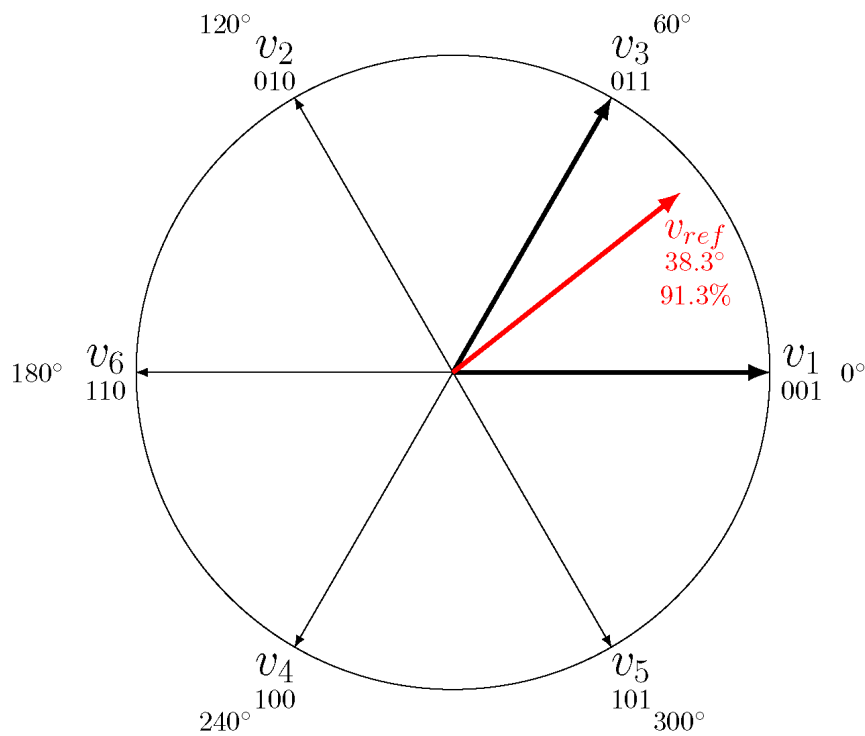
Slika 2.3: Vektori korišteni pri SVPWM modulaciji, (Solbakken (2017))

Na slici 2.3 moguće je vidjeti šest vektora sa svojim odgovarajućim binarnim kodom koji označavaju uklopljene sklopke za pojedinu fazu. Isto je dano u tablici 2.1. Svaka binarna znamenka odgovara jednoj fazi izmjenjivača i označava stanje pojedine sklopke. Na primjer vektor $v_1 = 001$ označava da je gornji IGBT prve faze uklopljen i da su gornji IGBT-ovi druge i treće faze isklopljeni.

Tablica 2.1: Vektori i odgovarajuće faze

Vektor	Binarni kod	Faza
v_0	000	Nul vektor
v_1	001	+U
v_2	010	+V
v_3	011	-W
v_4	100	+W
v_5	101	-V
v_6	110	-U
v_7	111	Nul vektor

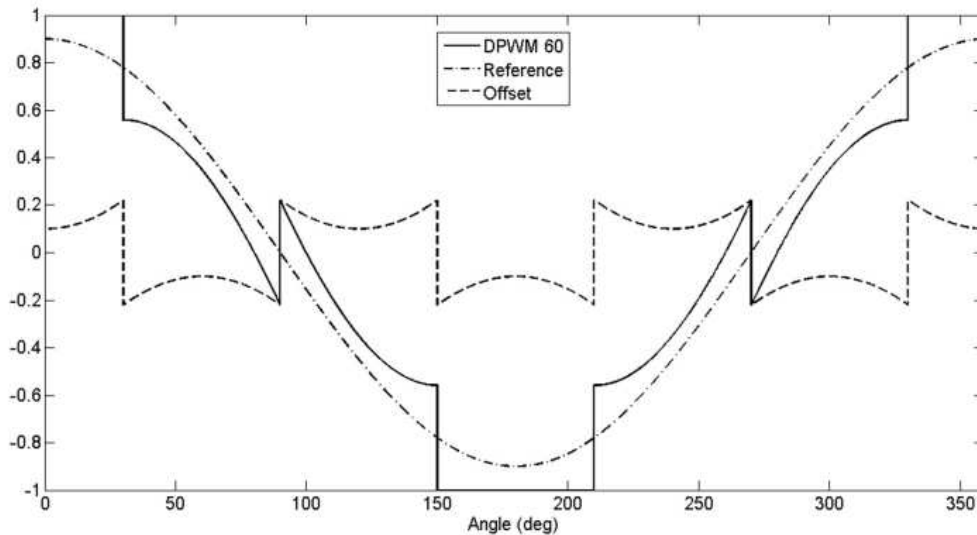
Kako bi se postigao potreban referentni napon za rad električnog motora potrebno je postaviti odgovarajuće vektore odnosno potrebno je uklopiti odgovarajuće sklopke izmjenjivača. Budući da postoji šest aktivnih vektora, oni stvaraju šest sektora veličine 60° . Slika 2.4 prikazuje primjer referentnog napona koji se nalazi u prvom sektoru.



Slika 2.4: Referentni napon u prvom sektoru, (Solbakken (2017))

U ovom slučaju moguće je vidjeti kako će se referentni napon postići korištenjem aktivnih vektora v_1 i v_3 te nul vektora v_0 i v_7 kako bi se postigla odgovarajuća amplituda referentnog napona. Ovisno o trajanju pojedinih vektora moguće je postići bilo kakav referentni napon.

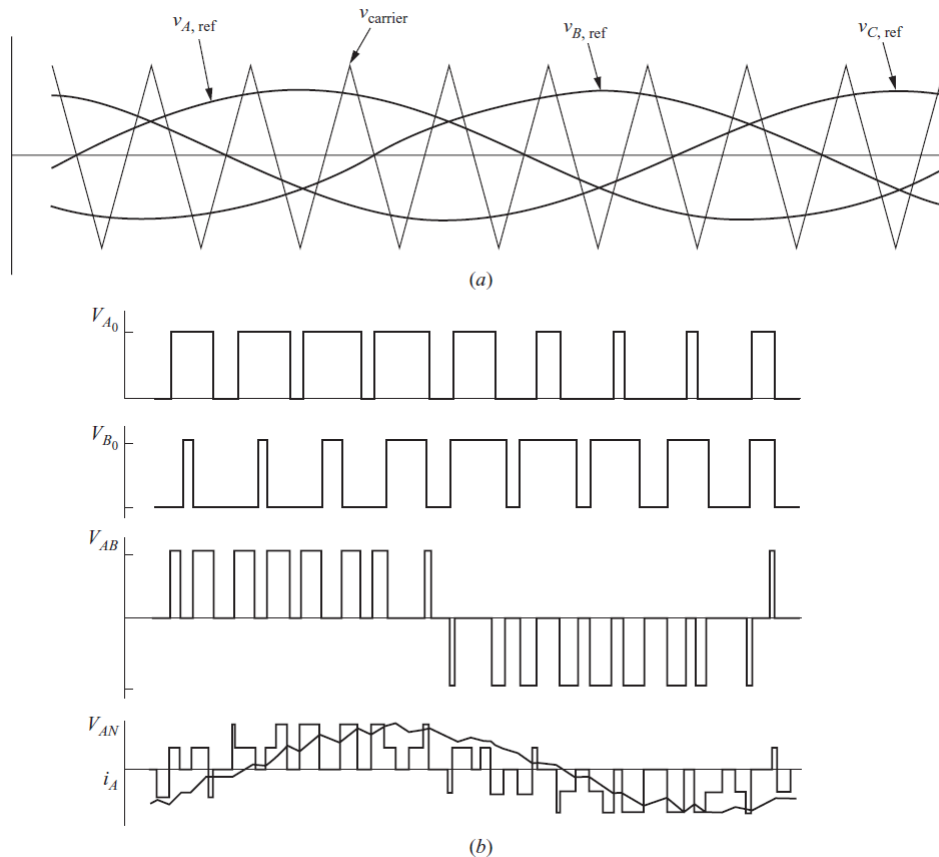
DPWM modulacija tip je modulacije u kojoj je jedan od referentnih signala jednak +1 ili -1 u periodi signala nosioca. Odgovarajući izlaz iz izmjenjivačkog mosta će tada biti pritegnut na pozitivni ili negativni napon istosmjernog međukruga. Dio u kojem ne dolazi do sklapanja para sklopki grane izmjenjivača najčešće iznosi 60° , ali su mogući i drugačiji iznosi kuta. Dio u kojem ne dolazi do sklapanja može biti pomaknut za kut Ψ . Prednost DPWM modulacije smanjenje je sklopne frekvencije do 33% te samim time i smanjenje sklopnih gubitaka. Slika 2.5 prikazuje generiranje signala za DPWM metodu pri pomaku od $\Psi = 60^\circ$.



Slika 2.5: Generiranje signala za DPWM metodu pri pomaku od $\Psi = 60^\circ$, (Ozkilic et al. (2016))

2.2.2. Valni oblici dvorazinskog trofaznog izmjenjivača

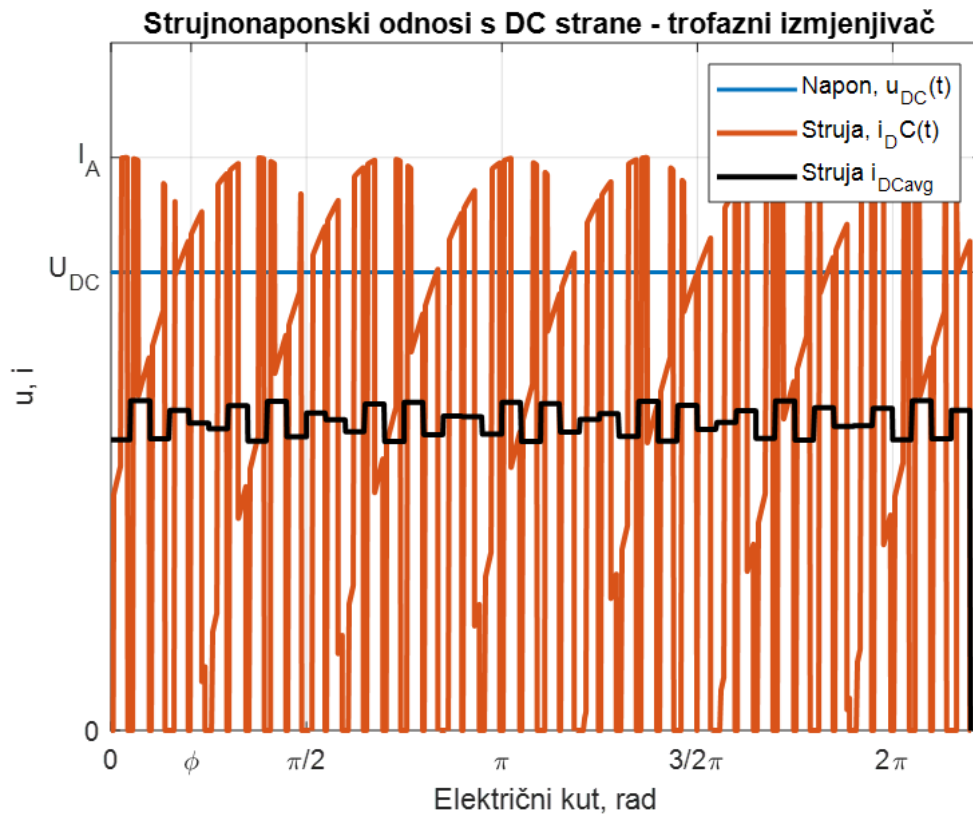
Koristeći jednostavnu sinusnu PWM metodu moguće je upravljati IGBT-ovima tako da se na izlazu ostvari napon i struja oblika kako je prikazano na slici 2.6.



Slika 2.6: (a) Signal nosioc i referentni signali za PWM modulijsku metodu pri $m_a = 0,7$ (b) Izlazni oblici napona i struje (RL trošilo), (Hart (2010))

Pod (a) moguće je vidjeti generiranje upravljačkog signala za trofazni izmjenjivač. Referentni signali pomaknuti su međusobno za 120° kako bi se dobio simetričan upravljački signal za trofazni izmjenjivač. Dio slike pod (b) prikazuje valne oblike linijskog i faznog napona te valni oblik struje za RL trošilo.

Slika 2.7 prikazuje valne oblike napona i struje DC međukruga.



Slika 2.7: Valni oblici napona i struje DC međukruga (EEP)

Kako se može vidjeti sa slike struja ima period od 60° . Sve tri faze djeluju na pulsnost struje na istosmjernoj strani. Potrebno je osigurati dovoljni kapacitet kako bi se zadovoljila maksimalna efektivna struja kondenzatora te kako bi se zadovoljilo ograničenje valovitosti napona DC međukruga.

3. Kondenzator istosmjernog međukruga

Za razliku od frekventijskog pretvarača gdje je uloga kondenzatora međukruga filtrirati napon izlaza ispravljača kako bi se dobila što manja valovitost napona na ulazu u izmjenjivač, uloga kondenzatora kod izmjenjivača napajano iz baterijskog izvora možda nije odmah vidljiva. Vrlo bitna uloga kondenzatora DC međukruga je ostvariti put niske impedancije za visokofrekvencijsku struju koja se javlja prilikom preklapanja polovodičkih sklopki. Pri porastu frekvencije, impedancija induktiviteta baterije raste i vrijedi da je $X_L = L\omega$. Kako frekvencija struje raste impedancija kondenzatora opada po ovisnosti $X_C = \frac{1}{C\omega}$. Tada grana kondenzatora istosmjernog međukruga postaje dominantni put za visokofrekventnu izmjeničnu struju. Na taj način je smanjeno djelovanje parazitne impedancije baterije te impedancije kabela. Još jedna bitna uloga kondenzatora istosmjernog međukruga je ograničavanje valovitosti napona istosmjernog sustava u vozilu na dozvoljeni iznos. Ograničenje valovitosti napona istosmjernog sustava vozila, pa tako i baterije, vrlo je bitno za pravilan rad ostalih sustava koji su iz njega napajaju, npr. klima-kompresor, pumpe, pretvarač na niski napon (12 V).

Vrijedi relacija:

$$i_c = C \frac{dv}{dt} \quad (3.1)$$

Iz toga slijedi:

$$C = \frac{i_c \Delta t}{\Delta V} = \frac{i_c}{\Delta V f_s} \quad (3.2)$$

Vidi se da porastom frekvencije sklapanja dolazi do smanjenja potrebnog kapaciteta.

Brže sklapanje \rightarrow manji kapacitet potreban \rightarrow manji volumen \rightarrow veća gustoća snage.

Dva važna faktora po kojima se odabire kondenzator DC međukruga su maksimalna struja koja je potrebna kroz kondenzator te najveća dopuštena valovitost

napona.

Najčešće vrste kondenzatora koje se koriste u izmjenjivačima su film kondenzatori i elektrolitski kondenzatori. Prednosti film kondenzatora su manji ekvivalentni serijski otpor (ESR) i ekvivalentni serijski induktivitet (ESL) u odnosu na elektrolitske kondenzatore. Također je potrebno napomenuti kako filmski kondenzatori najčešće imaju dulji životni vijek od elektrolitskih. Elektrolitski kondenzatori imaju kraći životni vijek zbog toga što se elektrolit postepeno suši te dolazi do porasta ESR-a (Sylvestre (2019)).

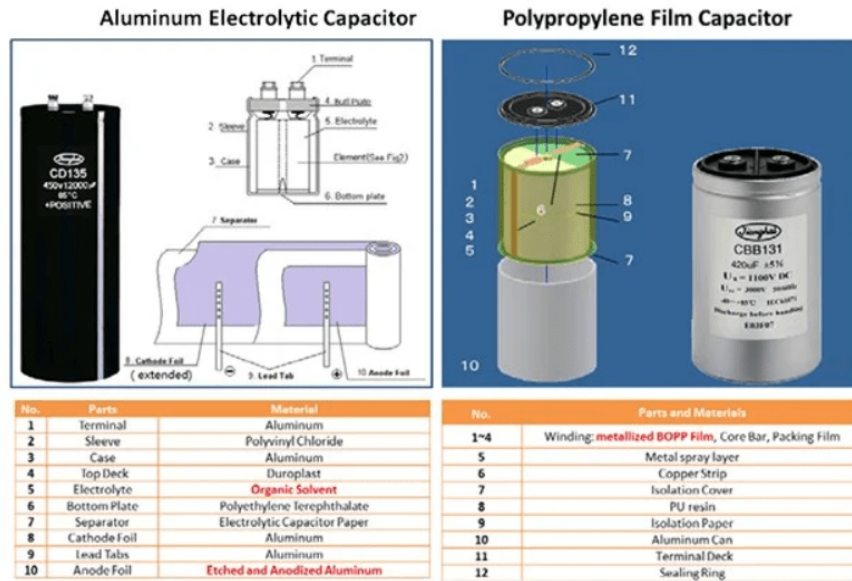
U nastavku se vidi tablica 3.1 usporedbi nekih karakteristika film i elektrolitskih kondenzatora.

Tablica 3.1: Usporedba film i elektrolitskih kondenzatora

Tip kondenzatora	Film kondenzator	Elektrolitski kondenzator
Materijal	Metalizirani polipropilenski film	Elektrolitska i aluminijska folija
Frekvencija	1 kHz - 100 kHz	< 1 kHz
ESR	Nizak	Visok
Samoobnavljanje	Da	Ne
Otpornost na visoke temperature	Visoka	Srednja

Usporedbom svih karakteristika moguće je zaključiti kako su film kondenzatori prikladniji kod primjena koji zahtijevaju visoku frekvenciju, visoku temperaturu i visoki napon dok su elektrolitski kondenzatori prikladniji za opću primjenu (BM).

Slika 3.1 prikazuje građu elektrolitskog i film kondenzatora.



Slika 3.1: Usporedba elektrolitskih i film kondenzatora (heynen)

Radni napon i temperatura na kojoj radi izmjenjivač imaju velik utjecaj na životni vijek kondenzatora. Ako radni napon elektrolitskog kondenzatora iznosi 0,9 nazivnog napona U_n , vjerojatnost kvara pada za 60% (Kolar J.W. (2006)). Padom temperature već spomenuti elektrolit unutar kondenzatora sporije se suši te se tako povećava životni vijek kondenzatora. Kako bi se odabrao odgovarajući kondenzator potrebno je iz tog razloga poznavati termalni model kondenzatora. Bitna temperatura koju je potrebno poznavati kako bi se odredio životni vijek kondenzatora je temperatura kućišta T_c . Za određivanje temperature T_c potrebno je poznavati temperaturu okoline T_a i efektivnu vrijednost struje kondenzatora $I_{C,rms}$. Tada se dobiva temperatura T_c putem formule (Kolar J.W. (2006))

$$T_c = T_a + I_{C,rms}^2 R_{ESR} R_{th,c-a} \quad (3.3)$$

gdje R_{ESR} predstavlja ekvivalentni serijski otpor kondenzatora, a $R_{th,c-a}$ predstavlja termalni otpor između kondenzatorskog kućišta i okoline. Gubitci kondenzatora rastu kako se temperatura kondenzatora povećava i ovise o vrijednosti serijskog ekvivalentnog otpora R_{ESR} .

4. Metode izračuna strujnog opterećenja kondenzatora u jednom izmjenjivaču

4.1. Pregled postojećih metoda

Određivanje strujnog opterećenja kondenzatora bitan je postupak kod projektiranja izmjenjivača zbog volumena kojeg kondenzator zauzima u izmjenjivaču. Jedan od postupaka preko kojeg se može dimenzionirati kondenzator je analitička metoda. Efektivnu vrijednost struje DC međukruga moguće je dobiti iz modulacijskog indeksa te amplitude i faznog pomaka struje izlaza (Kolar J.W. (2006)). Prednost ovakvog načina je što nije potrebno izrađivati simulaciju dok je mana ovog načina ta da je otežano primjenjivati različite tipove modulacija. Dodatna prednost je veća brzina izvršavanja izračuna. Ovakva metoda je također pogodna za korištenje u simulaciji dugih profila vožnje poput WLTP-a.

Simulacijska metoda sastoji se od izrade simulacijskog modela u nekom od prikladnih alata za simulaciju električnih krugova (npr. LTSpice ili PLECS) te obrade rezultata. Prednost ovakve metode je što se za razliku od analitičke metode može lakše analizirati kompleksnije modulacijske algoritme dok je mana značajno povećanje za računalnim resursima te povećano vrijeme izvođenja.

4.2. Kvazi-analitička metoda za izračun strujnog opterećenja

Na slici 4.1 prikazana je shema trofaznog izmjenjivača. Za struju kondenzatora i_c vrijedi

$$i_c = I_{izv} - i_{inv} \quad (4.1)$$

gdje struja I_{izv} označava struju izvora, a i_{inv} označava ulaznu struju izmjenjivača. Struja i_{inv} sastoji se od AC i DC komponente (Kolar J.W. (2006)), te se može napisati

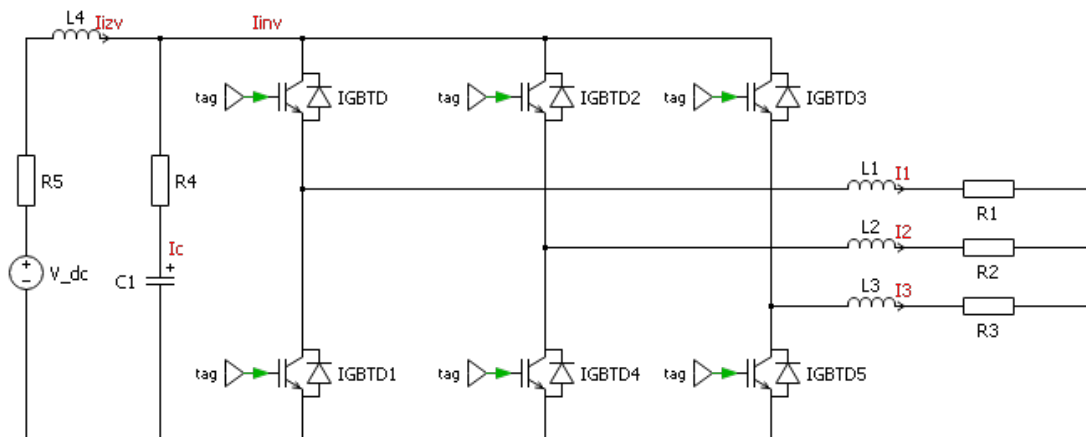
$$i_{inv} = i_{dc} + i_{ac} \quad (4.2)$$

$$i_{inv} = I_{avg} + i_{ac} \quad (4.3)$$

Tada slijedi

$$i_c = I_{izv} - I_{avg} - i_{ac} \quad (4.4)$$

$$i_c = -i_{ac} \quad (4.5)$$



Slika 4.1: Inverter

Vidi se kako struja kondenzatora i_c ima samo AC komponentu. Kako frekvencija raste tako impedancija naponskog izvora (baterije) raste zbog unutarnjeg induktiviteta dok impedancija kondenzatora opada porastom frekvencije te tada postaje put manjeg otpora za AC struju visoke frekvencije. Možemo zaključiti da baterija u slučaju najnepovoljnijem za kondenzator daje čistu DC komponentu

te tada kondenzator pokriva čitavu AC komponentu struje (Sylvestre (2019)) odnosno $I_{C,rms} = I_{ac,rms}$.

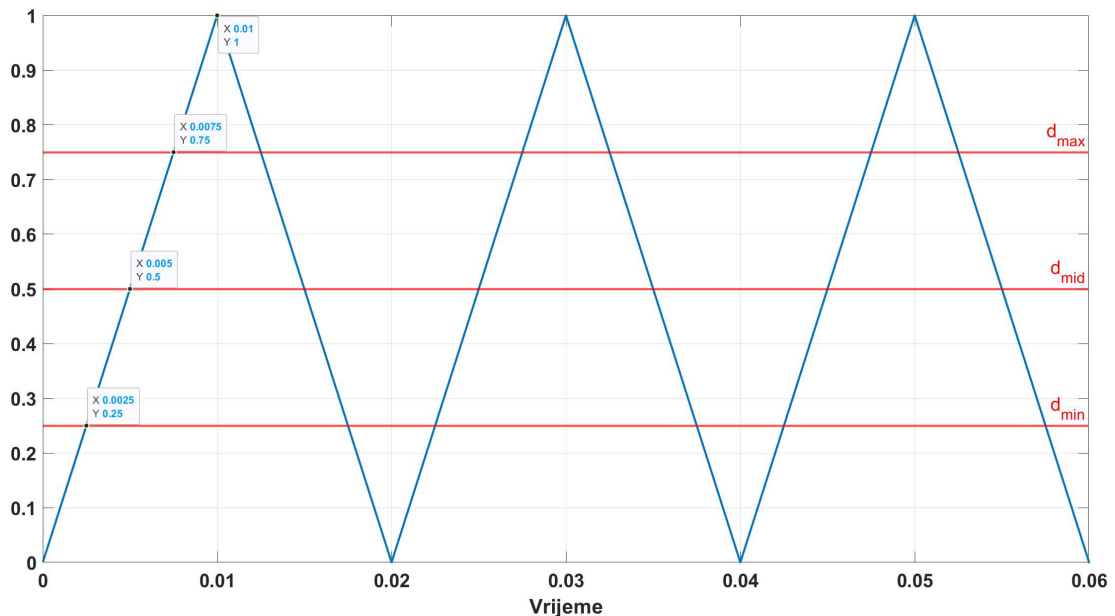
Za efektivnu vrijednost struje izmjenjivača vrijedi

$$I_{rms}^2 = I_{ac,rms}^2 + I_{dc}^2 = I_{ac,rms}^2 + I_{avg}^2 \quad (4.6)$$

Iz 4.5 i 4.6 slijedi da je efektivna struja kondenzatora

$$I_{C,rms} = \sqrt{I_{rms}^2 - I_{avg}^2} \quad (4.7)$$

Kako bi se odredila struja DC međukruga potrebno je iz izlazne struje odrediti ulaznu struju izmjenjivača. Za to je potrebno poznavati stanja sklopki u svim trenucima. Kako bi se to izbjeglo uvode se pomoćne varijable d_{max} , d_{mid} i d_{min} . Pomoću tih varijabli moguće je odrediti kroz koju od tri faze teče maksimalna te u kojoj fazi minimalna struja. Na slici 4.2 dan je signal nosioc trokutastog valnog oblika koji se koristi pri PWM modulaciji te su dodane varijable d_{max} , d_{mid} i d_{min} . Iz te slike, promatrajući jedan period odnosno jednu poluperiodu moguće ju je podijeliti na 4 intervala. Prvi interval (I1) $x = (0 - 0,0025)$, drugi interval (I2) $x = (0,0025 - 0,005)$, treći (I3) $x = (0,005 - 0,0075)$ i četvrti (I4) interval $x = (0,0075 - 0,01)$.



Slika 4.2: Signal nosioc

Za struje vrijedi

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 \quad (4.8)$$

te je jednako tako moguće pisati

$$I_{max} + I_{mid} + I_{min} = 0 \quad (4.9)$$

gdje I_{max} označava struju kroz fazu čija je vrijednost najveća u tom trenutku a I_{min} struju kroz fazu čija je vrijednost najmanja u tom trenutku i I_{mid} označava treću struju.

Za struje po intervalima vrijedi:

I_1 :

$$i = I_{max} + I_{mid} + I_{min} = 0 \quad (4.10)$$

I_2 :

$$i = I_{max} + I_{mid} \quad (4.11)$$

$$I_{max} + I_{mid} + I_{min} = 0 \quad (4.12)$$

$$I_{mid} = -I_{max} - I_{min} \quad (4.13)$$

$$i = I_{max} + I_{mid} = I_{max} - I_{max} - I_{min} = -I_{min} \quad (4.14)$$

I_3 :

$$i = I_{max} \quad (4.15)$$

I_4 :

$$i = -I_{max} - I_{mid} - I_{min} = 0 \quad (4.16)$$

Gdje i predstavlja ulaznu struju izmjenjivača. Za daljnji izračun struje kondenzatora bitno je odrediti trajanje intervala u kojem su struje različite od nule odnosno intervale I_2 i I_3 . Sa slike 4.2 moguće je vidjeti kako duljina trajanja intervala I_2 iznosi $d_{I_2} = d_{mid} - d_{min}$ dok trajanje intervala I_3 iznosi $d_{I_3} = d_{max} - d_{mid}$.

Nadalje vrijedi:

$$I_{RMS} = \sqrt{I_{1RMS}^2 + I_{2RMS}^2 + I_{3RMS}^2 + I_{4RMS}^2} \quad (4.17)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{I_{2RMS}^2 + I_{3RMS}^2} \quad (4.18)$$

gdje $I_{I1RMS} = 0$ i $I_{I4RMS} = 0$ zbog $I_1 = 0$ i $I_4 = 0$.

Za struje I_{I2RMS} i I_{I3RMS} vrijedi:

$$I_{I2RMS} = -I_{min} \cdot \sqrt{d_{I2}} = -I_{min} \cdot \sqrt{d_{mid} - d_{min}} \quad (4.19)$$

$$I_{I3RMS} = I_{max} \cdot \sqrt{d_{I3}} = I_{max} \cdot \sqrt{d_{max} - d_{mid}} \quad (4.20)$$

Kako bi se dobila struja kondenzatora napravljena je simulacija u Matlab-u. Simulacija je napravljena za dvije izlazne struje efektivnih vrijednosti 100 A i 150 A. Ostali ulazni podaci nalaze se u tablici 4.1.

Tablica 4.1: Ulazni podaci simulacije

Fundamentalna frekvencija	f	50 Hz
Frekvencija sklapanja	f_{sw}	10 kHz
Kapacitet kondenzatora	C_{cap}	200 μ F
Otpor kondenzatora	R_{esr}	5 m Ω
Modulacijski indeks	m_a	0,1 - 1,15
Faktor snage	$\cos\varphi$	0 - 1

Iz tablice se može vidjeti da je metoda provedena za više vrijednosti modulacijskog indeksa m_a i faktora snage $\cos\varphi$.

Potrebno je odrediti vrstu modulacije koja se koristi. U nastavku teksta vidi se dio koji određuje tip modulacije.

```
Ma_1=m*sin(w*t');
Mb_1=m*sin(w*t'-2*pi/3);
Mc_1=m*sin(w*t'+2*pi/3);

modulation.type='hsvpwm';
M_new_1=mod_hpwm_2L(modulation,[Ma_1 Mb_1 Mc_1],0);
Da_1=0.5*M_new_1.M(:,1)+0.5;
Db_1=0.5*M_new_1.M(:,2)+0.5;
Dc_1=0.5*M_new_1.M(:,3)+0.5;
```

Varijable Da_1 , Db_1 i Dc_1 predstavljaju referentne signale za upravljanje sklopkama. Funkcija `mod_hpwm_2L` obrađuje ulazne sinusne signale na temelju odabrane modulacije. U ovom je slučaju odabrana vektorska modulacija. Referentni

signal trokutasti je signal s frekvencijom od 10 kHz odnosno to je frekvencija sklapanja.

Nadalje je potrebno odrediti srednju i efektivnu vrijednost ulazne struje izmjenjivača.

```
% calculate average current (active power)
IdcI2mean = -Ivec_min.*D_interval_2;
IdcI3mean = Ivec_max.*D_interval_3;

Idc_mean = IdcI2mean + IdcI3mean;

% calculate full RMS current
IdcI2rms = -Ivec_min.*sqrt(D_interval_2);
IdcI3rms = Ivec_max.*sqrt(D_interval_3);

Idc_rms = sqrt(IdcI2rms.^2+IdcI3rms.^2);

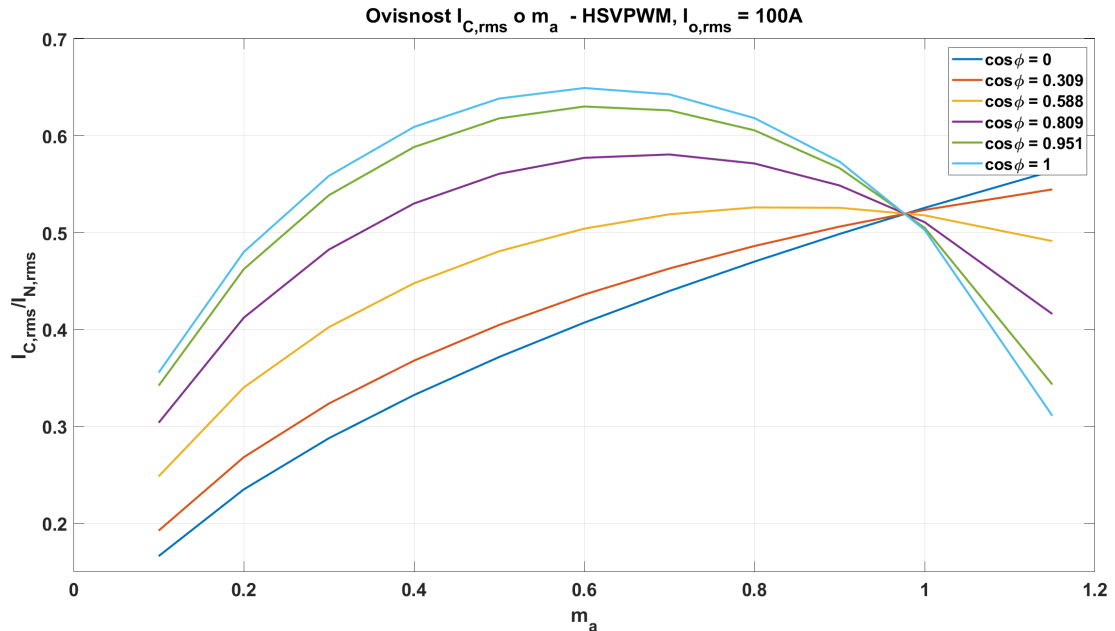
% calculate DC link capacitor current
Ic_rms = sqrt(Idc_rms.^2 - Idc_mean.^2);
```

Varijable $IdcI2mean$ odnosno $IdcI3mean$ označavaju srednju vrijednost ulazne struje izmjenjivača za gore navedene intervale I_2 i I_3 . Vektori $Ivec_min$ i $Ivec_max$ sadržavaju vrijednosti minimalnih odnosno maksimalnih struja izlaza pretvarača dok su varijable $D_interval_2$ i $D_interval_3$ vremenska trajanja koja određuju trajanje intervala I_2 odnosno I_3 . Idc_mean je ukupna srednja vrijednost struje ulaza izmjenjivača.

Za izračun efektivne vrijednosti struje ulaza izmjenjivača koristi se formula dana izrazom 4.18.

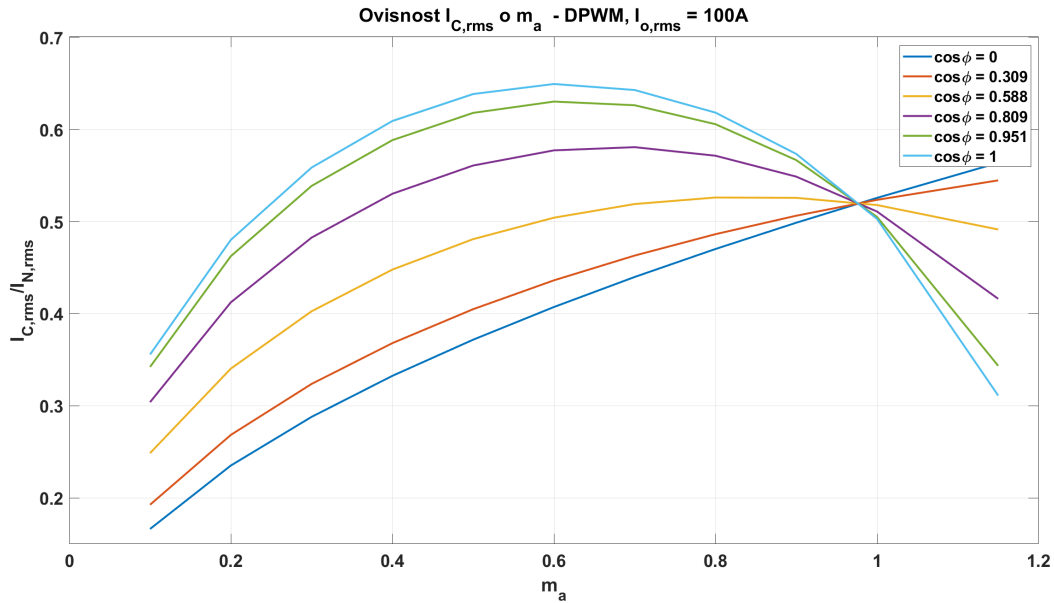
Kako bi se dobila efektivna vrijednost struje kondenzatora koristi se formula 4.7.

Slika 4.3 prikazuje ovisnost normirane struje kondenzatora $I_{C,rms}$ u ovisnosti o modulačijskom indeksu m_a za različite iznose faktora snage $\cos\phi$ pri SVPWM modulaciji.



Slika 4.3: Ovisnost struje $I_{C,rms}$ o modulačijskom indeksu m_a i SVPWM modulaciji

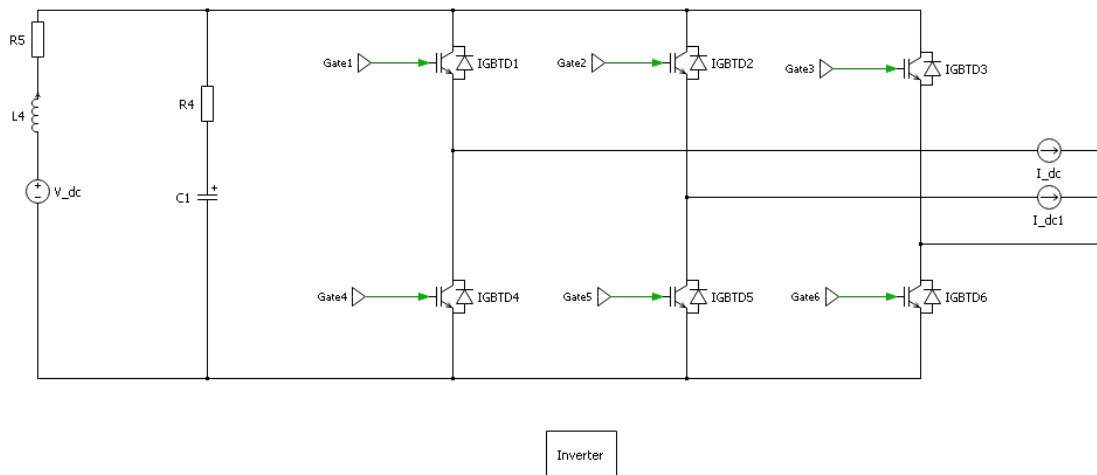
Može se vidjeti kako je strujno opterećenje kondenzatora najveće kada vrijedi $m_a \approx 0,6$. Kako vrijednost modulačijskog indeksa pada ili raste od te vrijednosti strujno opterećenje kondenzatora se smanjuje. Također se vidi da povećanjem $\cos\phi$ raste struja kondenzatora. Slika 4.4 prikazuje grafove dobivene pri korištenju DPWM modulacije. Na slici se može primijetiti kako nema velikih razlika u strujnom opterećenju kondenzatora kod slučaja korištenja SVPWM odnosno DPWM modulacije.



Slika 4.4: Ovisnost struje $I_{C,rms}$ o modulacijskom indeksu m_a i DPWM modulaciji

4.3. Simulacijska metoda s jednim izmjenjivačem

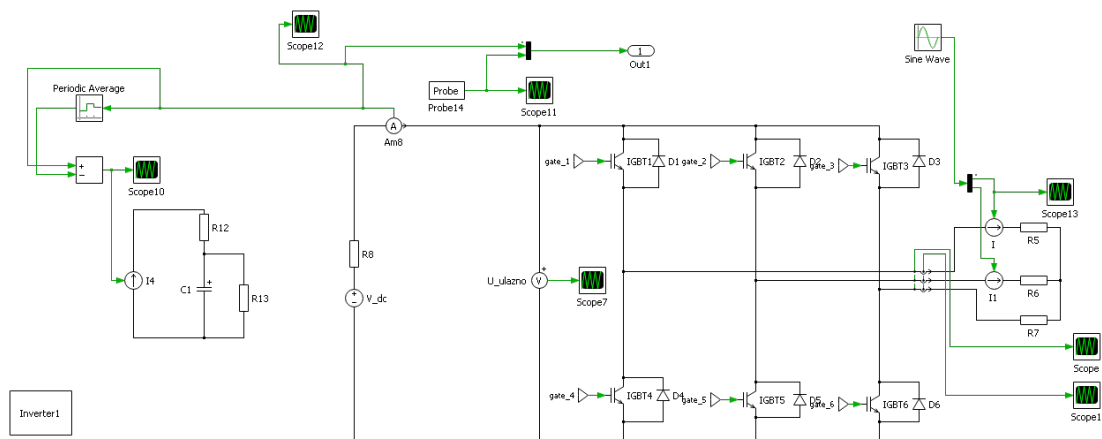
Simulacijska metoda za izračun struje kondenzatora napravljena je u simulacijskom programu Plecs. Slika 4.5 prikazuje model izmjenjivača.



Slika 4.5: Model izmjenjivača

Za razliku od modela izmjenjivača na slici 4.1 ovaj model izmjenjivača na izlazu umjesto RL trošila ima strujne izvore. Razlog tome je što je na ovakav način olakšano upravljanje izlazne struje izmjenjivača.

Problem kod ovakvog modela je što pri određenim uvjetima dolazi do rezonancije između induktiviteta u grani naponskog izvora i kondenzatora DC međukruga. Iz tog razloga napravljen je novi model izmjenjivača koji je prikazan na slici 4.6.



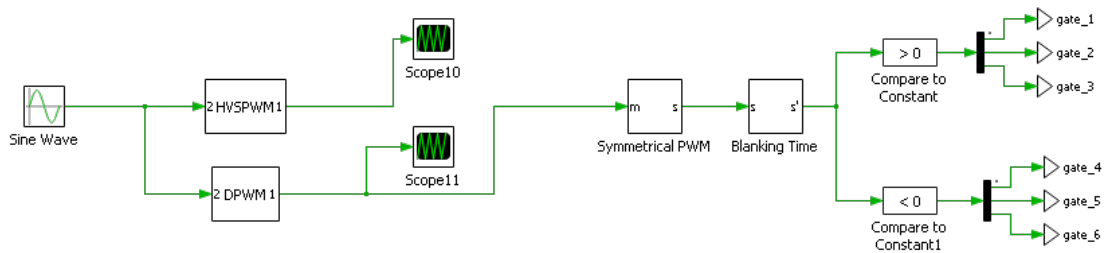
Slika 4.6: Model novog izmjenjivača

Model izmjenjivača koji je napravljen na ovakav način zaobilazi problem rezonancije induktiviteta izvora i kondenzatora DC međukruga. Ulazni podaci izmjenjivača nalaze se u tablici 4.2.

Tablica 4.2: Ulazni podaci invertera

Naponski izvor	V_{dc}	600 V
Izlazna struja faza	I_{rms}	100 A, 150 A
Fundamentalna frekvencija	f	50 Hz
Frekvencija sklapanja	f_{sw}	10 kHz
Modulacijski indeks	m_a	0,1 - 1,15
Faktor snage	$\cos\varphi$	0 - 1
Otpor	R5, R6, R7	1 Ω
Otpor	R8	0,05 Ω
Otpor	R12	5 m Ω
Otpor	R13	100 Ω
Kapacitet	C1	200 μ F

Blok "Inverter1" sa slike 4.6 upravljački je blok koji upravlja Gate-ovima IGBT-ova. Slika 4.7 prikazuje unutrašnjost upravljačkog bloka.



Slika 4.7: Upravljački blok

Na slici 4.7 može se vidjeti dva bloka pod nazivima "HVSPWM" i "DPWM". Ti blokovi služe za različite tipove modulacija koje se koriste. Jednostavnom zamjenom signala odabire se koji tip modulacije se koristi. Izlaz upravljačkog bloka su signali koji se šalju na ulaz Gate-ova IGBT-ova. Kako bi se bolje pokazali i usporedili rezultati simulacija napravljena je skripta u Plecs-u koja se koristi kako bi se u stvarnom vremenu pokazala ovisnost struje kondenzatora $I_{C,rms}$ i valovitosti napona U_{ripple} o modulacijskom indeksu m_a te različitim vrijednostima $\cos\varphi$. U nastavku je prikazan dio skripte koji je korišten.

```
mdlVars = struct('n', 1);
simStruct = struct('ModelVars', mdlVars);

plecs('scope', './Scope', 'ClearTraces');
plecs('scope', './Scope1', 'ClearTraces');

ma = 0.1:0.15:1.15;
cosfi = [0, 0.309, 0.588, 0.809, 0.951, 1];;

Irms1 = 100:50:150;

Tfund = 1./50;
```

Napravljena je ugniježđena struktura kako bi se omogućio rad skripte. Naredba "plecs('scope', './Scope', 'ClearTraces');" koristi se kako bi se očistili grafovi za svaku simulaciju. Vrijednosti modulacijskog indeksa m_a mijenjaju se od 0,1 do 1,15 u koraku od 0,15 dok $\cos\varphi$ poprima vrijednosti prikazane gore. Simulacije su izvedene za dvije efektivne vrijednosti izlazne struje u iznosu od 100 A i 150 A. Fundamentalni period iznosi $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50}$ s.

U nastavku je prikazan glavni dio skripte preko koje se izvršavaju simulacije postepeno mijenjajući modulacijski indeks m_a i $\cos\varphi$.

```

for ix = 1:length(Irms1);
    % set value for Irms1
    simStruct.ModelVars.Irms1 = Irms1(ix);
    for iz = 1:length(cosfi);
        %set values for cosfi
        simStruct.ModelVars.cosfi = cosfi(iz);
        for iy = 1:length(ma);
            % set value for ma
            simStruct.ModelVars.ma = ma(iy)
                ;
            % run simulation
            out = plecs('simulate',
                simStruct);

            % find last fundamental cycle
            l_end=length(out.Time);
            [dum, idx_fund]=find(out.Time>(
                out.Time(end)-Tfund),1);
            T_per = Tfund;

            %calculate time steps
            dt_step=out.Time(2:l_end)-out.
                Time(1:l_end-1);
            dt_step=dt_step(idx_fund-1:
                l_end-1);

            % Calculate avg value of
                current
            Iavg = sum(out.Values(1,
                idx_fund:l_end).*dt_step)/
                T_per;
            % Calculate rms value of
                current

```

```

    Irms = sqrt(sum((out.Values(1,
        idx_fund:l_end).^2).*dt_step
        )/T_per);

    if (ix == 1)
        Icrms1(iy,iz) = sqrt((
            Irms)^2 - (Iavg)^2);
    elseif (ix == 2)
        Icrms2(iy,iz) = sqrt((
            Irms)^2 - (Iavg)^2);
    end

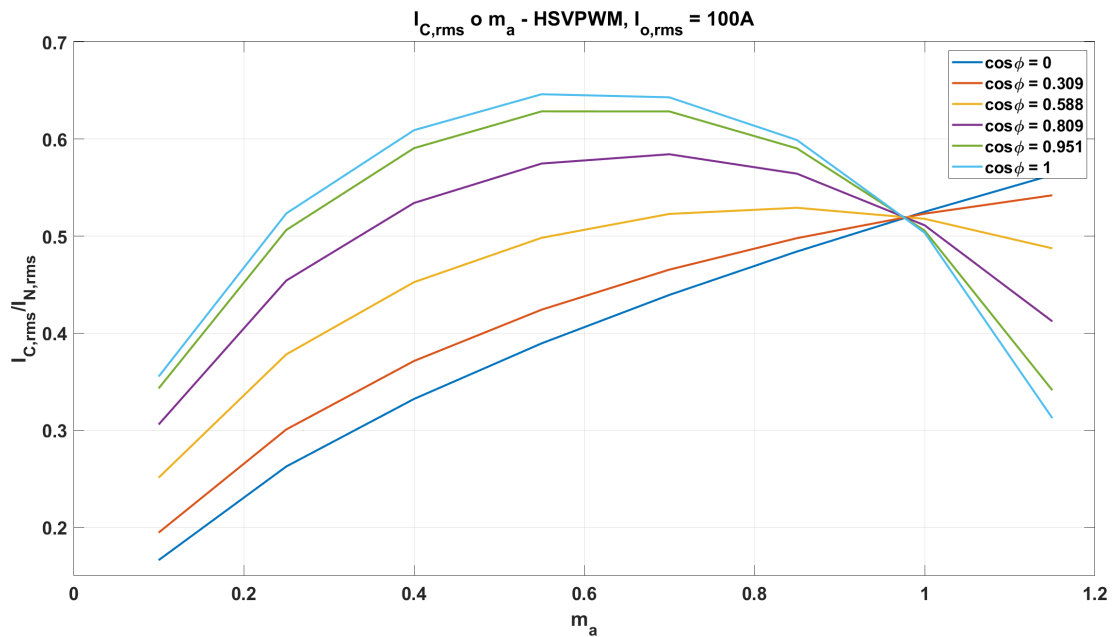
    % Voltage ripple
    U_ripple_max = max(out.Values
        (2,out.Time>out.Time(end)-
        Tfund));
    U_ripple_min = min(out.Values
        (2,out.Time>out.Time(end)-
        Tfund));
    if (ix == 1)
        U_ripple1(iy,iz) =
            U_ripple_max -
            U_ripple_min;
    elseif (ix == 2)
        U_ripple2(iy,iz) =
            U_ripple_max -
            U_ripple_min;
    end
end
end
end
end
end
end

```

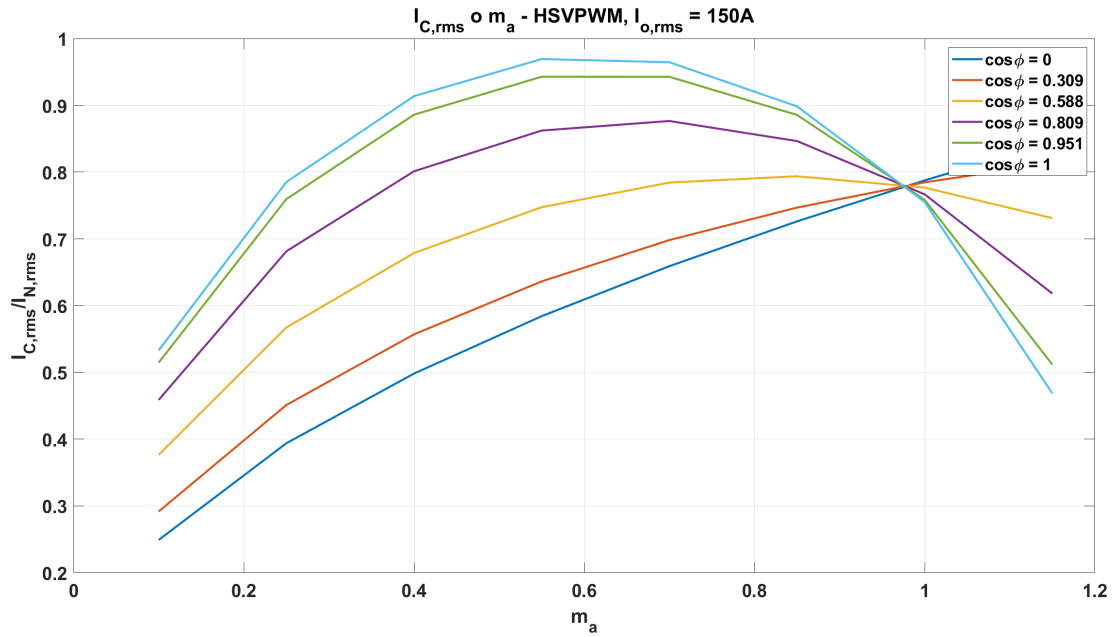
U prvoj *for* petlji određuje se efektivna vrijednost izlazne struje faza $I_{N,rms}$ te se ulazi u drugu *for* petlju gdje se određuje $\cos\varphi$. Ulazom u treću *for* postavljaju se modulacijski indeks m_a . Zatim se izvršava simulacija naredbom "out =

plecs('simulate', simStruct);". Sljedeći dio skripte koristi se za određivanje zadnjeg ciklusa te određivanja vremenskog koraka simulacija. Izračunate su srednja i efektivna vrijednost struje ulaza izmjenjivača međukruga te je iz tih vrijednosti preko formule 4.7 dobivena struja kondenzatora $I_{C,rms}$. Također je dobivena vrijednost valovitosti napona DC međukruga oduzimajući maksimalne i minimalne vrijednosti napona.

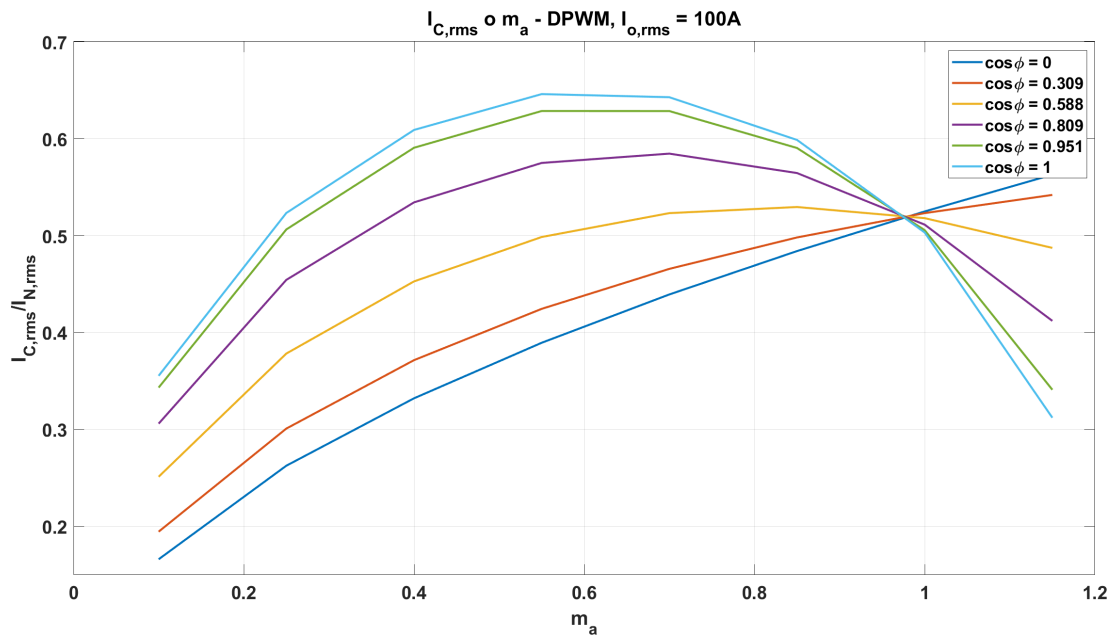
Slike u nastavku prikazuju ovisnost normirane struje kondenzatora $I_{C,rms}$ odnosno valovitost napona DC međukruga o ovisnosti o modulacijskom indeksu m_a za različite faktore snage $\cos\phi$.



Slika 4.8: Ovisnost struje kondenzatora $I_{C,rms}$ o modulacijskom indeksu m_a pri SVPWM modulaciji i pri efektivnoj struji izlaza $I_{o,rms} = 100$ A

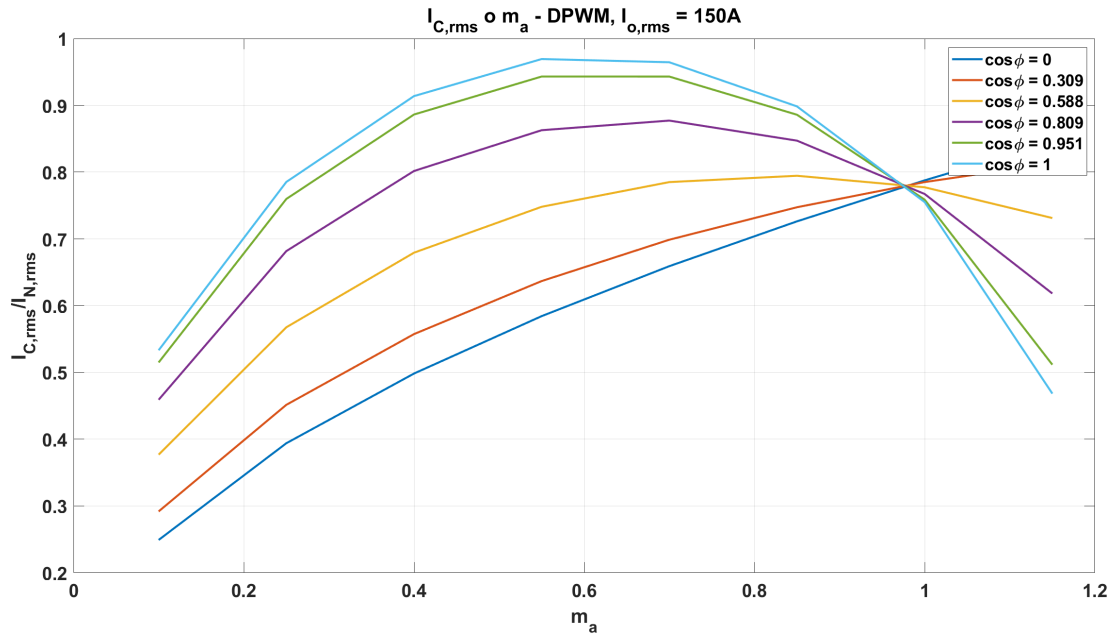


Slika 4.9: Ovisnost struje kondenzatora $I_{C,rms}$ o modulačijskom indeksu m_a pri SVPWM modulačiji i pri efektivnoj struji izlaza $I_{o,rms} = 150 A$



Slika 4.10: Ovisnost struje kondenzatora $I_{C,rms}$ o modulačijskom indeksu m_a pri DPWM modulačiji i pri efektivnoj struji izlaza $I_{o,rms} = 100 A$

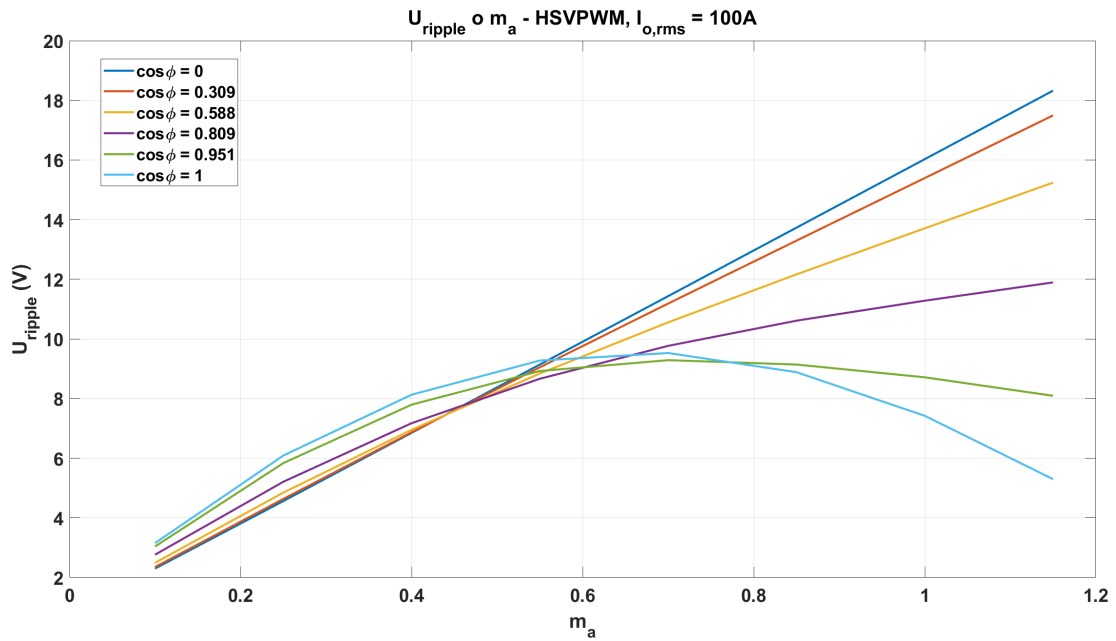
Kao i kod analitičke metode provedene su simulacije za dva tipa modulačije (SVPWM i DPWM). Moguće je vidjeti kako nema velikih razlika kod strujnog opterećenja kondenzatora ovisno o tome koja je modulačijska metoda korištena. Usporedbom valnih oblika dobivenih preko simulacije u Plecsu i analitičkom



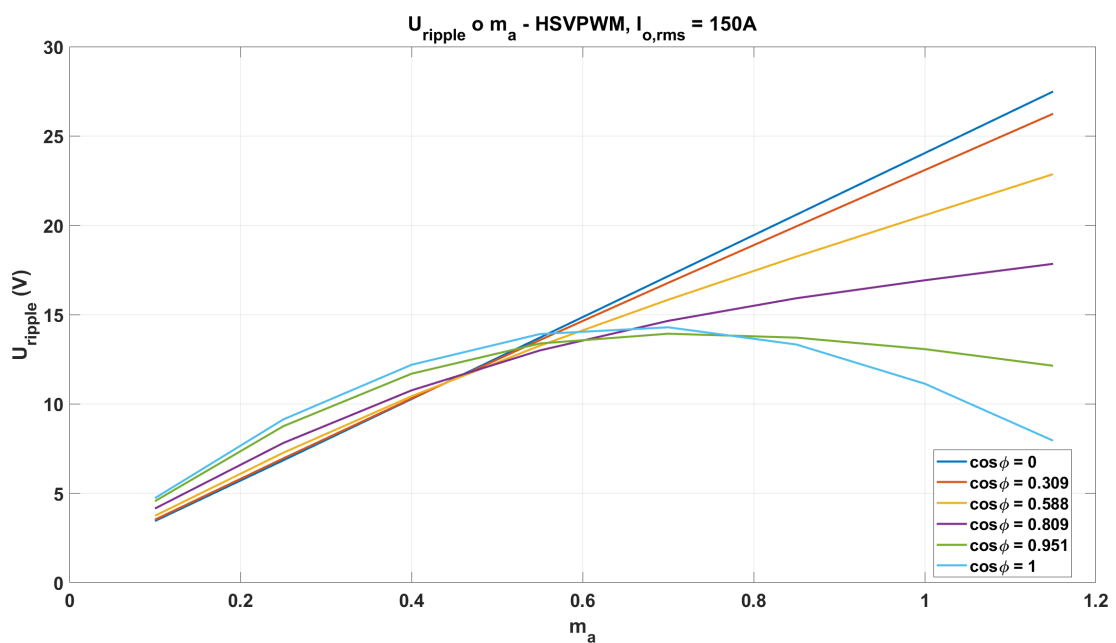
Slika 4.11: Ovisnost struje kondenzatora $I_{C,rms}$ o modulijskom indeksu m_a pri DPWM modulijskoj i pri efektivnoj struji izlaza $I_{o,rms} = 150 A$

metodom u Matlabu moguće je vidjeti da se poklapaju te se zaključuje kako su dobiveni rezultati vjerodostojni te se mogu koristiti u daljnjim izračunima. U nastavku je prikazana ovisnost valovitosti napona DC međukruga u ovisnosti o modulijskom indeksu m_a za različite faktore snage $\cos \phi$ pri korištenju SVPWM odnosno DPWM modulijske za dvije izlazne struje efektivnih vrijednosti 100 A i 150 A.

Sa slike 4.12 vidi se kako smanjivanjem faktora snage $\cos \phi$ ovisnost o modulijskom indeksu m_a poprima linearni oblik pri SVPWM modulijskoj metodi. Usporedbom slika 4.12 i 4.13 vidljivo je da je valovitost napona veća što je veća efektivna vrijednost izlazne struje.

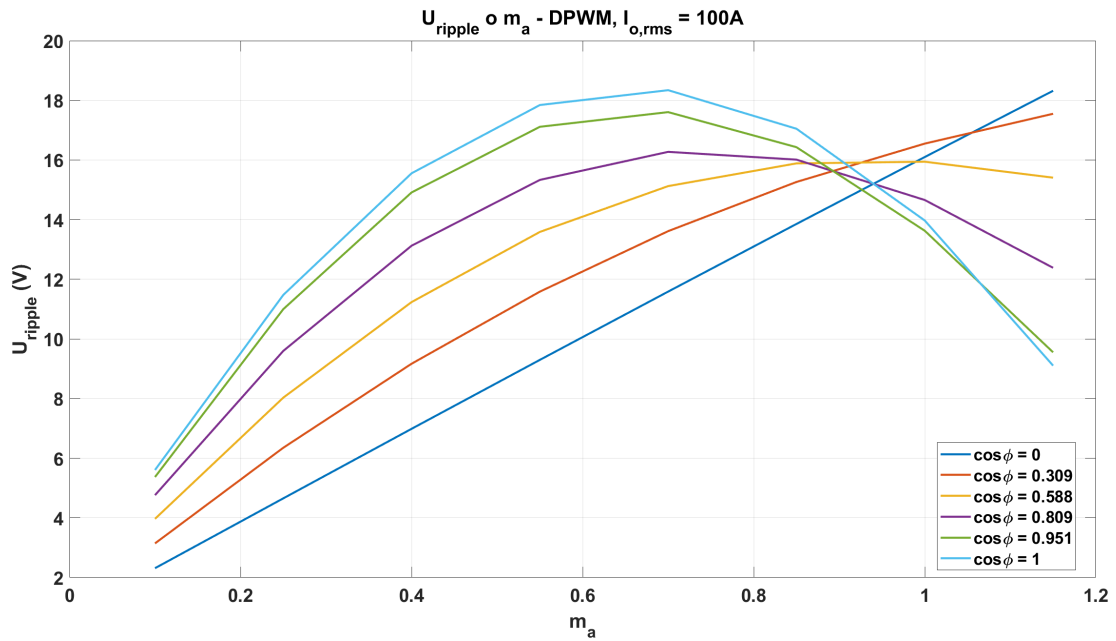


Slika 4.12: Ovisnost valovitosti napona U_{ripple} o modulačijskom indeksu m_a pri SVPWM modulačiji i efektivnoj struji izlaza $I_{o,rms} = 100\text{ A}$

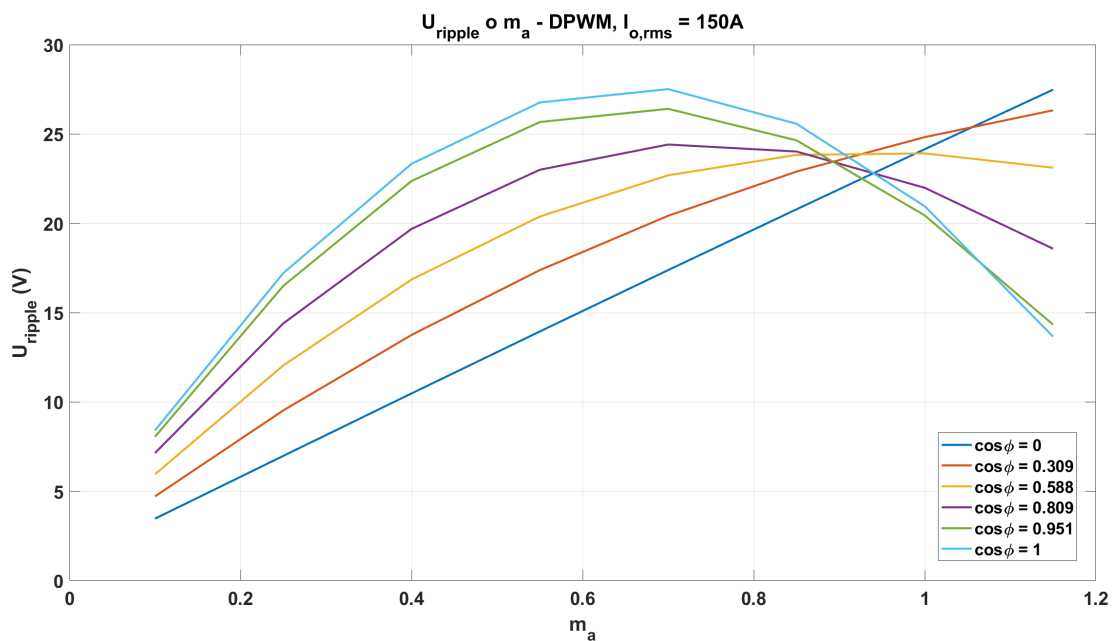


Slika 4.13: Ovisnost valovitosti napona U_{ripple} o modulačijskom indeksu m_a pri SVPWM modulačiji i efektivnoj struji izlaza $I_{o,rms} = 150\text{ A}$

Sa slika 4.12 i 4.14 moguće je vidjeti kako kod DPWM modulačije valovitost napona sporije poprma linearne karakteristike pri smanjenju faktora snage $\cos \phi$ u odnosu na to kada se koristi SVPWM modulačija. Također je moguće vidjeti da pri jednakim faktorima $\cos \phi$ valovitost napona kod DPWM modulačije poprma



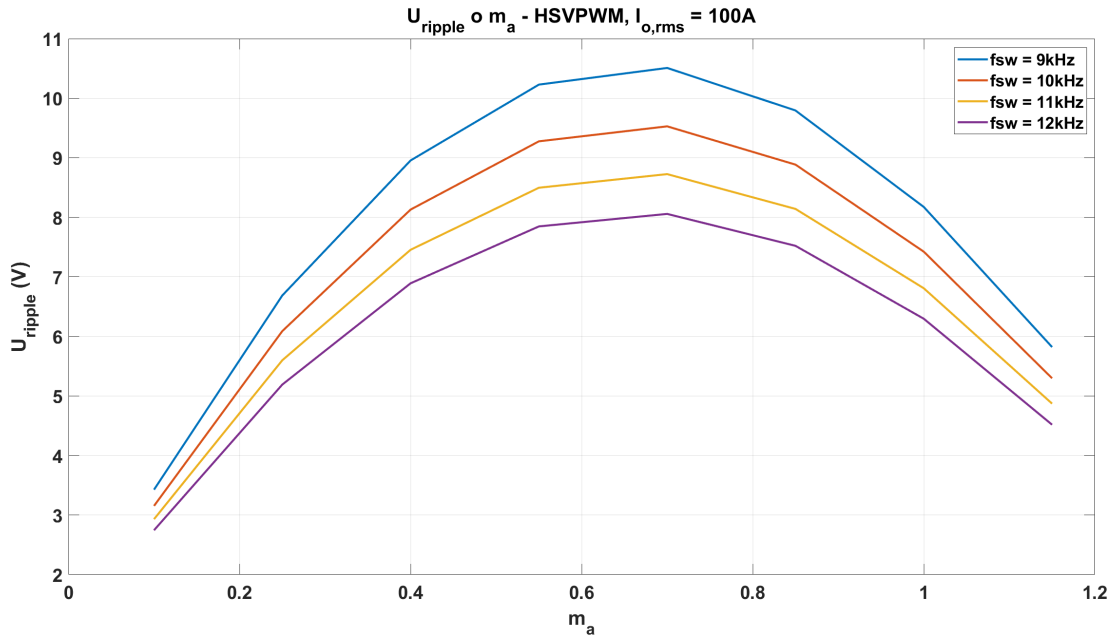
Slika 4.14: Ovisnost valovitosti napona U_{ripple} o modulijskom indeksu m_a pri DPWM modulijski i efektivnoj struji izlaza $I_{o,rms} = 100$ A



Slika 4.15: Ovisnost valovitosti napona U_{ripple} o modulijskom indeksu m_a pri DPWM modulijski i efektivnoj struji izlaza $I_{o,rms} = 150$ A

veće vrijednost za jednaku efektivnu vrijednost izlazne struje izmjenjivača nego što je to slučaj kod SVPWM modulijske metode. Na primjer za modulijski indeks $m_a \approx 0,6$ i $\cos \varphi = 1$ za SVPWM modulijsku valovitost napona $U_{ripple} \approx 9$ V pri struji od 100A dok za modulijsku DPWM valovitost napona iznosi $U_{ripple} \approx 18$ V.

Slika 4.16 prikazuje ovisnost valovitosti napona o modulacijskom indeksu m_a za različite sklopne frekvencije f_{sw} pri SVPWM modulaciji i efektivnoj vrijednosti struje izlaza od 100 A.



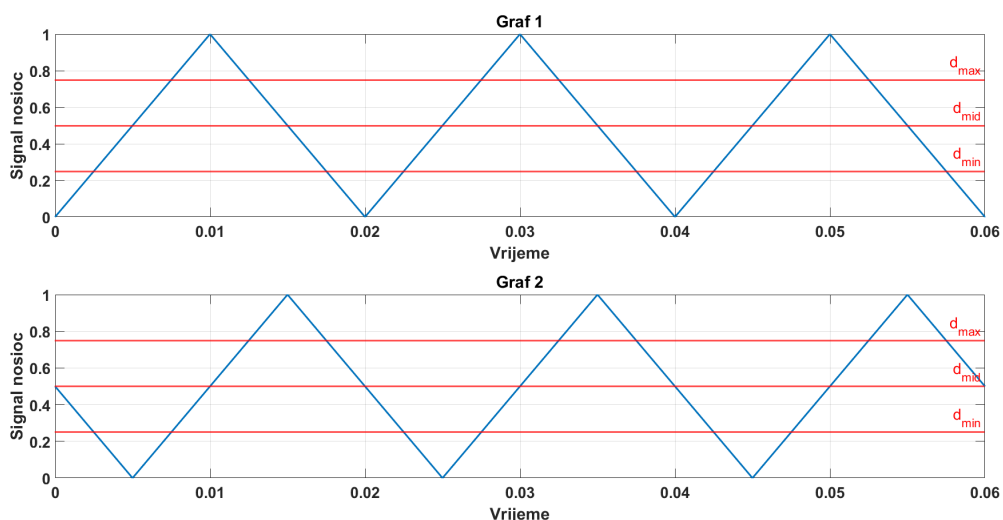
Slika 4.16: Ovisnost valovitosti napona U_{ripple} o modulacijskom indeksu m_a pri SVPWM modulaciji i efektivnoj struji izlaza $I_{o,rms} = 100$ A te različitim vrijednostima sklopne frekvencije f_{sw}

Kao što je moguće vidjeti sa slike povećanjem sklopne frekvencije f_{sw} dolazi do pada valovitosti napona U_{ripple} . Do toga dolazi zbog toga što povećanjem broja sklapanja kondenzator ima manje vremena da se isprazni odnosno napuni.

5. Metode izračuna strujnog opterećenja kondenzatora dijeljenog između dva izmjenjivača

5.1. Problematika korištenja zajedničkog istosmjernog međukruga

Za razliku od jednog izmjenjivača spojenog na jedan kondenzator, za dva izmjenjivača na jednom kondenzatoru nije jednostavno napraviti analitički model za izračun potrebnih vrijednosti za odabir prikladnog kondenzatora. Problem dolazi kada se na isti način kao što je objašnjeno u poglavlju 4.2. pristupa analizi. Slika 5.1 prikazuje jednaku ideju pristupa analitičkom rješenju kako je napravljeno u poglavlju 4.2.

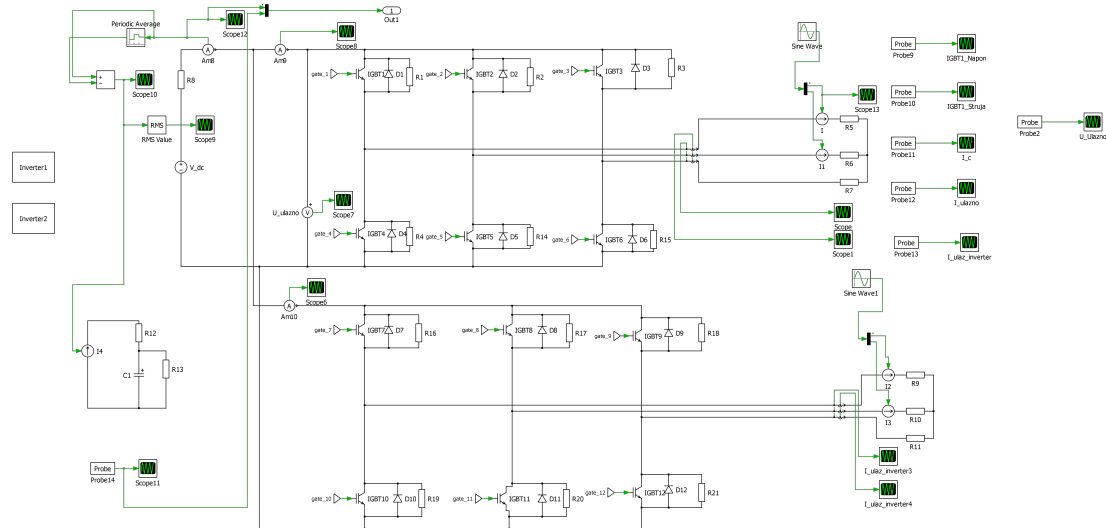


Slika 5.1: Signali nosioci za dva izmjenjivača na jednom kondenzatoru

Donji graf prikazuje jednaki signal nosioc pomaknut za kut $\varphi = \frac{\pi}{2}$. U ovom

sličaju koriste se dva signala nosioca, dolazi do nesimetričnosti sklopnih stanja te analiza postaje znatno zahtjevnija.

Kako bi se izračunale potrebne vrijednosti za odabir odgovarajućeg kondenzatora DC međukruga napravljen je model s dva izmjenjivača spojena na jedan kondenzator. Slika 5.2 prikazuje model s dva izmjenjivača na jednom kondenzatoru.



Slika 5.2: Shema modela s dva izmjenjivača na jednom kondenzatoru

Moguće je vidjeti da je model sličan onome s jednim izmjenjivačem sa slike 4.1 s razlikom da je dodan još jedan izmjenjivač koji je spojen na DC međukrug. Kao i kod jednog izmjenjivača, zbog rezonancije između induktiviteta u grani izvora i kondenzatora DC međukruga koristi se model u kojem je DC međukrug izveden kako je prikazano na slici.

5.2. PLECS simulacijski model za izračun opterećenja kondenzatora s dva izmjenjivača

Na slici 5.2 vide se dva bloka pod nazivima "Inverter1" i "Inverter2". Ti blokovi služe za upravljanje prvog (gornjeg) odnosno drugog (donjeg) izmjenjivača. Blokovi su jednaki kao onaj sa slike 4.7 te se razlikuju samo po ulaznim parametrima. Ulazni podaci za blok pod nazivom "Inverter1" jednaki su onima iz bloka za upravljanje kod jednog izmjenjivača te su dani u tablici 5.1 dok se ulazni podaci za blok "Inverter2" razlikuju te su dani u tablici 5.2.

Tablica 5.1: Ulazni podaci za blok Inverter1

Fundamentalna frekvencija sinusa	f	50 Hz
Frekvencija sklapanja	f_{sw}	10 kHz
Fazni pomaci	φ	$0^\circ, 120^\circ, 240^\circ$
Modulacijski indeks	m_a	0,1 - 1,15
Fazni pomak signala nosioca	$F_{uscs}(\varphi)$	0°
Mrtvo vrijeme	d_{time}	0,01 μs

Tablica 5.2: Ulazni podaci za blok Inverter2

Fundamentalna frekvencija sinusa	f	50 Hz
Frekvencija sklapanja	f_{sw}	10 kHz
Fazni pomaci	φ	$(0^\circ, 120^\circ, 240^\circ) - Fund_{shift}$
Modulacijski indeks	m_a	0,1 - 1,15
Fazni pomak signala nosioca	$F_{uscs}(\varphi)$	0 - 0,5 p.u.
Mrtvo vrijeme	d_{time}	0,01 μs

U tablici 5.2 dodana je varijabla $Fund_{shift}$ koja označava pomak u položaju rotora između pojedinih motora spojenih na svoj odgovarajući izmjenjivač. U nastavku je dana tablica glavnih ulaza i izlaza modela sa slike 5.2.

Otpori spojeni u paraleli s IGBT-ovima su svi jednakog iznosa od 100 $k\Omega$ i dodani su kako bi se povećala stabilnost simulacije.

Tablica 5.3: Ulazni i izlazni podaci modela s dva izmjenjivača

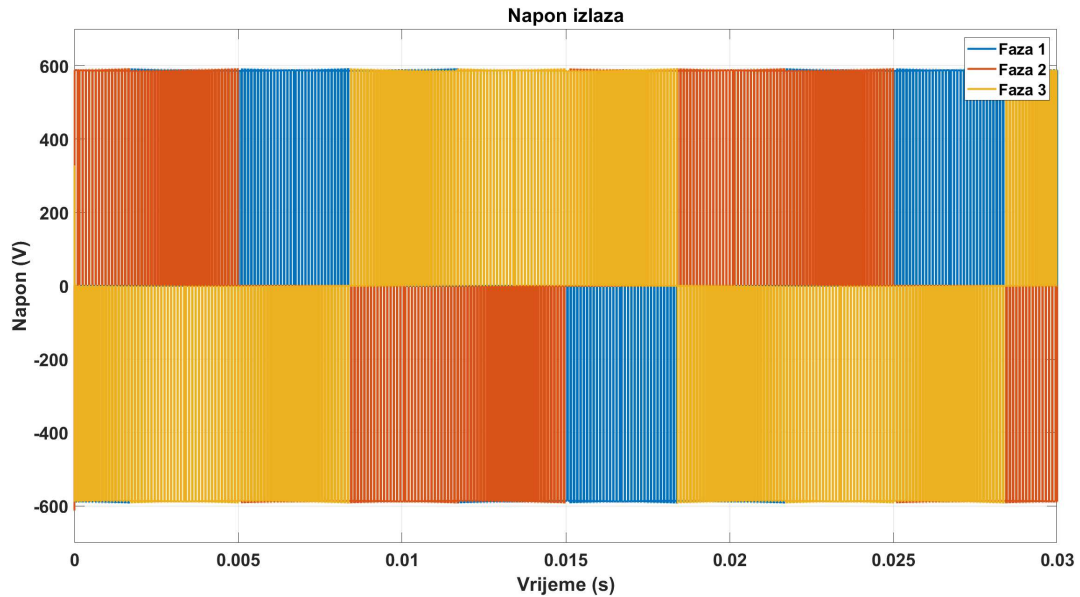
Naponski izvor	V_{dc}	600 V
Izlazna struja faza	I_{rms}	100 A
Fundamentalna frekvencija	f	50 Hz
Frekvencija sklapanja	f_{sw}	10 kHz
Modulacijski indeks	m_a	0,1 - 1,15
Faktor snage	$\cos\varphi$	0 - 1
Otpor	R5, R6, R7, R9, R10, R11	1 Ω
Otpor	R8	0,05 Ω
Otpor	R12	5 m Ω
Otpor	R13	100 Ω
Kapacitet	C1	200 μ F

U nastavku se nalazi tablica 5.4 ovisnosti struje kondenzatora $I_{C,rms}$ i valovitosti napona U_{ripple} o kutu pomaka nosioca modulacije.

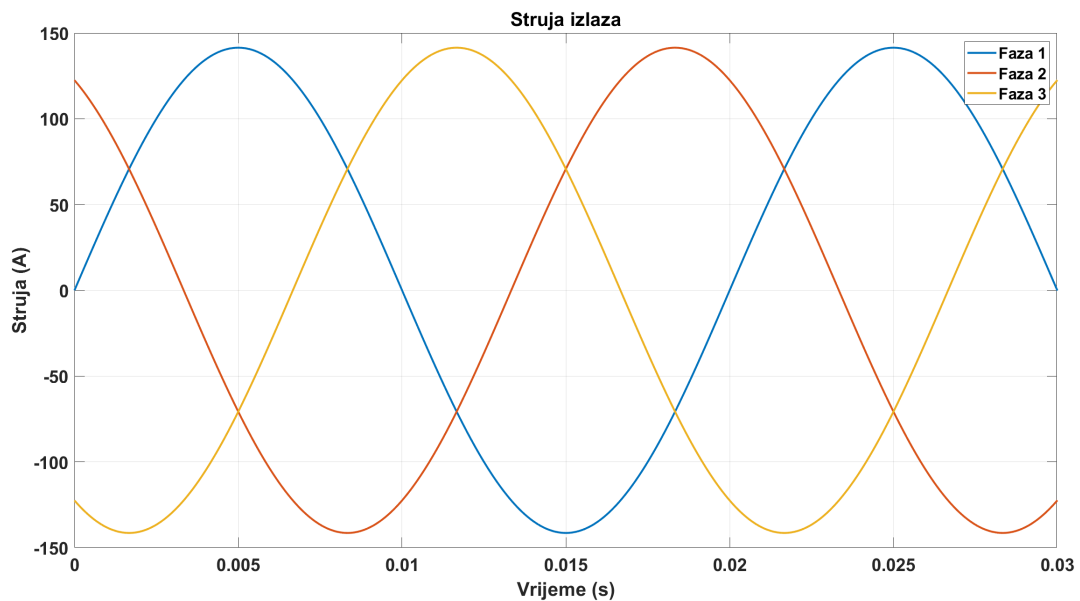
Tablica 5.4: Struja kondenzatora i valovitost napona

Kut pomaka nosioca modulacije	$m_a = 1$	$m_a = 0,6$
$\varphi = 0^\circ$ el	$I_{C,rms} = 125,49$ A $U_{ripple} = 28,13$ V	$I_{C,rms} = 118,74$ A $U_{ripple} = 36,76$ V
$\varphi = 45^\circ$ el	$I_{C,rms} = 105,68$ A $U_{ripple} = 31,87$ V	$I_{C,rms} = 98,41$ A $U_{ripple} = 36,91$ V
$\varphi = 90^\circ$ el	$I_{C,rms} = 76,49$ A $U_{ripple} = 27,86$ V	$I_{C,rms} = 87,51$ A $U_{ripple} = 36,07$ V
$\varphi = 180^\circ$ el	$I_{C,rms} = 59,61$ A $U_{ripple} = 16,22$ V	$I_{C,rms} = 58,02$ A $U_{ripple} = 32,26$ V

Kako bi se pokazali valni oblici napona i struje na izlazu izmjenjivača i kondenzatoru DC međukruga napravljeni su grafovi ovisnosti istih o kutu pomaka nosioca modulacije za dva modulacijska indeksa m_a . Slike 5.3 i 5.4 prikazuju valne oblike napona i struje na izlazu izmjenjivača pri modulacijskom indeksu $m_a = 1$ te kutu pomaka nosioca modulacije $\varphi = 0^\circ$ el.

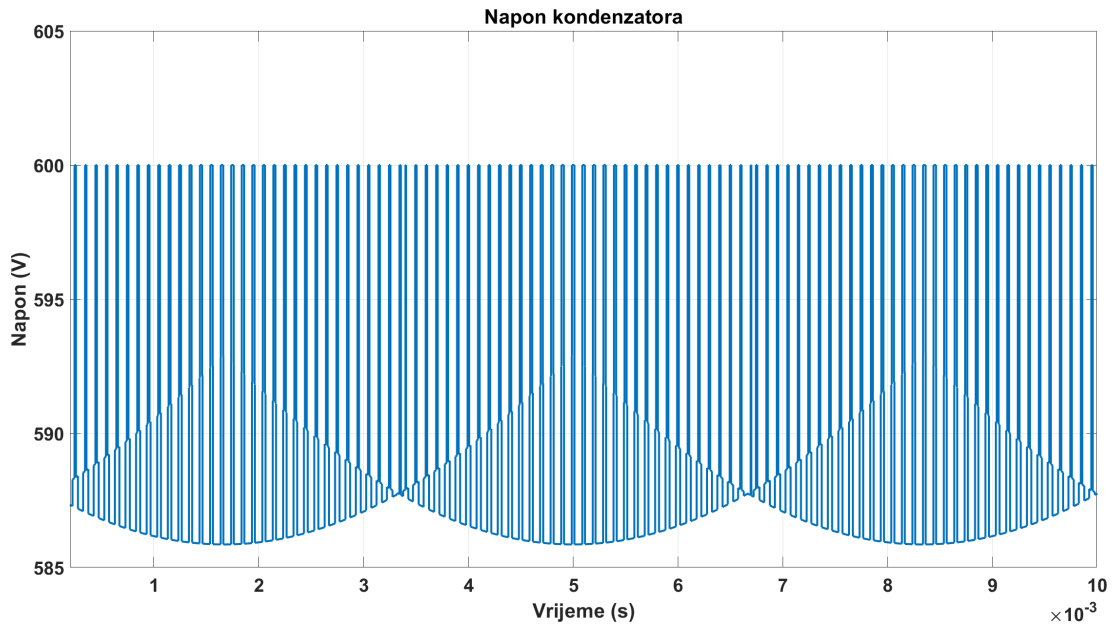


Slika 5.3: Valni oblik napona izlaza izmjenjivača za $m_a = 1$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 0^\circ$ el

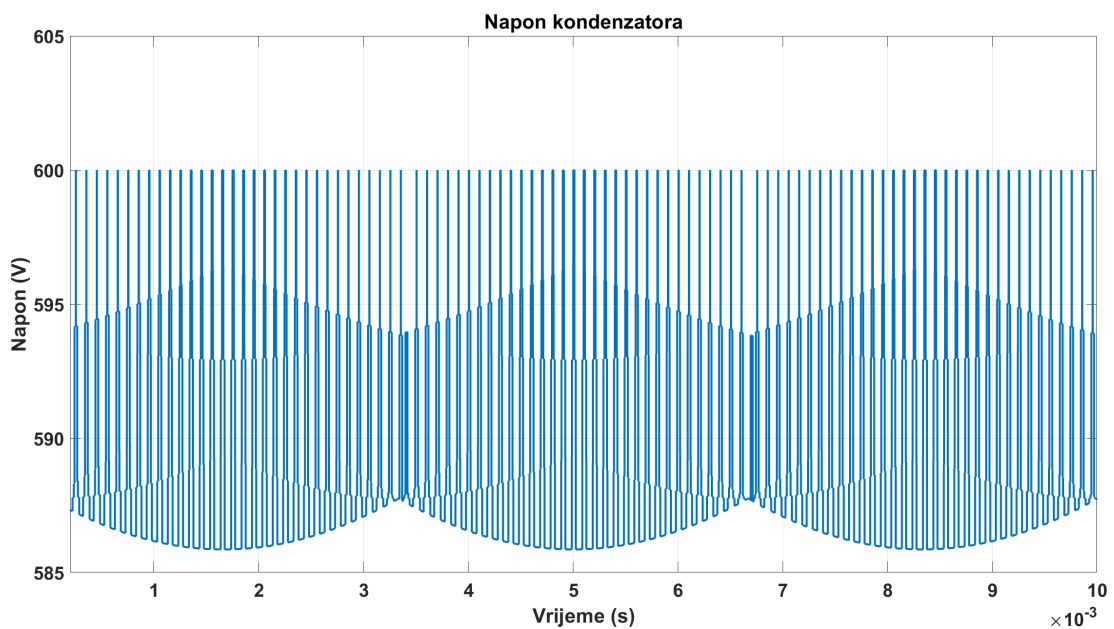


Slika 5.4: Valni oblik struje izlaza izmjenjivača za $m_a = 1$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 0^\circ$ el

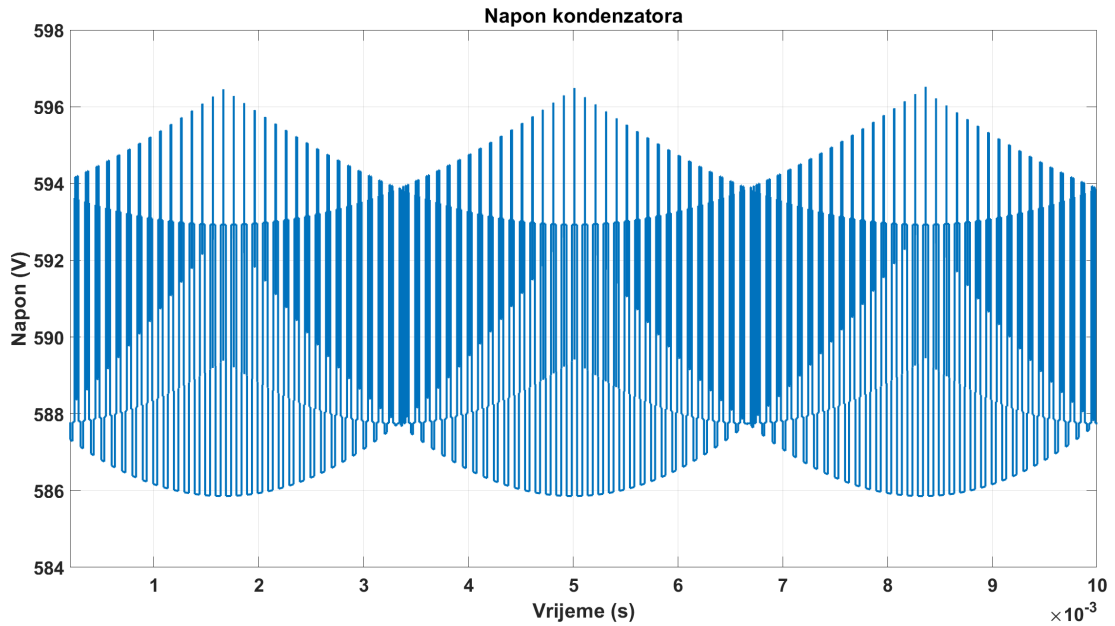
U nastavku su dani grafovi valnih oblika napona i struje na kondenzatoru za različite kuteve pomaka nosioca modulacije kako bi se pokazao njihov utjecaj na valne oblike.



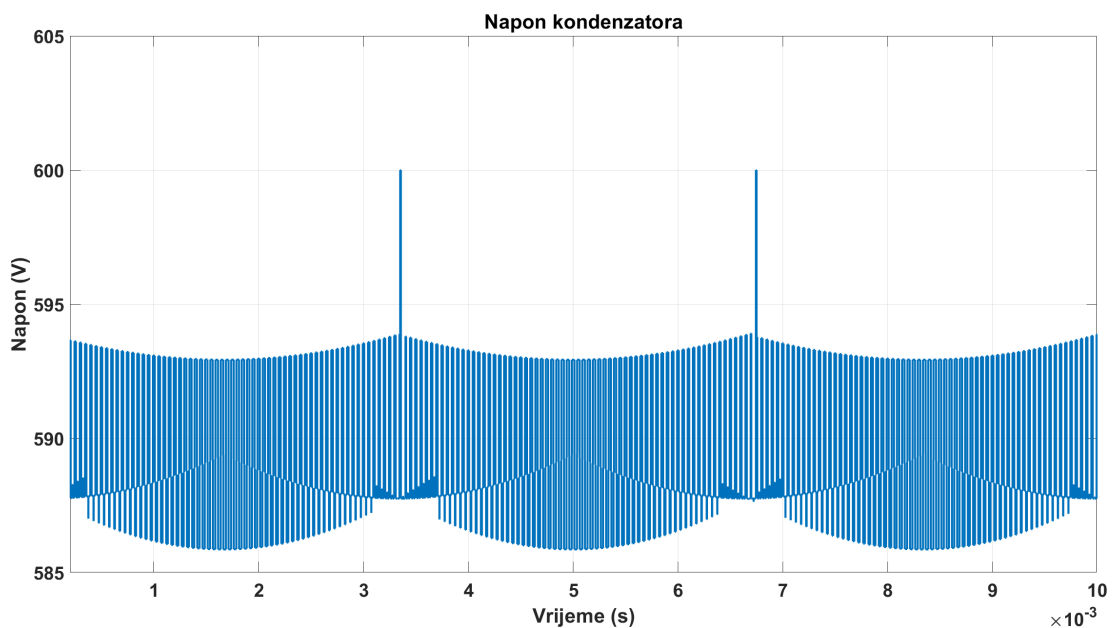
Slika 5.5: Valni oblik napona kondenzatora DC međukruga za $m_a = 1$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 0^\circ$



Slika 5.6: Valni oblik napona kondenzatora DC međukruga za $m_a = 1$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 45^\circ$



Slika 5.7: Valni oblik napona kondenzatora DC međukruga za $m_a = 1$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 90^\circ$ el

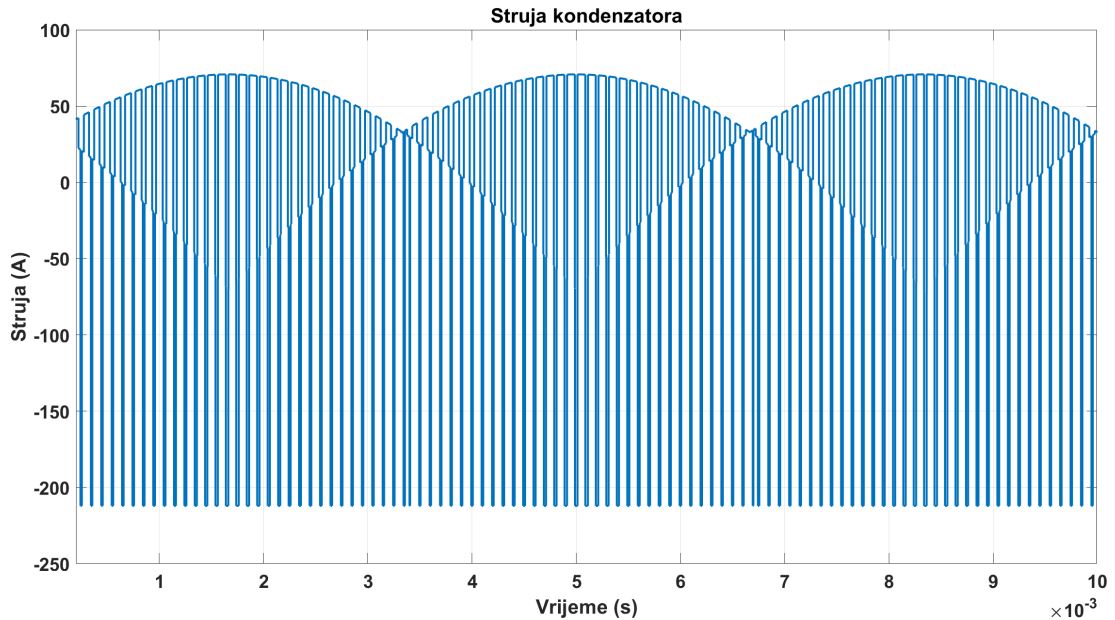


Slika 5.8: Valni oblik napona kondenzatora DC međukruga za $m_a = 1$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 180^\circ$ el

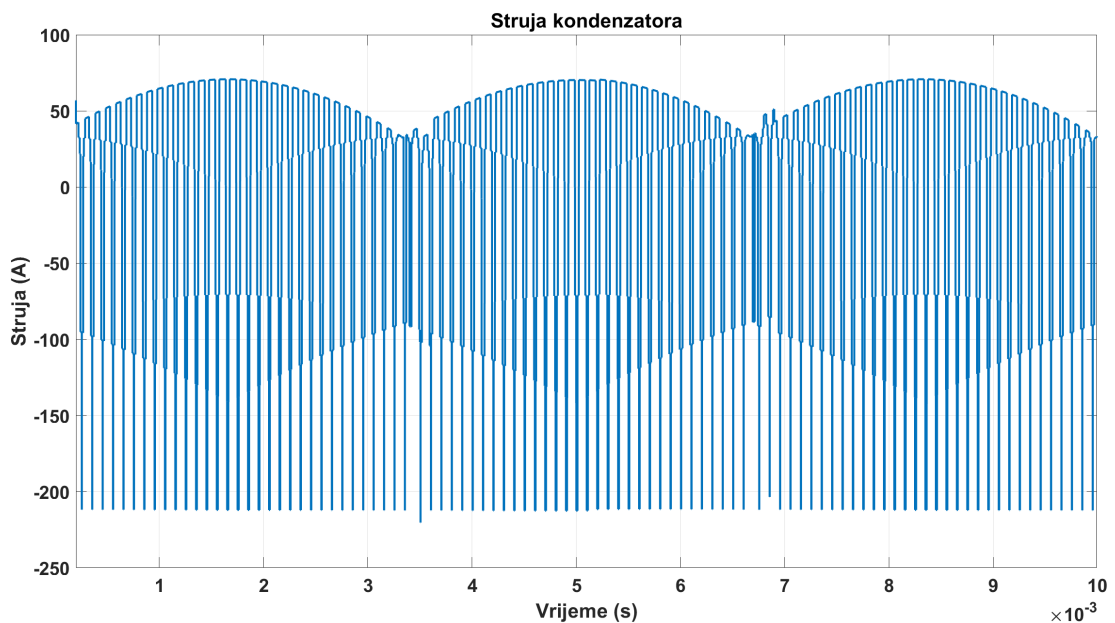
Usporedbom slika valnih oblika napona moguće je vidjeti kako je za kut pomaka nosioca modulacije od 45° el valni oblik napona sličan onome kada je kut 0° el. Nadalje, za kut pomaka nosioca modulacije od 90° el i 180° el dolazi do značajnih promjena kod valnog oblika napona kondenzatora. Kako se može vidjeti iz tablice 5.4 valovitost napona pada međutim cijeli valni oblik pomaknut je prema dolje te

ne postiže vrijednost od zahtijevanih 600 V.

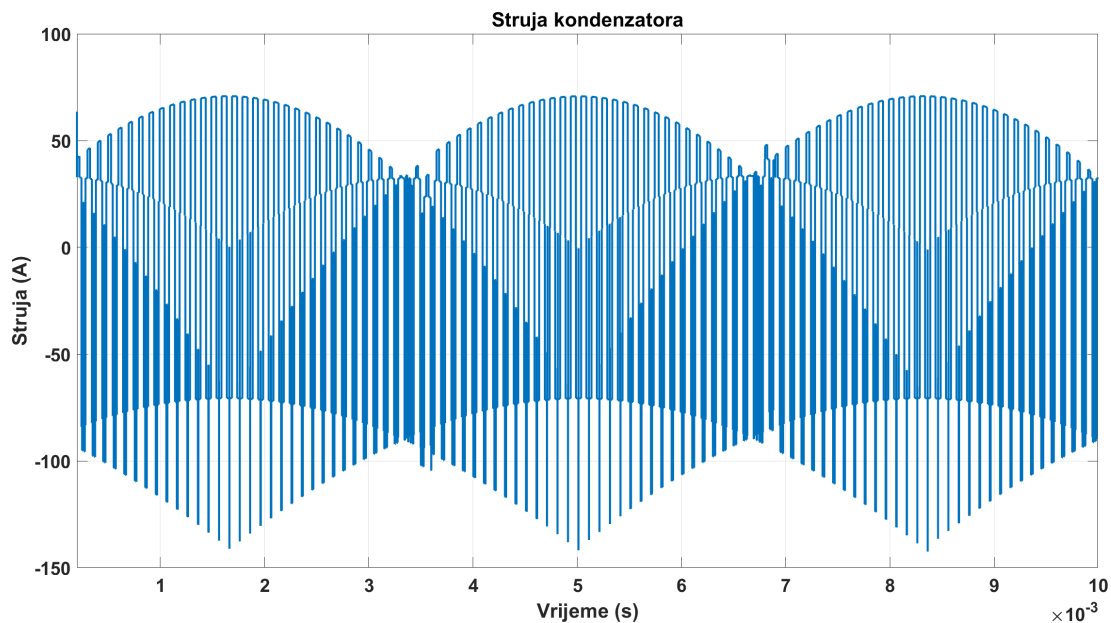
Slike u nastavku prikazuju struje kondenzatora za različite kuteve pomaka nosioca modulacije.



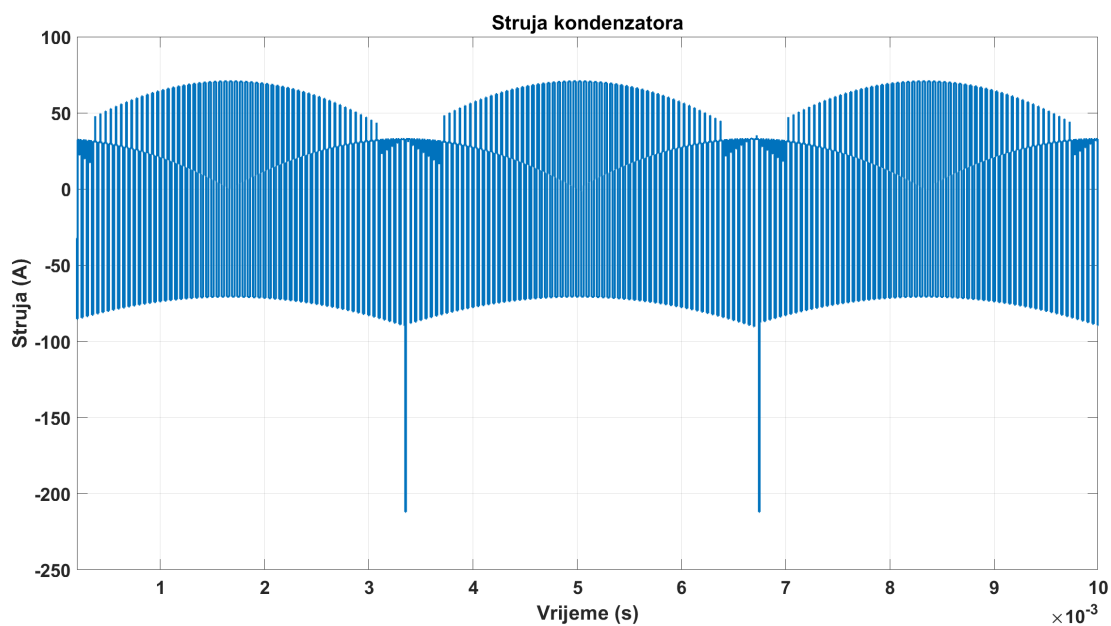
Slika 5.9: Valni oblik struje kondenzatora DC međukruga za $m_a = 1$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 0^\circ$ el



Slika 5.10: Valni oblik struje kondenzatora DC međukruga za $m_a = 1$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 45^\circ$ el



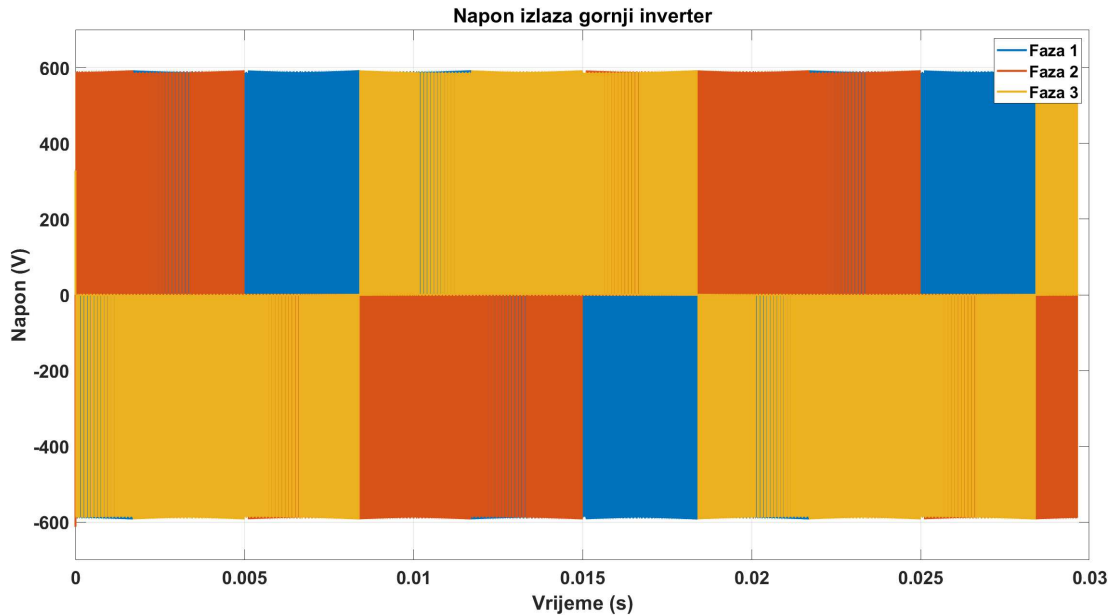
Slika 5.11: Valni oblik struje kondenzatora DC međukruga za $m_a = 1$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 90^\circ$ el



Slika 5.12: Valni oblik struje kondenzatora DC međukruga za $m_a = 1$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 180^\circ$ el

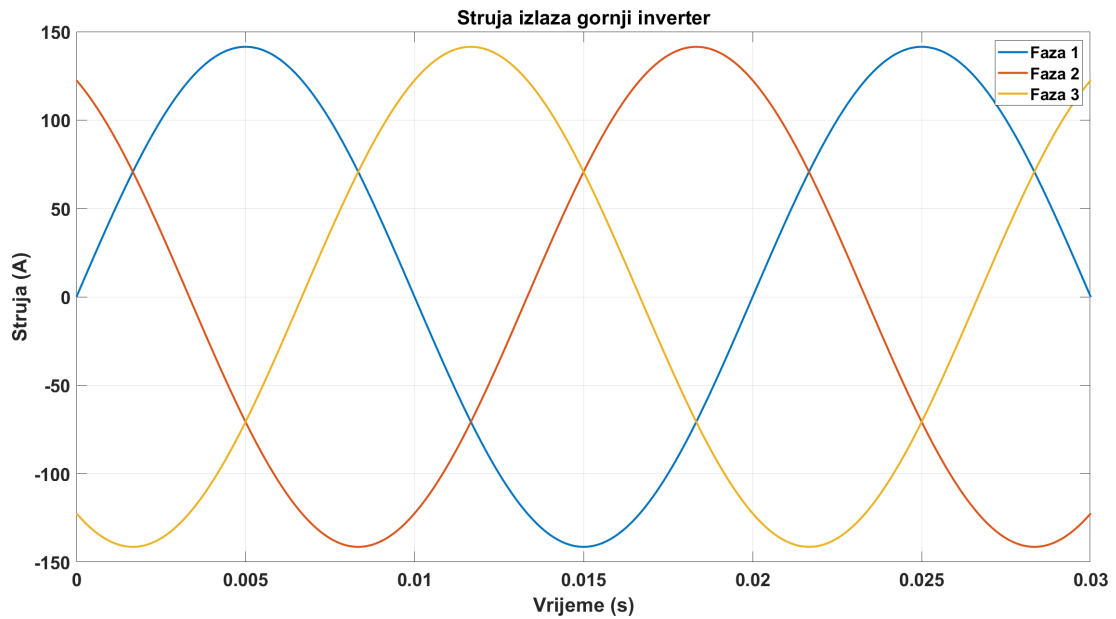
Usporedbom valnih oblika struja za različite kuteve nosioca modulacije vidi se kako povećanjem kuta dolazi do smanjenja efektivne vrijednosti struje kondenzatora te se gubi očekivani valni oblik struje kondenzatora.

Za bolju usporedbu valnih oblika modulacijski indeks m_a promijenjen je na vrijednost $m_a = 0,6$ te su ponovljene simulacije i napravljeni novi grafovi koji prikazuju nove valne oblike napona i struje izlaza i kondenzatora. Slike 5.13 i 5.14 prikazuju valne oblike napona i struje izlaza za modulacijski indeks $m_a = 0,6$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 0^\circ$ el.



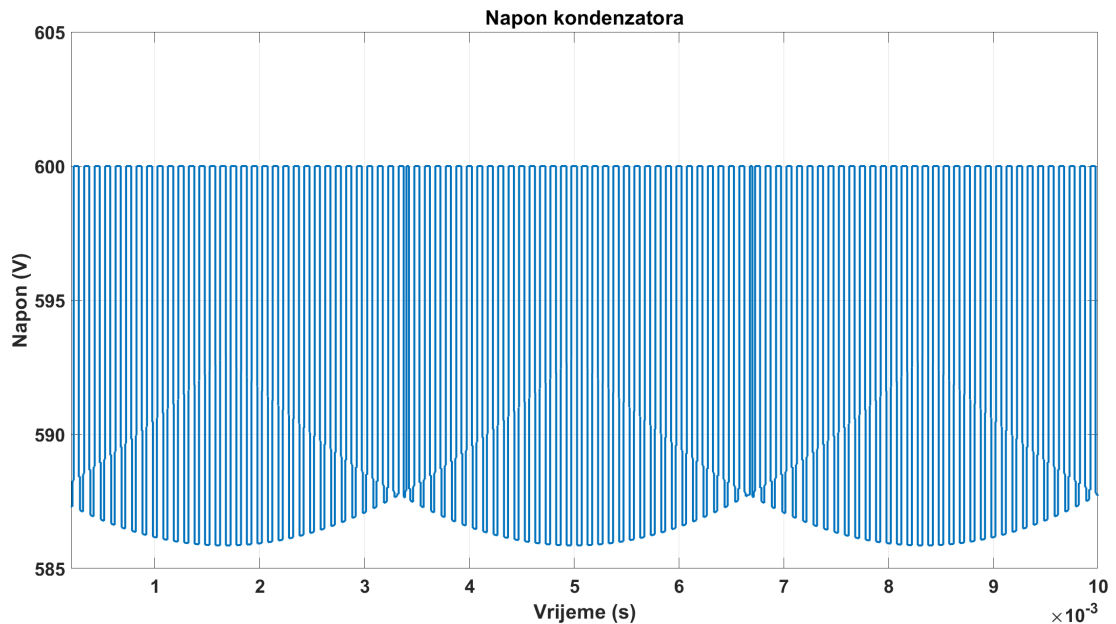
Slika 5.13: Valni oblik napona izlaza izmjenjivača za $m_a = 0,6$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 0^\circ$ el

Iako modulacijski indeks m_a utječe na amplitudu prvog harmonika izlaznog napona, teško je vidjeti taj utjecaj usporedbom slika 5.3 i 5.13.

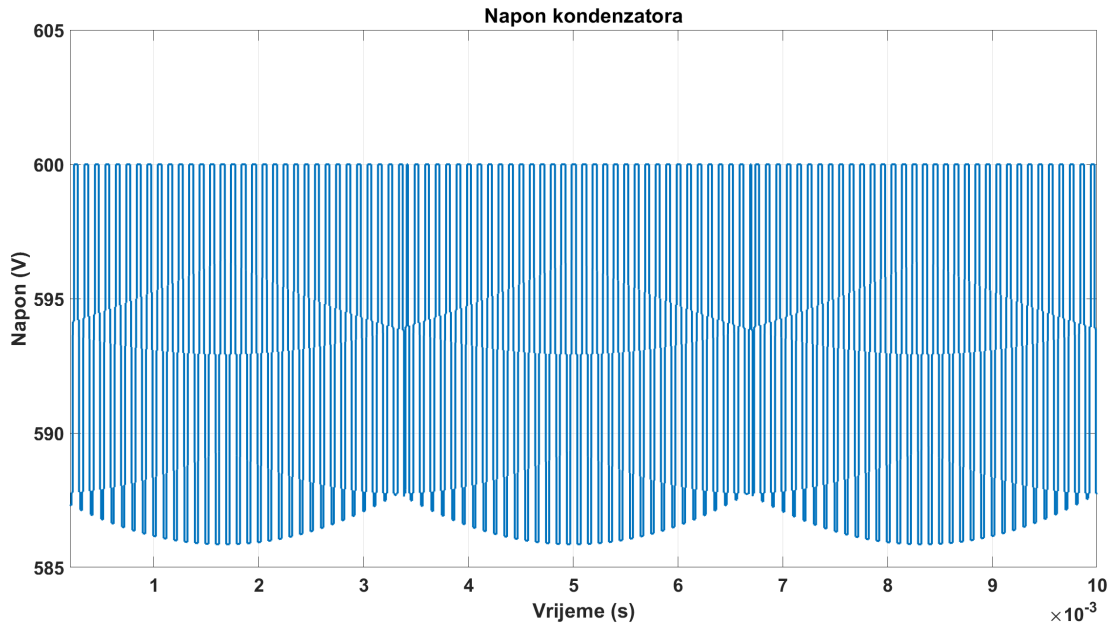


Slika 5.14: Valni oblik struje izlaza izmjenjivača za $m_a = 0,6$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 0^\circ$

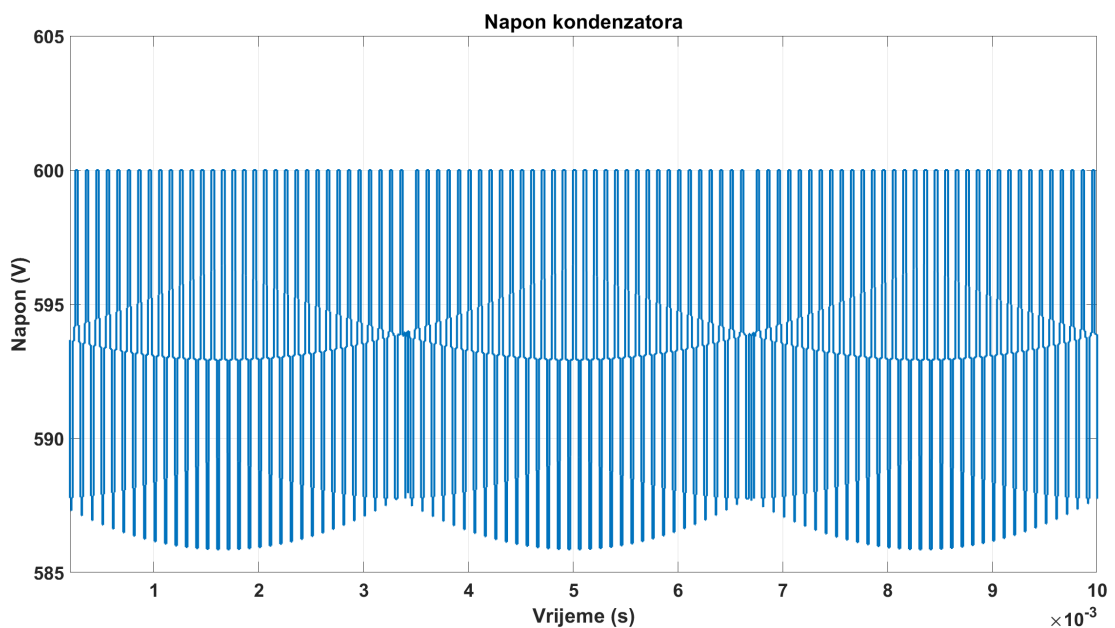
U nastavku su dani grafovi koji pokazuju valne oblike napona i struje kondenzatora kako bi se vidjele promijene koje uzrokuje modulacijski indeks m_a .



Slika 5.15: Valni oblik napona kondenzatora DC međukruga za $m_a = 0,6$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 0^\circ$

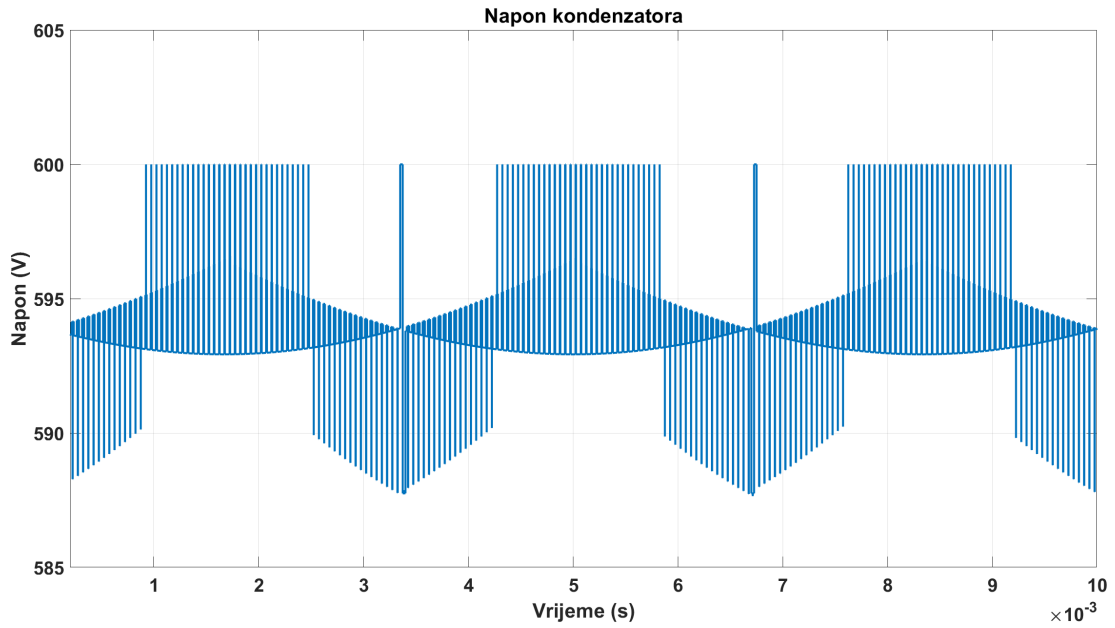


Slika 5.16: Valni oblik napona kondenzatora DC međukruga za $m_a = 0,6$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 45^\circ$ el



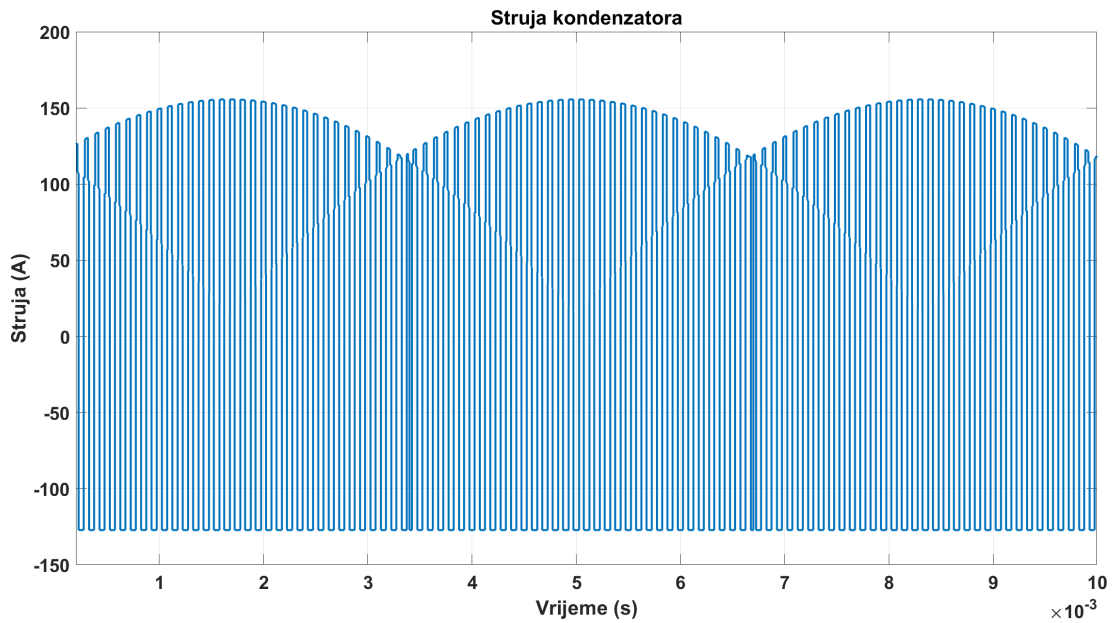
Slika 5.17: Valni oblik napona kondenzatora DC međukruga za $m_a = 0,6$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 90^\circ$ el

Kao i kod modulacijskog indeksa $m_a = 1$ i ovdje je moguće vidjeti kako se valni oblik napona kondenzatora za kut pomaka nosioca modulacije od 45° el ne mijenja mnogo dok to u slučaju za $m_a = 0,6$ vrijedi i za kut nosioca od 90° el. Sa slike 5.18 može se vidjeti kako je valni oblik napona izrazito različit od napona kod ostalih kuteva pomaka nosioca modulacije.

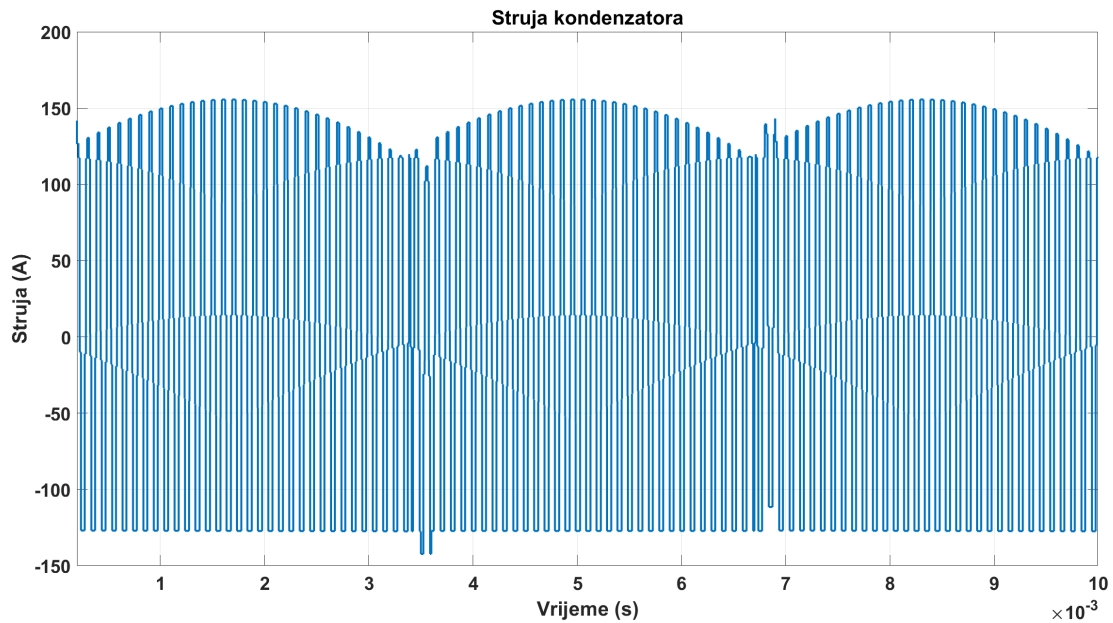


Slika 5.18: Valni oblik napona kondenzatora DC međukruga za $m_a = 0,6$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 180^\circ$ el

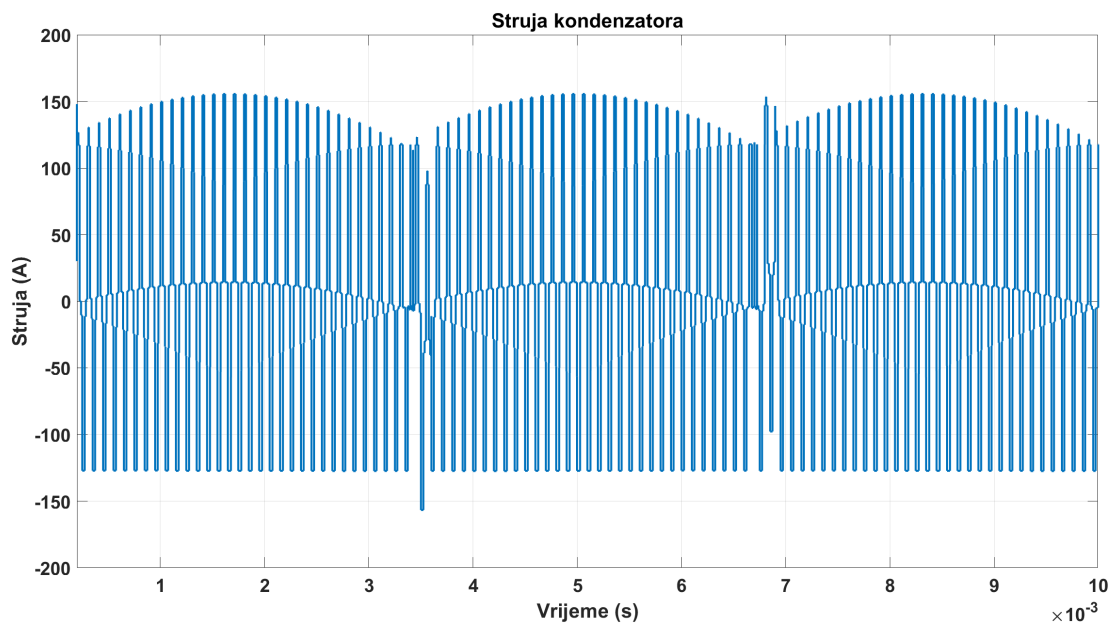
U nastavku su dani valni oblici struje kondenzatora za modulacijski indeks $m_a = 0,6$.



Slika 5.19: Valni oblik struja kondenzatora DC međukruga za $m_a = 0,6$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 0^\circ$ el

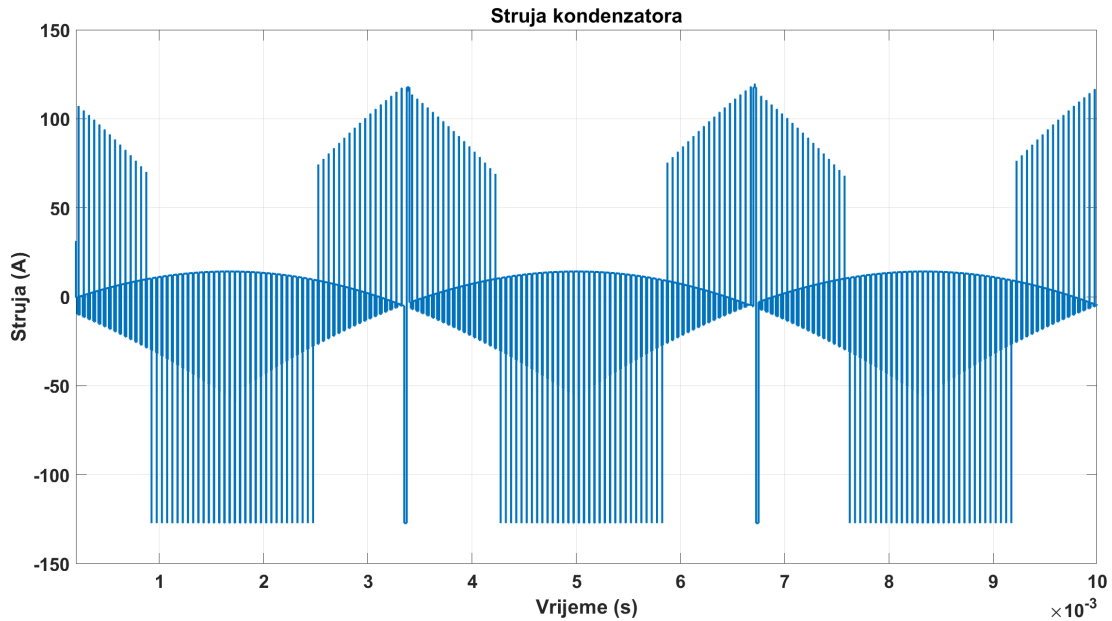


Slika 5.20: Valni oblik struja kondenzatora DC međukruga za $m_a = 0,6$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 45^\circ$ el



Slika 5.21: Valni oblik struja kondenzatora DC međukruga za $m_a = 0,6$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 90^\circ$ el

Moguće je vidjeti kako za kuteve pomaka nosioca modulacije $\varphi = 45^\circ$ el odnosno $\varphi = 90^\circ$ el dolazi do manjih promjena u valnom obliku struje kondenzatora $I_{C,rms}$ te dolazi do pojave blagih skokova u određenim dijelovima. Za slučaj kada je kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 180^\circ$ el dolazi do značajnih promjena u valnom obliku struje kondenzatora. Također je moguće vidjeti značajne skokove u struji u

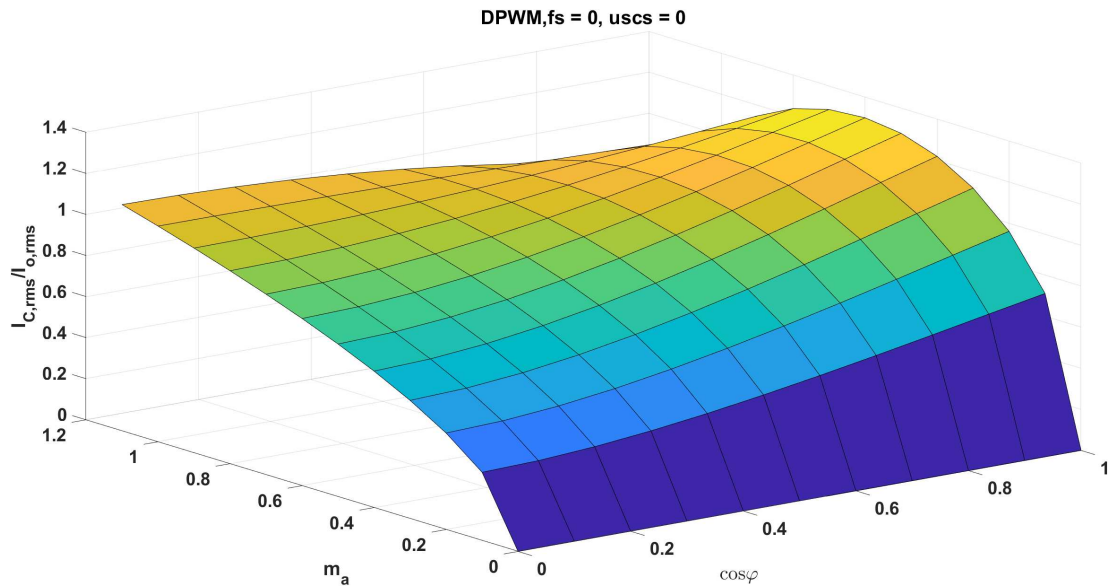


Slika 5.22: Valni oblik struja kondenzatora DC međukruga za $m_a = 0,6$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 180^\circ$ el

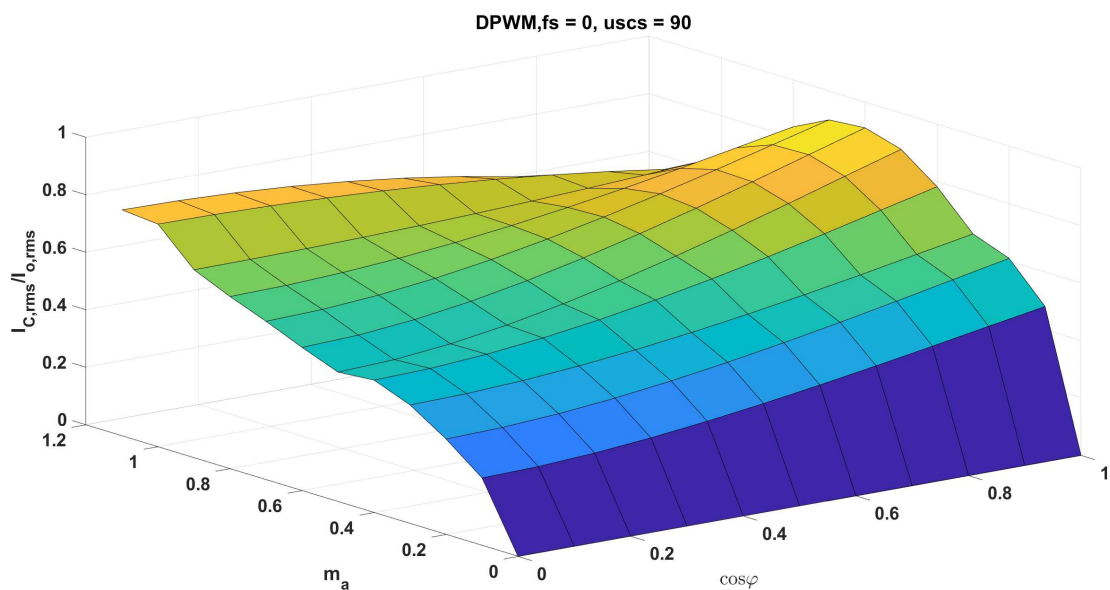
određenim dijelovima.

5.3. Rezultati simulacija za dva izmjenjivača

Kako bi se pokazala ovisnost struje kondenzatora $I_{C,rms}$ o modulacijskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$ napravljene su 2D mape koje pokazuju tu ovisnost. Struja $I_{C,rms}$ normirana je na efektivnu vrijednost izlazne struje faze $I_{o,rms} = 100$ A. Također su napravljene 2D mape koje prikazuju ovisnost valovitosti napona U_{ripple} o modulacijskom indeksu i faktoru snage. Simulacije su provede za različite kuteve fundamentalnog pomaka $Fund_{shift}$ te za različite kuteve pomaka signala nosioca modulacije φ . Fundamentalni pomak označava razliku u položaju rotora odnosno kut između položaja rotora pojedinog motora u odnosu na drugi motor koji je spojen na izmjenjivač. Izrađena su dva seta 2D mapa za usporedbu između SVPWM i DPWM modulacije te njihova utjecaja na struju i valovitost napona kondenzatora. Slike u nastavku prikazuju slučaj za DPWM modulaciju i vrijednosti $Fund_{shift} = 0^\circ$ te tri različita kuta pomaka nosioca $\varphi = [0^\circ \text{el}, 90^\circ \text{el}, 180^\circ \text{el}]$.

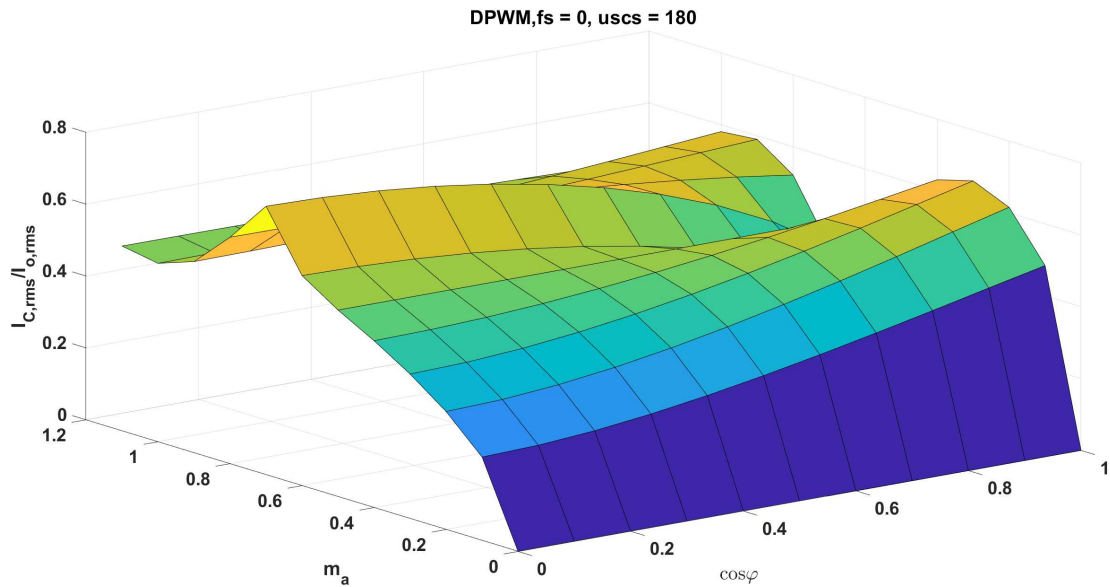


Slika 5.23: Ovisnost struje kondenzatora $I_{C,rms}$ o modulačijskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$, $Fund_{shift} = 0^\circ$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 0^\circ$ el, DPWM



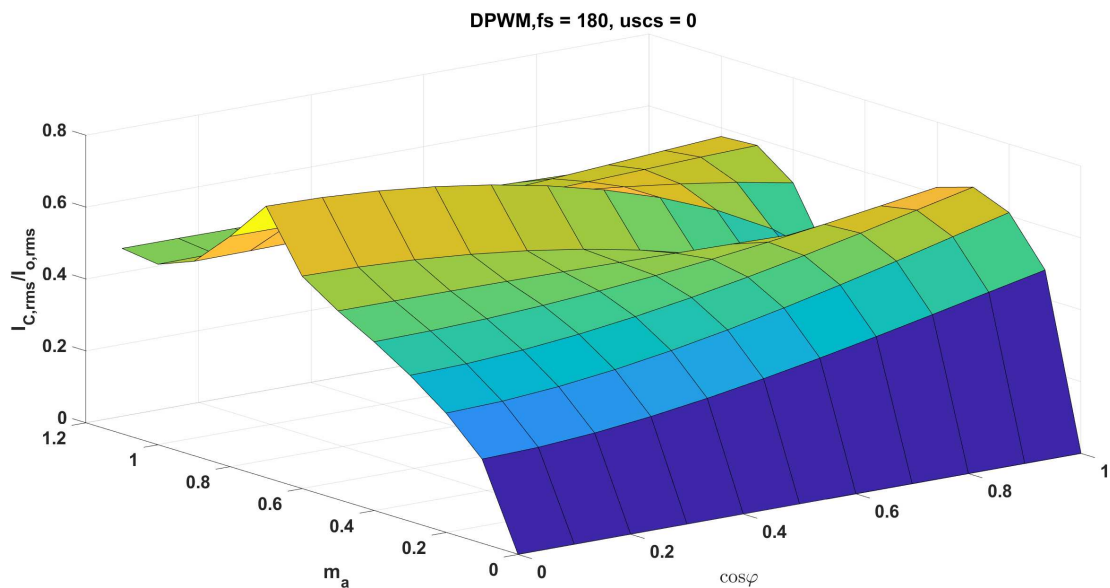
Slika 5.24: Ovisnost struje kondenzatora $I_{C,rms}$ o modulačijskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$, $Fund_{shift} = 0^\circ$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 90^\circ$ el, DPWM

Sa slika se vidi kako za kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 180^\circ$ el struja kondenzatora poprima najmanje vrijednosti, ali dolazi do značajnih oscilacija u njenim vrijednostima pri promjeni modulačijskog indeksa m_a i faktora snage $\cos\varphi$. Za slučaj kada je kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 0^\circ$ el odnosno $\varphi = 90^\circ$ el struja kondenzatora poprima veće vrijednosti, ali dolazi do manjih oscilacija pri promjeni modulačijskog indeksa m_a i faktora snage $\cos\varphi$.



Slika 5.25: Ovisnost struje kondenzatora $I_{C,rms}$ o modulijskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$, $Fund_{shift} = 0^\circ$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 180^\circ$ el, DPWM

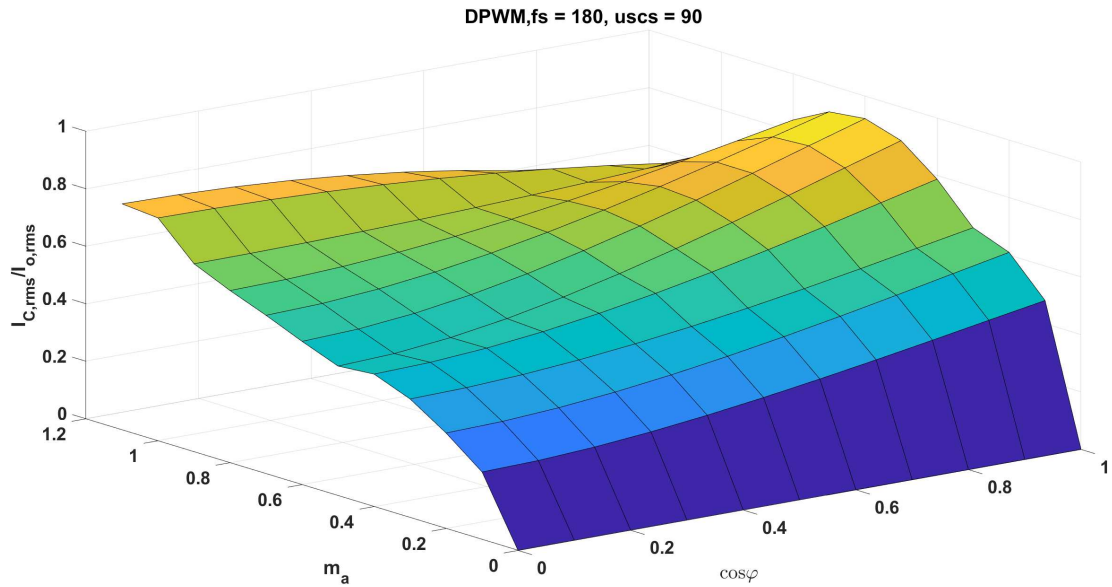
Slika 5.26 prikazuje slučaj za koji vrijedi $Fund_{shift} = 180^\circ$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 0^\circ$ el.



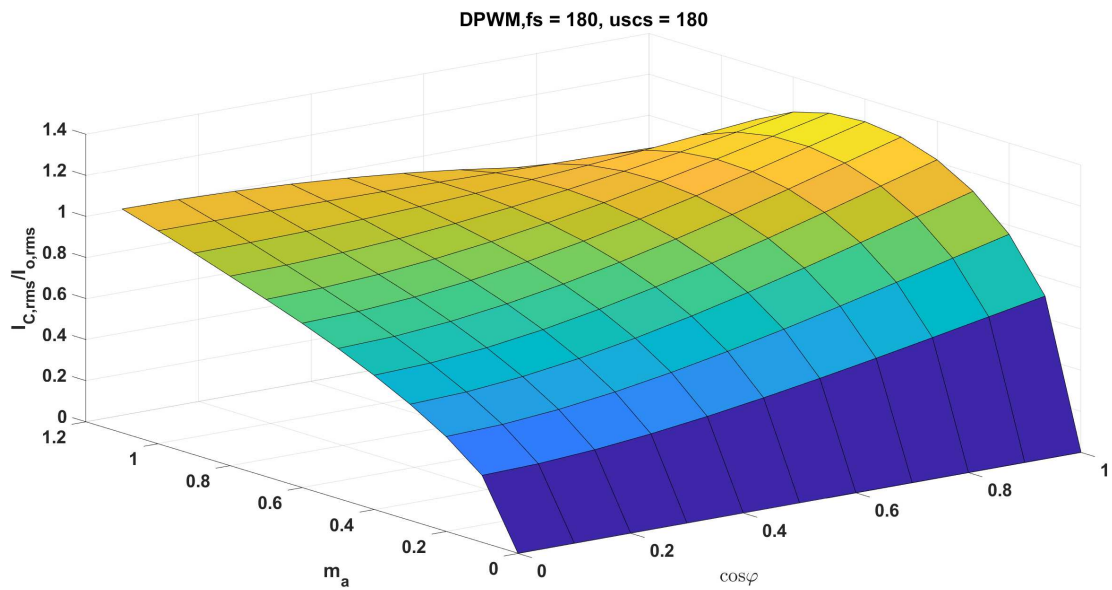
Slika 5.26: Ovisnost struje kondenzatora $I_{C,rms}$ o modulijskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$, $Fund_{shift} = 180^\circ$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 0^\circ$ el, DPWM

Moguće je vidjeti kako slika 5.25 i slika 5.26 poprimaju gotovo jednak oblik. Za ta dva slučaja struja kondenzatora $I_{C,rms}$ poprima najmanje vrijednosti kod DPWM modulacije.

Za vrijednosti $Fund_{shift} = 180^\circ$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = [90^\circ \text{el}, 180^\circ \text{el}]$ mapa struje $I_{C,rms}$ poprima sličan oblik kao onaj na slikama 5.23 i 5.24.



Slika 5.27: Ovisnost struje kondenzatora $I_{C,rms}$ o modulaicijskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$, $Fund_{shift} = 180^\circ$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 90^\circ \text{el}$, DPWM

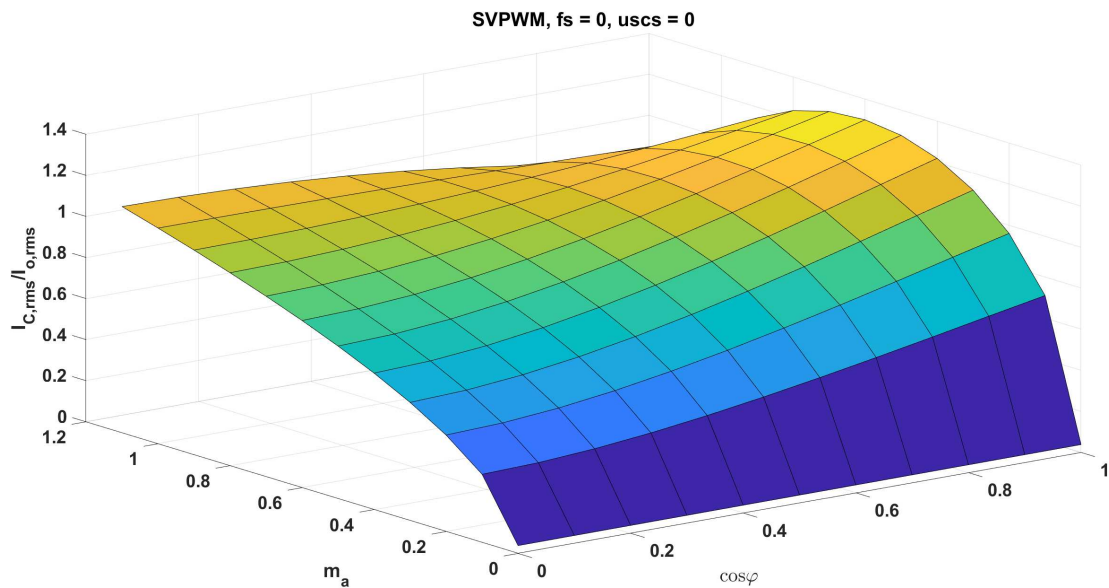


Slika 5.28: Ovisnost struje kondenzatora $I_{C,rms}$ o modulaicijskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$, $Fund_{shift} = 180^\circ$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 180^\circ \text{el}$, DPWM

Može se zamijetiti kako za kut pomaka nosioca modulacije od $\varphi = 90^\circ$ el struja postiže maksimalnu vrijednost na užem dijelu nego što je to slučaj kod $\varphi = 180^\circ$ el. Iz toga se zaključuje kako je kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 90^\circ$ el povoljan u širokom broju situacija.

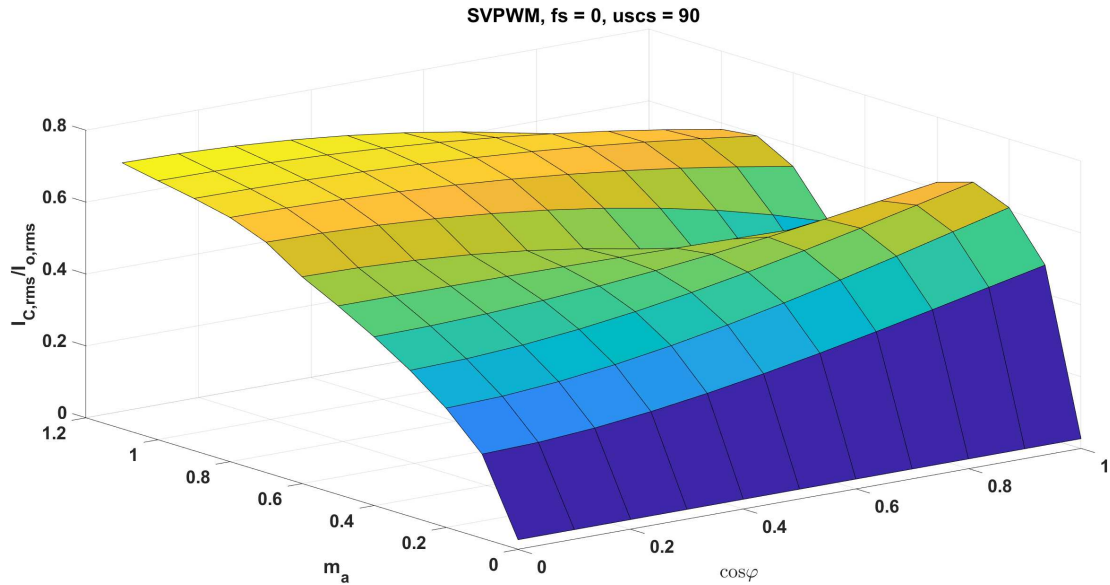
Za slučaj kada je $Fund_{shift} = 90^\circ$ i kut pomaka nosioca također iznosi $\varphi = [0^\circ \text{el}, 90^\circ \text{el}, 180^\circ \text{el}]$ ne dolazi do velikih promjena u obliku mape.

Slike u nastavku prikazuju 2D mape za SVPWM modulaciju za $Fund_{shift} = 0^\circ$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = [0^\circ \text{el}, 90^\circ \text{el}, 180^\circ \text{el}]$.

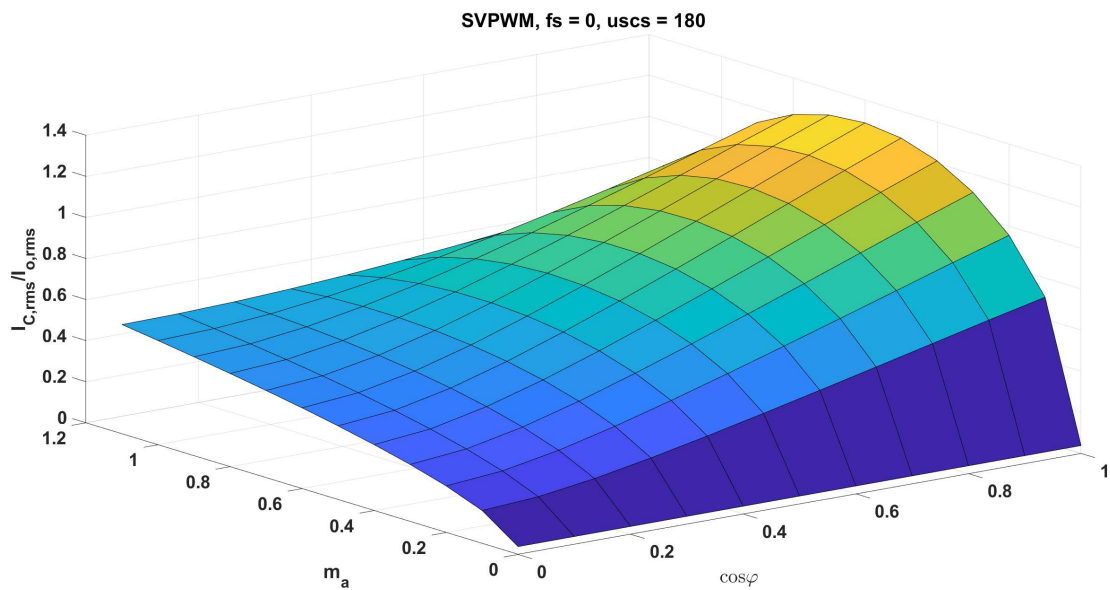


Slika 5.29: Ovisnost struje kondenzatora $I_{C,rms}$ o modulacijskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$, $Fund_{shift} = 0^\circ$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 0^\circ$ el, SVPWM

Za slučaj SVPWM modulacije izgled mape se ne mijenja na značajan način u ovisnosti o fundamentalnom pomaku $Fund_{shift}$. Sa slika je usporedljivo da za kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 90^\circ$ el dolazi do pada vrijednosti struje kondenzatora $I_{C,rms}$ kada faktor snage iznosi $\cos\varphi > 0,5$ i modulacijski indeks $m_a \approx 0,5$ za razliku od ostala dva slučaja kada dolazi do porasta struje kondenzatora kako $\cos\varphi$ raste. Slučaj za koji vrijedi $\varphi = 90^\circ$ el povoljan je na širokom području rada izmjenjivača.

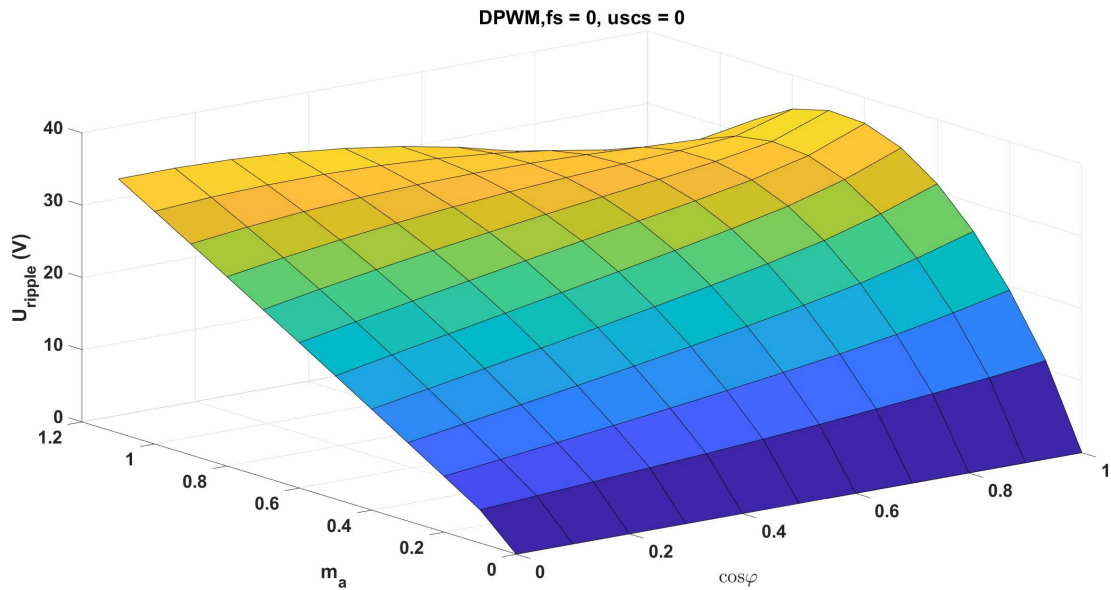


Slika 5.30: Ovisnost struje kondenzatora $I_{C,rms}$ o modulačijskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$, $Fund_{shift} = 0^\circ$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 90^\circ$ el, SVPWM

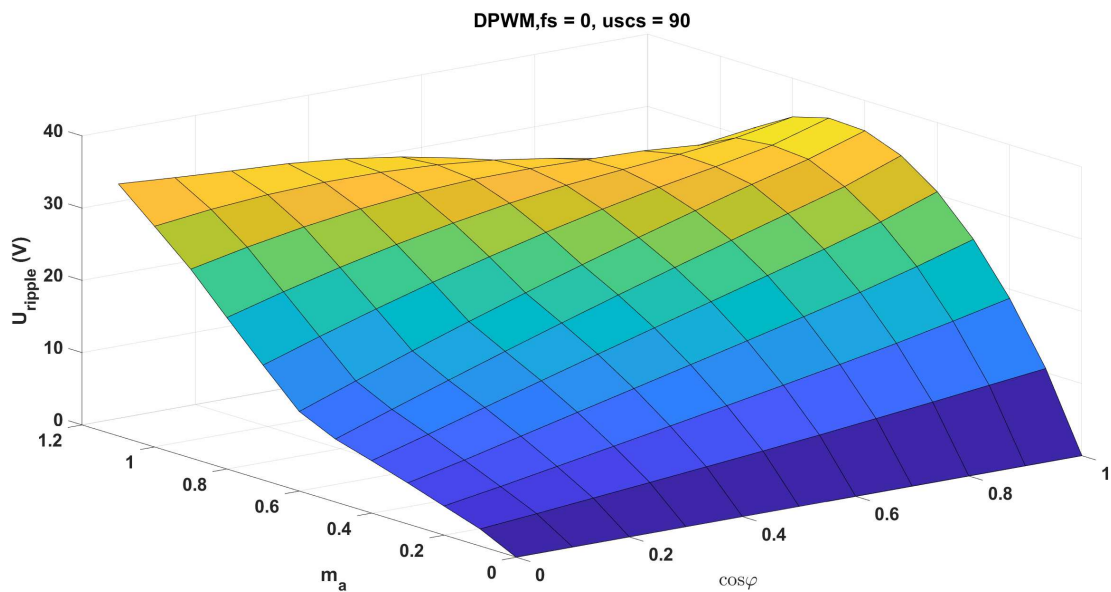


Slika 5.31: Ovisnost struje kondenzatora $I_{C,rms}$ o modulačijskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$, $Fund_{shift} = 0^\circ$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 180^\circ$ el, SVPWM

Na slikama od 5.32 do 5.40 u nastavku prikazana je ovisnost valovitosti napona o modulačijskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$ za DPWM i SVPWM modulačiju te različite fundamentalne pomake $Fund_{shift}$ i kuteve pomaka nosioce modulačije.

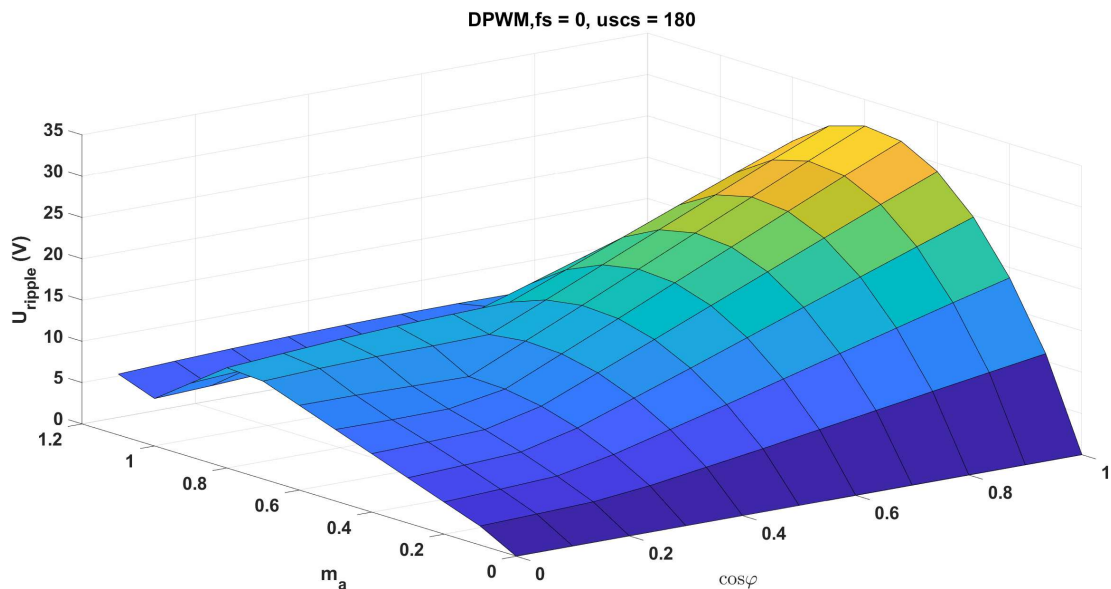


Slika 5.32: Ovisnost valovitosti napona U_{ripple} o modulacijskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$, $Fund_{shift} = 0^\circ$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 0^\circ$ el, DPWM



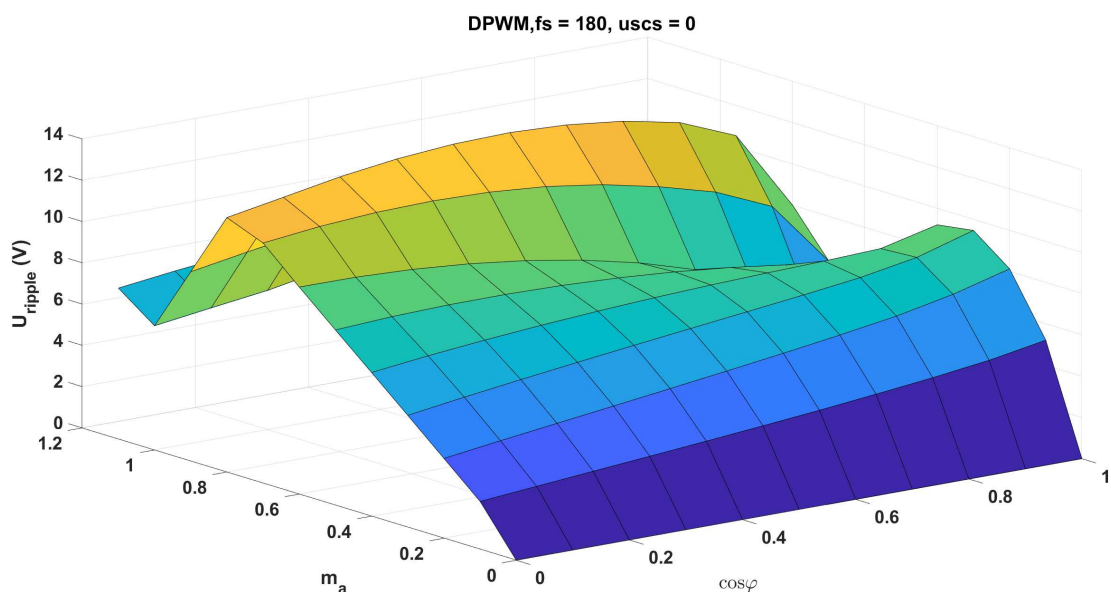
Slika 5.33: Ovisnost valovitosti napona U_{ripple} o modulacijskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$, $Fund_{shift} = 0^\circ$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 90^\circ$ el, DPWM

Sa slika se vidi da za kut pomaka nosioca $\varphi = 0^\circ$ el odnosno $\varphi = 90^\circ$ el mape poprimaju sličan oblik. Najveća valovitost napona u oba slučaja je za $\cos\varphi = 1$ pri modulacijskom indeksu $m_a \approx 0,5$. Na slici 5.34 vidi se kako valovitost napona drugačije ponaša pri većim vrijednostima modulacijskog indeksa m_a . Valovitost napona poprima manje vrijednosti nego je to slučaj u preostala dva slučaja.



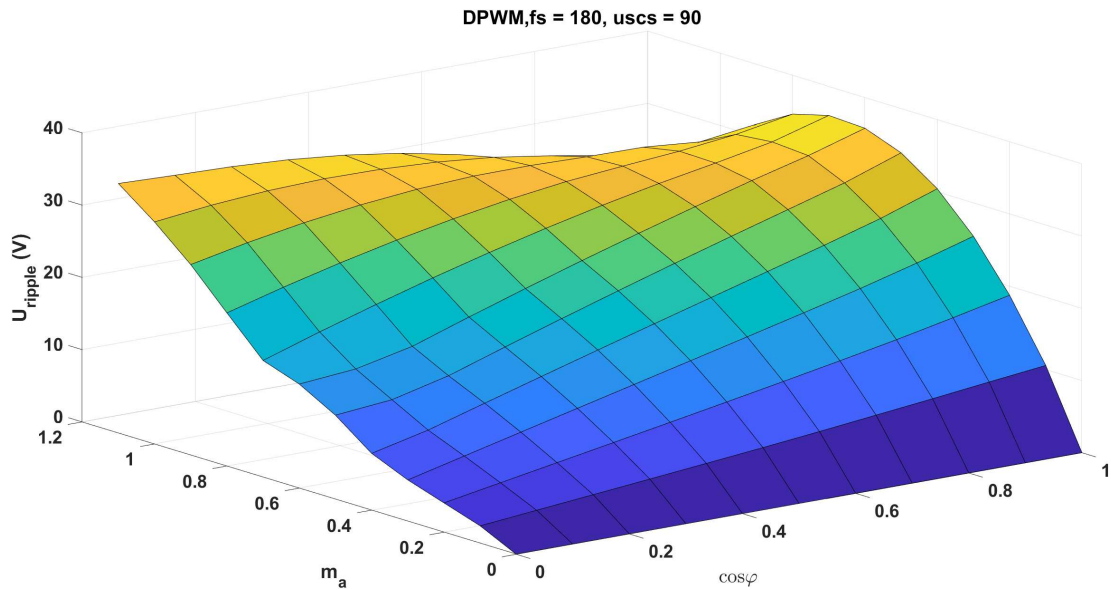
Slika 5.34: Ovisnost valovitosti napona U_{ripple} o modulatorskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$, $Fund_{shift} = 0^\circ$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 180^\circ$ el, DPWM

Za slučaj kada je $Fund_{shift} = 180^\circ$ mape valovitosti napona poprimaju oblik kao u nastavku.

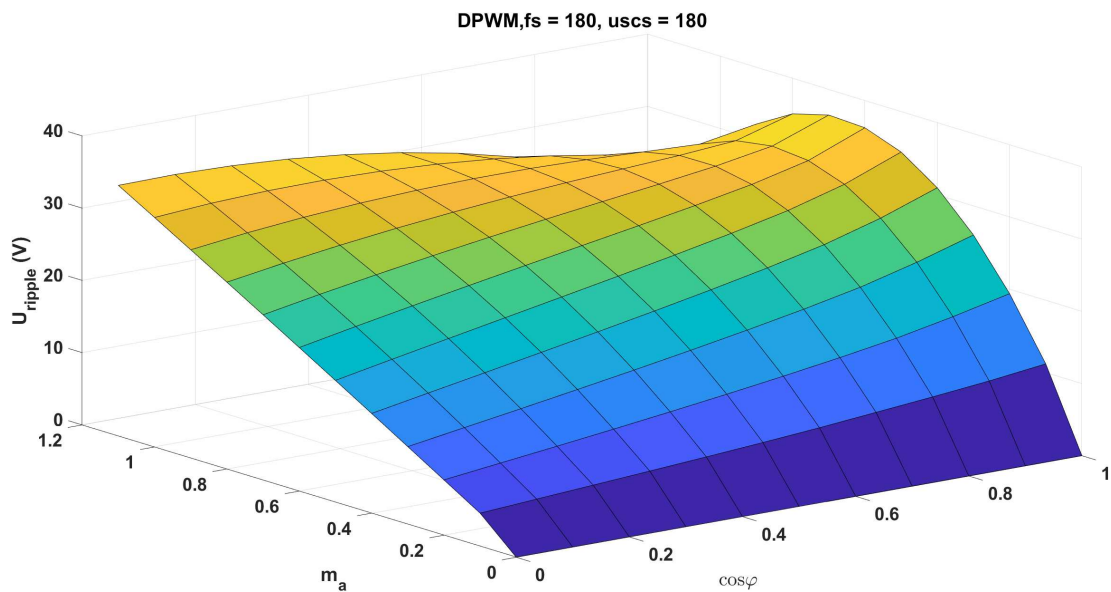


Slika 5.35: Ovisnost valovitosti napona U_{ripple} o modulatorskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$, $Fund_{shift} = 180^\circ$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 0^\circ$ el, DPWM

Sa slike 5.35 moguće je vidjeti kako je valovitost napona manja u iznosu nego u ostalim slučajevima. Za slučajeve kada je $Fund_{shift} = 180^\circ$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = [90^\circ\text{el}, 180^\circ\text{el}]$ mape poprimaju sličan izgled kao one sa slika 5.32 i 5.33.

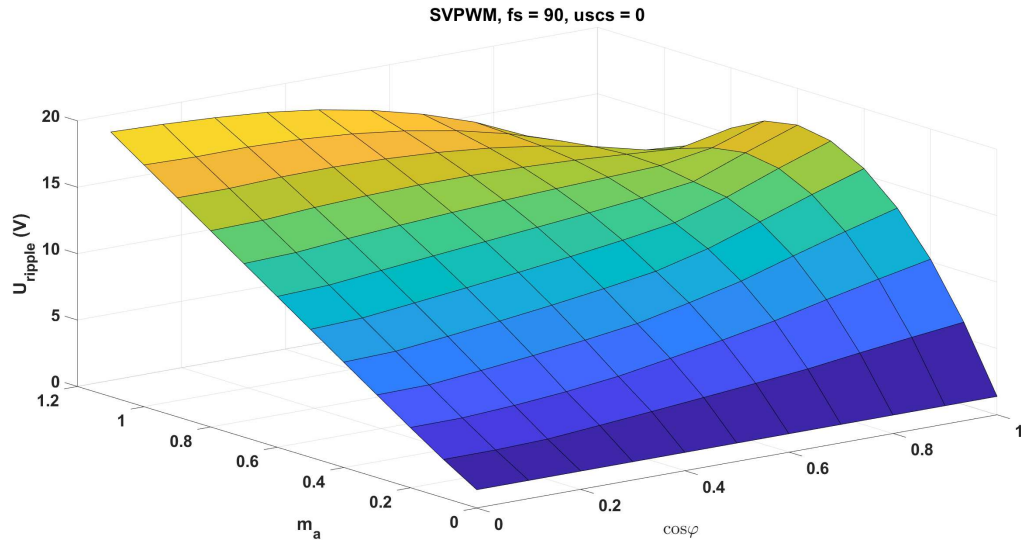


Slika 5.36: Ovisnost valovitosti napona U_{ripple} o modulačijskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$, $Fund_{shift} = 180^\circ$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 90^\circ$ el, DPWM

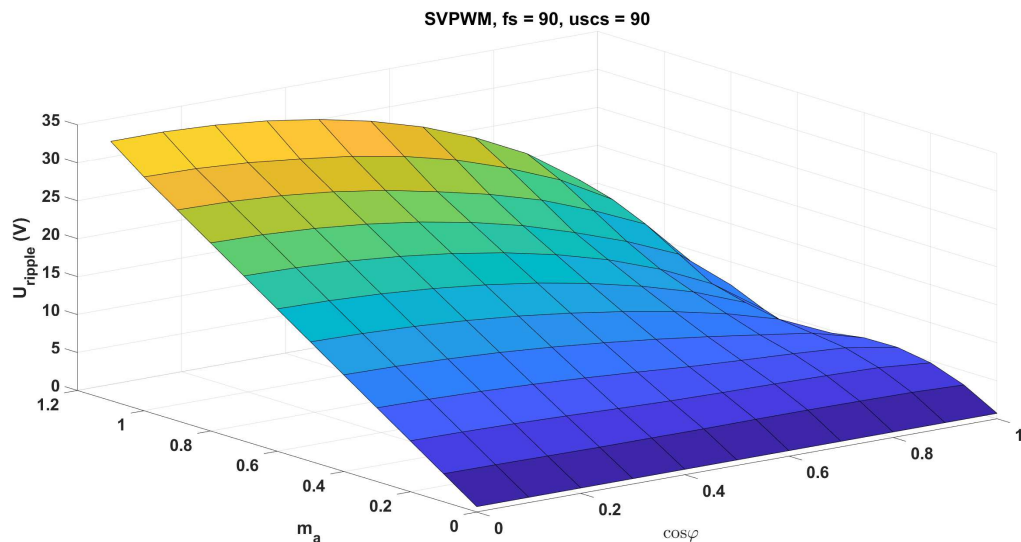


Slika 5.37: Ovisnost valovitosti napona U_{ripple} o modulačijskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$, $Fund_{shift} = 180^\circ$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 180^\circ$ el, DPWM

Za modulaciju SVPWM prikazane su mape valovitosti napona za slučaj kada je $Fund_{shift} = 90^\circ$ te kut pomaka nosioca modulacije poprima jednake tri vrijednosti kao i u ostalim slučajevima.

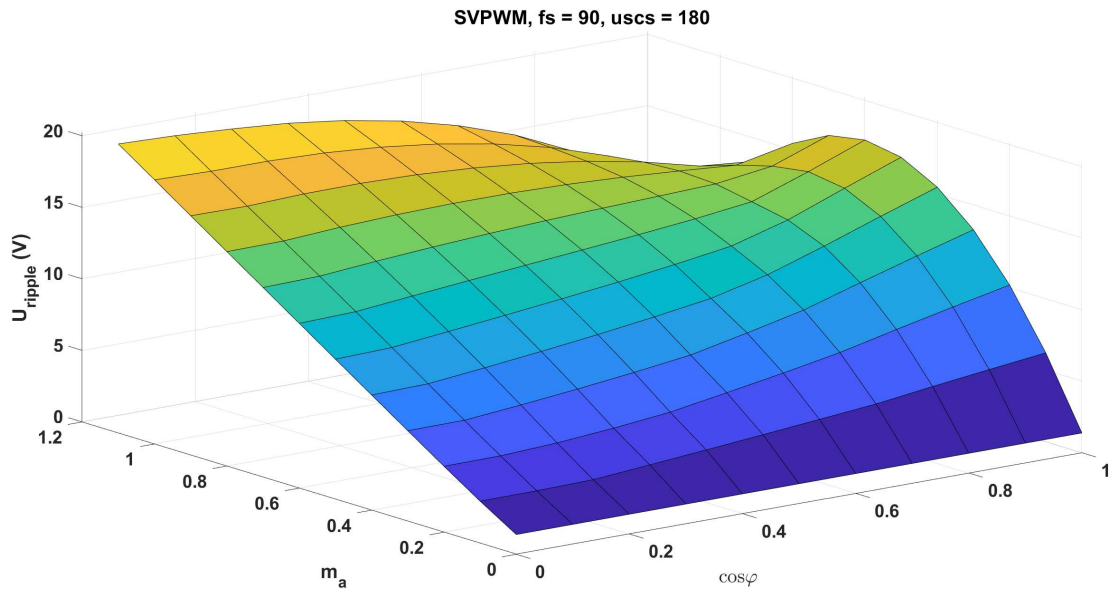


Slika 5.38: Ovisnost valovitosti napona U_{ripple} o modulacijskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$, $Fund_{shift} = 90^\circ$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 0^\circ$ el, SVPWM



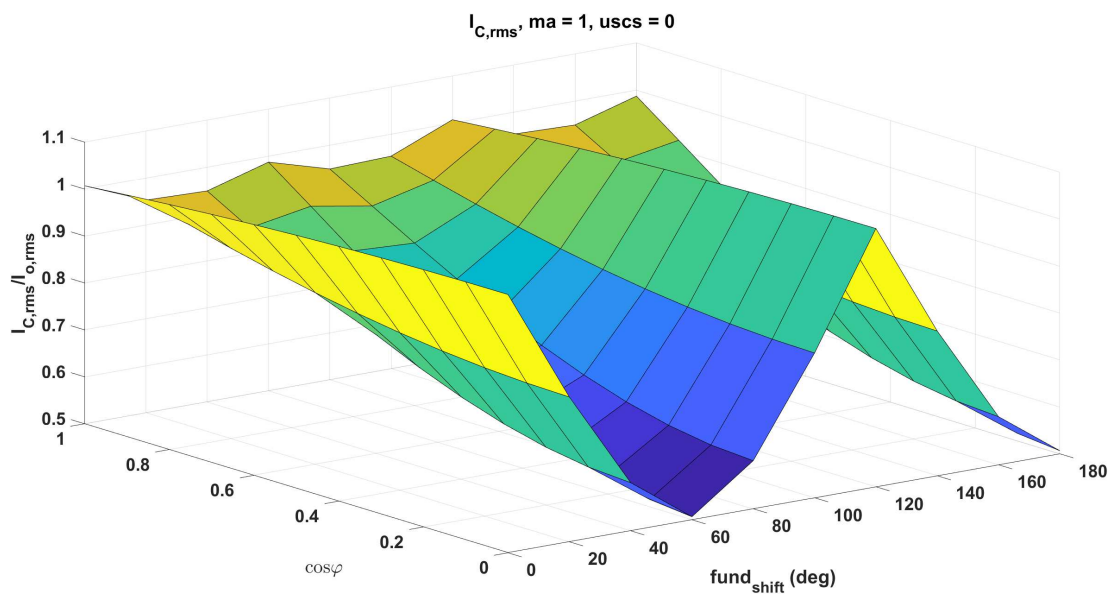
Slika 5.39: Ovisnost valovitosti napona U_{ripple} o modulacijskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$, $Fund_{shift} = 90^\circ$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 90^\circ$ el, SVPWM

Za ovaj slučaj lako je vidjeti kako kut pomaka nosioca modulacije utječe na valovitost napona. Za slučaj kada je kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 0^\circ$ el odnosno $\varphi = 180^\circ$ el mape valovitosti napona ne poprimaju velike razlike. Kada kut iznosi $\varphi = 90^\circ$ el vidi se pad valovitosti napona pri visokom faktoru snage $\cos\varphi$ te modulacijskom signalu $m_a \approx 0,6$. Pad valovitosti napona u tom području rada je povoljan budući da je to područje rada u kojem se izmjenjivač često nalazi. Za ostale slučajeve $Fund_{shift}$ i kuta pomaka nosioca modulacije, valovitost napona i pripadajuće mape se ponašaju prema očekivanjima.

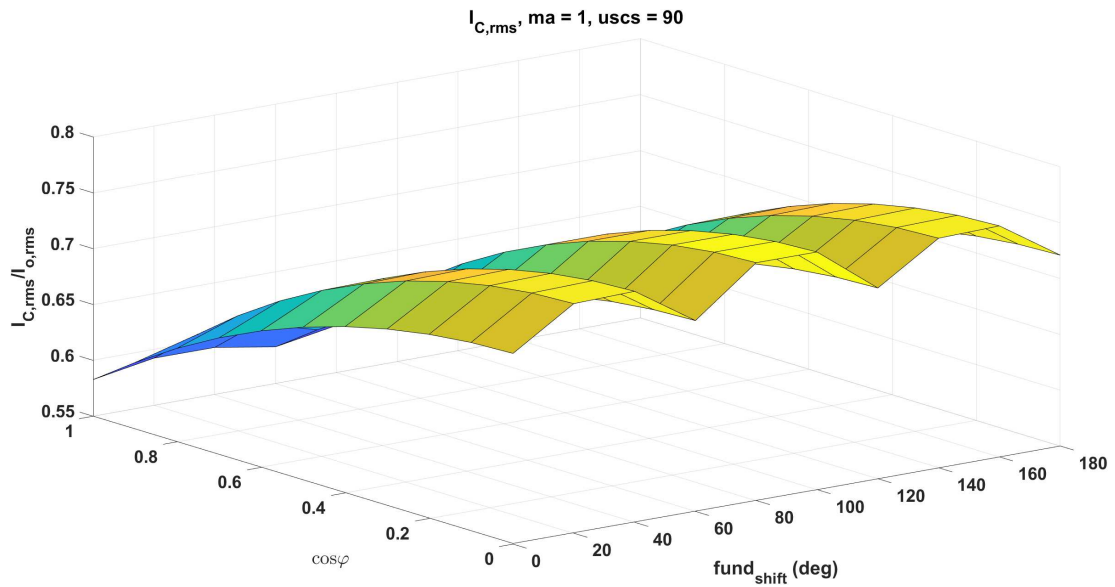


Slika 5.40: Ovisnost valovitosti napona U_{ripple} o modulijskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$, $Fund_{shift} = 90^\circ$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 180^\circ$ el, SVPWM

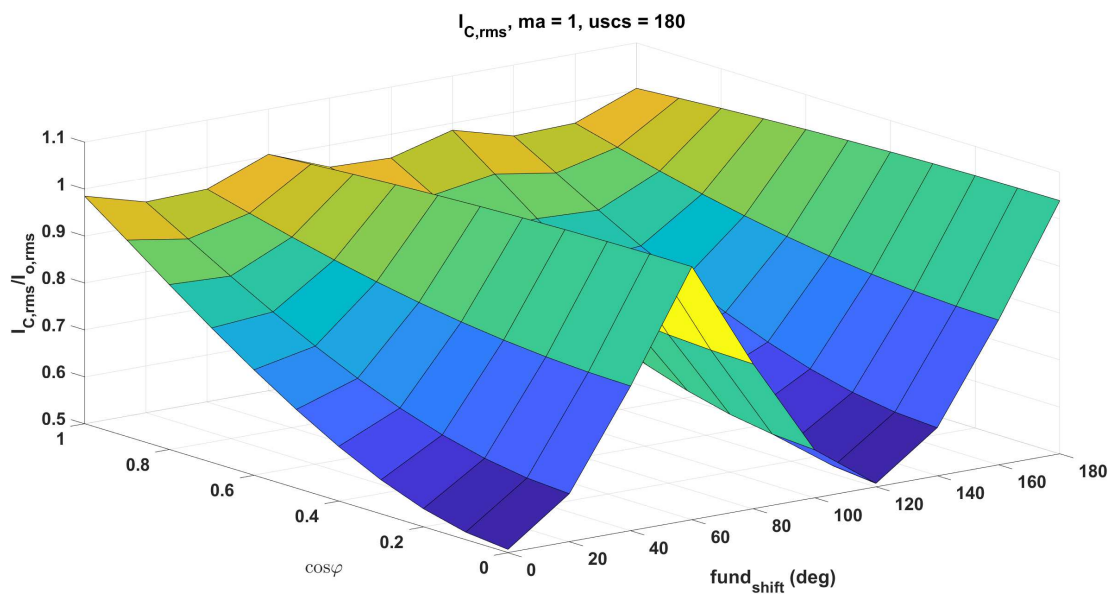
Kako bi se bolje analizirao rad izmjenjivača napravljene su simulacije ovisnosti struje kondenzatora $I_{C,rms}$ i valovitosti napona U_{ripple} o faktoru snage $\cos\varphi$ i fundamentalnom pomaku $Fund_{shift}$ za različite vrijednosti modulijskog indeksa m_a i kuta pomaka nosioca modulacije φ . Slike u nastavku prikazuju ovisnost struje kondenzatora za vrijednosti modulijskog indeksa $m_a = 1$ i kuta pomaka nosioca modulacije $\varphi = [0^\circ, \text{el } 90^\circ, \text{el } 180^\circ]$.



Slika 5.41: Ovisnost struje kondenzatora $I_{C,rms}$ o fundamentalnom pomaku $Fund_{shift}$ i faktoru snage $\cos\varphi$, $m_a = 1$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 0^\circ$ el

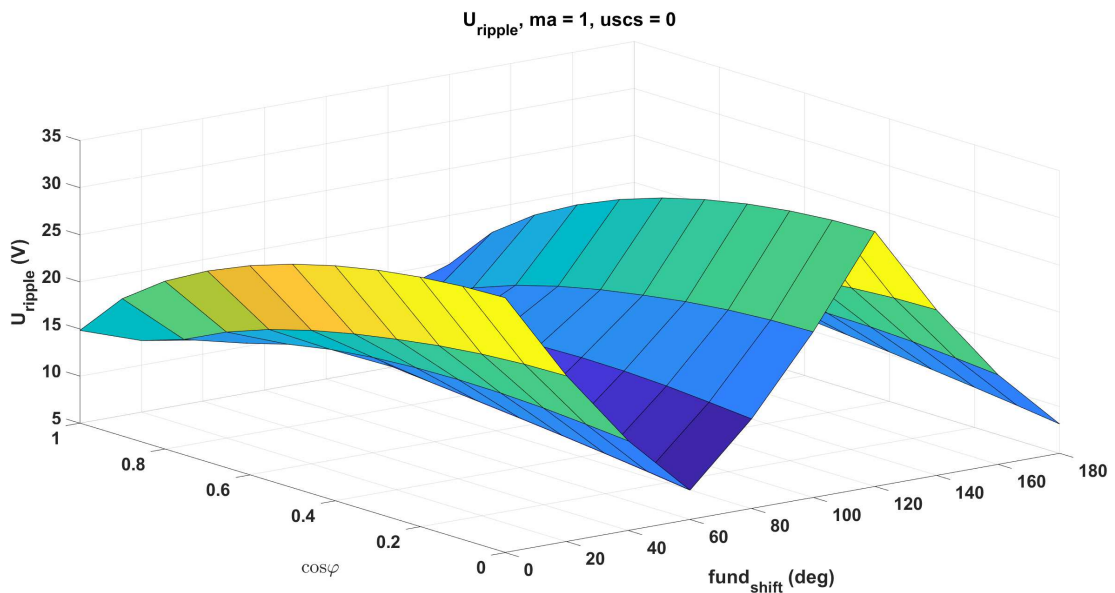


Slika 5.42: Ovisnost struje kondenzatora $I_{C,rms}$ o fundamentalnom pomaku $Fund_{shift}$ i faktoru snage $\cos\varphi$, $m_a = 1$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 90^\circ$ el

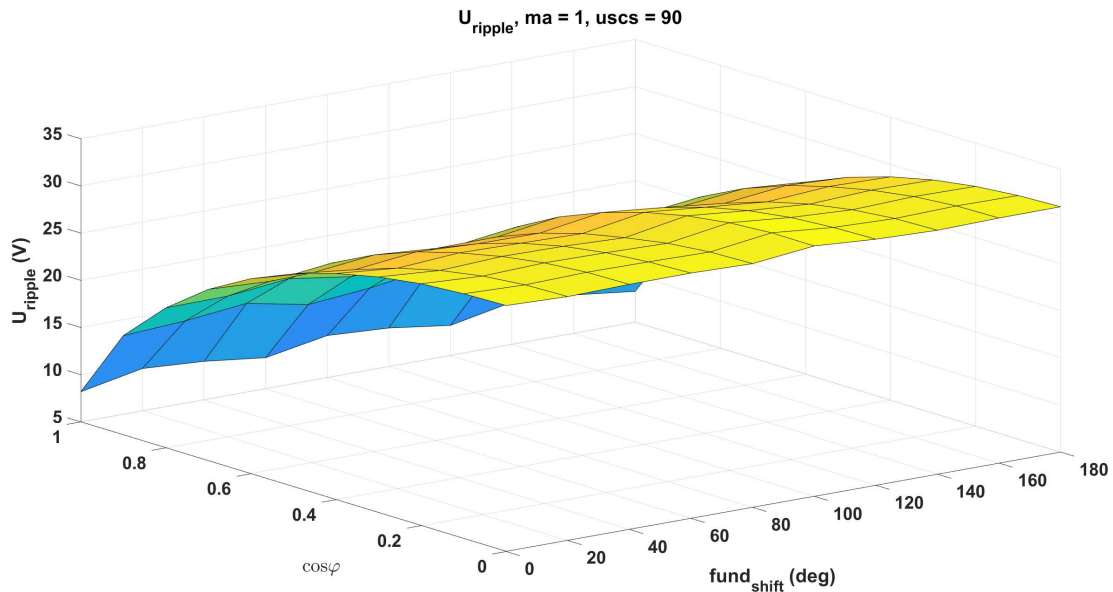


Slika 5.43: Ovisnost struje kondenzatora $I_{C,rms}$ o fundamentalnom pomaku $Fund_{shift}$ i faktoru snage $\cos\varphi$, $m_a = 1$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 180^\circ$ el

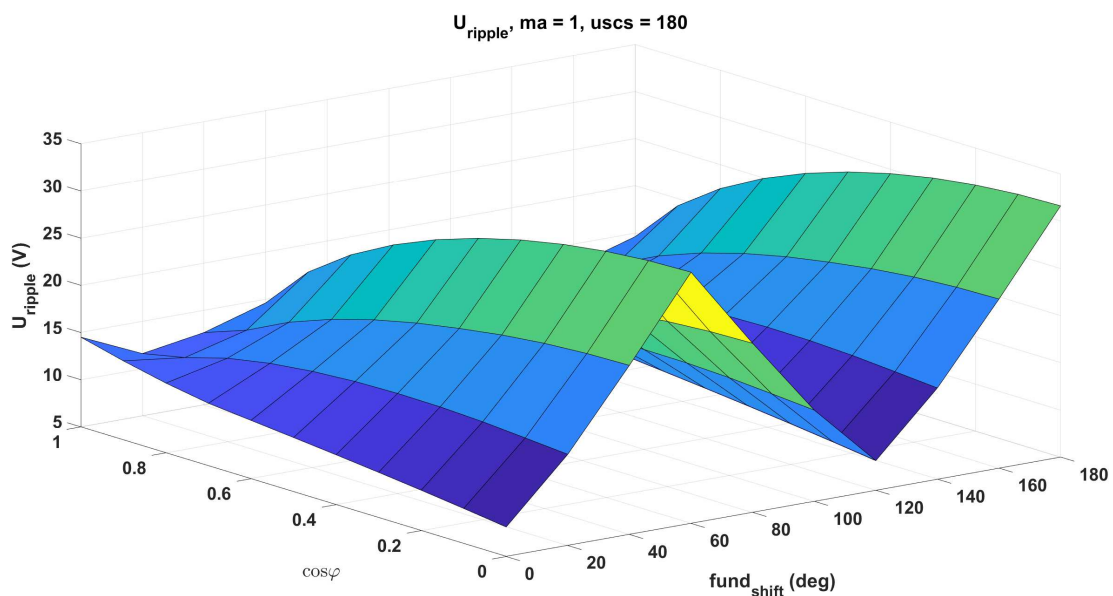
Sa slika je moguće vidjeti kako za kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 0^\circ$ el odnosno $\varphi = 180^\circ$ el struja kondenzatora $I_{C,rms}$ poprima obrnute vrijednosti za određeni $Fund_{shift}$. Uzimajući na primjer $Fund_{shift} = 60^\circ$ u slučaju kada je kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 0^\circ$ el struja $I_{C,rms}$ poprima niske vrijednosti dok za isti $Fund_{shift}$ i kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 180^\circ$ el struja $I_{C,rms}$ poprima visoke vrijednosti. Slika 5.42 prikazuje slučaj za kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 90^\circ$ el te je vidljivo kako za tu vrijednost kuta pomaka dolazi do malih oscilacija u struji $I_{C,rms}$ u ovisnosti o $Fund_{shift}$ u odnosu na preostala dva slučaja. Moguće je zaključiti kako se za kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 90^\circ$ el postižu povoljni uvjeti izmjenjivača na širokom području rada. Utjecaj kuta pomaka nosioca modulacije na valovitost napona U_{ripple} prikazan je na slikama 5.44, 5.45 i 5.46.



Slika 5.44: Ovisnost valovitosti napona U_{ripple} o fundamentalnom pomaku $Fund_{shift}$ i faktoru snage $\cos\varphi$, $m_a = 1$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 0^\circ$ el



Slika 5.45: Ovisnost valovitosti napona U_{ripple} o fundamentalnom pomaku $Fund_{shift}$ i faktoru snage $\cos\varphi$, $m_a = 1$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 90^\circ$ el

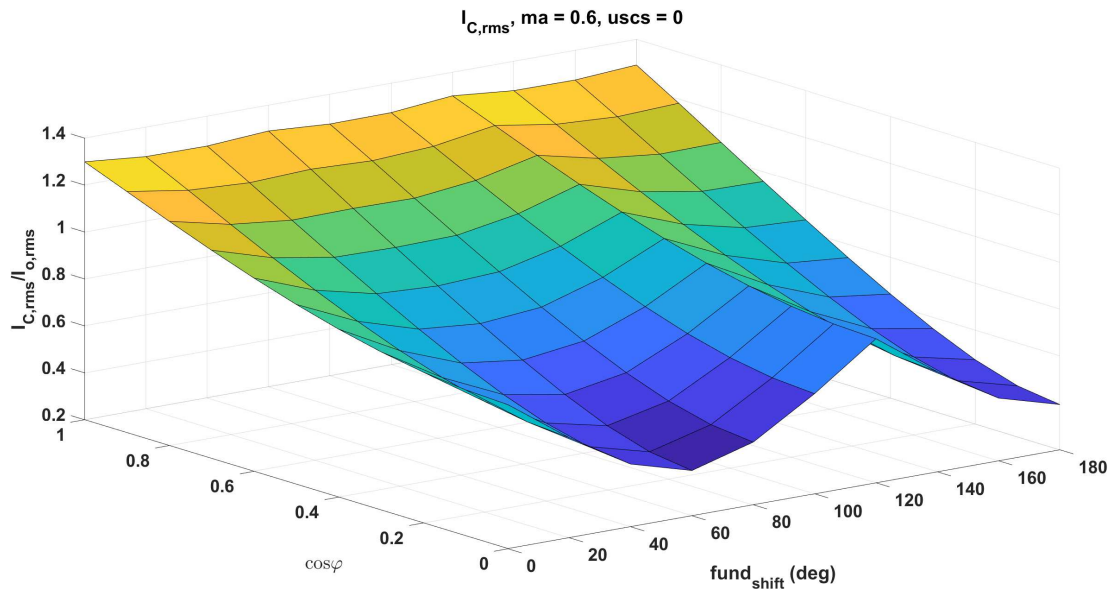


Slika 5.46: Ovisnost valovitosti napona U_{ripple} o fundamentalnom pomaku $Fund_{shift}$ i faktoru snage $\cos\varphi$, $m_a = 1$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 180^\circ$ el

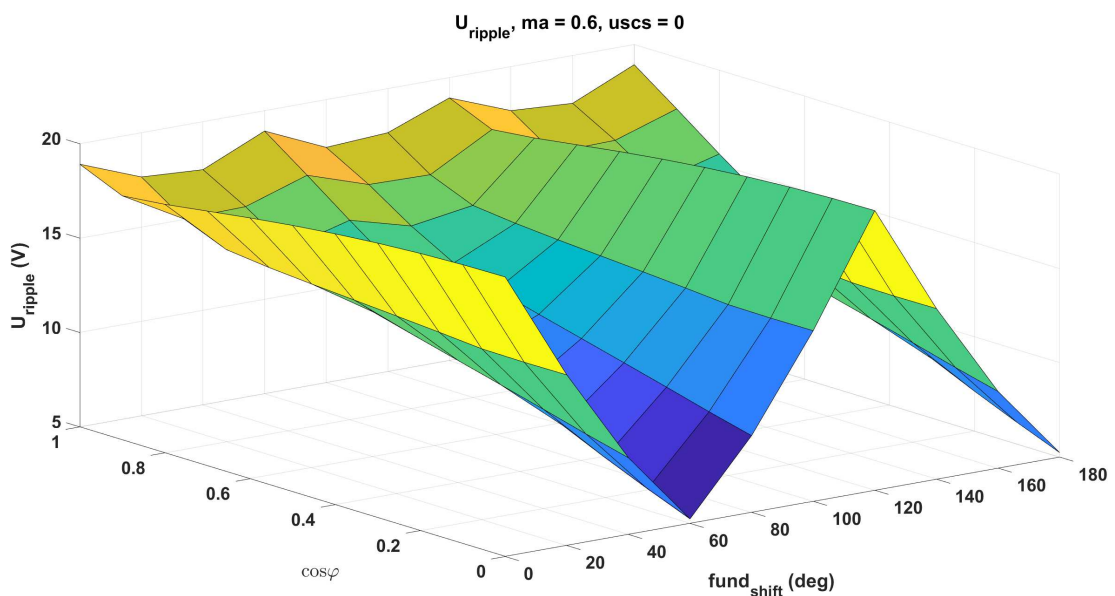
Za slučajeve kada je kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 0^\circ$ el odnosno $\varphi = 180^\circ$ el valovitost napona ima podjednako ponašanje kao i struja kondenzatora $I_{C,rms}$ gdje su vrijednosti valovitosti napona obrnute za određeni $Fund_{shift}$. Za kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 90^\circ$ el izgled mape valovitosti napona postiže jednak oblik kao mapa struje kondenzatora. Moguće je vidjeti pravilan porast valovitosti napona smanjenjem faktora snage $\cos\varphi$ kao što je to slučaj za mapu

struje kondenzatora $I_{C,rms}$.

Utjecaj modulacijskog signala m_a na struju kondenzatora $I_{C,rms}$ i valovitost napona U_{ripple} moguće je vidjeti sa slika 5.47 i 5.48 za vrijednost $m_a = 0,6$.



Slika 5.47: Ovisnost struje kondenzatora $I_{C,rms}$ o fundamentalnom pomaku $Fund_{shift}$ i faktoru snage $\cos\varphi$, $m_a = 0,6$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 0^\circ$ el

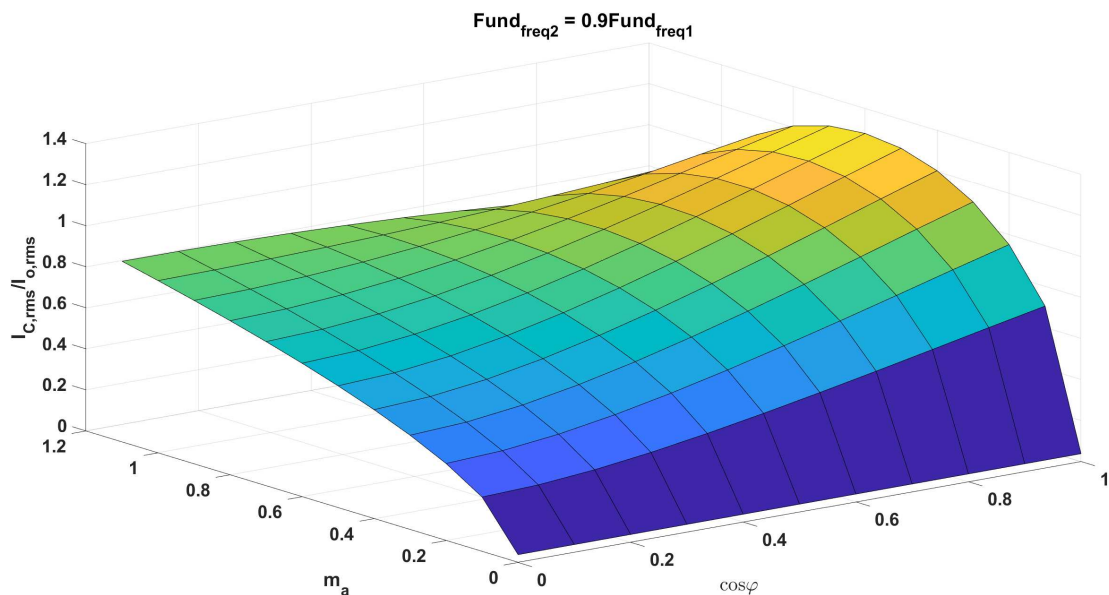


Slika 5.48: Ovisnost valovitosti napona U_{ripple} o fundamentalnom pomaku $Fund_{shift}$ i faktoru snage $\cos\varphi$, $m_a = 0,6$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 180^\circ$ el

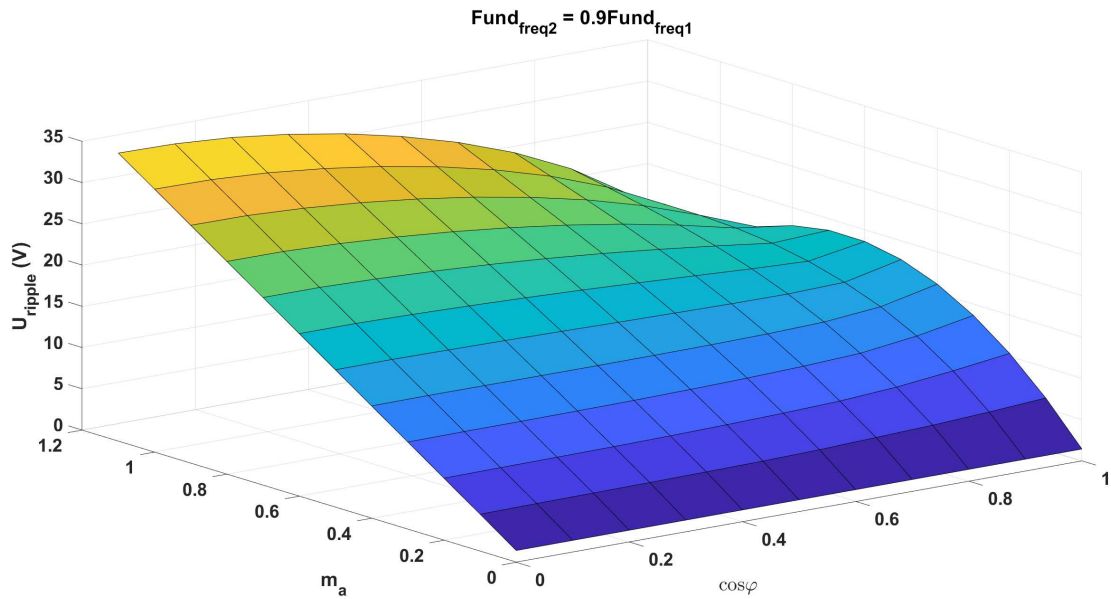
Usporedbom slike 5.41 i 5.47 moguće je vidjeti kako za manji modulacijski indeks m_a dolazi do manjih oscilacija u struji kondenzatora u ovisnosti o $Fund_{shift}$.

Također se vidi kako je strujno opterećenje kondenzatora pri manjem modulacijskom indeksu m_a i većim vrijednostima faktora snage $\cos\varphi$ veće nego što je to slučaj pri većem m_a . Sa slika 5.44 i 5.48 moguće je vidjeti kako valovitost napona veća pri manjem modulacijskom signalu pri većim vrijednostima $\cos\varphi$ dok je oblik mape podjednak za obje vrijednosti modulacijskog indeksa m_a .

Postavljanjem fundamentalne frekvencije donjeg izlaza izmjenjivača na drugačiji iznos od fundamentalne frekvencije gornjeg izlaza izmjenjivača potrebno je odrediti utjecaj na struju kondenzatora $I_{C,rms}$ i valovitost napona ulaza U_{ripple} . Slike 5.49 i 5.50 prikazuju ovisnost struje $I_{C,rms}$ i valovitosti napona U_{ripple} o modulacijskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$ pri različitim vrijednostima fundamentalne frekvencije pojedinog izlaza izmjenjivača. Prikazan je slučaj kada vrijednost fundamentalne frekvencije donjeg izlaza iznosi 90% vrijednosti fundamentalne frekvencije gornjeg izlaza izmjenjivača.



Slika 5.49: Ovisnost struje kondenzatora $I_{C,rms}$ o modulacijskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$, $Fund_{shift} = 0^\circ$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 0^\circ$ el, $Fund_{freq2} = 0.9Fund_{freq1}$



Slika 5.50: Ovisnost valovitosti napona U_{ripple} o modulacijskom indeksu m_a i faktoru snage $\cos\varphi$, $Fund_{shift} = 0^\circ$ i kut pomaka nosioca $\varphi = 0^\circ$ el, $Fund_{freq2} = 0.9Fund_{freq1}$

Usporedbom slika 5.29 i 5.49 vidi se kako se oblik mape ne mijenja značajno ali dolazi do smanjenja struje kondenzatora $I_{C,rms}$ pri niskim vrijednostima $\cos\varphi$. Valovitost napona nije pretjerano utjecana promjenom fundamentalne frekvencije.

6. Primjer odabira kondenzatora za lako sportsko vozilo

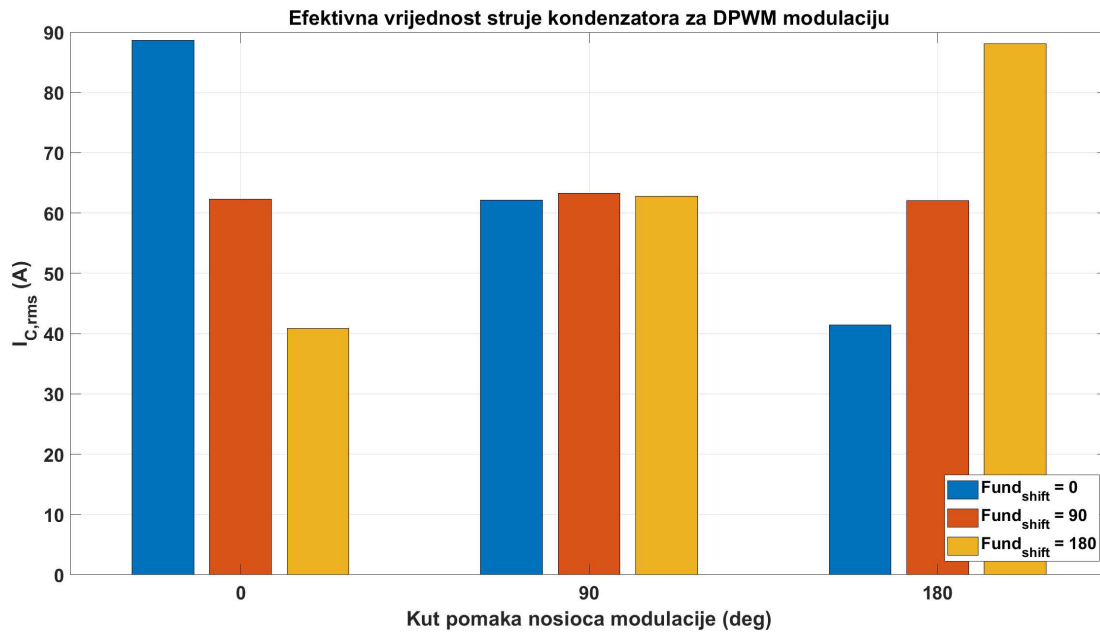
Za odabir kondenzatora potrebno je prilagoditi podatke dobivene mjerenjima tijekom vožnje vozila. Profil vožnje vozila korišten pri određivanju maksimalne struje i maksimalne valovitosti napona dobiven je unaprijed.

Spajanjem podataka dobivenih iz Plecs simulacija i iz mjerenja profila vožnje te skaliranjem struja i napona na stvarne vrijednosti dobivenih iz mjerenja moguće je odrediti najgore točke strujnog opterećenja te najgore slučajeve za valovitost napona. Korišteni serijski ekvivalentni otpor (ESR) kondenzatora DC međukruga u simulaciji iznosi $ESR = 0,005 \Omega$. LV123 norma koristi se pri određivanju komponenti u VN mrežama na vozilu. Ona osigurava električne karakteristike i sigurnost komponenti u VN mrežama. Neki od testova koji su uključeni u standard LV123 su (avl):

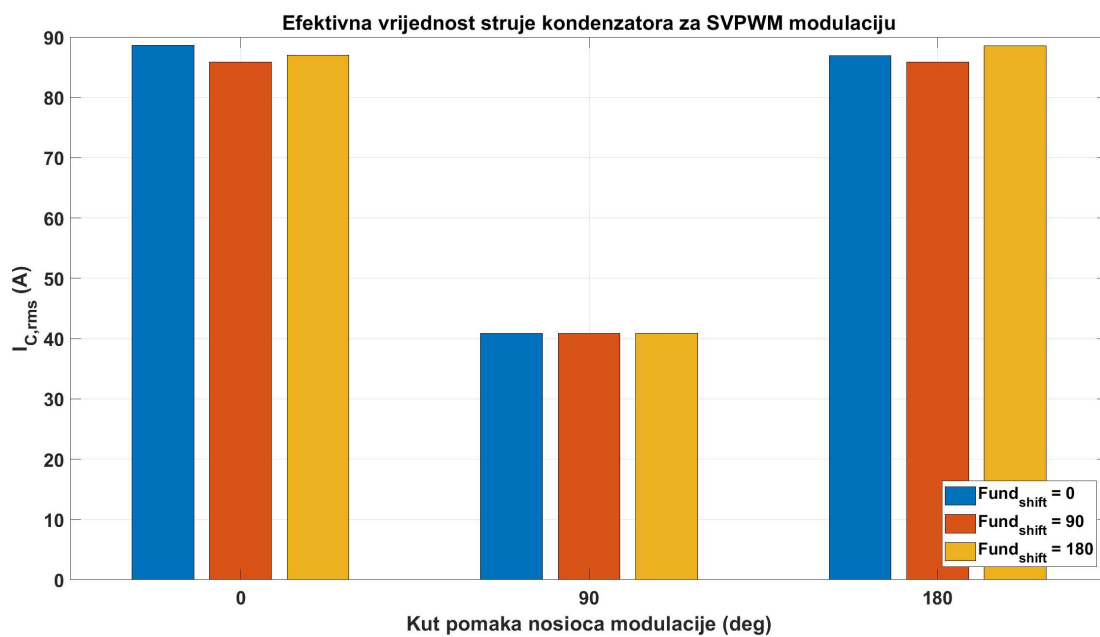
- Interakcija između NN i VN sustava
- Ispravnost rada za različite raspone napona i valovitost napona
- Dinamička promjena napona sustava
- Ograničenja nadstruja i prenapona
- Granice podnapona

Audi, BMW, Daimler, VW i Porsche neki su od proizvođača koji koriste standard LV123 pri proizvodnji svojih proizvoda. Po LV123 standardu, dopuštena valovitost napona za VN baterije iznosi 16 V odnosno $\pm 8V$ (niechcial2017).

Kako bi se dobile točke najvećeg strujnog opterećenja provedene su simulacije za različite fundamentalne pomake $Fund_{shift}$ i kuteve pomaka nosioca modulacije φ . Korištene su SVPWM odnosno DPWM modulacijske metode kako bi se odredila povoljnija metoda upravljanja. Slike 6.1 i 6.2 prikazuju grafove struje kondenzatora $I_{C,rms}$ o ovisnosti o kutu pomaka nosioca modulacije φ za različite vrijednosti $Fund_{shift}$.



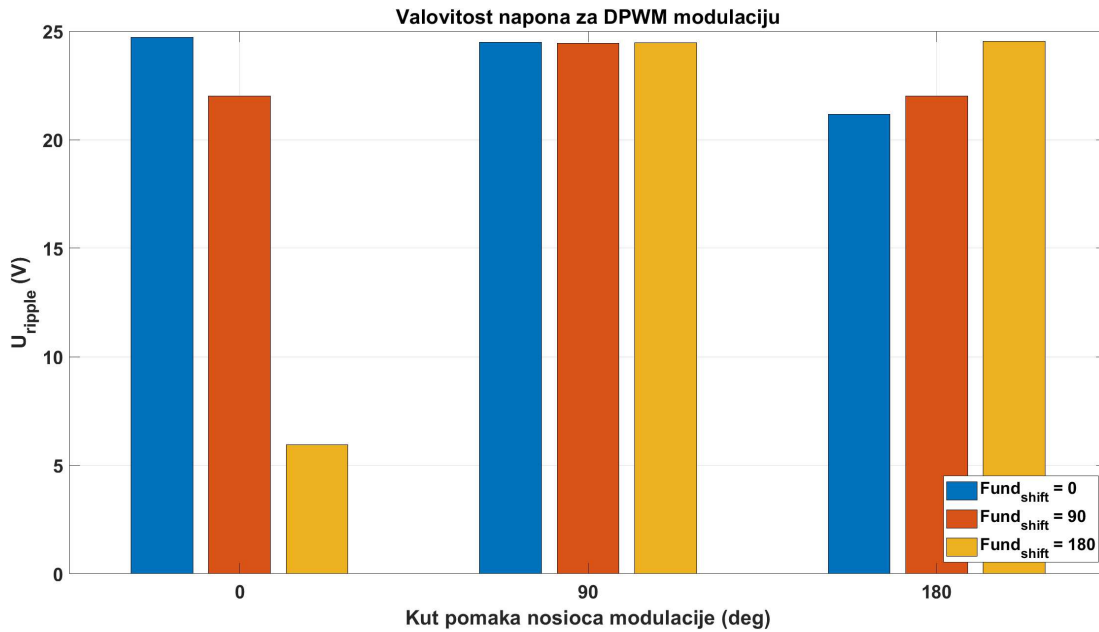
Slika 6.1: Strujno opterećenje kondenzatora za različite kuteve pomaka nosioca modulacije φ i $Fund_{shift}$, DPWM



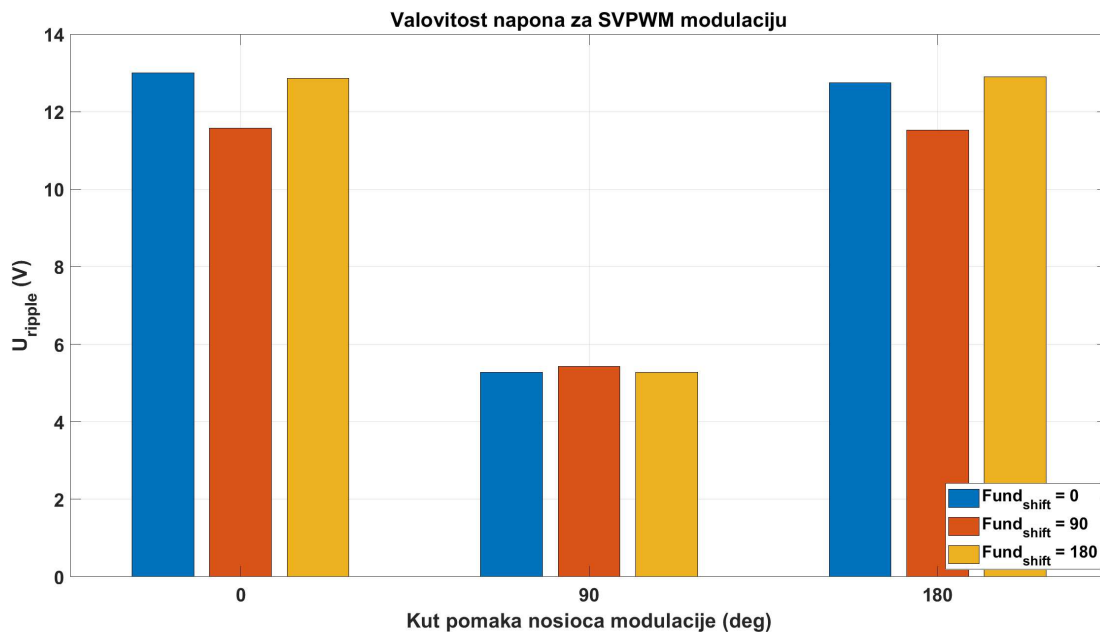
Slika 6.2: Strujno opterećenje kondenzatora za različite kuteve pomaka nosioca modulacije φ i $Fund_{shift}$, SVPWM

Sa slike 6.1 moguće je vidjeti simetričnost oko vrijednosti kuta pomaka nosioca modulacije $\varphi = 90^\circ$ el. Dobiveni rezultati se poklapaju s izgledom mapa ovisnosti $I_{C,rms}$ o m_a i $\cos\varphi$ za različite kuteve pomaka nosioca modulacije i $Fund_{shift}$ dobivenim u poglavlju 5. Slika 6.2 prikazuje strujna opterećenja za SVPWM

modulaciju i za razliku od DPWM modulacije moguće je vidjeti kako za SVPWM modulaciju ne dolazi do većih promjena struje $I_{C,rms}$ s promjenom $Fund_{shift}$. Maksimalna vrijednost struje kondenzatora iznosi $I_{C,rms} = 88,69$ A te se postiže za kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 0^\circ$ i $Fund_{shift} = 0^\circ$ pri SVPWM modulaciji. Slike u nastavku prikazuju jednake ovisnosti za valovitost napona U_{ripple} .



Slika 6.3: Valovitost napona za različite kuteve pomaka nosioca modulacije φ i $Fund_{shift}$, DPWM



Slika 6.4: Valovitost napona za različite kuteve pomaka nosioca modulacije φ i $Fund_{shift}$, SVPWM

Sa slici 6.3 moguće je vidjeti da je vrijednost valovitosti napona U_{ripple} minimalna za kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 0^\circ$ i $Fund_{shift} = 180^\circ$. Slikom 6.4 prikazana valovitost napona poprima minimalne vrijednosti za kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 90^\circ$ neovisno o vrijednosti $Fund_{shift}$. Maksimalna vrijednost valovitosti napona iznosi $U_{ripple} = 24,71$ V i postiže se za kut pomaka nosioca modulacije $\varphi = 0^\circ$ i $Fund_{shift} = 0^\circ$ pri DPWM modulaciji. Usporedbom slika valovitosti napona primjećuje se da valovitost napona pri SVPWM modulaciji poprima manje vrijednosti nego što je to slučaj pri DPWM modulaciji.

Koristeći samo SVPWM modulaciju, kapacitet kondenzatora od $C_{cap} = 200 \mu\text{F}$ bio bi dovoljan za ovakav tip izmjenjivača budući da je po LV123 standardu maksimalna vrijednost valovitosti napona 16 V, međutim u industriji dolazi do kontinuiranog mijenjanja između DPWM i SVPWM modulacije kako bi se smanjili gubici te povećala efikasnost izmjenjivača. Pri visokim frekvencijama koristi se DPWM modulacija kako bi se smanjila srednja frekvencija sklapanja te samim time smanjili sklopni gubici kako je to navedeno u poglavlju 2. DPWM modulacija je također često korištena pri premodulaciji odnosno kada za modulacijski indeks vrijedi $m_a > 1,0$. Za potrebe ovog rada preračunavanje kapaciteta kondenzatora moguće je izračunati putem jednostavne proporcionalnosti:

$$\Delta U_{C1} \cdot C_1 \approx \Delta U_{C2} \cdot C_2 \quad (6.1)$$

gdje ΔU_{C1} predstavlja valovitost napona dobivenu iz simulacija pri $C_1 = 200 \mu F$ i iznosi $\Delta U_{C1} = 24,71 V$, a ΔU_{C2} predstavlja valovitost napona propisanu po LV123 standardu te iznosi $16 V$. Pretpostavka proporcionalnosti može se primijeniti zbog ovisnosti valovitosti napona o ekvivalentnom serijskom otporu kondenzatora odnosno relaciji $ESR_1 \approx ESR_2$. Iz formule 6.1 moguće je tada izraziti potrebnu vrijednost kapaciteta kondenzatora C_2 da bi se zadovoljio LV123 standard kao:

$$C_2 \approx C_1 \cdot \frac{\Delta U_{C1}}{\Delta U_{C2}} \quad (6.2)$$

Nadalje slijedi

$$C_2 \approx 200 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{24,71}{16} = 309 \mu F \quad (6.3)$$

Dodavajući $\pm 3\%$ dolazimo do kapaciteta kondenzatora:

$$C_2 = 309 \cdot 1,06 = 327,54 \mu F \quad (6.4)$$

Stavljajući niz kondenzatora u paralelu umjesto jednog većeg kondenzatora dolazi do smanjenja ukupnog ESR te se na taj način smanjuju gubitci. Još jedna prednost korištenja više kondenzatora u paraleli je što je moguće postaviti kondenzatore na više načina u izmjenjivaču.

Tip kondenzatora prikladan za ovakvu primjenu je kondenzator KEM_F3129_C4AK-3316944. Moguće je upotrijebiti 11 kondenzatora kapaciteta $C = 30 \mu F$. Ukupan kapacitet tada iznosi $C = 330 \mu F$. Ukupni ESR 11 kondenzatora spojenih u paralelu je tada:

$$ESR = 1,2 \cdot \frac{R}{11} = 1,2 \cdot \frac{3,6}{11} = 0,393 m\Omega \quad (6.5)$$

Ukupni ESR uvećan je za 20% kako bi se dodali gubitci u interkonekciji. R je dobiven iz datasheeta kondenzatora (KEM) i iznosi $R = 3,6 m\Omega$.

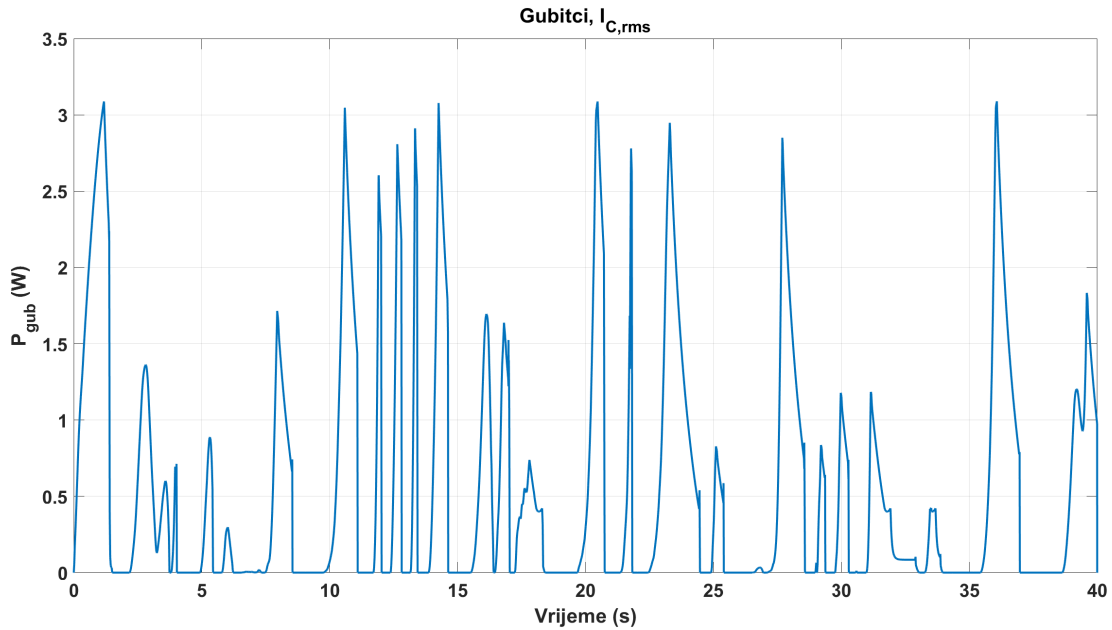
Ukupni gubitci za efektivnu vrijednost struje za najgori slučaj tada iznose:

$$P_{gub} = I_{C,rms}^2 \cdot ESR = 88,69^2 \cdot 0,393 \cdot 10^{-3} = 3,09 W \quad (6.6)$$

Za vršnu vrijednost struje gubitci iznose:

$$P_{gub,Peak} = (\sqrt{2}I_{C,rms})^2 \cdot ESR = 125,43^2 \cdot 0,393 \cdot 10^{-3} = 6,18 W \quad (6.7)$$

Slika 6.5 prikazuje gubitke u ovisnosti o vremenu za efektivnu struju $I_{C,rms}$.



Slika 6.5: Gubici kondenzatora za efektivnu vrijednost struje kondenzatora $I_{C,rms}$

Nazivni napon kondenzatora iznosi $U_n = 700$ V. Nazivna struja kondenzatora iz datasheeta iznosi $I_{C,n} = 20,7$ A te je time zadovoljeno strujno opterećenje od $I_{C,rms} = 88,69$ A. U slučaju kada bi se koristio drugačiji broj kondenzatora, na primjer 8 kondenzatora od kapaciteta $C = 45 \mu F$ gubici bi iznosili:

$$ESR = 1,2 \cdot \frac{R}{8} = 1,2 \cdot \frac{4,8}{8} = 0,72 \text{ m}\Omega \quad (6.8)$$

gdje je R očitano iz datasheeta pri $U_n = 700$ V i vrijedi $R = 4,8 \text{ m}\Omega$.

$$P_{gub} = I_{C,rms}^2 \cdot ESR = 88,69^2 \cdot 0,72 \cdot 10^{-3} = 5,66 \text{ W} \quad (6.9)$$

$$P_{gub,Peak} = (\sqrt{2}I_{C,rms})^2 \cdot ESR = 125,43^2 \cdot 0,72 \cdot 10^{-3} = 11,33 \text{ W} \quad (6.10)$$

Vidi se kako gubici poprimaju manje iznosi pri većem broju kondenzatora spojenih u paralelu što se poklapa s očekivanjima zbog manjeg iznosa ukupnog ESR-a.

Kako bi se odredio okvirni životni vijek kondenzatora potrebno je izračunati temperaturu hot spota. Temperatura hot spota dana je formulom:

$$T_{HS} = T_{AMB} + \Delta T \quad (6.11)$$

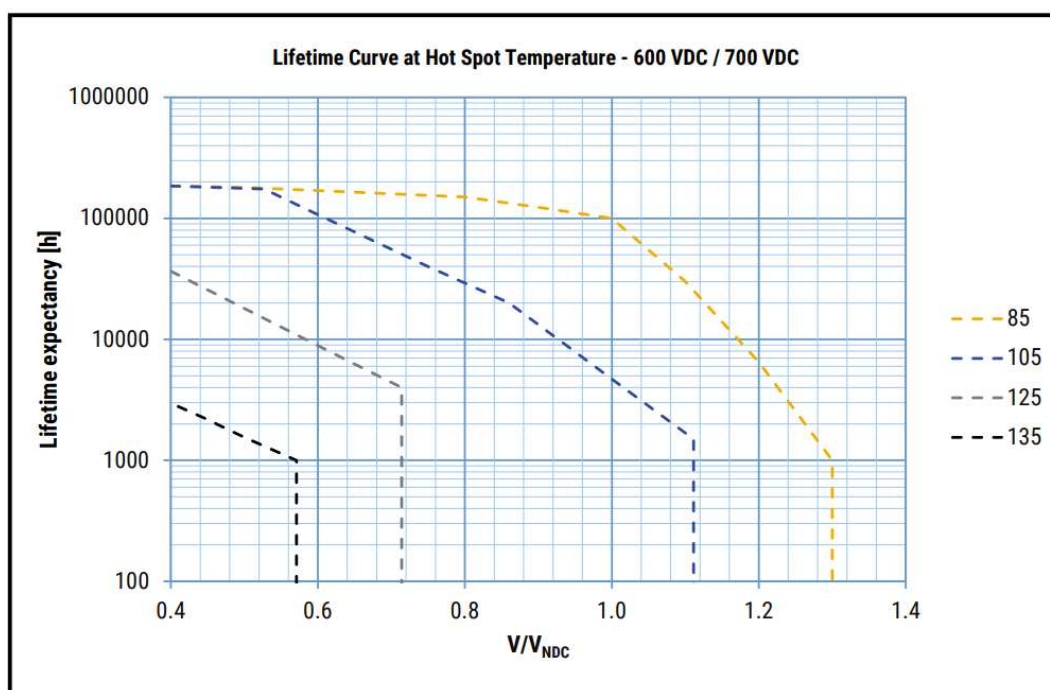
gdje vrijedi

$$\Delta T = ESR \cdot I_{C,rms}^2 \cdot R_{th} = 0,393 \cdot 10^{-3} \cdot 88,69^2 \cdot 15 = 46,37 \text{ }^\circ\text{C} \quad (6.12)$$

Gdje $R_{th} = 15 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$ očitano iz datasheeta i označava termalni otpor. Tada temperatura hotspota iznosi:

$$T_{HS} = T_{AMB} + \Delta T = 40 + 46,37 = 86,37 \text{ } ^{\circ}\text{C} \quad (6.13)$$

Uzimajući u obzir da T_{AMB} iznosi oko $40 \text{ } ^{\circ}\text{C}$. Na slici 6.6 prikazan je graf ovisnosti životnog vijeka kondenzatora o nazivnom naponu za različite vrijednosti temperature hotspota.



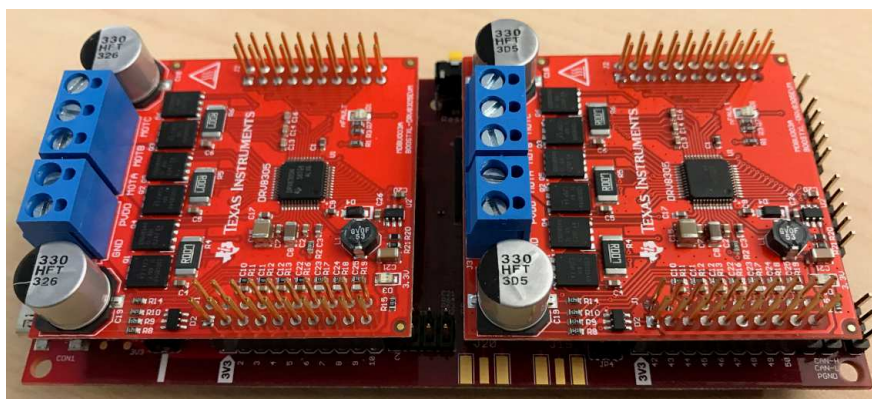
Slika 6.6: Ovisnost životnog vijeka kondenzatora o naponu DC međukruga (KEM)

Moguće je vidjeti da pri naponu DC međukruga od 600 V i omjeru $\frac{U_{DC}}{U_N} \approx 0,85$ životni vijek kondenzatora počinje slabo opadati pri temperaturi od $85 \text{ } ^{\circ}\text{C}$. Budući da temperatura izračunatog hotspota iznosi oko $86,37 \text{ } ^{\circ}\text{C}$ moguće je računati životni vijek kondenzatora u DC međukrugu oko 100000 h.

7. Mjerenja

Mjerenja su izvedena kako bi se usporedili rezultati dobiveni iz simulacija i podaci dobiveni pri stvarnim uvjetima. Mjerenja su napravljena na dva izmjenjivača spojena na zajednički dijeljeni kondenzator DC međukruga. Mjerenja su napravljena za RL i L trošilo.

Dvostruki izmjenjivač implementiran je pomoću *Texas Instruments* edukacijskog kita, slika 7.1. Kit se sastoji od dva trofazna izmjenjivačka modula (DRV8305) koja su utaknuta u upravljačku karticu temeljenu na TMS320F28379D procesoru. U procesoru je implementirana SVPWM modulacija s mogućnošću podešavanja frekvencije osnovnog harmonika, frekvencije sklapanja, faznog kuta među izlaznim naponima pojedinih izmjenjivača te pomaka signala nosioca. Parametri pretvarača i radnih točki dani su u tablici 7.1.



Slika 7.1: Razvojni kit korišten za provedbu pokusa

Mjerene su po dvije linijske struje na svakom izmjenjivaču te napon na kondenzatoru DC međukruga. Za provedbu mjerenja korišten je Dewesoft Sirius XHS akvizicijski sustav uparen s MICSIG CP2100A strujnim kliještima. Mjerenja su obrađena u Dewesoft X programskom alatu.

Kako su korištena dva DRV8305 modula s po dva kondenzatora od $330 \mu\text{F}$ ukupni kapacitet tada iznosi $C_{uk} = 1.32 \text{ mF}$. Mjerenja su napravljena za različite



Slika 7.2: Fotografija mjernog postava

Tablica 7.1: Vrijednosti korištene pri mjerenju

Otpor jedne faze trošila	R	11 Ω
Induktivitet jedne faze trošila	L	25 mH
Kondenzator	C	4x 330 μF
Napon DC međukruga	U_{DC}	31,5 V
Frekvencija izlazne struje	f_{iz}	25 Hz
Frekvencija sklapanja	f_s	2 kHz

iznose modulacijskog indeksa u intervalu [0,2 - 1,1] pri SVPWM modulaciji. Kako bi se pokazao utjecaj kuta pomaka nosioca modulacije mjerenja su ponovljena za tri različita kuta u iznosu od 0 °el, 90 °el i 180 °el. Valovitost ulaznog napona odnosno napona DC međukruga U_{ripple} ovisi o iznosu i frekvenciji izlazne struje f_{iz} , te kapacitetu kondenzatora DC međukruga C na način:

$$U_{ripple} \approx \frac{I}{f \cdot C} \quad (7.1)$$

gdje I predstavlja srednju vrijednost izmjerenih struja izlaza, U_{ripple} peak-to-peak vrijednost izmjerenog napona DC međukruga.

Iz proporcionalnosti 7.1 moguće je dalje pisati:

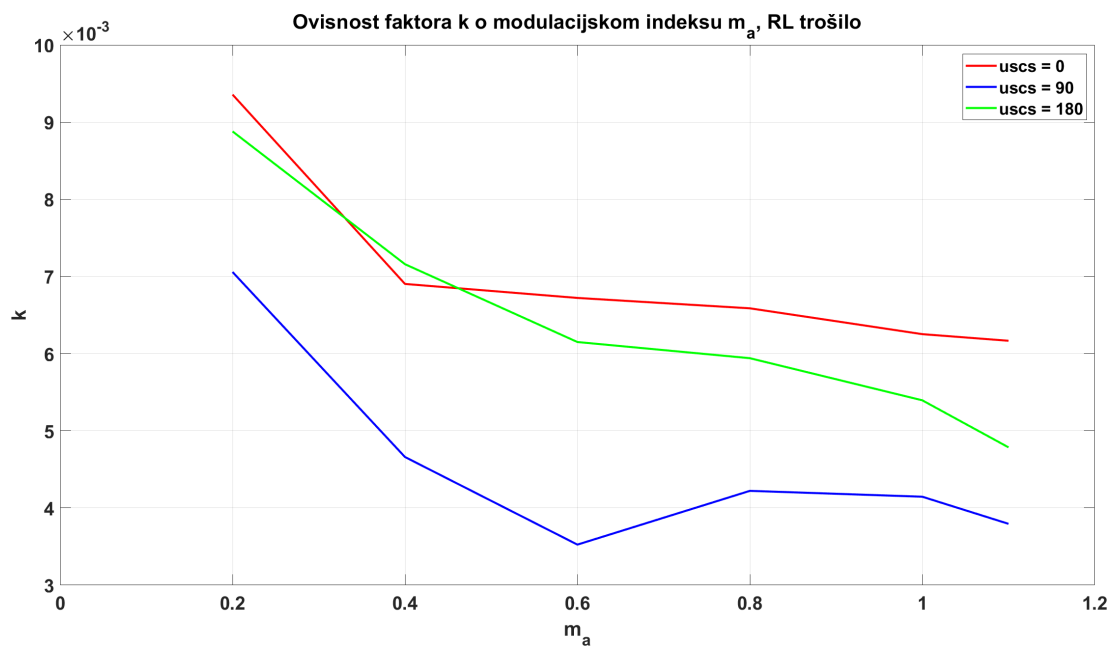
$$U_{ripple} = \frac{k \cdot I}{f \cdot C} \quad (7.2)$$

gdje k predstavlja faktor koji opisuje odnos između struje izlaza I i valovitosti napona U_{ripple} .

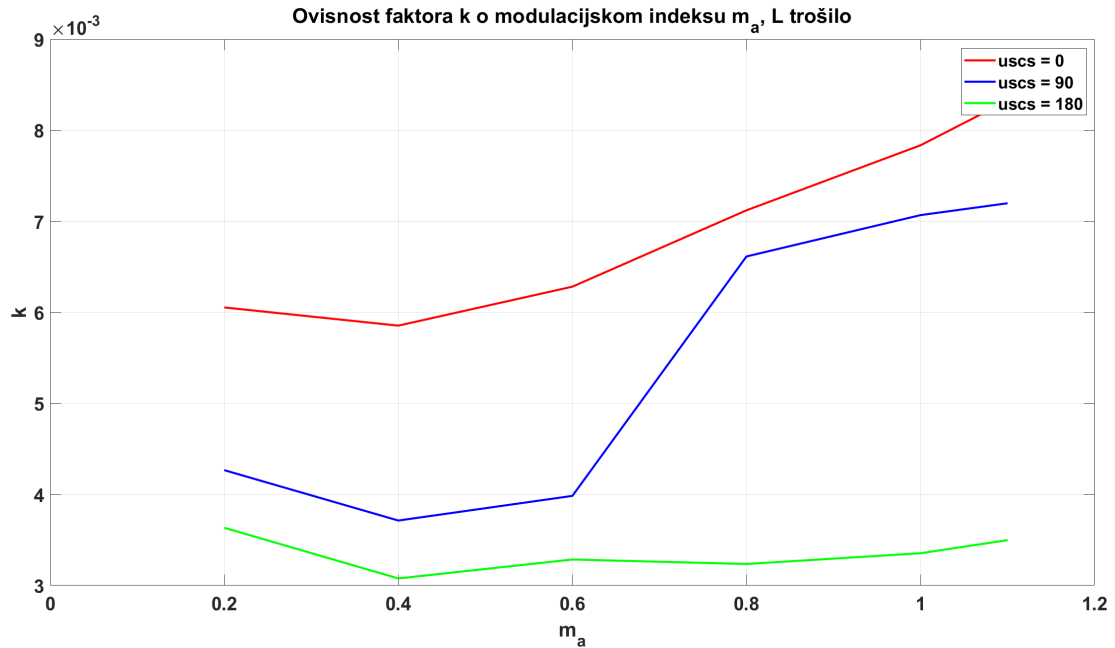
Kako bi se pokazala ovisnost valovitosti napona U_{ripple} i struje izlaza I u bezdimenzionalnom prostoru moguće je pisati:

$$k_{Vripple} = \frac{U_{ripple} \cdot f_{iz} \cdot C_{uk}}{I_{avg}} \quad (7.3)$$

Vrijednosti mjerene putem mjernih uređaja su efektivna vrijednost izlaza struje faze A ($I_{A1,rms}$, $I_{A2,rms}$) i faze B ($I_{B1,rms}$, $I_{B2,rms}$) za gornji i donji izmjenjivač, te napon DC međukruga (U_{DC}) odnosno valovitost napona DC međukruga (U_{ripple}). Pomoću dobivenih vrijednosti izračunat je $k_{Vripple}$ za svaku vrijednost modulacijskog indeksa m_a te je napravljen graf ovisnosti varijable $k_{Vripple}$ o modulacijskom indeksu m_a za različite vrijednosti kuteva pomaka nosioca modulacije. Slike 7.3 i 7.4 prikazuju dobivene grafove za RL odnosno L trošilo.



Slika 7.3: Ovisnost faktora $k_{Vripple}$ o modulacijskom indeksu m_a za RL trošilo

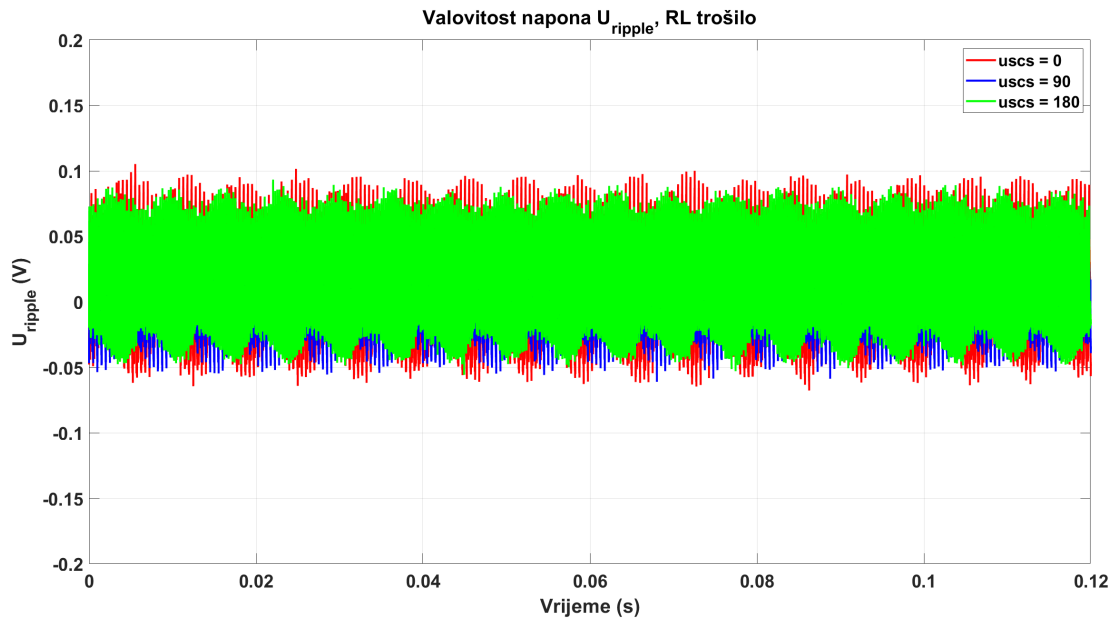


Slika 7.4: Ovisnost faktora k_{ripple} o modulacijskom indeksu m_a za L trošilo

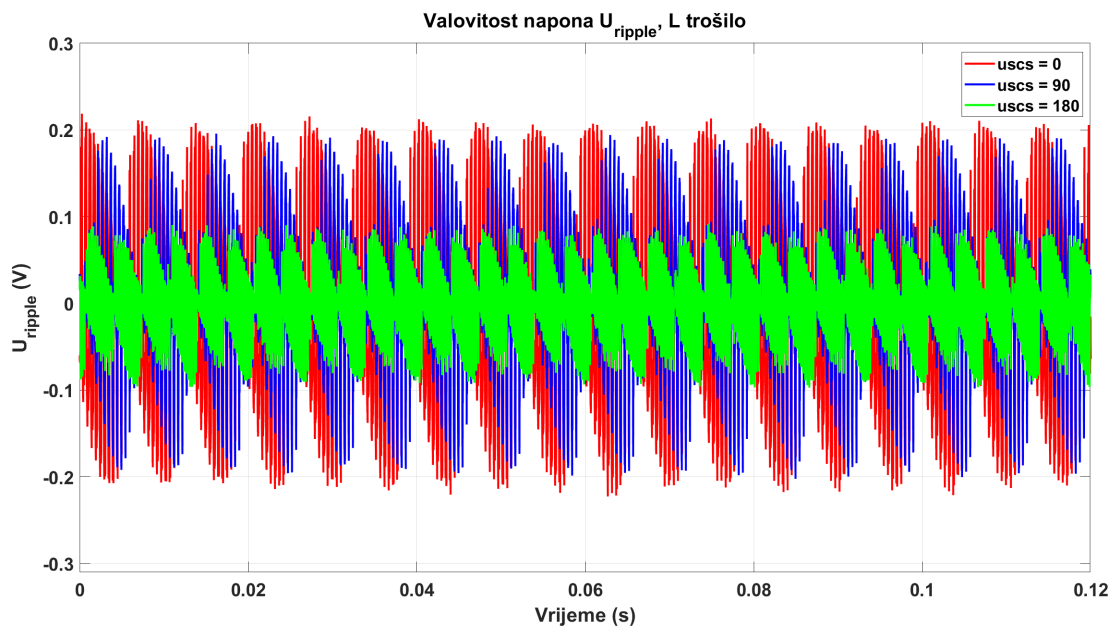
Sa slike 7.3 moguće je vidjeti kako faktor k_{ripple} poprima najmanje vrijednosti za vrijednost kuta pomaka nosioca modulacije od 90° el. Struje poprimaju jednake vrijednosti za određeni modulacijski indeks m_a pri različitim vrijednostima kuta pomaka nosioca modulacije. Moguće je zaključiti da valovitost napona U_{ripple} poprima najmanje vrijednosti za taj određeni slučaj kada kut pomaka nosioca modulacije iznosi 90° el. Dobiveni rezultati se poklapaju s onim dobivenim iz simulacija.

Slika 7.4 prikazuje kako je faktor k_{ripple} najmanji za slučaj kuta pomaka nosioca modulacije 180° el kod L trošila te ostaje poprilično nepromijenjen u ovisnosti o modulacijskom indeksu m_a .

U nastavku su dane slike koje prikazuju valovitost napona U_{ripple} u vremenu za RL odnosno L trošilo pri različitim kutevima pomaka nosioca modulacije pri modulacijskom indeksu $m_a = 1$.



Slika 7.5: Valovitost napona za RL trošilo, $m_a = 1$



Slika 7.6: Valovitost napona za L trošilo, $m_a = 1$

Sa slika je moguće vidjeti kako valovitost napona za RL trošilo poprima najmanje vrijednosti pri kutu pomaka nosioca modulacije od 90° el dok valovitost napona poprima najmanje vrijednosti za kut 180° el kod L trošila. Rezultati se poklapaju s zaključcima donesenim iz ovisnosti faktora $k_{V_{ripple}}$ o modulacijskom indeksu m_a te rezultatima dobivenim iz simulacija.

8. Zaključak

Sve većim naporima u industriji da se ostvari prelazak s fosilnih goriva na obnovljive izvore energije javlja se potreba za stalnim razvojem u području energetske elektronike. Velik izazov predstavljaju ukupni gubitci u električnim vozilima te način povećanja ukupne efikasnosti kako bi se postigle željene performanse. Iz tog razloga u ovom radu su prikazane prednosti korištenja dva izmjenjivača na dijeljenom kondenzatoru istosmjernog međukruga za višemotorna vozila. Objašnjena je uloga izmjenjivača u električnim vozilima te su dane klasične konfiguracije pogona kao što su e-diferencijal, 4x4 pogon te hub motori. Dvorazinski trofazni izmjenjivač je definiran kao najčešće korištena topologija. Pokazane su osnove principa rada SVPWM modulacije odnosno DPWM modulacije te njihove prednosti i mane. Dana je usporedba film i elektrolitskih kondenzatora te su prikazane prednosti film kondenzatora u odnosu na elektrolitske za primjenu u DC međukrugu. Opisan je način izračuna struje kondenzatora putem analitičke metode za jedan izmjenjivač te su uspoređeni rezultati s onima dobivenim iz simulacije. Prednost analitičke metode je smanjeno vrijeme izvođenja u odnosu na simulacijsku metodu, međutim ograničena je na jednostavnije vrste modulacije. Simulacijski model i analitička metoda verificirana je usporedbom dobivenih rezultata. Napravljena je simulacija s dva izmjenjivača na dijeljenom kondenzatoru istosmjernog međukruga te su dane prednosti takve izvedbe. Prikazan je utjecaj kuta pomaka nosioca modulacije na strujno opterećenje kondenzatora i valovitost napona U_{ripple} na kondenzatoru DC međukruga. Dobiveni rezultati iz simulacija najpovoljniji su za kut pomaka nosioca modulacije od $\varphi = 90^\circ$ el za široko područje rada. Kako bi se odabrao kondenzator prikladan za potrebu ovog rada dobivena su mjerenja vožnje vozila iz kojih su izvučeni potrebni podaci. Odabran je kondenzator koji zadovoljava uvjete dane LV123 standardom koji se koristi za odabir kondenzatora u automobilskoj industriji. Izabrano je više kondenzatora manjeg kapaciteta spojenih u paralelu kako bi se smanjili gubitci smanjenjem ekvivalentnog serijskog otpora te je prikazana usporedba gubitaka za slučaj kada je korišteno manje kondenzatora

većeg kapaciteta. Za kraj su napravljena mjerenja koja su potvrdila očekivanja dobivena simulacijom. U daljnjem istraživanju trebalo bi se fokusirati na izradu analitičkog modela naprežanja za dijeljeni međukrug te poboljšanje toplinskog modela kondenzatora.

LITERATURA

- 4x4. *Dual-motor, four-wheel-drive layout*, 2022. URL https://en.wikipedia.org/wiki/Dual-motor,_four-wheel-drive_layout. (16.1.2024.).
- AFDC. *How Do All-Electric Cars Work?* URL <https://afdc.energy.gov/vehicles/how-do-all-electric-cars-work>. (16.1.2024.).
- avl. *STANDARDS*. URL <https://avl-set.com/en/testing-power-electronics/standards/>. (23.1.2024.).
- BM. *Aluminum Electrolytic Capacitor VS Film Capacitor*, 2022. URL <https://www.bm-cap.com/index.php/2022/09/13/aluminum-electrolytic-capacitor-vs-film-capacitor/>. (20.12.2023).
- Bosch. *eAxle*, 2023. URL <https://www.bosch-mobility.com/en/solutions/electric-motors/eaxle/>. (17.1.2024.).
- F. Duvigneau, S. Perekopskiy, R. Kasper, i Gabbert U. Acoustic optimization of an electric wheel hub motor. 2017.
- E-dif. *Electronic differential*, 2023. URL https://en.wikipedia.org/wiki/Electronic_differential. (16.1.2024.).
- EEA. *New registrations of electric vehicles in Europe*, 2023. URL <https://www.eea.europa.eu/en/analysis/indicators/new-registrations-of-electric-vehicles>. (16.1.2024.).
- EEP. *Autonomni izmjenjivači - odabrane teme*, 2023. (29.1.2024.).
- Paul Fosse. Driving the tesla model 3 on slippery roads — why it rocks! 2019.
- Luke Gear. Tesla's innovative power electronics: The silicon carbide inverter. 2021.

- Daniel W. Hart. *Power Electronics*. McGraw Hill, 2010.
- heyne. *Aluminum Electrolytic Capacitors vs. Film Capacitors*, 2023. URL <https://www.heyne.com/products/aluminum-electrolytic-capacitors-vs-film-capacitors/>. (20.12.2023).
- KEM. *C4AK, Radial, 2 or 4 Leads, 450 – 1,000 VDC, for DC Link (Automotive Grade) - 125° C with Long Life and High Voltage*, 2023. URL https://www.mouser.com/datasheet/2/447/KEM_F3129_C4AK-3316944.pdf. (28.1.2024).
- Kyin L. Z. Khaing T. Z. Control analysis of stand-alone wind power supply system with three phase pwm voltage source inverter and boost converter. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, 2015.
- Round S.D. Kolar J.W. Analytical calculation of the rms current stress on the dc-link capacitor of voltage-pwm converter systems. *IEE Proc- Electr. Power Appl.*, Vol. 153, 2006.
- Katsura S. Kurumutani H. Gan-hemt-based three level t-type npc inverter using reverse-conducting mode in rectifying. *International Symposium on Industrial Electronics*, 2017.
- niechcial2017. *LV 123 UNDERSTAND TEST REQUIREMENTS AND IMPLEMENT THEM EFFORTLESSLY. ELECTRICAL NORMATIVE BASICS AND PRACTICAL CHALLENGES FOR VEHICLE COMPONENTS AND SYSTEMS*, 2017. URL https://www.volta.it/wp-content/uploads/2017/11/07-FN_LV-123_E_2017-06-06-Frank-Niechcial.pdf. (23.1.2024.).
- M. C. Ozkiloglu, H. Obdan, i H. Sarul. Comparison of modulation techniques of a grid side converter in a wind energy conversion system. 2016.
- A. Poorfakhraei, M. Narimani, i Emadi A. A review of multilevel inverter topologies in electric vehicles: Current status and future trends. *IEEE Open Journal of Power Electronics*, 2021.
- David Smith. *What is a Hub Motor: An Overview*, 2023. URL <https://ecomotioncentral.com/what-is-a-hub-motor/>. (16.1.2023).
- Yngve Solbakken. *SPACE VECTOR PWM INTRO*, 2017. URL <https://www.switchcraft.org/learning/2017/3/15/space-vector-pwm-intro>. (19.1.2024.).

sustainable. *Sustainable Transportation and Fuels*. URL <https://www.energy.gov/eere/sustainable-transportation-and-fuels>. (14.1.2024).

Jason Sylvestre. *Inverter DC Link Capacitor Selection*. Specter Engineering, 2019. URL <https://www.specterengineering.com/blog/2019/9/7/dc-link-capacitor-selection-for-your-inverter>. (18.11.2023).

Metoda odabira kondenzatora dijeljenog istosmjernog međukruga energetskog pretvarača za višemotorna električna vozila

Sažetak

Automobilska industrija suočava se sa značajnim izazovom u prijelazu na električna vozila. Dok elektrifikacija globalno napreduje, i dalje postoje brojne nesigurnosti koje zahtijevaju daljnja istraživanja. Trenutačno većina električnih vozila koristi jedan električni motor kojeg pokreće jedan izmjenjivač. Ovaj rad istražuje prednosti korištenja dvostrukog izmjenjivača s dijeljenim kondenzatorom istosmjernog međukruga koji napaja više električnih motora. Takva konfiguracija nudi prednosti poput smanjene mase i volumena sustava. Provedene su simulacije strujno-naponskog naprezanja dijeljenog kondenzatora za različite modulacijske algoritme. Na temelju simulacija odabran je kondenzator koji će ispuniti zadane zahtjeve. Napravljena su eksperimentalna mjerenja kojima su potvrđeni ishodi simulacije i pokazan odnos između modulacijskih algoritama i valovitosti napona DC međukruga.

Ključne riječi: Električno vozilo, izmjenjivač, istosmjerni međukrug, kondenzator, strujno opterećenje, valovitost napona, modulacijski algoritmi.

Method for selecting capacitor of shared DC-link of power converter for multi-motor electric vehicles

Abstract

The automotive industry faces a significant challenge in transitioning to electric vehicles (EVs). While electrification is progressing globally with ongoing advancements, numerous uncertainties persist, necessitating further exploration. Presently, most EVs employ a single electric motor driven by a single inverter. This paper explores the benefits of employing a shared capacitor DC link converter with a dual inverter and multiple electric motors. Such a configuration offers advantages such as reduced system mass and volume. Through simulation, various modulation algorithms were evaluated, ultimately selecting a capacitor to fulfill operational requirements. Experimental measurements were conducted to validate simulation outcomes and show the relationship between modulation algorithms and the voltage ripple of the DC intermediate circuit.

Keywords: Electric vehicle, converter, DC link, capacitor, current load, voltage ripple, modulation algorithms.