

Koncept primjene energetske elektroničke pretvarača u hibridnim automobilskim pogonima s pomoću didaktičke opreme

Tramošljanin, Davor

Master's thesis / Diplomski rad

2019

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

Permanent link / Trajna poveznica: <https://urn.nsk.hr/urn:nbn:hr:200:215920>

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

Download date / Datum preuzimanja: **2025-01-30**

Repository / Repozitorij:

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



**SVEUČILIŠTE JOSIPA JURJA STROSSMAYERA U OSIJEKU
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE, RAČUNARSTVA I
INFORMACIJSKIH TEHNOLOGIJA**

Sveučilišni studij

**KONCEPT PRIMJENE ENERGETSKIH
ELEKTRONIČKIH PRETVARAČA U
HIBRIDNIM AUTOMOBILSKIM
POGONIMA S POMOĆU DIDAKTIČKE
OREME**

Diplomski rad

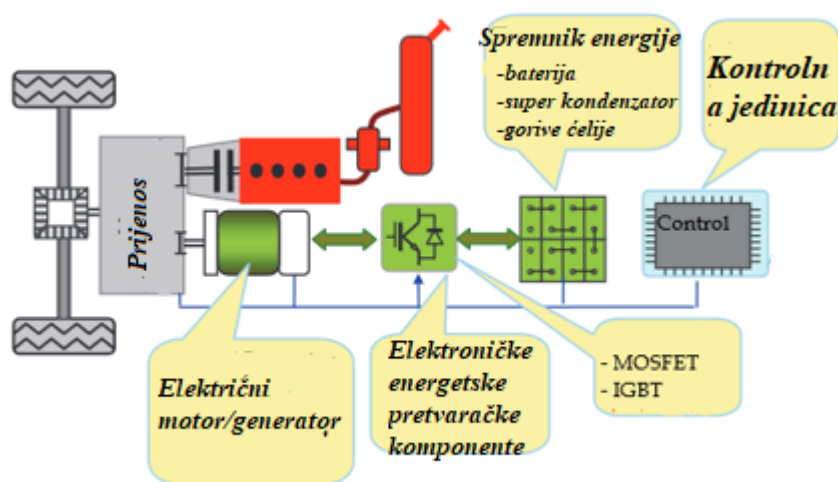
Davor Tramošljanin

Osijek, 2019.

1. UVOD.....	1
2. FREKVENCIJSKI PRETVARAČ.....	2
2.1. PWM tehnike.....	2
2.2. Osnovni pojmovi modulacije	4
3. DIDAKTIČKO-MULTIMEDIJALNA OPREMA.....	7
3.1. Sučelje s pripadajućim eksperimentalnim karticama	7
3.2. Ispravljач	12
3.3. Izmjenjivač	14
3.4. Motorna trošila	17
4. MJERENJE S DIDAKTIČKO MULTIMEDIJALNOM OPREMOM.....	21
4.1. Lucas Nuelle Starter; Trofazni izmjenivač s naponskim ulazom	21
4.2. Snimanje valnih oblika napona i struja trofaznog izmjenjivača	22
4.3. Mjerenje ukupne harmonijske distorzije	27
5. ZAKLJUČAK	37
LITERATURA.....	38
SAŽETAK	39
ABSTRACT.....	39
ŽIVOTOPIS	40

1. UVOD

U ovom radu bit će opisana problematika primjene električnih energetske pretvarača u hibridnim automobilima. Posljednjih godina sve više ljudi odabire kupnju hibridnog automobila zbog njegove višestruke namjene, odnosno korištenja različitih načina pogona vozila [1]. Razvoj automobila je čimbenik koji je odredio porast ljudskog stupnja razvoja. Automobilu je potreban izvor energije što veće energetske učinkovitosti. Stupanj zagađenja okoliša može se smanjiti korištenjem hibridnih i električnih vozila [1]. Hibridna vozila primaju dio energije iz baterija, a dio iz naftnih prerađevina. Blokovski prikaz sustava hibridnog vozila prikazuje slika 1.1 [1]. Sustavi prikazanog hibridnog vozila su: prijenos (eng. transmission), motor/generator, energetske elektroničke pretvarače (engl. topologies), spremnik energije (engl. energy storage), kontrolna jedinica (engl. control unit) [1].

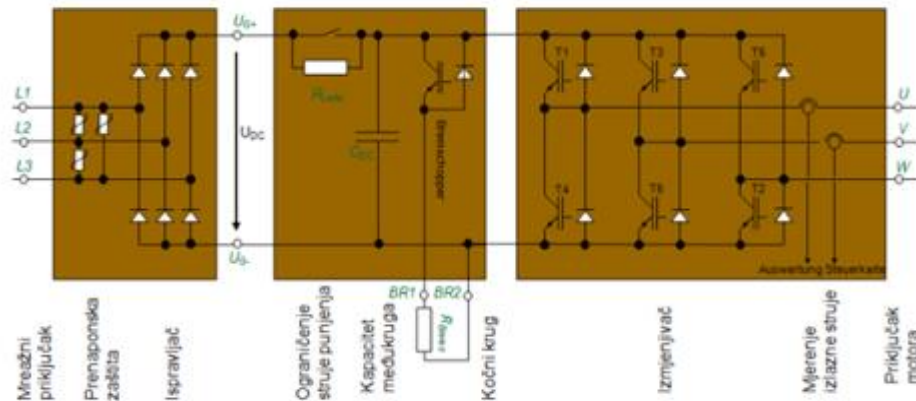


Slika 1.1. Prikaz blok sheme hibridnog vozila. Izvor: [1].

Opisati će se pretvaračke komponente elektroničkih energetske pretvarača koji se primjenjuju za pogon hibridnog vozila, te će se razmotriti proces pretvorbe, prednosti i nedostaci. Energetske elektroničke pretvarače se koriste za upravljanje motornim pogonima hibridnih vozila. Kontrola brzine vrši se promjenom frekvencije, uz prilagodbu napona pomoću pulsno širinske modulacije (engl. PWM). Promjena napona nije toliko učestala zbog same preciznosti upravljanja trofaznog asinkronog motora, stoga će u radu biti obrađeni svi podsustavi kontrole upravljanja motornim pogonima uz analizu smetnji i pojava u pogonskom sustavu koje nastaju zbog nelinearnih svojstva poluvodičkih komponenata energetske elektroničkih pretvarača [1].

2. FREKVENCIJSKI PRETVARAČ

Frekvencijski pretvarač je sustav (slika 2.1.) koji omogućuje upravljanje brzinom vrtnje trofaznog asinkronog motora pretvarajući napon i frekvenciju fiksne vrijednosti pojne mreže na ulazu, u napon i frekvenciju promjenjive vrijednosti na izlazu [2].



Slika 2.1. Prikaz strukture frekvencijskog pretvarača. Izvor: [2].

Proces pretvorbe odvija se tako da ispravljač pretvara izmjenični napon pojne mreže u istosmjerni napon. Istosmjerni međukrug stabilizira napon i predaje ga izmjenjivaču. Izmjenjivač generira napon promjenjive frekvencije izmjeničnom motoru. Kontrolna jedinica prima kontrolne signale i šalje upravljačke signale IGBT-ovima izmjenjivača. Kontrolna jedinica je mikroupravljački sustav koji, na temelju svojih algoritama, upravlja i definira pobudu za motor, kako bi se dobio željeni odziv.

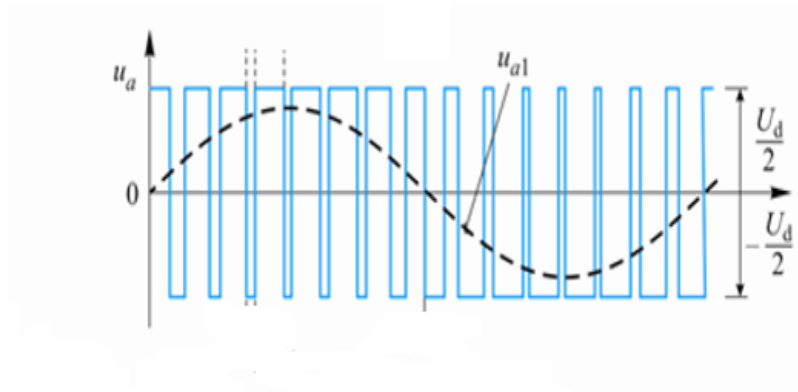
2.1 PWM tehnike

Pretvaračke komponente današnjih elektroničkih energetske pretvarača rade u takozvanom sklopnom načinu rada, da bi se postigla veća učinkovitost, tj. bolja iskoristivost. PWM je temeljna metoda upravljanja u suvremenim elektroničkim energetske pretvaračima [2]. Stoga tehnike PWM-a su

- vektorska modulacija postaje prevladavajućom tehnikom upravljanja elektroničkih energetske pretvarača, zbog razvoja mikroprocesora.
- hibridna PWM koja koristi sustav nultog slijeda (engl. zero sequence system)
- pulsno-širinska modulacija

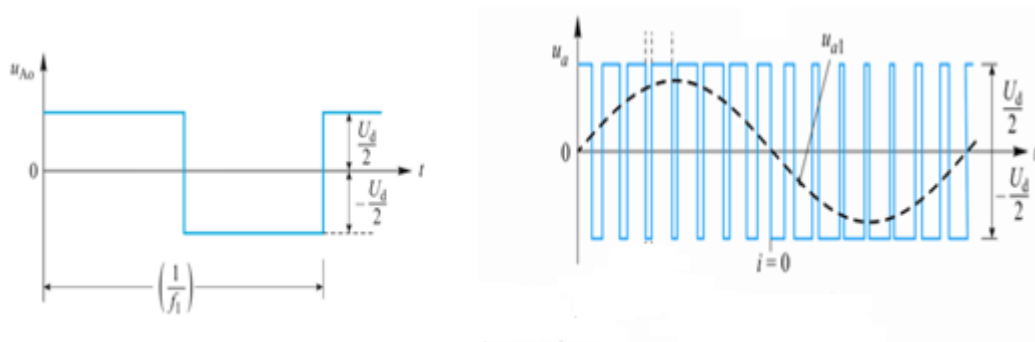
Najpoznatija metoda PWM-a utemeljena je na trokutastom signalu nosiocu (engl. carrier based) i sinusnom referentnom signalu. Ova se metoda koristi kao tehnika upravljanja trofaznog

asinkronog motora Lucas Nuelle didaktičko multimedijalne opreme [3]. PWM se zasniva na metodi premještanja harmonika (slika 2.6). Ovom metodom se smanjuje THDI tako što se harmonici premještaju na frekvencije koje su dovoljno visoke da ih mogu filtrirati induktivna trošila. koja se ponašaju kao filteri [3].



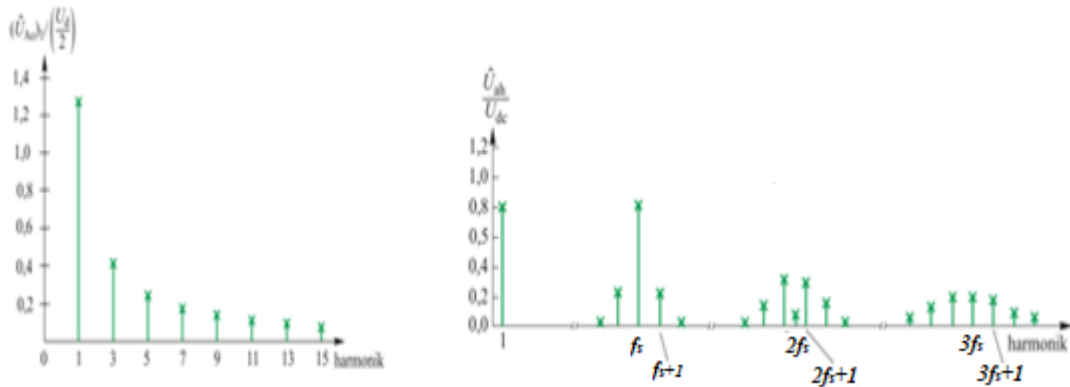
Slika 2.2. Prikaz napona i njegovog osnovnog harmonika pri PWM. Izvor: [3]

Izlazni napon izmjenjivača je pravokutnog oblika, a njegova se efektivna vrijednost regulira s vremenima T_{10N} , T_{20N} vođenja ventila prema slici 2.3. Harmonici napona PWM-a imaju dosta veći frekvenciju od harmonika napona pravokutne modulacije (slika 2.5).



Slika 2.3. Lijevo: valni oblik napona pravokutne modulacije, desno: valni oblik napona PWM. Izvor: [3]

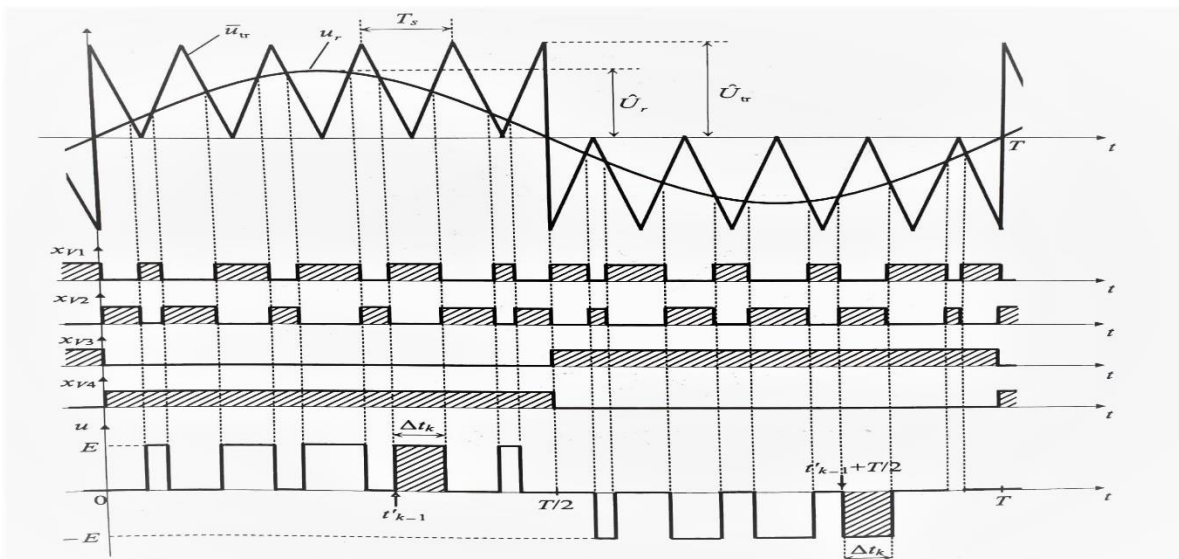
Za postizanje izlazne struje zadovoljavajuće harmonijske distorzije, THDI uz konstantan induktivnost trošila L , može biti manja korištenjem PWM, nego kod izmjenjivača s pravokutnim valnim oblikom izlaznog napona [3].



Slika 2.4. Frekvencijski sprektar harmonika kod pravokutne modulacije i PWM. Izvor [3].

Kod PWM-a dominantni harmonik nalazi se na sklopnoj frekvenciji f_s . Stoga se grupiranje harmonika događa oko višekratnika sklopne frekvencije, $nf_s = n \cdot f_s$. Kod sinusne PWM prikazane na slici (2.5.), načelo rada te raspored uključivanja i isključivanja pretvaračkih komponenata zasniva se na usporedbi visoko frekvencijskog trokutastog signala nositelja i sinusnog referentnog signala. Signal nositelj se još naziva i prijenosni signal, dok se referentni signal naziv još i modulacijski signal [3].

Kada dođe do presijecanja visokofrekvencijskog i referentnog signala, pretvaračka komponenta će primiti signal te promjeniti stanje.



Slika 2.5. Prikaz presijecanja upravljačkog i referentnog signala. Izvor:[4]

Karakteristične veličine, frekvencija i valni oblik referentnog signala određuju valni oblik i frekvenciju osnovnog harmonika izlaznog napona prikazanih na slici 2.2-2.5.

Vršna vrijednost osnovnog harmonika izlaznog izmjenjivača ovisi o dužini modulacije, te se računa prema izrazu:

$$\hat{U}(1) = m_a \frac{E}{2} \quad (2-1)$$

Gdje je s m_a označena dubina modulacije, a všna vrijednosti osnovnog harmonika izlaznog napona izmjenjivača ovisi direktno o dubini modulacije. Područje m_a od 0 do 1 naziva se linearnim područjem rada. Maksimalna vrijednost osnovnog harmonika izlaznog napona izmjenjivača iznosi $E/2$ [4].

2.2 Osnovni pojmovi modulacije

PWM je prikazana u prethodnom poglavlju sada će se pojasniti osnovni pojmovi. Prvi pojam je faktor modulacije.

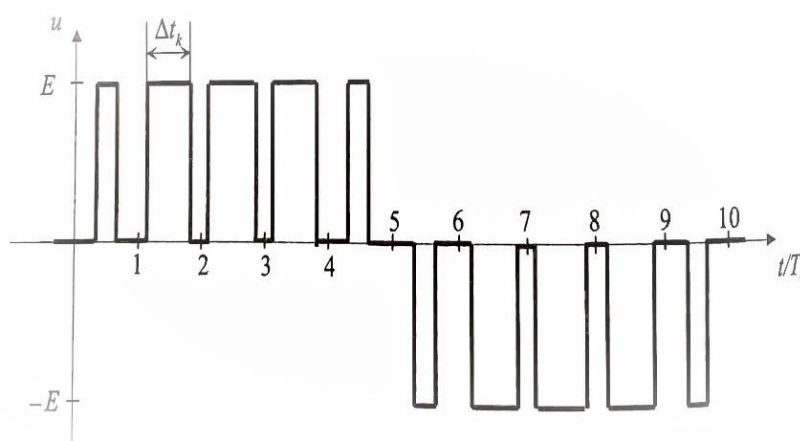
$$m_f = \frac{f_0}{f_s} = N \quad (2-2)$$

Gdje je f_0 izlazna frekvencija napona izmjenjivača, a f_s već spomenuta sklopna frekvencija. Drugi pojam je faktor modulacije m_a koji se nalazi u području

$$0 \leq m_a \leq 1 \quad (2-3)$$

U izlaznom naponu izmjenjivača javljaju se viši harmonici koji se grupiraju oko sklopne frekvencije i njenih višekratnika. Ovakav raspored harmonika vrijedi za linearno područje rada izmjenjivača

Ako se unutar jedne poluperiode rada $T/2$ nalaze svi naponski impulsi polariteta (slika 2.6), taj se način upravljanja naziva unipolarna PWM.

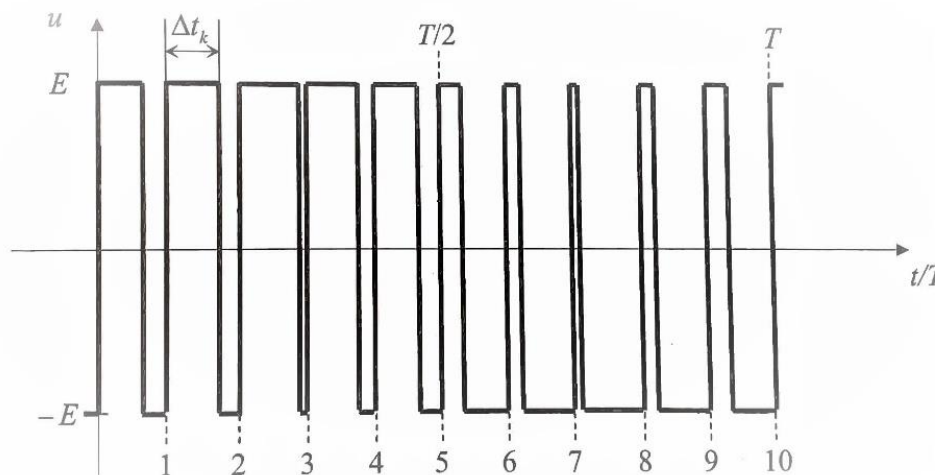


Slika 2.6. Unipolarna PWM. Izvor: [4]

Način upravljanja kojim se postiže dvorazinski valni oblik napona trošila naziva se dvorazinsko upravljanje ili bipolarna PWM, gdje je Δt_k vrijeme vođenja ventila prema slici 2.6.

Slika 2.8. prikazuje valni oblik napona trošila za $m_a = 0,8$ i $N = 10$. Naponski impulsi pozicionirani su simetrično unutar svake sklopne periode prema izrazu

$$\frac{\Delta t_k}{T_s} = m_a |\sin \omega t| \quad t_{k-1} \leq t \leq t_k \quad (2-4)$$



Slika 2.7. Bipolarna PWM. Izvor: [4]

Napon trošila, pri napajanju izmjenjivačem u jednofaznom mosnom spoju može biti trofazinski ili dvofazinski slika 2.6.-2.7. Zbog smanjenog sadržaja viših harmonika u naponu najčešće se upotrebljava unipolarna pulsno širinska modulacija [4].

Također postoje radne točke izmjenjivača ovisne o modulijskom faktoru, a to su:

- Sinkrona i asinkrona PWM

Ako se pretpostavi da je $m_f = \{1, 2, 3, 4, 5, \dots\}$, odnosno da je modulijski signal u fazi sa signalom nositeljem, tada se radi o sinkronoj PWM. Kod sinkrone PWM je prednost što nema harmonika niskih frekvencija.

Asinkrona PWM za posljedicu ima dodatne harmonike čija je frekvencija niži od frekvencije moduliranog sinusnog valnog oblika. Takve harmonike je teško filtrirati, te je jedino rješenje podići sklopnu frekvenciju f_s .

Iz navedenoga se zaključuje da je sinkrona PWM pogodan način moduliranja, ali vrlo često izlazna frekvencija mora biti varijabilna, što znači da bi trokutasti signal nosilac morao mijenjati trajanje periode proporcionalno sa modulijskom frekvencijom [4].

3. Didaktičko multimedijalna oprema

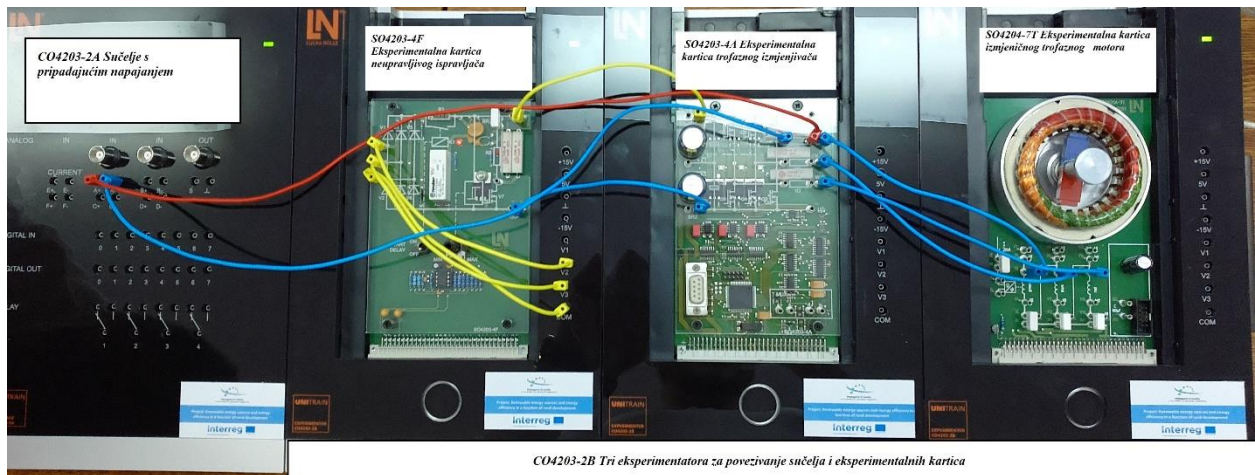
Didaktičko multimedijalna oprema Lucas Nuelle je multimedijalni sustav koji se koristi pri općem obrazovanju i usavršavanju u elektrotehnici. Oprema se sastoji od eksperimentalnih kartica te programske podrške. Da bi cijeli sustav funkcionirao, potrebno je računalo te izvor električne energije. Računalni program koji dolazi uz navedenu opremu je Lucas Nuelle VI-starter. On sadrži sve potrebne virtualne mjerne instrumente i izvor napajanja za odrađivanje pokusa kojima će se predočiti rad i karakteristike trofaznih naponskih izmjenjivača [5].

3.1 Sučelje s pripadajućim eksperimentalnim karticama

Koriste se dvije eksperimentalne kartice s elektroničkim energetskim pretvaračem, te eksperimentalna kartica izmjeničnog trofaznog motora, (slika 3.1.).

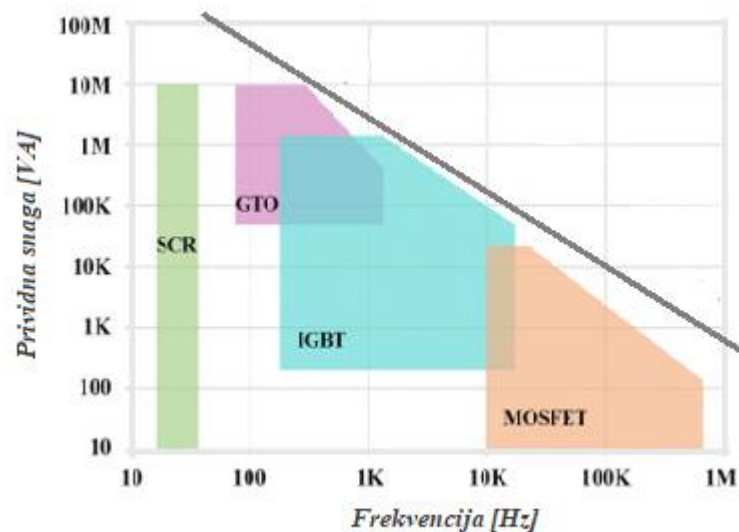
Potrebna mjerna oprema:

- CO4203-2A sučelje s pripadajućim napajanjem,
- CO4203-2B tri eksperimentatora za povezivanje sučelja i eksperimentalnih kartica,
- SO4203-4F eksperimentalna kartica neupravljivog ispravljača,
- SO4203-4A eksperimentalna kartica trofaznog izmjenjivača,
- SO4204-7T eksperimentalna kartica izmjeničnog trofaznog motora,
- CO4203-2J pribor za spajanje,
- DS4203-2A računalni program VI-Starter,
- Pojna izmjenična mreža 230V, 50Hz.



Slika 3.1 Prikaz spoja didaktičko-multimedijalne opreme Lucas Nuelle. Izvor: Izrada autora.

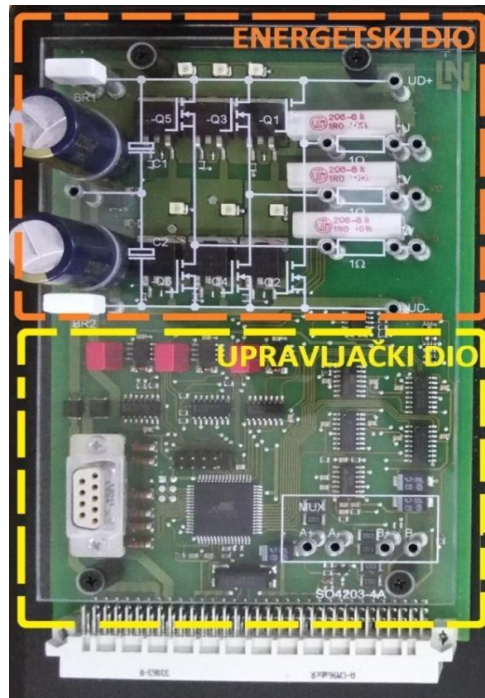
Na eksperimentalnoj kartici SO4203-4A (slika 3.3.) vidljiv je energetska dio koji se sastoji od šest N-kanalnih MOSFET-a (engl. Metal-Oxide, Semiconductor-Field-Effect, Transistor) obogaćenog tip, poznatiji kao samo komutirajući pretvarač. Ovaj sklop može raditi kao istosmjerni pretvarač napona, te kao izmjenjivač, što ovisi o načinu upravljanja MOSFET-ima.



Slika 3.2. Ovisnost prijenosa snage o sklopnoj frekvencijikomponente. Izvor: [6]

Ono što karakterizira MOSFET, je primjena u visokofrekventnom području s manji snagama (maksimalno do 10 kVA). IGBT tranzistore karakterizira manja sklopna brzina nego MOSFET, ali ima veću snagu prijenosa te bolje vođenje. Isklopivi tiristori ili GTO tiristori imaju niske gubitke vođenja, frekvencija sklapanja je u području od 0,1-1 kHz. Može voditi struju u jednom smjeru, a držati napon blokiranja oba polariteta, te se isklapa pomoću negativnog impulsa struje upravljačke elektrode. SCR se također zasniva na tiristorskoj PNPN strukturi, Upravlja se

preko upravljačke elektrode. Kada SCR provede struju, nije više potrebno slati upravljači impuls na elektrodu, prestaje voditi kada struja dosegne vrijednost nule [6].



Slika 3.3. Eksperimentalna kartica SO4203-4A/Trofazni izmjenjivač. Izvor: Izrada autora

Kombinacijom ove eksperimentalne kartice sa sučeljem može se realizirati:

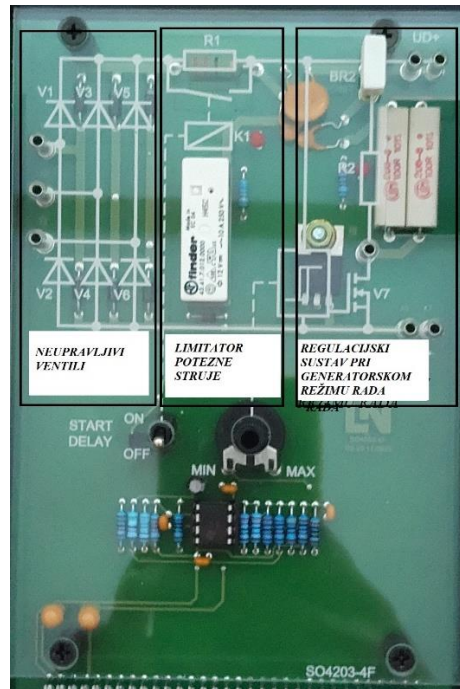
- jednokvadrantni istosmjerni pretvarač,
- dvokvadrantni istosmjerni pretvarač,
- četverokvadrantni istosmjerni pretvarač,
- jednofazni naponski izmjenjivač u polumosnom i mosnom spoj,
- trofazni naponski izmjenjivač u polumosnom i mosnom spoj,

Tehnički podaci eksperimentalne kartice:

- maksimalni napon 48 V,
- maksimalna izlazna struja 1A,
- sklopne frekvencije pri pulсно širinskoj modulaciji: 977 i 7810 Hz.

Eksperimentalna kartica SO4203-4F izvedena je kao neupravljivi trofazni ispravljač, te sadrži šest ispravljačkih dioda u mosnom spoju, limitatora potezne struje koji preko releja dodaje radni otpor

i reducira struju. Regulacijski sustav pri generatorskom režimu rada ograničava povratnu struju te višak disipira na otpornicima vidi na slici 3.4 [6].

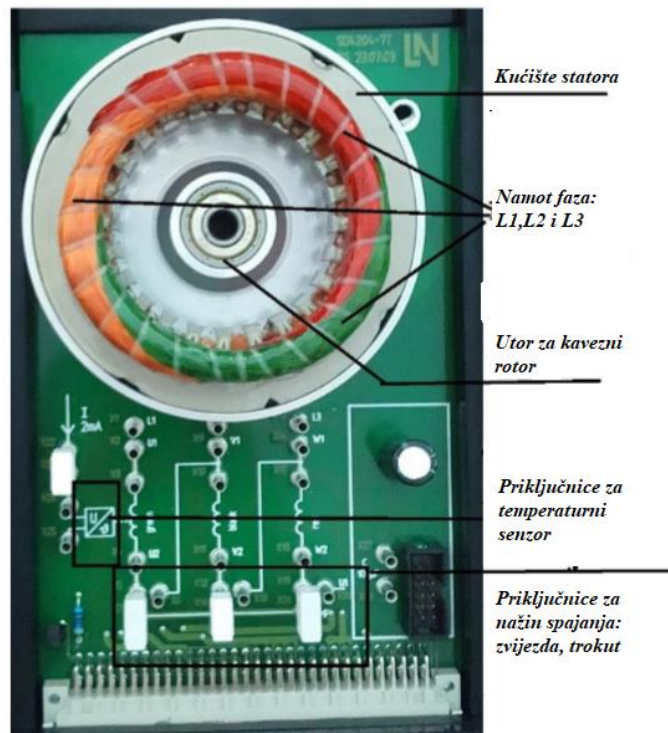


Slika 3.4. Eksperimentalna kartica SO4203-4F-trofazni ispravljač. Izvor: Izrada autora.

Tehnički podaci eksperimentalne kartice:

- izlazni napon 50V,
- izlazna struja 1A.

Eksperimentalna kartica SO4203-7 sastoji se od funkcionalnog trofaznog električnog motora, priključka termo-elementa pomoću kojeg se očitava vrijednost napona, a zatim se vrši proračun temperature pomoću razine napona očitane na termo-elementu priključka za dodavanje dodatnog kondenzatora vidi na slici 3.5. Na priključnicama motora omogućeno je spajanje zvijezda/trokut pomoću kratkospojnika i vodiča [6].



Slika 3.5. Eksperimentalna kartica SO4203-7. Izvor: Izrada autora

Tehnički podatci eksperimentalne kartice:

- dvonamotni stator,
- radni otpor namota 20Ω ,
- napon trokut/zvijezda $3 \times 22,68 \text{ V} / 37,8 \text{ V}$,
- struja trokut / zvijezda $0,73 \text{ A} / 0,42 \text{ A}$,
- $\cos \varphi$ 0.8,
- kapacitet $100 \mu\text{F}$.
- sinkrona brzina vrtnje 1500 okretaja u minuti.

Rotor trofaznog elektromotora dolazi u tri inačice:

- rotor s permanentnim magnetom, za eksperimentalno mjerenje i simulaciju sinkronog motora,
- rotor s jednofaznim namotom za eksperimentalno mjerenje i simulaciju napona praznog hoda te struje kratkog spoja,
- kavezni rotor za eksperimentalno mjerenje i simulaciju asinkronog stroja.

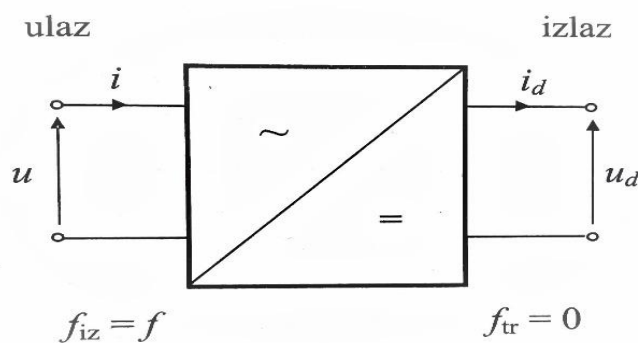


Slika 3.6. Lijevo - Rotor s permanentnim magnetom, sredina - rotor s jednofaznim namotom desno - kavezni rotor. Izvor: [6]

3.2 Ispravljač

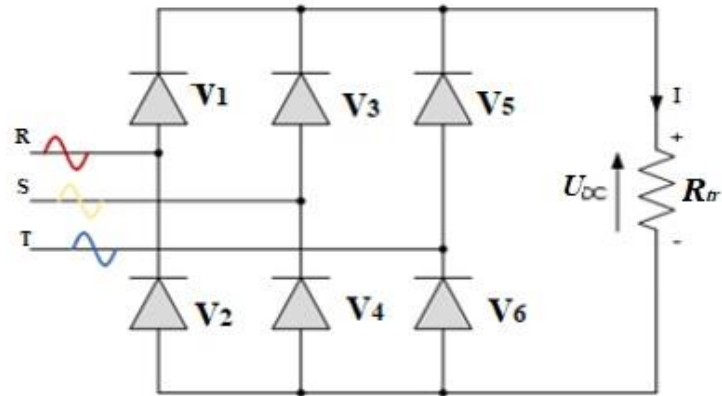
U današnje je vrijeme pojna mreža pretežito izmjeničnog karaktera. Udio istosmjernih mreža je zanemariv [4]. Za dobivanje napona istosmjernog karaktera iz izmjenične pojne mreže, bez mogućnosti upravljanja izlaznim veličinama primjenjuju se neupravljivi ventili.

Zbog toga se stalno povećava potreba za uređajima pomoću kojih će se povezati izmjenična pojna mreža frekvencije $f_{iz} = f \neq 0$ s istosmjernim trošilima, $f_{tr} = 0$. Ovi se uređaji zovu ispravljači, vidi na slici 3.7. [4].



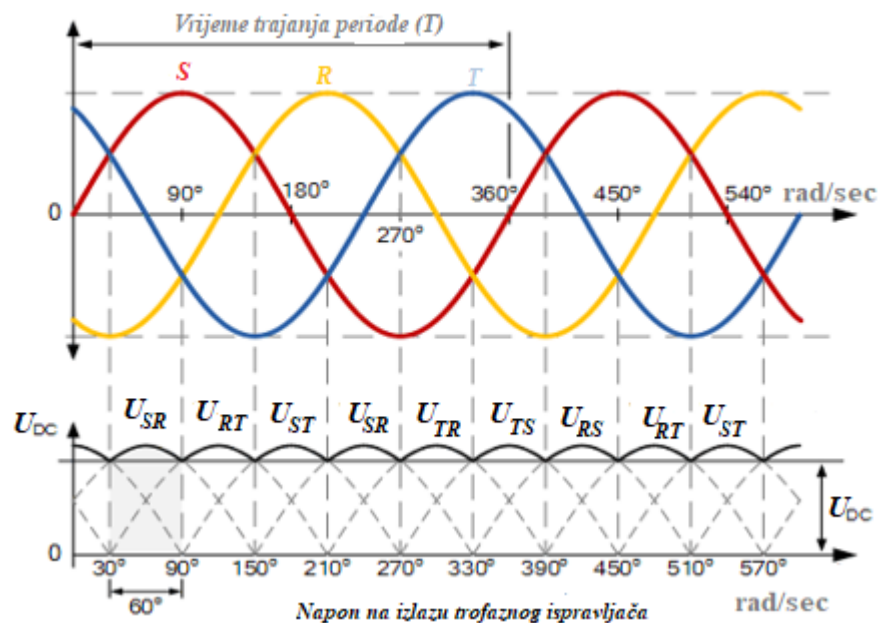
Slika 3.7. Simbol jednofaznog ispravljača i referentni smjerovi napona i struja na priključnicama. Izvor: [4].

Punovalni neupravljivi trofazni ispravljač sastoji se od šest ventila, vidi slika 3.8., dva ventila po fazi. Prednost punovalnog trofaznog ispravljača je ta što izlazni napon ima manju valovitost nego jednofazni, odnosno u jednoj poluperiodi ulaznog napona daje na izlazu tri “pulsa”.



Slika 3.8. Shematski prikaz neupravljivog trofaznog ispravljača. Izvor: [4]

Uz pretpostavku da je svaka faza V_A od 0° el. priključena na jedan par ventila kako je i prikazano na slici 3.8. Katodna grupa dioda (V_1, V_3, V_5) vodi za vrijeme kad su fazni naponi pozitivni, anodna grupa (V_2, V_4 i V_6) vodi kada su fazni naponi negativni. Ventili V_1, V_3, V_2 i V_4 tvore mosni spoj između faze R i S, dok su ventili V_3, V_5, V_4 i V_6 između faze S i T, a ventili V_5, V_1, V_6 i V_2 između faze R i T. Valni oblik napona trošila trofaznog neupravljivog ispravljača, kao i sustav trofaznih napona prikazan je na slici 3.9. [4].



Slika 3.9. Prikaz napona na trošilu trofaznog neupravljivog ispravljača. Izvor: [4]

Svaki ventil vodi po 60° el. u jednoj period. Srednja vrijednost napona U_{SR} , računa se prema izrazu:

$$U_{sr} = \frac{6\sqrt{3}}{2\pi} \hat{U}_{RS} \quad (3-1)$$

Dok je srednja vrijednost struje trofaznog neupravljivog ispravljača jednaka:

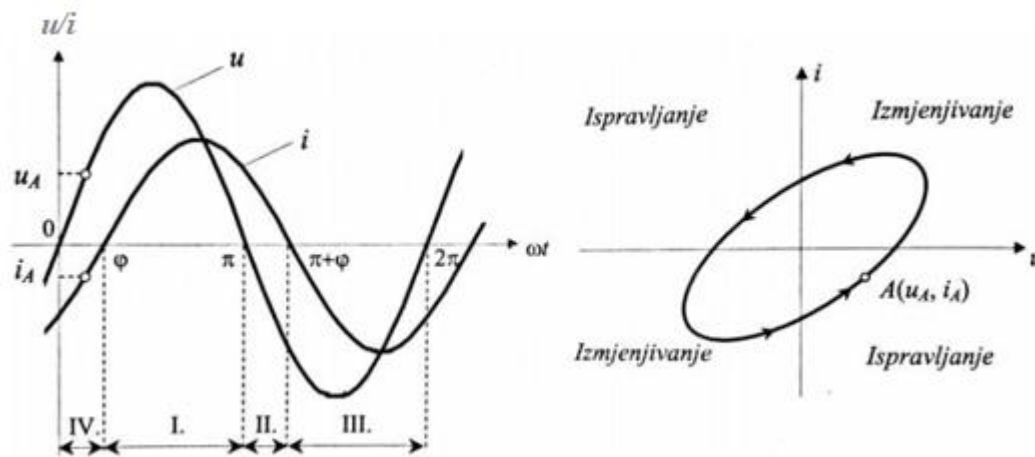
$$I = \frac{U_{sr}}{R_t} \quad (3-2)$$

Na kartici ispravljača eksperimentalne kartice SO4203-4F nalazi se opisani neupravljeni ispravljač u trofaznom mosnom spoju. Regulacija napona nije potrebna zbog izmjenjivača koji koristi PWM za regulaciju izlaznog napona.

3.3 Izmjenjivač

Izmjenjivači su u mogućnosti su prenijeti energiju u aktivno i pasivno izmjenično trošilo. To su vrste izmjenjivača kod kojih sklopna frekvencija nije uvjetovana frekvencijom priključene mreže, nego se generira unutar samoga izmjenjivača.

U daljnjoj analizi gubitci će se smatrati zanemarivima, odnosno smatrat će se da sklop ima faktor korisnosti 100%. Treba uočiti da izmjenjivač ima u jednom dijelu trenutnu snagu trošila pozitivnu, dok u drugom dijelu ima negativnu snagu. To upućuje na to da tok električne energije mijenja smjer od istosmjerne mreže prema trošilu i obrnuto, stoga autonomni izmjenjivač mora osigurati rad u sva 4 kvadranta $u-i$ ravnine kako je prikazano na slici 3.10 [4].



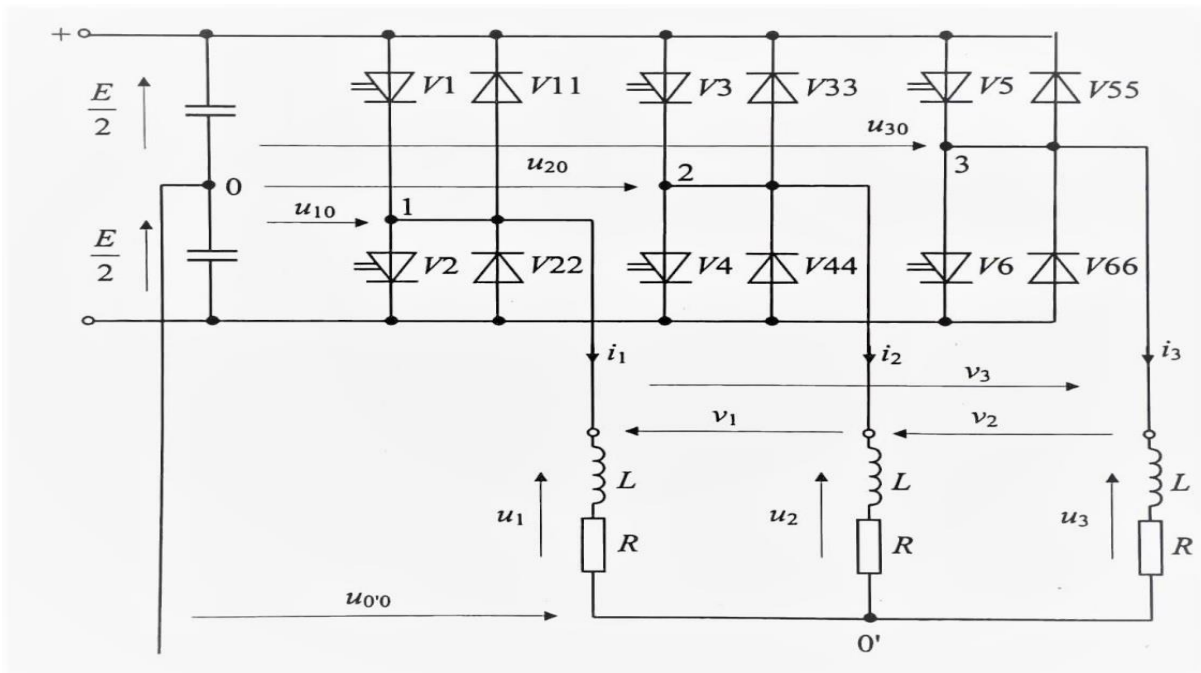
Slika 3.10 Prikaz režima rada autonomnog izmjenjivača. Izvor: [7]

Promjenom napona na istosmjernoj strani pojne mreže može se mijenjati efektivna vrijednost izlaznog napona.

Način izvedbe izmjenjivača, koji se koristi na eksperimentalnoj kartici SO4203-4A, je sa srednjom točkom istosmjernog naponskog izvora. Ovakvim je spojem smanjen broj pretvaračkih

komponenti, time je spoj pouzdaniji. Srednja točka izvedena je pomoću serijskog spoja dva kondenzatora koji čine naponsko djelilo [4].

Kada se izvodi napajanje za izmjenična trošila većih snaga, poput većih električnih strojeva, uvijek se koriste trofazni izmjenjivači. Za izvedbu ovakvih izmjenjivača često se koristi izmjenjivač koji ima topologiju 3 polumosna spoja vidi na slici 3.11. Postoje dva načina spajanja trošila. Spoj trokut se izvodi tako da kraj jedne faze spojimo na početak druge faze itd. te spoj zvijezda kod kojeg se zvjezdite priključuje na srednju točku naponskog djelila. Što se tiče načina upravljanja, upravljati se može PWM-om. [4].

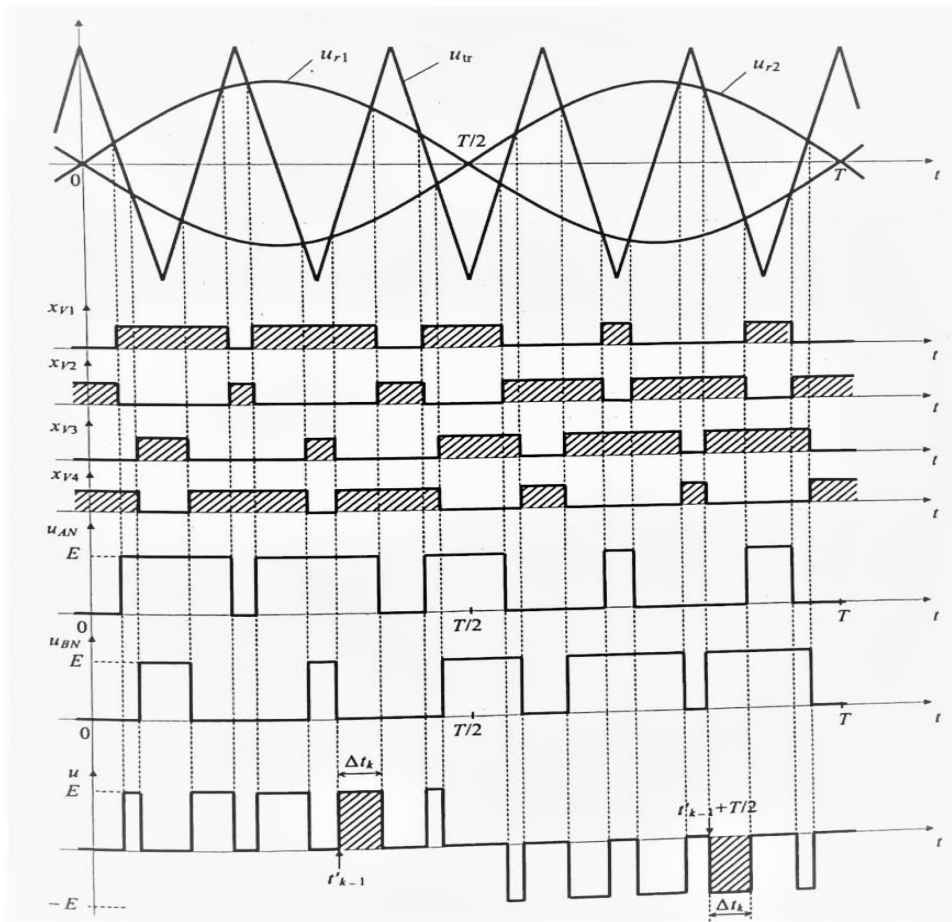


Slika 3.11 Shematski prikaz trofaznog izmjenjivača. Izvor: [4].

Za svaku fazu posebno se generira upravljački signal fazno pomaknut za 120° el., kako je prikazano na slici 3.12. Ukupna harmonijska distorzija međufaznih napona bit će manja od ukupne harmonijske distorzije faznih napona.

$$u_{10} = E \left(x_{v1} - \frac{1}{2} \right) \quad u_{20} = E \left(x_{v3} - \frac{1}{2} \right) \quad u_{30} = E \left(x_{v5} - \frac{1}{2} \right) \quad (3-3)$$

Trostruki višekratnici osnovnog harmonika koji postoje u faznim naponima, neće postojati u međufaznim naponima. Ti harmonici mogu se ukloniti tako da se odabere modulacijski omjer m_f kao neparni višekratnik od broja 3 [4].



Slika 3.12 Karakteristični valni oblici napona i upravljačkih signala. Izvor: [4]

Dobiveni su naponi na trošilu pravokutnog oblika, a ako se bolje pogleda, vidi se da je valni oblik neparna funkcija, što znači da se u harmonijskoj analizi dobijaju samo neparni harmonici. Kako ima tri napona na izlazu izmjenjivača, a svaki je pomaknut za 120° električno, može se napisati izraz za funkciju napona [4].

$$u_j = \frac{2E}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \left[\omega t - (j-1) \frac{2\pi}{3} \right]}{n}$$

$$j=2,3,4$$

$$n=2p-1$$

$$p=1,2,3, \dots \quad (3-4)$$

Efektivna vrijednost jednofaznog napona U je jednaka $E/2$, a za proračun osnovnog harmonika vrijedi:

$$U(1) = \frac{2E}{\sqrt{2}\pi} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} E \quad (3-5)$$

Ukupna harmonijska distorzija faznog napona dobiva se prema izrazu:

$$THD_u = \sqrt{\frac{U^2}{U(1)^2} - 1} = \quad (3-6)$$

Izraz za međufazni napon glasi:

$$V_j = \frac{4E}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\pi}{2} \cdot \sin n \frac{\pi}{3}}{n} \cdot \sin n \left[\omega t + \frac{\pi}{6} - (j-1) \frac{2\pi}{3} \right] \quad j=1,2,3... \quad (3-7)$$

Efektivna vrijednost međufaznog napona glasi:

$$V = E \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (3-8)$$

Vrijednost osnovnog harmonika računamo prema izrazu:

$$V(1) = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi} E = \frac{\sqrt{6}}{\pi} E \quad (3-9)$$

Te za ukupnu harmonijsku distorziju međufaznog napona vrijedi:

$$THD_V = \sqrt{\frac{V^2}{V(1)^2} - 1} = \sqrt{\frac{37,8^2}{17,85^2} - 1} = 1,86 \quad (3-10)$$

Trofazni izmjenjivači koriste se kod prilagodbe brzine vrtnje ili regulacije momenta u elektromotornim pogonima. Metoda koja je vrlo jednostavna, te se često primjenjuje je PWM, a također se vrlo često koristi i metoda vektorskog upravljanja kod koje se postižu nešto bolji sinusni oblici struja bez prisustva viših harmonika

3.4 Motorna trošila

- **Asinkroni motori s kaveznim rotorom**

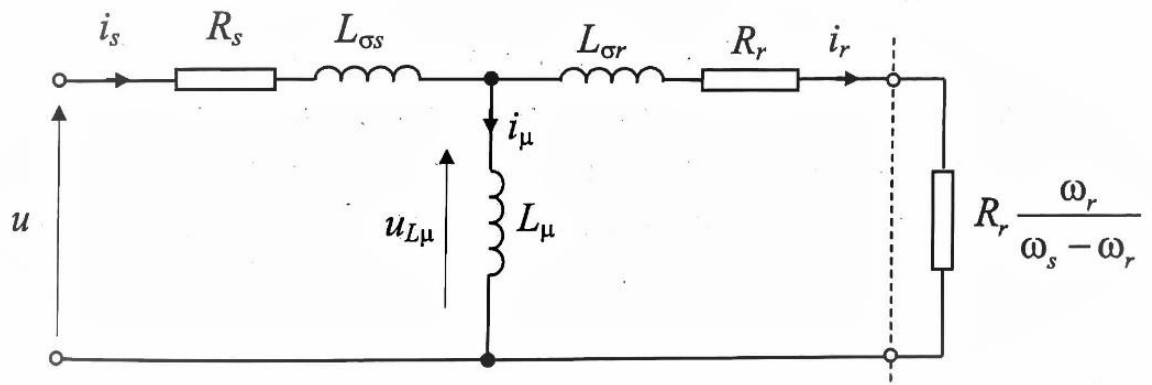
Asinkroni motor s kaveznim rotorom radi na principu trofaznog transformatora čiji je magnetski krug zračnim rasporedom odvojen u dva djela, jedan je statični, a drugi pokretni dio. U magnetskom djelu kruga (statoru), koji je cilindričnog oblika, smješten je trofazni namot koji napaja pojna mreža (trofaznog autonomnog izmjenjivača) kružne frekvencije ω . Prolaskom električne struje kroz namot statora postiže se okretno magnetsko polje koje se vrti brzinom $\omega_s = \frac{\omega}{p}$, gdje je p broj pari polova [4].

U rotoru trofaznog elektromotora smješten je drugi dio magnetskog kruga. Struja koja protječe kroz namot statora stvara pulsirajuće magnetsko polje pomakuto međusobno za 120° el.,

ta tri pulsirajuća polja čine okretno magnetsko polje. Kada okretno magnetsko polje presjeca namot rotora, zbog samoindukcije u namotu rotora se inducira napon koji je uzrok protjecanja struje kroz namot rotora. Struja rotora stvara pulsirajuće mag. te cijeli sustav pokušava postići ravnotežu, te se rotor giba za okretnim mag. poljem statora uz određeno klizanje s . Brzina vrtnje rotora ω_r razlikuje se od sinkrone brzine ω_s prema jednadžbi te se naziva klizanje

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (3-11)$$

Gledano s pozicije autonomnog izmjenjivača, asinkroni motor ponaša se kao simetrično trošilo s radno induktivnim karakterom. Prema tome, nadomjesna shema spoja po fazi prikazana je na slici 3.13 [4].



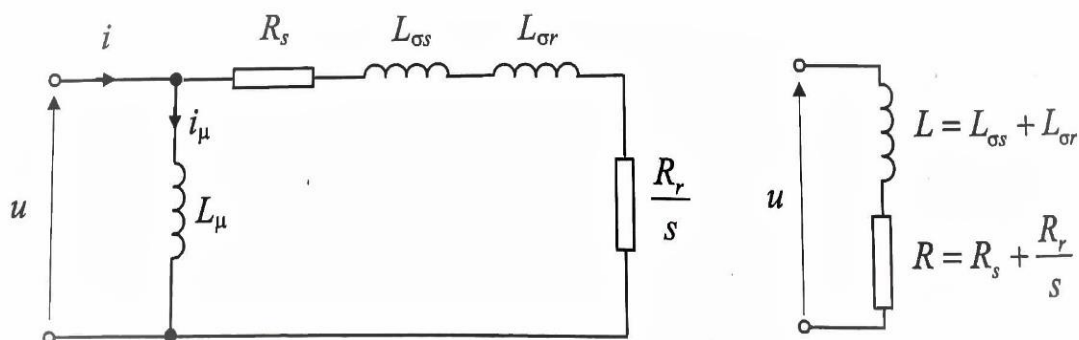
Slika 3.13 Nadomjesna shema spoja jedne faze asinkronog motora s kavezim rotorom. Izvor:[4]

Pri tome je R_s otpor, $L_{\sigma s}$ rasipni induktivitet a L_{μ} induktivitet magnetiziranja jedne faze statorskog namota [4]. Sve rotorske veličine svedene su na broj zavoja statorskog namota tako da R_r i $L_{\sigma r}$ predstavljaju reducirani otpor i reducirani rasipni induktivitet rotora po fazi. Zbog zračnog rasporeda elementi s nadomjesne sheme u prvom razmatranju smatraju se linearnim elementima.

Uzevši u obzir da je prema [4]:

$$R_r + R_r \frac{\omega_r}{\omega_s - \omega_r} = \frac{R_r}{s} \quad (3-12)$$

Nadomjesna shema spoja može se bez veće pogreške pojednostaviti, a ako se još zanemari L_{μ} tada shema izgleda kao na slici 3.14 [5].



Slika 3.14 Pojednostavljena nadomjesna shema spoja faze sinkronog motora. Izvor: [4]

Elektromehanička sila asinkronog motora predložena je u nadomjesnoj shemi spoja kao snaga koja se u svakoj fazi razvija na ekvivalentnom radnom otporu [4]:

$$R_{em} = R_r \frac{\omega_r}{\omega_s - \omega_r} \quad (3-13)$$

Kroz koji protječe struja rotora efektivne vrijednosti I_r , te je onda jednako

$$P_{em} = 3R_{em}I_r^2 = 3 \frac{\omega_r R_r}{\omega_s} I_r^2 \quad (3-14)$$

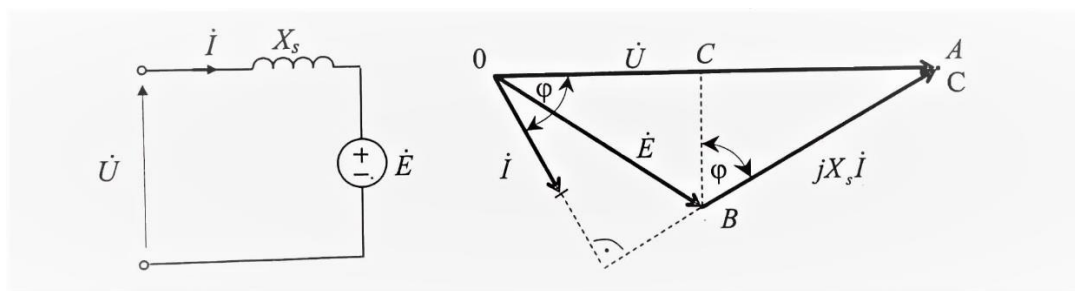
Promjenom frekvencije autonomnog izmjenjivača mijenja se brzina okretnog magnetskog polja, a time i sinkrona brzina ω_s te brzina vrtnje rotora ω_r . Prilikom motorskog režima rada brzina vrtnje rotora mora biti manja od sinkrone brzine dok u generatorskom režimu rada (npr. prilikom kočenja automobila, sinkronu brzinu treba smanjiti do te razine da brzina rotora bude veća od sinkrone brzine. Tada se asinkroni motor ponaša kao negativni otpor ($R_{em} < 0$) te se energija vraća u izvor [4].

a) Sinkroni motori

Kod sinkronih motora razlika je u tome što se rotorski dio uzbuđi s istosmjernom strujom. Posljedica toga je da se rotor vrti sinkronom brzinom okretnog magnetskog polja statora. Brzina vrtnje rotora mijenja se promjenom frekvencije autonomnog izmjenjivača. Uzbuda na rotoru se ostvaruje na različite načine. Najčešće se rotorski namot spaja pomoću kliznih prstenova na istosmjerni izvor ili se napaja iz ispravljača kojemu su primarni namoti trofaznog ispravljačkog transformatora smješteni na statoru dok su sekundarni namoti te diodni ispravljač smješteni na rotoru [4]. Kod sinkronih motora manjih snaga istosmjerna uzbuda ostvaruje se pomoću permanentnih magneta smještenih u rotoru [4]. Sinkroni motor ponaša se kao aktivno trošilo. Fazorom \vec{E} predložena je elektromotorna sila sinkronog motora efektivna vrijednost koje je proporcionalna umnošku sinkrone brzine ω_s i istosmjernog toka rotora ϕ_r , vidi na slici 3.15. [4]. Stoga vrijedi da je:

$$\dot{U} = \dot{E} + jX_s \dot{I} \quad (3-16)$$

Gdje je X_s sinkrona reaktancija



Slika 3.15 Nadomjesna shema faze sinkronog motora na frekvenciji s pripadajućim fazorskim dijagramom. Izvor: [4]

Zanemare li se gubici, snaga preuzeta iz izmjenične pojne mreže odnosno autonomnog izmjenjivača

$$P = 3UI \cos \varphi \quad (3-17)$$

jednaka je razvijenoj mehaničkoj snazi:

$$X_s I \cos \varphi = BC \quad (3-18)$$

Razvijena mehanička snaga može se izraziti kao

$$P = \frac{3U}{X_s} BC \quad (3-19)$$

Pri konstantnoj snazi P i efektivnoj vrijednosti napona pojne mreže, promjenom struje uzbude rotora će se mijenjati istosmjerni mag. tok rotora ϕ_r , a time i iznos elektromotorne sile E . To će uzrokovati promjenu kuta ϕ između struje i napona faze pojne mreže. Također se može uvidjeti da se sinkroni motor u odnosu na izmjenjivač može opteretiti, ne samo kao induktivno, nego i kao radno ili kapacitivno aktivno trošilo. Takva karakteristika sinkronog motora je prednost u odnosu na asinkroni motor koji je ograničen s radno induktivnim karakterom [4].

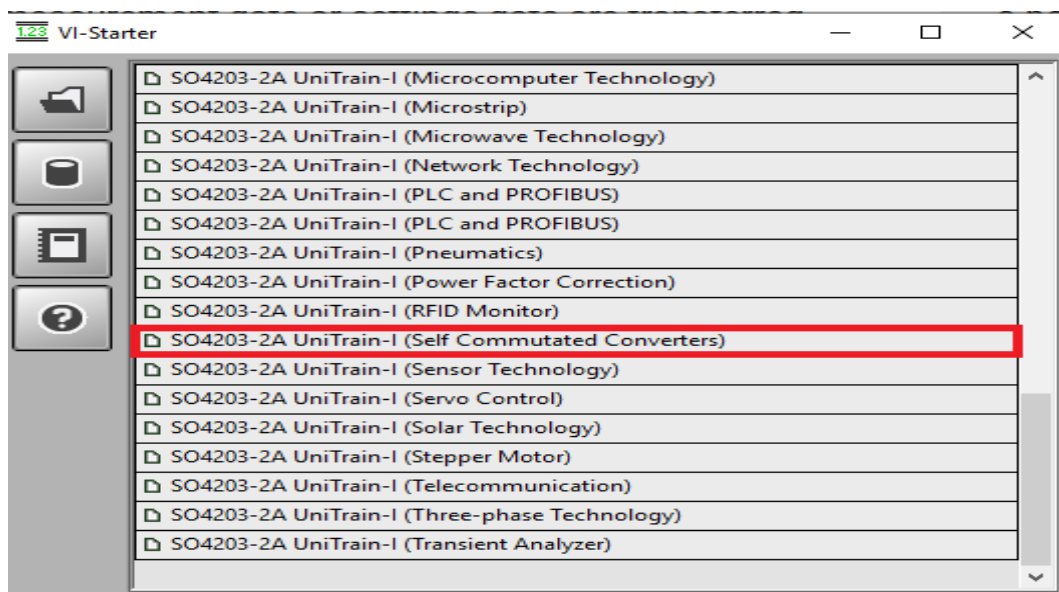
4. MJERENJA S DIDAKTIČKO MULTIMEDIJALNOM OPREMOM

U ovom poglavlju bit će prikazan utjecaj pretvaračkih komponenata na sam izlazni napon izmjenjivača te na sam rad trofaznog asinkronog motora. Do sada je opisan princip rada frekvencijskog pretvarača, odnosno njegovih pojedinih elektroničkih sklopova te svojstva motornih trošila. Izmjereni rezultati bit će uspoređeni s rezultatima dobivenim analitičkim putem.

4.1 Lucas Nuelle Starter; Trofazni izmjenivač s naponskim ulazom

UniTrain sučelje je centralna jedinica sustava koja osigurava povezivanje ulaza, izlaza, mjerne opreme i instrumente potrebne za izvođenje pokusa. Centralna jedinica može se povezati putem USB sučelja ili putem WLAN-a preko kojih se podatci mjerenja i podatci o postavkama prenose na računalo. Virtualni instrumenti (VI) dolaze s paketom VI-Starter ili opcijским LabSoft programom. Softver LabSoft uključuje tečaj koji prati pokusne kartice i proširuje sustavnu eksperimentalnu platformu za eksperimente.

Za otvaranje softvera LN VI-Starter koristi se dvostruki lijevi klik na ikonu VI-Starter gdje se prikazuju ponuđeni eksperimentalni pokusi s navedenim sučeljima. Za analizu energetske elektronike odabire se sučelje SO4203-2A UniTrain-I (Self Commutated Converters).

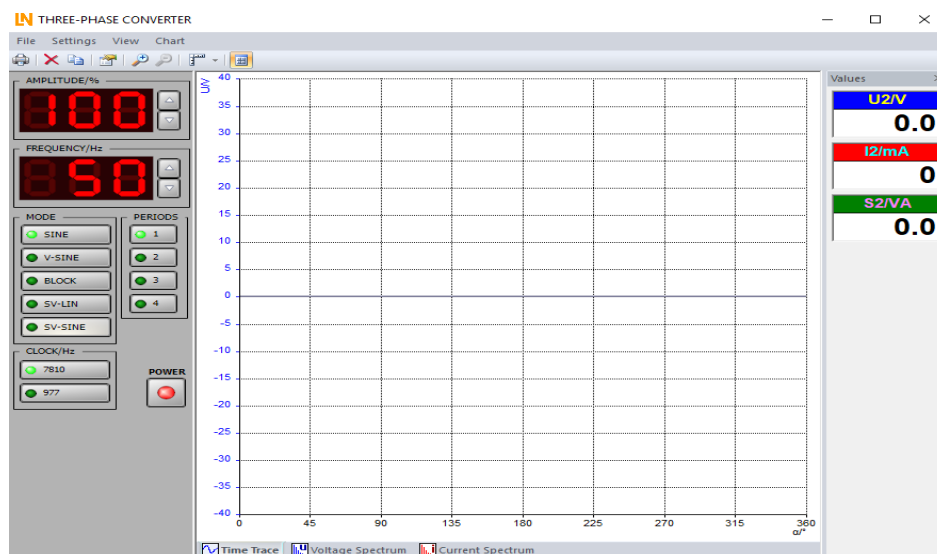


Slika 4.1 Starter VI prikaz ponuđenih eksperimentalnih pokusa. Izvor: Izrada autora

Klikom na karticu (Three phase converter) odabire se eksperimentalni pokus koji sadrži u sebi potrebne virtualne uređaje za daljnju analizu napona, struja i određivanja harmonijske distorzije.

Trofazni naponski izmjenjivači nazivaju se i autonomni izmjenjivači jer za njihov rad ne treba izmjenična pojna mreža. Ovaj izmjenjivač podržava upravljanje amplitudom i frekvencijom izlaznog napona vidi na slici 4.2 [7].

U prikazu rada izmjenjivača bit će korištena sinusna PWM.



Slika 4.2 Prikaz radne površine Three phase converta. Izvor: Izrada autora

4.2 Snimanje valnih oblika napona i struje trofaznog izmjenjivača

U ovom dijelu rada prikazat će se valni oblici napona i struje sinusne pulsno širinske modulacije pri dvije različite sklopne frekvencije f_s , pri dva različita modulatorska omjera i različitim amplitudama izlaznog napona izmjenjivača.

Izlazna frekvencija iznosa $f=61\text{Hz}$ je odabrana zbog radne točke izmjenjivača čiji omjer m_f teži prema cijelom broju. Tada se radi o sinkronoj sinusnoj PWM, za koju se očekuje manja harmonijska distorzija napona u odnosu na asinkronu sinusnu PWM. Modulatorski omjer frekvencija iznosi :

$$m_{f1} = \frac{f_{s1}}{f} = \frac{977 \text{ Hz}}{61 \text{ Hz}} = 16,01 \quad t_{s1} = 1023\mu\text{s} \quad (4 - 1)$$

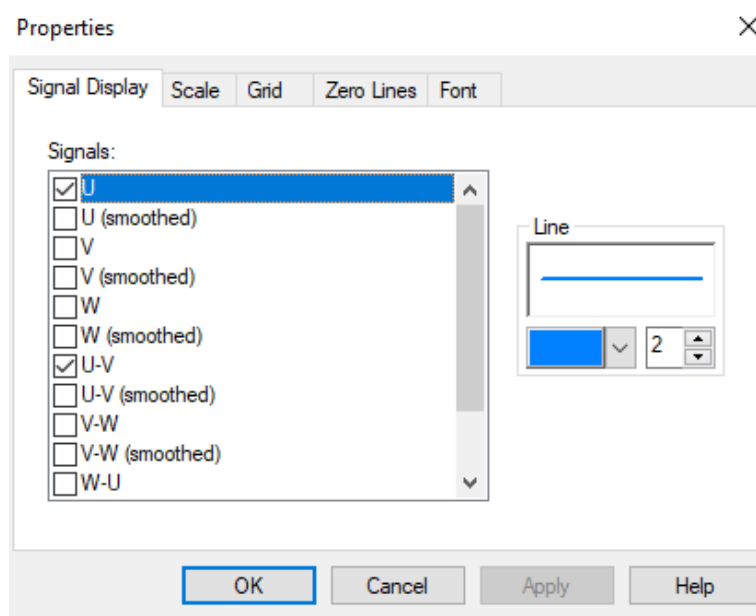
$$m_{f2} = \frac{f_{s2}}{f} = \frac{7810\text{Hz}}{61\text{Hz}} = 128,03 \quad t_{s2} = 128\mu\text{s} \quad (4 - 2)$$

Sustav eksperimentalnih kartica potrebno je povezati prema slici 3.1, te omogućiti komunikaciju sučelja s računalom, odnosno računalnim programom Lucas Nuelle Starter VI.

Pokretanjem računalnog programa Lucas Nuelle VI-Starter-trofazni naponski izmjenjivač, odabire se sklopna frekvencija $f_s=977$ Hz, amplitudu modulacije na vrijednost 60%, izlaznu frekvenciju 61 Hz te način modulacije sinusni.

Desnim klikom na radni prostor properties, kako je prikazano na slici 4.3.

U ponuđenom prozoru odabire se prikaz valnih oblika faznog napona te struje trošila. Također postoji mogućnost prilagođavanja ispune signala određenom debljinom i bojom.

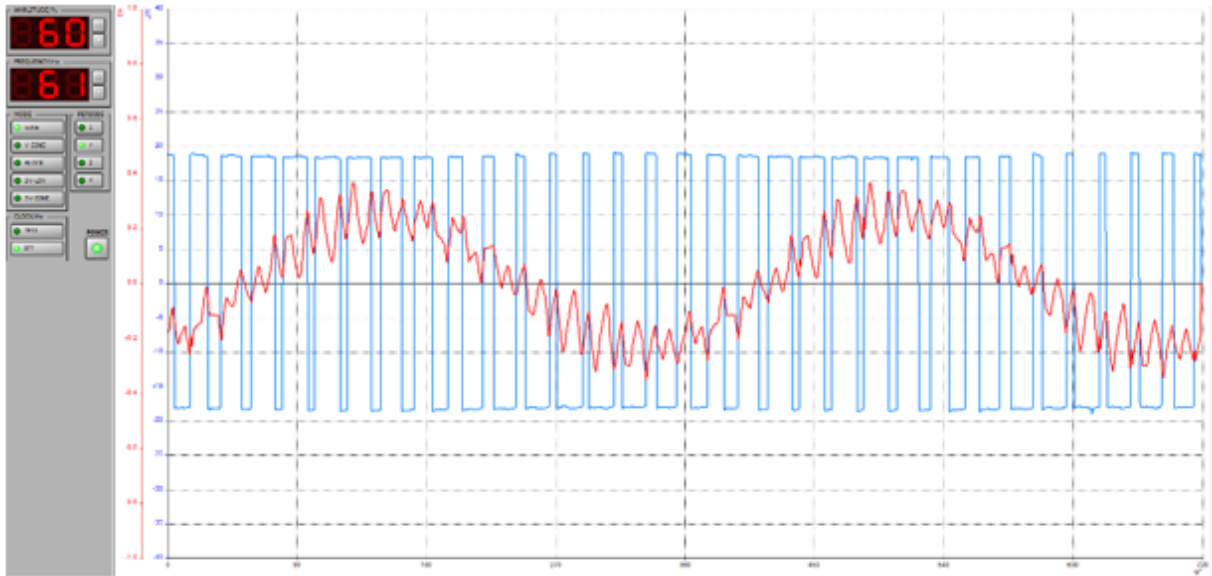


Slika 4.3. Properties-Izbornik za odabir željenih mjerenih varijabli. Izvor: Izrada autora

- a) Pokretanjem mjerenja dobiju se oblici faznog napona te struje trošila s različitom dubinom modulacije kao na slici 4.4-4.5.

Tablica 4.1. Prikaz parametara sinusne PWM. Izvor: Izrada autora

Dubina modulacije m_a	a) 60%	b) 100%
Izlazna frekvencija f_{iz}	61 Hz	61 Hz
Sklopna frekvencija f_s	977 Hz	977 Hz

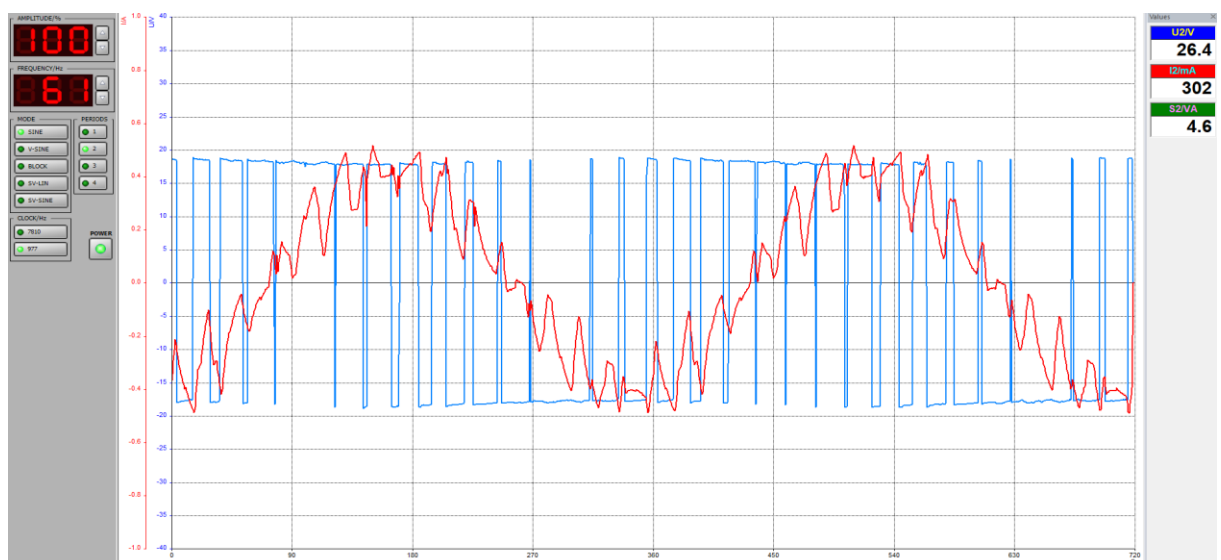


Slika 4.4. Prikaz faznog napona i fazne struje $f=61$ Hz; $m_a=60\%$, $f_s=977$ Hz sinusna PWM modulacija. Izvor: Izrada autora

Pri sklopnoj frekvenciji od 977Hz vrijeme sklapanja ventila iznosi $t_{s1} = 1023 \mu\text{s}$, što uzrokuje dosta izraženu valovitost sinusne struje trošila. Efektivna vrijednost napona faze u prvom slučaju pri $m_a = 60\%$ je $U_f=15,78$ V a linijski napon $U_{ST}=22.68$ V. Trošilo je radno induktivnog karaktera, što je pogodno za sklapanje [7].

b) Drugi slučaj je za parametre prikazane u tablici 4.1

Gdje je određena dubina modulacije $m_a=1$, odnosno vrijeme sklapanja ventila se smanjuje $t_{s2} = 128\mu\text{s}$.



Slika 4.5. Prikaz faznog napona i fazne struje $f=61$ Hz; $m_a=100\%$, $f_s=977$ Hz sinusna PWM modulacija. Izvor: Izrada autora.

Uočava se razlika u vremenu vođenja pretvaračkih komponenata kod trofaznog naponskog izmjenjivača te se može zaključiti da u drugom slučaju, gdje je dubina modulacije 100%, ventili imaju duže vrijeme vođenja.

Tablica 4.2. Vrijednosti faznih i linijskih napona pri različitoj dubini modulacije. Izvor: Izrada autora.

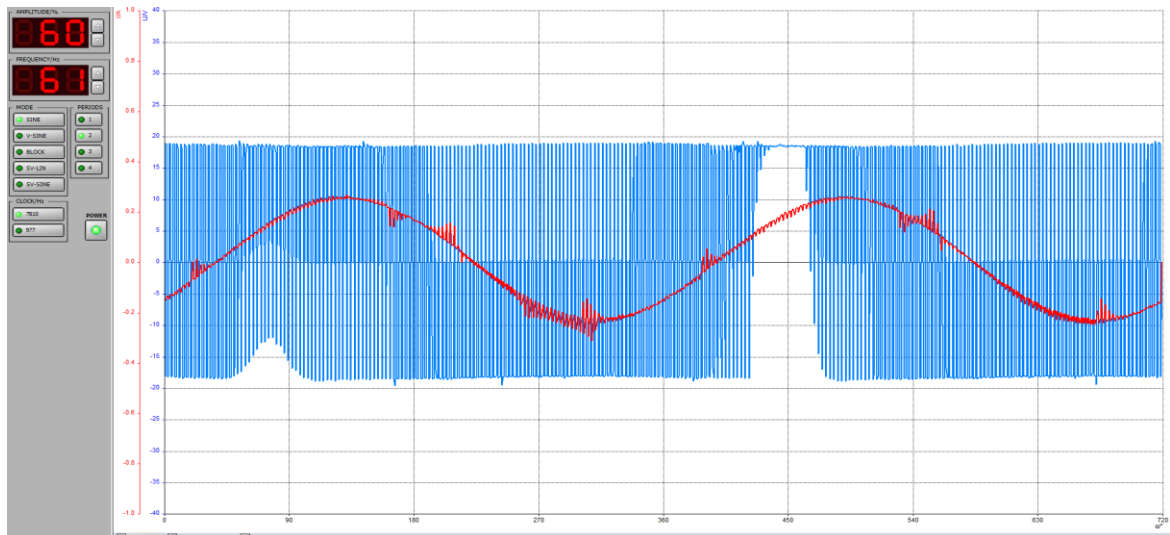
PWM	$m_a = 60\%$	$m_a = 100\%$
Fazni napon [V]	15,78	26,4
Linijski napon [V]	22,68	37,8V
Struja trošila [mA]	155	302

Poznato je da moment trofaznog asinkronog električnog motora ovisi o kvadratu napona, stoga pri dubini modulacije 60% rezultira da je potezni moment približno jedan i pol puta manji [8]. Sljedeći pokus će biti usporedba različitih dubina modulacije na sklopnoj frekvenciji od 7810 Hz.

Tablica 4.3. Prikaz parametara sinusne PWM. Izvor: Izrada autora.

Dubina modulacije m_a	c) 60%	d) 100%
Izlazna frekvencija f_{iz}	61 Hz	61 Hz
Sklopna frekvencija f_s	7810 Hz	7810Hz

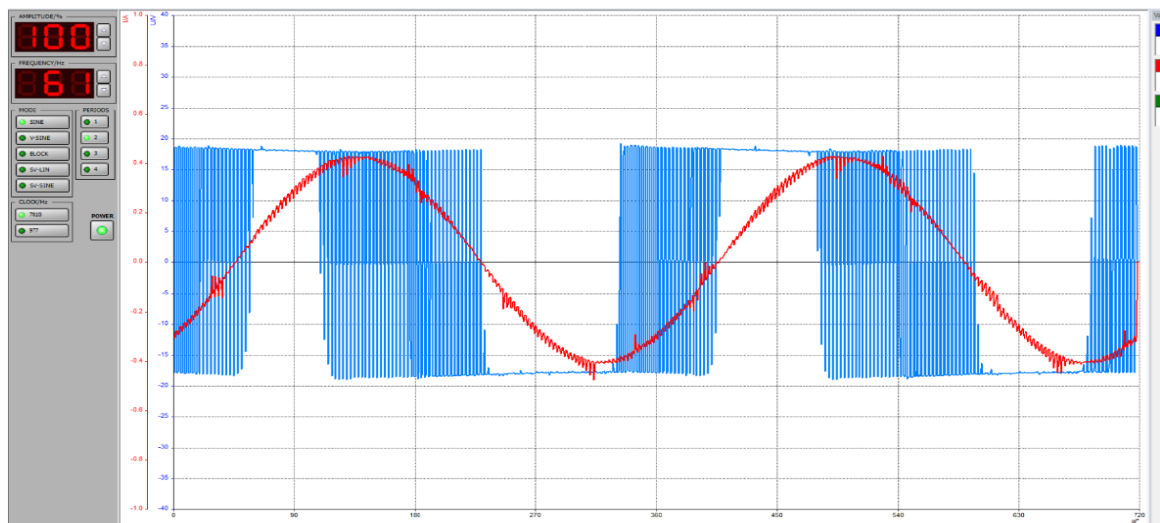
- c) Ukoliko je f_s dosta veća od vremenske konstante trošila L/R , odnosno modulaijski omjer, koji pri ovoj sklopnoj frekvenciji iznosi $m_{f2} = 128.03$, induktivno trošilo će uspješno filtrirati više harmonike struje propuštajući bez atenuiranja osnovnu frekvenciju od 61 Hz [8].



Slika 4.6. Prikaz faznog napona i fazne struje $f=61$ Hz; $m_a=60\%$, $f_s=7810$ Hz, sinusna PWM.
Izvor: Izrada autora.

Nakon dubine modulacije od 60% snimit će se valni oblici pri najvećoj dubini modulacije od 100%.

- d) Efektivna vrijednost napona faze pri $m_a = 100\%$ je $U_f=26,4V$, a linijski napon $U_{RS}=37,8V$.



Slika 4.7. Prikaz faznog napona i fazne struje $f=61$ Hz; $m_a=100\%$, $f_s=7810$ Hz sinusna PWM.
Izvor: Izrada autora

PWM-om je omogućeno mijenjanje amplitude izlaznog napona. Uspoređujući grafički prikaz amplitude faznih napona i struja možemo vidjeti način upravljanja pulсно-širinske modulacije. Te kod različitih sklopnih frekvencija naponskog izmjenjivača $f_{s1} = 977$ Hz i $f_{s2} = 7810$ Hz, odnosno pri većem modulacijskom omjeru frekvencija m_f .

4.3 Mjerenje harmonijske distorzije napona sinusne pulsno širinske modulacije

Ukupno harmonijsko izobličenje, THD (eng. total harmonic distortion) pokazatelj je odstupanje valnog oblika od sinusnog valnog oblika. Samo smanjenje THD-a jedan je od bitnijih zahtjeva pri projektiranju izmjenjivača.

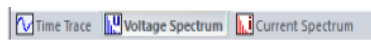
Elektrodinamičke sile proizvedene trenutnim vrijednostima struja viših harmonika mogu izazvati buku i vibracije pri radu strojeva. Uz mehanički zamor i vibracije jedan je od dugotrajnih posljedica i termički efekt koji stvara dodatne gubitke [8].

Viši harmonici struje povećavaju efektivnu vrijednost ukupne struje pa su Jule-ovi gubitci veći. Svaki harmonik struje stvara svoj rasipni tok, stoga su ukupni gubitci veći. Također je izraženiji skin efekt, gubitci vrtložnih struja i histereze [8].

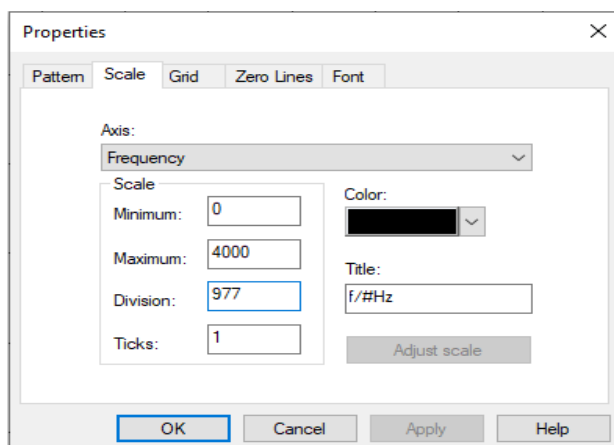
Električni motori mogu raditi bez opasnosti od pregrijavanja ukoliko je izobličenje pojne mreže manje od 5% [9]. Sadržaj parnih harmonika je zanemariv, dok su od neparnih dominantni 5. i 7. harmonik, a zatim 11.,13.,17.i 19. [9].

U ovoj vježbi analiziran je utjecaj harmonijskog izobličenja napona trofaznog upravljivog izmjenjivača koji pogoni trofazni asinkroni motor.

Idući korak je pomoću računalnog programa Starter-VI snimiti harmonijsku distorziju napona na sklopnim frekvencijama $f_{s1}=977$ Hz i $f_{s2}=7810$ Hz. Nakon snimljenih faznih napona i struja trošila na zadanim sklopnim frekvencijama klikom na voltage spectrum



koji se nalazi pri dnu radne površine računalnog programa, prikazuje se harmonijska analiza napona, stoga preostaje samo podesiti skalu frekvencijskog spektra. Za $f_{s1}=977$ Hz postavlja se prikaz spektra frekvencije od 4 kHz, dok će pri $f_{s2}=7810$ Hz biti postavljen na nešto viši iznos od 20 kHz.

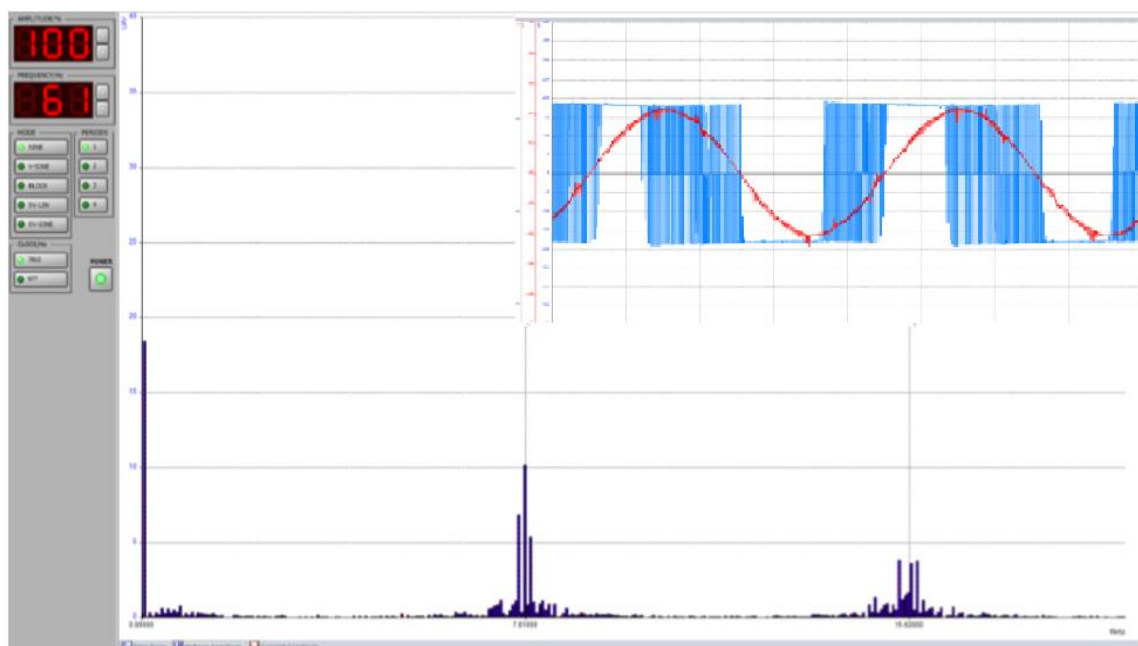


Slika 4.8. Postavke mjernog opsega frekvencije. Izvor: Izrada autora.

Nakon postavljenog zadanog mjernog opsega frekvencije dobit će se sadržaj harmonijskog izobličenja napona, koji je u ovom slučaju izlazne frekvencije $f=61$ Hz, dubine modulacije $m_a = 100\%$ te sklopne frekvencije $f_{s1}=977$ Hz i $f_{s2}=7810$ Hz.

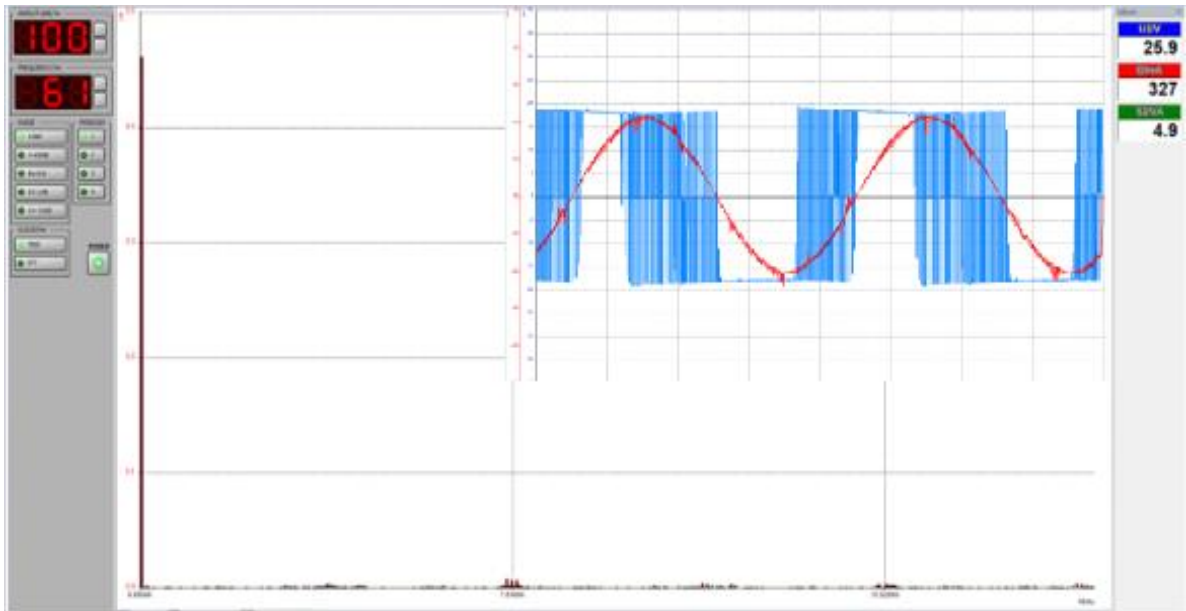
Tablica 4.6. Prikaz parametara sinusne PWM. Izvor: Izrada autora.

Dubina modulacije m_a	100%
Izlazna frekvencija f_{iz}	61 Hz
Sklopna frekvencija f_s	7810 Hz



Slika 4.9. LN – Starter, Harmonijski sadržaj napona $f_{s2}=7810$ Hz, $f=61$ Hz, $m_a = 100\%$. Izvor: Izrada autora.

Harmonijska distorzija struje THDI je prikazana je na slici 4.10., s parametrima $f_{s2}=7810$ Hz, $f=61$ Hz, $m_a = 100\%$, vrijednost struje osnovnog harmonika iznosi 468 mA, dok su neparni harmonici 3., 5. i 7. reda zanemarivi [9].



Slika 4.10 LN – Starter, Harmonijski sadržaj struje $f_{s2}=7810$ Hz, $f=61$ Hz, $m_a = 100\%$.
Izvor: Izrada autora.

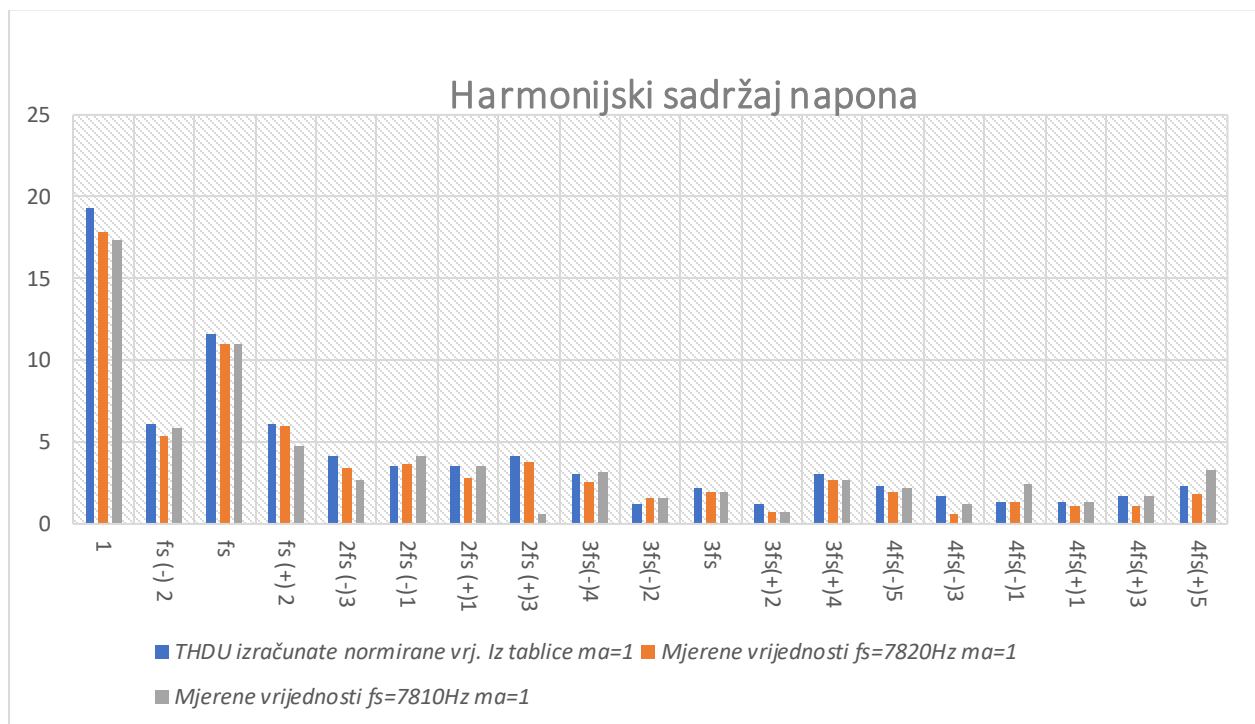
Iz harmonijskog sadržaja struje vidi se da je distorzija harmonika prvog reda nezamjetna zbog tereta trofaznog motora pogonjenog u praznom hodu, koji je radno induktivnog karaktera i preuzima ulogu filtera. Tako da će se mjerenje bazirati samo na harmonijsku distorziju napona koja je neovisna o opterećenju.

U daljnjoj obradi će se iščitati dobivene vrijednosti iz mjerenja te ih prikazati u tablici harmonika.

Tablica 4.7. Vrijednosti viših harmonika napona PWM-a u frekvencijskom spektru, $m_a=100\%$.
Izvor: Izrada autora.

Red harmonika	Mjerene vrijednosti $f_s=977\text{Hz}$ $m_a=1$	Mjerene vrijednosti $f_s=7810\text{Hz}$ $m_a=1$	Normirane vrijednosti izračunate iz tablice $m_a=1$
1	17.85	18.01	19,35
$f_s (-) 2$	5.34	6.75	6,15
f_s	10.96	11.04	11,62

$f_s (+) 2$	5.95	5.32	6,15
$2f_s (-) 3$	3.42	2.68	4,1
$2f_s (-) 1$	3.63	4.19	3,5
$2f_s (+) 1$	2.82	3.5	3,5
$2f_s (+) 3$	3.76	0.59	4,1
$3f_s (-) 4$	2.54	3.15	3,03
$3f_s (-) 2$	1.57	1.57	1,2
$3f_s$	1.93	1.93	2,18
$3f_s (+) 2$	0.74	0.74	1,2
$3f_s (+) 4$	2.67	2.67	3,03
$4f_s (-) 5$	1.94	2.17	2,3
$4f_s (-) 3$	0.58	1.21	1,74
$4f_s (-) 1$	1.28	2.5	1,31
$4f_s (+) 1$	1.1	1.4	1,31
$4f_s (+) 3$	1.12	1.73	1,74
$4f_s (+) 5$	1.78	3.29	2,3



Slika 4.11 Grafički prikaz harmonijskog spektra napona različitih sklopnih frekvencija PWM-a, $m_a=100\%$. Izvor: Izrada autora.

Uz osnovni harmonik izlazne frekvencije, značajniji je i harmonik prvog reda. Uz dodatno konstantno opterećenje na rotoru asinkronog motora bi razlika bila nešto veća.

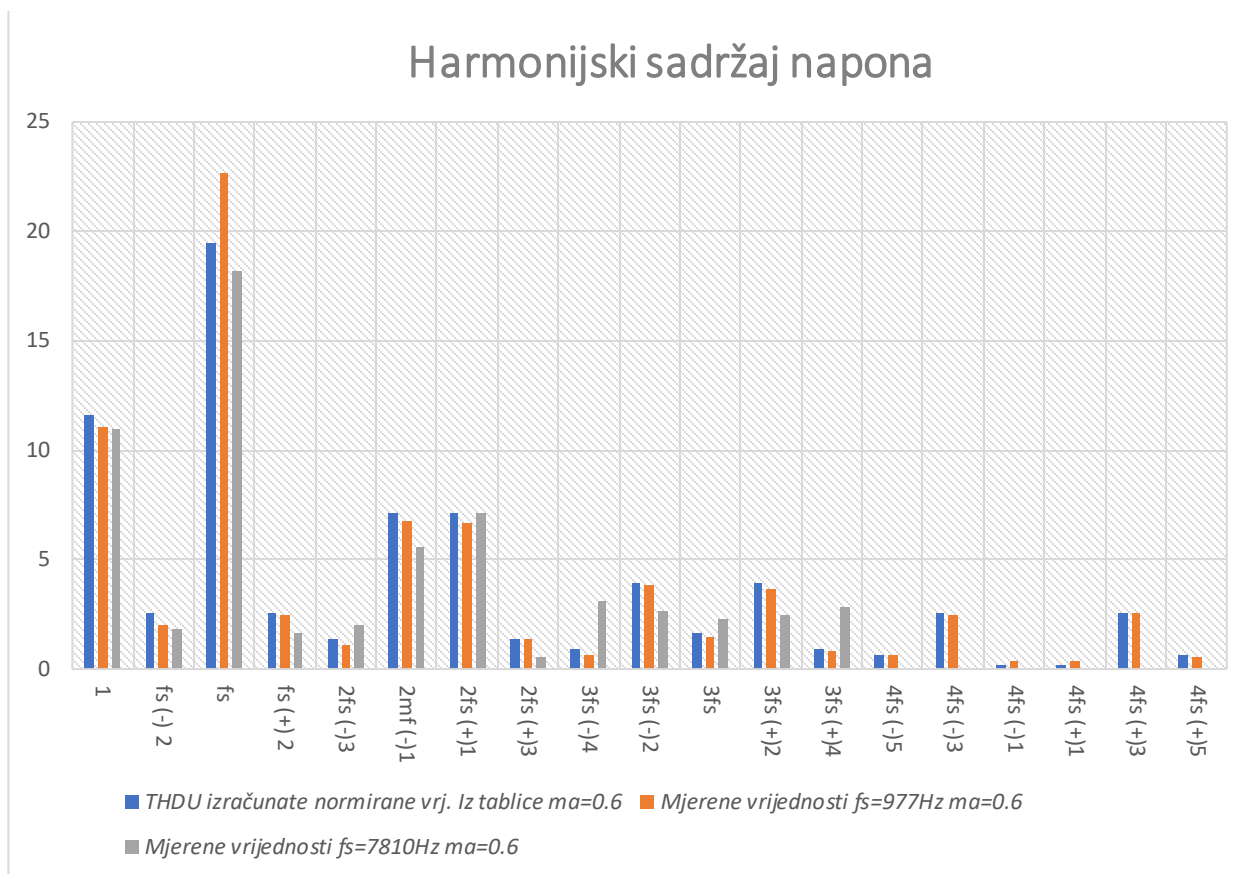
Iduće je radno područje zadano s dubinom modulacije $m_a = 100 \%$, te sklopnim frekvencijama $f_{s1}=977 \text{ Hz}$ i $f_{s2}=7810 \text{ Hz}$.

Tablica 4.8. Vrijednosti viših harmonika napona PWM-a u frekvencijskom spektru, $m_a=60\%$.
Izvor: Izrada autora.

Red harmonika	Mjerene vrijednosti $f_s=977\text{Hz } m_a=0.6$	Mjerene vrijednosti $f_s=7810\text{Hz } m_a=0.6$	Normirane vrijednosti izračunate iz tablice $m_a=0.6$
1	11.02	10.98	11,64
$f_s (-) 2$	2	1.79	2,54
f_s	22.68	18.19	19,51
$f_s (+) 2$	2.47	1.63	2,54
$2f_s (-) 3$	1.14	2.05	1,38
$2f_s (-) 1$	6.79	5.6	7,178
$2f_s (+) 1$	6.63	7.15	7,178
$2f_s (+) 3$	1.39	0.59	1,38
$3f_s (-) 4$	0.66	3.15	0,91
$3f_s (-) 2$	3.86	2.64	3,94
$3f_s$	1.49	2.28	1,61
$3f_s (+) 2$	3.67	2.48	3,94
$3f_s (+) 4$	0.85	2.87	0,91
$4f_s (-) 5$	0.61		0,66
$4f_s (-) 3$	2.45		2,56
$4f_s (-) 1$	0.4		0,16
$4f_s (+) 1$	0.39		0,16
$4f_s (+) 3$	2.53		2,56
$4f_s (+) 5$	0.58		0,66

Dio rezultati vrijednosti harmonika napona $4f_s$ nedostaje zbog nemogućnosti iščitavanja i neprilagođenog mjernog opsega frekvencije.

Izmjerene vrijednosti pojedinih harmonika pri dubini modulacije 60% će se također grafički predočiti, zbog već predhodno navedene lakše usporedbe različitih sklopnih frekvencija f_s .



Slika 4.12 Grafički prikaz spektra napona različitih sklopnih frekvencija PWM-a, $m_a=60\%$.
Izvor: Izrada autora.

Iz grafičkog prikaza vidi se da je harmonik prvog reda čak dvostruko veći od iznosa osnovnog harmonika napona dok je iznos harmonika trećeg reda nešto povoljniji pri sklopnj frekvenciji $f_{s2}=7810\text{ Hz}$. Razlika iznosa trećeg harmonika je očita pri dubini modulacije od 60%. Takva je pojava prethodno obrađena u teorijskom poglavlju izmjenjivača i PWM-a.

Da bi se utvrdila točnost didaktičko multimedijalne opreme Lucas Nuelle, izmjereni rezultati će se usporediti s iznosima izračunatim iz tablice normiranih vrijednosti harmonika bipolarne PWM, te vidjeti ima li odstupanja.

Red harmonika	Modulacijski indeks				
	0,2	0,4	0,6	0,8	1
1	0,2	0,4	0,6	0,8	1
m_f $m_f \pm 2$ $m_f \pm 4$	1,242 0,016	1,150 0,061	1,006 0,131	0,818 0,220	0,601 0,318 0,018
$2m_f \pm 1$ $2m_f \pm 3$ $2m_f \pm 5$	0,190	0,326 0,024	0,370 0,071	0,314 0,139 0,013	0,181 0,212 0,033
$3m_f$ $3m_f \pm 2$ $3m_f \pm 4$ $3m_f \pm 6$	0,335 0,044	0,123 0,139 0,012	0,083 0,203 0,047	0,171 0,176 0,104 0,016	0,113 0,062 0,157 0,044
$4m_f \pm 1$ $4m_f \pm 3$ $4m_f \pm 5$ $4m_f \pm 7$	0,163 0,012	0,157 0,070	0,008 0,132 0,034	0,105 0,115 0,084 0,017	0,068 0,090 0,119 0,050

Slika 4.13 Bipolarna PWM, normirane vrijednosti amplituda harmonika u ovisnosti o dubini modulacije. Izvor: [7].

$$m_f = \frac{\hat{U}_{(n)}}{E/2} \quad (4-3)$$

Iz prethodno prikazane tablice bipolarne sinusno PWM za normirane vrijednosti amplitude harmonika prema (4-3) za $m_f \geq 9$ računa se vrijednosti pojedinih harmonika. Kako kod bipolarne PWM efektivna vrijednost trošila ne ovisi o modulacijskom indeksu i jednaka je $E/2$, tada vrijedi da je

$$\hat{U}(1) = m_a \frac{E}{2} = \frac{37,8}{2} 0,6 = 11,02 \text{ V} \quad (4-4)$$

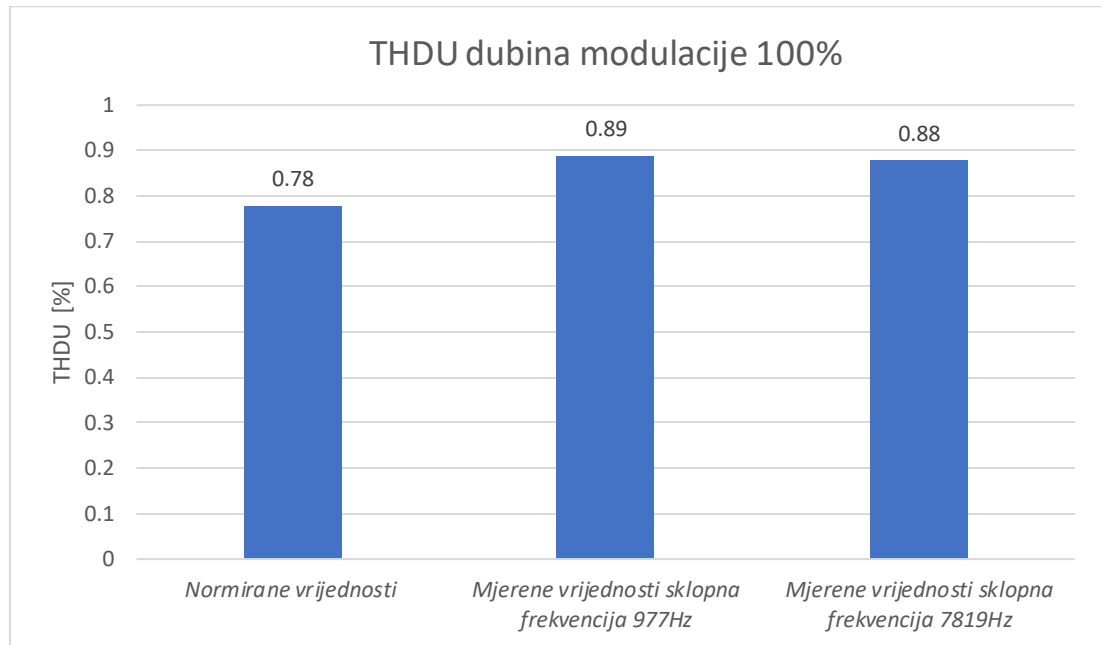
dok se normirana vrijednost ukupne harmonijske distorzije napona za $m_a = 0,6$ pri sklopnoj frekvenciji $f_s = 977 \text{ Hz}$, računa prema izrazu

$$THDU_{977\text{Hz}} = \sqrt{\frac{U^2}{U_{(1)}^2} - 1} = \sqrt{\frac{22,68^2}{11,02^2} - 1} = 1,8 \quad (4-4)$$

Tablica 4.9. Vrijednosti ukupne harmonijske distorzije napona PWM-a u frekvencijskom spektru, $m_a = 100\%$. Izvor: Izrada autora.

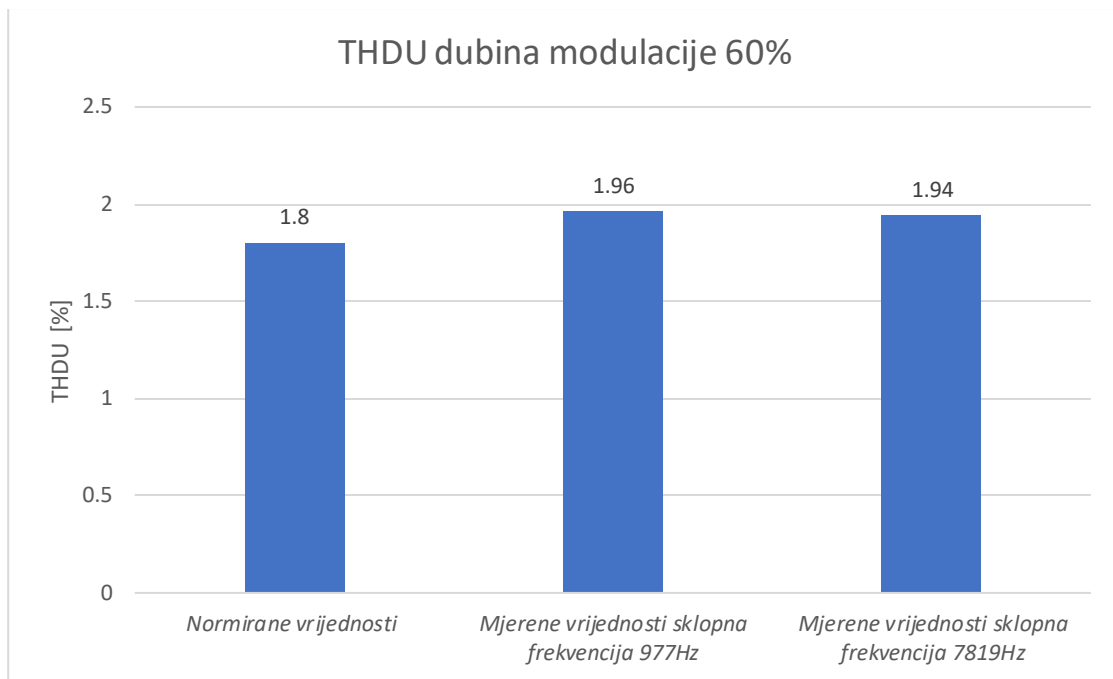
Sinusna PWM	Modulacijski indeks, $m_a=1$	Modulacijski indeks, $m_a=0.6$
Normirane vrijednosti THDU-a	0,78	1,8
Mjerene vrijednosti sklopna frekvencija 977Hz; THDU	0,89	1,96
Mjerene vrijednosti sklopna frekvencija 7819Hz; THDU	0,88	1,94

Slijedi grafički prikaz ukupne harmonijske distorzije napona izračunatih iz normiranih vrijednosti vidi na slici 4.13., i izmjerenim na Lucas Nuelle didaktičko multimedijalnoj opremi PWM-a pri dubini modulacije 100% za sklopne frekvencije $f_{s1}=977$ Hz i $f_{s2}=7810$ Hz.



Slika 4.14. Grafički prikaz ukupne harmonijske distorzije napona PWM-a, $m_a=100$ %. Izvor: Izrada autora.

Ukupna harmonijska distorzija pri sklopnoj frekvenciji $f_{s1}=977$ Hz iznosi 89%, dok je pri sklopnoj frekvenciji $f_{s2}=7810$ Hz 88%. Odstupanje od normiranih vrijednosti postoji, ali nije toliko značajno.



Slika 4.15 Grafički prikaz ukupne harmonijske distorzije napona PWM-a, $m_a=60\%$. Izvor: Izrada autora.

Pri dubini modulacije 60 % ukupna se distorzija napona povećava za $f_{s1}=977$ Hz i iznosi 196 %, dok je pri većoj skopnoj frekvenciji $f_{s2}=7810$ Hz manjeg iznosa 194 %.

Zanimljiv je podatak pogreška THDU-a mjerenih vrijednosti od normiranih vrijednosti sinusne PWM. Dalje slijedi tablični prikaz navedene pogreške THDU-a mjerenih vrijednosti (slika 4.15) od normiranih vrijednosti.

$$r_{977} = \frac{THDU_{mj} - THDU_{norm}}{THDU_{norm}} = \frac{1,95 - 1,8}{1,8} = 8,3\%$$

Nakon analitičkog proračuna pogreške mjerenih vrijednosti od izračunatih su dobivene analitičkim putem te su prikazane u tablici 4.10.

Tablica 4.10. Iznos pogreške THDU-a mjerenih u odnosu na normirane vrijednosti. Izvor: Izrada autora

Sinusna PWM	$m_a=1$	$m_a=0.6$
r_{977Hz} [%]	6,38	8,3
r_{7810Hz} [%]	6,24	6,78

Smanjivanjem dubine modulacije raste sadržaj harmonijske distorzije napona. Promjenom m_a vrši se regulaciju efektivne vrijednosti osnovnog harmonika, ali kao posljedica pogoršava se THDU. Povećanjem sklopne frekvencije može se smanjiti distorzija struje.

Smanjenje dubine modulacije amplitude utječe i na stvaranje šuma te na oslobađanje topline u rotorskom i statorskom dijelu, dok je kod sklopnih frekvencija proizvodnja šuma bila drastično veća pri nižoj sklopnoj frekvenciji $f_{s1}=977$ Hz. Za pogon asinkronog stroja na ovoj maketi dat će se prednost višoj sklopnoj frekvenciji $f_{s2}=7810$ Hz, sinusne PWM koja se pokazala boljom vezano uz nastajanje viših harmonika.

ZAKLJUČAK:

Energetski elektronički pretvarači imaju vrlo važnu ulogu u hibridnim vozilima, ova inačica dizajnirana s MOSFET-om namijenjena je za napone nižih vrijednosti te okvirne snage od 1 kW. Prednost mu daje visoka sklopna frekvencija koja podiže samu pojavu viših harmonika u spektar od nekoliko kHz.

Valni oblici na izlazu izmjenjivača snimani su pri četiri radne točke izmjenjivača. Kod maksimalne dubine modulacije $m_a=100\%$ iznosi harmonika oko sklopne frekvencije su manji, dok pri frekvencijskom području iznosa $4f_s$ harmonici su većeg iznosa kod $f_{s2}=7810\text{Hz}$. Mjenjanjem parametra dubine modulacije $m_a=60\%$ zaključuje se da iznos THDU-a ostaje približno istog iznosa, ali znatan utjecaj ima sklopna frekvencija f_s koja povećanjem rezultira smanjenje THDU-a. Utjecaj sklopne frekvencije mjereno je u dvije radne točke izmjenjivača, sklopna frekvencija $f_{s1} = 977\text{Hz}$ pri kojoj je harmonik prvog reda koji se nalazi na frekvenciji oko sklopne frekvencije pri dubini modulacije od 60% iznosio 22,68 V, dok je pri $f_{s2} = 7810$ iznosio 18,19 V. Razlika u iznosu direktno je povezana sa relacijom $X_l = \omega L$, gdje se reaktancija namota povećava proporcionalno sa frekvencijom.

Visoke frekvencije vrlo dobro eliminira trofazni asinkroni stroj koji se ponaša kao filter tako što prigušuje harmonijski distorzirane nastale struje. Kod upravljanja asinkronih motora u hibridnim vozilima potrebno je konstantno mijenjati izlaznu frekvenciju, odnosno kutnu brzinu kotača. Stoga bi se dešavalo da se PWM prebacuje iz sinkronog u asinkroni režim rada, te bi se pojavila veća harmonijska distorzija napona i struje. Ta pojava se također smanjuje podizanjem sklopne frekvencije. Frekvencijski pretvarač je potrebno prilagoditi zahtjevu motornog pogona preko karakteristike trošila.

LITERATURA

- [1] Control of Hybrid Electrical Vehicles Gheorghe Livinț, Vasile Horga, Marcel Rățoi and Mihai Albu Gheorghe Asachi Technical University of Iași
- [2] DC/AC PRETVORBA IZMJENJIVAČI, Zavod za elektrostrojarstvo i automatizaciju
- [3] A. Brandis, Diplomski rad, Karakteristike odabranih energetske pretvarača s pomoću didaktičko-multimedijalne opreme, Elektrotehnički fakultet Osijek, Osijek 2015.
- [4] Elektronički energetske pretvarači, I.Flegar
- [5] Modulation Techniques for Three-Phase Three-Level NPC Inverters, University of Udine, Udine (Italy)
- [6] www.Lucas-Nuelle.com 15.09.2019
- [7] Elektronički energetske pretvarači, I.Flegar
- [8] <https://www.electronics-tutorials.ws/power/three-phase-rectification.html> 13.09.2019.
- [9] Hybrid vehicles technology development and cost reduction, John German
- [10] Modulation Techniques for Three-Phase Three-Level NPC Inverters, University of Udine, Udine (Italy)

SAŽETAK:

Lucas Nuelle didaktičko multimedijalni sustav koristi se za provedbu pokusa i učenje o kontroli upravljanja motornih pogona. Korištenjem računalnog softvera Starter VI, su snimani valni oblici napona i struje pri različitim radnim točkama izmjenjivača. Prikazana je povoljnija sklopna frekvencija, pri kojoj je struja trošila dosegla gotovo sinusni oblik, te je izmjerena ukupna harmonijska distorzija napona kod pogona trofaznog asinkronog motora u praznom hodu. Napravljene su grafičke usporedbe različitih sklopnih frekvencija, te nastanak viših harmonika napona i struje kao posljedica ne linearnih karakteristika pretvaračkih energetskelelektroničkih komponenata.

Ključne riječi: elektronički energetski pretvarači, hibridni pogoni, harmonijska distorzija, bipolarna sinusna PWM.

ABSTRACT:

The Lucas Nuelle didactic multimedia system is used to conduct experiments and learn about motor drive control. Using Starter VI computer software, voltage and current waveforms were recorded at different operating points of the exchanger. A more favorable cut-off is shown, with the discharge current reaching an almost sinusoidal shape. The total harmonic voltage distortion of the idle three-phase induction motor was measured. Graphical comparisons were made of different switching frequencies and the formation of higher harmonics as a result of non-linear transducer components.

ŽIVOTOPIS:

Davor Tramošljanin rođen je 20.03.1994. godine u Virovitici. Školovanje započeo u Osnovnoj školi Ivan Goran Kovačić, Zdenci. Nakon završetka osnovne škole upisuje Tehničku školu Isidora Kršnjavog u Našicama, smjer tehničar za elektroniku. Završio stručni studiji elektrotehnike u Osijeku, te stekao zvanje back.ing. elektrotehnike na Fakultetu elektrotehnike , računarstva i informacijskih tehnologija u Osijeku. Posjeduje znanje engleskog jezika, te poznavanje raznih programskih alata (Microsoft Office, AutoCad, Matlab, Easy power, itd.) Kroz školovanje sudjelovao u raznim sportskim natjecanjima. Član kluba BBK Osijek, te osvojio Državno prvenstvo 2018. Godine u bodybuildingu i fitnessu.

Potpis: _____