

Energetski pretvarač u elektromotornom pogonu sa asinhronim motorom

Srđan Milanović

student drugog ciklusa studija
Elektrotehnički fakultet Istočno Sarajevo
Istočno Sarajevo, Republika Srpska, Bosna i Hercegovina
srdjan.milanovic@hotmail.com

Milan Simović

student prvog ciklusa studija
Elektrotehnički fakultet Istočno Sarajevo
Istočno Sarajevo, Republika Srpska, Bosna i Hercegovina
milan.simke@yahoo.com

Sadržaj— U ovom radu je opisan energetski pretvarač u elektromotornom pogonu sa asinhronim motorom. Date su osnovne karakteristike svih djelova pretvarača, potom su definisani osnovni parametri širinsko impulsne modulacije. Prikazana je simulacija pretvarača u Matlab-u i dobijeni rezultati.

Ključne riječi— *elektromotorni pogon; pretvarač; širinsko impulsna modulacija;*

I. UVOD

Dugi niz godina u svim elektromotornim pogonima gdje je potrebno upravljati brzinom ili pozicijom osovine, uglavnom su korišćeni jednosmjerni motori, koji su najprije napajani preko mehaničkih ili živinih ispravljača, a kasnije preko diodnih i tiristorskih regulisanih ispravljača. U uređajima koji se koriste u domaćinstvu najveću primjenu su imali kolektorski motori za naizmjeničnu struju. Razlog za masovnu primjenu kolektorskih motora je jednostavnija upravljivost u odnosu na trofazne i jednofazne asinhronne motore.[1]

Vremenom sa razvojem energetske elektronike i energetskih pretvarača počinje veća primjena asinhronih motora. Najprije su korišćeni mrežom vođeni pretvaračičiklokonvertori i tiristorske podsinhronne kaskade, uglavnom za upravljanje motora velikih snaga. Kasnije se počinje sa primjenom tiristorskih invertora sa *six step* modulacijom i promjenivim naponom jednosmjernog kola, a potom i širinsko impulsno modulisanih invertora (ŠIM).

Kao prekidači snage u invertorima najprije su upotrebljavani tiristori. Kasnije počinje upotreba bipolarnih tranzistora za pogone manjih snaga. Početkom osamdesetih godina za pogonske pretvarače malih snaga počinju se koristiti MOSFET. Međutim, zbog nedostataka bipolarnih i MOSFET počinje razvoj nove klase prekidača. Kao rezultat krajem osamdesetih i početkom devedesetih godina pojavljuje se bipolarni tranzistor sa izolovanim gejtom – IGBT, koji vremenom postaje dominantan kao prekidač snage u pogonskim pretvaračima malih i srednjih snaga. Samim krajem XX vijeka počinje se sa razvojem nove generacije poluprovodničkih prekidača na bazi silicijum ugljenika koji pokazuju velike prednosti u odnosu na ostale poluprovodničke prekidače.[1]

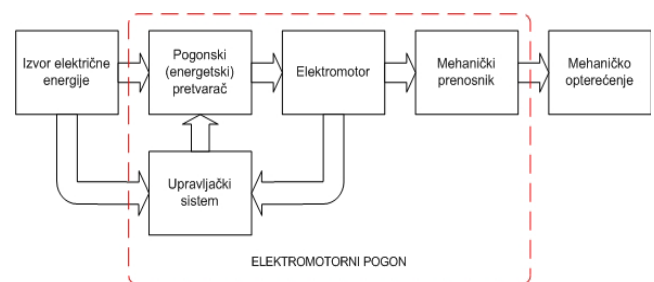
Paralelno sa razvojem komponenti energetske elektronike razvijaju se upravljačka kola koja upravljaju radom pogonskog pretvarača. Najprije se radi sa diskretnim komponentama, a potom sa kombinacijom diskretnih i integrisanih kola. Osamdesetih godina počinje se sa primjenom i prvih procesora u upravljanju pogonskim pretvaračima.

Danas, početkom XXI vijeka, pogonski pretvarač je u većini slučajeva naponski širinsko modulisani IGBT inverter sa diodnim/tiristorskim ulaznim ispravljačem. Upravljanje datim pogonskim pretvaračem realizuje se isključivo primjenom nekog od široko dostupnih procesora i programabilnih logičkih kola.[1]

II. ELEKTROMOTORNI POGON

Elektromotorni pogon (*electric drive*) predstavlja elektromehanički sistem koji vrši konverziju električne energije u mehaničku. U osnovi elektromotorni pogon se sastoji od elektromotora, energetskog pretvarača, mehaničkog prenosnika i upravljačkog sistema (slika 1).

Elektromotorni pogon se napaja električnom energijom iz električne monofazne ili trofazne mreže. Za napajanje pogona može se koristiti i mreža jednosmjerne struje, npr. kontaktna mreža električne vuče.



Slika 1. Blok dijagram elektromotornog pogona [2]

Elektromotor predstavlja najvažniji dio elektromotornog pogona i posljednju kariku u lancu konverzije energije. Motori jednosmjerne struje su zbog svojih dobrih osobina, a koje se tiču raspregnutog upravljanja brzinom obrtanja i momentom, dugo vremena bili nezamjenjivi dio regulisanih elektromotornih pogona. U novije vrijeme, zahvaljujući razvijenim tehnikama upravljanja, asinhroni motor potiskuje

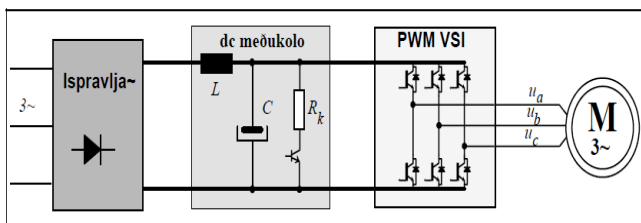
motore jednosmjerne struje u regulisanim pogonima zbog svojih dobrih osobina (robustnost, preopteretljivost, manji zahtjevi za održavanje, mogućnost primjene u eksplozivnim sredinama...).[2]

III. ENERGETSKI PRETVARAČ

A. Topologija energetskog pretvarača

Šema energetskog pogonskog pretvarača data je na slici 2.

Za realizaciju regulisanog pogona sa asinhronim motorom šematski prikazanog na slici 1, neophodan je naponski ili strujni izvor promjenjive amplitude i učestanosti. Da bi se to ostvarilo, u savremenim pogonima koriste se frekventni pretvarači sa jednosmjernim međukolom. Moguće su različite varijante realizacije frekventnih pretvarača. Zajedničko za većinu je da sadrže ispravljač (obično trofazni mostni regulisani ili neregulisani), jednosmjerno međukolo koje, zavisno od izvedbe, predstavlja niskopropusni filter induktivnog, kapacitivnog ili induktivno-kapacitivnog karaktera i inverter (trofazni mostni).[3]



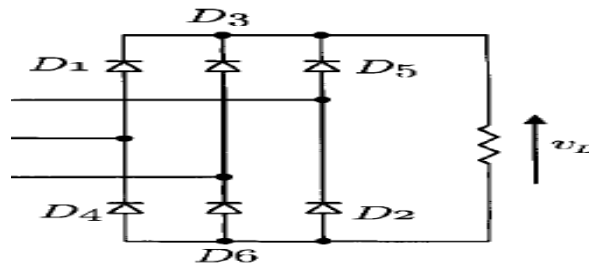
Slika 2. Šema energetskog pretvarača sa asinhronim motorom [3]

B. Ispravljač

Ispravljač ima zadatak da naizmjenični sistem napona na ulazu u pogonski pretvarač pretvori u jednosmjerni napon. S obzirom na mogućnost regulacije napona na izlazu, ispravljači mogu biti neregulisani i regulisani. Neregulisani ispravljači sadrže samo diode kao prekidačke elemente, dok se regulacija izlaznog napona kog regulisanih ispravljača postiže upotrebom tiristora.

Većina elektromotornih pogona napaja se iz naizmjenične trofazne mreže, pa se stroga uglavnom koriste trofazni ispravljači. Trofazni ispravljači u poređenju sa monofaznim ispravljačima imaju veću vrijednost jednosmjernog izlaznog napona, manju talasnost i daju veću snagu na izlazu. U posmatranoj vrsti elektromotornih pogona koriste se trofazni diodni neregulisani ispravljači.

Trofazni diodni ispravljač sastoji se od šest dioda povezanih kao na slici 3. U gornjoj grupi dioda vodiće ona čiji je anodni napon najviši, dok su ostale dvije diode inverzno polarisane. Slično u donjoj grupi vodiće ona čiji je katodni napon najniži. Budući da je uvijek po jedna dioda gornje i donje grupe provodna izlazni napon je uvijek jednak jednom od linijskih napona. Izlazni napon se, u toku jedne periode, sastoji od šest vrhova sinusoide pa se zbog toga ovi ispravljači nazivaju i šest pulsni (slika 4). Diodne provode u parovima $D_1D_2, D_2D_3, D_3D_4, D_4D_5, D_5D_6$ i D_6D_1 . [2]



Slika 3. Topologija trofaznog diodnog ispravljača [2]

Izlazni napon je periodičan sa periodom $\frac{\pi}{3}$ i Furijeov red ovog signala dat je sljedećim izrazom [2]:

$$v(t) = V_0 + \sum_{n=6,12,18,\dots} V_n \cos(n\omega_0 t + \pi) \quad (1)$$

Srednja vrijednost jednosmjernog izlaznog napona je [2]:

$$V_0 = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} V_{LLm} \sin(\omega_0 t) d(\omega_0 t) = \frac{3V_{LLm}}{\pi} \quad (2)$$

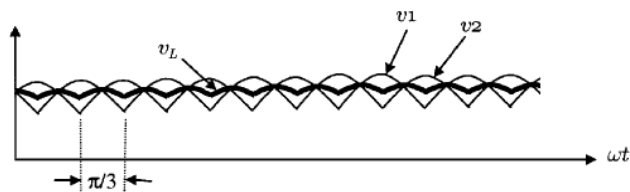
gdje je V_{LLm} maksimalna vrijednost linijskog (međufaznog) napona.

Za slučaj naše niskonaponske mreže efektivne vrijednosti linijskog napona 400 V imaćemo srednju vrijednost na izlazu ispravljača:

$$V_0 = \frac{3V_{LLm}}{\pi} = \frac{3\sqrt{2}V_{LLm}}{\pi} = \frac{3\sqrt{2}400}{\pi} = 540,46 \text{ V} \quad (3)$$

Viši harmonici izlaznog napona imaju učestanost $6k\omega_0$, $k = 1, 2, \dots$ i njihove amplitude su date sa [2]:

$$V_n = \frac{6V_{LLm}}{\pi(n^2 - 1)}, n = 6, 12, 18, \dots \quad (4)$$



Slika 4. Talasni oblik izlaznog napona trofaznog diodnog ispravljača [2]

C. Međukolo

Međukolo je neka vrsta skladišta iz kojeg inverter uzima, ali i kome inverter daje energiju. Međukolo može biti formirano na više načina, u zavisnosti od izvedbe pretvarača.[4]

U pretvaraču koji na izlazu obezbeđuje napon odgovarajućih karakteristika (što je slučaj u ovom radu) u međukolu koristi se jak (elektrolitski) kondenzator kao filter, odnosno kao izvor jednosmjernog napona. Osnovna uloga kondenzatora je da smanji talasnost napona na izlazu ispravljača. Pri realizaciji filternog kondenzatora uglavnom se koristi redna veza dva kondenzatora sa manjim radnim naponom od napona na izlazu ispravljača (zbog manje cijene istih). [2]

U pretvaraču koji na izlazu obezbeđuje struju odgovarajućih karakteristika u međukolu postavlja se veliki induktivitet kao filter, odnosno izvor struje. Ovo međukolo se kombinuje sa upravljivim ispravljačem.[3]

Kada struja na izlazu mijenja znak (motor radi u generatorskom režimu), energija kočenja ne može se vratiti nazad u mrežu, jer diodni ispravljač ne dozvoljava negativan smjer struje jednosmjernog kola. U tom slučaju napon jednosmjernih sabirnica U_{DC} raste, te se mora uključiti tranzistor za kočenje T_k , koji na otporniku R_k disipira energiju kočenja.[5]

D. Naponski inverter

Slika 5. je šematski prikaz trofaznog mostnog naponskog invertora. Ovakvim invertorom se jednosmjerni napon konvertuje u trofazni sistem napona. Jednosmjerni napon se dobija pomoću ispravljača. Invertor je trofazni i sastoji se od šest prekidačkih komponenti i njima paralelno vezanih povratnih dioda. Kao prekidač može da se koristi: tiristor, GTO, bipolarni tranzistor, MOSFET ili IGBT. Bez obzira koji tip prekidača se koristi, najčešće se modeluju kao da su idealni, što znači da su otvoreni ili zatvoreni.[3]

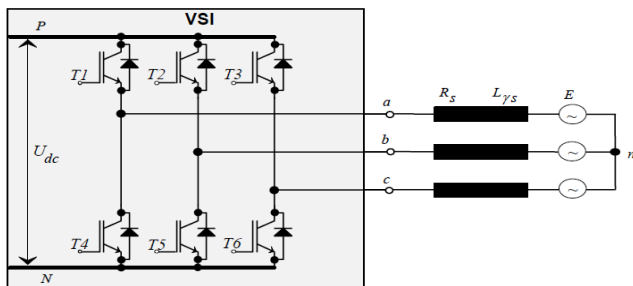
Svaka grana ima dva stanja prekidača, što znači da ukupno postoji osam mogućih prekidačkih stanja invertora. Prekidačke funkcije grana invertora se definišu na sljedeći način [3]:

$$T_a, T_b, T_c = \begin{cases} 0, & \text{dako je gornji tranzistor otvoren, a donji zatvoren;} \\ 1, & \text{obrnuto;} \end{cases} \quad (5)$$

a veza između prekidačkih funkcija i napona u_{aN}, u_{bN} i u_{cN} :

$$u_{aN} = T_a \cdot V_{DC}; u_{bN} = T_b \cdot V_{DC}; u_{cN} = T_c \cdot V_{DC} \quad (6)$$

Izlazni naponi invertora u tačkama a, b i c imaju diskretan karakter, a zavise samo od prekidačkih funkcija i jednosmjernog napona.



Slika 5. Šematski prikaz mostnog trofaznog naponskog invertora [3]

Međufazni naponi su dati sledećim relacijama [3]:

$$u_{ab} = (T_a - T_b) \cdot V_{DC}; u_{bc} = (T_b - T_c) \cdot V_{DC}; u_{ca} = (T_c - T_a) \cdot V_{DC} \quad (7)$$

Ako su namoti statora spojeni u zvijezdu sa izolovanim zvjezdištem, kao na slici 5, fazni naponi su [3]:

$$\begin{aligned} u_{an} &= u_a = \frac{V_{DC}}{3} \cdot (2T_a - T_b - T_c) = V_{DC} \cdot \left(T_a - \frac{1}{3}(T_a + T_b + T_c) \right); \\ u_{bn} &= u_b = \frac{V_{DC}}{3} \cdot (2T_b - T_a - T_c) = V_{DC} \cdot \left(T_b - \frac{1}{3}(T_a + T_b + T_c) \right); \\ u_{cn} &= u_c = \frac{V_{DC}}{3} \cdot (2T_c - T_a - T_b) = V_{DC} \cdot \left(T_c - \frac{1}{3}(T_a + T_b + T_c) \right). \end{aligned} \quad (8)$$

Na osnovu jednačina (7) i (8) može se zaključiti da linijski naponi mogu imati tri vrijednosti i to: $-V_{DC}$, 0 i V_{DC} , a fazni naponi mogu imati pet vrijednosti: $-\frac{2}{3}V_{DC}$; $-\frac{1}{3}V_{DC}$; 0; $\frac{1}{3}V_{DC}$; $\frac{2}{3}V_{DC}$.

Ako su namoti statora spojeni u spregu trougao, fazni naponi su jednaki međufaznim i mogu se dobiti pomoću relacija (7).[3]

Upravljanje trofaznim invertorom obavlja se dovođenjem upravljačkih signala prekidačima. Upravljački signali se mogu generisati na više načina [5]:

1. metodom eliminacije harmonika;
2. metodom strujnog upravljanja naponskim invertorom;
3. sinusnom širinsko impulsnom modulacijom;
4. metodom modulacije prostornog vektora.

U ovom radu upravljanje invertora obavljaće se sinusnom širinsko impulsnom modulacijom.

IV. SINUSNA ŠIRINSKO IMPULSNA MODULACIJA

Sinusna širinsko-impulsna modulacija koristi se kod invertora za regulaciju amplitude i frekvencije izlaznog napona. Ona je u invertorskim kolima kompleksna utoliko što se zahtjeva da se na izlazu invertora dobije približno sinusni (kvazisinusni) napon zadate frekvencije.

Radi jednostavnosti principi sinusne širinsko impulsne modulacije biće objašnjeni na primjeru jednofaznog invertora. Za trofazni inverter važi slična priča sa razlikama koje će biti pojašnjene u daljem tekstu.

Sinusni širinsko-impulsni modulatori ŠIM (eng. *Pulse-Width-Modulated*, PWM) invertora koriste prostoperiodični upravljački (modulišući) signal, dok je noseći signal trougaoni. ŠIM upravljački sklop sastoji se od [6]:

- sinusnog oscilatora frekvencije f_1 koji generiše upravljački signal,

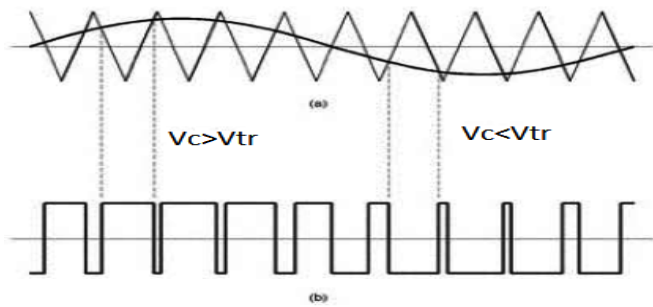
- generatora trougaonog napona (noseći signal) čija je frekvencija f_s mnogo puta veća od f_1 ,
- komparatora s komplementarnim izlazima.

Frekvencija impulsa na izlazu komparatora jednaka je frekvenciji nosećeg signala f_s , a trajanje impulsa zavisi od trenutka odnosa napona upravljačkog i nosećeg signala. Pošto ovi impulsi određuju stanje prekidača invertora, prekidači će takođe raditi na frekvenciji f_s s modulisanim odnosom vremena uključenja i isključenja. Shodno tome prizilazi da je [6]:

$$v_0 = \begin{cases} +V_{DC} \\ -V_{DC} \end{cases} \quad (9)$$

što je prikazano na slici 6. Budući da se izlazni napon mijenja između $+V_{DC}$ i $-V_{DC}$, ovakvi ŠIM su bipolarni. Pošto je frekvencija nosećeg signala mnogo veća od frekvencije sinusnog kontrolnog signala, tj. $f_s \gg f_1$, može se smatrati da je upravljački napon V_c u toku perioda T_s približno konstantan. Tada je srednja vrijednost izlaznog napona [6]:

$$V_{0sr} = \frac{1}{T_s} \left[\int_{t_1}^{T_s-t_1} -V_{DC} dt + \int_{T_s-t_1}^{T_s+t_1} V_{DC} dt \right] \quad (10)$$



Slika 6. Talasni oblici kontrolnog i nosećeg signala (a) i impulsi na izlazu komparatora (b) [7]

Neka je:

V_{tM} - amplituda nosećeg signala;

T_s - period;

V_{cM} - amplituda upravljačkog signala.

Pošto je u intervalu $0 \leq t \leq T_s$: $V_{tr} = -V_{tM} + \left(\frac{4V_{tM}}{T_s}\right)t$, iz

uslova $V_{tr}(t_1) = V_c$ proizilazi da je [6]:

$$t_1 = \frac{T_s}{4} \left(1 + \frac{V_c}{V_{tM}} \right) \quad (11)$$

Na osnovu (3.5.2) i (3.5.3) sljedi [6]:

$$V_{0sr} = \frac{V_c}{V_{tM}} V_{DC} \quad (12)$$

Ako je:

$$V_c = V_{cM} \sin(\omega t) \quad (13)$$

onda je [6]:

$$V_{0sr} = \frac{V_{cM}}{V_{tM}} V_{DC} \sin(\omega t) = m_a V_{DC} \sin(\omega t) \quad (14)$$

gdje je

$$m_a = \frac{V_{cM}}{V_{tM}} \quad (15)$$

faktor amplitudske modulacije koji je jednak odnosu upravljačkog sinusnog i nosećeg trougaonog signala. Na osnovu (3.5.6) proizilazi veoma važan zaključak da se srednje vrijednosti izlaznog napona na svakom prekidačkom periodu ponašaju kao sinusna funkcija s frekvencijom upravljačkog signala f_1 i amplitudom [6]:

$$V_{0M} = m_a V_{DC} \leq V_{DC} \quad (16)$$

jer je faktor amplitudske modulacije $m_a \leq 1$.

Osim faktora amplitudske modulacije definiše se i faktor frekventne modulacije kao odnos frekvencije nosećeg i upravljačkog signala, tj.

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (17)$$

Bez obzira što je $m_f \gg 1$ izlazni napon sadrži više harmonika, dok je sa (3.5.6) dat njegov osnovni harmonik. Viši harmonici se pojavljuju oko noseće frekvencije i njenih cjelobrojnih umnožaka, tačnije oko harmonika $m_f, 2m_f, 3m_f \dots$. Tako, na primjer, ako je $m_f = 15$, postojeće neparni harmonici 15, 17, ..., 31, 33, 29, itd.

Amplitude nekih harmonika mogu da budu veće od amplitude osnovnog harmonika. Olakšavajuća okolnost je što su viši harmonici na znatno većim frekvencijama. U tome je značajna prednost ŠIM. Maksimalna frekvencija f_s je ograničena dinamičkim gubicima na poluprovodničkim prekidačima. Stoga je f_{max} invertora sa bipolarnim tranzistorima desetak do nekoliko desetaka kHz, dok je sa MOS tranzistorima stotinjak kHz. [6]

Sinusna širinsko impulsna modulacija koristi se i kod trofaznih invertora. Frekvencija osnovnog harmonika po fazama jednaka je frekvenciji upravljačkog sinusnog signala. Amplituda tog harmonika može se regulisati odnosom amplitude upravljačkog i nosećeg signala. Viši harmonici se pojavljuju na frekvenciji nosećeg signala i cjelobrojnim umnošcima te frekvencije. Za svaki par prekidača potreban je po jedan upravljački (referentni) signal. Ta tri upravljačka napona fazno su pomjerena za ugao 120° . [6]

Viši harmonici će biti redukovani ako je faktor modulacije neparni umnožak broja 3, tj. ako je frekvencija nosećeg

signala 3, 9, 15, 21, 27... puta veća od frekvencije osnovnog signala. Furijeovi koeficijenti za međufazne napone su [6]:

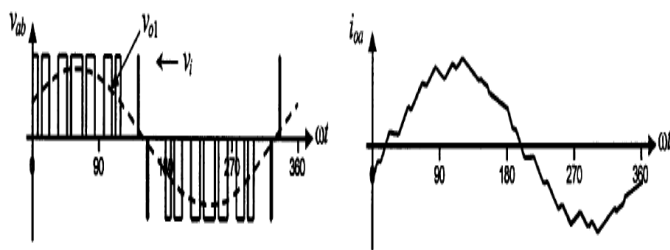
$$V_{h3} = \sqrt{A_{h3}^2 + B_{h3}^2} \quad (18)$$

gdje su [6]:

$$A_{h3} = V_h \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right),$$

$$B_{h3} = V_h \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right). \quad (19)$$

Na slici 7 su prikazani napon i struja na izlazu invertora sa ŠIM upravljanjem.

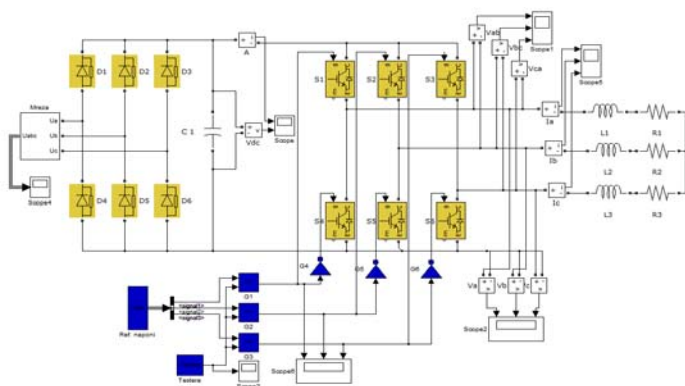


Slika 7. Očekivani talasni oblici na izlazu invertora [7]

V. SIMULACIJA RADA ENERGETSKOG PRETVARAČA U MATLAB SIMULINK OKRUŽENJU

Kao što je ranije navedeno energetski pretvarač se sastoji od ispravljača, međukola i invertora. Kao krajnji potrošač energije prikazan je asinhroni motor koji je ekvivalentiran RL operčenjem. U simulaciji je korišćena šema prikazana na slici 8.

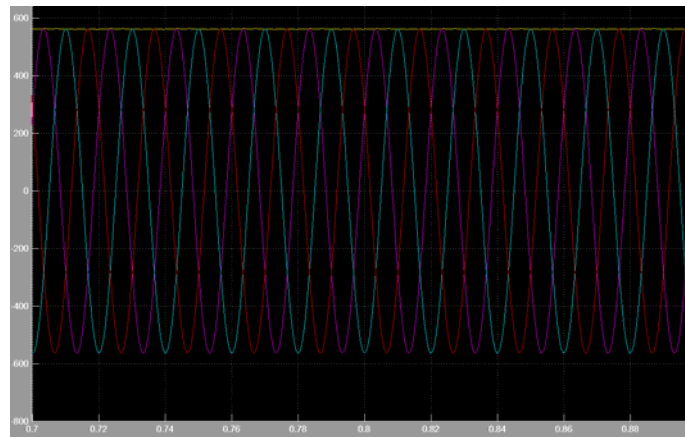
Distributivna mreža je predstavljena blokom Mreža u okviru kojeg se nalaze tri monofazna izvora koja formiraju trofazni sistem. Blok nije prikazan radi uštede prostora. Na slici 9 prikazani su linijski naponi izvora.



Slika 8. Šema povezivanja elemenata korišćenih u simulaciji

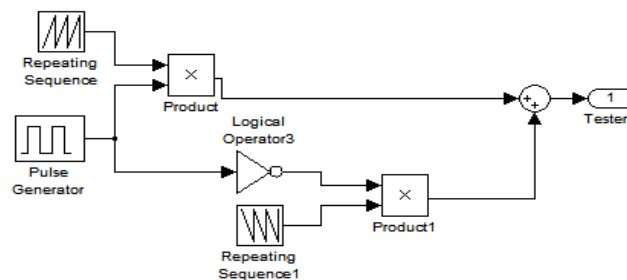
Iza mreže se nalazi diodni mostni ispravljač. Nakon njega je postavljen kondenzator u međukolu kako je to i objašnjeno

u poglavlju 3.3. Talasni oblik na izlazu iz međukola, odnosno ulazu u inverter je prikazan na slici 9.



Slika 9. Linijski naponi izvora (ljubicasta, plava i crvena boja) i napona na izlazu međukola (žuta boja)

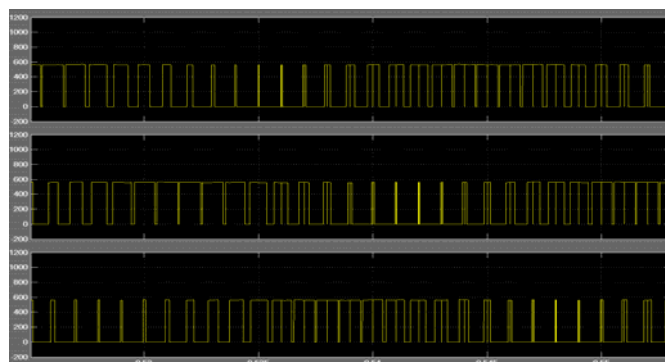
Nakon međukola postavljen je inverter sa odgovarajućim upravljanjem opisanim u 3.5. Upravljanje je realizovano preko izvora referentnog napona sinusnog oblika. Taj referentni signal se poredi sa nosećim trougaonim naponom koji je generisan blokom testera (slika 10).



Slika 10. Generator testerastog napona

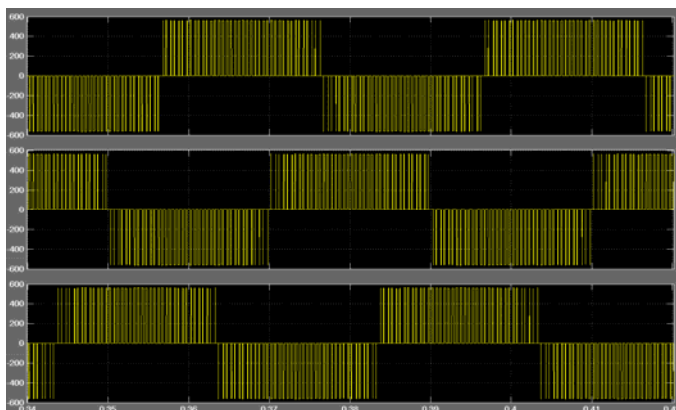
Nakon toga se u komparatorima porede referentni i noseći signali i na osnovu poređenja, a prema načinu objašnjenom u 3.5, formiraju se odgovarajući impulsi.

Na slici 11. prikazani su fazni naponi na izlazu invertora za upravljački napon čija je amplituda 0.9 V i frkvencija 50 Hz.



Slika 11. Fazni naponi Van, Vbn i Vcn respektivno za upravljački napon $m_a=0,95$ i $f=50$ Hz

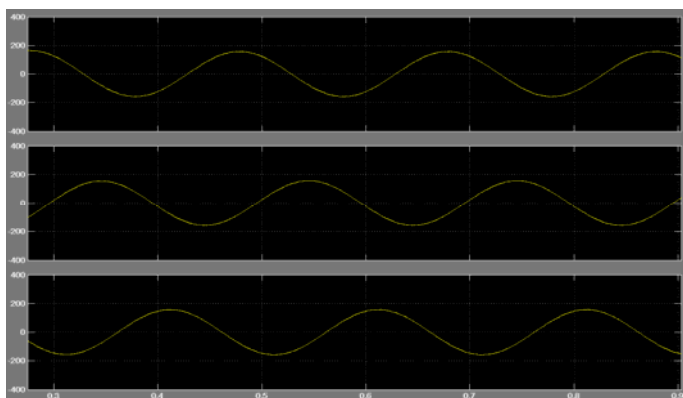
Dobijeni talasni oblici linijskih napona i faznih struja prikazani su na slikama 12 i 13. Vidimo da ovi talasni oblici približno odgovaraju onima na slici 7.



Slika 12. Linijski naponi V_{ab} , V_{bc} i V_{ca} respektivno za upravljački napon $m_a=0,45$ i $f=25$ Hz

Projekat fotonaponskog sistema bi se isplatio nakon 9 godina.

Sa slike 13 vidimo da su dobijene struje približno sinusne i fazno pomjerene za 120° , što je trebalo i da pokažemo.



Slika 13. Fazne struje I_{oa} , I_{ob} i I_{oc} respektivno za upravljački napon $m_a=0,09$ i $f=5$ Hz

VI. ZAKLJUČAK

U ovom radu cilj je bio da opišemo jedan energetski pretvarač, što je i urađeno. Opisano je i jedno upravljenje, te prikazani talasni oblici koji teorijski važe za ovaj pretvarač. Razvijena je simulacija koja je pokazala i dokazala da su talasni oblici ovog pretvarača upravo onakvi kakvi su teorijski prikazani.

Elektromotorni pogoni predstavljaju važnu kariku, pogotovo u industriji, te je važno i izučavati ovu veoma kompleksnu oblast. Pogotovo je bitno razviti odgovarajuće

tehnike upravljanja inverterom radi što boljih osobina cjelokupnog pogona, pošto inverter predstavlja jedinu upravljivu cjelinu posmatranog pogona.

Na daljem proširenju ove materije prvo bi trebalo razviti upravljanje sa direktnom povratnom vezom, npr. preko mjerenja faznih struja i njihovog poređanja sa zadatim referentnim strujama.

Na kraju treba istaći da je ova materija veoma aktuelna i zanimljiva za istraživanje, ali i veoma korisna za razumjevanje rada kako i svakog pojedinačnog djela, tako i cjelog elektromotornog pogona.

ZAHVALNICA

Istraživanja u ovom radu rađena su u sklopu izrade seminarskog rada iz predmeta "Energetska elektronika 2" na prvom ciklusu studija na Elektrotehničkom fakultetu u Istočnom Sarajevu, pod mentorstvom doc. Dr Milomira Šoje i asistenta Marka Ikića.

LITERATURA

- [1] Petar J. Grbović, „Razvoj minijaturizovanog pogonskog pretvarača za Teslin asinhroni motor“, magistarski rad, Elektrotehnički fakultet, Beograd, 2004.
- [2] Duško Tovilović, „Pogonski pretvarači u elektromotornim pogonima sa asinhronim elektromotorom“, seminarski rad, Elektrotehnički fakultet, Banja Luka, 2007.
- [3] Mile Božić, „Projektovanje strujnog regulatora trofaznog motora zasnovano na rekonstrukciji faznih struja iz detektovane struje jednosmjernog međukola frekventnog pretvarača“, magistarski rad, Elektrotehnički fakultet, Beograd, januar 1997.
- [4] Dragan Stojanović, „Jedna realizacija U/f upravljanja brzinom asinhronog motora“, INFOTEH, Istočno Sarajevo, mart 2010.
- [5] Petar Matić, „Novi algoritam za direktno upravljanje momentom i fluksom trofaznog asinhronog motora“, magistarski rad, Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad, septembar 2002.
- [6] Branko L. Dokić, „ENERGETSKA ELEKTRONIKA pretvarači i regulatori“, Elektrotehnički fakultet i Banjaluka Company, Banja Luka, juli 2000.
- [7] Randall Shaffer, „Fundamentals of Power Electronics with MATLAB“, Charles River Media, Boston 2008.

ABSTRACT

In this paper is described power converter in electric motor drive with induction motor. Describes the basic characteristics of all parts of the converter, then is defines the basic parameters of the pulse with modulation. Given the simulation of the converter in Matlab and shows there results.

POWER CONVERTER IN ELECTRIC MOTOR DRIVE WITH INDUCTION MOTOR

Srdjan Milanović, Milan Simović