

Poređenje upravljanja 3-f inverterom pomoću sinusne i prostorno-vektorske širinsko-impulsne modulacije

Studentski rad

Rade Pelemiš

Student drugog ciklusa studija
Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Istočnom Sarajevu
Istočno Sarajevo, Bosna i Hercegovina
rade.pelemis.m153@student.etf.ues.rs.ba

Sažetak— Invertor je DC-AC pretvarač koji se primjenjuje kod upravljanja električnim motorima, u obnovljivim izvorima energije, sistemima besprekidnog napajanja. Za dobijanje AC (sinusnog) izlaza, neophodno je u upravljanju inverterom primijeniti neki tip širinsko-impulsne modulacije (ŠIM). Izbor tipa ŠIM je od ključne važnosti za postizanje odgovarajućeg kvaliteta izlaza (THD – totalna harmonijska distorzija), iskorišćenja ulaznog DC napona, efikasnosti, faktora snage itd. U ovom radu su, prema navedenim kriterijumima, upoređene sinusna (SPWM) i vektorsko-prostorna ŠIM (SVPWM), pomoću simulacija u MATLAB/Simulink-u. Simulacije su pokazale jasne prednosti primjene SVPWM na upravljanje 3-f inverterom.

Ključne riječi - sinusna širinsko-impulsna modulacija (SPWM); vektorsko-prostorna širinsko-impulsna modulacija (SVPWM); 3-f inverter; obnovljivi izvori energije; pražnjači baterija; strujno upravljanje

I. UVOD

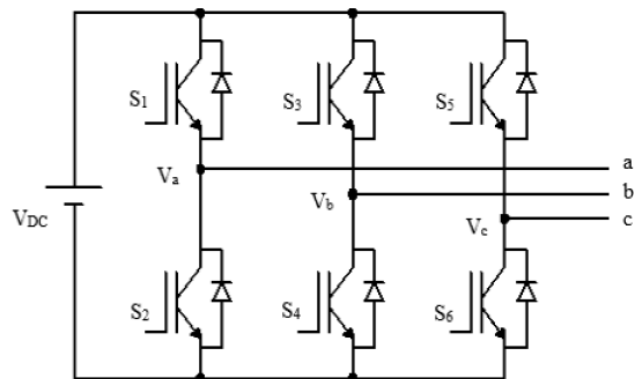
Pretvarač energetske elektronike koji ima sposobnost da pretvara jednosmjerni napon ili struju u naizmjeničnu, naziva se invertor. Postoje mnoge izvedbe snažnih invertora za različite primjene. Invertori se prvenstveno koriste za upravljanje električnim motorima (zadnje vrijeme i u električnim automobilima), tradicionalno u sistemima besprekidnih napajanja, a sve više (i važnije) u sistemima napajanja sa obnovljivim izvorima energije povezanim na distributivnu mrežu.[1] Poseban vid izvora obnovljive energije mogu činiti baterije i gorive ćelije. Tokom testova pražnjenja istih, posebno za snage veće od 10 kW, postoji potreba da se sva moguća energija vrati u distributivnu mrežu, umjesto da se rasipa na pasivnom teretu. Invertor, u tom slučaju, postaje ključni element pražnjača baterija sa mogućnošću rekuperacije energije.

Upravljanje inverterom je obično zasnovano na širinsko-impulsnoj modulaciji. Poluprovodnički prekidači se uključuju i isključuju pomoću ove modulacije i tako se reguliše smjer toka struje kroz teret, što se na kraju ispoljava kao pretvaranje jednosmjernog u naizmjenični napon. Kada se jednosmjerni napon pretvara u naizmjenični sinusni napon, dolazi do pojave harmonika tj. cjelobrojnih umnožaka osnovne frekvencije. Veličina kojom se opisuje sadržaj viših harmonika napona se naziva totalna harmonijska distorzija (eng. *Total Harmonic*

Distorsion – THD) i veoma je bitan parametar energetskog sistema.[2] THD utiče i na ostale parametre energetskog sistema, kao što su faktor snage (eng. *Power Factor* – PF), vršna struja i efikasnost. Što je manja THD, to su PF i efikasnost energetskog sistema veći. Smanjenje sadržaja harmonika je veoma važno jer viši harmonici negativno utiču na opremu koja se može napajati sa invertora, kao i na mrežu ukoliko je ona na izlazu invertora.[3] Upravo zbog toga, da bi se invertor spojio na mrežu, moraju biti zadovoljeni određeni standardi, kao što su: IEC61727, EN//BAS61000-3-2, IEEE1547 i NEC690, iz kojih se izdvaja maksimalni dozvoljen THD izlazne struje invertora od 5%. [4][5]

Postoje različite tehnike širinsko-impulsnih modulacija, kao što je pokazano u [3], [6],[7], ali dvije daleko najzastupljenije su sinusna širinsko-impulsna modulacija (eng. *Sine Pulse-Width Modulation* – SPWM) i vektorsko-prostorna širinsko-impulsna modulacija (eng. *Space-Vector Pulse-Width Modulation* – SVPWM). U daljem nastavku rada biće predstavljene ove dvije modulacije i biće pokazani rezultati poređenja na primjeru strujno upravljanog 3-f invertora povezanog na mrežu.

Na slici 1. se nalazi električna šema 3-f invertora sa dva nivoa.



Slika 1. Električna šema 3-f invertora sa IGBT prekidačima[8]

II. SINUSNA ŠIRINSKO-IMPULSNA MODULACIJA

SPWM se zasniva na poređenju sinusnog modulišućeg signala osnovne frekvencije i trougaonog nosećeg signala prekidačke frekvencije (mnogo veća od osnovne). Tačke

presjecanja ova dva signala određuju trenutke uključenja/isključenja snažnih prekidača u granama invertora. Izlazni napon i frekvencija zavise od amplitude i frekvencije modulišućeg signala. Odnos amplituda modulišućeg A_m i nosećeg signala A_c se naziva indeks modulacije, što je i pokazano jednačinom:

$$m_a = \frac{A_m}{A_c} = \frac{V_{\sinus}}{V_{\text{trougao}}} \quad (1)$$

Odnos frekvencije modulišućeg signala f_m i frekvencije nosećeg signala f_c se naziva indeks frekventne modulacije, što je i pokazano jednačinom:

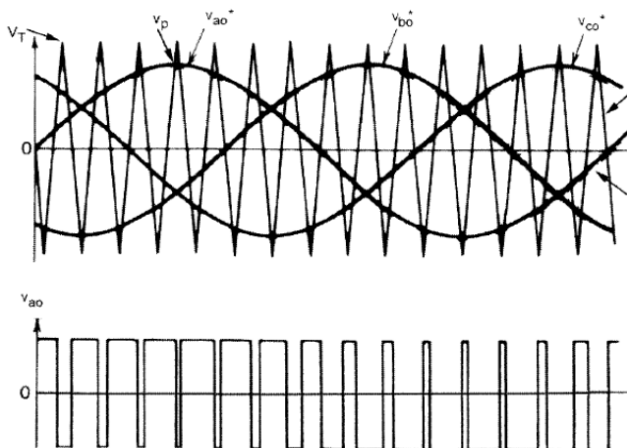
$$m_f = \frac{f_m}{f_c} = \frac{f_{\sinus}}{f_{\text{trougao}}} \quad (2)$$

Upravljanjem indeksom modulacije se reguliše amplituda izlaznog signala.[3][6][7][9][10][11]

Generisani modulirajući signali amplitude M i frekvencije f daju amplitudu izlaznog napona u obliku:

$$V = \frac{M \cdot V_{dc}}{2} \quad (3)$$

Na slici 2. je prikazan princip rada SPWM-a.

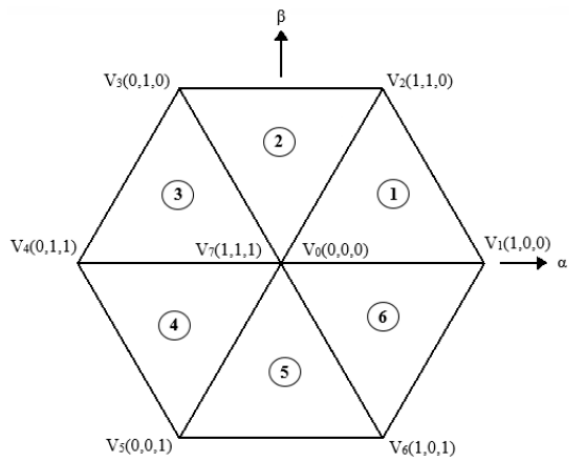


Slika 2. Princip rada SPWM-a[7]

III. PROSTORNO-VEKTORSKA ŠIRINSKO-IMPULSNA MODULACIJA I INSTITUCIJE

Prostorno-vektorska modulacija je prvobitno razvijena kao vektorski pristup PWM-u za 3-f invertore. Cilj svake tehnike modulacije je da se dobiju različite vrijednosti izlaza koji sadrži maksimalnu osnovnu komponentu sinusnog signala sa minimalnim harmonicima.[12] Princip rada SVPWM-a je baziran na 8 kombinacija uključenja i isključenja prekidača trofaznog invertora sa slike 1. Prekidačke kombinacije se mogu predstaviti u binarnom zapisu tako što 1 označava uključenost gornjeg tranzistora u grani, a 0 isključenost gornjeg. Za donje tranzistore je logika obratna. [11] Kod realizacije SVPWM-a je veoma važno ispravno odabrati prekidačke kombinacije i tačno izračunati vremena vođenja i nevođenja prekidača. [9]

SVPWM modulacijom se stvara 6 aktivnih i 2 nulta vektora prekidanja. Ovi vektori se nazivaju još i stacionarni vektori. Na slici 3. je prikazan heksagon dobijen od stacionarnih vektora SVPWM-a, u alfa-beta-0 koordinatnom sistemu, sa naznačenim sektorima. Sektor je određen sa dva susjedna aktivna stacionarna vektora i dva nulta vektora.



Slika 3. Sektori SVPWM-a[8]

Kao što se vidi sa slike 3., vektori od V1 do V6 su aktivni, a V0 i V7 su nulti vektori. Primjenom aktivnih vektora mijenja se izlazni napon, a nulti vektori kratko spajaju gornje ili donje tranzistore u svim granama tako da je na izlazu nula volti. Da bi se ostvarile optimalne performanse i minimalni prekidački gubici, treba voditi računa da prelaskom iz jednog sektora u drugi, dolazi do mijenjanja stanja samo u jednoj grani invertora. Kod SVPWM-a, amplitude trofaznih struja i napona se, zarad lakšeg računanja i regulisanja, transformišu u dvofazni alfa-beta-0 sistem (Klark transformacija).

Rad invertora upravljanog pomoću SVPWM-a se određuje u tri koraka. U prvom koraku se računaju amplituda referentnog vektora i njegov ugao pomoću jednačina:

$$V_{ref} = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (4)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_\beta}{V_\alpha} \right) \quad (5)$$

gdje su V_α i V_β , alfa i beta komponenta napona, respektivno, a θ je ugao referentnog vektora u alfa-beta ravni.

U drugom koraku se određuju sektor, čiji se vektori primjenjuju, kao i vremena trajanja vektora određenog sektora. Generalizovani oblik jednačina vremena vektora je:

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}T_S |V_{ref}|}{V_{DC}} * \sin \left(n \frac{\pi}{3} - \theta \right) \quad (6)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_S |V_{ref}|}{V_{DC}} * \sin \left(\theta - (n-1) \frac{\pi}{3} \right) \quad (7)$$

gdje n predstavlja sektor u kome se nalazi referentni vektor.

Pošto je prekidački period T_S jednak zbiru vremena aktivnih i nultih vektora, sljedi da je vrijeme nultog vektora jednako jednačini:

$$T_0 = T_S - (T_1 + T_2) \quad (8)$$

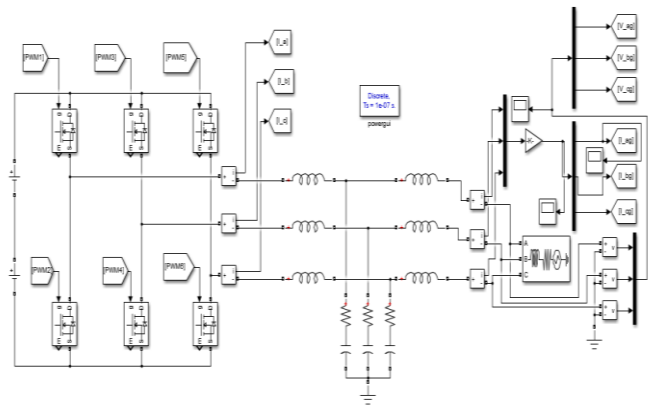
U posljednjem koraku se na osnovu izračunatih vektorskih vremena, računaju vremena vođenja pojedinih prekidača za svaki sektor, kao što je prikazano u tabeli I. [7][8][10][11][12]

TABELA I. VREMENA VOĐENJA PREKIDAČA

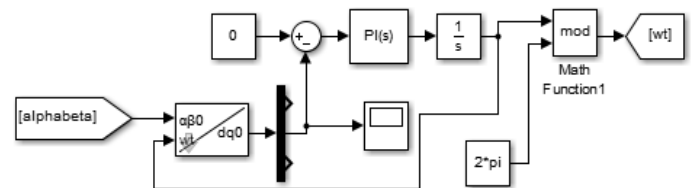
Sektor	Gornji prekidači	Donji prekidači
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_2 = T_0/2$ $S_4 = T_1 + T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$
2	$S_1 = T_1 + T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_2 = T_2 + T_0/2$ $S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$
3	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_2 + T_0/2$	$S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_0/2$
4	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_4 = T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$
5	$S_1 = T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_2 = T_1 + T_0/2$ $S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_0/2$	$S_2 = T_2 + T_0/2$ $S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_2 + T_0/2$

IV. SIMULACIJA

Na slici 4. je prikazana šema simulacije 3f invertora povezanog na distributivnu mrežu, koji bi se koristio u praznjačima baterija sa rekuperacijom. Na izlazu invertora se nalazi LCL filter. Na osnovu [13] su odabrani parametri za koje je rađena simulacija invertora. Parametri su prikazani u tabeli II. Da bi se uporedio samo uticaj odabrane ŠIM na upravljanje 3-f invertorom, na osnovu [13] je napravljeno strujno upravljanje invertorom, u dq0 referentnom sistemu, korišćenjem PI regulatora. Postupak upravljanja počinje mjerenjem napona mreže i izlazne struje kojom se upravlja. Napon mreže i izlazna struja se zatim transformišu iz abc u dq0 referentni sistem. Na osnovu napona mreže se pomoću fazno zaključane petlje dobija frekvencija koju bi izlazna struja invertora trebalo da ima. Pomoću PI regulatora se regulišu d i q komponenta izlazne struje. Za SPWM, izlaz PI regulatora se transformiše iz dq0 u abc sistem, a kod SVPWM-a se izlaz PI regulatora transformiše iz dq0 u alfa-beta-0 referentni sistem, da bi se dobili PWM signali.

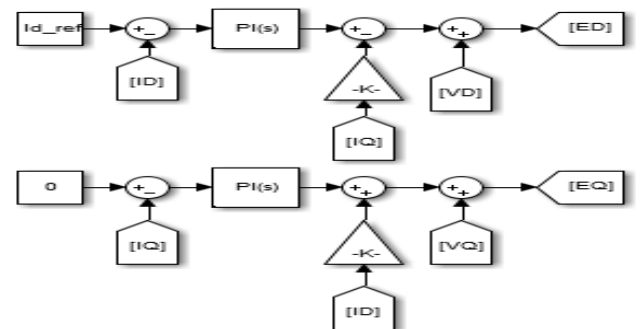


Slika 4. Šema simulacije 3-f invertora povezanog na mrežu
Na slici 5. je prikazana šema fazno zaključane petlje (eng. Phase Locked Loop – PLL), koja služi za sinhronizaciju prolazaka kroz nulu izlazne struje invertora i napona mreže, da bi se ostvario što bolji PF.



Slika 5. Šema PLL-a

Na slici 6. su prikazane konture za regulaciju izlazne struje 3-f invertora povezanog na mrežu.

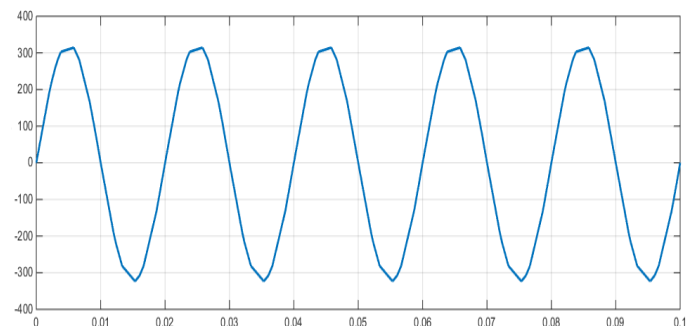


Slika 6. Regulacija izlazne struje trofaznog invertora

TABELA II. PARAMETRI ZA KOJE SU RAĐENE SIMULACIJE INVERTORA

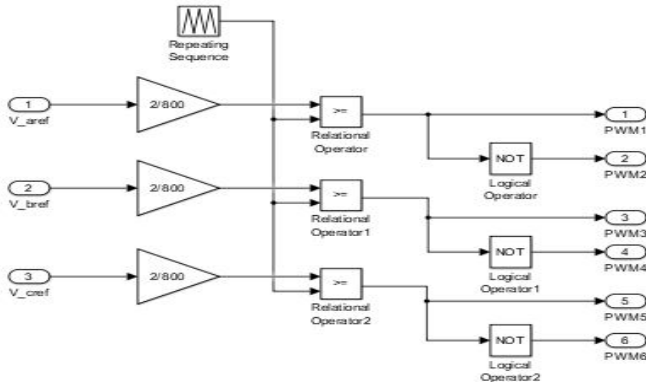
Parametri	Opis	Vrijednosti
V_{DC}	Ulazni napon	800 Vdc
L_i	Invertorska zavojnica	1,5 mH
C	Filterski kondenzator	20 uF
L_g	Zavojnica prema mreži	12 uH
f_{sw}	Prekidačka frekvencija	50 kHz
f_g	Frekvencija mreže	50 Hz
V_g	Fazni napon mreže	230 Vac
P	Snaga	20 kW

Na slici 7. je prikazan dobijeni modulišući signal nakon transformacija iz dq0 u abc referentni sistem, koji se poredi sa trouglastim, da bi se dobio PWM signal, koristeći SPWM.



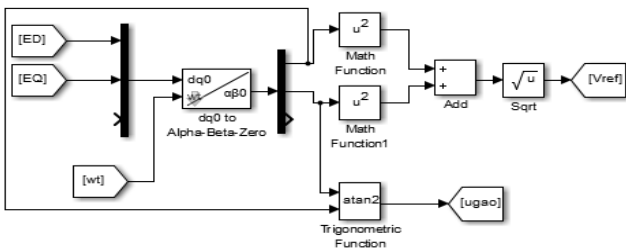
Slika 7. Dobijeni modulišući signal, za SPWM

Na slici 8. je prikazano generisanje PWM-a sinusnom modulacijom.



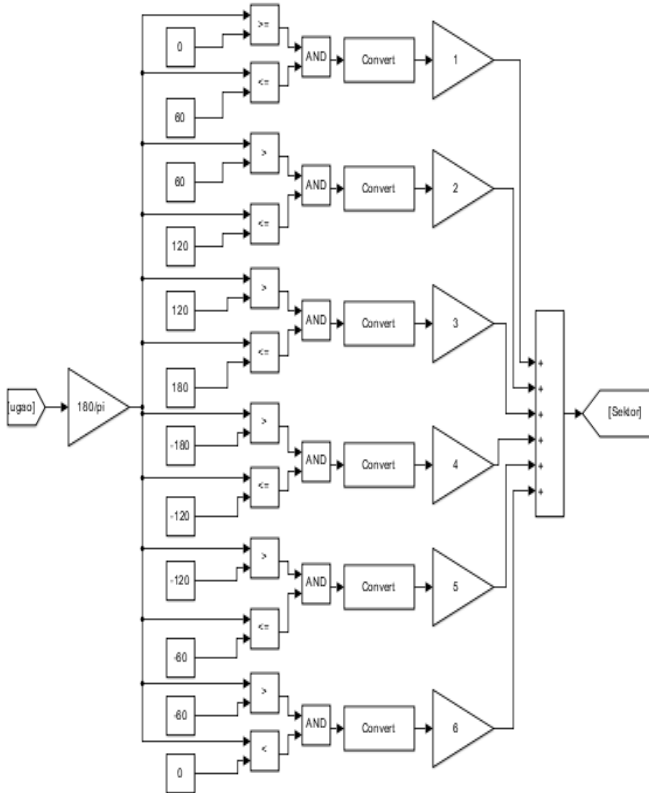
Slika 8. Generisanje PWM signala SPWM modulacijom

Na slici 9. je prikazano određivanje amplitude referentnog vektora i njegovog ugla, potrebnih za proračun vremena vođenja prekidača za SVPWM modulaciju.



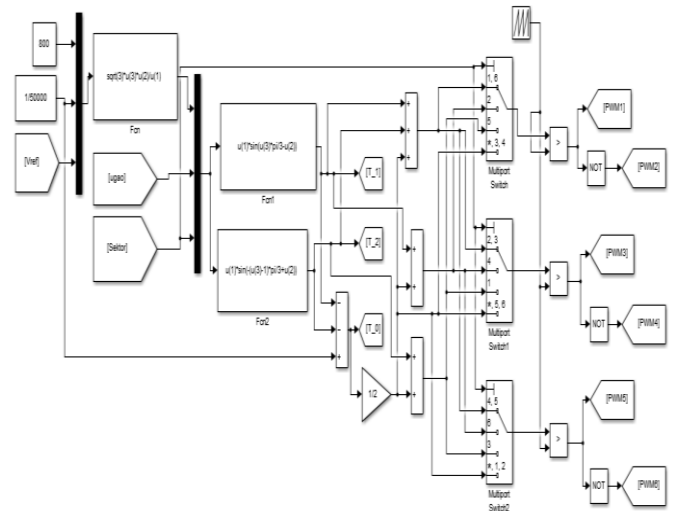
Slika 9. Određivanje amplitude referentnog vektora i njegovog ugla

Na slici 10. je prikazan način određivanja sektora.



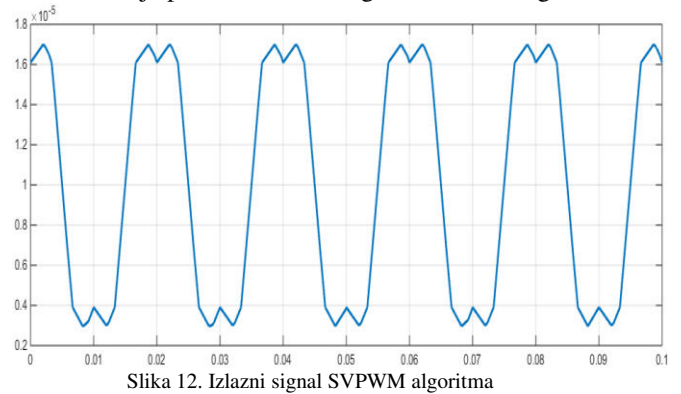
Slika 10. Određivanje sektora

Na slici 11. je prikazana šema za generisanje PWM-a pomoću prostorno-vektorskog algoritma, koja je dobijena primjenom formula iz poglavlja III.



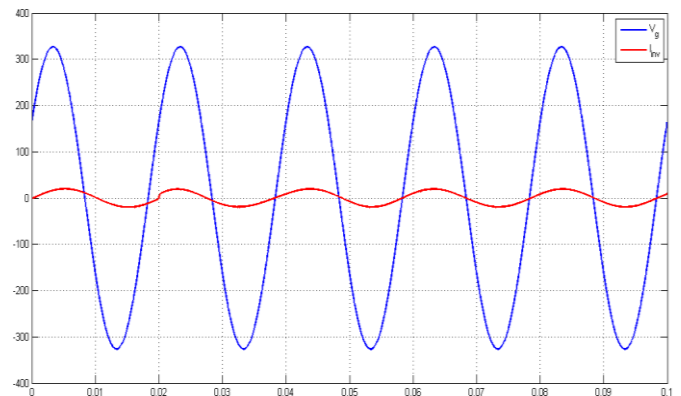
Slika 11. Generisanje PWM signala SVPWM-om

Na slici 12. je prikazan izlazni signal SVPWM algoritma.



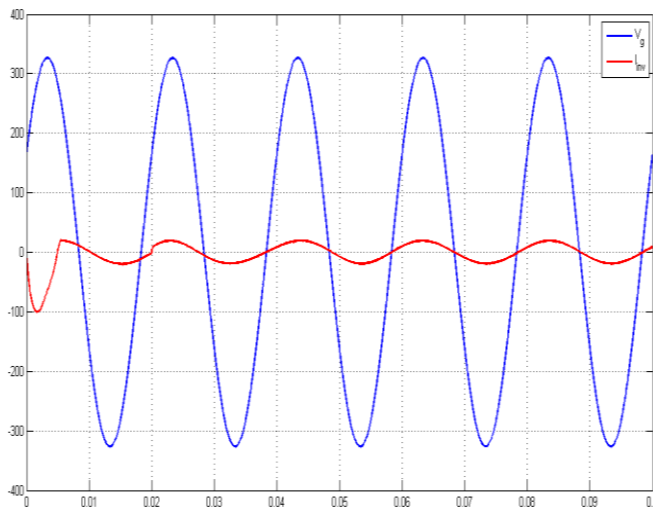
Slika 12. Izlazni signal SVPWM algoritma

Na slici 13. su prikazani napon mreže i izlazna struja, kada je inverter, upravljani SPWM-om, povezan na mrežu.



Slika 13. Napon mreže i izlazna struja invertora, dobijeni SPWM modulacijom, kada je inverter povezan na mrežu

Na slici 14. su prikazani napona mreže i izlazna struja, kada je inverter, upravljani SVPWM-om, povezan na mrežu.



Slika 14. Napon mreže i izlazna struja invertora, dobijeni SVPWM modulacijom, kada je inverter povezan na mrežu

V. POREĐENJA I DISKUSIJA

A. THD – Totalna harmonijska distorzija

THD predstavlja mjeru odstupanja izlaznog napona ili struje od idealnog sinusoidalnog. Formula za THD je sljedeća:

$$THD = \frac{(A_{rms} - A_1)^2}{A_1^2} * 100\% \quad (9)$$

gdje je A_1 , efektivna vrijednost osnovne komponente signala, a A_{rms} , ukupna efektivna vrijednost čitavog signala. Iako račun za THD i PF nije direktno povezan, jer se PF računa kao odnos aktivne i prividne snage, može se pokazati formulom da THD ipak utiče negativno na PF. Formula za PF je sljedeća:

$$PF = \frac{\cos \phi_1}{(1 + THD^2)^{1/2}} \quad (10)$$

gdje je ϕ_1 fazni pomak osnovnih komponenata napona i struje. [3][6]

Računanje THD-a je urađeno pomoću FFT (eng. *Fast Fourier Transformation*) alata u MATLAB/Simulinku.

U tabeli III. su prikazani rezultati THD-a za različite zadane struje.

TABELA III. THD ZA RAZLIČITE ZADANE STRUJE

Zadana struja [A]	THD [%]	
	SPWM	SVPWM
2	12,22	13,83
5	4,58	4,77
7	3,71	3,78
10	2,75	2,68
12	2,30	2,26
14	2,09	1,98
17	1,90	1,74
20	1,70	1,57
22	1,59	1,5
25	1,53	1,40
29	1,44	1,33

Iz tabele III se može vidjeti da u većini slučajeva struja invertora upravljanog SVPWM-om ima manji THD u odnosu na inverter upravljan SPWM-om, ali za manje snage i zadane struje ispod 10 A, SPWM modulacijom se postiže manji THD. U većini zadanog opsega struje, THD je manji od dozvoljenih 5%, ali za jako male struje THD premašuje dozvoljenu vrijednost.

B. Iskorišćenje ulaznog DC napona

Kod SPWM-a, amplituda pravougaonog impulsa na izlazu invertora je jednaka $\frac{V_{DC}}{2}$, dok je kod SVPWM-a $\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$. Iskorišćenost ulaznog DC napona kod SVPWM-a je 15,15%, veća nego kod SPWM-a. [8][14]

Prednost boljeg iskorišćenja DC napona se ogleda u tome da se tokom projektovanja mogu odabrati prekidači koji treba da blokiraju manji napon nego kod SPWM modulacije, a ukoliko se inverter napaja sa sekundara transformatora, preko ispravljača, smanjuje se potrebni broj namotaja sekundara, a samim tim i gabariti transformatora, a ujedno i cijelog sklopa.

C. Projektovanje LCL filtra

Uticaj različitih tipova modulacije se može primjetiti i u projektovanju LCL filtera. LCL filter se sastoji od invertorskog induktiviteta, filterskog kondenzatora i induktiviteta prema mreži. Uticaj modulacije se ogleda u riplu struje invertora. Analizom ripla struje u [15][16] je pokazano da za čitav opseg faktora modulacije, SVPWM proizvodi manji ripl struje u odnosu na SPWM.

Opšta jednačina za računanje invertorske zavojnice je: [17]

$$L_{i,min} = \frac{V_{DC}}{k * f_{SW} * \Delta I_{i,max}} \quad (11)$$

gdje je k parametar koji zavisi od tipa modulacije i broja nivoa invertora.

Pored ripla struje, važan parametar je tzv. rezerva ulaznog DC napona. Pošto SVPWM ima bolje iskorišćenje DC napona, moguće je postići iste performanse filtra za manji ulazni DC napon.[16] Primjenjujući gore pokazane osobine, moguće je projektovati LCL filter za SVPWM-om upravljan 3f inverter, sa nekom od metoda, kao što je pokazano u [18][19][20][21], koji ima zavojnice manjeg induktiviteta u odnosu na potrebne za SPWM. Manji induktivitet znači da će i dimenzije zavojnica biti manje, a samim tim i cjelokupni sklop će biti manjih dimenzija i težine, što je posebno važno za portabilne uređaje, kao što su pražnjači baterija.

D. Gubici

Sa povećanjem snage invertora, povećavaju se i gubici. Pored snage i povećanje frekvencije dovodi do većih prekidačkih gubitaka, a opet za rad na manjim frekvencijama su potrebni veći filterski elementi. Za odabranu frekvenciju rada i željenu snagu, u poređenju primjene SPWM-a i SVPWM-a se dolazi do zaključka da inverter koji je upravljan SVPWM-om, ima manje ukupne gubitke od onog koji radi sa SPWM-om. Ključna stvar je u tome što SVPWM modulacija dozvoljava promjenu u samo jednoj grani invertora na jednom prekidačkom periodu, dok kod SPWM-a to nije slučaj. [6][22]

VI. ZAKLJUČAK

U ovom radu je izvršeno poređenje SPWM i SVPWM tehnika modulacije za potrebe upravljanja 3-f invertorom povezanim na distributivnu mrežu. Teoretski su predstavljene SPWM i SVPWM, urađene su simulacije u MATLAB/Simulink-u i dati su rezultati simulacija. Poređeno je iskorišćenje ulaznog napona, THD, dizajn LCL filtera i gubici. Poređenja su pokazala da SVPWM u odnosu na SPWM ima bolju iskorišćenost ulaznog napona, manji THD izlazne struje na većim snagama i da je potreban manji LCL filter na izlazu invertora, kao i da su gubici manji. Samim tim se može zaključiti da je SVPWM efikasnija metoda za upravljanje 3-f invertorom nego SPWM. Budući rad bi mogla biti primjena SVPWM-a u upravljanju bidirekcionim/četvorokvadrantnim pretvaračem, koji bi se koristio u pražnjaču/punjaču baterija.

ZAHVALNICA

Autor se zahvaljuje prof. dr Milomiru Šoji na mentorstvu i korisnim savjetima u izradi ovog rada. Rad je urađen u sklopu predmeta Izabrana poglavlja energetske elektronike.

LITERATURA

- [1] Muhammad H. Rashid, "Pulse-Width-Modulated Inverter", Power Electronics Circuits, Devices and Applications, 3rd ed. Pearson Education Inc., 2004.
- [2] S. K. Sahoo, A. Ramulu, S. Batta and S. Duggal, "Performance Analysis and Simulation of Three Phase Voltage Source Inverter using basic PWM Techniques," in Proc. IET Chennai 3rd Int. Conf. Sustainable Energy and Intelligent Systems (SEISCON 2012), Tiruchengode, India, Dec. 27-29, 2012.
- [3] Rahman, A., Rahman, M. M., & Islam, M. R., "Performance Analysis of Three Phase Inverters with Different Types of PWM Techniques", 2nd International Conference on Electrical & Electronic Engineering (ICEEE), 2017.
- [4] Rebolal, D., Carpintero-Rentería, M., Santos-Martín, D., Chinchilla, M., "Microgrid and Distributed Energy Resources Standards and Guidelines Review: Grid Connection and Operation Technical Requirements", Energies 2021, 14, 523, 2021.
- [5] Stadler I., "Study about International Standards for the connection of Small Distributed Generators to the power grid", Deutsche Gesellschaft für Internationale Zusammenarbeit (GIZ) GmbH, 2011.
- [6] Ahmed, W., & Ali, S. M. U., "Comparative study of SVPWM (space vector pulse width modulation) & SPWM (sinusoidal pulse width modulation) based three phase voltage source inverters for variable speed drive", IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, 2013.
- [7] DEVELOPMENT OF MATLAB SIMULINK MODEL FOR SVPWM WITH UNDER-MODULATION REGION, Projekat, <https://www.eeweb.com/wp-content/uploads/projects-member-projects-svpwm-body-1348159001-171219-045341.pdf>
- [8] Sevilimis, F., & Karaca, H. (2014), "Simulation and analysis of SVPWM based VSI for wind energy systems", Proceedings of the 2014 6th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI), 2014.
- [9] Neha Sharma, Vijay Kumar Garg, "Comparison of SPWM VSI and SVPWM VSI FED Induction Machine Using Volt per Hertz Control Scheme", Impending Power Demand and Innovative Energy Paths (IPDIEP), 2014.
- [10] Shweta Singh, A.N.Tiwari, "Simulation and Comparison of SPWM and SVPWM Control for Two Level Inverter", First International

Conference on Smart Technologies in Computer and Communication: Amity University Rajasthan, 2017.

- [11] S. Vasudevamurthy, Swetha, "Simulation And Comparison Of Space Vector Pulse Width Modulation For Three Phase Voltage Source Inverter", Internatioanl Journal od Engineering Research & Technology (IJERT), 2013.
- [12] K.V. Kumar, P.A. Michael, J.P. John, S.S. Kumar, "Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter", ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences, 2010.
- [13] Texas Instruments, "10-kW, Bidirectional Three-Phase Three-Level (T-type) Inverter and PFC Reference Design", 2018.
- [14] Slobodan N. Vukosavic, "Grid-Side Converters Control and Design", Springer, 2018.
- [15] Viatkin, A., Mandrioli, R., Hammami, M., Ricco, M., Grandi, G., "AC Current Ripple Harmonic Pollution in Three-Phase Four-Leg Active Front-End AC/DC Converter for On-Board EV Chargers", Electronics, 10, 116, 2021
- [16] Jalili, K., Bernet, S., "Design of LCL Filters of Active-Front-End Two-Level Voltage-Source Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56(5), 1674–1689, 2009.
- [17] Majic G., Despalatovic M., Terzic B., "LCL Filter Design Method for Grid-Connected PWM-VSC", Journal of Electrical Engineering and Technology, 2017.
- [18] Said-Romdhane M.B., Naouar M.W., Belkhdja I.S., Monmasson E., "An Improved LCL Filter Design in Order to Ensure Stability without Damping and Despite Large Grid Impedance Variations", Energies, 2017.
- [19] Dursun, M., Dosoglu, M. K., "LCL Filter Design for Grid Connected Three-Phase Inverter", 2nd International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies (ISMSIT), 2018.
- [20] Fei Liu, Xiaoming Zha, Yan Zhou, Shanxu Duan, "Design and research on parameter of LCL filter in three-phase grid-connected inverter", IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2009.
- [21] Seung Gyu Seo, Yongsoo Cho, Lee, K.-B., "LCL-filter design for grid-connected three-phase inverter using space vector PWM", IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC-ECCE Asia), 2016.
- [22] Perruchoud, P. J. P., Pinewski, P. J., "Power losses for space vector modulation techniques. Power Electronics in Transportation.", IEEE, 1996.

ABSTRACT

An inverter is a DC-AC converter that is used in the control of electric motors, in renewable energy sources, in uninterruptible power supply systems. To obtain an AC (sine) output, it is necessary to apply some type of pulse width modulation (PWM) in the control of the inverter. The choice of the PWM is of crucial importance for achieving the appropriate output quality (THD – total harmonic distortion), utilization of the input DC voltage, efficiency, power factor, etc. In this paper, according to the mentioned criteria, sinusoidal (SPWM) and space-vector PWM (SVPWM) are compared, using simulations in MATLAB/Simulink. Simulations have shown clear advantages of applying SVPWM to the control of a 3-f inverter.

COMPARISON OF 3-F INVERTER CONTROL USING SINE AND SPACE-VECTOR PULSE-WIDTH MODULATION

Rade Pelemiš