

Aleksandar Cuculić, mag. ing.
Dr. sc. Dubravko Vučetić / Ph. D.
Sveučilište u Rijeci / *University of Rijeka*
Pomorski fakultet u Rijeci /
Faculty of Maritime Studies Rijeka
Studentska 2, 51000 Rijeka

Dr. sc. Danko Kezić / Ph. D.
Sveučilište u Splitu / *University of Split*
Pomorski fakultet / *Faculty of Maritime Studies*
Zrinsko-frankopanska 38, 21000 Split
Hrvatska / *Croatia*

Izvorni znanstveni rad
Original Scientific Paper

UDK / *UDC*:
621.314.26
629.5.03

Primljeno / *Received*:
23. rujna 2012. / *23rd September 2012*
Odobreno / *Accepted*:
29. listopada 2012. / *29th October 2012*

KOMPARATIVNA ANALIZA METODA ŠIRINSKO-IMPULSNE MODULACIJE PROPULZIJSKOG PRETVARAČA FREKVENCije

COMPARATIVE ANALYSIS OF THE PULSE WIDTH MODULATION METHODS FOR THE PROPULSION FREQUENCY CONVERTER

SAŽETAK

U radu su pomoću simulacijskog modela razvijenog u programskom alatu Simulink analizirane tri najčešće korištene metode širinsko-impulsne modulacije: metoda histereze, sinusno-trokutna metoda i metoda modulacije prostornog vektora. Simulacija je izvršena u vremenskoj domeni, a za analizu rezultata je primijenjen kvazistacionarni pristup. Usporedno su analizirani valni oblici i harmonička izobličenja statorskih napona i struja propulzijskog elektromotora pri različitim brzinama vrtnje i odgovarajućim opterećenjima za sve tri metode modulacije. Dobiveni rezultati pokazuju da su pri približno istim frekvencijama prekapčanja ukupna harmonička izobličenja napona i struje propulzijskog elektromotora uvjerljivo najmanja kod metode modulacije prostornog vektora, a najveća kod metode histereze. Indeks frekventne modulacije ima relativno mali utjecaj na THDu, ali vrlo velik utjecaj na THDi.

Ključne riječi: širinsko-impulsna modulacija, električna propulzija, brod, pretvarač frekvencije, modulacijske tehnike

SUMMARY

In this paper, using a simulation model developed in Simulink, the three most common Pulse Width Modulation techniques are analyzed: hysteresis current control method, sine-triangle method, and space vector modulation method. Simulation is performed in the time domain and a quasi-stationary approach is applied for the simulation results analysis. Waveforms and harmonic distortion of propulsion motor's stator voltage and current are analyzed at different speeds and appropriate loads for all three modulation methods. The obtained results indicate that, at approximately equal switching frequencies, the total harmonic distortions of propulsion motor voltage and current are arguably lowest when the space vector modulation method is used and are highest with the hysteresis current control method. Frequency modulation index has a relative small impact on THDu and a very large impact on THDi.

Key words: Pulse Width Modulation, electric propulsion, ship, frequency converter, modulation techniques

1. UVOD

Na plovilima s električnom propulzijom danas prevladava koncept kod kojeg je sustav električne propulzije potpuno integriran unutar elektroenergetskog sustava plovila (IEP–Integrated electrical propulsion). Brzina vrtnje propulzijskih elektromotora regulira se pomoću statičkih pretvarača frekvencije napajanih iz brodske mreže konstantnog napona i frekvencije. Pretvarač frekvencije ključna je komponenta takvog sustava, o kojoj u velikoj mjeri ovise njegova efikasnost i dinamički odziv.

U počecima primjene, jedino su mrežno komutirani tiristorski pretvarači mogli dati dovoljno veliku snagu za pogon propulzijskih elektromotora. Tu se prvenstveno misli na ciklokonverter i sinkrokonverter kao tipične predstavnike ovoga tipa pretvarača [1].

Pretvarači koji koriste poluvodičke ventile s mogućnošću prisilne, odnosno programirane komutacije imaju bolje karakteristike i manja harmoničkaizobličenja, ali je njihova upotreba za velike snage bila sve donedavno ili preskupa, ili vrlo teško izvediva. Tek je razvoj na polju energetske elektronike tijekom proteklog desetljeća omogućio njihovu primjenu i kod elektromotornih pogona velikih snaga.

Tome je svakako išao u prilog i stalan pad cijena poluvodičkih komponenata. Širinsko-impulsno modulirani (ŠIM) pretvarači s utisnutim naponom su danas daleko najrasprostranjeniji tip ovakvih pretvarača frekvencije, uglavnom zahvaljujući njihovoj širokoj primjeni kod industrijskih elektromotornih pogona malih i srednjih snaga. Zbog svoje kompatibilnosti sa svim vrstama izmjeničnih elektromotora i odličnih dinamičkih karakteristika nameću se kao optimalan izbor u većini primjena, pa tako i kod brodske električne propulzije.

Smisao ovoga rada je komparativna analiza triju najčešćekorištenih metoda širinsko-impulsne modulacije (metode histereze, sinusno-trokutne metode (STM) i metode modulacije prostornog vektora (SVM)), s obzirom na kvalitetu napona i struje propulzijskog elektromotora napajano pomoću pretvarača frekvencije s utisnutim naponom. Izvršena analiza temeljena je na simulacijskom modelu.

1 INTRODUCTION

The Integrated Electric Propulsion (IEP), where the propulsion system is fully integrated into the ship's power network, is the prevailing concept on board modern electrically propelled vessels. The speed of the propulsion motor is controlled by the static frequency converter supplied from the electrical network of constant voltage and frequency; therefore, it has a major influence on the efficiency and dynamic response of the IEP system.

In the beginning of the frequency converters application on board ships, only the naturally commutated thyristor converters (cycloconverter and synchroconverter) were able to provide sufficient power for propulsion motors [1].

Converters with force commutated switching devices have better properties and a lower harmonic distortion, but until recently, their application was limited to low and medium power ranges. However, the development of power electronics and a constant decline of semiconductor prices over the past decade enabled their use in high power electrical propulsion drives.

The Pulse Width Modulated (PWM) voltage source frequency converters are nowadays the most common type of electric motor drives, thanks to their wide application in industry, compatibility with all types of AC motors and excellent dynamic characteristics. They present an optimal choice for most of the applications, including the ship's electrical propulsion.

The purpose of this paper is a comparative analysis of the three most common PWM methods (hysteresis current control method, sine-triangle method (STM) and space vector modulation method (SVM)), considering the quality of the propulsion electric motor voltage and current when fed by a voltage source PWM frequency converter.

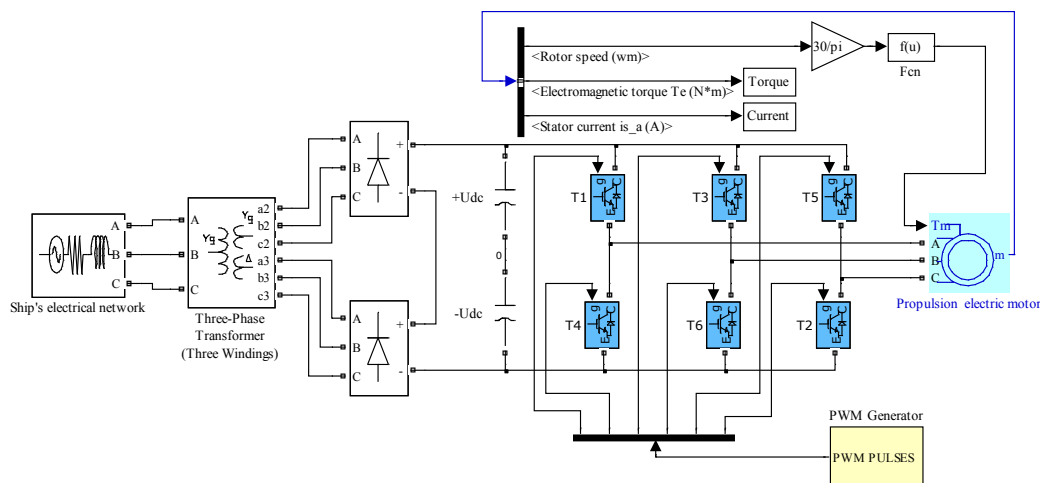
2 SIMULATION MODEL OF THE PROPULSION PWM VOLTAGE SOURCE FREQUENCY CONVERTER

The model of a propulsion motor fed by the PWM frequency converter is shown in Figure 1.

A six-pulse two level PWM inverter is realized with six IGBTs and connected to the ship's

2. SIMULACIJSKI MODEL PROPULZIJSKOG ŠIM PRETVARAČA S UTISNUTIM NAPONOM

Model broskog propulzijskog elektromotora napajanog pomoću ŠIM pretvarača s utisnutim naponom prikazan je na slici 1.



Slika 1. Simulink model propulzijskog elektromotora napajanog pomoću ŠIM pretvarača s utisnutim naponom
Figure 1 Simulink model of propulsion motor feed from PWM voltage source converter

Izvor/Source: autori/authors

Šesteropulsni ŠIM izmjenjivač s dvije naponske razine realiziran je pomoću šest IGBT-a i spojen na brosku mrežu preko dvanaesteropulsnog ispravljačkog sklopa, koji se sastoji od troznamotnog trofaznog transformatora u spoju Y/y/d i dva serijski spojena šesteropulsna diodna ispravljača. Dvanaesteropulsna konfiguracija ispravljačkog sklopa odabrana je iz razloga što se ona najčešće koristi kod brodske električne propulzije, a ujedno daje dovoljno kvalitetan napon istosmjernog međukruga. Kako se u ovome radu primarno analiziraju naponi i struje propulzijskog elektromotora, a ne i utjecaj na broski elektroenergetski sustav, neupravljivi diodni mostovi u potpunosti zadovoljavaju postavljene uvjete i istovremeno omogućuju mnogo jednostavniju realizaciju simulacijskog modela, nego u slučaju primjene aktivnih ispravljača.

U modelu je na izlaz ŠIM izmjenjivača spojen kavezni asinkroni elektromotor, simuliran u stacionarnom referentnom okviru kod kojega se sve električne varijable i parametri preslikavaju na stator te je stoga izuzetno pogodan za analizu struja i napona kojim pretvarač frekvencije napaja elektromotor (Slika 2) [2] [3].

power system via a twelve-pulse rectifier consisting of three-phase, three windings transformer in Y/y/d connection and two six-pulse diode rectifiers connected in series. The twelve-pulse rectifier circuit is chosen due to its common use in marine electrical propulsion and low ripple output voltage. As this paper primarily analyzes the propulsion motor voltage and current, and not the frequency converter im-

pact on the ship's electrical system, passive diode bridges fully meet the set requirements, simultaneously providing a much simpler implementation of the simulation model than in the case of an active rectifier application.

The induction motor, simulated in a stationary reference frame (Figure 2) is connected to the output of the PWM inverter. The stationary reference frame, where all electrical variables and parameters are mapped to the stator side, is particularly suitable for the parameter analysis of the electric motor fed by adjustable speed drive[2][3].

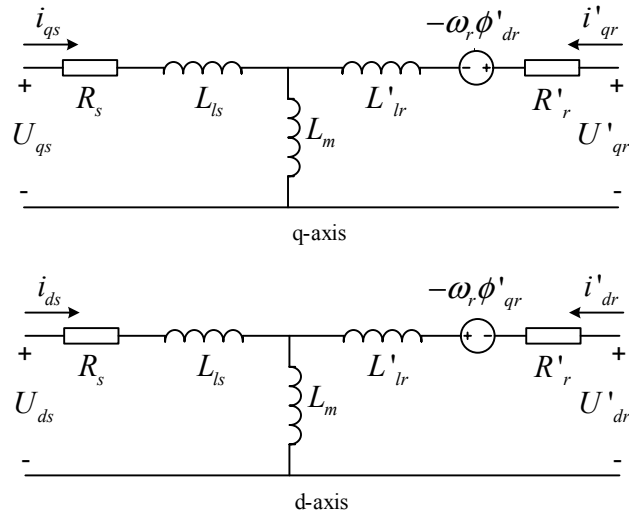
The electrical model is described with the following equations (1 – 9):

$$U_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs}, \quad (1)$$

$$U_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds}, \quad (2)$$

$$U'_{qr} = R'_r i'_{qr} + \frac{d}{dt} \phi'_{qr} - \omega_r \phi'_{qr}, \quad (3)$$

$$U'_{dr} = R'_r i'_{dr} + \frac{d}{dt} \phi'_{dr} + \omega_r \phi'_{dr}, \quad (4)$$



Slika 2. Nadomjesna shema kaveznog asinkronnog motora u stacionarnom referentnom okviru
Figure 2 Induction motor equivalent circuit in stationary reference frame

Izvor/Source: autori prema [2] i [3] / authors according to [2] and [3]

Električni model opisan je jednačbama (1 – 9):

$$U_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs}, \quad (1)$$

$$U_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds}, \quad (2)$$

$$U'_{qr} = R'_r i'_{qr} + \frac{d}{dt} \phi'_{qr} - \omega_r \phi'_{qr}, \quad (3)$$

$$U'_{dr} = R'_r i'_{dr} + \frac{d}{dt} \phi'_{dr} + \omega_r \phi'_{dr}, \quad (4)$$

$$T_e = 1.5p(\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}), \quad (5)$$

$$\phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i'_{qr}; \quad \phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i'_{dr}, \quad (6)$$

$$i_r = L'_r i'_{qr} + L_m i'_{qs}; \quad \phi'_{dr} = L'_r i'_{dr} + L_m i'_{ds}, \quad (7)$$

$$L_s = L_{ls} + L_m, \quad (8)$$

$$L'_r = L'_{lr} + L_m, \quad (9)$$

gdje su R_s i L_{ls} otpor i rasipni induktivitet statora, R'_r i L'_{lr} otpor i rasipni induktivitet rotora, L_m glavni induktivitet, L_s , L'_r ukupni induktiviteti statora i rotora, U_{qs} , i_{qs} napon i struja statora na q osi, U'_{qr} , i'_{qr} napon i struja rotora na q osi, U_{ds} , i_{ds} napon i struja statora na d osi, U'_{dr} , i'_{dr} napon i struja rotora na d osi, ϕ_{qs} , ϕ_{ds} ma-

$$T_e = 1.5p(\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}), \quad (5)$$

$$\phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i'_{qr}; \quad \phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i'_{dr}, \quad (6)$$

$$i_r = L'_r i'_{qr} + L_m i'_{qs}; \quad \phi'_{dr} = L'_r i'_{dr} + L_m i'_{ds}, \quad (7)$$

$$L_s = L_{ls} + L_m, \quad (8)$$

$$L'_r = L'_{lr} + L_m, \quad (9)$$

where R_s i L_{ls} are stator resistance and leakage inductance, R'_r i L'_{lr} rotor resistance and leakage inductance, L_m main inductance, L_s , L'_r stator and rotor total inductances, U_{qs} , i_{qs} stator voltage and current on q-axis, U'_{qr} , i'_{qr} rotor voltage and current on q-axis, U_{ds} , i_{ds} stator voltage and current on d-axis, U'_{dr} , i'_{dr} rotor voltage and current on d-axis, ϕ_{qs} , ϕ_{ds} stator magnetic fluxes on q-axis and d-axis, ϕ'_{qr} , ϕ'_{dr} rotor magnetic fluxes on q-axis and d-axis and p is the number of pole pairs.

The mechanical system dynamic included in the induction motor model is described with the equation (10):

$$T_e = J \frac{d}{dt} \omega_r + F \omega_r + T_m, \quad (10)$$

where ω_r is an electric angular speed, T_e an electromagnetic torque, T_m a mechanical load torque, J a total rotor and load inertia coeffi-

gnetski tokovi statora na d i q osi, ϕ'_{qr} , ϕ'_{dr} magnetski tokovi rotora na d i q osi i p – broj pari polova.

Dinamika mehaničkog sustava koji je uključen u model asinkronog motora opisana je pomoću jednadžbe (10):

$$T_e = J \frac{d}{dt} \omega_r + F \omega_r + T_m, \quad (10)$$

gdje su: električna kutna brzina, T_e elektromagnetski moment, T_m moment tereta, J ukupni moment inercije rotora i tereta spojenog na osovinu motora i F ukupni koeficijent trenja rotora i tereta spojenog na osovinu motora [2] [3].

Moment tereta koji razvija brodski vijak T_m približno je proporcionalan kvadratu brzine:

$$T_m = K(\omega_m)^2, \quad (11)$$

gdje je K je konstanta određena nazivnim vrijednostima momenta i brzine vrtnje motora, a ω_m kutna brzina rotora.

Odabran je prikaz veličina u relativnim jedinicama, odnosno Per-Unit (p.u.) sustavu. To znači da je vrijednost pojedinih veličina (napon, struja, moment, ...) izražena kao omjer izmjerene i nominalne vrijednosti. Takav sustav je odabran zbog lakšeg i zornijeg prikaza međudodosa mjerenih veličina, ali i iz jednog čisto praktičnog razloga. Naime, p.u. sustav je vrlo pogodan za modeliranje elektromotora, zbog toga što se vrijednosti reaktancija izražene u relativnim jedinicama vrlo malo mijenjaju prilikom promjene vrijednosti napona napajanja i snage elektromotora. Čest je slučaj da su poznati osnovni parametri motora, ali ne i elementa u nadomjesnoj shemi, pa se odabirom standardnih p.u. vrijednosti mogu na jednostavan način dobiti njihove dovoljno točne vrijednosti [4].

3. ŠIRINSKO-IMPULSNA MODULACIJA PRIMJENOM METODE HISTEREZE

Metoda histereze temelji se na strujnoj povratnoj vezi. U korištenom modelu, referentna vrijednost sinusne struje željene amplitude i frekvencije uspoređuje se sa stvarnom linijskom strujom propulzijskog elektromotora koja mora pratiti referentnu vrijednost unutar granice po-

cient and F is a total rotor and load friction coefficient [2][3].

The load torque T_m developed by the propeller is approximately proportional to the square of the propulsion motor speed:

$$T_m = K(\omega_m)^2, \quad (11)$$

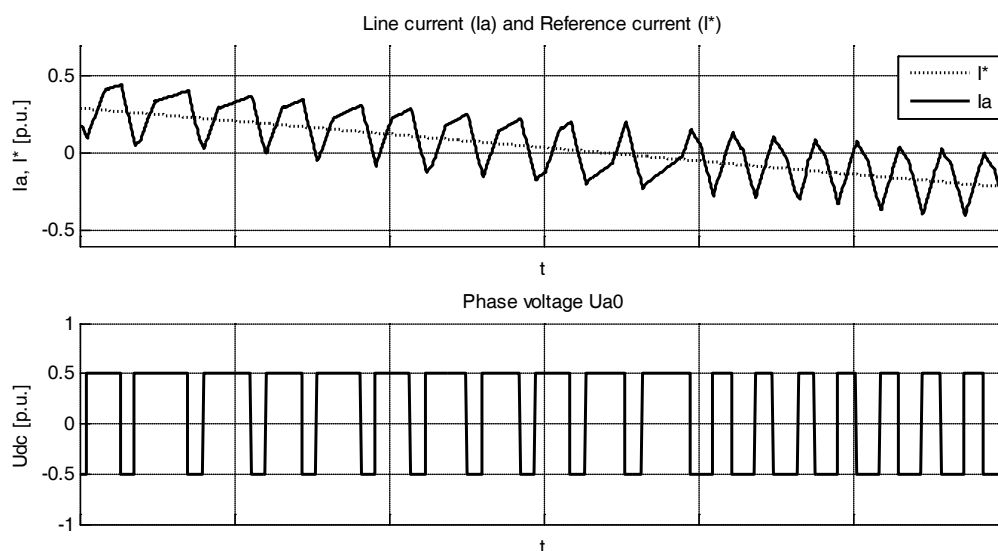
where K is a constant determined by the nominal values of the motor speed and torque and ω_m is the rotor angular speed.

All parameters and measured values in the presented model are displayed in the relative or Per Unit (p.u.) system. It means that the value of a certain parameter (voltage, current, torque, etc.) is expressed as the ratio of the measured and nominal values. Such a system is chosen for a clearer and easier representation of the relationship between the measured values, but also from purely practical reasons. Specifically, the p.u. system is very suitable for electric motors modelling, because, when expressed in relative units, the values of motor reactances change very little with the variation of supply voltage and electric motor power. It is often the case that the basic parameters of the electric motor are known, but not the values of the motor equivalent circuit elements. By using the p.u. system, sufficiently accurate values of those elements can be obtained [4].

3 PULSE WIDTH MODULATION USING THE HYSTERESIS CURRENT CONTROL METHOD

The Hysteresis current control PWM method is based on the current feedback. In the model used, the reference value of the sinusoidal current with the desired amplitude and frequency is compared with the actual propulsion motors line current. The propulsion motor current must follow the reference value within the error limits given by the hysteresis bandwidth (HB) (Figure 3).

If it rises above the upper threshold level of the hysteresis band, the IGBT of the inverter upper branch that corresponds to the phase of the observed motor current switch to the OFF state, and the corresponding IGBT in the lower branch switches to the ON state. As a result, the amplitude of the output phase voltage drops from the maximum ($+0.5 U_{dc}$) to the minimum value ($-0.5 U_{dc}$).



Slika 3. Princip generiranja ŠIM impulsa primjenom metode histereze
Figure 3 The principle of generating PWM pulses using Hysteresis method

Izvor/Source: autori/authors

greške zadane širinom pojasa histereze (HB) (Slika 3).

Ukoliko struja propulzijskog elektromotora poraste iznad gornjeg praga pojasa histereze, gornji ventil grane izmjenjivača koji odgovara fazi promatrane struje elektromotora prelazi u stanje zapiranja, a donji u stanje vođenja. Kao rezultat tog, amplituda izlaznog faznog napona pada sa svoje najviše vrijednosti ($+0,5U_{dc}$) na najnižu ($-0,5U_{dc}$).

Kada struja padne ispod donjeg praga pojasa histereze ventili zamjene stanja i struja ponovo počinje rasti. Stvarna vrijednost struje stoga je pomoću naizmjeničnog prekapčanja poluvodičkih ventila u gornjoj i donjoj grani prisiljena pratiti valni oblik sinusne referentne struje unutar pojasa histereze. Ako bi se na taj način regulirala npr. linijska struja izmjenjivača na slici 1., tada bi ulogu gornjeg ventila imao IGBT tranzistor T1, a donjeg T4.

Kada se gornji ventil (T1) nalazi u stanju vođenja, pozitivni i negativni nagib struje mogu se odrediti pomoću izraza (12):

$$\frac{di}{dt} = \pm \left(\frac{0,5U_{dc} - U_{cemf} \sin(\omega t)}{L} \right), \quad (12)$$

gdje je $0,5U_{dc}$ narinuti napon, $U_{cemf} \sin(\omega t)$ trenutna vrijednost protuelektromotorne sile tereta (motora), a L predstavlja ukupni serijski induktivitet tereta. Izmjenjivač se tada zapravo

When the current falls below the hysteresis band lower threshold, the IGBTs switch the states and the current starts to rise again. The propulsion motor current is, therefore, forced to follow the reference current sinusoidal waveform within the hysteresis band, by the alternate switching of the semiconductor valves in the inverter upper and lower branch. If, e.g., the line current i_a of the inverter (Figure 1) is considered, then T1 has the role of the upper branch valve and T4 is the lower branch valve.

During the period when T1 is in ON state, the positive and negative slope of the current can be determined by (12):

$$\frac{di}{dt} = \pm \left(\frac{0,5U_{dc} - U_{cemf} \sin(\omega t)}{L} \right), \quad (12)$$

where $0,5U_{dc}$ is the applied voltage, $U_{cemf} \sin(\omega t)$ the instantaneous value of the electric motor counter electromotive force, and L is the load serial inductance. The inverter actually behaves as a sinusoidal current source. The current is determined only by the fluctuations in the hysteresis bandwidth and is independent of the DC link voltage ripple.

During each transition between the conduction states of semiconductor valves, it is necessary to ensure an adequate lock-out time in order to prevent possible major faults caused by the breakdown of semiconductor valves.

The Simulink model of the hysteresis current control PWM circuit is shown in Figure 4. The

ponaša kao strujni izvor koji generira struju čija je fluktuacija određena samo širinom pojasa histerese i neovisna je o valovitosti napona istosmjernog međukruga.

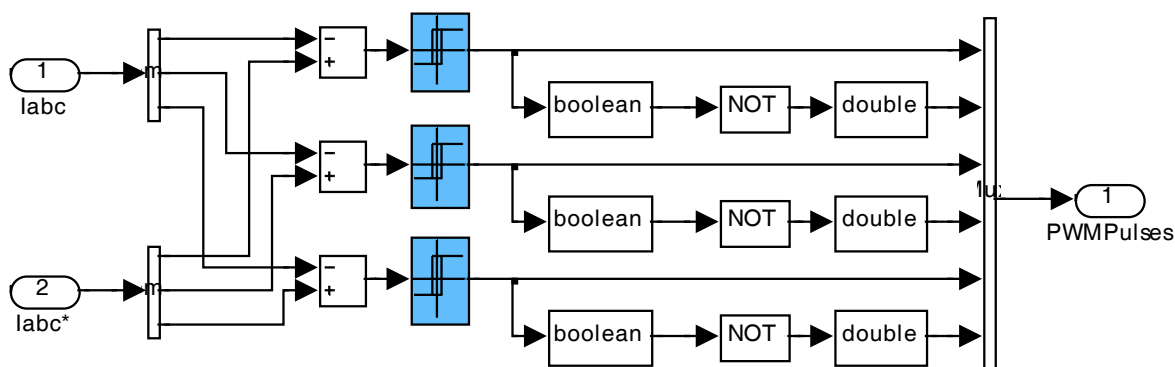
Prilikom svakog prijelaza između dvaju stanja poluvodičkih ventila potrebno je osigurati odgovarajuće vrijeme zaključavanja (engl. lock-out time) da bi se spriječili mogući veći kvarovi uzrokovani probojem elektroničkih ventila.

Simulink model sklopa za širinsko-impulsnu modulaciju pomoću metode histerese prikazan je na slici 4. Na ulaz komparatora s histerezom dovodi se signal razlike između stvarne struje propulzijskog elektromotora i referentne sinusne struje. Uvjet za prelazak gornjih poluvodičkih ventila (T1, T3 i T5) u stanje vođenja pri tome je $(i^*-i) > +HB$, dok je $(i^*-i) < -HB$ uvjet za prelazak u stanje vođenja donjih poluvodičkih ventila (T2, T4, T6) [5].

signal difference between the actual propulsion motor current and the reference current is supplied to the input of the HB comparator. The condition for the conduction of the upper branch IGBTs (T1, T3, T5) is $(i^*-i) > +HB$, and $(i^*-i) < -HB$ is the condition for the conduction of the lower branch IGBTs (T2, T4, T6) [5].

4 PULSE WIDTH MODULATION USING THE SINE-TRIANGLE MODULATION METHOD

The circuit diagram of the STM model is shown in Figure 5, and the principle of the output voltage waveform generation is shown in Figure 6. The symmetrical, isosceles triangular voltage U_r with the frequency f_c is compared with the sinusoidal reference voltage with the



Slika 4. Simulink model sklopa za širinsko-impulsnu modulaciju pomoću metode histerese
Figure 4 Simulink model of hysteresis band PWM circuit

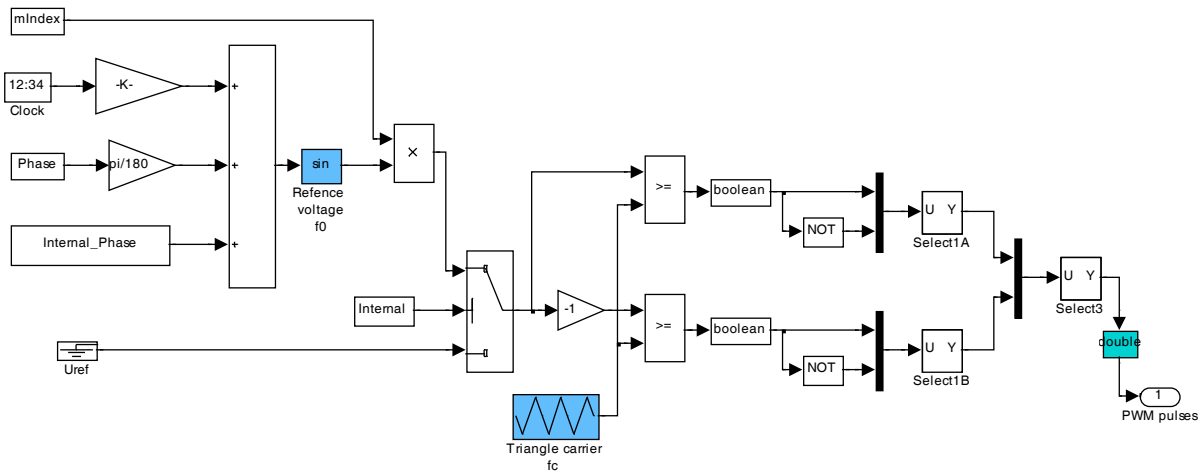
Izvor/Source: autori prema [3]/authors according to [3]

4. ŠIRINSKO-IMPULSNA MODULACIJA PRIMJENOM SINUSNO-TROKUTNE METODE

Unutarnja shema sklopa za generiranje ŠIM impulsa korištenjem sinusno-trokutne metode prikazana je na slici 5., a princip dobivanja valnih oblika izlaznog napona na slici 6. Simetričan, jednakokrtačan trokutni napon frekvencije f_c uspoređuje se sa sinusnim referentnim naponom osnovne frekvencije f_0 . Mjesta gdje se krivulje koje predstavljaju valne oblike tih napona sijeku, određuju točke prekapčanja poluvodičkih

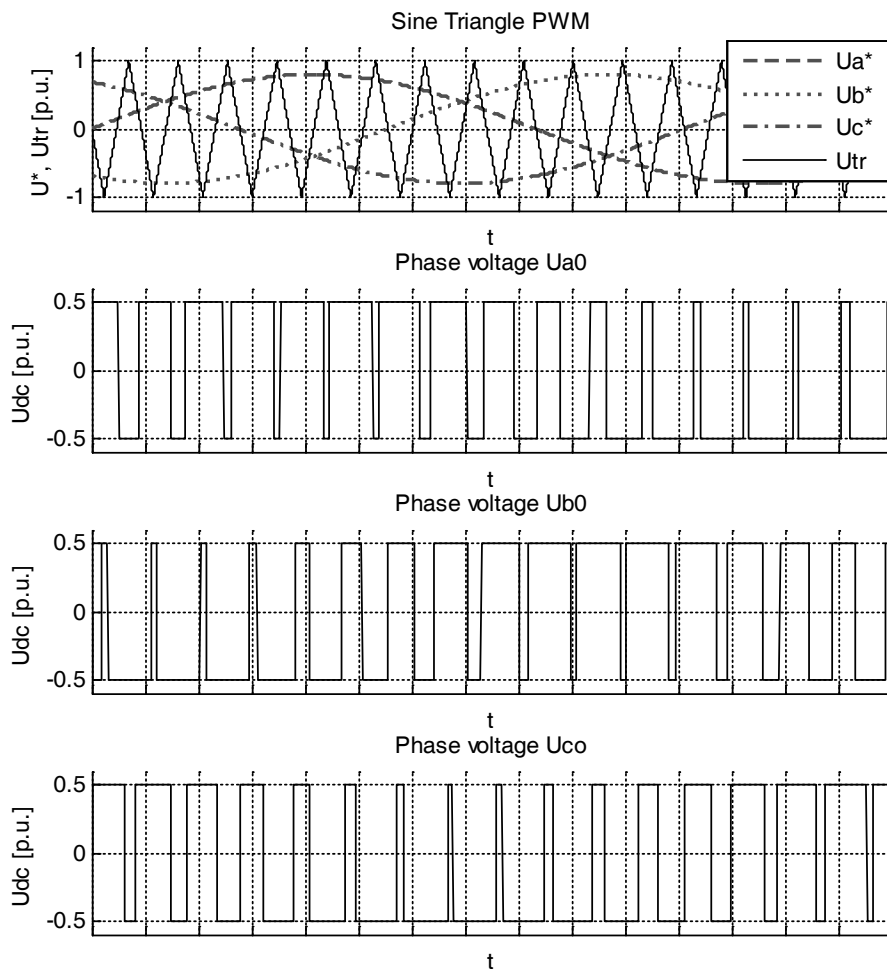
fundamental frequency f_0 . The points where the curves of these voltage waveforms intersect determine the switching points of the inverter's semiconductor valves, e.g., the phase voltage U_{a0} waveform in the presented model is generated by switching T1 and T4 in the points where the triangular carrier crosses the reference voltage sinusoid U_a^* (marked by the dotted line in Figure 6).

When $U_a^* > U_r$, then the voltage $U_{a0} = U_{dc}/2$, and for $U_a^* < U_r$, $U_{a0} = -U_{dc}/2$. An analogue procedure applies for U_{b0} i U_{c0} . Line voltages at the output of the inverter can be expressed as:



Slika 5. Simulink model sklopa za širinsko-impulsnu modulaciju pomoću sinusno-trokutne metode
Figure 5 Simulink model of Sine-Triangle PWM circuit

Izvor/Source: autori prema [3]/authors according to[3]



Slika 6. Princip generiranja ŠIM impulsa primjenom sinusno-trokutne metode
Figure 6 The principle of generating PWM pulses using Sine-Triangle method

Izvor/Source: autori/authors

kih ventila u izmjenjivaču. Tako npr. valni oblik napona za u_{a0} u modelu sa slike 1. nastaje ukapčanjem IGBT tranzistora T1 i T4 u trenucima kada trokutni nositelj siječe referentnu sinusoidu osnovne frekvencije napona U_a^* (označeno crtkanom linijom na slici 6).

Kada je $U_a^* > U_{tr}$, napon $U_{a0} = U_{dc}/2$, a za $U_a^* < U_{tr}$, $U_{a0} = -U_{dc}/2$. Analogan postupak vrijedi i za U_{b0} i U_{c0} . Za linijske napone na izlazu ŠIM pretvarača vrijedi:

$$\begin{aligned} U_{ab} &= U_{a0} - U_{b0} \\ U_{bc} &= U_{b0} - U_{c0} \\ U_{ca} &= U_{c0} - U_{a0} \end{aligned} \quad (13)$$

Širina impulsa, dakle varira po sinusnom zakonu, iz čega proizlazi da je frekvencija osnovnog harmonika napona ŠIM pretvarača jednaka f_o , dok je njegova amplituda proporcionalna amplitudi modulacijskog napona. Isti trokutni val nositelja može se koristiti za dobivanje napona svih triju faza (kao što se vidi sa slike 6).

Izmjenjivač u modelu sa slike 1 koristi bipolarnu shemu prekapčanja, pa se u spektru izlaznog linijskog napona javljaju harmonici čiji red h zadovoljava uvjet (14):

$$h = km_f \pm l \quad (k = 1, 2, 3, \dots \quad i \quad l = 0, 1, 2, 3, \dots), \quad (14)$$

gdje je $m_f = f_c/f_o$ indeks modulacije, a k i l cjelobrojne vrijednosti. Za neparne vrijednosti k , postojat će harmonici samo kod parnih vrijednosti l i obratno [6][7].

Dakle, kvaliteta izlaznog napona, odnosno harmonička izobličenja ovise o indeksu frekvencijske modulacije, odnosno omjeru frekvencije vala nositelja f_c (trokutnog napona) i frekvencije osnovne komponente modulacijskog napona f_o .

Indeks amplitudne modulacije m_a jednak je omjeru vršne vrijednosti modulirajućeg napona i vršne vrijednosti napona nositelja $m_a = U_a^*/U_{tr}$.

Ukoliko se želi dobiti linearna ovisnost između modulirajućeg i izlaznog napona, tada vrijednost indeksa m_a mora biti između nula i jedan ($0 < m_a < 1$). U tom slučaju izmjenjivač se zapravo može promatrati kao linearno pojačalo čije je pojačanje:

$$A = \frac{0.5m_a U_{dc}}{U_a^*} = \frac{0.5U_{dc}}{U_{tr}} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} U_{ab} &= U_{a0} - U_{b0} \\ U_{bc} &= U_{b0} - U_{c0} \\ U_{ca} &= U_{c0} - U_{a0} \end{aligned} \quad (13)$$

The pulse width then varies according to a sinusoidal law, which means that the fundamental harmonic frequency of the PWM inverter output voltage is equal to f_o , while its amplitude is proportional to the amplitude of the modulation voltage. The same triangular carrier can be used for generating voltages of all three phases (Figure 6).

In the presented model, the inverter uses a bipolar switching scheme, therefore the harmonics of order h , which satisfies condition (14), appears in its output voltage spectrum:

$$h = km_f \pm l \quad (k = 1, 2, 3, \dots \quad i \quad l = 0, 1, 2, 3, \dots), \quad (14)$$

where $m_f = f_c/f_o$ is the modulation index, and k , l are integers. For odd values of k , harmonics will exist only for even values of l and vice versa [6][7].

Thus, the quality of the output voltage and harmonic distortions depend on the frequency modulation index, i.e., the ratio of the carrier frequency f_c (triangular voltage) and the output voltage fundamental frequency f_o .

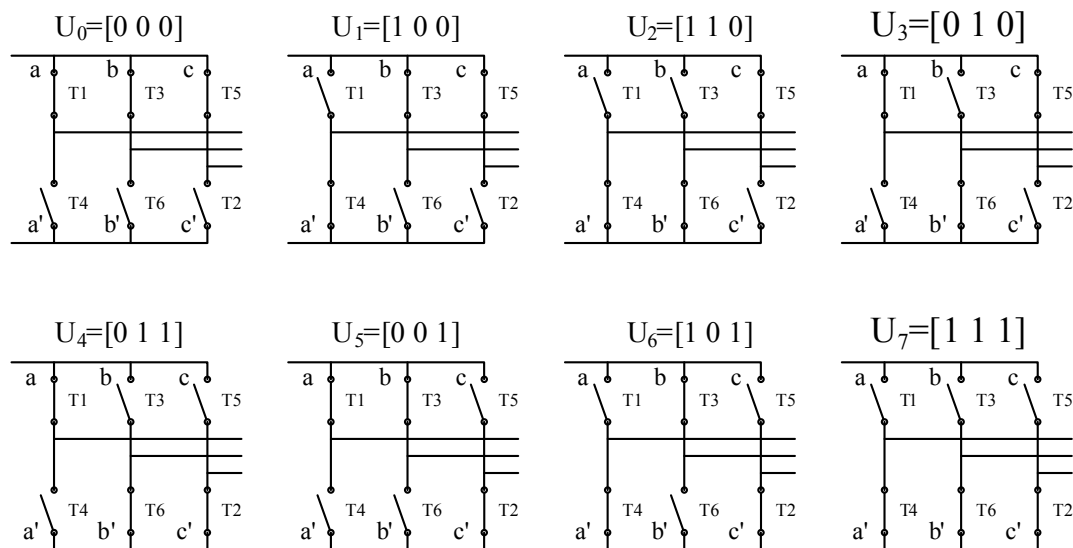
The amplitude modulation index is equal to the ratio of the modulation voltage and carrier peak values $m_a = U_a^*/U_{tr}$.

To obtain the linear dependence between the modulation and the output voltage, the value of the amplitude modulation index m_a should be between zero and one ($0 < m_a < 1$). In that case, the inverter behaves as a linear amplifier with gain:

$$A = \frac{0.5m_a U_{dc}}{U_a^*} = \frac{0.5U_{dc}}{U_{tr}} \quad (15)$$

5. ŠIRINSKO-IMPULSNA MODULACIJA PRIMJENOM METODE MODULACIJE PROSTORNOG VEKTORA

Za trofazni mosni izmjenjivač prikazan u modelu sa slike 1 postoji ukupno osam mogućih stanja vektora izlaznog napona, što daje osam kombinacija linijskih i faznih napona (Slika 7).



Slika 7. Moguća stanja vektora izlaznog napona za trofazni izmjenjivač s dvije naponske razine
Figure 7 Possible states of output voltage vector for three phase two level inverter

Izvor/Source: autori/authors

Vektor linijskog napona jednak je:

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}, \quad (16)$$

gdje a , b i c predstavljaju stanja sklopki. Kada vodi neki od gornjih ventila, tada je a , b ili c jednako 1, a odgovarajući donji ventil je pritom u stanju zapiranja, odnosno a' , b' ili c' jednako 0.

Fazni naponi mogu se izraziti pomoću vektora:

$$\begin{bmatrix} U_{a0} \\ U_{b0} \\ U_{c0} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}. \quad (17)$$

Osnovni princip modulacije metodom prostornog vektora, na kojemu je temeljen i predstavljeni model, je taj da se sinusni napon tretira kao vektor konstantne amplitude koji rotira konstantnom frekvencijom. Referentni napon

5 PULSE WIDTH MODULATION USING THE SPACE VECTOR MODULATION METHOD

There are eight possible states of the output voltage vector of three phase inverter used in the presented model (Figure 7).

Line voltage can be expressed in the form of a vector (16) and the phase voltages in the form of a vector (17):

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}, \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} U_{a0} \\ U_{b0} \\ U_{c0} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}. \quad (17)$$

where a , b i c are the switching states of the semiconductor valves (Figure 7). When one of the upper branch valves conducts (ON state) then a , b or c equals to 1, while the corresponding valve in the lower branch is in OFF state, i.e., a' , b' or c' is equal to 0.

The basic principle of the space vector modulation method is to treat the sinusoidal voltage as a vector with the constant magnitude and angular frequency. The reference voltage U^* is approximated by combining eight voltage vec-

U^* se aproksimira kombiniranjem osam vektora U_0-U_7 . Pri tome se vrši transformacija vektora trofaznog napona u stacionarni $\alpha\beta$ referentni okvir (Clarkeova transformacija) koji predstavlja sumu prostornih vektora trofaznog izmjeničnog napona, te se odrede U_α , U_β , U^* i kut α (jednadžbe 18–21). Frekvencija osnovnog harmonika izlaznog napona ŠIM izmjenjivača označena je s f_0 .

$$U_\alpha = \frac{2}{3}U_a - \frac{1}{3}U_b - \frac{1}{3}U_c, \quad (18)$$

$$U_\beta = -\frac{1}{\sqrt{3}}U_b + \frac{1}{\sqrt{3}}U_c, \quad (19)$$

$$|\vec{U}_{ref}| = \sqrt{U_\alpha^2 + U_\beta^2}, \quad (20)$$

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{U_\beta}{U_\alpha}\right) = \omega_s t = 2\pi f_0 t. \quad (21)$$

Vektori U_1-U_6 dijele ravninu na šest sektora (svakom sektoru odgovara kut od 60°). Referentni napon generira se pomoću dvaju susjednih nenultih vektora i dvaju nultih vektora (Slika 8).

Nakon toga potrebno je odrediti vremena prekapčanja t_p , t_2 i t_0 za svaki pojedini sektor. Općenito vrijedi:

$$t_1 = \frac{\sqrt{3}t_z|\vec{U}^*|}{U_{dc}} \left[\sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) \cos \alpha - \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) \sin \alpha \right], \quad (22)$$

$$t_2 = \frac{\sqrt{3}t_z|\vec{U}^*|}{U_{dc}} \left[-\cos \alpha \sin\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) + \sin \alpha \cos\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) \right], \quad (23)$$

tors U_0-U_7 , wherein the transformation of three phase voltage vectors in the stationary $\alpha\beta$ reference frame is carried out. Voltages and α angle are determined according to the equations (18–21). The fundamental frequency of the output PWM voltage is f_0 .

$$U_\alpha = \frac{2}{3}U_a - \frac{1}{3}U_b - \frac{1}{3}U_c, \quad (18)$$

$$U_\beta = -\frac{1}{\sqrt{3}}U_b + \frac{1}{\sqrt{3}}U_c, \quad (19)$$

$$|\vec{U}_{ref}| = \sqrt{U_\alpha^2 + U_\beta^2}, \quad (20)$$

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{U_\beta}{U_\alpha}\right) = \omega_s t = 2\pi f_0 t. \quad (21)$$

Vectors U_1-U_6 divide the plane in six sectors (each sector corresponds to 60° angle). The reference voltage is generated by two adjacent non zero vectors and two zero vectors (Figure 8).

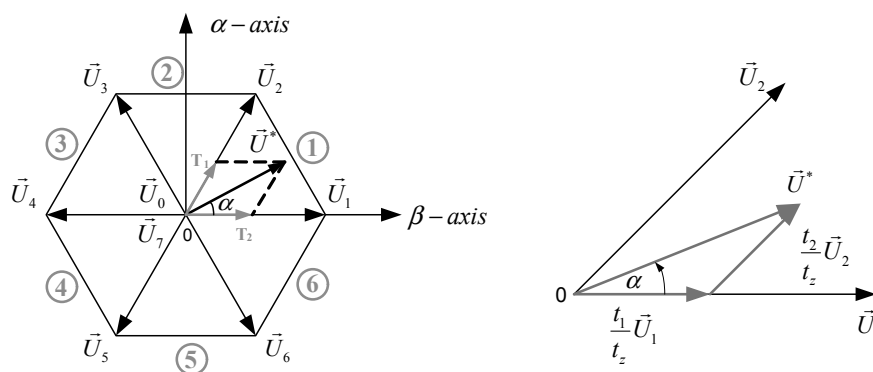
After that, the switching times t_p , t_2 i t_0 for each sector should be determined:

$$t_1 = \frac{\sqrt{3}t_z|\vec{U}^*|}{U_{dc}} \left[\sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) \cos \alpha - \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) \sin \alpha \right], \quad (22)$$

$$t_2 = \frac{\sqrt{3}t_z|\vec{U}^*|}{U_{dc}} \left[-\cos \alpha \sin\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) + \sin \alpha \cos\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) \right], \quad (23)$$

$$t_0 = t_z - t_1 - t_2; \quad t_z = \frac{1}{f_s} \quad (24)$$

$n = \overline{1,6}$ (sector 1 – 6) and $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$.



Slika 8. Osnovni prostorni vektori s pripadajućim sektorima i vektor referentnog napona
Figure 8 Basic space vectors with corresponding sectors and reference voltage vector

Izvor/Source: autori prema [5]/authors according to [5]

$$t_0 = t_z - t_1 - t_2; \quad t_z = \frac{1}{f_s} \quad (24)$$

$$n = \overline{1,6}(\text{sektor } 1 - 6) \text{ i } 0 \leq \alpha \leq 60^\circ.$$

Pomoću izraza (22) – (24) mogu se odrediti vremena prekapčanja za sve poluvodičke ventile koji čine sklop izmjenjivača, odnosno uzorci prekapčanja za ŠIM modulaciju [5][8][9].

Blok shema simulacijskog modela za širinsko-impulsnu modulaciju metodom prostornog vektora, temeljena na prethodno opisanim koracima prikazana je na slici 9.

6. REZULTATI SIMULACIJE

Simulacija napona i struje propulzijskog asinkronog elektromotora provedena je u staci-

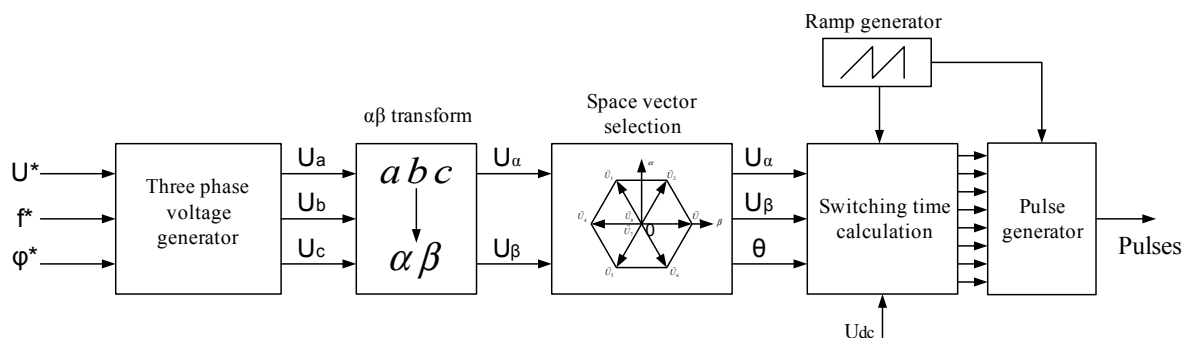
According to the expressions (22-24), the switching times (patterns) for each semiconductor valve in the inverter circuit can be determined [5][8][9].

The block diagram of the SVM model, based on the above mentioned steps, is shown in Figure 9.

6 SIMULATION RESULTS

The simulation of the propulsion induction motor voltage and current was conducted in a stationary state for different motor loads and speeds in order to analyze the impact of the individual PWM method on the propulsion motor operation.

For the STM and SVM PWM, the switching frequency was changed depending on the pro-



Slika 9. Blok shema sklopa za širinsko-impulsnu modulaciju pomoću metode prostornog vektora

Figure 9 Block diagram of of Space Vector PWM circuit

Izvor/Source: autori prema [3]/ authors according to [3]

onarnom stanju za različita opterećenja, odnosno brzine vrtnje kako bi se analizirao utjecaj pojedine metode širinsko-impulsne modulacije na rad motora.

Kod sinusno-trokutne metode frekvencija prekapčanja je mijenjana u ovisnosti o brzini vrtnje propulzijskog elektromotora na način da je indeks frekvencijske modulacije cijelo vrijeme bio konstantan. Kako bi se utvrdio utjecaj indeksa modulacije na kvalitetu napona i struje elektromotora, analizirani su rezultati za dva indeksa modulacije: $m_f = 63$ i $m_f = 93$, s kojima se pri nazivnoj brzini propulzijskog elektromotora dobiju frekvencije prekapčanja od 1260 Hz odnosno 1860 Hz. Kod metode histereze je radi mogućnosti komparativne analize odabrana širina pojasa od 0,1 p.u. kako bi srednja frekvencija prekapčanja otprilike odgovarala frekven-

propulsion motor speed in such a way to keep the frequency modulation index constant at all times. In order to determine the impact of the frequency modulation index on the quality of the propulsion motor voltage and current, simulation results are analyzed for $m_f=63$ and $m_f=93$, which correspond to the switching frequencies of 1260 Hz and 1860 Hz. To make the comparative analysis possible, the bandwidth in the Hysteresis current control method is set to 0.1 p.u., which roughly matches the switching frequency of the triangle carrier for $m_f = 93$ in case of the STM and SVM.

The simulation results of propulsion motor voltages and currents for all PWM methods considered are shown in figures 10, 11 and 12.

The results of the Hysteresis current control method show the presence of interharmonics in

ciji trokutnog nositelja za indeks modulacije $m_f = 93$.

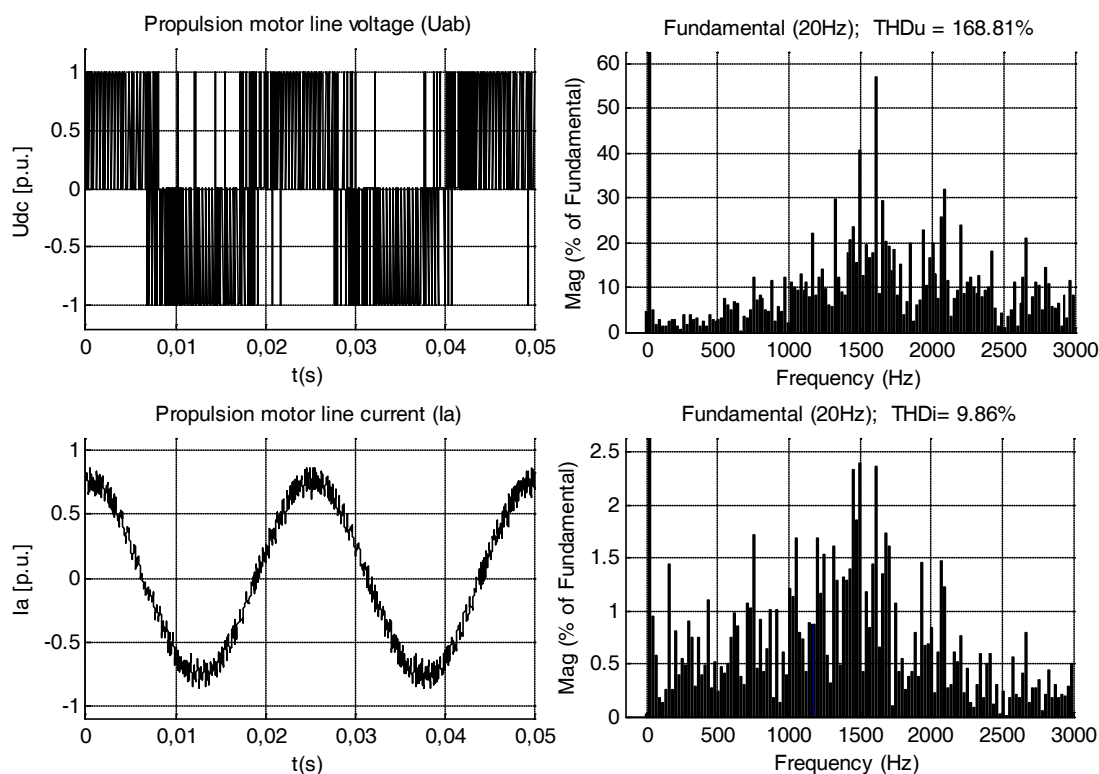
Rezultati simulacije koji prikazuju napone i struje propulzijskog elektromotora za sve tri modulatorske metode prikazani su na slikama 10, 11 i 12. Kod metode histereze prisutni su međuharmonici u struji tereta zbog toga što frekvencija širinsko-impulsne modulacije tijekom periode izlaznog napona nije konstantna (varira zbog širine pojasa histereze), što je ujedno i jedan od glavnih nedostataka ove tehnike.

Kod sinusno-trokatne metode i metode modulacije prostornog vektora može se vidjeti pojavljivanje najnižih harmonika u blizini harmonika čiji red odgovara indeksu frekvencijske modulacije m_f . Također se može vidjeti da se amplitude harmonika ne smanjuju povećanjem njihovog reda, kao npr. kod ispravljača, već postoji svojevrsno grupiranje harmonika oko višekratnika indeksa modulacije, stoga se može govoriti o pojasevima harmonika. S obzirom da se prvi značajni harmonici mogu očekivati u blizini harmonika čiji red odgovara indeksu modu-

the load current, caused by a variable frequency of the pulse width modulation during the period of output voltage (it varies due to the hysteresis bandwidth). This is a main drawback of this modulation technique.

When the STM and SVM methods are used, it can be seen that the lowest harmonics appear close to the harmonic, the order of which corresponds to frequency modulation index m_f . In addition, the amplitudes of harmonics are not reduced with the increase of the harmonics order, but there is a sort of harmonics grouping (harmonic bands) around multiples of the frequency modulation index. Since the first significant harmonics can be expected near the harmonics whose order corresponds to m_f , then, with a sufficiently high switching frequency, the first harmonics occur at relatively high frequencies and they are easily filtered by the propulsion motor inductance.

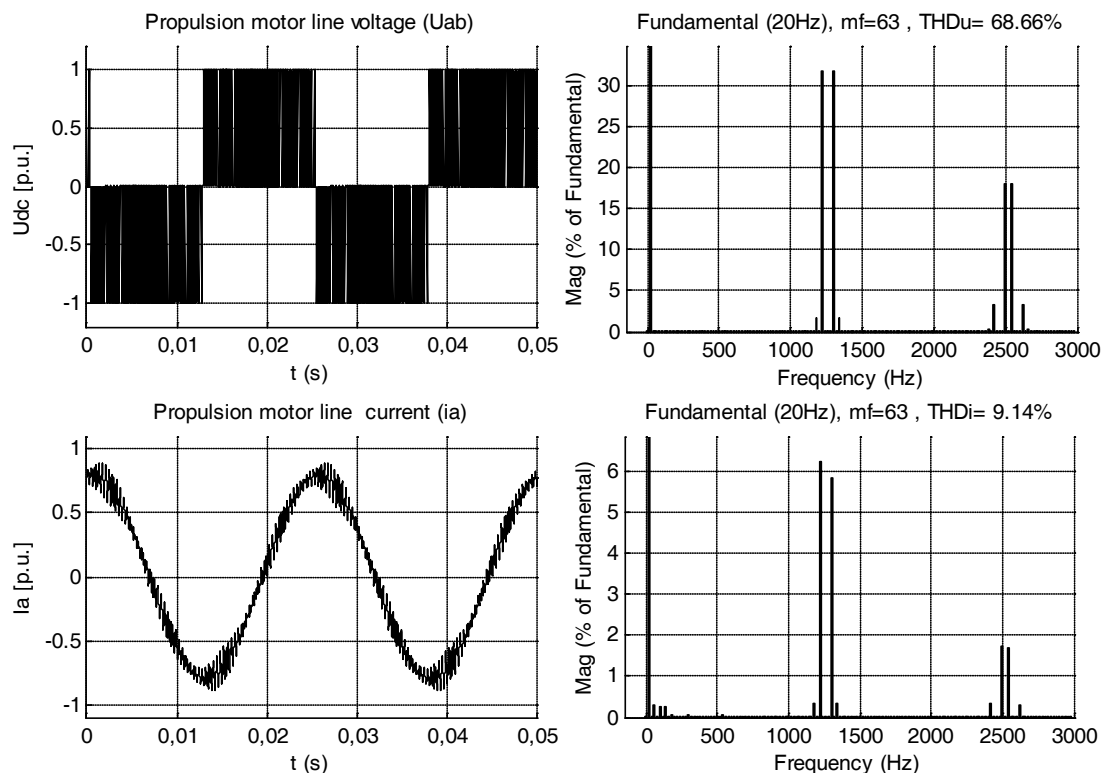
The comparison of voltage and current harmonic distortions (THDu and THDi) depending on the propulsion motor speed is shown in Figures 13 and 14.



Slika 10. Struja, napon, THDi i THDu propulzijskog elektromotora pri nazivnom opterećenju (metoda histereze s $HB = 0,1$ p.u.)

Figure 10 Propulsion motor current, voltage, THDi and THDu at nominal load (Hysteresis band PWM with $HB=0.1$ p.u.)

Izvor/Source: autori/authors



Slika 11. Struja, napon, THDi i THDu propulzijskog elektromotora pri nazivnom opterećenju (Sinusno-trokutna metoda, $m_f = 63$)

Figure 11 Propulsion motor current, voltage, THDi and THDu at nominal load (Sine-triangle PWM, $m_f = 63$)

Izvor/Source: autori/authors

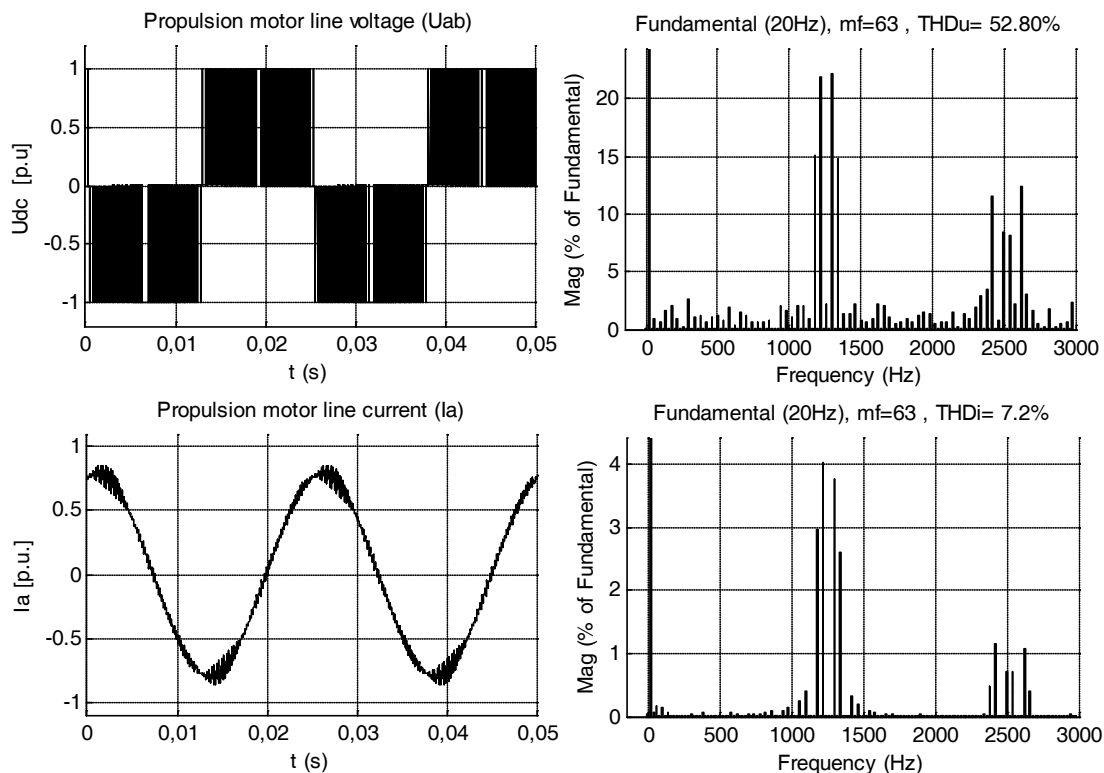
lacije m_f , tada se uz dovoljno veliku frekvenciju prekapčanja najveći harmonici napona javljaju na relativno visokim frekvencijama, što induktivitet propulzijskog elektromotora lako filtrira.

Usporedba ukupnih harmoničkih izobličenja struje i napona u ovisnosti o brzini vrtnje propulzijskog elektromotora prikazana je na slikama 13 i 14.

Kod metode histereze javljaju se povećana harmonička izobličenja struje propulzijskog elektromotora pri malom broju okretaja, što se moglo i očekivati s obzirom da je širina pojasa histereze držana konstantnom u svim režimima rada. Kada je širina pojasa histereze u simulacijskom modelu smanjena s 0,1 p.u. na 0,05 p.u., THDi se u području niskih okretaja smanjio na 8,14%, ali se istovremeno frekvencija prekapčanja povećala za otprilike 2,5 puta. Dakle, za bolje rezultate trebalo bi koristiti neku od metoda adaptivnog upravljanja širinom pojasa histereze koja zahtijeva složene matematičke izračune, te složeniju i skuplju izvedbu [10] [11].

With the hysteresis current control PWM method, the increased harmonic distortions are present at lower motor speeds, as might be expected, because the HB was kept constant throughout the entire speed range. When the HB in the simulation model has been reduced from 0.1 to 0.05 p.u., the THDi at low speeds decreased to 8.14%, but at the same time the switching frequency was increased by approximately 2.5 times. Therefore, to obtain the acceptable harmonic distortion, more complex and computational demanding methods of the adaptive HB control should be used [10] [11].

For the STM and SVM methods, the THDu of the propulsion motor line voltage does not change with the load if the frequency modulation index m_f is constant, because, in this case, the voltage waveform and thus the harmonic spectrum are nearly identical throughout the entire speed range. Increasing the m_f by increasing the switching frequency does not improve the THDu significantly, which was expected considering the waveform of such a



Slika 12. Struja, napon, THDi i THDu propulzijskog elektromotora pri nazivnom opterećenju (Metoda modulacije prostornog vektora, $m_f = 63$)

Figure 10 Propulsion motor current, voltage, THDi and THDu at nominal load (Space vector PWM, $m_f = 63$)

Izvor/Source: autori/authors

Ukupno harmoničko izobličenje izlaznog napona pretvarača kod sinusno-trokutne metode i metode modulacije prostornog vektora ne mijenja se s opterećenjem ako se zadržava isti indeks frekventne modulacije jer je u tom slučaju valni oblik, a prema tome i harmonički spektar napona približno isti. Povećanjem indeksa frekventne modulacije, a to znači i frekvencije prekapčanja ventila ne poboljšava se bitno THDu koji kod obje metode ostaje vrlo visok što je i razumljivo ako se uzme u obzir valni oblik tako moduliranog napona (sl. 11, 12). Pri tome treba naglasiti da je THDu napona uvjerljivo najbolji kod metode modulacije prostornog vektora, a uvjerljivo najlošiji kod metode histereze.

Razlike, međutim, dolaze do punog izražaja kada se usporede ukupna harmonička izobličenja struje prikazana na slici 13. Očekivano, THDi je najmanji kod metode modulacije prostornog vektora, a najveći kod metode histereze. Od sve tri promatrane metode, metoda modulacije prostornog vektora daje i najveću

modulated voltage. It should be noted that the propulsion motor voltage THDu is arguably the best when the SVM method is used and the worst one with the hysteresis current control method.

Differences, however, become more intense when the THDi of the propulsion motor currents are compared (Figure 13). As expected, the lowest THDi is with the SVM and the highest with the hysteresis current control method. In addition, the SVM method provides the highest effective DC link voltage utilization of all three methods [5] [8].

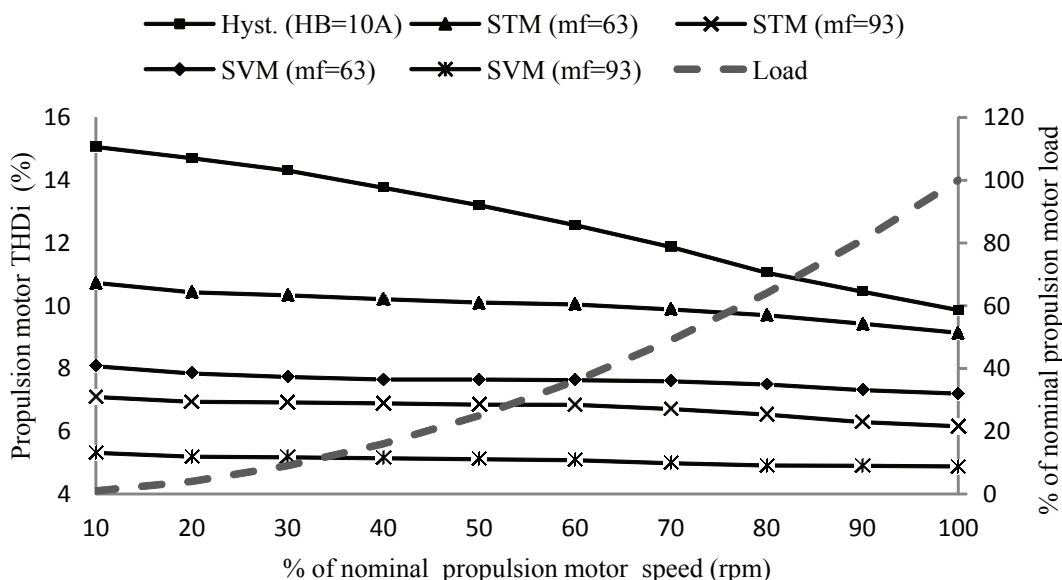
It is important to note that the index of the frequency modulation has a very large impact on the THDi, so that, e.g., with the STM and $m_f=93$ better results are obtained than with the SVM and $m_f=63$.

Increasing the switching frequency significantly reduces the current THDi and thus the vibration and copper losses of the propulsion motor, but also increases the switching and pro-

efektivnu iskoristivost napona istosmjernog međukruga [5] [8].

Važno je, međutim, uočiti da indeks frekventne modulacije ima vrlo velik utjecaj na THDi,

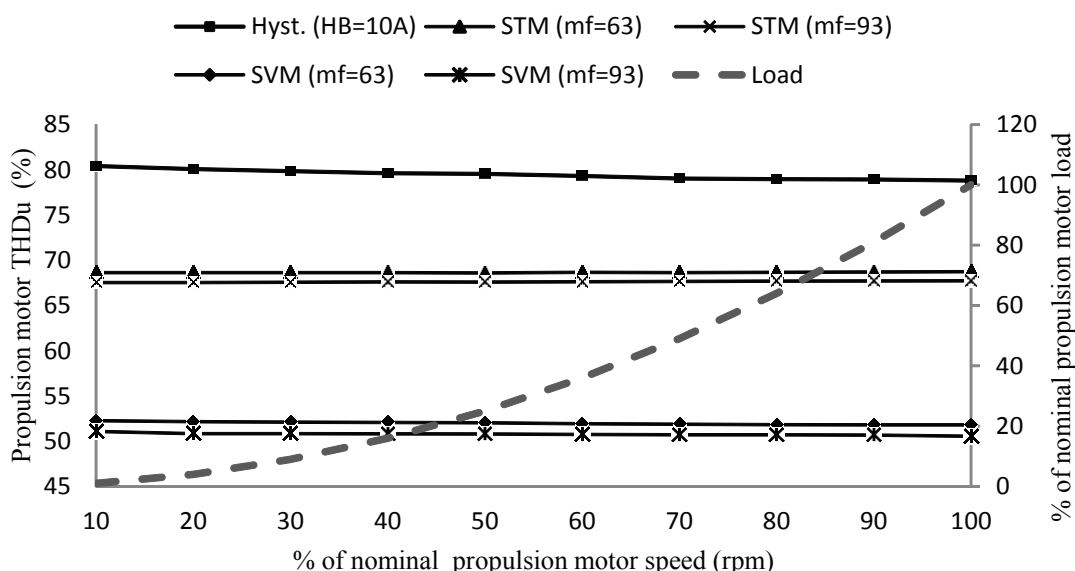
pulsion motor iron losses. Therefore, an optimal modulation frequency should be selected so that the total loss of the entire system, including the electrical propulsion electric motor, is minimal.



Slika 13. Usporedba ukupnih harmoničkih izobličenja struje kod simuliranih metoda modulacije uz različite indekse frekventne modulacije u ovisnosti o brzini vrtnje propulzijskog elektromotora

Figure 13 Comparison of total current harmonic distortion between simulated methods with different frequency modulation indexes as a function propulsion motor speed

Izvor/Source: autori/authors



Slika 14. Usporedba ukupnih harmoničkih izobličenja napona kod simuliranih metoda modulacije uz različite indekse frekventne modulacije u ovisnosti o brzini vrtnje propulzijskog elektromotora

Figure 14 Comparison of total voltage harmonic distortion between simulated methods with different frequency modulation indexes as a function propulsion motor speed

Izvor/Source: autori/authors

tako da se npr. s $m_f = 93$ i trokutno-sinusnom metodom dobiju bolji rezultati, nego s $m_f = 63$ i metodom modulacije prostornog vektora.

Povećanjem frekvencije prekapčanja bitno se, dakle smanjuje ukupno harmoničko izobličenje struje (THDi), a samim time i vibracije i gubici u bakru namotaja propulzijskog elektromotora. No povećanje frekvencije prekapčanja za sobom povlači povećanje gubitaka prekapčanja na poluvodičkim ventilima izmjenjivača, ali i gubitaka u željezu motora. Optimalnu frekvenciju, odnosno indeks frekventne modulacije treba stoga odabrati tako da je ukupni gubitak cijelog sustava uključujući i propulzijski elektromotor minimalan.

7. ZAKLJUČAK

Izvršena komparativna analiza utjecaja metoda širinsko-impulsne modulacije na kvalitetu struje i napona propulzijskog elektromotora pokazala je da se najveća izobličenja struje i napona javljaju kod metode histereze, posebice pri niskim okretajima kada se koristi konstantna širina pojasa. Ukoliko se pri smanjenom broju okretaja elektromotora na maksimalnoj prihvatljivoj frekvenciji prekapčanja ukupna harmonička izobličenja mogu držati dovoljno malima, zbog svoje jednostavne i jeftine implementacije, kao i posebno male osjetljivosti na valovitost i izobličenja ulaznog napona, metoda histereze može predstavljati prihvatljivo, ali uglavnom ne i najbolje rješenje za potrebe električne propulzije broda. Donekle zadovoljavajući rezultati korištenjem ove metode mogu se postići samo primjenom složenih adaptivnih algoritama za kontrolu širine pojasa, čime se navedene prednosti jeftine implementacije gube.

Kod približno istih indeksa modulacije sinusno-trokutna metoda i metoda modulacije prostornog vektora daju puno bolji izlazni napon u kojem su zbog konstantne frekvencije prekapčanja tijekom periode međuharmonici potisnuti, dok se prvi viši harmonici i njihovi bočni pojasevi javljaju tek pri višim frekvencijama, oko reda koji odgovara indeksu frekvencijske modulacije. Povećanje frekvencije prekapčanja ne mijenja značajno THDu motora, ali se zato THDi osjetno smanjuje.

Gledajući na kvalitetu napona i struje propulzijskog elektromotora, pri približno istim frekvencijama prekapčanja poluvodičkih ventila u izmjenjivaču, metoda modulacije prostor-

7 CONCLUSION

A comparative analysis of the propulsion motor voltage and current with respect to the applied PWM method has shown that the greatest harmonic distortions occur with the hysteresis current control method. This is especially noticeable at low speeds when the constant hysteresis bandwidth is used. If the THDu and THDi can be kept constant at low speeds, this method may represent an acceptable, but, generally, not the best solution for the ship electrical propulsion applications, mainly due to its simple, low cost implementation and low sensitivity to input voltage ripple. Fairly satisfactory results with the hysteresis current control PWM can only be achieved by applying complex adaptive algorithms to control the hysteresis bandwidth, but the above mentioned benefits are then lost.

With approximately the same switching frequencies, the STM and SVM methods give much better output voltage, where the interharmonics are suppressed due to the constant switching frequency during the period. The first harmonics group appear at higher frequencies around the harmonic order that corresponds to the modulation frequency. Increasing the switching frequency does not change the THDu significantly, but the THDi is greatly reduced.

The analysis of the simulation results show that, at approximately the same switching frequencies, the SVM PWM method gives by far the best results. Adding the highest effective usage of the DC link voltage and excellent dynamic properties, it may be concluded that the SVM PWM method represents the best choice for the control of the propulsion PWM frequency converters.

nog vektora daje uvjerljivo najbolje rezultate. Doda li se tome i najveća efektivna iskoristivost napona istosmjernog međukruga, te odlične dinamičke osobine, može se zaključiti da metoda modulacije prostornog vektora predstavlja najbolji izbor kod upravljanja propulzijskim ŠIM pretvaračima.

LITERATURA / REFERENCES

- [1] Vlahinić, I., D. Vučetić, *Perspektiva razvoja statičkih pretvarača frekvencije u sustavu električne propulzije broda*, Pomorstvo, 15(2001), str. 117-131.
- [2] Ong, C.M., *Dynamic simulation of electric machinery using MATLAB/SIMULINK*, Prentice Hall Inc., 1997.
- [3] Hydro-Quebec, *SimPowerSystems™ R2012b User's Guide, MathWorks*, 2012.
- [4] Vasudevan, K., Rao, G.S., Rao P.S., *Electrical Machines I*, Indian Institute of technology-Madras. On line at: http://nptel.iitm.ac.in/courses/IIT-MADRAS/Electrical_Machines_I/, October 2012.
- [5] Bose, B.K., *Modern Power Electronics and AC drives*, Prentice Hall Inc., 2005.
- [6] Arilaga, J., N. R. Watson, *Power System Harmonics*, Wiley, 2003.
- [7] Rashid, M. H., *Power Electronics Handbook*, Academic Press, 2001.
- [8] Vintoh, K.K., et al., *Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter*, ARP Journal of Engineering and Applied Sciences, 5 (2010), 7, str. 61-74.
- [9] Zhou, K., D. Wang, *Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 48 (2002), 1, str.186-196.
- [10] Bose, B.K., *An Adaptive Hysteresis-band Current Control Technique of a Voltage-fed PWM Inverter for Machine Drives System*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, 37 (1990), 5.
- [11] Jena, S., B. C. Babu, S. R. S. Mohaptara, *Comparative Study Between Adaptive Hysteresis and SVPWM Current Control for Grid-connected Inverter System*, Proceeding of the IEEE Student's Technology Symposium, 2011.