

Uporedna analiza metoda diskretizacije dvofaznog generatora kao dijela jednofazne fazno-zaključane petlje

Srdan Lale, Milomir Šoja, Marko Ikić

Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Istočnom Sarajevu
Istočno Sarajevo, Bosna i Hercegovina
srdjan.lale@etf.unssa.rs.ba, milomir.voja@etf.unssa.rs.ba,
marko.ikić@etf.unssa.rs.ba

Dragiša Milovanović

Elektronski fakultet, Univerzitet u Nišu
Niš, Republika Srbija
dragisa.milovanovic@elfak.ni.ac.rs

Sažetak—Ključna komponenta jednofaznih SRF (engl. *synchronous reference frame*) fazno-zaključanih petlji (engl. *phase locked loop*, skraćeno PLL), koje se koriste za estimaciju parametara mreže i sinhronizaciju energetskih pretvarača sa mrežom, je dvofazni generator. Kod analogne realizacije SRF-PLL strukture dvofazni generator se sastoji od dva filtra drugog reda. S obzirom na ogromnu upotrebu digitalnih platformi, potrebno je izvršiti diskretizaciju SRF-PLL strukture. U ovom radu u prvi plan je istaknuta diskretizacija dvofaznog generatora. Dat je uticaj različitih metoda diskretizacije i veličine perioda odabiranja na rad dvofaznog generatora. Pokazano je da se u zavisnosti od odabrane metode diskretizacije i perioda odabiranja mogu pojaviti greške u radu dvofaznog generatora, što ima negativne posljedice na rad ostatka SRF-PLL strukture.

Ključne riječi—dvofazni generator; diskretizacija; SRF-PLL struktura;

I. UVOD

Fazno-zaključane petlje (engl. *phase locked loop*, skraćeno PLL) su neizostavan dio upravljačkih struktura energetskih pretvarača spojenih na mrežu. Osim što omogućavaju sinhronizaciju pretvarača sa mrežom, koriste se za estimaciju mrežnih parametara: amplitude, faze i frekvencije mreže. Danas se veoma često koriste SRF-PLL (engl. *synchronous reference frame* PLL) strukture [1]-[4]. Ključni blok jednofazne SRF-PLL strukture je dvofazni generator koji od izmjerenog mrežnog sinusnog napona $v_g(t)$ proizvodi dva sinusna napona $v_\alpha(t)$ i $v_\beta(t)$ koji su međusobno u kvadraturi, tj. fazno pomjereni za $\pi/2$. U literaturi su poznati različiti načini realizacije dvofaznog generatora [5]. Jedan od načina koji se često primjenjuje u SRF-PLL strukturama podrazumijeva realizaciju dvofaznog generatora sa dva analogna filtra drugog reda [2]:

$$\begin{aligned} W_\alpha(s) &= \frac{V_\alpha(s)}{V_g(s)} = \frac{\omega s}{s^2 + \omega s + \omega^2} \\ W_\beta(s) &= \frac{V_\beta(s)}{V_g(s)} = \frac{\omega^2}{s^2 + \omega s + \omega^2}. \end{aligned} \quad (1)$$

Filteri dati u (1) su adaptivni, jer rezonantna frekvencija ω mora biti jednaka estimiranoj frekvenciji mreže ω_{est} , pa se prilikom realizacije funkcija prenosa (1) parameter ω ne tretira kao konstanta, već se dovodi kao signal ω_{est} . Lako je pokazati da se uvrštavanjem $s=j\omega$ u (1) dobije signal $v_\alpha(t)$ u fazi sa mrežnim naponom $v_g(t)$ i signal $v_\beta(t)$, koji za mrežnim naponom $v_g(t)$ kasni za $\pi/2$. Pri tome, amplitude signala $v_\alpha(t)$ i $v_\beta(t)$ ostaju jednake amplitudi mreže.

Signali $v_\alpha(t)$ i $v_\beta(t)$ se dalje dovode u SRF blok, na čijem izlazu se dobijaju dva signala $v_d(t)$ i $v_q(t)$ primjenom Parkove transformacije:

$$\begin{aligned} v_d(t) &= v_\alpha \cos(\omega t) + v_\beta \sin(\omega t) \\ v_q(t) &= v_\beta \cos(\omega t) - v_\alpha \sin(\omega t). \end{aligned} \quad (2)$$

Signal $v_d(t)$ predstavlja estimiranu amplitudu mreže, dok se signal $v_q(t)$ koristi za estimaciju mrežne frekvencije. U idealnom slučaju, kada je frekvencija ω jednaka mrežnoj frekvenciji, signal $v_d(t)$ je jednak amplitudi mreže, a signal $v_q(t)$ je jednak nuli.

Danas se sve više primjenjuju različite digitalne platforme za procesiranje signala, kao što su FPGA (engl. *Field Programmable Gate Array*) kola, DSP-ovi (engl. *Digital Signal Processor*), itd. Da bi se bilo koja PLL, pa i SRF-PLL struktura mogla implementirati na nekoj digitalnoj platformi, mora se izvršiti diskretizacija svih njenih komponenti [6]. Prema tome, neophodno je i filtre (1) predstaviti u diskretnom domenu. U ovom radu težište je na primjeni različitih metoda diskretizacije dvofaznog generatora i njihovog poređenja po različitim kriterijumima. Ključni doprinos ovog rada je u analizi uticaja izbora metode diskretizacije i perioda odabiranja na performanse dvofaznog generatora. Biće pokazano kako se primjenom određenih metoda diskretizacije javljaju devijacije u pogledu faznog kašnjenja i amplitude signala na izlazu dvofaznog generatora, što za posledicu ima pojavu oscilacija i grešaka u signalima na izlazu SRF bloka.

U radu je sprovedena detaljna matematička analiza uočenog problema, koja je verifikovana rezultatima simulacija.

II. METODE DISKRETIZACIJE DVOFAZNOG GENERATORA

Diskretizacija dvofaznog generatora može se izvršiti na različite načine. U ovom radu opisano je nekoliko standardnih metoda, koje se zasnivaju na diskretnim aproksimacijama kontinualnih funkcija prenosa. Ako je u opštem slučaju funkcija prenosa nekog sistema u kontinualnom s -domenu $W(s)$, njegov diskretni ekvivalent predstavljen funkcijom prenosa u diskretnom z -domenu $W(z)$ može se dobiti primjenom sljedećih metoda [7]:

- “Zero-order hold” (ZOH) metod, gdje prije ulaza kontinualne funkcije prenosa $W(s)$ postoji kolo zadržke nultog reda: $W(z) = (1 - z^{-1})Z\left\{\frac{W(s)}{s}\right\}$, gdje je Z operator z -transformacije.

- “Triangle-hold” ili modifikovani “First-order hold” (FOH) metod, gdje se odbirci ulaza kontinualne funkcije prenosa $W(s)$ povezuju pravim linijama:

$$W(z) = \frac{(z-1)^2}{T_s z} Z\left\{\frac{W(s)}{s^2}\right\}, \text{ gdje je } T_s \text{ period odabiranja.}$$

- “Forward” metod, koji se zasniva na aproksimaciji: $W(z) = W(s)\Big|_{s=\frac{z-1}{T_s}}$.

- “Backward” metod, koji se zasniva na aproksimaciji: $W(z) = W(s)\Big|_{s=\frac{z-1}{T_s}}$.

- Trapezni ili “Tustin” metod, koji se zasniva na aproksimaciji: $W(z) = W(s)\Big|_{s=\frac{2(z-1)}{T_s(z+1)}}$. Ovaj metod se često naziva i Bilinearna transformacija.

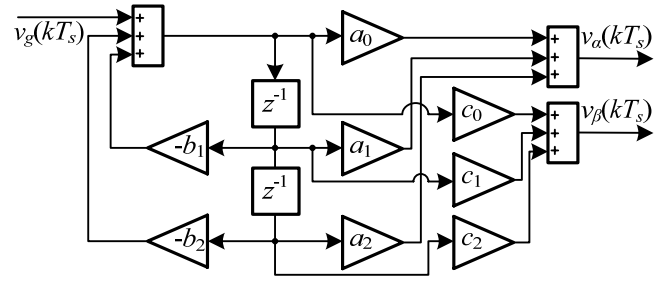
- “Prewarp Tustin” metod, koji se zasniva na aproksimaciji: $W(z) = W(s)\Big|_{s=\frac{\omega_0}{\text{tg}\left(\frac{\omega_0 T_s}{2}\right)} \frac{(z-1)}{(z+1)}}$, koja je

pogodna kada se zahtijeva podudaranje frekvencijskih odziva filtera u s i z domenu na željenoj frekvenciji ω_0 , što je u ovom radu od izuzetnog značaja ($\omega_0 = \omega$).

Za dobijanje diskretnih funkcija prenosa dvofaznog generatora $W_\alpha(z)$ i $W_\beta(z)$, pomoću navedenih metoda, korišćen je program Matlab/Simulink, uz pretpostavku da je estimirana frekvencija mreže konstantna i jednaka $\omega = 2\pi f = 2\pi 50 = 100\pi$ rad/s. Nakon primjene bilo koje od navedenih metoda diskretizacije na funkcije prenosa $W_\alpha(s)$ i $W_\beta(s)$ iz (1), dobiju se njihovi diskretni ekvivalenti $W_\alpha(z)$ i $W_\beta(z)$ u opštem obliku:

$$\begin{aligned} W_\alpha(z) &= \frac{V_\alpha(z)}{V_g(z)} = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \\ W_\beta(z) &= \frac{V_\beta(z)}{V_g(z)} = \frac{c_0 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}, \end{aligned} \quad (3)$$

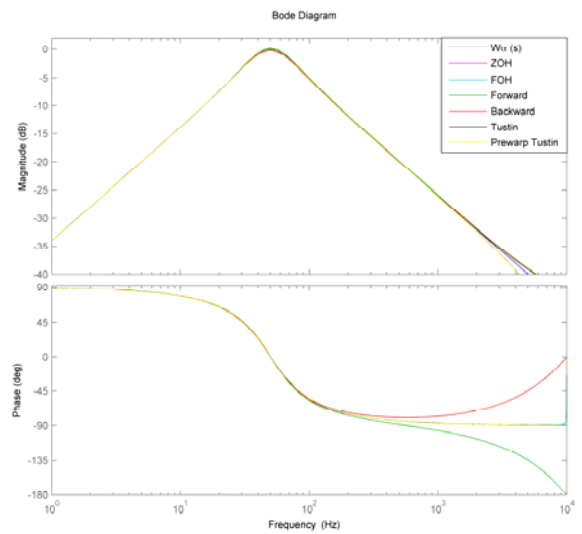
koji je pogodan za kanoničnu strukturnu realizaciju digitalnih filtera [8], koja je prikazana na Sl. 1.



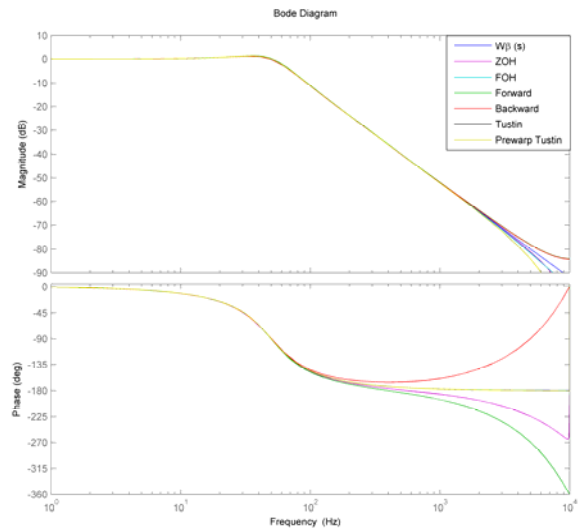
Slika 1. Kanonična realizacija diskretnog dvofaznog generatora.

III. ANALIZA UTICAJA METODE DISKRETIZACIJE I PERIODA ODABIRANJA NA RAD DVOFAZNOG GENERATORA I SRF BLOKA

Na Sl. 2 i Sl. 3 dati su respektivno Bode-ovi dijagrami za kontinualne funkcije prenosa $W_\alpha(s)$ i $W_\beta(s)$, zajedno sa njihovim diskretnim ekvivalentima (3), koji su dobijeni primjenom navedenih metoda diskretizacije, za period odabiranja $T_s = 50 \mu s$.



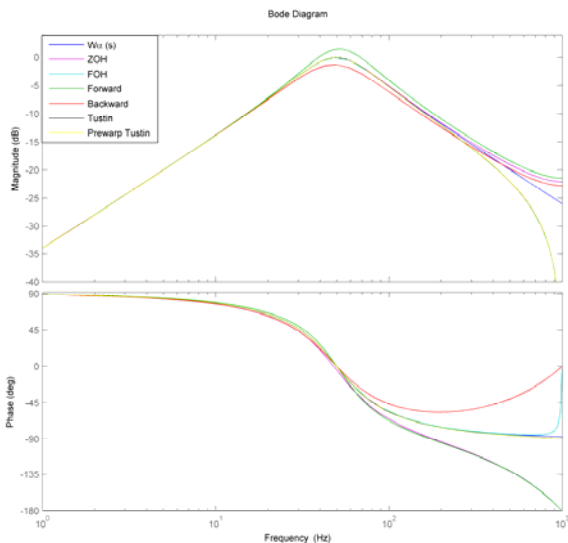
Slika 2. Bode-ovi dijagrami kontinualnog filtera $W_\alpha(s)$ i digitalnih filtera $W_\alpha(z)$ dobijenih različitim metodama diskretizacije ($T_s = 50 \mu s$).



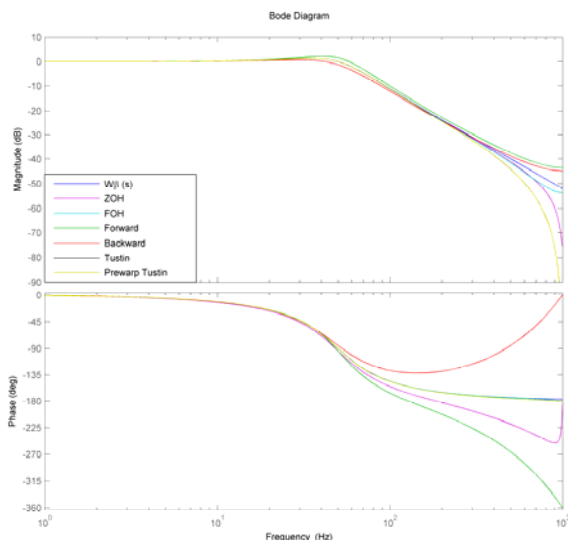
Slika 3. Bode-ovi dijagrami kontinualnog filtera $W_\beta(s)$ i digitalnih filtera $W_\beta(z)$ dobijenih različitim metodama diskretizacije ($T_s = 50 \mu s$).

Očigledno je da postoji odlično slaganje amplitudsko-frekvencijskih karakteristika u s i z domenu za oba filtra dvofaznog generatora do frekvencije reda nekoliko kHz, a fazno-frekvencijskih karakteristika do frekvencije reda nekoliko stotina Hz, za sve navedene metode diskretizacije. Za FOH, "Tustin" i "Prewarp Tustin" metode može se uočiti odlično slaganje fazno-frekvencijskih karakteristika i do frekvencije reda nekoliko kHz.

Da bi se pokazao uticaj perioda odabiranja na podudaranje između frekvencijskih karakteristika filtera u kontinualnom (1) i diskretnom domenu (3), dati su Bode-ovi dijagrami i za deset puta veći period odabiranja $T_s=500 \mu s$, na Sl. 4 i Sl. 5. Razlika u odnosu na prethodne Bode-ove dijagrame za $T_s=50 \mu s$ je očigledna. Red frekvencija do kojih su izražena dobra slaganja između amplitudsko-frekvencijskih i fazno-frekvencijskih karakteristika oba filtera u s i z domenu je smanjen oko deset puta. Naročito su izražena odstupanja u slučaju "Forward" i "Backward" metoda.



Slika 4. Bode-ovi dijagrami kontinualnog filtra $W_\alpha(s)$ i digitalnih filtera $W_\alpha(z)$ dobijenih različitim metodama diskretizacije ($T_s=500 \mu s$).



Slika 5. Bode-ovi dijagrami kontinualnog filtra $W_\beta(s)$ i digitalnih filtera $W_\beta(z)$ dobijenih različitim metodama diskretizacije ($T_s=500 \mu s$).

Na osnovu prikazanih Bode-ovih dijagrama jasno je da se smanjenjem perioda odabiranja postiže bolje slaganje između frekvencijskih karakteristika analognih filtera od kojih je sačinjen dvofazni generator i njima ekvivalentnih digitalnih filtera dobijenih primijenjenim metodama diskretizacije. Takođe, pokazano je da se bez obzira na vrijednost perioda odabiranja najbolje slaganje dobije za FOH, "Tustin" i "Prewarp Tustin" metode, naročito u slučaju fazno-frekvencijskih karakteristika.

Naredni korak je da se ispituju frekvencijski odzivi digitalnih filtera $W_\alpha(z)$ i $W_\beta(z)$, na frekvenciji mreže $\omega=100\pi$ rad/s. U Tabeli I date su vrijednosti modula (A_α, A_β) i faza ($\varphi_\alpha, \varphi_\beta$) filtera $W_\alpha(z)$ i $W_\beta(z)$ na frekvenciji ω .

Zamjenom $s=j\omega$ u (1) dobiju se frekvencijski odzivi analognog dvofaznog generatora na mrežnoj frekvenciji ω :

$$\begin{aligned} V_\alpha(j\omega) &= W_\alpha(j\omega)V_g(j\omega) = V_g(j\omega) = 1e^{j0}V_g(j\omega) \\ V_\beta(j\omega) &= W_\beta(j\omega)V_g(j\omega) = -jV_g(j\omega) = 1e^{-j\pi/2}V_g(j\omega). \end{aligned} \quad (4)$$

Iz (4) je očigledno da su moduli $|W_\alpha(j\omega)| = |W_\beta(j\omega)| = 1$ i faze $\varphi_\alpha(\omega) = \arg\{W_\alpha(j\omega)\} = 0$, $\varphi_\beta(\omega) = \arg\{W_\beta(j\omega)\} = -90^\circ$.

TABELA I. MODULI I FAZE DISKRETNIH FUNKCIJA PRENOSA DVOFAZNOG GENERATORA NA MREŽNOJ FREKVENCIJU ZA RAZLIČITE METODE DISKRETIZACIJE I PERIODE ODABIRANJA

Metod	$T_s=50 \mu s$				
	A_α	A_β	φ_α [°]	φ_β [°]	$\varphi_\alpha-\varphi_\beta$ [°]
ZOH	0.9999	0.9999	-0.4512	-90.4499	89.9988
FOH	0.9999	0.9999	0	-90.0000	90.0000
Forward	1.0159	1.0159	0.0012	-90.4488	90.4499
Backward	0.9845	0.9845	0.0012	-89.5488	89.5499
Tustin	0.9999	0.9999	-0.0024	-90.0024	90.0000
Prewarp Tustin	1.0000	1.0000	0	-90.0000	90.0000
$T_s=200 \mu s$					
ZOH	0.9998	0.9998	-1.8189	-91.7999	89.9811
FOH	0.9997	0.9997	0	-90.0000	90.0000
Forward	1.0670	1.0672	0.0201	-91.7799	91.8000
Backward	0.9409	0.9410	0.0177	-88.1823	88.2000
Tustin	0.9999	0.9997	-0.0377	-90.0377	90.0000
Prewarp Tustin	1.0000	1.0000	0	-90.0000	90.0000
$T_s=500 \mu s$					
ZOH	0.9989	0.9989	-4.6179	-94.4999	89.8819
FOH	0.9979	0.9979	0.0001	-90.0000	90.0002
Forward	1.1861	1.1873	0.1393	-94.3607	94.5000
Backward	0.8644	0.8653	0.1015	-85.3985	85.5000
Tustin	0.9999	0.9979	-0.2360	-90.2360	90.0000
Prewarp Tustin	1.0000	1.0000	0	-90.0000	90.0000

Prema tome, moduli (pojačanja) analognih filtera $W_\alpha(s)$ i $W_\beta(s)$ na mrežnoj frekvenciji su jednaki jedinici, a faze 0° i -90° , respektivno. Kada se primijene navedene metode diskretizacije, iz Tabele I mogu se uočiti odstupanja u odnosu na analogni dvofazni generator. Za najmanji period odabiranja $T_s=50 \mu s$ sve metode osim "Forward" i "Backward" metoda daju odlične rezultate, tj. skoro identične kao u slučaju analognih filtera. Kod "Forward" i "Backward" metoda očigledna su odstupanja u modulima: $A_\alpha=A_\beta=1.0159$ ("Forward") i $A_\alpha=A_\beta=0.9845$ ("Backward"). Osim toga, filter $W_\beta(z)$ kod oba metoda unosi dodatno nesimetrično fazno kašnjenje u odnosu na filter $W_\alpha(z)$, jer je razlika faznih kašnjenja $\varphi_\alpha-\varphi_\beta$ jednaka 90.4499° ("Forward"), odnosno 89.5499° ("Backward"), što je različito od idealnih 90° .

Kako se period odabiranja povećava ($T_s=200 \mu s$ i $T_s=500 \mu s$), odstupanja kod "Forward" i "Backward" metoda postaju izraženija. Npr. za $T_s=500 \mu s$ moduli i razlike faznih kašnjenja za ove dvije metode iznose: $A_\alpha=1.1861$, $A_\beta=1.1873$, $\varphi_\alpha-\varphi_\beta=94.5000^\circ$ ("Forward") i $A_\alpha=0.8644$, $A_\beta=0.8653$, $\varphi_\alpha-\varphi_\beta=85.5000^\circ$ ("Backward").

Najbolji rezultati bez obzira na period odabiranja dobiju se očekivano za "Prewarp Tustin" metod, jer je tzv. "prewarping" frekvencija ω_0 jednaka mrežnoj frekvenciji ω , pa su frekvencijski odzivi u s i z domenu na ovoj frekvenciji jednaki.

Kako dobijeni frekvencijski odzivi utiču na rad SRF bloka? Neka je normirani signal mreže $v_g(t)$ čisti kosinusni signal frekvencije ω :

$$v_g(t) = \cos(\omega t). \quad (5)$$

Na izlazu analognog dvofaznog generatora dobiju se signali $v_\alpha(t)$ i $v_\beta(t)$:

$$\begin{aligned} v_\alpha(t) &= \cos(\omega t) \\ v_\beta(t) &= \cos(\omega t - 90^\circ) = \sin(\omega t). \end{aligned} \quad (6)$$

Primjenom bilo koje navedene metode diskretizacije, dobiju se diskretni signali $v_\alpha(kT_s)$ i $v_\beta(kT_s)$:

$$\begin{aligned} v_\alpha(kT_s) &= A_\alpha \cos(\omega kT_s + \varphi_\alpha) \\ v_\beta(kT_s) &= A_\beta \cos(\omega kT_s + \varphi_\beta), \quad (k = 1, 2, 3, \dots) \end{aligned} \quad (7)$$

odnosno drugačije zapisano:

$$\begin{aligned} v_\alpha(kT_s) &= A_\alpha \cos(\omega kT_s - \theta_\alpha) \\ v_\beta(kT_s) &= A_\beta \sin(\omega kT_s - \theta_\beta), \end{aligned} \quad (8)$$

gdje su: $\theta_\alpha = -\varphi_\alpha$, $\theta_\beta = -(\varphi_\beta + 90^\circ)$. Uvrštavajući (8) u (2), s tim što se vrijeme t u (2) zamijeni odbircima kT_s , dobiju se diskretni signali $v_d(kT_s)$ i $v_q(kT_s)$ na izlazu SRF bloka:

$$\begin{aligned} v_d(kT_s) &= v_\alpha(kT_s) \cos(\omega kT_s) + v_\beta(kT_s) \sin(\omega kT_s) = \\ &= A_\alpha \cos(\omega kT_s - \theta_\alpha) \cos(\omega kT_s) + A_\beta \sin(\omega kT_s - \theta_\beta) \sin(\omega kT_s). \\ v_q(kT_s) &= v_\beta(kT_s) \cos(\omega kT_s) - v_\alpha(kT_s) \sin(\omega kT_s) = \\ &= A_\beta \sin(\omega kT_s - \theta_\beta) \cos(\omega kT_s) - A_\alpha \cos(\omega kT_s - \theta_\alpha) \sin(\omega kT_s). \end{aligned} \quad (9)$$

Jednačina (9) nakon sređivanja može se napisati u obliku:

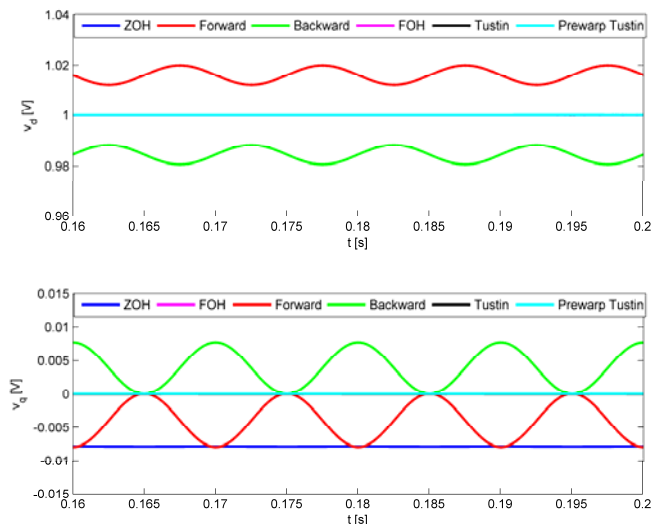
$$\begin{aligned} v_d(kT_s) &= A_{dDC} + A_d \sin(2\omega kT_s + \psi_d), \\ v_q(kT_s) &= A_{qDC} + A_q \sin(2\omega kT_s + \psi_q), \\ A_{dDC} &= \frac{A_\alpha \cos(\theta_\alpha) + A_\beta \cos(\theta_\beta)}{2}, \\ A_{qDC} &= \frac{-(A_\alpha \sin(\theta_\alpha) + A_\beta \sin(\theta_\beta))}{2}, \\ A_d = A_q &= \frac{\sqrt{A_\alpha^2 + A_\beta^2 - 2A_\alpha A_\beta \cos(\theta_\alpha - \theta_\beta)}}{2}, \\ \psi_d &= \arctg\left(\frac{A_\alpha \cos(\theta_\alpha) - A_\beta \cos(\theta_\beta)}{A_\alpha \sin(\theta_\alpha) - A_\beta \sin(\theta_\beta)}\right), \\ \psi_q &= \arctg\left(\frac{A_\alpha \sin(\theta_\alpha) - A_\beta \sin(\theta_\beta)}{A_\beta \cos(\theta_\beta) - A_\alpha \cos(\theta_\alpha)}\right). \end{aligned} \quad (10)$$

Na osnovu (10) može se zaključiti da se u opštem slučaju usljed postojanja $A_\alpha \neq A_\beta \neq 1$ i $\theta_\alpha \neq \theta_\beta \neq 0$ javljaju oscilacije u signalima $v_d(kT_s)$ i $v_q(kT_s)$, sa dvostrukom mrežnom frekvencijom i jednosmjernom komponentom. Dobijene oscilacije narušavaju rad SRF bloka, što ima negativne posljedice na ostatak SRF-PLL strukture.

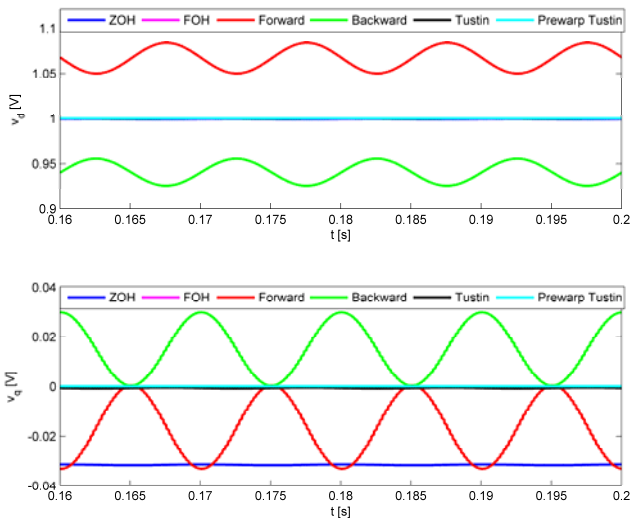
IV. REZULTATI SIMULACIJA

U programu Matlab/Simulink izvršene su simulacije rada digitalnog dvofaznog generatora spojenog na SRF blok, za sve navedene metode diskretizacije. Na ulaz dvofaznog generatora doveden je normiran signal mreže (5), frekvencije $\omega=100\pi \approx 314.16$ rad/s. Digitalni filtri su realizovani kao na Sl. 1. Cilj simulacija je da se verifikuje pojava oscilacija i greški na izlazu SRF bloka, kao što je matematički pokazano u (10).

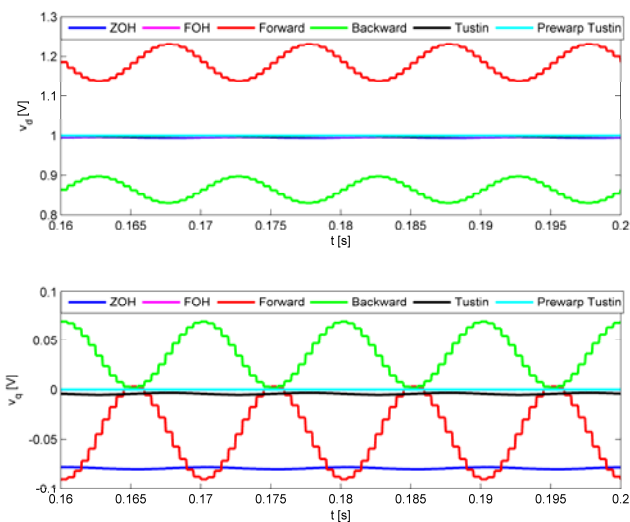
Signali $v_d(kT_s)$ i $v_q(kT_s)$ za sve metode diskretizacije i tri vrijednosti perioda odabiranja: $T_s=50 \mu s$, $200 \mu s$ i $500 \mu s$, prikazani su na Sl. 6, Sl. 7 i Sl. 8, respektivno.



Slika 6. Signali v_d i v_q za različite metode diskretizacije ($T_s=50 \mu s$).



Slika 7. Signali v_d i v_q za različite metode diskretizacije ($T_s=200 \mu s$).

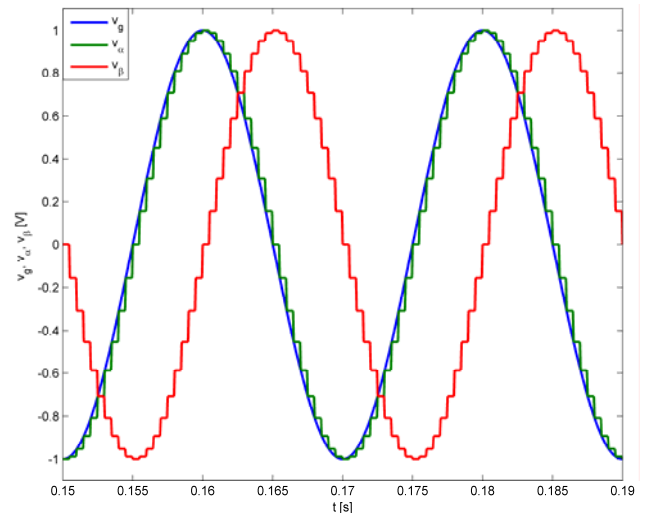


Slika 8. Signali v_d i v_q za različite metode diskretizacije ($T_s=500 \mu s$).

Očigledno je da dobijeni simulacioni rezultati potvrđuju sprovedenu teorijsku analizu. Bez obzira na period odabiranja, očekivano najlošiji rezultati dobiju se za “*Forward*” i “*Backward*” metode. Primjenom ZOH metode javlja se jednosmjerna komponenta u signalu $v_q(kT_s)$, dok su rezultati za signal $v_d(kT_s)$ odlični.

FOH, “*Tustin*” i naročito “*Prewarp Tustin*” metode daju odlične rezultate, čak i za veliki period odabiranja $T_s=500 \mu s$. Prema tome, primjenom ovih metoda mogu se uspješno koristiti veći periodi odabiranja, što znatno olakšava projektovanje SRF-PLL strukture sa stanovišta potrebne brzine procesiranja digitalnih signala.

S obzirom da granične frekvencije datih filtera $W_\alpha(s)$ i $W_\beta(s)$ redom iznose približno 82 Hz i 59 Hz, u skladu sa teoremom odabiranja maksimalna vrijednost perioda odabiranja T_s bi trebala iznositi oko $1/(2 \cdot 82) \approx 6$ ms. Međutim, kao što je naglašeno u [8], u praksi često treba uzeti još manji period odabiranja, kako bi diskretni sistem bio što sličniji kontinualnom. Prema tome, u ovom radu za maksimalnu vrijednost perioda odabiranja preporučuje se oko 500 μs .



Slika 9. Signali v_α i v_β za “*Prewarp Tustin*” metod ($T_s=500 \mu s$).

Minimalna vrijednost perioda odabiranja od 50 μs je izabrana u skladu sa raspoloživim hardverskim resursima pomoću kojih će u budućem radu biti izvršena eksperimentalna verifikacija.

Na Sl. 9 prikazani su signali $v_\alpha(kT_s)$ i $v_\beta(kT_s)$, zajedno sa mrežnim signalom $v_g(t)$, kada je primijenjen “*Prewarp Tustin*” metod diskretizacije sa periodom odabiranja $T_s=500 \mu s$. Iako je period odabiranja relativno veliki, signali $v_\alpha(kT_s)$ i $v_\beta(kT_s)$ imaju istu jediničnu amplitudu kao mrežni signal ($A_\alpha=A_\beta=1$), bez pojave faznih kašnjenja ($\theta_\alpha=\theta_\beta=0$), zbog čega je uvijek $v_d(kT_s)=1$ i $v_q(kT_s)=0$, bez ikakvih grešaka i oscilacija.

V. ZAKLJUČAK

U ovom radu dato je poređenje nekoliko metoda diskretizacije dvofaznog generatora kao ključne komponente jednofaznih SRF-PLL struktura. Detaljna analiza i simulacioni rezultati pokazali su da izbor metode diskretizacije i perioda odabiranja bitno utiče na performanse digitalnog dvofaznog generatora i ostatka SRF-PLL strukture, kao što je SRF blok. U zavisnosti od izabrane metode diskretizacije i perioda odabiranja, na izlazu dvofaznog generatora mogu se pojaviti devijacije amplitude i faze u odnosu na signal mreže, što znatno otežava estimaciju parametara mreže i sinhronizaciju energetskih pretvarača sa mrežom.

LITERATURA

- [1] P. Rodriguez, A. Luna, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Advanced Grid Synchronization System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions,” IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on, vol., no., pp. 5173-5178, 6-10 Nov. 2006.
- [2] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator,” Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE, vol., no., pp. 1-6, 18-22, June 2006.
- [3] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, and D. Boroyevich, “Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control,” Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 22, no. 2, pp. 584-592, March 2007.
- [4] S. Golestan, M. Monfared, and F. D. Freijedo, “Design-Oriented Study of Advanced Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loops,”

Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 28, no. 2, pp. 765-778, Feb. 2013.

- [5] Han Yang, Luo Mingyu, Zhao Xin, J. M. Guerrero, and Xu Lin, "Comparative Performance Evaluation of Orthogonal-Signal-Generators-Based Single-Phase PLL Algorithms—A Survey," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 31, no. 5, pp. 3932-3944, May 2016.
- [6] J.-W. Choi, Y.-K. Kim, H.-G. Kim, "Digital PLL control for single-phase photovoltaic system," Electric Power Applications, IEE Proceedings, vol. 153, no. 1, pp. 40-46, Jan. 2006.
- [7] G. F. Franklin, D. J. Powell, and M. L. Workman, Digital Control of Dynamic Systems, 3rd ed., Addison-Wesley, 1998, pp. 187-210.
- [8] Milić R. Stojić, Digitalni sistemi upravljanja, 3. izmenjeno i dopunjeno izdanje, Nauka, Beograd, 1994, pp. 74-75, 109-120.

ABSTRACT

The key component of single-phase synchronous reference frame phase locked loop (SRF-PLL) structure, which is used for estimation of grid voltage parameters and synchronization of grid-tied power electronics converters, is a two-phase

generator. In analog SRF-PLL structure two-phase generator is built by two second-order filters. Considering enormous application of digital hardware platforms it is necessary to perform a discretization of the SRF-PLL structure. In this paper, the discretization of the two-phase generator is in the foreground. The influence of different discretization methods and sampling periods on the operation of the two-phase generator was presented. It is demonstrated how the selection of the discretization method and sampling period can cause errors in the operation of the two-phase generator, which affects negatively on the operation of the remaining parts of the SRF-PLL structure.

COMPARATIVE ANALYSIS OF DISCRETIZATION METHODS OF TWO-PHASE GENERATOR AS A PART OF SINGLE-PHASE PHASE LOCKED LOOP

Srđan Lale, Milomir Šoja, Marko Ikić, Dragiša Milovanović