

SVEUČILIŠTE U SPLITU
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE, STROJARSTVA I
BRODOGRADNJE
POSLIJEDIPLOMSKI DOKTORSKI STUDIJ ELEKTROTEHNIKE I
INFORMACIJSKE TEHNOLOGIJE

KVALIFIKACIJSKI ISPIT

Algoritmi za estimaciju parametara
mrežnog napona u vremenskoj domeni

ANTONIJO KUNAC

Split, srpanj 2021.

SADRŽAJ

1. Uvod	3
2. Metoda detekcije prolaska kroz nulu - ZCD	5
3. Frekvencijski-zaključana petlja - FLL	7
3.1. SOGI integrator	7
3.2. SOGI-FLL	17
3.3. SOGI-FLL s potiskivanjem DC komponente	19
3.4. SOGI-FLL temeljen na više SOGI integratora	21
3.5. SOGI-FLL s prefiltrom	23
3.6. FLL temeljen na generaliziranom integratoru četvrtog reda	24
3.7. Ostale FLL strukture	26
4. Fazno-zaključana petlja - PLL	28
4.1. Osnovna PLL struktura - QSG-PLL	28
4.2. PLL s kompenzacijom greške DC komponente	31
4.3. PLL s varijabilnim vremenskim kašnjenjem	33
4.4. PLL temeljen na filtru s kompleksnim koeficijentima	34
4.5. Frekvencijski prilagodljivi trofazni PLL	35
5. Kalmanov filter	37
5.1. Diskretizacija varijabli stanja	37
5.2. LKF-FLL	38
5.3. Nelinearni Kalmanov filter	42
6. Teagerov energetska operator	43
6.1. BPF filter	43
6.2. TEO operator	46
Zaključak	49
Literatura	51
Sažetak	64

1. UVOD

U raznim područjima znanosti često se javljaju više harmonijski sinusni signali, a samim tim i potreba za određivanjem njihovih parametara. Frekvencija i amplituda signala glavni su parametri koji definiraju neki sinusni signal. Poseban naglasak na ove parametre daje se u elektroenergetici, gdje je od iznimne važnosti točnost estimacije istih prilikom analize stacionarnih i dinamičkih stanja u elektroenergetskom sustavu (EES). Radi upravljanja i zaštite EES-a u realnom vremenu posebno je važna brzina i pouzdanost estimacije parametara sinusoide.

Razvoj EES-a danas i u budućnosti uvelike ovisi o integraciji obnovljivih izvora energije u postojeći EES. Novi, obnovljivi izvori energije koji se uglavnom temelje na solarnim i vjetro sustavima, često će biti dio manjih sustava, tzv. mikromreža. Povećanje udjela mikromreža rezultira integracijom dodatne elektroničke opreme između obnovljivih izvora električne energije i elektroenergetske mreže, što dovodi do sve većeg broja nelinearnih trošila s visokim udjelom harmonika. Posljedica ovog problema je narušavanje kvalitete električne energije elektroenergetskog sustava.

Frekvencija mrežnog sustava jedan je od najvažnijih parametara kvalitete električne energije. U normalnom pogonu nazivna frekvencija mijenja se u vrlo uskom području od oko 100 mHz. Amplituda napona drugi je najvažniji parametar kvalitete električne energije na čiji iznos nepovoljno utječu viši harmonici i interharmonici. Varijacije frekvencije i amplitude EES-a uglavnom su uzrokovane dinamičkim promjenama između proizvodnje i potrošnje, kao i drugim diskretnim promjenama uzrokovanim endogenim ili egzogenim događajima. Neočekivane varijacije frekvencije, amplitude i faze štetne su za sustav i mogu dodatno uzrokovati druge probleme kao što je pogrešna prorada zaštitnih releja. Kako bi se održala stabilnost EES-a, neophodna je točna estimacija i praćenje frekvencije te amplitude. Štoviše, estimacija amplitude i frekvencije u stvarnom vremenu ključni je uvjet za daljnji razvoj pametnih mreža (engl. *smart grids*) koje bi trebale imati mogućnost predviđanja dinamičkih promjena u proizvodnji i potrošnji električne energije. Između ostaloga, pametne mreže bi, na račun precizne estimacije frekvencije i amplitude, trebale dodatno doprinijeti zaštiti i stabilnosti EES-a.

Proteklih nekoliko desetljeća razvijani su algoritmi za estimaciju frekvencije, amplitude i faze mrežnog napona. Korištenjem raznih filtarskih tehnika i analizom signala u vremenskoj i frekvencijskoj domeni izvedeni su razni algoritmi kojima se mogu, uz određenu točnost i dinamiku, estimirati parametri mrežnog napona.

Cilj ovog rada je detaljno razraditi i opisati aktualne algoritme i metode kojima se dolazi do tih algoritama. Dat će se i pregled prednosti i nedostataka algoritama za estimaciju frekvencije u vremenskoj domeni. Kad se govori o algoritmima u vremenskoj domeni, bitno je naglasiti da se prvenstveno misli na središnji dio algoritma specifično zadužen za izvlačenje informacije o frekvenciji i amplitudi, a ne na okolni dio koji može biti zadužen za dodatnu korekciju estimiranih parametara. Naglasak će se dati i na estimacijsku točnost i brzinu pojedinog algoritma za valne oblike koji nastaju kao posljedica nekih od najčešćih kvarova u EES-u. Iako postoji veliki broj algoritama i više različitih varijacija pojedinog algoritma za estimaciju parametara, u radu će se razmatrati samo algoritmi koji imaju dokazanu, konkretnu primjenu.

Prvo će se definirati poznata metoda detekcije prolaska kroz nulu (ZCD, engl. *Zero Crossing Detection*). Zatim će se opisati i neke od osnovnih struktura korištenih za realizaciju algoritama na načelu frekvencijski-zaključane petlje (FLL, engl. *Frequency-Locked Loop*) i fazno-zaključane petlje (PLL, engl. *Phase-Locked Loop*), uglavnom temeljenih na generaliziranom integratoru drugog reda (SOGI, engl. *Second Order Generalized Integrator*). Algoritmi zasnovani na prilagodljivim filtarskim tehnikama poput Kalmanova filtra (KF) i pojasno-propusnog filtra (BPF, engl. *Band-Pass Filter*) pokazali su značajan iskorak u estimaciji parametara mrežnog napona te će njihov pregled biti dan kroz poglavlja 5. i 6.

2. METODA DETEKCIJE PROLASKA KROZ NULU - ZCD

Relativno jednostavan algoritam za estimaciju frekvencije mrežnog napona u vremenskoj domeni je metoda detekcije prolaska kroz nulu. Ovaj je algoritam u širokoj upotrebi već dugi niz godina [1]. Razmatrana metoda mjerenja frekvencije zasniva se na pronalaženju trenutaka prolaska mjerenog signala kroz nulu. Prema definiciji, period se odnosi na vrijeme tijekom kojeg se događa jedno potpuno osciliranje signala. Period signala se stoga može definirati kao vrijeme između prolaska promatranog signala kroz određenu razinu. Dakle, za određivanje perioda signala potrebno je odrediti trenutke prvog i posljednjeg prolaska signala kroz nulu za određeno vrijeme mjerenja. Trajanje mjerenja obično se odabire kao višekratnik nominalne vrijednosti perioda signala. Budući da je, u našem slučaju, ulazni signal diskretan, vrijedi:

$$M_z T_x \cong T_A = N T_s \quad (2.1)$$

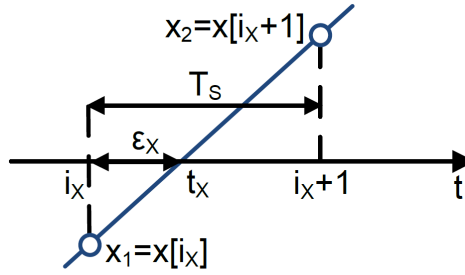
gdje je N broj uzoraka signala, T_A trajanje mjerenja, T_s period uzorkovanja, M_z broj perioda signala za vrijeme mjerenja, T_x tražena vrijednost perioda ulaznog signala.

Ova metoda daje jako brzu estimaciju frekvencije, već nakon pola perioda. Međutim, jako je osjetljiva i na vrlo male iznose šuma koji u trenutku prolaska signala kroz nulu mogu uzrokovati krivo određivanje frekvencije signala. U svrhu izbjegavanja krivih tranzicija signala, istraživanja su pokazala da je pogodno primijeniti različite metode koje će uvesti kašnjenje u estimacijski algoritam od minimum 2/3 vrijednosti iznosa perioda ulaznog signala, prilikom traženja idućeg prolaska kroz nulu [2].

Pogreška pri mjerenju frekvencije ZCD metode određena je trajanjem zone nesigurnosti u trenutku kada ulazni signal prelazi nulu. Budući da je zona nesigurnosti polovica perioda uzorkovanja za prvo i posljednje prolaženje, tada relativna pogreška mjerenja perioda δ_T ne prelazi vrijednost:

$$\delta_T = \frac{T_s}{M_z T_x} \cong \frac{T_s}{N T_s} = \frac{1}{N} \quad (2.2)$$

Iz jednadžbe je vidljivo kako se, porastom broja perioda u kojima se promatra signal, smanjuje greška estimacije frekvencije. Primjenom linearne interpolacije u zoni nesigurnosti kada signal prolazi kroz nulu, moguće je dodatno smanjiti grešku estimacije [3]. Na slici 2.1 prikazana je linearna interpolacija u trenutku kada signal prolazi nulu.



Slika 2.1: Metoda detekcije prolaska kroz nulu [3]

Za estimaciju frekvencije f_1 , uz trenutak prolaska signala kroz nulu, definiran sa ϵ_x , vrijede sljedeći izrazi:

$$f_1 = \frac{m}{i_m T_s - i_1 T_s + \epsilon_1 + \epsilon_m}; \quad \epsilon_x = -\frac{x_1}{x_2 - x_1} T_s; \quad \epsilon_x = \frac{x_2}{x_2 - x_1} T_s \quad (2.3)$$

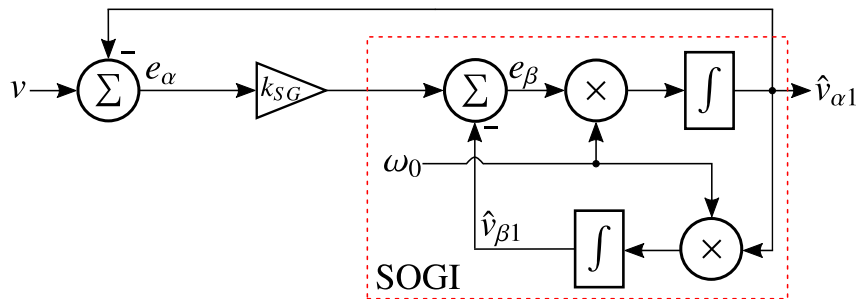
gdje i_x predstavlja najbliži uzorak točki stvarnog prolaska kroz nulu, a indeksi 1 i m definiraju prvi i zadnji uzorak u mjerenju kod kojeg je signal prošao kroz nulu.

U načelu se ova metoda koristi samo za dobivanje frekvencije signala, ali ne i amplitude signala. Amplitudu signala moguće je estimirati kombinacijom ove metode s nekom drugom metodom [4, 5, 6] o čemu će više riječi biti u daljnjem dijelu rada. S obzirom da je metoda jako osjetljiva na šum u signalu i više harmonike, korištenjem prefiltira može se smanjiti taj nedostatak [7, 8, 9]. To će uzrokovati narušavanje dinamike estimacijskog algoritma, ali bez prefiltira ova metoda svakako nema praktičnog smisla za analizu mrežnog signala zagađenog višim harmonicima.

3. FREKVENCIJSKI-ZAKLJUČANA PETLJA - FLL

3.1. SOGI integrator

Razvoj FLL [10, 11] i PLL [12] estimacijskih metoda uvijek se veže uz SOGI integrator. U ovom će se potpoglavlju definirati svojstva i moguće primjene SOGI integratora. Korištenjem ovog integratora, dobivaju se kvadraturene komponente koje se u elektrotehnici često koriste za računanje radne i jalove snage, kao i za estimaciju amplitude i faze sinusnih signala (npr. mrežnog napona). U svrhu stabilnosti integratoru se dodaje i povratna veza, a on se još naziva i SOGI generator kvadraturnog signala (SOGI-QSG, engl. *SOGI Quadrature Signal Generator*). Blokovska shema SOGI-QSG prikazana je na slici 3.1.



Slika 3.1: Blok dijagram SOGI-QSG generatora [13, 14]

Dio sheme koji predstavlja SOGI integrator bez povratne veze najlakše je promatrati kroz prijenosne funkcije u Laplaceovom području. Prema slici 3.1, za crtkano područje vrijede sljedeće jednakosti:

$$\begin{aligned}
 e_{\alpha} &= v - \hat{v}_{\alpha 1} \\
 e_{\beta} &= k_{SG} e_{\alpha} - \hat{v}_{\beta 1} \\
 \hat{v}_{\alpha 1} &= e_{\beta} \cdot \frac{\omega_0}{s} \\
 \hat{v}_{\beta 1} &= \hat{v}_{\alpha 1} \cdot \frac{\omega_0}{s} = e_{\beta} \cdot \frac{\omega_0^2}{s^2}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

gdje su $\hat{v}_{\alpha 1}$ i $\hat{v}_{\beta 1}$ kvadraturene komponente, v ulazni signal (u ovom slučaju napon), e_{α} i e_{β} signali greški vanjske i unutarnje povratne veze, k_{SG} faktor pojačanja signala greške e_{α} , a ω_0 je rezonantna frekvencija SOGI integratora (primjerice jednaka je nazivnoj kružnoj frekvenciji sustava od 100π rad/s pri 50 Hz). Oznaka $\hat{}$ predstavlja estimirane vrijednosti.

Kombiniranjem izraza za kvadraturene komponente navedene u (3.1) mogu se dobiti sljedeći

izrazi:

$$\begin{aligned}\hat{v}_{\alpha 1} \cdot \frac{s}{\omega_0} &= k_{SG} e_{\alpha} - \hat{v}_{\alpha 1} \cdot \frac{\omega_0}{s} \\ \hat{v}_{\beta 1} \cdot \frac{s^2}{\omega_0^2} &= k_{SG} e_{\alpha} - \hat{v}_{\beta 1}\end{aligned}\tag{3.2}$$

Grupiranjem članova dobiva se:

$$\begin{aligned}\hat{v}_{\alpha 1} \cdot \left(\frac{s}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{s} \right) &= k_{SG} e_{\alpha} \\ \hat{v}_{\beta 1} \cdot \left(\frac{s^2}{\omega_0^2} + 1 \right) &= k_{SG} e_{\alpha}\end{aligned}\tag{3.3}$$

Nakon sređivanja slijedi:

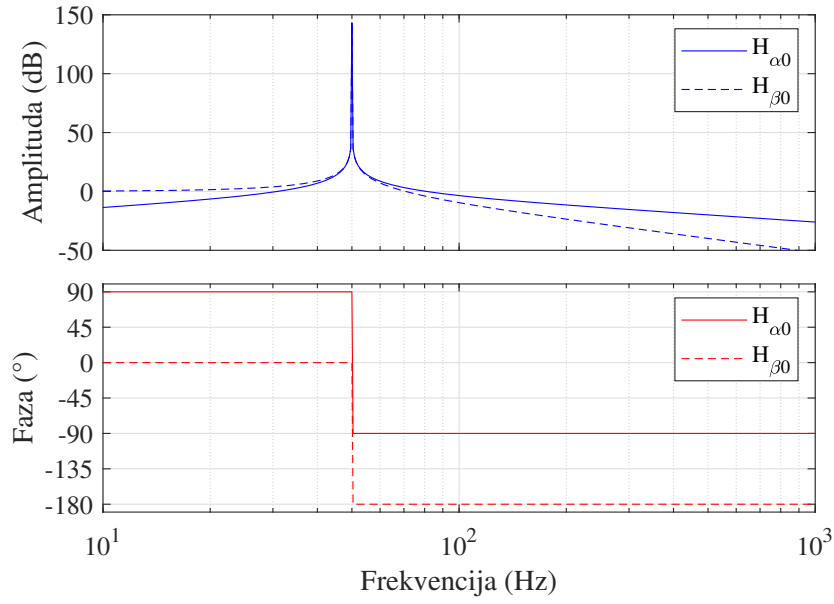
$$\begin{aligned}\hat{v}_{\alpha 1} \cdot \frac{s^2 + \omega_0^2}{\omega_0 s} &= k_{SG} e_{\alpha} \\ \hat{v}_{\beta 1} \cdot \frac{s^2 + \omega_0^2}{\omega_0^2} &= k_{SG} e_{\alpha}\end{aligned}\tag{3.4}$$

Iz prethodnih izraza jednostavno se formiraju prijenosne funkcije kvadrature komponenti $H_{\alpha 0}$ i $H_{\beta 0}$ u Laplaceovom području:

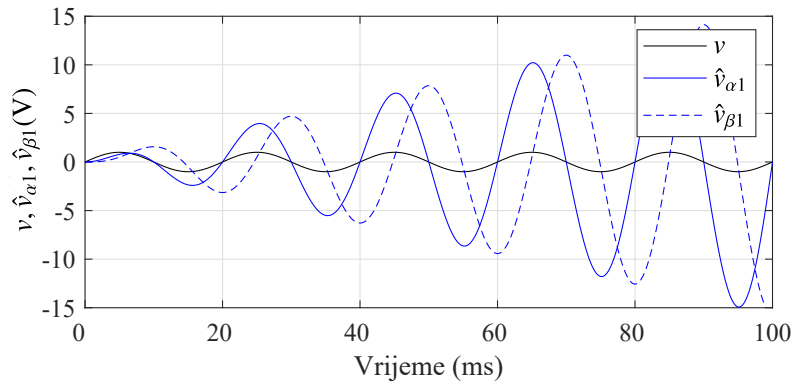
$$H_{\alpha 0}(s) = \frac{\hat{v}_{\alpha 1}(s)}{e_{\alpha}(s)} = k_{SG} \cdot \frac{\omega_0 s}{s^2 + \omega_0^2}\tag{3.5}$$

$$H_{\beta 0}(s) = \frac{\hat{v}_{\beta 1}(s)}{e_{\alpha}(s)} = k_{SG} \cdot \frac{\omega_0^2}{s^2 + \omega_0^2}\tag{3.6}$$

Na slici 3.2 prikazane su amplitudne i fazne karakteristike prijenosnih funkcija $H_{\alpha 0}$ i $H_{\beta 0}$. Iz Bodeovih dijagrama momože uočiti beskonačno pojačanje signala pri rezonantnoj frekvenciji. To se može potvrditi vremenskim odzivom na sinusni signal kružne frekvencije jednake rezonantnoj frekvenciji (vidi sliku 3.3).



Slika 3.2: Amplitudne i fazne karakteristike prijenosnih funkcija $H_{\alpha 0}$ i $H_{\beta 0}$ SOGI integratora



Slika 3.3: Odziv SOGI integratora na sinusni signal

Rezonancija u ovoj strukturi uzrokuje kontinuiran rast amplitude izlaznog signala. Također, kod digitalnih sustava kod kojih se koristi ovakav integrator može doći do zasićenja (engl. *overflow*). Kako bi se izbjegao problem zasićenja potrebno je dodati povratnu vezu $\hat{v}_{\alpha 1}$ prema slici 3.1 koristeći relacije (3.1).

Dakle, ako se izraz za e_{α} iz (3.1) uvrsti u (3.4) pa se izvrši grupiranje članova uz $\hat{v}_{\alpha 1}$, $\hat{v}_{\beta 1}$ i v dobiju se sljedeće jednakosti:

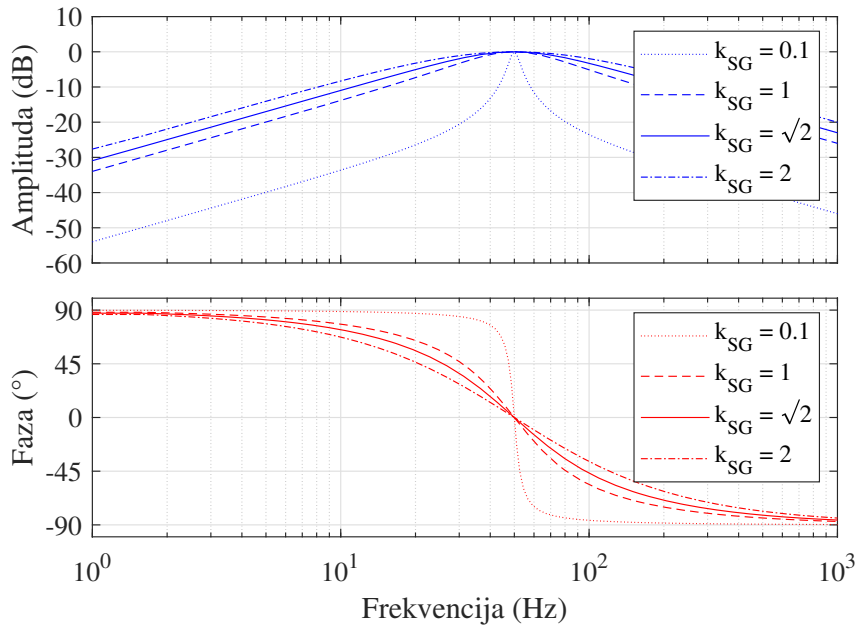
$$\begin{aligned} \hat{v}_{\alpha 1} \cdot \left(\frac{s^2 + \omega_0^2}{\omega_0 s} + k_{SG} \right) &= k_{SG} \cdot v \\ \hat{v}_{\beta 1} \cdot \left(\frac{s^2 + \omega_0^2}{\omega_0^2} + k_{SG} \frac{s}{\omega_0} \right) &= k_{SG} \cdot v \end{aligned} \quad (3.7)$$

Nakon sređivanja izraza (3.7) formiraju se prijenosne funkcije zatvorene petlje kvadraturnih komponenti H_α i H_β SOGI-QSG strukture u Laplaceovom području:

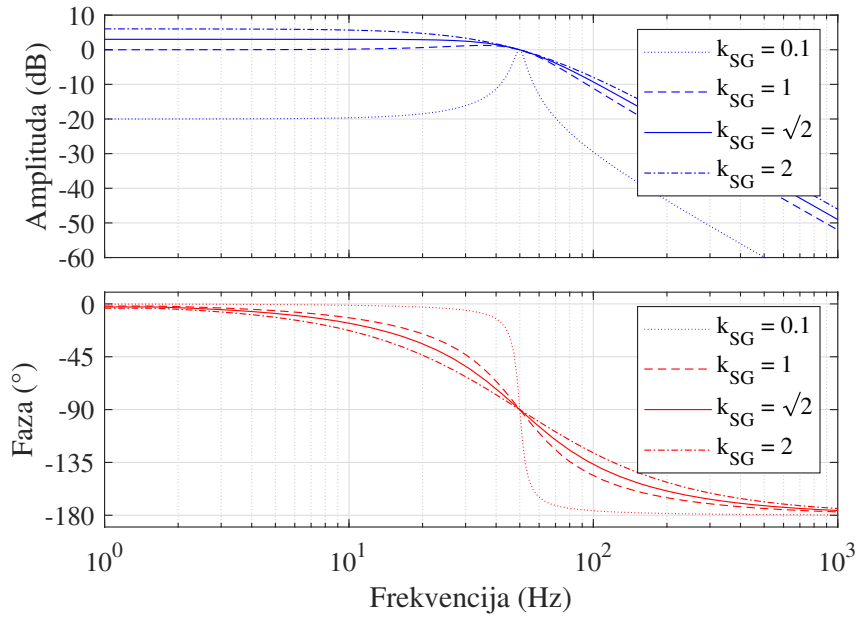
$$H_\alpha(s) = \frac{\hat{v}_{\alpha 1}(s)}{v(s)} = \frac{k_{SG}\omega_0 s}{s^2 + k_{SG}\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (3.8)$$

$$H_\beta(s) = \frac{\hat{v}_{\beta 1}(s)}{v(s)} = \frac{k_{SG}\omega_0^2}{s^2 + k_{SG}\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (3.9)$$

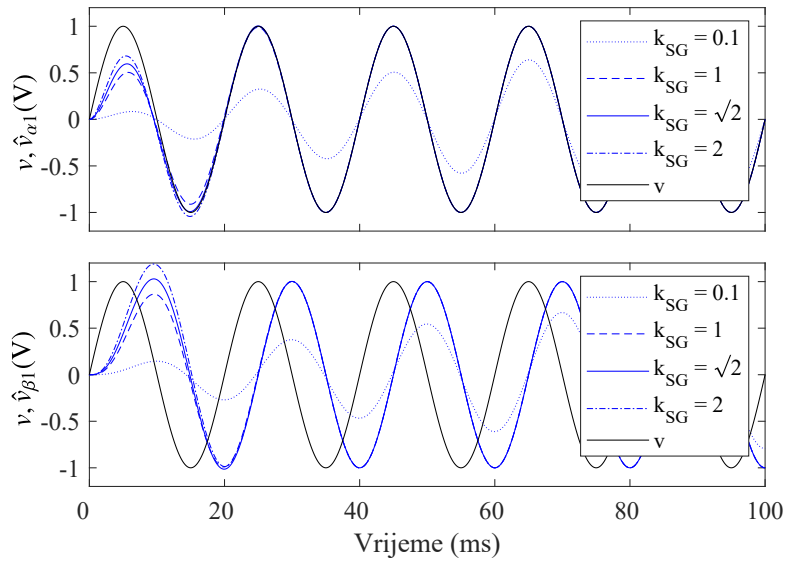
Prijenosne funkcije (3.8) i (3.9) ponašaju se kao pojasno-propusni filter s centralnom frekvencijom na ω_0 i niskopropusni filter (LPF, engl. *Low-Pass Filter*) s faznim pomakom od 90° . Faktor pojačanja signala greške k_{SG} utječe na pojasnu širinu filtra (engl. *filter bandwidth*), tj. dinamički odziv. Izborom parametra postiže se kompromis između dobrog filtriranja signala i dinamike. Bodeovi dijagrami, tj. amplitudne i fazne karakteristike prijenosnih funkcija H_α i H_β , za različite iznose faktora pojačanja k_{SG} , prikazane su na slikama 3.4 i 3.5.



Slika 3.4: Amplitudne i fazne karakteristike prijenosne funkcije H_α za različite iznose k_{SG}



Slika 3.5: Amplitudne i fazne karakteristike prijenosne funkcije H_β za različite iznose k_{SG}

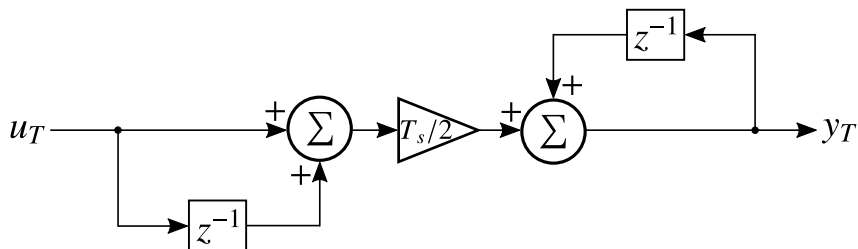


Slika 3.6: Odziv SOGI-QSG generatora na sinusni signal za različite iznose k_{SG}

Na slici 3.6 prikazan je odziv direktne i poprečne komponente SOGI integratora na sinusni signal amplitude 1 V i frekvencije 50 Hz za različite iznose faktora k_{SG} . Lako se uočava da za veće iznose faktora k_{SG} sustav postaje brži, odnosno za manje iznose sporiji, ali točniji u stacionarnom stanju. Međutim, preveliki iznos faktora k_{SG} može uzorokovati nestabilnost cijelog sustava. Za premali iznos faktora k_{SG} sustav može postati prespor te na taj način neprikladan za konkretnu upotrebu. U konkretnom slučaju najbolji se kompromis (engl. *trade-off*) postiže

kada je faktor pojačanja $k_{SG} = \sqrt{2}$.

S obzirom da se SOGI-QSG generator implementira na digitalnim signal procesorima (DSP, engl. *Digital Signal Processor*), onda je prethodnu strukturu prikladno promatrati u diskretnom području. To znači da je potrebno diskretizirati prethodne prijenosne funkcije te definirati pristup na koji će se način realizirati diskretni vremenski integrator. Neke od metoda za diskretizaciju poput unaprijedne Eulerove metode (FE, engl. *Forward Euler Method*) i unazadne Eulerove metode (BE, engl. *Backward Euler Method*) nisu pokazale dobre rezultate [13]. Razlog tome je što za frekvenciju od 50 Hz nije moguće u potpunosti ostvariti fazu od -90° . To za posljedicu ima nepravilno generiranje kvadrturnih komponenti koje nisu fazno pomaknute za 90° . Zbog toga će i estimirane vrijednosti amplitude i frekvencije u sebi sadržavati i oscilacije frekvencije dvostruke frekvencije, umjesto da budu konstante vrijednosti. Zbog toga je potrebno iskoristiti neke od drugih naprednijih metoda u svrhu diskretizacije poput trapezne integracije te korištenjem integratora viših redova. Prednost se, naravno, daje trapeznoj integraciji zbog jednostavnije implementacije i veće memorijske i računske efikasnosti (slika 3.7).



Slika 3.7: Blok dijagram integratora temeljenog na metodi trapezne integracije

Integracijska jednadžba po metodi trapezne integracije jest:

$$y_T(k) = y_T(k-1) + \frac{T_s}{2} [u_T(k) + u_T(k-1)] \quad (3.10)$$

gdje su y_T i u_T izlaz i ulaz u integrator, T_s je period uzorkovanja i k je, u ovom slučaju, trenutni uzorak. Prebacivanjem u diskretnu z domenu kod trapezne integracije, uvodi se aproksimacija za integracijski član:

$$\frac{1}{s} \approx \frac{T_s}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (3.11)$$

Bitno je naglasiti da je, osim aproksimacije integratora, potrebno cijelu prijenosnu funkciju zatvorene strukture prebaciti u z domenu primjenom trapezne integracije. Ukoliko se to ne bi napravilo u sustavu bi se javila algebarska petlja. Moguće je uvesti aproksimaciju koristeći

Tustinovu relaciju:

$$s \approx \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \quad (3.12)$$

Uvrštavanjem (3.12) u (3.8) slijedi:

$$H_\alpha(z) = \frac{\hat{v}_{\alpha 1}(z)}{v(z)} = \frac{k_{SG}\omega_0 \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}}{\left(\frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}\right)^2 + k_{SG}\omega_0 \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} + \omega_0^2} \quad (3.13)$$

Svođenjem članova nazivnika prijenosne funkcije direktne komponente $H_\alpha(z)$ na zajednički nazivnik te sređivanjem dvojnog razlomka dobiva se izraz:

$$H_\alpha(z) = \frac{(2k_{SG}\omega_0 T_s)(z^2 - 1)}{4(z-1)^2 + (2k_{SG}\omega_0 T_s)(z^2 - 1) + (\omega_0 T_s)^2(z+1)^2} \quad (3.14)$$

Radi pojednostavljenja, uvodi se supstitucija $c_{w1} = 2k_{SG}\omega_0 T_s$ i $c_{w2} = (\omega_0 T_s)^2$ pa (3.14) postaje:

$$H_\alpha(z) = \frac{c_{w1}(z^2 - 1)}{4(z-1)^2 + c_{w1}(z^2 - 1) + c_{w2}(z+1)^2} \quad (3.15)$$

Nakon dijeljenja brojnika i nazivnika sa z^2 slijedi:

$$H_\alpha(z) = \frac{c_{w1}(1 - z^{-2})}{4(1 - 2z^{-1} + z^{-2}) + c_{w1}(1 - z^{-2}) + c_{w2}(1 + 2z^{-1} + z^{-2})} \quad (3.16)$$

Grupiranjem članova nadalje vrijedi:

$$H_\alpha(z) = \frac{c_{w1} - c_{w1}z^{-2}}{(c_{w1} + c_{w2} + 4) - (8 - 2c_{w1})z^{-1} - (c_{w1} - c_{w2} - 4)z^{-2}} \quad (3.17)$$

Podijeli li se brojnik i nazivnik prijenosne funkcije prvim grupiranim članom nazivnika ($c_1 + c_2 + 4$) onda (3.17) postaje:

$$H_\alpha(z) = \frac{\left(\frac{c_{w1}}{c_{w1}+c_{w2}+4}\right) - \left(\frac{c_{w1}}{c_{w1}+c_{w2}+4}\right)z^{-2}}{1 - \left(\frac{8-2c_{w1}}{c_{w1}+c_{w2}+4}\right)z^{-1} - \left(\frac{c_{w1}-c_{w2}-4}{c_{w1}+c_{w2}+4}\right)z^{-2}} \quad (3.18)$$

Ako se uvedu sljedeće supstitucije:

$$b_0 = \frac{c_{w1}}{c_{w1} + c_{w2} + 4}; \quad b_2 = \frac{-c_{w1}}{c_{w1} + c_{w2} + 4} \quad (3.19)$$

$$a_1 = \frac{8 - 2c_{w1}}{c_{w1} + c_{w2} + 4}; \quad a_2 = \frac{c_{w1} - c_{w2} - 4}{c_{w1} + c_{w2} + 4} \quad (3.20)$$

tada se (3.18) može napisati u obliku:

$$H_\alpha(z) = \frac{b_0 + b_2 z^{-2}}{1 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2}} \quad (3.21)$$

Gornja jednađba u ovakvoj formi predstavlja diskretiziranu prijenosnu funkciju direktne komponente u kanonskom obliku. Kao što je vidljivo iz izraza (3.19) koeficijent $b_2 = -b_0$ pa se (3.21) može pojednostavniti i zapisati kao:

$$H_\alpha(z) = b_0 \cdot \frac{1 - z^{-2}}{1 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2}} \quad (3.22)$$

Prijenosna funkcija poprečne komponente za koju u kontinuiranom području vrijedi jednakost:

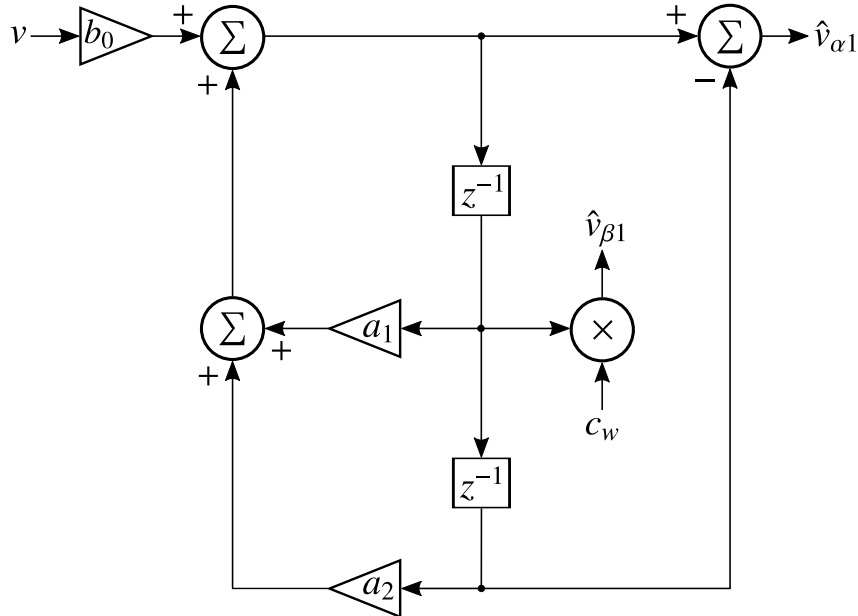
$$H_\beta(s) = \frac{\omega_0}{s} \cdot H_\alpha(s) \quad (3.23)$$

diskretizira se na jednak način kao i direktna komponenta gore, a nakon provedenog postupka diskretizacije dobiva se:

$$H_\beta(z) = \frac{\hat{v}_{\beta 1}(z)}{v(z)} = b_0 c_w \cdot \frac{z^{-1}}{1 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2}} \quad (3.24)$$

gdje je $c_w = 2\omega_0 T_s$.

Blokovska shema SOGI-QSG strukture, diskretizirane koristeći metodu trapezne integracije u kanonskom obliku, prikazana je na slici 3.8. Kao što je vidljivo sa slike, koeficijent b_0 moguće je izlučiti na ulaz u samu strukturu. Također, važno je napomenuti da je, na slici 3.8, prikazana tzv. direktna forma II (engl. *Direct Form II*) koja se često koristi kod realizacije digitalnih filtra.



Slika 3.8: Blokovska shema diskretiziranog SOGI-QSG [13]

Osim kanonskog oblika, ako se (3.10) prikazana blokovski na slici 3.7 primjeni na SOGI-

QSG strukturu sa slike 3.1, vrijede i sljedeći izrazi za diskretni oblik SOGI-QSG:

$$\begin{aligned}
e_\alpha(k) &= v(k) - \hat{v}_{\alpha 1}(k-1) \\
e_\beta(k) &= k_{SG} e_\alpha(k) - \hat{v}_{\beta 1}(k-1) \\
\hat{v}_{\alpha 1}(k) &= \hat{v}_{\alpha 1}(k-1) + \omega_0 \frac{T_s}{2} [e_\beta(k) + e_\beta(k-1)] \\
\hat{v}_{\beta 1}(k) &= \hat{v}_{\beta 1}(k-1) + \omega_0 \frac{T_s}{2} [\hat{v}_{\alpha 1}(k) + \hat{v}_{\alpha 1}(k-1)]
\end{aligned} \tag{3.25}$$

Prethodni izrazi pogodni su za implementaciju na digitalna računala te su intuitivni sami po sebi. Zbog toga će se sustavi jednadžbi koji vrijede za diskretne strukture, razmatrane u daljnjem radu, umjesto u kanonskim oblicima izražavati u obliku jednakom prethodnim izrazima.

Od interesa je i prijenosna funkcija greške:

$$H_{err}(s) = \frac{e_\alpha(s)}{v(s)} = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + k_{SG}\omega_0 + \omega_0^2} \tag{3.26}$$

Iz Bodeovih dijagrama prijenosne funkcije slika 3.9, može se uočiti da ona predstavlja *notch* filter. Ovo se svojstvo može iskoristiti u svrhu estimacije DC komponente u signalu, kada u signalu postoji samo jedan fundamentalni harmonik i DC komponenta [15]. Ako vrijedi prethodna pretpostavka, tada u Laplaceovom području imamo:

$$v(t) = V_0 + V_1 \sin(\omega_0 t) \tag{3.27}$$

$$v(s) = \frac{V_0}{s} + \frac{V_1 \omega_0}{s^2 + \omega_0^2} = \frac{V_0 \left(s + \frac{V_1}{V_0} \omega_0 + \frac{\omega_0^2}{s} \right)}{s^2 + \omega_0^2} \tag{3.28}$$

iz (3.26) slijedi:

$$e_\alpha(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + k_{SG}\omega_0 + \omega_0^2} \cdot \frac{V_0 \left(s + \frac{V_1}{V_0} \omega_0 + \frac{\omega_0^2}{s} \right)}{s^2 + \omega_0^2} = \frac{V_0 \left(s^2 + \frac{V_1}{V_0} \omega_0 s + \omega_0^2 \right)}{s(s^2 + k_{SG}\omega_0 + \omega_0^2)} \tag{3.29}$$

ako se faktor pojačanja k_{SG} odabere:

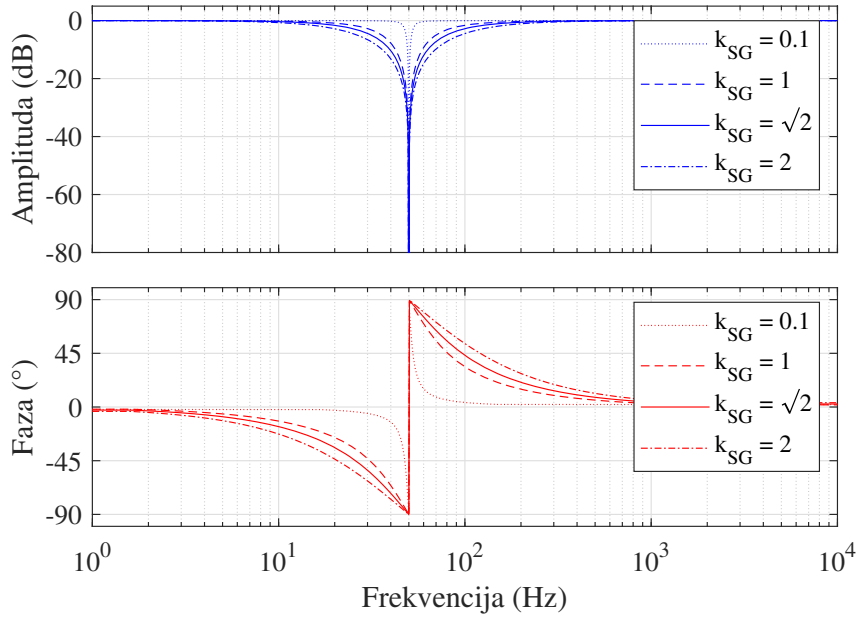
$$k_{SG} = \frac{V_1}{V_0} \tag{3.30}$$

izraz (3.29) postaje:

$$e_\alpha(s) = \frac{V_0}{s} \tag{3.31}$$

Konačno, vrijedi izraz za estimaciju DC komponente iz pretpostavljenog signala:

$$e_\alpha(t) = V_0 \cdot u(t) \tag{3.32}$$



Slika 3.9: Amplitudne i fazne karakteristike prijenosne funkcije H_{err} za različite iznose k_{SG}

Kao što smo već rekli, sustavi koji se zasnivaju na SOGI-QSG mogu imati razne funkcije. Tu spadaju funkcije pojasno-propusnog, niskopropusnog i pojasno-nepropusnog filtriranja [16]; estimacija parametara amplitude, frekvencije, faze i DC komponente signala [17, 18]; generiranje referentnih signala i regulacija fazno pomaknutih referentnih signala i dr.

Bitno je naglasiti da SOGI-QSG daje točnu estimaciju kvadrturnih komponenti dok god je frekvencija ulaznog signala konstantna ili vrlo blizu nazivne vrijednosti. S obzirom na konačni cilj estimacije parametara mrežnog napona, prethodni uvjet neće biti zadovoljen veliku većinu vremena. Razlog tome je što frekvencija mreže, a posebice "slabijih" mreža i mikromreža uvelike varira. Kako bi se uopće dobila informacija o frekvenciji ulaznog signala, potrebno je model SOGI-QSG strukture proširiti estimatorom frekvencije. Estimator ima svrhu prilagoditi centralnu frekvenciju na kojoj radi SOGI-QSG prema stvarnoj frekvenciji ulaznog signala. Time osigurava i točnu estimaciju amplitude. Integracijom estimatora frekvencije na ovaj način dobiva se osnovni oblik estimatora osnovnih parametara signala, SOGI-QSG zaključan korištenjem FLL petlje ili kratko SOGI-FLL.

3.2. SOGI-FLL

U prethodnom potpoglavlju definiran je SOGI-QSG prema kojem vrijede sljedeće jednadžbe za ulazni signal i izlazne signale kvadrature komponenti:

$$\begin{aligned} v &= V_1 \cos(\theta_1) \\ \hat{v}_{\alpha 1} &= \hat{V}_1 \cos(\hat{\theta}_1) \\ \hat{v}_{\beta 1} &= \hat{V}_1 \sin(\hat{\theta}_1) \end{aligned} \quad (3.33)$$

gdje su V_1 i $\theta_1 = \int_0^t \omega d\tau + \varphi_1$ amplituda i faza ulaznog signala, ω i φ_1 kružna frekvencija i početni fazni kut ulaznog signala pri čemu se oznaka $\hat{\cdot}$ odnosi na estimirane varijable. Ako se, u postojećem sustavu, implementira estimator temeljen na metodi gradijenta, kako je to opisano u [19, 20], on će omogućiti prilagođavanje centralne frekvencije SOGI-QSG integratora. Primjenom metode gradijenta na način da se iskoristi polovica kvadrata signala greške e_α , tj. razlike ulaznog signala v i direktne komponente $\hat{v}_{\alpha 1}$, može se napisati:

$$J = \frac{1}{2} e_\alpha^2 = \frac{1}{2} [v - \hat{v}_{\alpha 1}]^2 = \frac{1}{2} [V_1 \cos(\theta_1) - \hat{V}_1 \cos(\hat{\theta}_1)]^2 \quad (3.34)$$

Diferencijalna jednadžba frekvencijskog estimatora kojoj je cilj minimizirati gornju kriterijsku funkciju glasi:

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = -\lambda_t \frac{\partial J}{\partial \hat{\omega}} = -\lambda_t \frac{\partial J}{\partial e_\alpha} \frac{\partial e_\alpha}{\partial \hat{\theta}_1} \frac{\partial \hat{\theta}_1}{\partial \hat{\omega}} \quad (3.35)$$

gdje faktor λ_t definira brzinu konvergencije, a parcijalne derivacije pojedinih faktora su:

$$\frac{\partial J}{\partial e_\alpha} = e_\alpha; \quad \frac{\partial e_\alpha}{\partial \hat{\theta}_1} = \hat{v}_{\beta 1}; \quad \frac{\partial \hat{\theta}_1}{\partial \hat{\omega}} = t \quad (3.36)$$

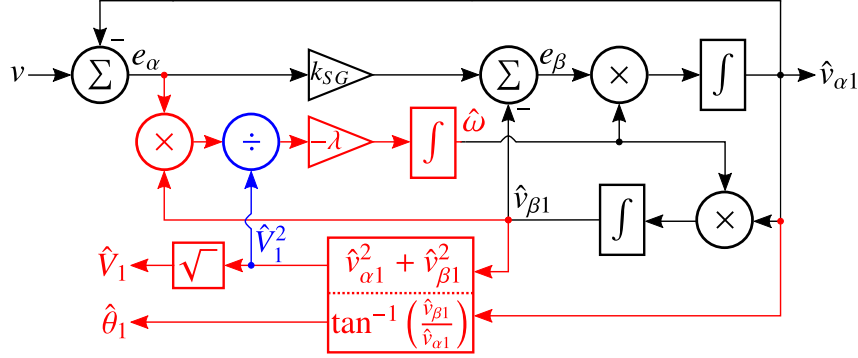
Uvrštavajući (3.36) u (3.35) dobiva se:

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = -\lambda_t e_\alpha \hat{v}_{\beta 1} t \quad (3.37)$$

Kao što je vidljivo iz (3.37), diferencijalna jednadžba frekvencijskog estimatora, odnosno estimirana kružna frekvencija ovisna je o vremenu t što dovodi do nestabilnosti estimatora. Heurističkim pristupom utvrđeno je da algoritam funkcionira ukoliko se izostavi varijabla t , tj. ugradi u novi faktor brzine konvergencije λ . U [20] je detaljno opisan matematički rigorozan dokaz pretvorbe vremenski ovisnog u vremenski neovisni sustav, u smislu teorije automatskog upravljanja, koji je zbog kompleksnosti izostavljen u ovom radu. Zbog toga se vremensku varijablu t , koja je uvijek pozitivna, može ispustiti iz (3.37), nakon čega se dobiva konačni izraz:

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = -\lambda e_\alpha \hat{v}_{\beta 1} \quad (3.38)$$

Dodavanjem frekvencijskog estimatora (3.38) na stukturu SOGI-QSG generatora sa slike 3.1, što je označeno crvenom bojom, dobiva se osnovna SOGI-FLL struktura za estimaciju parametara signala prikazana na slici 3.10.



Slika 3.10: Blok dijagram SOGI-FLL estimatora [21]

Kako su poznate vrijednosti kvadrturnih komponenti signala, mogu se odrediti estimirane vrijednosti amplitude i faze signala prema sljedećim izrazima:

$$\hat{V}_1 = \sqrt{\hat{v}_{\alpha 1}^2 + \hat{v}_{\beta 1}^2} \quad (3.39)$$

$$\hat{\theta}_1 = \arctan\left(\frac{\hat{v}_{\beta 1}}{\hat{v}_{\alpha 1}}\right) \quad (3.40)$$

Uvrštavanjem (3.33) u (3.38) dobiva se:

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\omega}}{dt} &= -\lambda \hat{V}_1 \sin(\hat{\theta}_1) \left[V_1 \cos(\theta_1) - \hat{V}_1 \cos(\hat{\theta}_1) \right] \\ &= \frac{\lambda \hat{V}_1}{2} \left[V_1 \sin(\theta_1 - \hat{\theta}_1) - \underbrace{V_1 \sin(\theta_1 + \hat{\theta}_1)}_1 + \underbrace{\hat{V}_1 \sin(2\hat{\theta}_1)}_2 \right] \end{aligned} \quad (3.41)$$

Imajući u vidu činjenicu da je u normalnom radu $\hat{V}_1 \approx V_1$ i $\hat{\theta}_1 \approx \theta_1$, očito je da će se članovi 1 i 2 s desne strane koji su dvostruke frekvencije i suprotnih predznaka praktički poništiti, iz čega slijedi da se (3.41) može dodatno pojednostavniti:

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} \approx \frac{\lambda V_1 \hat{V}_1}{2} \sin(\theta_1 - \hat{\theta}_1) \quad (3.42)$$

U gornjem izrazu može se primijetiti da promjene u amplitudi ulaznog signala utječu na dinamiku estimatora frekvencije. Kako bi spriječili da promjena amplitude ulaznog signala utječe na dinamiku estimatora frekvencije, potrebno je normalizirati amplitudu dijeljenjem s kvadratom estimirane amplitude (3.39), što je označeno plavom bojom na slici 3.10, [21]. Zahvaljujući

ovom estimatoru koji prilagođava centralnu frekvenciju SOGI integratora, s obzirom na promjenu frekvencije ulaznog signala, postiže se točna estimacija kvadrature komponenti i kada frekvencija ulaznog signala odstupa od nominalne.

Analogno sustavu jednadžbi opisanom preko izraza (3.25), moguće je raspisati sustav diskretnih jednadžbi SOGI-FLL strukture prikazane na slici 3.10. Sustav diskretnih jednadžbi SOGI-FLL strukture je:

$$\begin{aligned}
e_\alpha(k) &= v(k) - \hat{v}_{\alpha 1}(k-1) \\
e_\beta(k) &= k_{SG} e_\alpha(k) - \hat{v}_{\beta 1}(k-1) \\
\hat{v}_{\alpha 1}(k) &= \hat{v}_{\alpha 1}(k-1) + \frac{T_s}{2} [\hat{\omega}(k-1)e_\beta(k) + \hat{\omega}(k-2)e_\beta(k-1)] \\
\hat{v}_{\beta 1}(k) &= \hat{v}_{\beta 1}(k-1) + \frac{T_s}{2} [\hat{\omega}(k-1)\hat{v}_{\alpha 1}(k) + \hat{\omega}(k-2)\hat{v}_{\alpha 1}(k-1)] \\
\hat{\omega}(k) &= \hat{\omega}(k-1) + \frac{T_s}{2} [e_\alpha(k)\hat{v}_{\beta 1}(k) + e_\alpha(k-1)\hat{v}_{\beta 1}(k-1)]
\end{aligned} \tag{3.43}$$

Osim osnovne SOGI-FLL strukture postoje i napredne strukture, međutim sve one sadrže osnovnu strukturu kao baznu. Više o njima će biti riječi u sljedećih nekoliko potpoglavlja.

3.3. SOGI-FLL s potiskivanjem DC komponente

SOGI-FLL s potiskivanjem DC komponente (SOGI-FLL-WDCRC, engl. *SOGI-FLL With DC Rejection Capability*), kao što samo ime kaže, treba biti neosjetljiv na utjecaj DC komponente u ulaznom signalu. Postoji mnogo razloga zašto se u signalu javlja DC komponenta. Posebno je to česta situacija pri određivanju osnovnih parametara mrežnog napona. Razlog pojave DC komponente u signalu mogu biti kratki spojevi i kvarovi, zasićenje strujnih transformatora, geomagnetske oluje, poluvalno ispravljanje [22], itd. Osim toga, čak i proces analogno digitalne pretvorbe može uzrokovati pojavu DC komponente [23].

Ako pogledamo prijenosne funkcije H_α i H_β (izrazi (3.8) i (3.9)) koje povezuju kvadrature komponente sa ulaznim signalom, može se primijetiti da direktna komponenta $\hat{v}_{\alpha 1}$ nema istosmjerno pojačanje. Ukoliko u ulaznom signalu postoji DC komponenta, ona neće utjecati na estimaciju direktne komponente $\hat{v}_{\alpha 1}$. Prijenosna funkcija H_β ima istosmjerno pojačanje s obzirom na faktor k_{SG} . To bi značilo, kako se uz prisustvo DC komponente (tj. V_0) u ulaznom signalu prilikom estimacije poprečne komponente $\hat{v}_{\beta 1}$, javlja i DC komponenta iznosa $k_{SG}V_0$. Ona će uzrokovati grešku koja će dovesti do krive estimacije amplitude, faze i frekvencije kod SOGI-FLL estimatora.

Kako bi se izbjegao negativni utjecaj DC komponente, postoji mogućnost da se ona estimira, a zatim se ulazni signal korigira s obzirom na iznos estimirane DC komponente. Modificirana struktura SOGI-FLL koja u sebi ima kompenzaciju DC komponente koristeći metodu gradijenta opisana je u [10, 24].

Ulazni napon uz prisustvo DC komponente V_0 može se definirati kao:

$$v = V_1 \cos(\theta_1) + V_0 \quad (3.44)$$

Ako je estimirana vrijednost DC komponente $\hat{V}_0$ onda vrijedi slično kao i u (3.34):

$$J = \frac{1}{2}e_\alpha^2 = \frac{1}{2}[v - \hat{v}_{\alpha 1} - \hat{V}_0]^2 = \frac{1}{2}[V_1 \cos(\theta_1) - \hat{V}_1 \cos(\hat{\theta}_1) - \hat{V}_0]^2 \quad (3.45)$$

Primjenom metode gradijenta na (3.45) dobiva se:

$$\frac{d\hat{V}_0}{dt} = -k_0 \frac{\partial J}{\partial \hat{V}_0} = -k_0 \frac{\partial J}{\partial e_\alpha} \frac{\partial e_\alpha}{\partial \hat{V}_0} \quad (3.46)$$

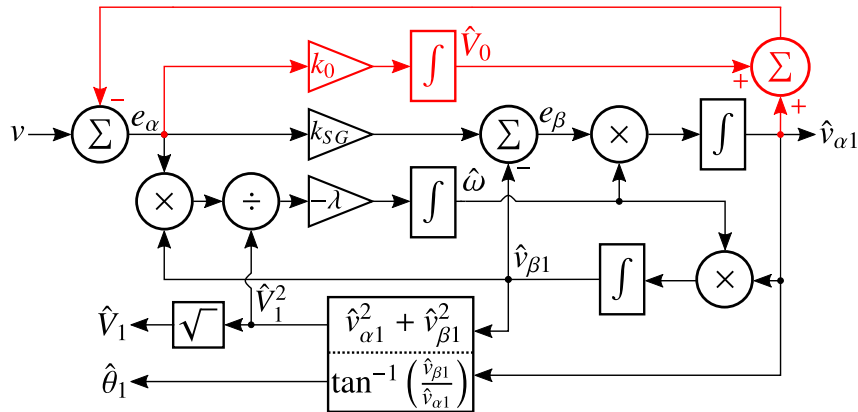
gdje faktor k_0 definira brzinu estimacije DC komponente, a parcijalne derivacije pojedinih članova su:

$$\frac{\partial J}{\partial e_\alpha} = e_\alpha; \quad \frac{\partial e_\alpha}{\partial \hat{V}_0} = -1 \quad (3.47)$$

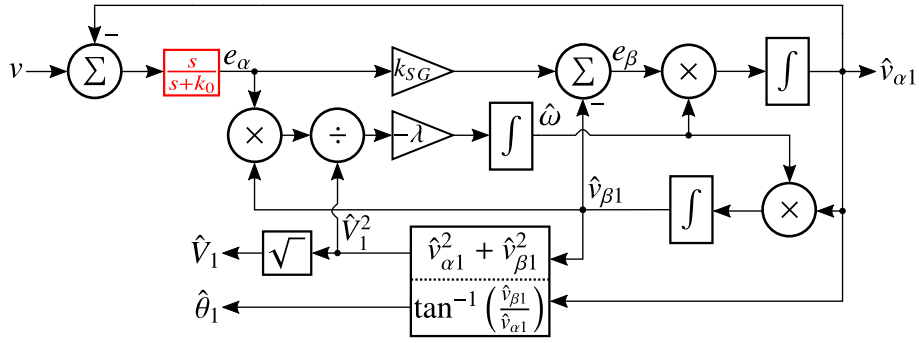
Uvrštavanjem (3.47) u (3.46) dobiva se sljedeći izraz:

$$\frac{d\hat{V}_0}{dt} = k_0 e_\alpha \quad (3.48)$$

Neke od uputa za podešavanje parametara pojačanja petlji dane su u [24]. Na slici 3.11 prikazana je blokovska shema SOGI-FLL-WDCRC s istaknutom kontrolnom petljom za sprječavanje utjecaja DC komponente na estimaciju parametara. Ekvivalentna blokovska struktura bila bi kada bi se umjesto petlje za estimaciju DC komponente u granu greške implementirao visokopropusni filtar prvog reda kao na slici 3.12.



Slika 3.11: Blok dijagram SOGI-FLL-WDCRC estimatora [24]



Slika 3.12: SOGI-FLL-WDCRC realiziran preko visokopropusnog filtra prvog reda [24]

Sustav diskretnih jednadžbi SOGI-FLL-WDCRC strukture, prikazane na slici 3.11, je:

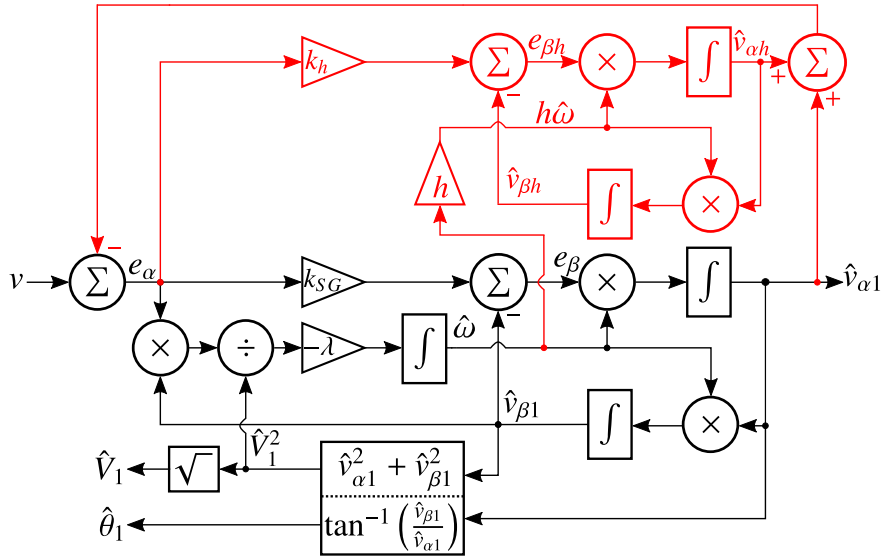
$$\begin{aligned}
 e_{\alpha}(k) &= v(k) - \hat{v}_{\alpha 1}(k-1) - \hat{V}_0(k-1) \\
 e_{\beta}(k) &= k_{SG} e_{\alpha}(k) - \hat{v}_{\beta 1}(k-1) \\
 \hat{v}_{\alpha 1}(k) &= \hat{v}_{\alpha 1}(k-1) + \frac{T_s}{2} [\hat{\omega}(k-1) e_{\beta}(k) + \hat{\omega}(k-2) e_{\beta}(k-1)] \\
 \hat{v}_{\beta 1}(k) &= \hat{v}_{\beta 1}(k-1) + \frac{T_s}{2} [\hat{\omega}(k-1) \hat{v}_{\alpha 1}(k) + \hat{\omega}(k-2) \hat{v}_{\alpha 1}(k-1)] \\
 \hat{\omega}(k) &= \hat{\omega}(k-1) + \frac{T_s}{2} [e_{\alpha}(k) \hat{v}_{\beta 1}(k) + e_{\alpha}(k-1) \hat{v}_{\beta 1}(k-1)] \\
 \hat{V}_0(k) &= \hat{V}_0(k-1) + \frac{T_s}{2} [k_0 (e_{\alpha}(k) + e_{\alpha}(k-1))]
 \end{aligned} \tag{3.49}$$

3.4. SOGI-FLL temeljen na više SOGI integratora

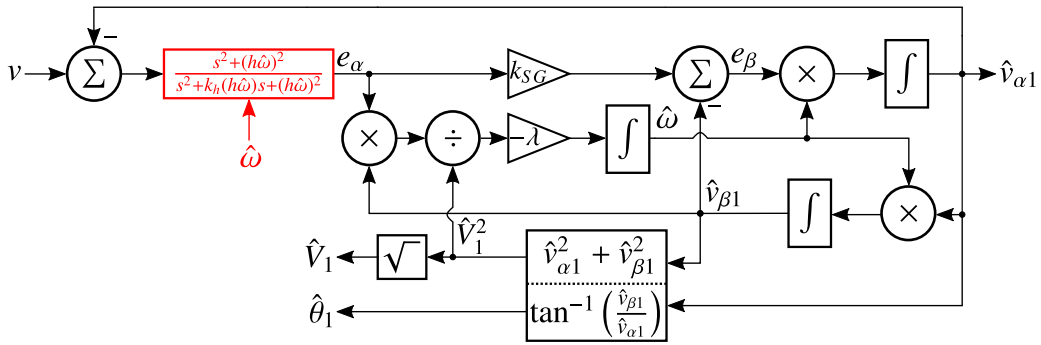
U mrežnom naponu iz kojeg je potrebno estimirati osnovne parametre gotovo uvijek postoje viši harmonici koji su višekratnici frekvencije osnovnog (fundamentalnog) harmonika. Viši harmonici znatno narušavaju estimaciju parametara mrežnog napona, a glavni uzrok su im veliki broj nelinearnih trošila u EES-u.

Kako bi se spriječio negativni utjecaj viših harmonika na estimaciju parametara, moguće je osnovnu strukturu SOGI-FLL unaprijediti na način da se, s obzirom na broj harmonika koji postoje u signalu, multiplicira broj SOGI integratora. Pritom se, za svaki harmonik koji se želi potisnuti, doda jedan SOGI integrator paralelno glavnom SOGI integratoru. Parametri SOGI integratora podešavaju se prema harmoniku h čiji se utjecaj želi eliminirati. Ovakva struktura naziva se MSOGI-FLL jer je temeljena na više SOGI integratora (MSOGI-FLL, engl. *Multiple-SOGI-Based FLL*) [10, 21]. Blok dijagram ove strukture, kada se uz osnovnu frekvenciju želi eliminirati samo jedan viši harmonik, prikazan je na slici 3.13. Ekvivalentni blok dijagram koji se zasniva na implementaciji prilagodljivog *notch* filtra drugog reda s centralnom frekvencijom

usklađenom prema harmoniku koji se želi potisnuti prikazan je na slici 3.14.



Slika 3.13: Blok dijagram MSOGI-FLL estimatora [21]



Slika 3.14: MSOGI-FLL realiziran preko prilagodljivog notch filtra drugog reda [21]

Sustav diskretnih jednadžbi za MSOGI-FLL strukturu, prikazanu na slici 3.13, može se izraziti na sljedeći način:

$$\begin{aligned}
 e_{\alpha}(k) &= v(k) - \hat{v}_{\alpha 1}(k-1) - \hat{v}_{\alpha h}(k-1) \\
 e_{\beta}(k) &= k_{SG} e_{\alpha}(k) - \hat{v}_{\beta 1}(k-1) \\
 \hat{v}_{\alpha 1}(k) &= \hat{v}_{\alpha 1}(k-1) + \frac{T_s}{2} [\hat{\omega}(k-1) e_{\beta}(k) + \hat{\omega}(k-2) e_{\beta}(k-1)] \\
 \hat{v}_{\beta 1}(k) &= \hat{v}_{\beta 1}(k-1) + \frac{T_s}{2} [\hat{\omega}(k-1) \hat{v}_{\alpha 1}(k) + \hat{\omega}(k-2) \hat{v}_{\alpha 1}(k-1)] \\
 \hat{\omega}(k) &= \hat{\omega}(k-1) + \frac{T_s}{2} [e_{\alpha}(k) \hat{v}_{\beta 1}(k) + e_{\alpha}(k-1) \hat{v}_{\beta 1}(k-1)]
 \end{aligned} \tag{3.50}$$

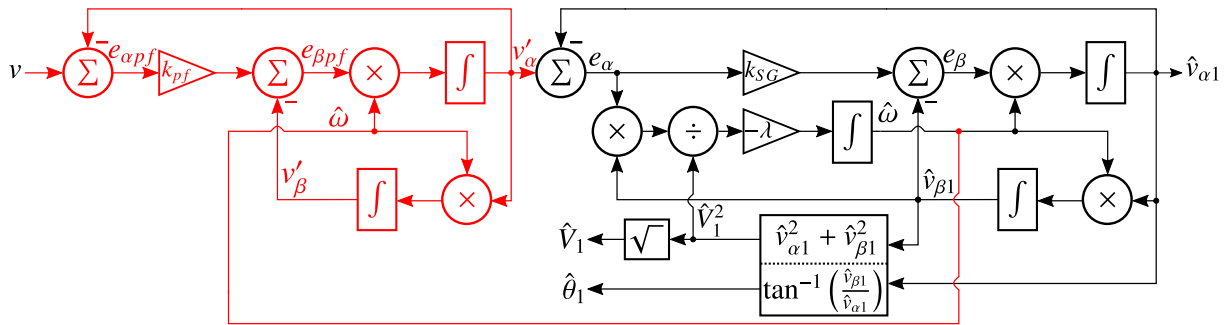
Diskretne jednadžbe strukture, s obzirom na h -ti viši harmonik koji se želi/e eliminirati, jednake

su:

$$\begin{aligned}
e_{\beta h}(k) &= k_h e_{\alpha}(k) - \hat{v}_{\beta h}(k-1) \\
\hat{v}_{\alpha h}(k) &= \hat{v}_{\alpha h}(k-1) + \frac{T_s}{2} [h\hat{\omega}(k-1)e_{\beta h}(k) + h\hat{\omega}(k-2)e_{\beta h}(k-1)] \\
\hat{v}_{\beta h}(k) &= \hat{v}_{\beta h}(k-1) + \frac{T_s}{2} [h\hat{\omega}(k-1)\hat{v}_{\alpha h}(k) + h\hat{\omega}(k-2)\hat{v}_{\alpha h}(k-1)]
\end{aligned} \tag{3.51}$$

3.5. SOGI-FLL s prefiltrom

S obzirom da u signalu najčešće postoji veliki broj viših harmonika, MSOGI-FLL nije prikladan za praktičnu primjenu. Najveći problem predstavlja ogromna potrošnja resursa i računska neučinkovitost prilikom implementacije algoritma na neki od DSP procesora. Alternativa je dodavanje prilagodljivog pojasno-propusnog filtra iza ulaznog signala koji će imati funkciju prefiltara [10, 25]. Ova struktura predstavlja SOGI-FLL s prefiltrom (SOGI-FLL-WPF, engl. *SOGI-FLL With Prefilter*) i prikazana je na slici 3.15. Kao što je vidljivo sa slike BPF prefiltar u ovoj strukturi je zapravo SOGI-QSG kod kojeg se koristi samo direktna komponenta. Centralna frekvencija BPF prilagođava se s obzirom na promjenu frekvencije preko povratne frekvencijske petlje. Ovaj filter eliminira potpuno utjecaj DC komponente, a s obzirom na pojasnu širinu filtra, može uvelike oslabiti utjecaj viših harmonika i interharmonika.



Slika 3.15: Blok dijagram SOGI-FLL-WPF [25]

Sustav diskretnih jednadžbi SOGI-FLL-WPF, strukture prikazane na slici 3.15, je:

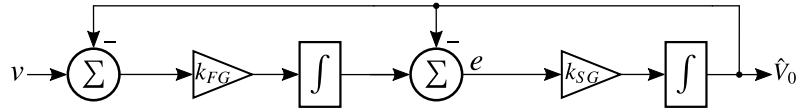
$$\begin{aligned}
e_{\alpha}(k) &= v'_{\alpha}(k) - \hat{v}_{\alpha 1}(k-1) \\
e_{\beta}(k) &= k_{SG} e_{\alpha}(k) - \hat{v}_{\beta 1}(k-1) \\
\hat{v}_{\alpha 1}(k) &= \hat{v}_{\alpha 1}(k-1) + \frac{T_s}{2} [\hat{\omega}(k-1)e_{\beta}(k) + \hat{\omega}(k-2)e_{\beta}(k-1)] \\
\hat{v}_{\beta 1}(k) &= \hat{v}_{\beta 1}(k-1) + \frac{T_s}{2} [\hat{\omega}(k-1)\hat{v}_{\alpha 1}(k) + \hat{\omega}(k-2)\hat{v}_{\alpha 1}(k-1)] \\
\hat{\omega}(k) &= \hat{\omega}(k-1) + \frac{T_s}{2} [e_{\alpha}(k)\hat{v}_{\beta 1}(k) + e_{\alpha}(k-1)\hat{v}_{\beta 1}(k-1)]
\end{aligned} \tag{3.52}$$

Diskretne jednadžbe strukture koja predstavlja ulazni prefiltar u obliku SOGI-QSG strukture jest:

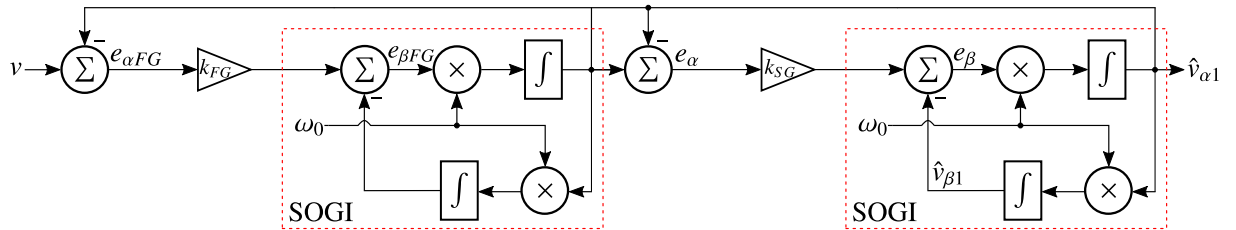
$$\begin{aligned}
 e_{\alpha pf}(k) &= v(k) - v'_\alpha(k-1) \\
 e_{\beta pf}(k) &= k_{pf} e_{\alpha pf}(k) - \hat{v}'_\beta(k-1) \\
 v'_\alpha(k) &= v'_\alpha(k-1) + \frac{T_s}{2} [\hat{\omega}(k-1) e_{\beta pf}(k) + \hat{\omega}(k-2) e_{\beta pf}(k-1)] \\
 v'_\beta(k) &= v'_\beta(k-1) + \frac{T_s}{2} [\hat{\omega}(k-1) v'_\alpha(k) + \hat{\omega}(k-2) v'_\alpha(k-1)]
 \end{aligned} \tag{3.53}$$

3.6. FLL temeljen na generaliziranom integratoru četvrtog reda

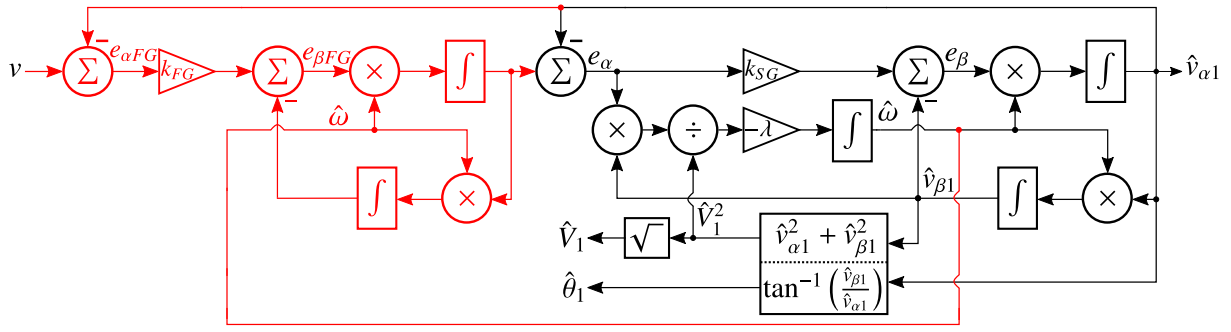
Ako se integrator niskopropusnog filtra prvog reda zamijeni sa SOGI integratorom, dobije se SOGI-QSG. Na analogan način, moguće je zamijeniti integratore niskopropusnog filtra drugog reda s dva SOGI integratora [10, 26, 27]. Rezultat toga je struktura koja se zove generalizirani integrator četvrtog reda - generator kvadraturnog signala (FOGI-QSG, engl. *Fourth-Order Generalized Integrator - Quadrature Signal Generator*). Alternativna struktura prikazana je na slici 3.17. FOGI-QSG kompletno eliminira utjecaj DC komponente i manje je osjetljiv na utjecaj viših harmonika od SOGI-QSG. Analogno, kao i na SOGI-QSG generator, na FOGI-QSG generator dodaje se isti estimator, što u konačnosti daje FLL temeljen na FOGI-QSG ili kraće FOGI-FLL estimator (slika 3.18).



Slika 3.16: Blok dijagram LPF filtra drugog reda [26, 27]



Slika 3.17: Blok dijagram FOGI-QSG generatora [26, 27]



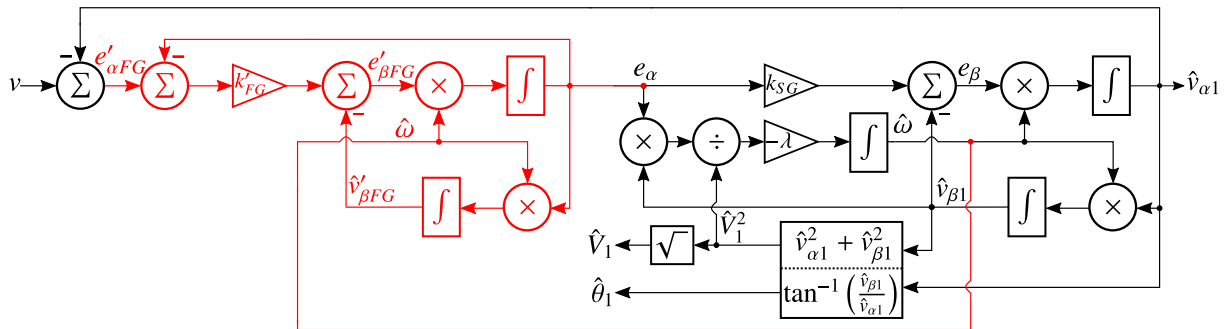
Slika 3.18: Blok dijagram FOGI-FLL estimatora [10]

Za razliku od SOGI-FLL strukture s prefiltrom (slika 3.15), kod FOGI-FLL strukture razlika je u tome što se u ulazni prefiltar kao povratna veza vodi estimirana vrijednost direktne komponente glavne FLL strukture $\hat{v}_{\alpha 1}$, a ne povratna veza direktne komponente prefilterske strukture. Zbog toga se u diskretnim jednadžbama ove strukture mijenja samo prva jednadžba sustava (3.53), te postaje:

$$e_{\alpha FG}(k) = v(k) - \hat{v}_{\alpha 1}(k - 1) \quad (3.54)$$

Također, iznos pojačanja prefilterske strukture k_{FG} sada se korigira s obzirom na trenutnu strukturu i nije jednak pojačanju k_{pf} kod prethodne SOGI-FLL-WPF strukture. Zbog toga, jedina promjena u sustavu diskretnih jednadžbi, uz (3.54), je i zamjena faktora pojačanja k_{pf} faktorom k_{FG} .

FOGI-FLL strukturu moguće je dodatno modificirati tako da se dobije struktura prikazana na slici 3.19. Takva struktura naziva se FOGI-FLL s filtrom u petlji (FOGI-FLL-WIF, engl. *FOGI-FLL With In-loop Filter*) [28]. Ona ima vrlo slične performanse kao i SOGI-FLL-WPF, ali obje metode, premda pokazuju dobra svojstva kada u ulaznom signalu postoje harmonici, računski su jako zahtjevne te, uslijed tranzijenta, imaju veći prebačaj, za razliku od standardnog SOGI-FLL estimatora.



Slika 3.19: Blok dijagram FOGI-FLL-WIF estimatora [10]

Kao što je vidljivo na slici 3.19, iznos direktne komponente prefiltarske strukture koja u ovom sustavu predstavlja filter u petlji sada je jednaka signalu razlike e_α . Sustav diskretnih jednadžbi FOGI-FLL-WIF strukture, prikazane na slici 3.19, je:

$$\begin{aligned}
e_\beta(k) &= k_{SG} e_\alpha(k) - \hat{v}_{\beta 1}(k-1) \\
\hat{v}_{\alpha 1}(k) &= \hat{v}_{\alpha 1}(k-1) + \frac{T_s}{2} [\hat{\omega}(k-1)e_\beta(k) + \hat{\omega}(k-2)e_\beta(k-1)] \\
\hat{v}_{\beta 1}(k) &= \hat{v}_{\beta 1}(k-1) + \frac{T_s}{2} [\hat{\omega}(k-1)\hat{v}_{\alpha 1}(k) + \hat{\omega}(k-2)\hat{v}_{\alpha 1}(k-1)] \\
\hat{\omega}(k) &= \hat{\omega}(k-1) + \frac{T_s}{2} [e_\alpha(k)\hat{v}_{\beta 1}(k) + e_\alpha(k-1)\hat{v}_{\beta 1}(k-1)]
\end{aligned} \tag{3.55}$$

Diskretne jednadžbe strukture koja predstavlja filter u petlji u obliku SOGI-QSG strukture jest:

$$\begin{aligned}
e'_{\alpha FG}(k) &= v(k) - v_{\alpha 1}(k-1) - e_\alpha(k-1) \\
e'_{\beta FG}(k) &= k'_{FG} e'_{\alpha FG}(k) - \hat{v}'_{\beta FG}(k-1) \\
e_\alpha(k) &= e_\alpha(k-1) + \frac{T_s}{2} [\hat{\omega}(k-1)e'_{\beta FG}(k) + \hat{\omega}(k-2)e'_{\beta FG}(k-1)] \\
v'_{\beta FG} &= v'_{\beta FG}(k-1) + \frac{T_s}{2} [\hat{\omega}(k-1)e_\alpha(k) + \hat{\omega}(k-2)e_\alpha(k-1)]
\end{aligned} \tag{3.56}$$

SOGI-FLL-WPF i SOGI-FLL-WIF, za razliku od MSOGI-FLL strukture, u načelu su dobre za estimaciju parametara mrežnog napona uslijed većine mrežnih scenarija koji mogu nastupiti. Glavni razlozi za to su jako dobre filtarske karakteristike, uz održavanje adekvatne stabilnosti algoritma. Karakteriziraju ih i dobre dinamičke performanse, kao i relativno jednostavna implementacija bez obzira na računsku opteretivost.

3.7. Ostale FLL strukture

Osim prethodno navedenih FLL struktura, postoje još neke koje sadrže određene prednosti, ali zbog nekih krucijalnih nedostataka nisu prikladne za praktičnu primjenu. Njihov razvoj omogućio je neke od drukčijih pogleda na sami FLL koji se temelji na SOGI integratoru. Jedna od takvih struktura je i SOGI-FLL s mekim startom (SOGI-FLL-WSS, engl. *SOGI-FLL With Soft Startup*). Ova struktura daje bolje i glađe praćenje faze te je jednostavna za implementaciju, ali zbog loše filtarske karakteristike i visoke nelinearnosti nije prikladna za praktičnu primjenu [29, 30, 31]. Kako bi se postigla još bolja karakteristika filtra, dizajniran je FLL s *comb* filtrom (Comb-FLL) [32]. Pojačana filtarska karakteristika rezultirala je jako visokim zahtjevima za memorijom te kompleksnijom implementacijom same strukture, što za slabije DSP procesore nije prihvatljivo.

U prethodnom dijelu rada govorili smo isključivo o FLL strukturama temeljenim na SOGI integratoru. Međutim, osim SOGI integratora, moguće je iskoristiti FLL i kombinirati ga s nekim drugim tehnikama kako bi se postigla veća učinkovitost i funkcionalnost za razliku od SOGI-FLL stuktura.

FLL, temeljen na kompleksnom BPF (CBF-FLL, engl. *Complex Band-pass Filter-Based FLL*), dobiven je upravo kombinacijom svojstava kompleksnog BPF prvog reda i FLL-a. Vrlo dobra filtarska karakteristika omogućila je estimaciju frekvencije neosjetljivom na harmonike. Ipak, ova tehnika pokazala je neke od nedostataka pri niskoj frekvenciji uzorkovanja poput greške u obliku frekvencijskog *offseta* te oscilacija frekvencije u stacionarnom stanju [33,34]. Spor dinamički odziv još je jedan od nedostataka ove tehnike. Međutim, ona i dalje ostaje predmet razmatranja za neka od budućih istraživanja s obzirom na visok potencijal BPF filtriranja.

Razvoj prilagodljivog FLL-a, temeljenog na transfernom kašnjenju (TD-AFLL, engl. *Transfer-Delay-Based Adaptive FLL*), zasniva se na metodi gradijenta kao i SOGI-FLL. TD-AFLL ima brži dinamički odziv u usporedbi s običnim SOGI-FLL algoritmom [35]. Brža dinamika "vuče" jedan od glavnih nedostataka ove metode, a to je velika količina memorijskih resursa za implementaciju na DSP procesorima. Računska učinkovitost se često narušava jer je, kod ove metode, potrebno implementirati i ulazni prefiltar iz razloga što se kvadraturene komponente direktno koriste za estimaciju amplitude i faze mrežnog signala.

Algoritmi koji koriste kombinaciju FLL-a i Kalmanova filtra pokazali su najbolje ukupne performanse među algoritmima temeljenim na FLL tehnici. Poseban doprinos postignut je primjenom linearnog Kalmanova filtra (LKF) [36]. Detaljan pristup ovom načinu estimacije parametara mrežnog napona biti će opisan u poglavlju 5.

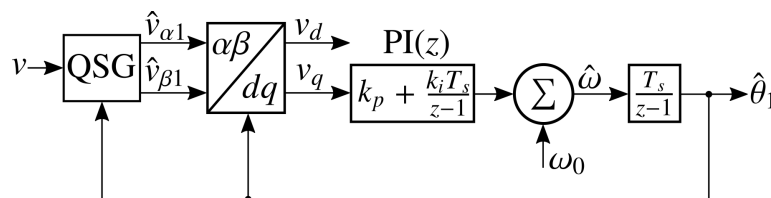
4. FAZNO-ZAKLJUČANA PETLJA - PLL

Kao što postoje frekvencijski-zaključane petlje (FLL), tako postoje i fazno-zaključane petlje (PLL). Najčešće strukture PLL petlji formirane su upravo na bazi različitih varijanti QSG generatora. U prvom dijelu potpoglavlja opisat će se nekoliko osnovnih PLL struktura, a nakon toga će se pokazati neki drugi oblici PLL struktura koje se ne temelje na QSG generatoru [37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45]. Osim struktura koje će biti prezentirane u radu, u literaturi postoji mnoštvo struktura koje nisu u praktičnoj upotrebi pa ih se stoga neće razmatrati [46, 47, 48].

U načelu PLL strukture često se koriste u sinkronizaciji mrežom vođenih pretvarača upravo zbog svoje robusnosti i jednostavnosti same implementacije [49, 50, 51, 52]. Također, imaju primjenu i u reguliranim elektromotornim pogonima [53, 54].

4.1. Osnovna PLL struktura - QSG-PLL

Osnovna PLL struktura ili skraćeno QSG-PLL struktura, kao što samo ime kaže, u svojoj strukturi zahtjeva QSG generator koji će, iz mjerenog mrežnog napona, formirati kvadraturne komponente α i β . S obzirom na praktičnu implementaciju, sustav je prirodnije promatrati u z domeni. Diskretna blokovska shema osnovne PLL strukture prikazana je na slici 4.1.



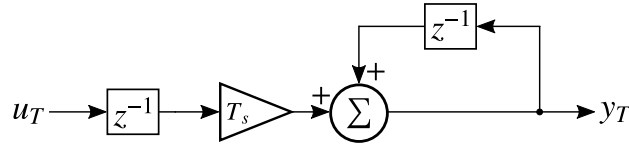
Slika 4.1: Blok dijagram QSG-PLL estimatora [55]

Sa slike se vidi potreba transformiranja $\alpha\beta$ sustava u dq sustav. Preko informacije o iznosu poprečne q komponente napona, moguće je doći do informacije o fazi mrežnog napona. Nadalje, u grani poprečne q komponente potrebno je implementirati i proporcionalno-integrirajući (PI) regulator. Informacija o estimiranoj fazi mrežnog napona ujedno je i povratna veza cijelog sustava. Kako bi izbjegli probleme s algebarskim petljama, pri procesu diskretizacije PLL struktura, posebnu pažnju treba posvetiti implementaciji integratora. Konkretno, u sljedećim PLL strukturama realizacija integratora izvedena je preko unaprijedne Eulerove metode prika-

zane na slici 4.2. Integracijska jednađžba, po unaprijednoj Eulerovoj metodi, jest:

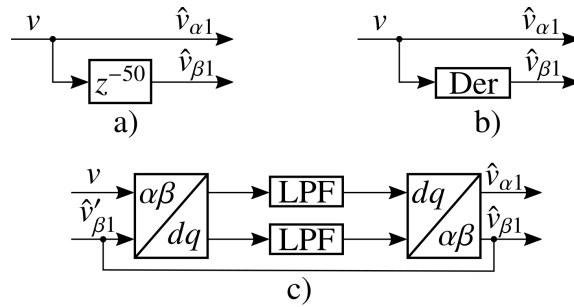
$$y_T(k) = y_T(k-1) + T_s u_T(k-1) \quad (4.1)$$

gdje su y_T i u_T izlaz i ulaz u integrator, T_s je period uzorkovanja, a k je, u ovom slučaju, trenutni uzorak. Za PLL strukture koje se temelje na SOGI strukturi i dalje će se primjenjivati trapezna integracija, usprkos specifičnim problemima s algebarskim petljama.



Slika 4.2: Blok dijagram integratora temeljenog na unaprijednoj Eulerovoj metodi

QSG može biti realiziran na nekoliko različitih načina. Osim SOGI-QSG strukture (slika 3.1), često korištene kod FLL struktura, na slici 4.3 prikazana su još tri načina generiranja kvadrature komponenti.



Slika 4.3: Različite varijante generiranja kvadrature komponenti [55]

Običnim kašnjenjem (engl. *Delay*) moguće formirati poprečni, odnosno kvadrature sustav naponskih komponenti prikazan na slici 4.3 a). Za diskretni sustav, uz frekvenciju uzorkovanja $f_s=10$ kHz, kašnjenje je jednako 50 uzoraka, što za mrežnu frekvenciju od 50 Hz predstavlja kašnjenje od 90° , tj. četvrtinu perioda T osnovnog harmonika mrežnog napona. Mjereni mrežni napon može se izraziti u diskretnom obliku preko sljedeće formule:

$$v = V_1 \sin(\theta_1) = V_1 \sin(\omega k T_s + \varphi_1) \quad (4.2)$$

gdje je V_1 amplituda, θ_1 fazni kut, ω kružna frekvencija i φ_1 početna vrijednost faze mrežnog napona. Uz kašnjenje od $T/4$, jednađžbe kvadrature komponenti su:

$$\begin{aligned} \hat{v}_{\alpha 1} &= V_1 \sin(\theta_1) \\ \hat{v}_{\beta 1} &= -V_1 \cos[\theta_1 + \varphi_1(\omega)] \end{aligned} \quad (4.3)$$

gdje je:

$$\varphi_1(\omega) = -\frac{(\omega - \omega_0)T}{4} \quad (4.4)$$

uz osnovnu kružnu frekvenciju $\omega_0 = 2\pi 50$ rad/s. Primjenom Parkove transformacije, tj. za $\alpha\beta \rightarrow dq$ transformaciju za koju u matičnom obliku vrijedi:

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}_1) & -\cos(\hat{\theta}_1) \\ \cos(\hat{\theta}_1) & \sin(\hat{\theta}_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

na (4.3) i (4.4) dobiva se izraz za poprečnu komponentu:

$$v_q^{Delay} = V_1 \sin(\theta_1) \cos(\hat{\theta}_1) - V_1 \sin(\hat{\theta}_1) \cos[\theta_1 + \varphi_1(\omega)] \quad (4.6)$$

gdje je $\hat{\theta}_1$ estimirana vrijednost faznog kuta mrežnog signala. Iz gornjih je izraza vidljivo kako je vrijednost $\varphi_1(\omega)$ jednaka nuli kada je frekvencija mrežnog napona jednaka ω_0 . Pritom nema greške u stacionarnom stanju uslijed estimacije frekvencije.

Na slici 4.3 b) prikazan je QSG koji je moguće realizirati korištenjem derivacijskih funkcija. Međutim, ovaj pristup uzrokuje numeričke greške i visoko frekvencijski šum. Poprečna komponenta jednaka je:

$$v_q^{Der} = V_1 \left(1 + \frac{\omega}{\omega_0}\right) \sin(\theta_1 - \hat{\theta}_1) + V_1 \left(1 + \frac{\omega}{\omega_0}\right) \sin(\hat{\theta}_1) \cos(\theta_1) \quad (4.7)$$

Ukoliko u mrežnom naponu postoje harmonici, drugi član u zagradama na desnoj strani izraza (4.7) raste s redom harmonika. Ovo direktno pokazuje kako ovaj pristup nije dobar kada u signalu postoje viši harmonici, što je gotovo uvijek slučaj u mrežnom naponu.

Još jedan od pristupa je korištenje Parkove transformacije (Park-PLL) u svrhu formiranja kvadrature komponenti iz mjerene napona (slika 4.3 c)) [56]. Dokazana je podudarnost ovog pristupa s pristupom u kojem se koristi SOGI struktura (slika 3.1) [57]. Prijenosne funkcije SOGI strukture za PLL (SOGI-PLL), uz Tustinov integrator i pojačanje k_{SG} , mogu se izraziti kao:

$$\begin{aligned} G_\alpha(z) &= \frac{\hat{v}_{\alpha 1}(z)}{v(z)} = \frac{2k_{SG}\hat{\omega}T_s(z^2 - 1)}{4(z - 1)^2 + 2k_{SG}\hat{\omega}T_s(z - 1) + (\hat{\omega}T_s)^2(z + 1)^2} \\ G_\beta(z) &= \frac{\hat{v}_{\beta 1}(z)}{v(z)} = \frac{k_{SG}\hat{\omega}^2T_s^2(z + 1)^2}{4(z - 1)^2 + 2k_{SG}\hat{\omega}T_s(z - 1) + (\hat{\omega}T_s)^2(z + 1)^2} \end{aligned} \quad (4.8)$$

gdje za razliku od detaljno izvedenih prijenosnih funkcija SOGI-QSG generatora (izraz (3.14)) kružna frekvencija nije konstantna, nego se estimira iz koraka u korak. Izrazi za kvadrature komponente α i β mogu se izraziti kao:

$$\begin{aligned} v_\alpha^{P,S} &= V_1 \sin(\theta_1) + g(k)e^{-\frac{\sqrt{2}\omega}{2}kT_s} \\ v_\beta^{P,S} &= -V_1 \cos(\theta_1) + h(k)e^{-\frac{\sqrt{2}\omega}{2}kT_s} \end{aligned} \quad (4.9)$$

gdje oznake P i S predstavljaju Park-PLL i SOGI-PLL. Funkcije $g(k)$ i $h(k)$ mogu se izraziti kao [55, 56]:

$$\begin{aligned} g(k) &= -\frac{V_1}{\sqrt{1 - (k_{SG}/2)^2}} \sin\left(k\omega T_s \sqrt{1 - (k_{SG}/2)^2}\right) \\ h(k) &= -\frac{V_1}{\sqrt{1 - (k_{SG}/2)^2}} \cos\left(k\omega T_s \sqrt{1 - (k_{SG}/2)^2}\right) \\ \varphi &= \arctan\left(\frac{k_{SG}/2}{\sqrt{1 - (k_{SG}/2)^2}}\right) \end{aligned} \quad (4.10)$$

Ako se pojačanje SOGI integratora postavi na $\sqrt{2}$, postiže se optimalno vrijeme smirivanja, uz minimalni prebačaj prijenosnih funkcija (4.8). Nadalje, uvrštavanjem $k_{SG} = \sqrt{2}$ u (4.10), dobiva se izraz za poprečnu q komponentu mrežnog napona:

$$v_q^{P,S} = V_1 \sin(\theta_1 - \hat{\theta}_1) + f(k)e^{-\frac{\sqrt{2}\omega}{2}kT_s} \quad (4.11)$$

gdje $f(k)$ predstavlja fluktuacijski član [55]:

$$f(k) = -\sqrt{2}V_1 \sin\left(\frac{\sqrt{2}\omega}{2}kT_s\right) \cos(\hat{\theta}_1) - \sqrt{2}V_1 \cos\left(\frac{\sqrt{2}\omega}{2}kT_s - \frac{\pi}{4}\right) \sin(\hat{\theta}_1) \quad (4.12)$$

4.2. PLL s kompenzacijom greške DC komponente

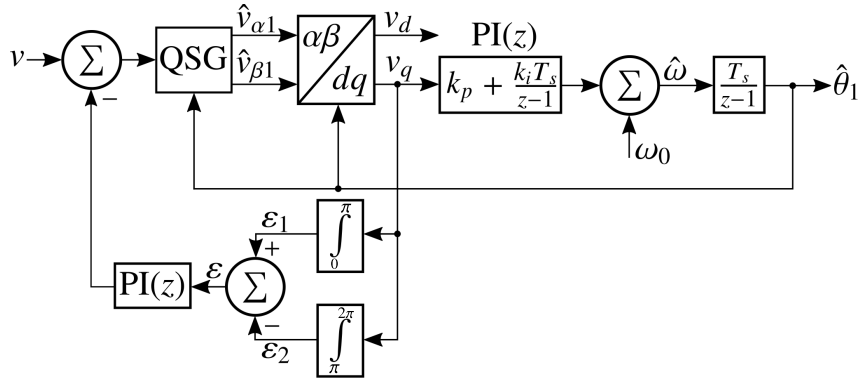
Greške u sustavu prilikom mjerenja mrežnog napona općenito se mogu podijeliti u dvije kategorije. U prvu kategoriju spadaju greške koje su posljedica DC komponente, a drugoj kategoriji pripadaju greške nastale uslijed skaliranja signala. Struktura PLL-a s kompenzacijom greške DC komponente (DOEC-PLL, engl. *DC Offset Error Compensation PLL*) prikazana je na slici 4.4. Korištenjem ove strukture, moguće je iz naponskog signala eliminirati DC komponentu koja uzrokuje oscilacije u PLL algoritmu [55, 58].

Mrežni napon koji u sebi sadrži DC komponentu može se izraziti preko sljedeće formule:

$$v = V_1 \sin(\theta_1) + V_0 \quad (4.13)$$

gdje je V_0 amplituda DC komponente. Za kvadraturne komponente $\hat{v}_{\alpha 1}$ i $\hat{v}_{\beta 1}$, analogno (4.3) uz DC komponentu, vrijede izrazi:

$$\begin{aligned} \hat{v}_{\alpha 1} &= V_1 \sin(\theta_1) + V_0 \\ \hat{v}_{\beta 1} &= -V_1 \cos(\theta_1) + V_0 \end{aligned} \quad (4.14)$$



Slika 4.4: Blok dijagram DOEC-PLL estimatora [58]

Primjenom Parkove transformacije (4.5) na (4.14) dobiva se:

$$\begin{bmatrix} v_{d,DC} \\ v_{q,DC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}_1) & -\cos(\hat{\theta}_1) \\ \cos(\hat{\theta}_1) & \sin(\hat{\theta}_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{\alpha 1} \\ \hat{v}_{\beta 1} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

odakle slijedi:

$$\begin{aligned} v_{d,DC} &= V_1 \sin(\theta_1) \sin(\hat{\theta}_1) + V_1 \cos(\theta_1) \cos(\hat{\theta}_1) + V_0 \sin(\hat{\theta}_1) - V_0 \cos(\hat{\theta}_1) \\ v_{q,DC} &= V_1 \sin(\theta_1) \cos(\hat{\theta}_1) - V_1 \cos(\theta_1) \sin(\hat{\theta}_1) + V_0 \sin(\hat{\theta}_1) + V_0 \cos(\hat{\theta}_1) \end{aligned} \quad (4.16)$$

Nakon sređivanja gornjih izraza dobiva se:

$$\begin{aligned} v_{d,DC} &= V_1 \cos(\theta_1 - \hat{\theta}_1) + V_0 \sin(\hat{\theta}_1) - V_0 \cos(\hat{\theta}_1) \\ v_{q,DC} &= V_1 \sin(\theta_1 - \hat{\theta}_1) + V_0 \sin(\hat{\theta}_1) + V_0 \cos(\hat{\theta}_1) \end{aligned} \quad (4.17)$$

Kad je razlika stvarne i estimirane vrijednosti faznog kuta mala, onda se (4.17) može dodatno pojednostavniti te vrijedi:

$$\begin{aligned} v_{d,DC} &= V_1 + V_0 \sin(\hat{\theta}_1) - V_0 \cos(\hat{\theta}_1) \\ v_{q,DC} &= V_0 \sin(\hat{\theta}_1) + V_0 \cos(\hat{\theta}_1) \end{aligned} \quad (4.18)$$

Dakle, posljedica Parkove transformacije je preslikavanje DC komponente iz $\alpha\beta$ koordinatnog sustava u izmjenični signal u dq koordinatnom sustavu koji je jednak frekvenciji osnovnog harmonika. DC komponenta, koja odgovara amplitudi izmjeničnog signala, može se odrediti integrirajući izraz za q komponentu iz (4.18) koristeći sljedeće relacije:

$$\begin{aligned} \varepsilon_1 &= \int_0^\pi v_{q,DC} d\hat{\theta}_1 = \int_0^\pi (V_0 \sin(\hat{\theta}_1) + V_0 \cos(\hat{\theta}_1)) d\hat{\theta}_1 = 2V_0 \\ \varepsilon_2 &= \int_\pi^{2\pi} v_{q,DC} d\hat{\theta}_1 = \int_\pi^{2\pi} (V_0 \sin(\hat{\theta}_1) + V_0 \cos(\hat{\theta}_1)) d\hat{\theta}_1 = -2V_0 \end{aligned} \quad (4.19)$$

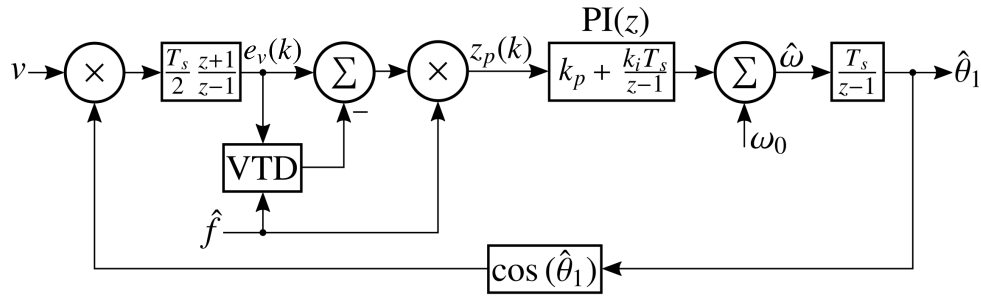
Utjecaj DC komponente moguće je jednostavno eliminirati ako se napravi razlika gornjih integrala. Naime, korekcijski član za DC komponentu, koji se kao signal povratne veze dodaje mjerenom signalu, glasi:

$$\varepsilon = \varepsilon_1 - \varepsilon_2 = 4V_0 \quad (4.20)$$

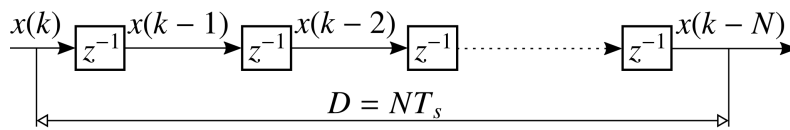
Pritom je, sukladno slici 4.4, PI regulator integriran u povratnu vezu s ciljem potpune eliminacije DC komponente iz mjerenog signala.

4.3. PLL s varijabilnim vremenskim kašnjenjem

PLL s varijabilnim vremenskim kašnjenjem (VTD-PLL, engl. *Variable Time-Delay PLL*) još je jedna od PLL struktura koja se može koristiti za estimaciju parametara [49, 55]. Omogućava brz dinamički odziv i visoku računsku učinkovitost. VTD-PLL struktura prikazana je na slici 4.5, dok je struktura bloka za varijabilno vremensko kašnjenje prikazana na slici 4.6.



Slika 4.5: Blok dijagram VTD-PLL estimatora [49]



Slika 4.6: Blok dijagram varijabilnog vremenskog kašnjenja [49]

Signal greške $e_v(k)$ sa slike 4.5 moguće je izraziti kao:

$$e_v(k) = V_1 \sin(\Delta\theta_1) \quad (4.21)$$

gdje je:

$$\Delta\theta_1 = \theta_1 - \hat{\theta}_1 = (\omega - \hat{\omega})kT_s = \Delta\omega kT_s \quad (4.22)$$

Nakon bloka zaduženog za varijabilno vremensko kašnjenje, iznos varijable $z_p(k)$ je jednak:

$$z_p(k) = [e_v(k) - e_v((k-1)\hat{T})]\hat{f} \quad (4.23)$$

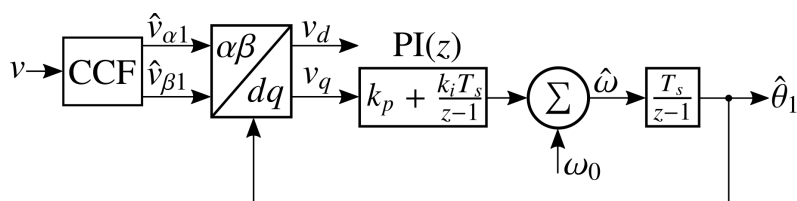
kašnjenje. Jednadžba (4.23) predstavlja derivaciju $e_v(k)$ s obzirom na estimirani period $\hat{T}$:

$$z_p(k) = \frac{de_v(k)}{d\hat{T}} = \Delta\omega V_1 \cos(\Delta\omega k T_s) \quad (4.24)$$

U ustaljenom stanju, tj. nakon konvergencije algoritma, iznos $z_p(k)$ se prilagođava tako da bude jednak nuli, što dovodi do toga da je iznos $\Delta\omega = 0$. To implicira da se estimirana frekvencija sama navodi prema stvarnoj vrijednosti.

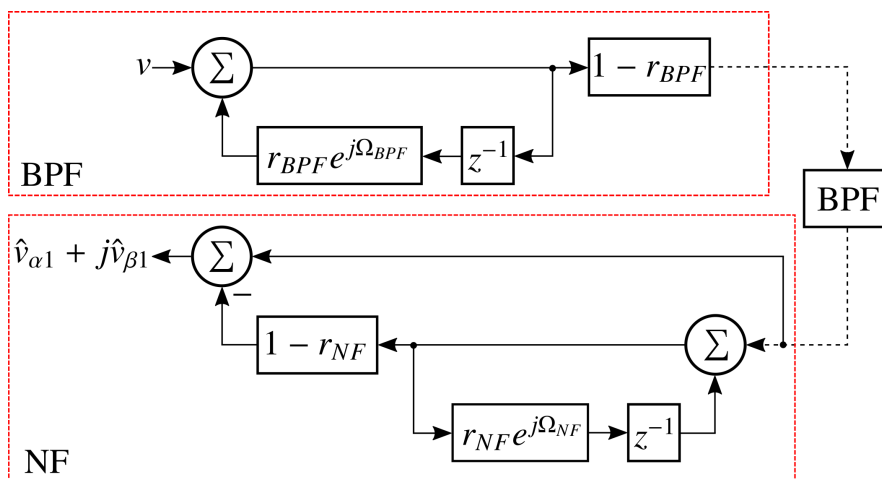
4.4. PLL temeljen na filtru s kompleksnim koeficijentima

PLL temeljen na filtru s kompleksnim koeficijentima (CCF-PLL, engl. *Complex-Coefficient Filter PLL*) jedna je od struktura koja privlači dosta pažnje posljednjih nekoliko godina [50,55]. CCF-PLL se može smatrati još jednom vrstom PLL tehnike na bazi QSG generatora. Struktura ove vrste PLL-a prikazana je na slici 4.7.



Slika 4.7: Blok dijagram CCF-PLL estimatora [50]

Kod ovog algoritma, filter s kompleksnim koeficijentima realiziran je kao IIR filter koji se sastoji od dva BPF filtera i jednog *notch* filtera (NF), prikazanih na slici 4.8.



Slika 4.8: Blok dijagram CCF filtra [50, 55]

Mrežni napon sada je moguće izraziti u kompleksnom obliku kao:

$$v = V_1 \sin(\theta_1) = \frac{V_1}{2j}(e^{j\theta_1} - e^{-j\theta_1}) \quad (4.25)$$

CCF filtar uklonit će negativnu frekvencijsku komponentu $-\theta_1$. Izlaz CCF bloka jednak je:

$$v_{CCF} = \frac{V_1}{2j}e^{j\theta_1} = \frac{1}{2}V_1 \sin(\theta_1) - \frac{j}{2}V_1 \cos(\theta_1) = \hat{v}_{\alpha 1} + j\hat{v}_{\beta 1} \quad (4.26)$$

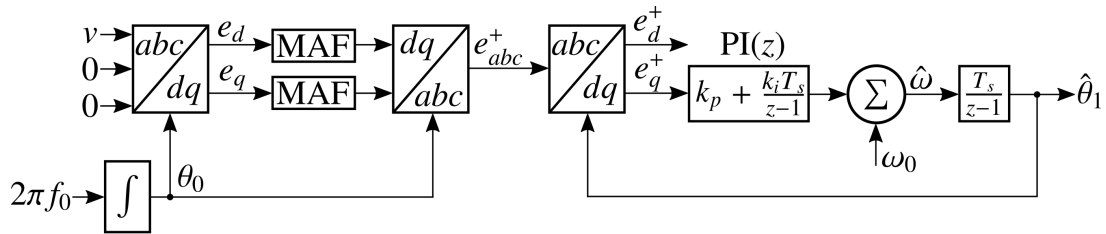
Nakon normiranja amplitude izlaznog signala v_{CCF} dobiva se:

$$\frac{1}{\sqrt{\hat{v}_{\alpha 1}^2 + \hat{v}_{\beta 1}^2}}(\hat{v}_{\alpha 1} + j\hat{v}_{\beta 1}) = \sin(\theta_1) - j\cos(\theta_1) \quad (4.27)$$

što na neki način predstavlja normalizirani oblik QSG generatora za $\hat{v}_{\alpha 1}$ i $\hat{v}_{\beta 1}$ signale.

4.5. Frekvencijski prilagodljivi trofazni PLL

Frekvencijski trofazni prilagodljivi PLL (TPFA-PLL, engl. *Three-Phase Frequency Adaptive PLL*) prikazan je na slici 4.9. Najzahtjevniji slučaj trofaznog sustava zapravo je prisustvo samo jedne faze pa se implementacija trofaznog PLL-a može promatrati kao da je napon prisutan samo na prvoj fazi [55,59].



Slika 4.9: Blok dijagram TPFA-PLL estimatora [55,59]

Pojasnom širinom MAF (engl. *Moving Average Filter*) filtra moguće je eliminirati oscilacije drugog reda koje se javljaju zbog toga što ulazni sustav nije balansiran.

Korištenjem Parkove transformacije direktna i poprečna komponenta e_d i e_q mogu se zapisati kao [55,59]:

$$\begin{aligned} e_d &= -\frac{V_1}{\sqrt{6}}[\cos(\theta_1 + \theta_0) - \cos(\theta_1 - \theta_0)] \\ e_q &= \frac{V_1}{\sqrt{6}}[\sin(\theta_1 + \theta_0) + \sin(\theta_1 - \theta_0)] \end{aligned} \quad (4.28)$$

gdje je θ_0 faza signala mrežnog napona za frekvenciju ω_0 . Prilagođavanjem širine MAF filtra, uz $T_\omega = T/2$, prvi članovi u zagradama (4.28) se potiskuju. Primjenom inverzne Parkove

transformacije na tu jednadžbu dobiva se:

$$e_{abc}^+ = \frac{1}{3} V_1 \left[\sin(\theta_1), \sin\left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right), \sin\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (4.29)$$

Nakon toga, potrebno je dq transformacijom, transformirati abc sustav kako bi se estimirala faza $\hat{\theta}$. Za dq komponente, vrijede sljedeći izrazi:

$$\begin{aligned} e_d^+ &= \frac{V_1}{3} \cos(\theta_1 - \hat{\theta}_1) \\ e_q^+ &= \frac{V_1}{3} \sin(\theta_1 - \hat{\theta}_1) \end{aligned} \quad (4.30)$$

Regulacijom e_q^+ komponente estimira se frekvencija, tako da komponenta bude jednaka nuli.

5. KALMANOV FILTAR

U praksi primjena Kalmanova filtra rasprostranjena je u svim sferama znanosti. Primjena mu se najčešće veže za vođenje i regulaciju sustava, ali i za obradu signala. Upravo obrada signala, za koju se smatra da u sebi ima statistički šum po Gaussovoj razdiobi, zahtjeva uporabu Kalmanova filtra u cilju povećanja točnosti prilikom estimacije parametara mrežnog napona. Algoritam Kalmanova filtra koji je ujedno i prediktor buduće vrijednosti procesne varijable rekurzivni je algoritam. To znači da, na osnovu trenutnih mjerenja, prošlog mjerenja i matrice nesigurnosti može u stvarnom vremenu korigirati i predvidjeti pravu vrijednost filtrirane varijable.

Danas su razvijeni različiti modeli Kalmanova filtra kako bi se prilagodili stvarnim problemima razmatranog sustava. U području estimacije parametara mrežnog napona kombinacija Kalmanova filtra i FLL donijela je pomak u analizi kvalitete električne energije. Model temeljen na linearnom Kalmanovu filtru pokazao se učinkovitim u praktičnoj primjeni te će se stoga, u ovom dijelu rada, detaljno razmatrati. Osim algoritama temeljenih na linearnom Kalmanovu filtru, razvijani su i algoritmi temeljeni na nelinearnom Kalmanovu filtru. Međutim, oni do sada nisu pokazali neku praktičnu primjenu s obzirom na samu kompleksnost algoritma i računsku neučinkovitost. U potpoglavlju 5.3. dan je samo kratki pregled tehnika prema dosadašnjim istraživanjima, zasnovanih na nelinearnom Kalmanovu filtru, uz navođenje njihovih prednosti i nedostataka.

5.1. Diskretizacija varijabli stanja

Svaki deterministički linearni sustav u kontinuiranoj vremenskoj domeni može se opisati koristeći jednadžbe varijabli stanja:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx\end{aligned}\tag{5.1}$$

gdje je x vektor varijabli stanja, u je vektor ulaznih varijabli, a y je vektor izlaznih varijabli. Matrica A je matrica stanja sustava, B je ulazna matrica and C je izlazna matrica. U slučaju kada su matrice A , B i C unaprijed poznate, prema (5.1) vrijede jednadžbe:

$$\begin{aligned}x(t) &= e^{A(t-t_0)}x(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{5.2}$$

gdje je t_0 početno vrijeme sustava. Međutim, sve jednadžbe za kontinuirani sustav moraju se transformirati u diskretnu vremensku domenu jer se najčešće upravljački i estimacijski algoritmi implementiraju na DSP procesore. Ukoliko su sve varijable jednadžbi stanja poznate u trenutku $t = t_k$, onda se varijable jednadžbi stanja u sljedećem vremenskom trenutku mogu izračunati prema:

$$x(t_k) = e^{A(t_k - t_{k-1})} x(t_{k-1}) + \int_{t_{k-1}}^{t_k} e^{A(t_k - \tau)} B u(t_{k-1}) d\tau \quad (5.3)$$

Uvođenjem $\Delta t = t_k - t_{k-1}$ i $\alpha = \tau - t_{k-1}$ iz (5.3), dobivaju se sljedeće jednadžbe:

$$\begin{aligned} x(t_k) &= e^{A\Delta t} x(t_{k-1}) + \int_0^{\Delta t} e^{A(\Delta t - \alpha)} B u(t_{k-1}) d\alpha \\ &= e^{A\Delta t} x(t_{k-1}) + e^{A\Delta t} \int_0^{\Delta t} e^{-A\alpha} B u(t_{k-1}) d\alpha \end{aligned} \quad (5.4)$$

$$x_k = F_{k-1} x_{k-1} + G_{k-1} u_{k-1} \quad (5.5)$$

gdje su F_k i G_k definirane u nastavku. Ako je matrica A invertibilna, onda se integral, potreban za izračunati G (5.5), može pojednostavniti:

$$\int_0^{\Delta t} e^{-A\tau} d\tau = [I - e^{-A\Delta t}] A^{-1} \quad (5.6)$$

Jednadžbe pretvorbe koje povezuju diskretnu vremensku domenu i kontinuiranu vremensku domenu za ovaj matrični sustav glase:

$$\begin{aligned} F &= e^{A\Delta t} \\ G &= F \int_0^{\Delta t} e^{-A\tau} B d\tau \\ &= F [I - e^{-A\Delta t}] A^{-1} B \end{aligned} \quad (5.7)$$

gdje je Δt diskretizacijski korak.

5.2. LKF-FLL

U teoriji, linearni diskretni Kalmanov filtar može se opisati koristeći jednadžbe varijabli stanja za dinamički sustav [60]:

$$\begin{aligned} x_k &= F_{k-1} x_{k-1} + G_{k-1} u_{k-1} + w_{k-1} \\ y_k &= H_k x_k + l_k \end{aligned} \quad (5.8)$$

Član $G_{k-1} u_{k-1}$ u (5.8) može se izostaviti jer je on posljedica determinističkog ulaza u sustav, koji u ovom slučaju analize estimacije parametara mrežnog napona ne postoji. Naime, svrha filtra u

ovom slučaju je filtriranje signala, a ne upravljanje sustavom. Stoga, prema [61], (5.8) postaje:

$$\begin{aligned}x_k &= F_{k-1}x_{k-1} + w_{k-1} \\y_k &= H_kx_k + l_k\end{aligned}\tag{5.9}$$

gdje y_k predstavlja mjerenu varijablu, u ovom slučaju mrežni napon, H_k je matrica mjerenja, a w_k i l_k su vektori procesnih greški u sustavu i mjerenju. Oba vektora greške predstavljaju nekorelirani bijeli šum s poznatim pripadajućim dijagonalnim matricama kovarijanci Q i R . Ako su sva mjerenja i matrice kovarijanci dostupne prije trenutka k za estimaciju x_k , onda je moguće implementirati filter koristeći *a priori* estimaciju $\hat{x}_k^-$. Implementacija filtra može se izraziti preko sljedećih izraza:

$$\begin{aligned}\hat{x}_k^- &= F_{k-1}\hat{x}_{k-1}^+ \\P_k^- &= F_{k-1}P_{k-1}^+F_{k-1}^T + Q \\K_k &= P_k^-H_k^T(H_kP_k^-H_k^T + R)^{-1} \\\hat{x}_k^+ &= \hat{x}_k^- + K_k(y_k - H_k\hat{x}_k^-) \\P_k^+ &= (I - K_kH_k)P_k^-\end{aligned}\tag{5.10}$$

gdje je $\hat{x}_k^+$ *a posteriori* estimacija od x_k , K_k je Kalmanovo pojačanje, pri čemu su $\hat{P}_k^-$ i $\hat{P}_k^+$ *a priori* i *a posteriori* matrice kovarijanci estimiranih greški.

U svrhu računskog pojednostavljenja moguće je kombinirati *a priori* i *a posteriori* jednadžbe u jednu jednadžbu. Ove jednadžbe, poznatije kao diskretne Riccatijeve jednadžbe, omogućavaju direktnu estimaciju vrijednosti x_k i P_k iz vrijednosti u prethodnom trenutku, tj. jednadžbe više ne ovise o *a posteriori* vrijednostima:

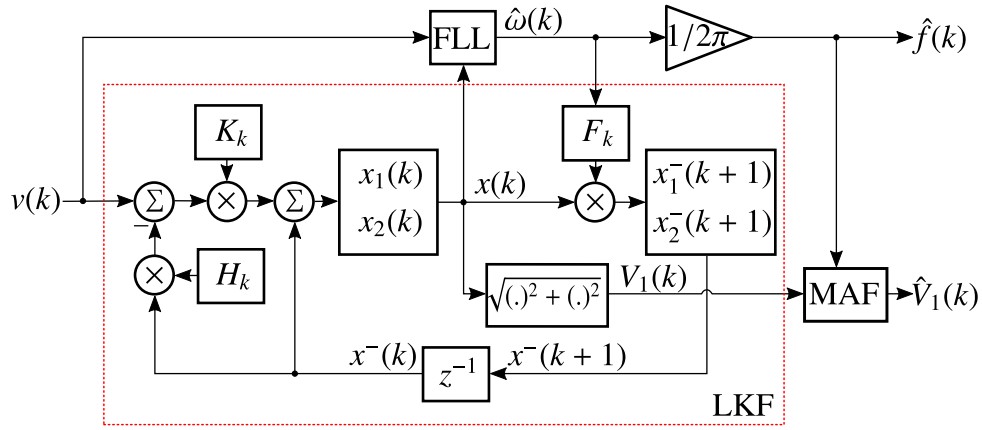
$$\hat{x}_{k+1}^- = F_k\hat{x}_k^+\tag{5.11}$$

$$\hat{x}_{k+1}^- = F_k[\hat{x}_k^- + K_k(y_k - H_k\hat{x}_k^-)]$$

$$P_{k+1}^- = F_kP_k^+F_k^T + Q\tag{5.12}$$

$$P_{k+1}^- = F_k(P_k^- - K_kH_kP_k^-)F_k^T + Q$$

Blokovska shema algoritma temeljenog na linearnom Kalmanovu filtru i FLL-u prikazana je na slici 5.1. Kao što se može vidjeti na slici, estimacija frekvencije se dobiva iz estimacije kružne frekvencije koja je ujedno i povratna veza za LKF. FLL, kao što je već rečeno u ovome radu, koristi kvadraturne komponente dobivene iz mjerenog napona za estimaciju frekvencije. Estimacija amplitude odvija se u samom Kalmanovu filtru koji je također prilagođen prema kvadrturnim komponentama osnovnog harmonika.



Slika 5.1: Blok dijagram LKF-FLL estimatora [36]

S obzirom da je ulazna veličina promatranog sustava napon, donja jednadžba sustava (5.9) postaje:

$$v_k = H_k x_k + l_k \quad (5.13)$$

Mrežni napon v_k može se zapisati u diskretnom obliku kao:

$$v_k = V_k \cdot \sin(\omega_k k T_s + \varphi_0) \quad (5.14)$$

gdje je V amplituda napona, $\omega = 2\pi f$ je kružna frekvencija, frekvencije napona f , φ_0 početni fazni kut, a T_s je period uzorkovanja.

Direktna i poprečna komponenta koja se estimira korištenjem LKF, a ujedno je i ulaz u FLL koji estimira kružnu frekvenciju, mogu se izraziti kao (zbog jednostavnosti oznake uzorka k napisane su u zagradama sukladno slici 5.1):

$$x_1(k) = v_{\alpha 1}(k) = V(k) \cdot \sin(\omega(k)kT_s + \varphi_0) \quad (5.15)$$

$$x_2(k) = v_{\beta 1}(k) = V(k) \cdot \cos(\omega(k)kT_s + \varphi_0)$$

Ove kvadrature komponente predstavljaju vektor varijabli stanja:

$$x(k) = \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Iznos vektora varijabli stanja između dva uzorka, tj. *a priori* iznos za trenutak $k + 1$ jednak je:

$$x_1^-(k+1) = x_1(k) \cdot \cos(\omega(k)T_s) + x_2(k) \cdot \sin(\omega(k)T_s) \quad (5.17)$$

$$x_2^-(k+1) = -x_1(k) \cdot \sin(\omega(k)T_s) + x_2(k) \cdot \cos(\omega(k)T_s)$$

Matrica varijabli stanja ovog sustava može se izraziti kao:

$$F_k = \begin{bmatrix} \cos(\omega_k T_s) & \sin(\omega_k T_s) \\ -\sin(\omega_k T_s) & \cos(\omega_k T_s) \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

te je ujedno matematički ekvivalent Givensovih rotacijama. Odavde nije teško prilagoditi model sustava varijablama stanja tako da, osim estimacije amplitude i frekvencije osnovnog harmonika, možemo estimirati i iznose parametara drugih harmonika. Jednostavno proširenje dobije se širenjem matrice 2×2 na $n \times n$ u ovisnosti koliko harmonika želimo estimirati, pri čemu je bitno naglasiti da se matrica proširuje za 2 retka i 2 stupca po harmoniku. To, naravno, utječe na povećanje potrebne količine memorije i samu računsku učinkovitost ukupnog algoritma koji se implementira na DSP-u. Iz estimiranih vrijednosti kvadrature komponenti, zapisanih preko varijabli stanja, jednostavno se dobiva iznos amplitude napona prema:

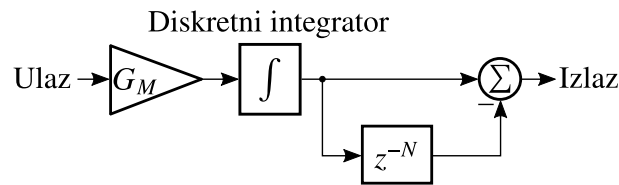
$$V(k) = \sqrt{x_1^2(k) + x_2^2(k)} = \sqrt{v_{\alpha 1}^2(k) + v_{\beta 1}^2(k)} \quad (5.19)$$

Detaljan opis mogućih varijanti FLL struktura koje se mogu koristiti za estimaciju kružne frekvencije, odnosno frekvencije mjerenog napona već je opisan u poglavlju 3..

Estimirana amplituda i frekvencija mogu se dodatno filtrirati koristeći prilagodljivi MAF filter prikazan na slici 5.2. MAF filter smanjuje utjecaj šuma koji se javlja u estimiranim parametrima zbog utjecaja viših harmonika i DC komponente u mrežnom naponu. U ovom slučaju pojačanje MAF filtra jednako je:

$$G_M = \frac{f_s}{N} \quad (5.20)$$

gdje je N broj uzoraka trenutnog prozora filtra, a $f_s = 1/T_s$ frekvencija uzorkovanja.



Slika 5.2: Blok dijagram MAF filtra

Diskretni integrator može biti temeljen na nekoj od integracijskih tehnika poput trapezne integracije, unaprijedne i unazadne Eulerove metode, itd. Iznos N može biti necjelobrojan broj, a u tom slučaju se pretpostavlja da je $M \leq N < M + 1$, gdje je M uvijek pozitivni cjelobrojni broj. Vrijedi i $b = N - M$ pa je moguće linearnom interpolacijom odrediti vrijednost z^{-N} prema

sljedećem izrazu:

$$z^{-N} = (1 - b)z^{-M} + bz^{-(M+1)} \quad (5.21)$$

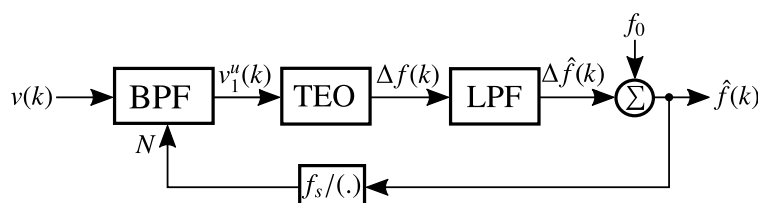
Algoritam za estimaciju parametara na bazi LKF-FLL pokazao je prednosti u odnosu na korištenje običnih FLL struktura za estimaciju parametara [36, 62, 63]. Glavna prednost je točnija estimacija parametara u stacionarnom stanju. U dinamici algoritam nije toliko brz zbog samog filtriranja, ali uspješno slijedi estimirane parametre. Treba istaknuti da je, odabirom vrijednosti parametara, tj. iznosa matrica kovarijanci Q i R , moguće birati između dobre dinamike algoritma i točnosti estimacije samih parametara.

5.3. Nelinearni Kalmanov filter

Kao što je već spomenuto, osim linearnog Kalmanova filtra, postoje i izvedbe s nelinearnim Kalmanovim filtrom, tj. takozvanim proširenim Kalmanovim filtrom (EKF, engl. *Extended Kalman Filter*) [64, 65, 66]. Često se naziva i prošireni kompleksni Kalmanov filter (ECKF, engl. *Extended Complex Kalman Filter*), ali ovaj model ne odstupa od EKF modela te se može svrstati pod isti model [67, 68, 69]. Ovaj filter, za razliku od linearnog Kalmanova filtra, zahtjeva linearizaciju nelinearnih funkcija korištenjem derivacijskih operacija, što uzrokuje pojavu nelinearnih članova u jednadžbama. Ti nelinearni članovi drastično narušavaju računsku učinkovitost te uzrokuju numeričku nestabilnost cijelog algoritma. Štoviše, nisu pogodni za velike devijacije frekvencije. U literaturi postoje modeli s EKF filtrom koji se koriste za određivanje flikera iz anvelope naponskog signala [70]. Međutim, estimacija flikera dovodi to dodatne kompleksnosti samog algoritma jer zahtjeva linearizaciju i procesnih i mjernih funkcija. Algoritmi temeljeni na EKF mogu imati probleme s konvergencijom. Često ovise o iteracijskom indeksu, tj. vremenskoj bazi pri čemu nakon određenog vremena dolazi do netočne estimacije. Uz sve to, podešavanje parametara EKF filtra samo je po sebi dosta kompleksno pri čemu već s malim odstupanjima iznosa parametara, od onih koji stvarno trebaju biti podešeni, može doći do nestabilnosti cijelog algoritma, sporog dinamičkog odziva i velike greške u estimaciji parametara mrežnog napona.

6. TEAGEROV ENERGETSKI OPERATOR

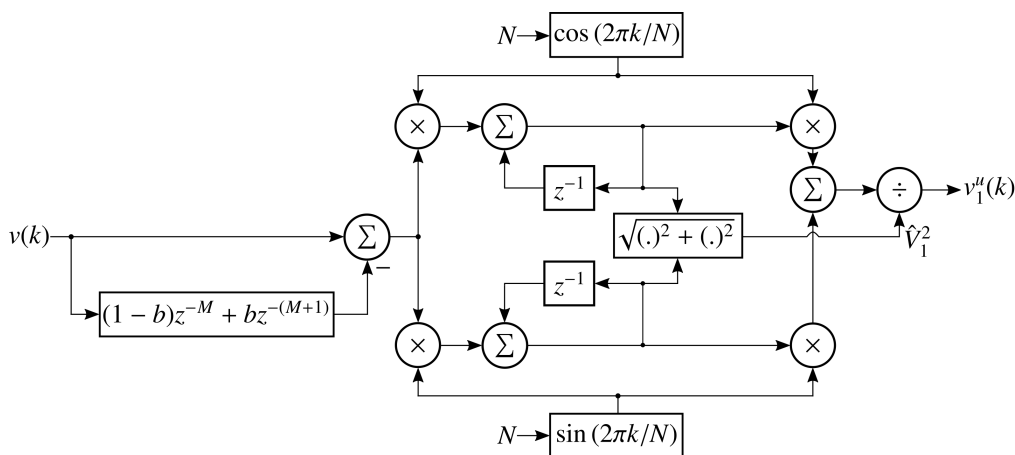
Svi algoritmi koji koriste filtarske tehnike u načelu se mogu svrstati u algoritme za estimaciju parametara u vremenskoj domeni. Iako je prilagodljivi BPF filtar korišten u ovom algoritmu vezan za diskretnu Fourierovu transformaciju (DFT, engl. *Discrete Fourier Transform*), on pripada vremenskoj domeni. Algoritam se sastoji od tri dijela, što je vidljivo i na slici 6.1. Prvi dio ovog algoritma je prilagodljivi BPF filtar, slijedi ga Teagerov energetski operator (TEO, engl. *Teager Energy Operator*) i na kraju LPF filtar. Ako se iz naziva isključi treći dio algoritma, onda se algoritam skraćeno može nazvati BPF filtar s TEO operatorom (BPF-TEO) [71].



Slika 6.1: Blok dijagram BPF-TEO estimatora

6.1. BPF filtar

Temeljni dio cijelog algoritma je upravo prilagodljivi BPF filtar, čija je blokovska shema prikazana na slici 6.2. BPF se temelji na DFT-u, odnosno rekurzivnom DFT-u (RDFT, engl. *Recursive DFT*) i inverznom rekurzivnom DFT-u (IRDFT, engl. *Inverse RDFT*). Uz prilagodljivu širinu prozora, tj. broj uzoraka signala N na kojem se provodi DFT, moguće je, iz mjerenog napona, u potpunosti eliminirati utjecaj viših harmonika i DC komponente prilikom estimacije parametara mrežnog napona.



Slika 6.2: Blok dijagram BPF filtra [71]

DFT signala mrežnog napona $v(k)$ u trenutku k , prema opće poznatoj formuli, jednak je:

$$V_m(k) = \sum_{i=k-N+1}^k v(i) e^{-j \frac{2\pi m i}{N}} \quad (6.1)$$

gdje je m frekvencijski indeks, N je broj uzoraka naponskog signala prozora, a j je kompleksni operator. Širina prozora DFT-a u ovom algoritmu bit će frekvencijski prilagodljiva s obzirom na jedan osnovni period mrežnog signala. Prema prethodnoj relaciji, može se napisati i relacija za DFT signala mrežnog napona u trenutku $(k - 1)$:

$$V_{m-1}(k) = \sum_{i=k-N}^{k-1} v(i) e^{-j \frac{2\pi m i}{N}} \quad (6.2)$$

Rekruzivna relacija, tj. formula za RDFT se dobije tako da se oduzme jednačba (6.2) od jednačbe (6.1):

$$V_m(k) = V_m(k - 1) + [v(k) - v(k - N)] e^{-j \frac{2\pi m k}{N}} \quad (6.3)$$

Gornja relacija koristi se za estimaciju harmoničkog sastava mrežnog napona. Za proizvoljni harmonik m , lako se, primjenom IRDFT-a na (6.3), dobiva naponski oblik signala u vremenskoj domeni:

$$v_m(k) = \frac{1}{N} V_m(k) e^{j \frac{2\pi m k}{N}} \quad (6.4)$$

Kombinacijom formula za RDFT i IRDFT, moguće je implementirati digitalni BPF na nekoj centralnoj frekvenciji mf . Prijenosna funkcija BPF filtra na centralnoj frekvenciji može se odrediti tako da se (6.3) uvrsti u (6.4):

$$v_m(k) = \frac{1}{N} V_m(k - 1) e^{j \frac{2\pi m k}{N}} + \frac{1}{N} [v(k) - v(k - N)] \quad (6.5)$$

U trenutku $(k-1)$ jednačba (6.4) jednaka je:

$$v_m(k - 1) e^{j \frac{2\pi m k}{N}} = \frac{1}{N} V_m(k - 1) e^{j \frac{2\pi m k}{N}} \quad (6.6)$$

Ako prvi član na desnoj strani (6.5) zamijenimo sa (6.6), onda vrijedi:

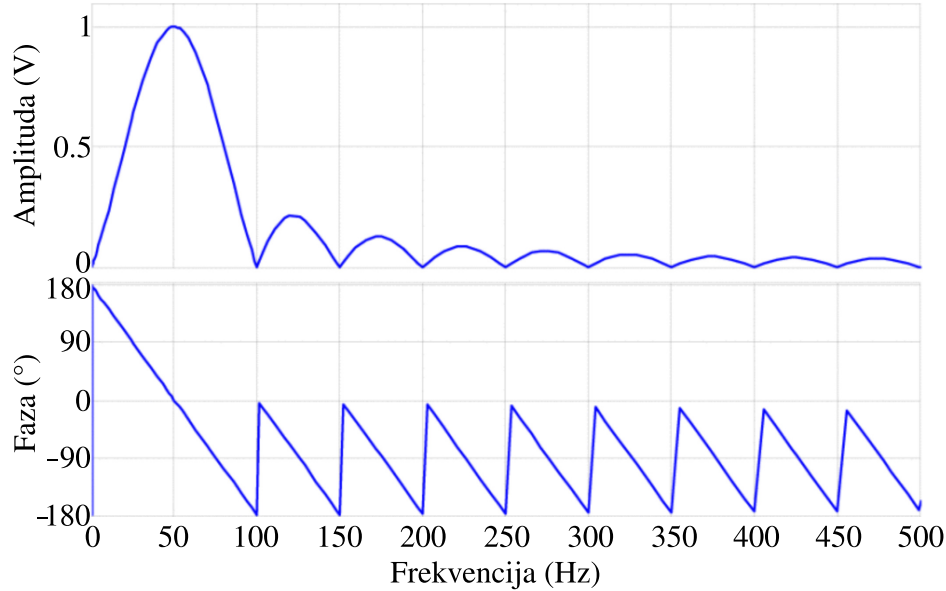
$$v_m(k) = v_m(k - 1) e^{j \frac{2\pi m k}{N}} + \frac{1}{N} [v(k) - v(k - N)] \quad (6.7)$$

Primjenom z -transformacije na (6.7) dobiva se prijenosna funkcija BPF filtra:

$$H_m(z) = \frac{v_m(z)}{v(z)} = \frac{1 - z^{-N}}{N(1 - e^{j \frac{2\pi m}{N}} z^{-1})} \quad (6.8)$$

Bodeov amplitudni i fazni dijagram prijenosne funkcije BPF filtra prikazan je na slici 6.3. Centralna frekvencija filtra jednaka je frekvenciji osnovnog harmonika mrežnog napona, tj. 50 Hz.

N se računa na osnovu omjera frekvencije uzorkovanja f_s i trenutno estimirane frekvencije $\hat{f}(k)$. Iznos kašnjenja z^{-N} računa se na jednak način kao i kod MAF filtra prema jednadžbi (5.21) te vrijedi kompletna analogija koja je već prethodno opisana.



Slika 6.3: Bodeov amplitudni i fazni dijagram BPF filtra za $m = 1$ pri 50 Hz [71]

Za sinusni mrežni napon vrijedi jednadžba u vremenskoj domeni, dobivena na osnovu izraza za RDFT i IRDFT:

$$\begin{aligned} v_m(k) &= \frac{2}{N} \left[\operatorname{Re}\{V_m(k)\} \cos\left(\frac{2\pi mk}{N}\right) + \operatorname{Im}\{V_m(k)\} \sin\left(\frac{2\pi mk}{N}\right) \right] \\ &= \hat{V}_m(k) \sin(m\omega(k)kT_s + \phi_m) \end{aligned} \quad (6.9)$$

gdje Re i Im označavaju realni i imaginarni dio kompleksnog broja, V_m i ϕ_m su amplituda i početna faza m -te frekvencijske komponente, a T_s je period uzorkovanja. S obzirom da je od interesa samo osnovni harmonik mrežnog napona, onda, uz $m = 1$, jednadžba (6.9) postaje:

$$\begin{aligned} v_1(k) &= \frac{2}{N} \left[\operatorname{Re}\{V_1(k)\} \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) + \operatorname{Im}\{V_1(k)\} \sin\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \right] \\ &= V_1(k) \sin(\omega(k)kT_s + \phi_1) \end{aligned} \quad (6.10)$$

gdje je V_1 konvolucija signala na frekvenciji osnovnog harmonika mrežnog napona.

Sa slike 6.2 vidljivo je kako se amplituda osnovnog harmonika mrežnog napona estimira preko realnog i imaginarnog dijela RDFT. Za realni i imaginarni dio iz jednadžbe (6.3) vrijede

sljedeći izrazi:

$$\begin{aligned}\operatorname{Re}\{V_1(k)\} &= \operatorname{Re}\{V_1(k-1)\} + [v(k) - v(k-N)] \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \\ \operatorname{Im}\{V_1(k)\} &= \operatorname{Im}\{V_1(k-1)\} + [v(k) - v(k-N)] \sin\left(\frac{2\pi k}{N}\right)\end{aligned}\quad (6.11)$$

Estimirana amplituda mrežnog napona računa se prema sljedećem izrazu:

$$\hat{V}_1(k) = \frac{2}{N} \sqrt{[\operatorname{Re}\{V_1(k)\}]^2 + [\operatorname{Im}\{V_1(k)\}]^2} \quad (6.12)$$

pri čemu se ona koristi za normalizaciju amplitude estimiranog valnog oblika osnovnog harmonika mrežnog napona:

$$v_1^u(k) = \frac{v_1(k)}{\hat{V}_1(k)} = \sin(\omega(k)kT_s + \phi_1) \quad (6.13)$$

gdje indeks u označava normaliziranu vrijednost.

6.2. TEO operator

TEO je nelinearni operator koji se koristi za određivanje energije sinusnog signala [71, 72, 73]. U [72] je pokazano da se energija sinusnog signala može izračunati na osnovu 3 uzastopna uzorka. Vrijednost TEO operatora, prema definiciji, jednaka je:

$$\hat{V}_1^2(k)[\sin(\omega(k)T_s)]^2 = v_1^2(k-1) - v_1(k)v_1(k-2) \quad (6.14)$$

Za brzinu uzorkovanja za koju je, u odnosu na frekvenciju osnovnog harmonika, ispunjen uvjet $f_s > 8f$, vrijedi:

$$\sin(\omega(k)T_s) \cong \omega(k)T_s \quad (6.15)$$

pa jednačba (6.14) postaje:

$$\hat{V}_1^2(k)\omega^2(k)T_s^2 \cong v_1^2(k-1) - v_1(k)v_1(k-2) \quad (6.16)$$

Osim što se TEO operator može koristiti za estimaciju amplitude, ukoliko je poznata informacija o frekvenciji (npr. frekvencija se estimira nekom drugom tehnikom), moguće je TEO koristiti i za samu estimaciju frekvencije. S obzirom na normalizirani valni oblik osnovnog harmonika mrežnog napona prema (6.13), (6.14) se može zapisati kao:

$$\sin(\omega(k)T_s) = \sqrt{|(v_1^u(k-1))^2 - v_1^u(k)v_1^u(k-2)|} \quad (6.17)$$

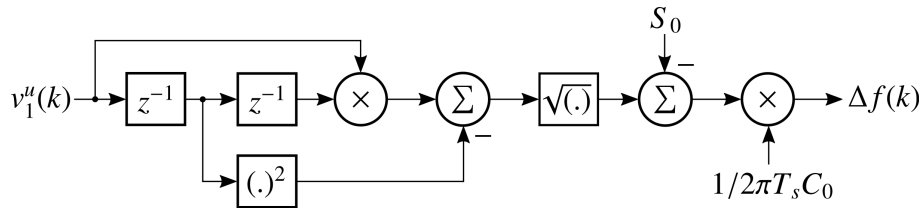
Jednadžba (6.17) može se linearizirati u okolišu radne točke:

$$\begin{aligned}
 \sin(\omega(k)T_s) &= \sin(\omega_0 T_s + \Delta\omega(k)T_s) \\
 &= \sin(\omega_0 T_s) \cos(\Delta\omega(k)T_s) + \cos(\omega_0 T_s) \sin(\Delta\omega(k)T_s) \\
 &\cong \sin(\omega_0 T_s) + \Delta\omega(k)T_s \cos(\omega_0 T_s) \\
 &= S_0 + 2\pi\Delta f T_s C_0
 \end{aligned} \tag{6.18}$$

gdje je $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$. $\omega_0 = 2\pi f_0$ je kružna frekvencija, f_0 je frekvencija, $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ je devijacija kružne frekvencije, a Δf je devijacija frekvencije osnovnog harmonika. Iz (6.18) vidljivo je da su:

$$\begin{aligned}
 \cos(\Delta\omega(k)T_s) &\cong 1 \\
 \sin(\Delta\omega(k)T_s) &\cong \Delta\omega(k)T_s \\
 S_0 &= \sin(\omega_0 T_s) \\
 C_0 &= \cos(\omega_0 T_s)
 \end{aligned} \tag{6.19}$$

pri čemu su S_0 i C_0 konstante koje je dovoljno izračunati jednom. Blokovska shema ovog dijela algoritma prikazana je na slici 6.4:



Slika 6.4: Blok dijagram TEO operatora [71]

Devijacija frekvencije može se izračunati na osnovu jednadžbi (6.17) i (6.18):

$$\Delta f(k) = \frac{\sqrt{|(v_1^u(k-1))^2 - v_1^u(k)v_1^u(k-2)|} - S_0}{2\pi T_s C_0} \tag{6.20}$$

Devijacija frekvencije dodatno se filtrira niskopropusnim filtrom (vidi sliku 6.1). Nakon toga se stvarna frekvencija računa dodavanjem frekvencije osnovnog harmonika na filtriranu devijaciju frekvencije:

$$\hat{f}(k) = f_0 + \Delta \hat{f}(k) \tag{6.21}$$

Niskopropusni filtar na izlazu doprinosi točnosti estimacije frekvencije i poboljšava stabilnost algoritma uslijed visokofrekvencijskih oscilacija prilikom mrežnih kvarova. Iako se čini da LPF samo dodatno doprinosi točnosti algoritma, to nije njegova jedina svrha. Bez njega cijeli

algoritam ne bi uopće funkcionirao jer se u povratnoj vezi nalazi informacija o parametru N koji je ključan za ispravan rad prilagodljivog BPF-a. Svakako, LPF je najčešće prvog reda te se njime postiže kompromis između točnosti estimacijskog algoritma i dobre dinamike.

ZAKLJUČAK

Brza i točna estimacija parametara mrežnog napona jedan je od glavnih izazova o kojem ovisi analiza kvalitete električne energije i poboljšanje stabilnosti EES-a. Osnovni parametri kao što su frekvencija, amplituda i faza mrežnog napona ključni su i za daljnji razvoj pametnih mreža koje bi trebale osigurati najveći stupanj zaštite i sigurnosti EES-a. Osim toga, unaprijedno predviđanje dinamičkih promjena u proizvodnji i potrošnji električne energije zahtjeva estimaciju frekvencije i amplitude u stvarnom vremenu.

Razvoj algoritama za estimaciju parametara mrežnog napona nužan je za smanjenje ili potpunu eliminaciju utjecaja smetnji prilikom estimacije parametara. Algoritmi za estimaciju parametara u vremenskoj domeni, opisani u ovom radu, pokazali su dobre rezultate i mogućnost praktične primjene u raznim područjima elektroenergetike.

Neki od algoritama temeljenih primjerice na ZCD metodi jako su osjetljivi na utjecaj viših harmonika i mjerni šum te je, stoga, potrebno mjereni signal filtrirati koristeći prefiltar. Algoritmi koji koriste FLL i PLL strukture, koje same po sebi predstavljaju filterske strukture, zahtijevaju generiranje virtualnog ortogonalnog sustava, tj. generiranje kvadrature komponenti. Algoritmi temeljeni na PLL-u osjetljivi su na prisustvo DC komponente i viših harmonika, ali to se može izbjeći korištenjem filtra u petlji. Također, važno je napomenuti da se kod PLL-a prilikom estimacije faze i frekvencije mogu pojaviti veliki frekvencijski tranzijenti uslijed mrežnih kvarova. Kao i kod PLL struktura, FLL strukture imaju problem s višim harmonicima što se može popraviti korištenjem više SOGI-QSG generatora u jednoj strukturi.

Kako bi se popravili nedostaci FLL struktura, često se radi kombinacija FLL strukture s nekim drugim tehnikama, primjerice kombinacija FLL petlje s Kalmanovim filtrom. Kombinacijom FLL strukture i linearnog Kalmanova filtera dobiva se algoritam koji jako dobro potiskuje utjecaj istosmjerne komponente i viših harmonika prilikom estimacije parametara mrežnog napona. Za razliku od kombinacije FLL strukture s nelinearnim Kalmanovim filtrom, ovaj algoritam ne sadrži nelinearne članove i derivacije nelinearnih funkcija, pri čemu je računski manje zahtjevan. Osim toga, algoritam se vrlo jednostavno može prilagoditi tako da ima mogućnost istovremene estimacije parametara više harmoničkih komponenti, umjesto samo osnovnog harmonika mrežnog napona.

Prilagodljivim BPF filtrom moguće je kompletno poništiti utjecaj istosmjerne komponente i

viših harmoničkih komponenti u mjerenom signalu mrežnog napona. U kombinaciji s Teagerovim energetske operatorom, koji na osnovu tri zadnja uzorka estimira frekvenciju mrežnog napona, dobiva se algoritam koji daje maksimalnu brzinu konvergencije, uz jako dobru točnost estimacije i kad frekvencija mreže značajno odstupa od nominalne frekvencije.

LITERATURA

- [1] Technique, A. N. E. W.; Rapid, F. O. R.; Of, T.; Deviations, F.; On, B.; Crossings, L., “A New Technique for Rapid Tracking of Frequency Deviations Based on Level Crossings”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-103(8), pp. 2230–2236, 1984.
- [2] Begovic, Miroslav M.; Djuric, P. D. S. P. A., “Frequency tracking in power networks in the presence of harmonics”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 8(2), pp. 480–486, 1993.
- [3] Serov, A. N.; Dolgacheva, E. A.; Shatokhin, A. A.; Novitskiy, A.; Schlegel, S.; Westermann, D., “Comparative Analysis of Digital Frequency Measurement Methods for Power Networks”, *Proceedings of 2020 3rd International Colloquium on Intelligent Grid Metrology, SMAGRIMET 2020*, pp. pp. 7–14, 2020.
- [4] Zheng, L.; Geng, H.; Yang, G., “Fast and Robust Phase Estimation Algorithm for Heavily Distorted Grid Conditions”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63(11), pp. 6845–6855, 2016.
- [5] Ninković, P., “A novel real-time magnitude and frequency estimation method using dft zero-crossings”, *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. pp. 938–943, 2014.
- [6] Amanci, A. Z.; Dawson, F. P., “Synchronization system with Zero-Crossing Peak Detection algorithm for power system applications”, *2010 International Power Electronics Conference - ECCE Asia -, IPEC 2010*, pp. 2984–2991, IEEE, 2010.
- [7] Friedman, V., “A Zero Crossing Algorithm for the Estimation of the Frequency of a Single Sinusoid in White Noise”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 42(6), pp. 1565–1569, 1994.
- [8] Radonjic, A.; Sovilj, P.; Vujicic, V., “Stochastic measurement of power grid frequency using a two-bit a/d converter”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 63(1), pp. 56–62, 2014.
- [9] Vainio, O.; Ovaska, S. J.; Pöllä, M., “Adaptive Filtering using Multiplicative General Parameters for Zero-Crossing Detection”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*,

Vol. 50(6), pp. 1340–1342, 2003.

- [10] Golestan, S.; Member, S.; Guerrero, J. M.; Musavi, F.; Member, S.; Vasquez, J. C.; Member, S., “Single-Phase Frequency-Locked Loops : A Comprehensive Review”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 34(12), pp. 11791–11812, 2019.
- [11] Golestan, S.; Guerrero, J. M.; Vasquez, J. C.; Abusorrah, A. M.; Al-Turki, Y., “Standard SOGI-FLL and Its Close Variants: Precise Modeling in LTP Framework and Determining Stability Region/Robustness Metrics”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 36(1), pp. 409–422, 2021.
- [12] Golestan, S.; Monfared, M.; Freijedo, F. D., “Design-oriented study of advanced synchronous reference frame phase-locked loops”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28(2), pp. 765–778, 2013.
- [13] Ciobotaru, M.; Teodorescu, R.; Blaabjerg, F., “A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator”, *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2006.
- [14] Xin, Z.; Qin, Z.; Lu, M.; Loh, P. C.; Blaabjerg, F., “A new second-order generalized integrator based quadrature signal generator with enhanced performance”, *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1–7, 2016.
- [15] Rafal, K.; Możdżyński, K.; Bobrowska-Rafał, M., “Application of the second order generalized integrator in digital control systems”, *Archives of Electrical Engineering*, Vol. 63, pp. 2014, 03 2014.
- [16] Rodríguez, A.; Girón, C.; Sáez, V.; Bueno, E.; Meca, F. J.; Rodríguez, F. J., “Stability issues of current controllers based on repetitive-based control and second order generalized integrators for active power filters”, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 2593–2598, 2010.
- [17] Reza, M. S.; Ciobotaru, M.; Agelidis, V. G., “Tracking of time-varying grid voltage using DFT based second order generalized integrator technique”, *2012 IEEE International Conference on Power System Technology, POWERCON 2012*, IEEE, 2012.
- [18] Fedele, G.; Ferrise, A., “Non Adaptive Second-Order Generalized Integrator for Identification of a Biased Sinusoidal Signal”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 57(7), pp. 1838–1842, 2012.

- [19] Matas, J.; Martin, H.; De La Hoz, J.; Abusorrah, A.; Al-Turki, Y. A.; Al-Hindawi, M., “A Family of Gradient Descent Grid Frequency Estimators for the SOGI Filter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33(7), pp. 5796–5810, 2018.
- [20] Karimi-Ghartemani, M.; Ziarani, A. K., “Performance characterization of a non-linear system as both an adaptive notch filter and a phase-locked loop”, *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, Vol. 18(1), pp. 23–53, 2004.
- [21] Rodríguez, P.; Luna, A.; Candela, I.; Mujal, R.; Teodorescu, R.; Blaabjerg, F., “Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58(1), pp. 127–138, 2011.
- [22] Golestan, S.; Guerrero, J. M.; Gharehpetian, G. B., “Five Approaches to Deal With Problem of DC Offset in Phase-Locked Loop Algorithms: Design Considerations and Performance Evaluations”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31(1), pp. 648–661, 2016.
- [23] Ciobotaru, M.; Teodorescu, R.; Agelidis, V. G., “Offset rejection for PLL based synchronization in grid-connected converters”, *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC(1)*, pp. 1611–1617, 2008.
- [24] Karimi-Ghartemani, M.; Khajehoddin, S. A.; Jain, P. K.; Bakhshai, A.; Mojiri, M., “Addressing DC component in pll and notch filter algorithms”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27(1), pp. 78–86, 2012.
- [25] Matas, J.; Castilla, M.; Miret, J.; Garcia De Vicuna, L.; Guzman, R., “An adaptive prefiltering method to improve the speed/accuracy tradeoff of voltage sequence detection methods under adverse grid conditions”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 61(5), pp. 2139–2151, 2014.
- [26] Xin, Z.; Zhao, R.; Mattavelli, P.; Loh, P. C.; Blaabjerg, F., “Re-Investigation of Generalized Integrator Based Filters from a First-Order-System Perspective”, *IEEE Access*, Vol. 4, pp. 7131–7144, 2016.
- [27] Xin, Z.; Wang, X.; Qin, Z.; Lu, M.; Loh, P. C.; Blaabjerg, F., “An Improved Second-Order Generalized Integrator Based Quadrature Signal Generator”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31(12), pp. 8068–8073, 2016.

- [28] Golestan, S.; Guerrero, J. M.; Vasquez, J. C.; Abusorrah, A. M.; Al-Turki, Y., “Modeling, tuning, and performance comparison of second-order-generalized-integrator-based flls”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33(12), pp. 10229–10239, 2018.
- [29] Karimi Ghartemani, M.; Khajehoddin, S. A.; Jain, P. K.; Bakhshai, A., “Problems of startup and phase jumps in PLL systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27(4), pp. 1830–1838, 2012.
- [30] Park, J. S.; Lee, D. C.; Van, T. L., “Advanced single-phase SOGI-FLL using self-tuning gain based on fuzzy logic”, *2013 IEEE ECCE Asia Downunder - 5th IEEE Annual International Energy Conversion Congress and Exhibition, IEEE ECCE Asia 2013*, pp. 1282–1288, 2013.
- [31] Park, J. S.; Nguyen, T. H.; Lee, D. C., “Advanced SOGI-FLL scheme based on fuzzy logic for single-phase grid-connected converters”, *Journal of Power Electronics*, Vol. 14(3), pp. 598–607, 2014.
- [32] Liu, H.; Xing, Y.; Hu, H., “Enhanced Frequency-Locked Loop with a Comb Filter under Adverse Grid Conditions”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31(12), pp. 8046–8051, 2016.
- [33] Golestan, S.; Guerrero, J. M.; Vasquez, J. C.; Abusorrah, A. M.; Al-Turki, Y., “Single-Phase FLLs Based on Linear Kalman Filter, Limit-Cycle Oscillator, and Complex Band-pass Filter: Analysis and Comparison with a Standard FLL in Grid Applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 34(12), pp. 11774–11790, 2019.
- [34] Busada, C. A.; Chiacchiarini, H. G.; Balda, J. C., “Synthesis of sinusoidal waveform references synchronized with periodic signals”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23(2), pp. 581–590, 2008.
- [35] Dai, Z.; Zhang, Z.; Yang, Y.; Blaabjerg, F.; Huangfu, Y.; Zhang, J., “A Fixed-Length Transfer Delay Based Adaptive Frequency-Locked Loop for Single-Phase Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 34(5), pp. 4000–4004, 2019.
- [36] Reza, S.; Ciobotaru, M.; Agelidis, V. G., “Accurate Estimation of Single-Phase Grid Voltage Fundamental Amplitude and Frequency by Using a Frequency Adaptive Linear Kalman Filter”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 4(4), pp. 1226–1235, 2016.

- [37] Aravind, C. K.; Indu Rani, B.; Manickam, C.; Guerrero, J. M.; Ganesan, S. I.; Nagamani, C., “Performance Evaluation of Type-3 PLLs under Wide Variation in Input Voltage and Frequency”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 5 (3), pp. 971–981, 2017.
- [38] Li, Y.; Wang, D.; Han, W.; Tan, S.; Guo, X., “Performance Improvement of Quasi-Type-1 PLL by using a Complex Notch Filter”, *IEEE Access*, Vol. 4, pp. 6272–6282, 2016.
- [39] Stojić, D.; Georgijević, N.; Rivera, M.; Milić, S., “Novel orthogonal signal generator for single phase PLL applications”, *IET Power Electronics*, Vol. 11(3), pp. 1–7, 2018.
- [40] Wang, R.; Sun, S.; Guo, X.; Yan, D.; Chen, Q.; Wang, J., “Single-Phase Phase-Locked Loop Based on Tracking Differentiator”, *Circuits, Systems, and Signal Processing*, Vol. 39(8), pp. 3787–3803, 2020.
- [41] Gautam, S.; Lu, Y.; Xiao, W.; Lu, D. D. C.; Golsorkhi, M. S., “Dual-loop control of transfer delay based PLL for fast dynamics in single-phase AC power systems”, *IET Power Electronics*, Vol. 12(13), pp. 3571–3581, 2019.
- [42] Kulkarni, A.; John, V., “Design of a fast response time single-phase PLL with dc offset rejection capability”, *Electric Power Systems Research*, Vol. 145, pp. 35–43, 2017.
- [43] Dai, Z.; Zhang, Z.; Yang, Y.; Blaabjerg, F.; Yao, X.; Zhang, J., “A Luenberger observer-based phase locked loop for single-phase systems under harmonic disturbances”, *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, Vol. 116(April 2019), pp. 105528, 2020.
- [44] Xie, M.; Wen, H.; Zhu, C.; Yang, Y., “DC Offset Rejection Improvement in Single-Phase SOGI-PLL Algorithms: Methods Review and Experimental Evaluation”, *IEEE Access*, Vol. 5, pp. 12810–12819, 2017.
- [45] Malkhandi, A.; Ghose, T., “A Fourier-based single phase PLL algorithm: Design, analysis, and implementation in FPGA controller”, *International Transactions on Electrical Energy Systems*, Vol. 27(10), pp. 1–23, 2017.
- [46] Karimi-Ghartemani, M.; Khajehoddin, S. A.; Jain, P. K.; Bakhshai, A., “Derivation and design of in-loop filters in phase-locked loop systems”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 61(4), pp. 930–940, 2012.
- [47] Ortega, A.; Milano, F., “Comparison of different PLL implementations for frequency esti-

- mation and control”, *Proceedings of International Conference on Harmonics and Quality of Power, ICHQP*, 2018-May, pp. 1–6, IEEE, 2018.
- [48] Gautam, S.; Lu, Y.; Hassan, W.; Xiao, W.; Lu, D. D. C., “Single phase NTD PLL for fast dynamic response and operational robustness under abnormal grid condition”, *Electric Power Systems Research*, Vol. 180(September 2019), pp. 106156, 2020.
- [49] Özdemir, A.; Yazici, I.; Vural, C., “Fast and robust software-based digital phase-locked loop for power electronics applications”, *IET Generation, Transmission and Distribution*, Vol. 7(12), pp. 1435–1441, 2013.
- [50] Ohori, A.; Hattori, N.; Funaki, T., “Phase-locked loop using complex-coefficient filters for grid-connected inverter”, *Electrical Engineering in Japan (English translation of Denki Gakkai Ronbunshi)*, Vol. 189(4), pp. 52–60, 2014.
- [51] Clarià, F.; Solsona, F.; Vilaplana, J., “A new computational method to improve the synchronization of PLLs”, *International Transactions on Electrical Energy Systems*, Vol. 30(6), pp. 1–16, 2020.
- [52] Reza, M. S.; Sadeque, F.; Hossain, M. M.; Ghias, A. M.; Agelidis, V. G., “Three-phase pll for grid-connected power converters under both amplitude and phase unbalanced conditions”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 66(11), pp. 8881–8891, 2019.
- [53] Doget, T.; Etien, E.; Rambault, L.; Cauet, S., “A PLL-based online estimation of induction motor consumption without electrical measurement”, *Electronics (Switzerland)*, Vol. 8(4), 2019.
- [54] Allouche, A.; Etien, E.; Doget, T.; Rambault, L.; Sakout, A.; Cauet, S.; Martin, P., “A PLL based mechanical faults detection in PMSM at variable speed”, *IFAC-PapersOnLine*, Vol. 51(24), pp. 1445–1451, 2018.
- [55] Han, Y.; Luo, M.; Zhao, X.; Guerrero, J. M.; Xu, L., “Comparative Performance Evaluation of Orthogonal-Signal-Generators-Based Single-Phase PLL Algorithms - A Survey”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31(5), pp. 3932–3944, 2016.
- [56] Teodorescu, R.; Liserre, M.; Rodriguez, P., *Grid Synchronization in SinglePhase Power Converters*, pp. 43–91, Wiley-IEEE Press, 2007.
- [57] Dong, D.; Wen, B.; Mattavelli, P.; Boroyevich, D.; Xue, Y., “Modeling and design of islanding detection using phase-locked loops in three-phase grid-interface power conver-

- ters”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 2(4), pp. 1032–1040, 2014.
- [58] Hwang, S. H.; Liu, L.; Li, H.; Kim, J. M., “DC offset error compensation for synchronous reference frame PLL in single-phase grid-connected converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27(8), pp. 3467–3471, 2012.
- [59] Mirhosseini, M.; Pou, J.; Agelidis, V. G.; Robles, E.; Ceballos, S., “A three-phase frequency-adaptive phase-locked loop for independent single-phase operation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29(12), pp. 6255–6259, 2014.
- [60] Simon, D., “*Optimal State Estimation: Kalman, H Infinity, and Nonlinear Approaches*”, Wiley-Interscience, USA, 2006.
- [61] Brown, R. G., “*Introduction to Random Signal Analysis and Kalman Filtering*”, John Wiley & Sons, USA, 1983.
- [62] Rosendo Macías, J. A.; Expósito, A. G., “Self-tuning of Kalman filters for harmonic computation”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 21(1), pp. 501–503, 2006.
- [63] Reza, M. S.; Ciobotaru, M.; Agelidis, V. G., “Frequency adaptive instantaneous power quality analysis using frequency locked loop based Kalman filter technique”, *Proceedings - 2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, PEDG 2012*, pp. 767–774, 2012.
- [64] Chang, W. B., “A digital recursive measurement scheme for on-line tracking of power system harmonics”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 53(3), pp. 13–13, 2020.
- [65] Uzunoğlu, C. P., “Frequency estimation of distorted power system signals using multiple signal classification algorithm”, *Istanbul University - Journal of Electrical and Electronics Engineering*, Vol. 12(2), pp. 1499–1503, 2012.
- [66] Chen, C. I.; Chin, Y. C., “Extended real model of kalman filter for power system harmonic measurements”, *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, APPEEC*, pp. 1–5, 2010.
- [67] Huang, C. H.; Lee, C. H.; Shih, K. J.; Wang, Y. J., “Frequency estimation of distorted power system signals using robust extended complex kalman filter”, *2007 International Conference on Intelligent Systems Applications to Power Systems, ISAP*, pp. 1–6, 2007.

- [68] Dash, P. K.; Panda, G.; Pradhan, A. K.; Routray, A.; Duttagupta, B., “An extended complex Kalman filter for frequency measurement of distorted signals”, *2000 IEEE Power Engineering Society, Conference Proceedings*, Vol. 3(4), pp. 1569–1574, 2000.
- [69] Dash, P. K.; Hasan, S.; Panigrahi, B. K., “Adaptive complex unscented Kalman filter for frequency estimation of time-varying signals”, *IET Science, Measurement and Technology*, Vol. 4(2), pp. 93–103, 2010.
- [70] Sadinezhad, I.; Agelidis, V. G., “Frequency adaptive least-squares-kalman technique for real-time voltage envelope and flicker estimation”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59(8), pp. 3330–3341, 2012.
- [71] Reza, S.; Ciobotaru, M.; Agelidis, V. G., “Single-Phase Grid Voltage Frequency Estimation Using Teager Energy Operator-Based Technique”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 3(4), pp. 1218–1227, 2015.
- [72] Kaiser, F.; Street, S., “On a simple algorithm to calculate the ‘energy’ of a signal”, *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1, pp. 381–384, 1990.
- [73] Kamwa, I.; Pradhan, A. K.; Joos, G., “Robust detection and analysis of power system oscillations using the Teager-Kaiser energy operator”, *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 26(1), pp. 323–333, 2011.

POPIS OZNAKA I KRATICA

Kratice

$\Delta\omega$	razlika stvarne i estimirane kružne frekvencije
Δf	devijacija frekvencije osnovnog harmonika
δ_T	relativna pogreška mjerenja perioda kod ZCD metode
$\hat{f}_k$	estimirana frekvencija mrežnog napona
$\hat{P}_k^-, \hat{P}_k^+$	<i>a priori</i> i <i>a posteriori</i> matrice kovarijanci estimirane greške Kalmanova filtra
$\hat{T}$	estimirani period ulaznog naponskog signala u VTD-PLL strukturi
$\hat{v}'_{\alpha}, \hat{v}'_{\beta}$	estimirana vrijednost direktne i poprečne komponente prefiltarske strukture u SOGI-FLL-WPF strukturi
$\hat{v}_{\alpha 1}, \hat{v}_{\beta 1}$	estimirana vrijednost direktne i poprečne komponente
$\hat{v}_{\alpha h}, \hat{v}_{\beta h}$	estimirana vrijednost direktne i poprečne komponente h-tog harmonika u MSOGI-FLL strukturi
$\hat{x}_k^-, \hat{x}_k^+$	<i>a priori</i> i <i>a posteriori</i> estimacije vektora varijabli stanja Kalmanova filtra
λ	faktor brzine konvergencije estimatora kružne frekvencije
$\omega, \hat{\omega}$	stvarna i estimirana kružna frekvencija mrežnog napona
ω_0	nazivna kružna frekvencija sustava
$\theta_1, \hat{\theta}_1$	stvarna i estimirana faza mrežnog napona
$\varepsilon, \varepsilon_1, \varepsilon_2$	integracijski članovi za estimaciju istosmjerne komponente u DOEC-PLL strukturi
φ_1	početni fazni kut mrežnog napona
A, B, C	matrica stanja sustava, ulazna i izlazna matrica kontinuiranog sustava
a_1, a_2, b_0, b_1	koeficijenti brojnika i nazivnika kanonskog oblika prijenosnih funkcija H_{α} i H_{β}
c_w, c_{w1}, c_{w2}	supstitucijski članovi prijenosnih funkcija H_{α} i H_{β}
D	ukupna dužina varijabilnog vremenskog kašnjenja u VTD-PLL strukturi

$e'_{\alpha FG}, e'_{\beta FG}$	signal greške direktne i poprečne komponente filtra u petlji u FOGI-FLL-WIF strukturi
e_{abc}^+	filtrirana abc komponenta mrežnog napona u TPFA-PLL strukturi
e_d^+, e_q^+	direktna i inverzna komponenta mrežnog napona u TPFA-PLL strukturi nakon transformacije filtriranog abc sustava u dq sustav
$e_{\alpha FG}, e_{\beta FG}$	signal greške direktne i poprečne komponente prefiltarske strukture u FOGI-FLL strukturi
$e_{\alpha h}, e_{\beta h}$	signali greške direktne i poprečne komponente h-tog harmonika u MSOGI-FLL strukturi
$e_{\alpha pf}, e_{\beta pf}$	signal greške direktne i poprečne komponente prefiltarske strukture u SOGI-FLL-WPF strukturi
e_{α}, e_{β}	signali greške direktne i poprečne komponente
e_d, e_q	direktna i inverzna komponenta mrežnog napona u TPFA-PLL strukturi
$e_v(k)$	signal greške u VTD-PLL strukturi
$f(k)$	fluktuacijski član u inverznoj komponenti mrežnog napona kod kombinacije Park-PLL i SOGI-PLL strukture
F, G, H	matrica stanja sustava, ulazna i izlazna matrica diskretnog sustava
f_0	osnovna frekvencija mrežnog napona
f_s	frekvencija uzorkovanja
$g(k), h(k)$	pomoćne funkcije za izražavanje kvadraturnih komponenti kod kombinacije Park-PLL i SOGI-PLL strukture
G_M	pojačanje MAF filtra
$h\hat{\omega}$	estimirana kružna frekvencija h-tog harmonika u MSOGI-FLL strukturi
$H_{\alpha 0}, H_{\beta 0}$	prijenosne funkcije direktne i poprečne komponente SOGI integratora s konstantnom kružnom frekvencijom
H_{α}, H_{β}	prijenosne funkcije direktne i poprečne komponente SOGI-QSG strukture s estimiranom kružnom frekvencijom
H_{α}, H_{β}	prijenosne funkcije direktne i poprečne komponente SOGI-QSG strukture s konstantnom kružnom frekvencijom

H_{err}	prijenosna funkcija greške SOGI-QSG strukture
H_m	prijenosna funkcija BPF filtra
i_x	najbliži uzorak točki stvarnog prolaska kroz nulu kod ZCD metode
J	gradijent
k	trenutni uzorak u diskretnom vremenu
k'_{FG}	faktor pojačanja signala greške direktne komponente SOGI-QSG strukture filtra u petlji u FOGI-FLL-WIF strukturi
k_0	faktor pojačanja grane za estimaciju istosmjerne komponente mrežnog napona SOGI-FLL-WDCRC strukture
k_{FG}	faktor pojačanja signala greške direktne komponente prefiltarske strukture u FOGI-FLL strukturi
k_h	faktor pojačanja signala greške direktne komponente h-tog harmonika u MSOGI-FLL strukturi
K_k	pojačanje Kalmanova filtra
k_{pf}	faktor pojačanja signala greške direktne komponente prefiltarske strukture u SOGI-FLL-WPF strukturi
k_p, k_i	faktor pojačanja proporcionalnog i integrirajućeg člana PI regulatora PLL struktura
k_{SG}	faktor pojačanja signala greške direktne komponente SOGI-QSG strukture
M_z	broj perioda signala za vrijeme mjerenja kod ZCD metode
N	broj uzoraka
Q, R	dijagonalne matrice kovarijanci vektora greški u sustavu i mjerenju
S_0, C_0	konstante TEO operatora
T	period
t	vrijeme
T_A	ukupno vrijeme mjerenja kod ZCD metode
T_s	period uzorkovanja
T_x	prava vrijednost perioda ulaznog signala kod ZCD metode
$u(t)$	jedinična odskočna funkcija
u_T, y_T	ulazni i izlazni signal integratora

v	ulazni signal (mjereni mrežni napon)
v_q^{Delay}	inverzna komponenta mrežnog napona PLL strukture uz kašnjenje T/4
v_q^{Der}	inverzna komponenta mrežnog napona PLL strukture uz primjenu derivatora
$v_\alpha^{P,S}, v_\beta^{P,S}$	direktna i poprečna komponenta kod kombinacije Park-PLL i SOGI-PLL strukture
$v_q^{P,S}$	inverzna komponenta mrežnog napona kod kombinacije Park-PLL i SOGI-PLL strukture
$v_1^u(k)$	normalizirana amplituda estimiranog valnog oblika osnovnog harmonika mrežnog napona
$V_0, \hat{V}_0$	stvarna i estimirana amplituda istosmjerne komponente u mrežnom naponu
$V_1, \hat{V}_1$	stvarna i estimirana amplituda mrežnog napona
v_{CCF}	direktna i poprečna komponenta iz CCF filtra u CCF-PLL strukturi
$v_{d,DC}, v_{q,DC}$	direktna i inverzna komponenta mrežnog napona u DOEC-PLL strukturi
v_d, v_q	direktna i inverzna komponenta mrežnog napona dq-sustava
V_m, ϕ_m	amplituda i faza mrežnog napona mf frekvencijske komponente
w_k, l_k	vektori procesnih greški u sustavu i mjerenju
x, u, y	vektori varijabli stanja, ulaznih varijabli i izlaznih varijabli
z^{-N}	adaptivno kašnjenje
$z_p(k)$	derivacija signala greške po estimiranom periodu ulaznog naponskog signala u VTD-PLL strukturi

Oznake

BPF	pojasno-propusni filter
BPF-TEO	BPF filter s TEO operatorom
CBF-FLL	FLL baziran na kompleksnom BPF
CCF	filter s kompleksnim koeficijentima
CCF-PLL	PLL temeljen na filteru s kompleksnim koeficijentima
DC	istosmjerna struja
DFT	diskretna Fourierova transformacija

DOEC-PLL	PLL s kompenzacijom greške DC offseta
DSP	digitalni procesor
ECKF	prošireni kompleksni Kalmanov filter
EKF	prošireni Kalmanov filter
FLL	frekvencijski-zaključana petlja
FOGI-FLL	FOGI-QSG zaključan preko FLL petlje
FOGI-FLL-WIF	FOGI-FLL s filtrom u petlji
FOGI-QSG	generalizirani integrator četvrtog reda - generator kvadraturnog signala
IRDFT	inverzna rekurzivna diskretna Fourierova transformacija
KF	Kalmanov filter
LKF	linearni Kalmanov filter
LKF-FLL	FLL baziran na linearnom Kalmanovu filteru
LPF	niskopropusni filter
MAF	<i>Moving average</i> filter
MSOGI-FLL	SOGI-FLL temeljen na više SOGI integratora
NF	<i>Notch</i> filter
Park-PLL	PLL s Parkovom transformacijom
PLL	fazno-zaključana petlja
QSG-PLL	generator kvadraturnog signala zaključan preko PLL petlje
RDFT	rekurzivna diskretna Fourierova transformacija
SOGI	Generalizirani integrator drugog reda
SOGI-FLL	SOGI-QSG zaključan preko FLL petlje
SOGI-FLL-WDCRC	SOGI-FLL s potiskivanjem DC komponente
SOGI-FLL-WPF	SOGI-FLL s prefiltrom
SOGI-FLL-WSS	SOGI-FLL s mekim startom
SOGI-QSG	generalizirani integrator drugog reda - generator kvadraturnog signala
TD-AFLL	adaptivni FLL baziran na transfernom kašnjenju
TEO	Teagerov energetska operator
TPFA-PLL	frekvencijski trofazni adaptivni PLL
VTD-PLL	PLL s varijabilnim vremenskim kašnjenjem
ZCD	detekcija prolaska kroz nulu

SAŽETAK

U uvodnom poglavlju ovog rada ukratko je opisana problematika estimacije parametara mrežnog napona u elektroenergetskom sustavu (EES). Razvoj i povećanje broja pametnih mreža uvjetuje i razvoj estimacijskih algoritama i metoda za određivanje osnovnih parametara mrežnog napona, frekvencije, amplitude i faze mrežnog napona. Poseban naglasak se daje na važnost estimacije parametara kako bi se očuvala stabilnost EES-a uslijed sve veće integracije novih izvora energije. Kako bi se osigurao kvalitetan nadzor mreže te povećala ukupna zaštita i sigurnost cijelog EES-a, od iznimne su važnosti algoritmi za estimaciju parametara mrežnog napona u vremenskoj domeni koji su opisani kroz nekoliko poglavlja u ovome radu.

U drugom poglavlju analizirana je metoda detekcije prolaska kroz nulu. Zatim su, kroz treće i četvrto poglavlje analizirani estimacijski algoritmi, bazirani na frekvencijski (FLL) i fazno (PLL) zaključanim petljama. Detaljno je opisana funkcija i razrađen algoritam SOGI-QSG generatora kao temeljnog dijela zaduženoga za formiranje kvadrature komponenti. Dan je pregled nekoliko aktualnih varijanti ovih metoda koje su predmet istraživanja i od kojih se očekuje da će u skorije vrijeme biti u praktičnoj upotrebi.

Kroz peto i šesto poglavlje opisana su dva algoritma, temeljena na prilagodljivim filtarskim tehnikama koja su pokazala značajan iskorak u estimaciji parametara mrežnog napona. Primjena linearnog Kalmanova filtra i FLL-a te kombinacija s prilagodljivim MAF filtrom objašnjena je u petom poglavlju. Analiza ovog algoritma provedena je u prostoru stanja korištenjem *a priori* i *a posteriori* vrijednosti. Na kraju petog poglavlja dan je kratki pregled nekoliko aktualnih algoritama baziranih na nelinearnom Kalmanovu filtru. U šestom poglavlju analiziran je algoritam, temeljen na prilagodljivom BPF filtru i TEO operatoru, koji u potpunosti eliminira utjecaj viših harmonika i DC komponente prilikom estimacije parametara mrežnog napona.