



**UNIVERZITET CRNE GORE
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET**

Ivan Jokić

**ADAPTIVNI METOD ZA ESTIMACIJU
SINHROFAZORA
-MAGISTARSKI RAD-**

Podgorica, maj 2018.

PODACI I INFORMACIJE O MAGISTRANTU

Ime i prezime	Ivan Jokić
Datum i mjesto rođenja	3.5.1993. godine, Bijelo Polje
Naziv završenog osnovnog studijskog programa i godina diplomiranja	Elektrotehnički fakultet, odsjek za Energetiku i Automatiku, 2015

INFORMACIJE O MAGISTARSKOM RADU

Naziv postdiplomskog studija	Studijski program Automatika
Naslov rada	Adaptivni metod za estimaciju sinhrofazora
Fakultet na kome je rad odbranjen	Elektrotehnički fakultet, Podgorica

UDK, OCJENA I ODBRANA MAGISTARSKOG RADA

Datum prijave magistarskog rada	17.5.2017.
Datum sjednice Vijeća Univerzitetske jedinice na kojoj je prihvaćena tema	6.9.2017.
Komisija za ocjenu teme i podobnosti magistranta	Prof. dr Milovan Radulović Prof. dr Božo Krstajić Doc. dr Žarko Zečević
Mentor	Prof. dr Božo Krstajić
Komisija za ocjenu rada	Prof. dr Milovan Radulović Prof. dr Božo Krstajić Doc. dr Žarko Zečević
Komisija za odbranu rada	Prof. dr Milovan Radulović Prof. dr Božo Krstajić Doc. dr Žarko Zečević
Datum odbrane	1.6.2018.

SAŽETAK

Uređaji za sinhronizovano mjerenje fazora (*Phasor measurement units, PMUs*) predstavljaju jedan od ključnih elemenata za nadgledanje, zaštitu i upravljanje modernim elektroenergetskim sistemima. PMU uređaji treba da budu u mogućnosti da izvrše preciznu estimaciju parametara strujnih i naponskih signala, kako u stacionarnim, tako i u dinamičkim uslovima. Parametri koje je potrebno estimirati i tačnost koju je potrebno da zadovolje algoritmi implementirani na PMU uređajima definisani su u standardu IEEE C37.118.1-2011.

U ovom radu je predložen adaptivni metod za rad PMU uređaja. Parametri sinhrofazora se estimiraju na osnovu analize odbiraka mjerenog signala u vremenskom domenu. Metod se zasniva na uspostavljanju linearne zavisnosti između odbiraka u dva sukcesivna trenutka odabiranja i kompleksne reprezentacije mjerenog signala. Koeficijenti linearne veze se određuju pomoću CMA adaptivnog algoritma, a na osnovu njih se estimiraju parametri od interesa. Za potrebe provjere performansi predložene metode implementirani su simulacioni testovi, definisani u standardu za mjerenje sinhrofazora. U radu su implementirane dvije postojeće metode, LES i DFT metoda, u cilju poređenja performansi sa predloženom metodom.

Prezentovani rezultati pokazuju da, kada su parametri fazora nepromjenjivi, predložena metoda postiže uporedivu tačnost sa druge dvije metode i posjeduje robustnost na nenominalne vrijednosti parametara fazora, što nije slučaj sa DFT metodom, dok je LES metoda računski znatno kompleksnija od predložene. U dinamičkim uslovima, što je najčešće slučaj u praksi, predložena metoda postiže najprecizniju estimaciju parametara sinhrofazora.

Implementacijom predložene metode u praksi ostvaruje se pouzdan nadzor relevantnih parametara EES-a, što je neophodno u cilju upravljanja i očuvanja stabilnosti modernih EES-a.

Ključne riječi: Adaptivni algoritam, LSCMA, PMU, Sinhrofazor, Uređaj za mjerenje sinhrofazora, WAMS.

ABSTRACT

Phasor measurement units (PMUs) are one of the key elements for monitoring, protection and control of modern power systems. PMUs should be able to perform precise estimation of the parameters of current and voltage signals, both in stationary and dynamic conditions. Parameters to be evaluated and the accuracy that algorithms implemented on PMUs must satisfy are defined in IEEE Standard C37.118.1-2011.

In this paper, an adaptive method for PMU operation is proposed. Synchrophasor parameters estimation is based on the time domain analysis over the samples of the measured signal. The method is based on establishing the linear dependence between the samples in two successive time instants and the complex representation of the measured signal. Coefficients are determined using CMA adaptive algorithm, based on which synchrophasor parameters are estimated. For the purposes of testing the performance of the proposed method, simulation tests have been implemented, as defined in the synchrophasor measurement standard. Two existing methods, LES and DFT, have been implemented in the paper, in order to compare the performance with the proposed method.

The presented results show that, when phasor parameters are invariant, the proposed method achieves comparable accuracy from the other two methods and has robustness on the non-nominal values of the phasor parameters, which is not the case with the DFT method, while the LES method is much more complex than the proposed method. In case of dynamic conditions, which is usually the case in practice, the proposed method achieves the most accurate estimation of synchrophasor parameters.

By implementing the proposed method in practise, reliable monitoring of the relevant parameters of the EES would be achieved, which is necessary in order to control and preserve the stability of modern EES.

Key words: Adaptive algorithm, LSCMA, PMU, Phasor Measurement Unit, Synchrophasor, WAMS.

SADRŽAJ

SAŽETAK	i
ABSTRACT	ii
SPISAK SKRAĆENICA	vi
SPISAK SLIKA	vi
SPISAK TABELA	viii
UVOD	1
Glava 1	4
PMU UREĐAJI	4
1.1 Uvod	4
1.2 Razvoj algoritama za PMU uređaje	6
1.3 Arhitektura PMU uređaja	7
1.3.1 Ulazni signali	8
1.3.2 Anti-aliasing filter	8
1.3.3 A/D konvertor	10
1.3.4 Vremenska sinhronizacija	11
1.3.5 Algoritam za estimaciju sinhrofazora	11
1.3.6 Slanje podataka	11
1.4 Fazorska reprezentacija sinhrofazora	11
1.5 Standardizacija estimacije sinhrofazora	12
Glava 2	13
STANDARD ZA MJERENJE SINHROFAZORA	13
2.1 Uvod	13
2.2 Definicija sinhrofazora, frekvencije i ROCOF	14
2.2.1 Definicija sinhrofazora	15
2.2.2 Frekvencija i ROCOF	16
2.3 Evaluacija tačnosti estimacija	17
2.3.1 TVE	18
2.3.2 Greška u estimaciji frekvencije i ROCOF-a	20
2.3.1 Parametri tačnosti kod step testova	20
2.3.4 Grupno kašnjenje	22

2.4 Pregled simulacionih testova	23
2.4.1 Testovi kojima se simulira stacionarno stanje fazora	23
2.4.2 Testovi kojima se simulira dinamičko stanje fazora	26
Glava 3	32
ALGORITMI ZA ESTIMACIJU SINHROFAZORA	32
3.1 Uvod	32
3.2 Pregled postojećih metoda	32
3.3 LES metoda	35
3.4 DFT metoda iz standarda	38
3.4.1 FIR filter za P klasu PMU uređaja	40
3.4.1 FIR filter za M klasu PMU uređaja	41
Glava 4	43
PREDLOG ADAPTIVNOG ALGORITMA ZA ESTIMACIJU SINHROFAZORA	43
4.1 Opis metode	43
4.2 Poređenje performansi razmatranih i predložene metode	47
4.3 Parametri korišteni u simulacijama	49
4.4 Rezultati simulacija	49
4.4.1 Nenominalna vrijednost frekvencije signala	49
4.4.2 Nenominalna vrijednost amplitude signala	51
4.4.3 Uticaj viših harmonika	52
4.4.4 Amplitudska i fazna modulacija	54
4.4.5 Linearna promjena trenutne frekvencije	57
4.4.5 Step promjena amplitude	58
ZAKLJUČAK	60
LITERATURA	61
PRILOG	67

SPISAK SKRAĆENICA

CMA	<i>Constant Modulus Algorithm</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
FE	<i>Frequency Error</i>
GPS	<i>Global positioning System</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IET	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IpDFT	<i>Interpolated Discrete Fourier Transform</i>
LES	<i>Least Error Square</i>
PDC	<i>Phasor Data Concentrator</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PMU	<i>Phasor Measurement Unit</i>
RFE	<i>Rate Of Frequency Error</i>
ROCOF	<i>Rate Of Change Of Frequency</i>
TFT	<i>Taylor-Fourier-Taylor</i>
TTG	<i>Time-tagged frames</i>
TVE	<i>Total Vector Error</i>
UTC	<i>Universal Time Coordinated</i>
WAMPAC	<i>Wide Area Measurement, Protection And Control</i>
WAMS	<i>Wide Area Measurement Systems</i>
WLS	<i>Weighted Least Squares</i>

SPISAK SLIKA

Slika 1. Struktura elektroenergetskog sistema.....	2
Slika 1.1. Primjer uređaja za mjerenje fazora [20]	5
Slika 1.2. Arhitektura WAMPAC sistema	5
Slika 1.3. Arhitektura PMU uređaja.....	7
Slika 1.4. Furijeova transformacija odabranog signala, u slučaju kada je frekvencija odabiranja f_s veća od dvostruke vrijednosti maksimalne učestanosti u spektru signala f_c ...	9
Slika 1.5. Furijeova transformacija odabranog signala, u slučaju kada je frekvencija odabiranja f_s manja od dvostruke vrijednosti maksimalne učestanosti u spektru signala f_c .	10
Slika 1.6. Fazorska reprezentacija sinusnog signala	12
Slika 2.1 Blokovska arhitektura PMU uređaja, predložena u prvom standardu za sinhrofazore	13
Slika 2.2 Konvencija za sinhrofazorsku reprezentaciju	15
Slika 2.3 Sinusoida sa nenominalnom frekvencijom, $f > f_0$, odabiran svakih T_0 sekundi ...	16
Slika 2.4 Grafički prikaz vrijednosti TVE od 1%	18
Slika 2.5 TVE, kao funkcija greške u estimaciji faznog ugla sinhrofazora, za razne konstantne vrijednosti greške u estimaciji amplitude	19
Slika 2.6 TVE, kao funkcija greške u estimaciji amplitude sinhrofazora, za razne vrijednosti greške u estimaciji faznog ugla sinhrofazora.....	19
Slika 2.7 Primjer estimacije amplitude, pri njenoj step promjeni u trenutku $t=0$	20
Slika 2.8 Estimacija frekvencije, pri step promjeni u trenutku $t=0$, bez kompenzacije grupnog kašnjenja	21
Slika 2.9 Estimacija frekvencije pri step promjeni u trenutku $t=0$, nakon grupne kompenzacije (teorijska vrijednost frekvencije i estimacije 3 algoritma, u skladu sa slikom 2.8)	22
Slika 2.10 Dozvoljeni opsezi frekvencija fundamentalne komponente i harmonika za test sa signalom koji nije u interferenciji sa fundamentalnom komponentom.....	25
Slika 3.1. Broj objavljenih naučnih radova na temu sinhrofazora, između 1996. i 2016. godine [43]	33
Slika 3.2. Broj objavljenih radova u IEEE i IET žurnalima, u periodu od 1983. do 2014. godine [22]	33
Slika 3.3. Fazni pomjeraj sinhrofazora, između centralnih odbiraka dva susjedna računjska prozora	37
Slika 3.4. Blokovski prikaz procesa estimacije u PMU uređaju.....	40
Slika 3.5. Primjeri koeficijenata FIR filtra za P klasu PMU uređaja.....	40

Slika 3.6.	Amplitudska karakteristika FIR filtra, za $f_0=50\text{Hz}$, $f_s=15 \times 50=750\text{Hz}$, $N=2 \times (15-1)=28$	41
Slika 3.7.	Dozvoljeni oblici frekvencijskog odziva filtra (neosjenčena površina), za M klasu algoritama	41
Slika 4.1.	Geometrijska interpretacija metode	44
Slika 4.2.	Blokosvka struktura predložene metode	47
Slika 4.3.	Klasifikacija testova za estimaciju sinhrofazora	48
Slika 4.4.	TVE u slučaju nenominalne vrijednosti frekvencije signala	50
Slika 4.5.	FE u slučaju nenominalne vrijednosti frekvencije signala	50
Slika 4.6.	RFE u slučaju nenominalne vrijednosti frekvencije signala	51
Slika 4.7.	TVE u slučaju nenominalne vrijednosti amplitude signala	51
Slika 4.8.	FE u slučaju nenominalne vrijednosti amplitude signala	52
Slika 4.9.	RFE u slučaju nenominalne vrijednosti amplitude signala	52
Slika 4.10.	TVE u slučaju prisustva višeg harmonika	53
Slika 4.11.	FE u slučaju prisustva višeg harmonika	53
Slika 4.12.	RFE u slučaju prisustva višeg harmonika	54
Slika 4.13.	TVE u slučaju kosinusne promjene amplitude i faznog ugla	54
Slika 4.14.	FE u slučaju kosinusne promjene amplitude i faznog ugla	55
Slika 4.15.	FE u slučaju kosinusne promjene amplitude i faznog ugla	55
Slika 4.16.	TVE u slučaju kosinusne promjene faznog ugla	56
Slika 4.17.	FE u slučaju kosinusne promjene faznog ugla	56
Slika 4.18.	RFE u slučaju kosinusne promjene faznog ugla	57
Slika 4.19.	TVE u slučaju rampa promjene frekvencije	57
Slika 4.20.	FE u slučaju rampa promjene frekvencije	58
Slika 4.21.	FE u slučaju rampa promjene frekvencije	58
Slika 4.22.	Step promjena amplitude	59

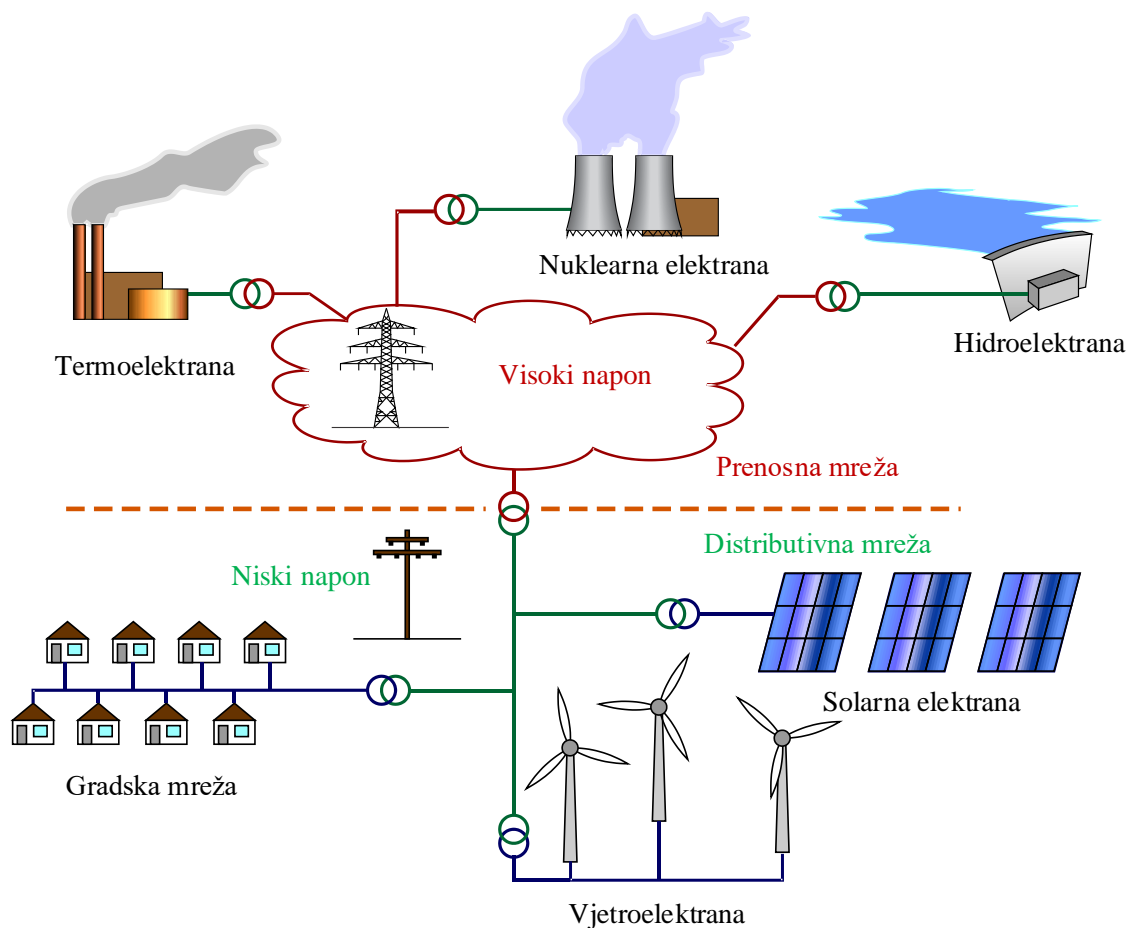
SPISAK TABELA

Tabela 1.1.	Dozvoljene vrijednosti brzine izvještavanja PMU uređaja [33].....	7
Tabela 2.1.	Dozvoljeno kašnjenje u mjerenju	23
Tabela 2.2.	Maksimalne vrijednosti TVE, za grupu testova kojima se simulira stacionarni režim	24
Tabela 2.3.	Maksimalne vrijednosti FE, za grupu testova kojima se simulira stacionarni režim	24
Tabela 2.4.	Maksimalne vrijednosti RFE, za grupu testova kojima se simulira stacionarni režim	25
Tabela 2.5.	Maksimalne vrijednosti TVE, pri kosinusnoj modulaciji parametara signala	26
Tabela 2.6.	Maksimalne vrijednosti FE, pri kosinusnoj modulaciji parametara signala	27
Tabela 2.7.	Maksimalne vrijednosti RFE, pri kosinusnoj modulaciji parametara signala	27
Tabela 2.8.	Maksimalne vrijednosti TVE, pri linearnoj promjeni frekvencije signala... ..	28
Tabela 2.9.	Maksimalne vrijednosti FE, pri linearnoj promjeni frekvencije signala..	28
Tabela 2.10.	Maksimalne vrijednosti RFE, pri linearnoj promjeni frekvencije signala	29
Tabela 2.11.	Uslovi za vrijeme odziva, pri step promjeni parametara signala	29
Tabela 2.12.	Uslovi za vrijeme kašnjenja, pri step promjeni parametara signala	30
Tabela 2.13.	Uslovi za vrijeme odziva frekvencije, pri step promjeni parametara signala	30
Tabela 2.14.	Uslovi za vrijeme odziva ROCOF, pri step promjeni parametara signala	31
Tabela 3.1.	Podjela postojećih algoritama za estimaciju sinhrofazora.....	34
Tabela 4.1.	Pregled parametara razmatranih metoda, korištenih u simulacijama	49

UVOD

Električna energija predstavlja najzastupljeniji oblik energije koji se koristi u svakodnevnom životu za najrazličitije potrebe čovječanstva. Neki od razloga korišćenja električne energije su mogućnost njenog relativno jednostavnog i efikasnog transporta, kao i mogućnost konverzije električne energije u potrebne oblike energije, odnosno konverzije određenog vida energije u električnu energiju. U poređenju sa ostalim konvencionalnim vidovima energije, električna energija predstavlja „najčistiji“ oblik energije. Infrastruktura koja omogućava manipulisanje električnom energijom se naziva **elektroenergetskim sistemom (EES)** [1]. Strukturalno, elektroenergetski sistem se može uslovno podijeliti na nekoliko podsistema, od kojih svaki ima određenu ulogu u procesu isporuke električne energije krajnjem korisniku. U tom smislu, izdvajaju se sljedeći podsistemi: za proizvodnju, za prenos, za distribuciju i za potrošnju električne energije. Struktura EES-a je prikana na slici 1. Cilj elektroenergetskog sistema jeste snabdijevanje korisnika električnom energijom, kroz postupak konverzije određenog, dostupnog oblika energije u električnu energiju i njen transport do mjesta korišćenja. Zahtjevi koji se postavljaju pred rad EES-a su kvalitetna i pouzdana isporuka električne energije utvrđenog kvaliteta. Kvalitet isporučene energije mora zadovoljiti određene kriterijume, među kojima su najvažniji (ali nijesu jedini): konstantna frekvencija, konstantan napon i nivo pouzdanosti. U cilju održavanja predviđenog kvaliteta električne energije koja se isporučuje korisnicima, u EES-u se neprestano vrši nadzor svih relevantnih parametara, na bazi čega se definišu određene zaštitne i/ili upravljajuće aktivnosti nad sistemom.

Pouzdan i kvalitetan rad elektroenergetskog sistema, kao izrazito nelinearnog sistema permanentno zavisi od kvaliteta monitoringa, mjerenja i upravljanja. Primarni cilj upravljanja elektroenergetskim sistemom jeste očuvanje njegove stabilnosti, dok se samo upravljanje zasniva na prethodnom monitoringu i neprekidnom mjerenju svih mjerljivih relevantnih parametara sistema. Stabilnost elektroenergetskog sistema je prvi put prepoznata kao jedan od primarnih preduslova za pouzdan rad EES-a ranih 1920-ih godina [2]. Mnogi veliki ispadi elektroenergetskih sistema, koji su se dogodili usljed nestabilnosti, dokazali su i opravdali potrebu za proučavanjem ovog fenomena [3]. Zajedničko za sve velike ispade do kojih je došlo usljed nestabilnosti sistema jeste da su započeli pojedinačnim prekidom u mreži. Stabilnost elektroenergetskog sistema predstavlja sposobnost određenog elektroenergetskog sistema da, za date početne radne uslove održi stanje radnog ekvilibrijuma, nakon izlaganja fizičkoj smetnji, pri čemu vrijednosti većine sistemskih varijabli ostaju ograničene, tako da praktično cijeli sistem ostaje netaknut. Rastom infrastrukture, neprekidnim uvećanjem potrošačkog konzuma i posljedično, proizvodnih kapaciteta, kao i interkonekcijom više sistema, problemi poput stabilnosti napona, stabilnosti frekvencije, kao i oscilacija između podsistema, učinili su pojam stabilnosti izrazito kompleksnim [4].



Slika 1. *Struktura elektroenergetskog sistema*

Obnovljivi izvori energije, kao što su energija vjetra, energija sunčevog zračenja i hidropotencijal prepoznati su kao perspektivna alternativa tradicionalnim izvorima energije, koji imaju izražen negativni uticaj na životnu okolinu. Takođe, distribuirani izvori energije doživljavaju ekspanziju širom svijeta [5]. Promjenjiv karakter proizvodnih kapaciteta obnovljivih izvora, kao i izmjena strukture EES-a, u kojoj zahvaljujući distribuiranim izvorima energije potrošači mogu biti i proizvođači električne energije, čine upravljanje EES-om sve zahtjevnijim i kompleksnijim procesom [5]–[7].

Ukoliko se proces očuvanja stabilnosti elektroenergetskog sistema uslovno podijeli na dva koraka: nadgledanje svih vitalnih parametara sistema i preduzimanje određenih koraka na osnovu dostupnih informacija, može se zaključiti da stabilnost umnogome zavisi od pouzdanosti mjerenja, odnosno od informacija o sistemu u svakom trenutku. Trenutno najrasprostranjeniji sistem za nadgledanje i upravljanje elektroenergetskim sistemom predstavlja SCADA (*Supervisory Control And Data Acquisition*) [8]. SCADA sistemi prikupljaju informacije pomoću daljinskih uređaja RTU (*Remote Terminal Unit*) [9]. RTU uređaji vrše mjerenje relevantnih signala u EES-u i prosljeđuju ih centralnom kompjuteru SCADA sistema [10]. Mjerenja sa RTU uređaja pružaju uvid u stanje sistema na lokalnom nivou, što se u praksi pokazalo nedovoljnim za praćenje dinamike EES-a na većim strukturnim nivoima. Nakon brojnih velikih padova sistema širom svijeta, prepoznata je i

definisana potreba za preciznijim nadgledanjem parametara, što direktno omogućava pouzdanije upravljanje sistemom [3].

Razvoj informacionih i komunikacionih tehnologija (*Information and Communication Technology, ICT*) omogućio je široku upotrebu vještačke inteligencije i ekspertnih sistema, projektovanje pametnih uređaja, kao i brzu komunikaciju velikom količinom podataka [9], [11], [12]. Sa razvojem ICT tehnologija, stvoreni su sistemi koji imaju sposobnost da na osnovu raspoloživih informacija zaključuju u definisanom kontekstu, kao i da donose odluke u svrhu postizanja definisanog cilja.

Opisani razvoj EES-a i ICT tehnologija omogućili su projektovanje i implementaciju novog, pametnog sistema za nadzor, zaštitu i upravljanje EES-om - **WAMPAC** sistem (*Wide Area Monitoring, Protection and Control*) [13]. WAMPAC sistemi se zasnivaju na uređajima za mjerenje fazora (PMU – *Phasor Measurement Units*). Rad PMU uređaja se sastoji od mjerenja naponskog/strujnog signala i estimacije parametara usvojenog modela signala, odnosno njegovog kompleksnog predstavnika – fazora. PMU uređaji koriste precizne vremenske reference, kao što je GPS (*Global Positioning System*) za određivanje vremenskog trenutka u kojem je mjerenje izvršeno. Podatak o vremenskom trenutku se pridružuje estimiranim parametrima fazora, čime se dobija estimacija **sinhrofazora**. Pojam sinhrofazora ukazuje da je u pitanju fazor koji je vremenski određen, zahvaljujući čemu su uporedive estimacije sa svih PMU uređaja. Ovakav koncept estimacije stanja u EES-u omogućava uvid u dinamiku sistema na svim strukturnim nivoima i kao takav donosi ogroman potencijal u procesu nadgledanja, zaštite i upravljanja EES-om.

Tačnost estimacije parametara sinhrofazora je najbitniji faktor primjene PMU uređaja u cilju nadgledanja i upravljanja, a zavisi permanentno od primijenjenog algoritma. Postoje brojni radovi u kojima se autori bave ovom problematikom [14]–[17]. U radu je izložen pregled postojećih algoritama za rad PMU uređaja, kao i njihova klasifikacija. Kao rezultat istraživanja, predložen je adaptivni algoritam za estimaciju sinhrofazora. Izvršeno je poređenje sa reprezentativnim postojećim metodama, na bazi simulacionih testova koji su definisani u standardu za sinhrofazore.

U prvoj glavi detaljnije su opisani WAMPAC sistemi i arhitektura PMU uređaja. Standard za sinhrofazore, kriterijumi performansi i simulacioni testovi tema su drugog polavlja, dok je u trećoj glavi dat pregled postojećih algoritama za rad PMU uređaja. Objašnjenje predložene adaptivne metode i rezultati njenog poređenja sa odabranim metodama prikazani su u četvrtoj glavi. Zaključak se nalazi na kraju rada, kao i korištena literatura, dok je u dodatku priložen programski kod u Matlabu pomoću kojeg su izvršene prezentovane simulacije.

Glava 1.

PMU UREĐAJI

1.1 Uvod

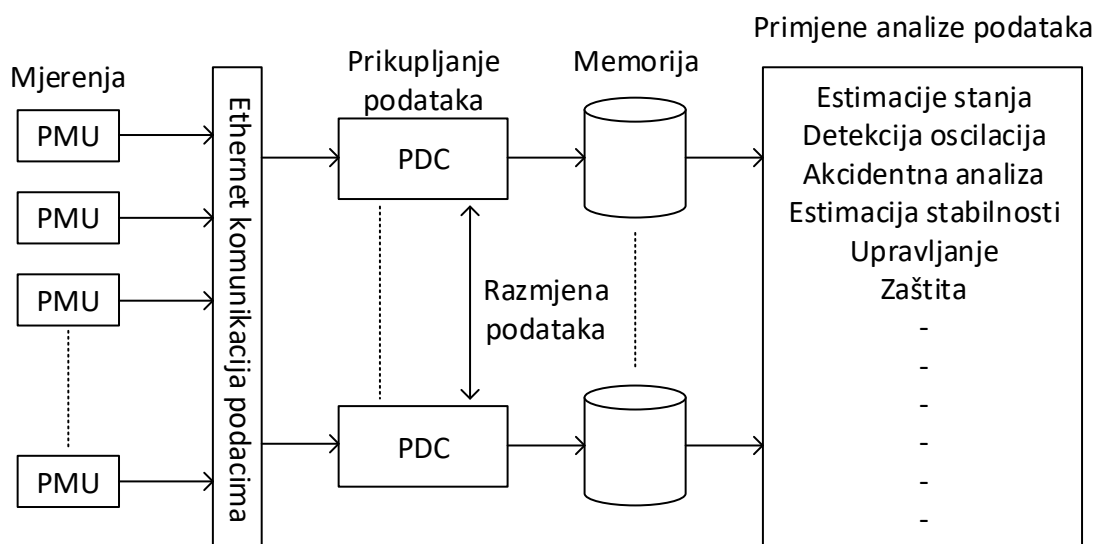
Neprekidno nadgledanje parametara EES-a je neophodno u cilju uvida u stanje sistema. Na osnovu dostupnih informacija preduzimaju se potrebne korektivne aktivnosti sa ciljem očuvanja stabilnosti sistema. Veličine poput aktivne i reaktivne snage, napona na sabirnici, kao i frekvencije, najčešće su veličine koje se moraju mjeriti i nadgledati neprestano [11]. Pored nabrojanih veličina, fazni pomjeraj predstavlja veoma bitan parametar EES-a, iz razloga što njegovo mjerenje omogućava znatno kvalitetniji i detaljniji uvid u dinamiku sistema, odnosno precizniju estimaciju relevantnih informacija o sistemu. Usljed povećanja broja distribuiranih proizvodnih jedinica kao i obnovljivih izvora energije, prepoznaje se potreba za mjernim tehnikama koje ostvaruju povoljan balans između preciznosti i vremena odziva [19].

WAMS (*Wide Area Measurement Systems*) sistemi predstavljaju infrastrukturu koja omogućava akviziciju potrebnih informacija o EES-u na značajnim tačkama sistema, kao i njihovu analizu [18]. PMU uređaji predstavljaju primarnu jedinicu WAMS sistema i imaju sposobnost da odgovore zahtjevima koji se prepoznaju u procesu nadgledanja, zaštite i upravljanja modernim EES-om. U okviru WAMS sistema, podaci koje obezbjeđuju PMU uređaji se procesiraju i odgovarajuće analize se sprovode nad njima. Rad uređaja za mjerenje fazora se sastoji od mjerenja signala (naponskog/strujnog), estimacije parametara usvojenog modela fazora i određivanja vremenskog trenutka u kojem je mjerenje izvršeno. Mjerenja sa pojedinačnih uređaja su vremenski sinhronizovana uz pomoć **GPS** (*Global Positioning Systems*) tehnologije, zahvaljujući čemu je moguće porediti estimacije sa dvije lokacije koje su proizvoljno udaljene. Vremensko određivanje estimacija omogućava *off-line* analizu estimacija, čime je brzina prenosa podataka prestala da bude imperativ u procesu nadgledanja EES-a. Vremenska usklađenost PMU uređaja omogućava i uvid u dinamiku sistema, kako na lokalnom nivou, tako i na svakom većem strukturnom nivou. Sa pojavom ovih uređaja, odnosno WAMS sistema, omogućeno je pouzdano i precizno nadgledanje elektroenergetskog sistema, na različitim strukturnim nivoima. Estimirane vrijednosti parametara signala, osim za potrebe nadgledanja, sve više imaju svoju primjenu u upravljanju i zaštiti EES-a. Na slici 1.1 prikazan je primjer PMU uređaja.



Slika 1.1. *Primjer uređaja za mjerenje fazora [20]*

Estimirani podaci, koje generiše PMU uređaj se prosljeđuju koncentratoru (**PDC – Phasor Data Concentrator**), uređaju koji prikuplja i organizuje rezultate procesa estimacije. Pored estimiranih parametara fazora, koncentratoru pristizhe i informacija o vremenskom trenutku u kojem je izvršeno mjerenje. Zadatak PDC uređaja jeste da prikuplja i sortira dolazne porcije podataka sa raznih PMU jedinica. Podaci se mogu arhivirati lokalno, pri čemu se sama analiza primjenjuje naknadno ili se mogu prenositi na određenu lokaciju sa ciljem upravljanja EES-om [11]. Komunikacioni protokoli između PMU i PDC uređaja definisani su važećim standardom za sinhrofazore [21]. Broj PMU jedinica koji prosljeđuju podatke jednom PDC uređaju je uslovljen hardverskim kapacitetima koncentratora [11]. Na slici 1.2 prikazana je arhitektura WAMS sistema.



Slika 1.2. *Arhitektura WAMPAC sistema*

Primjena PMU uređaja, kao primarne jedinice WAMS sistema predstavlja aktuelnu tematiku u naučnoj zajednici što se može zaključiti na osnovu broja objavljenih naučnih radova posljednjih godina, koji intezivno analiziraju, predlažu i pokazuju nove prednosti korišćenja WAMS sistema. U radu [22] je izvršena klasifikacija radova koji proučavaju WAMS sisteme u devet kategorija:

1. algoritmi za estimaciju sinhrofazora, kao i radovi čija je tema struktura PMU uređaja i/ili WAMS sistema,

2. generalni uvod u algoritme za estimaciju sinhrofazora, PMU uređaje i/ili WAMS sisteme,
3. alokacija PMU uređaja u EES-u.
4. estimacija stanja EES-a, na osnovu estimiranih fazora pomoću PMU uređaja,
5. validacija modela, kalibracija pomoću PMU uređaja,
6. detekcija otkaza/“događaja“ i njihova lokalizacija, pomoću PMU uređaja,
7. nadgledanje EES-a pomoću WAMS sistema, kao i predikcija događaja/otkaza,
8. upravljačke strategije, bazirane na WAMS sistemu i
9. zaštitne strategije, bazirane na WAMS sistemu.

Značaj WAMS sistema za razvoj EES-a se može analizirati na osnovu dinamike uvećanja broja objavljenih naučnih radova posvećenih ovoj tematici, kao i prema broju implementiranih jedinica u praksi. Na primjeru Sjeverne Amerike, broj ugrađenih PMU jedinica je porastao sa 166, koliko ih je bilo 2009. godine, na 1700 uređaja u 2015. godini [23].

1.2 Razvoj algoritama za PMU uređaje

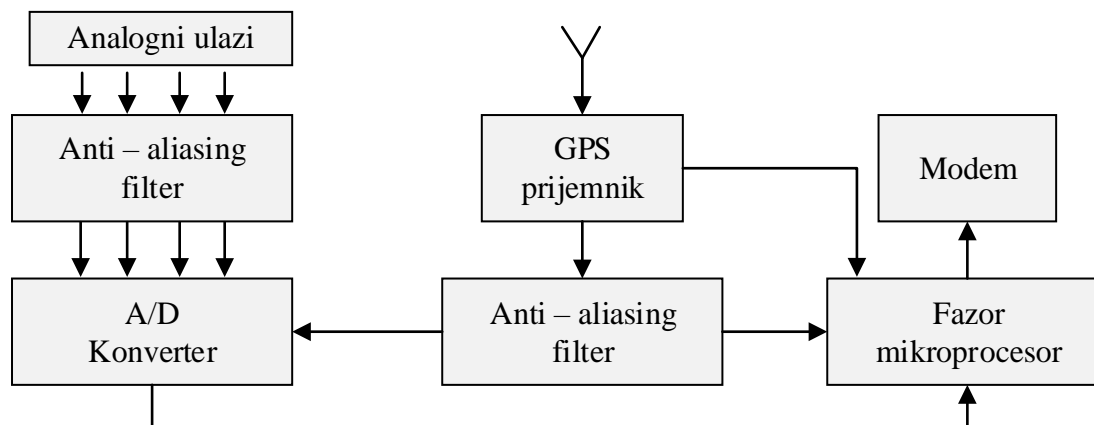
Ideju o vremenski usklađenom mjerenju fazora u elektroenergetskim sistemima prvi put su iznijeli *Phadke, Thorp* i *Adamiak* u svom radu, objavljenom 1983. godine [24]. Namjera istraživača bila je da decentralizuju obradu mjerenih podataka i da projektuju uređaj koji bi se nalazio u samoj trafostanici i vršio estimaciju stanja sistema. Težnja za lokalnom obradom signala u elektroenergetskim objektima postajala je i godinama ranije. Predloženi metod za estimaciju fazora je koristio pozitivnu sekvencu naponskog/strujnog signala. Može se reći da je ovim radom započet proces osmišljavanja WAMS sistema kao i njegove funkcionalne jedinice – PMU uređaja. Nedostatak decentralizovanog mjerenja u trafostanicama dugo vremena je bila nemogućnost vremenske sinhronizacije mjerenja sa više uređaja. Razlog tome jeste upravo nepostojanje univerzalnog referentnog vremenskog brojača, koji bi omogućio tačnost u vremenskom označavanju estimacija fazora reda 0.1 ms [11].

Pojavom mogućnosti korišćenja usluga GPS (*Global positioning Servis*) servisa [25], [26] omogućeno je vremensko označavanje estimacije, kao i vremensko usklađivanje estimacija sa svih PMU uređaja. Koncept sinhronizovanog mjerenja fazora uz pomoć GPS servisa predložio je *Phadke* u svom radu [27]. Vremenska sinhronizacija mjerenja omogućila je određivanje faznih referenci signala napona/struje u svim mjernim stanicama. U istom radu su predložene primjene sinhronizovanog mjerenja fazora, kao što su: estimacija stanja, predikcija nestabilnosti, adaptivna zaštita, napredno upravljanje. Implementacijom WAMS sistema stvorili su se uslovi za kvalitetan uvid u stanje

elektroenergetskih sistema. U radovima [28]–[32] prikazani su i analizirani rezultati mjerenja PMU uređajima u slučaju otkaza u elektroenergetskim sistemima, širom svijeta.

1.3 Arhitektura PMU uređaja

Na slici 1.3 prikazana je blokovska arhitektura PMU uređaja. Svaki od prikazanih blokova ima svoju ulogu u procesu obrade mjerenog signala, sa ciljem da se koncentratoru prosljedi što tačnija estimacija parametara signala u skladu sa usvojenim modelom, bez obzira na smetnje koje su prisutne.



Slika 1.3. Arhitektura PMU uređaja

PMU uređaji obezbjeđuju estimaciju parametara usvojenog modela mjerenog signala, u obliku vremenski označenih frejmova (TTF – *time-tagged frames*) konstantnom učestanošću, koja se naziva frekvencijom izvještavanja (F_s – *reporting rate*) i izražava se u frejmovima u sekundi (FPS – *frames per second*). U skladu sa usvojenom brzinom izvještavanja definiše se dužina računskog prozora. Nad odbircima unutar jednog računskog prozora vrši se analiza i estimiraju se parametri sinhrofazora. Kao vremenski trenutak izvještaja najčešće se usvaja trenutak odabiranja središnjeg odbirka unutar računskog prozora. S obzirom na činjenicu da se fazni ugao signala određuje relativno u odnosu na usvojenu vremensku referencu, upoređivanje ovog parametra između PMU uređaja moguće je samo pod uslovom da je vremenska referenca zajednička za sve uređaje. PMU uređaj prosljeđuje estimirane vrijednosti usvojenom učestanošću, pri čemu su trenuci izvještavanja ekvidistantni u vremenu. Dozvoljene vrijednosti brzine izvještavanja, u zavisnosti od vrijednosti nominalne frekvencije EES-a definisane su u standardu [33] i prikazane su u tabeli 1.1.

Tabela 1.1. Dozvoljene vrijednosti brzine izvještavanja PMU uređaja [33]

Učestanost izvještavanja za EES, $F_{nom} = 50$ Hz [izvještaja/sekundi]		
10	25	50

Učestanost izvještavanja za EES, $F_{\text{nom}} = 60 \text{ Hz}$ [izvještaja/sekundi]					
10	12	15	20	30	60

Pored navedenih vrijednosti, mogu se koristiti i veće i manje brzine izvještavanja. Veće vrijednosti su pogodnije za upravljanje sistemom ili analizu dinamike sistema, dok manje brzine mogu biti korisne za izvještavanje SCADA sistema, kao na primjer tokova snaga ili estimacije stanja [34].

1.3.1 Ulazni signali

Podaci koji pristižu uređaju za mjerenje fazora jesu analogni signali napona i struje, dobijeni pomoću mjernih transformatora. Najčešće su u praksi izvodi mjernih transformatora direktno povezani na PMU uređaj. Uticaj transduktora na tačnost estimacije PMU uređaja predstavlja aktuelnu i prilično detaljno razmatranu problematiku u naučnoj zajednici. Kako su izvodi sekundarnog namotaja mjernih transformatora najčešće direktno povezani na PMU uređaj, odstupanje vrijednosti prenosnog odnosa od definisane, prelazni procesi u transformatorima, kao i vrijednost faznog pomjeraja direktno utiču na tačnost mjerenja PMU uređaja [35]. Takođe, saturacija kod strujnih transformatora, feromagnetna rezonanca i tranzijentni odziv naponskog transformatora doprinose nepreciznosti u estimaciji.

U tom pogledu, razvijene su odgovarajuće metode kompenzacije [35], [36]. Kako bi se izbjegla greška usljed fazne modulacije, kojoj doprinose i transformatori unutar samog uređaja razvijene su i primjenjuju se različite tehnike kompenzacije [37]. Postojeći načini kompenzacije greške koju unose transduktori podrazumijevaju poznat detaljan opis mjernih transformatora, što je u praksi najčešće nedostupno, u najvećoj mjeri zbog činjenice da određeni parametri od važnosti mjernih transformatora zavise od radnog stanja. U radu [35], pored detaljnog razmatranja uticaja mjernih transformatora na preciznost rada PMU uređaja, iznijete su određene preporuke za izbor mjernih transformatora, koji se uparuju sa PMU uređajima.

1.3.2 Anti-aliasing filter

Odabiranje signala predstavlja prvi korak u procesu digitalne obrade signala [38] i vrši se u ekvidistantnim vremenskim trenucima:

$$t(k) = k\Delta T (k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4, \dots), \quad (1.1)$$

gdje T predstavlja vremensku periodu odabiranja. S obzirom na to da se većina postojećih algoritama za estimaciju sinhrofazora realizuje u frekvencijskom domenu, bitno je pomenuti da proces odabiranja mijenja spektar mjerenog signala. Upotreba „*anti-aliasing*„ niskopropusnog filtra ima za cilj da neutrališe negativan uticaj procesa odabiranja na spektar samog signala koji se obrađuje.

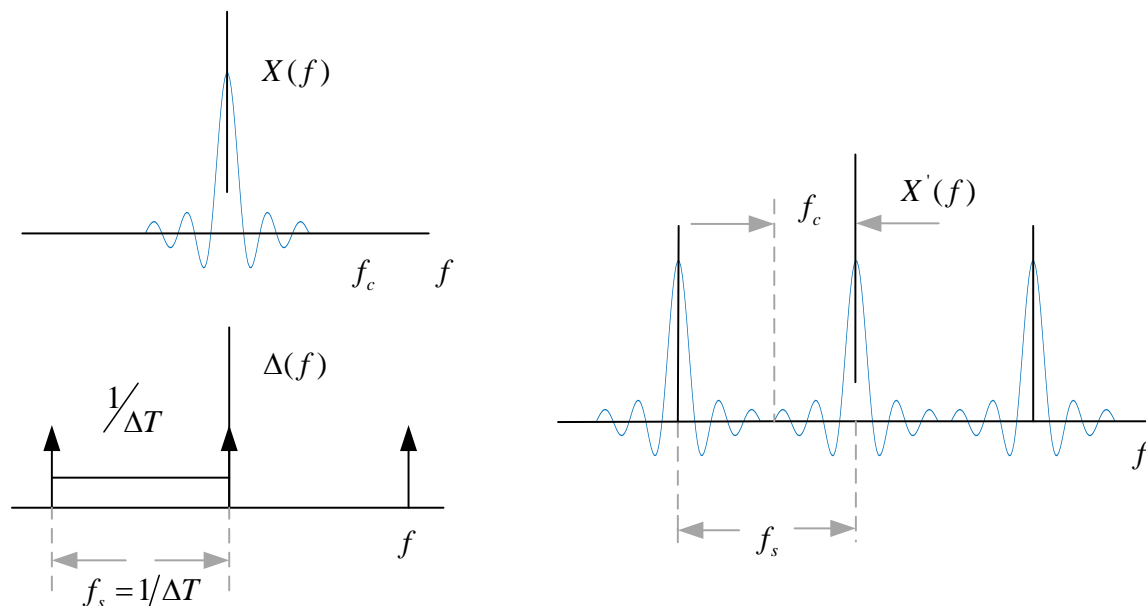
Odabrani signal se može analitički predstaviti funkcijom vremena $x'(t)$, koja se sastoji od ekvidistantnih impulsa čiji je intezitet jednak vrijednosti ulaznog signala u odgovarajućem vremenskom trenutku:

$$x'(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k\Delta T) \delta(t - k\Delta T). \quad (1.2)$$

U postupku određivanja Furijeove transformacije odabranog signala koristi se osobina ekvivalentnosti operacije proizvoda u vremenskom domenu i konvolucije u frekvencijskom domenu. Računajući Furijeovu transformaciju odabranog signala [24], dobija se sljedeća funkcija:

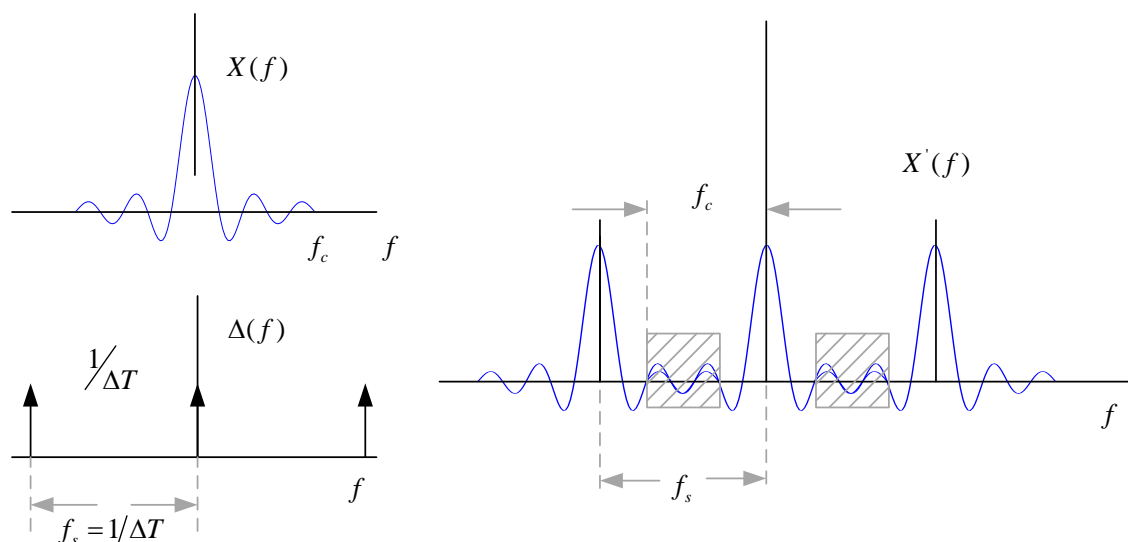
$$X'(f) = \frac{1}{\Delta T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X\left(f - \frac{k}{\Delta T}\right). \quad (1.3)$$

Za razliku od Furijeove transformacije ulaznog signala, čiji je frekvencijski spektar ograničen, kod odabranog signala to nije slučaj, već je u pitanju beskonačna povorka Furijeovih transformacija ulaznog signala. U slučaju kada je vrijednost frekvencije odabiranja signala veća od dvostruke vrijednosti maksimalne učestanosti u spektru ulaznog signala, u frekvencijskom spektru odabranog signala neće doći do preklapanja susjednih povorki Furijeovih transformacija ulaznog signala. Ovaj slučaj je prikazan na slici 1.4.



Slika 1.4. Furijeova transformacija odabranog signala, u slučaju kada je frekvencija odabiranja f_s veća od dvostruke vrijednosti maksimalne učestanosti u spektru signala f_c

U drugom slučaju, kada je vrijednost maksimalne učestanosti spektra mjereno signala veća od polovine vrijednosti frekvencije odabiranja, tada dolazi do fenomena koji u literaturi nosi naziv preklapanje spektra (*aliasing*) i opisuje pojavu prikazanu na slici 1.5. Na slici se može uočiti opisana modifikacija spektra odabranog signala.



Slika 1.5. Furijeova transformacija odabranog signala, u slučaju kada je frekvencija odabiranja f_s manja od dvostruke vrijednosti maksimalne učestanosti u spektru signala f_c

Kako bi se izbjegla pojava fenomena *aliasing*-a, u praksi se koristi tzv. *anti-aliasing* filter, koji ograničava frekvencijski spektar ulaznog signala do vrijednosti manje od polovine odabrane vrijednosti frekvencije odabiranja [14]. Ograničavanjem spektra mjenog signala onemogućava se *curenje* spektra, odnosno pojava da se energija komponenti signala iznad opisane granične vrijednosti frekvencije raspoređuje na komponente sa manjom vrijednošću frekvencije.

1.3.3 A/D konvertor

Analogno digitalni konvertor predstavlja električno kolo pomoću kojeg se ulazni analogni signal transformiše u digitalni signal i čini ga pogodnim za obradu pomoću mikroprocesora. Konverzija je kontrolisana modulom za vremensku sinhronizaciju, najčešće PLL (*Phase Locked Loop*) kontrolnim strujnim kolom. Trenutno, većina uređaja na tržištu koristi vrijednosti frekvencije odabiranja reda desetina hiljada odbiraka signala u sek.undi. Takođe, predlažu se inovacije u hardverskoj i softverskoj realizaciji A/D konvertora, sa ciljem preciznijeg odabiranja signala, i kasnije estimacije sinhrofazora [39].

1.3.4 Vremenska sinhronizacija

PMU uređaj određuje vremenski trenutak u kojem su nastala mjerenja i na taj način ih usklađuje sa mjerenjima ostalih PMU jedinica. Postoji više mogućih izvora univerzalne vremenske baze, pri čemu se u praksi najčešće koristi GPS sistem. Uređaj može posjedovati integrisani GPS prijemnik ili komunicirati sa eksternim prijemnikom [37].

1.3.5 Algoritam za estimaciju sinhrofazora

Primjenom određenog algoritma za estimaciju sinhrofazora estimiraju se parametri usvojenog modela fazora, koji predstavljaju rezultat rada PMU uređaja. Izvještaj PMU uređaja vremenskog trenutka sadrži informacije o estimiranim vrijednostima fazora, frekvencije i prvog izvoda frekvencije (ROCOF – *Rate of Change of Frequency*) mjenenog signala. Potrebno je izvršiti kompenzaciju kašnjenja koja nastaju pri obradi signala, uključujući filtriranje analognog signala, odabiranje, kao i grupno kašnjenje. Ukoliko su sva postojeća izobličenja mjenenog signala nastalih obradom istog u izvještaju PMU uređaja kompenzovana, vremenski trenutak centralnog odbirka računskog prozora može biti usvojen kao referentni vremenski trenutak za estimirane parametre fazora, pod uslovom da su koeficijenti filtra koji se primjenjuje simetrični u odnosu na središte računskog prozora [33].

1.3.6 Slanje podataka

Dobijeni podaci sa PMU uređaja se prosljeđuju koncentratoru podataka. Komunikacioni protokol mora biti u skladu sa važećim standardom za razmjenu podataka u EES-u [21].

1.4 Fazorska reprezentacija sinusoide

Elektroenergetski sistemi danas u najvećoj mjeri koriste naizmjenične (kosinusoidalne) oblike napona, odnosno struje, u cilju efikasnijeg i pouzdanijeg manipulisanja električnom energijom.

Naponski/strujni signal u elektroenergetskom sistemu predstavlja kompoziciju osnovnog harmonika (kosinusoida nominalne frekvencije), ostalih harmonika prisutnih u mjerenjima (interharmonici i viši harmonici), pri čemu su sve nabrojane komponente signala kontanimirane šumom. Kako EES predstavlja izrazito nelinearan sistem, svi parametri nabrojanih komponenata signala su vremenski promjenjivi.

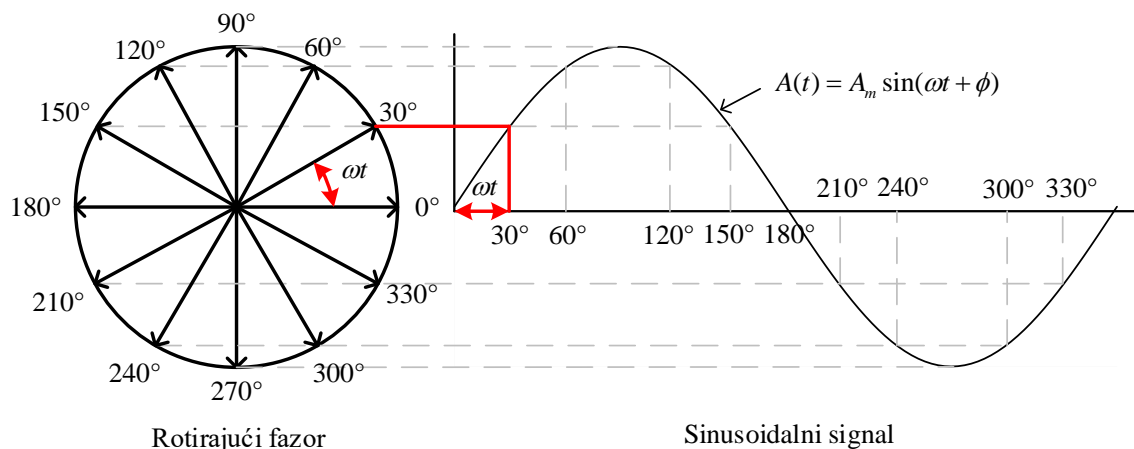
Osnovna komponenta naponskog signala faznog napona elektroenergetskog sistema se može predstaviti sljedećim analitičkim modelom:

$$v(n) = A \cos(\omega_0 n T + \phi_0) = A \cos(2\pi f_0 n T + \phi_0), \quad (1.4)$$

gdje je A amplituda signala, f_0 je fundamentalna frekvencija, T je vremenska perioda odabiranja signala, ω_0 je ugaona frekvencija signala, dok je θ_0 fazni pomjeraj mjenenog signala u odnosu na signal nominalne frekvencije. Pojam **fazora** je široko usvojen i on predstavlja analitički model naponskog/strujnog signala u kompleksnom obliku:

$$V = \left(\frac{V_m}{\sqrt{2}}\right) e^{j\phi} = V_r + jV_i. \quad (1.5)$$

Ideja fazora se sastoji u predstavljanju kosinusoidalnog signala pomoću kompleksne funkcije – kompleksnog fazora, što je prikazano na slici 1.6. Amplituda fazora jednaka je amplitudi kosinusnog signala u datom trenutku vremena, dok je fazni ugao fazora jednak faznom pomjeraju kosinusnog signala. Informacija o vrijednosti signala sadržana je u realnoj komponenti fazora.



Slika 1.6. Fazorska reprezentacija sinusnog signala

1.5 Standardizacija estimacije sinhrofazora

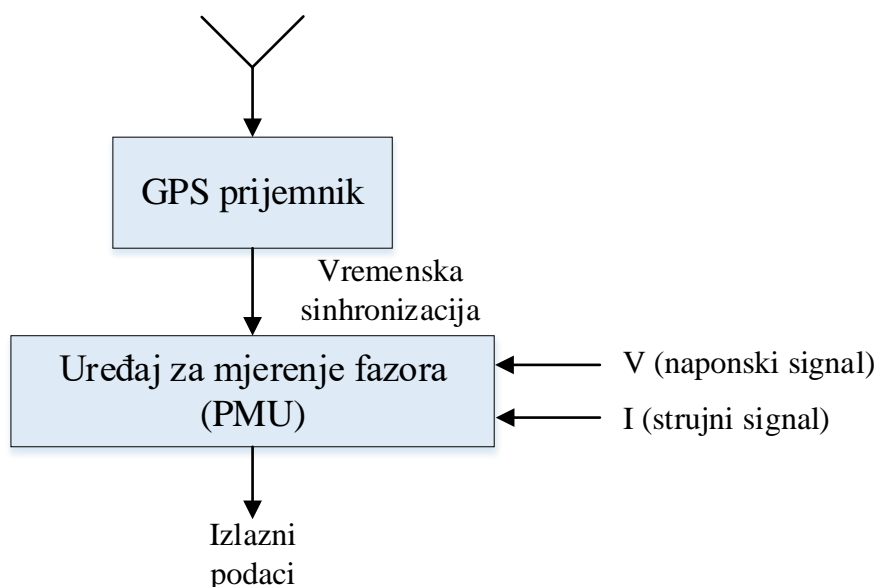
Godine 1998. udruženje *IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers)* izdaje svoj standard za mjerenje sinhrofazora, pod nazivom „*IEEE Standard for Synchrophasor for Power Systems*“ [29]. Ovaj standard je doživio dvije revizije, prvu 2005. godine [41] i drugu 2011. godine, kroz dva standarda [21], [33]. Posljednja verzija standarda nastala je dopunom važećeg 2014. godine [34]. Standard za sinhrofazore definiše dvije klase PMU uređaja, P (*Protection*) klasa čija osnovna funkcija jeste zaštita EES-a i M (*Measurement*) klasa, čiji imperativ jeste postizanje velike tačnosti u estimaciji. Prvobitno ova podjela je definisana u drugom izdanju standarda kroz dva nivoa, nivo 0 i nivo 1 uređaja [41]. U sljedećoj verziji standarda klasifikacija PMU uređaja dobija novi naziv i u njemu se definišu P i M klasa uređaja. Od P klase uređaja se očekuje minimalno kašnjenje u izvještavanju, što negativno utiče na preciznost, dok je M klasi uređaja dozvoljeno veće kašnjenje, pri čemu su zahtjevi za tačnošću rigorozniji. S obzirom na to da imaju različitu primjenu u praksi, razlikuju su i uslovi definisani u standardu, a koji se tiču očekivanih performansi rada PMU uređaja. U glavi 2 dat je detaljan pregled zahtjeva propisanih važećim standardom, kao i simulacionih testova kojima se utvrđuju performanse metoda.

Glava 2

STANDARD ZA MJERENJE SINHFROFAZORA

2.1 Uvod

U prvom dijelu rada pomenuto je da je prvi standard za sinhrofazore, *IEEE Std 1344-1995*, izdat 1995. godine od strane IEEE udruženja [29]. U njemu su definisana pravila za mjerenje signala, vremensku sinhronizaciju mjerenih odbiraka i estimaciju sinhrofazora. Takođe, definisani su pojmovi tačnosti estimacije, hardverske i softverske strukture PMU uređaja, kao i procesa estimacije. Na slici 2.1 je prikazana blokovska arhitektura PMU uređaja, definisana u prvom standardu.



Slika 2.1 Blokovska arhitektura PMU uređaja, predložena u prvom standardu za sinhrofazore

Godine 2005. postojeći standard je zamijenjen novim – *Std C37.117-2005* [41]. U odnosu na prvobitni standard, dostupna su dodatna pojašnjenja definicija fazora i sinhrofazora. Definisan je pojam TVE (*Total Vector Error*) i predloženi su simulacioni testovi pomoću kojih se utvrđuje preciznost rada metoda za estimaciju sinhrofazora. Takođe, formati poruka za komunikaciju sa drugim sistemima su unaprijeđeni [41].

Godine 2009. IEEE započinje zajednički projekat sa IEC (*International Electrotechnical Commission*) udruženjem. Cilj projekta je bio da se uskladi komunikacija u realnom vremenu, definisana u standardu **C37.118** sa IEC standardom za komunikaciju, **IEC 6158**. Saradnja je dovela do podjele nove verzije standarda za sinhrofazore u dvije cjeline. Tako su 2011. godine stvorena dva standarda, **IEEE Std C37.118.1-2011** [33], čija su tema simulacioni testovi za evaluaciju metoda za estimaciju sinhrofazora, kao i **IEEE Std C37.118.2-2011** [21], koji definiše format poruka, kao i komunikacione protokole između samih uređaja. Takođe, pomenute dvije organizacije saraduju na kreiranju novog IEC standarda za mjerenje PMU uređajima, koji će nositi naziv **IEC 60255-118-1** [42]. Standard **C37.118.1-2011** dopunjuje zahtjeve za estimaciju fazora u stacionarnom stanju i dodatno definiše uslove za mjerenje u dinamičkim uslovima fazora. Definisani su pojmovi frekvencije i brzine promjene frekvencije (*ROCOF, Rate Of Change Of Frequency*), kao i odgovarajući zahtjevi za preciznošću pri estimaciji istih. Konačno, navedeni važeći standard za mjerenje sinhrofazora, koji će biti predmet ovog poglavlja, doživio je dopunu 2014. godine [34].

Sa ciljem obezbjeđivanja pouzdanog rada PMU uređaja, važećim standardom je definisan niz simulacionih testova. Zadatak simulacionih testova jeste da vještački oponašaju različite procese u elektroenergetskim sistemima. U skladu sa tim su definisani testovi u kojima se simulira stacionarno stanje fazora, odnosno grupa testova u kojima se simulira dinamičko stanje fazora. Za svaki test su definisani odgovarajući pokazatelji performansi i njihove maksimalne dozvoljene vrijednosti. Primjenjujući određeni simulacioni test na algoritam koji se razmatra, zatim upoređujući proračunate vrijednosti kriterijuma performansi sa odgovarajućim iz standarda, analizira se usaglašenost algoritma za estimaciju sinhrofazora sa standardom.

Poglavlje je organizovano na sljedeći način – u prvom dijelu su date definicije i pojašnjenja pojmova koji su korišteni u standardima. Zatim su izloženi kriterijumi koji služe za procjenu tačnosti metoda za estimaciju sinhrofazora. Takođe, dat je pregled simulacionih testova koji služe za evaluaciju razmatranih metoda.

2.2 Definicija sinhrofazora, frekvencije i ROCOF

Naponski/strujni signal u elektroenergetskom sistemu sastoji se od fundamentalne komponente, sinusoidalnog oblika, zatim interharmonika i viših harmonika, kao i prisutnog šuma. Parametri svih navedenih komponenti su vremenski promjenjivi, što proces estimacije čini izrazito zahtjevnim i računski kompleksnim. U važećem standardu za mjerenje sinhrofazora definisani su kriterijumi performansi u procesu estimacije fazora, dat je opis simulacionih testova za evaluaciju mjerenja, kao i pregled dozvoljenih vrijednosti definisanih pokazatelja tačnosti estimacije [33]. U nastavku su date definicije osnovnih pojmova.

2.2.1 Definicija sinhrofazora

Sinhronizovani fazor ili *sinhrofazor* signala $x(t)$ iz relacije (2.1) predstavlja kompleksnu funkciju $X(t)$, čije su vrijednosti amplitude i faznog ugla jednake trenutnoj efektivnoj vrijednosti amplitude i faznog pomjeraja osnovne komponente mjenog signala $x(t)$, pri čemu se fazni pomjeraj fazora određuje u odnosu na usvojenu vremensku referencu [33]. Kosinusni signal se može analitički predstaviti sljedećom formulom:

$$x(t) = X_m \cos(2\pi ft + \varphi), \quad (2.1)$$

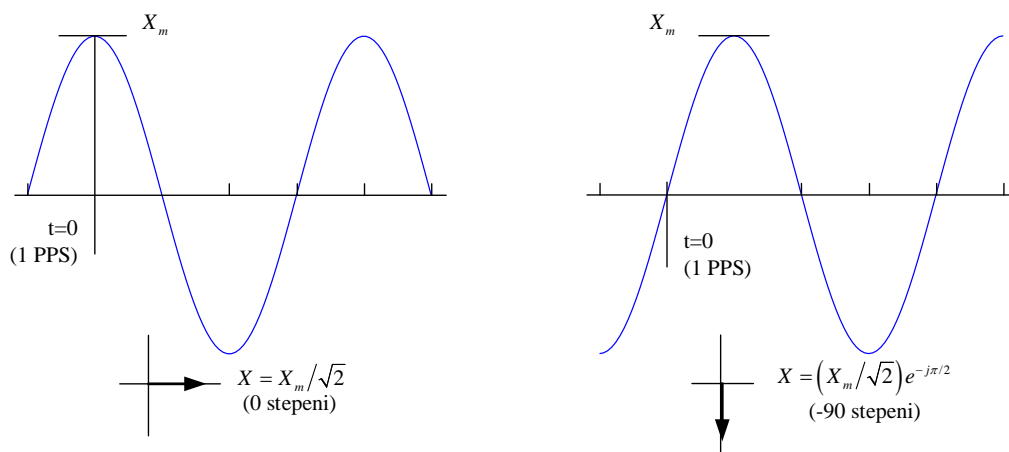
gdje je X_m amplituda signala, f predstavlja frekvenciju i φ je fazni ugao kosinusnog signala. U skladu sa pojmom fazora [33], kosinusni signal može zapisati na sljedeći način:

$$X = \frac{X_m}{\sqrt{2}} e^{j\varphi} = \frac{X_m}{\sqrt{2}} (\cos \varphi + j \sin \varphi) = X_r + jX_i. \quad (2.2)$$

Moduo fazora jednak je efektivnoj vrijednosti signala $X_m/2$, dok su X_r i X_i realni, odnosno imaginarni dio kompleksnog fazora. Vrijednost faznog ugla fazora zavisi od vremenske reference. Ako se usvoji trenutak vremena $t=0$, pojam sinhrofazora se može definisati na sljedeći način:

Signal $x(t)$, definisan relacijom (2.1), može se predstaviti u obliku sinhrofazora, signalom X , definisanim relacijom (2.2), pri čemu fazni ugao φ predstavlja trenutni fazni pomjeraj u odnosu na kosinusni signal, nominalne frekvencije, koji je sinhronizovan sa UTC (*Universal Time Coordinated*) bazom.

Na slici 2.2 prikazana je konvencija za sinhrofazorsku reprezentaciju. Kosinusni signal koji je dat na lijevoj strani slike dostiže maksimalnu vrijednost u trenutku $t=0$, dakle fazni ugao sinhrofazora je 0 stepeni kada signal doživljava svoju maksimalnu vrijednost pri isteku sekunde u UTC sistemu, odnosno pri uzlaznoj ivici impulsa PPS (*Pulse Per Second*) vremenskog signala. Signal prikazan na desnoj strani slike u trenutku $t=0$ prelazi iz negativne vrijednosti u pozitivnu, odnosno ugao sinhrofazora je jednak -90 stepeni, pri isteku sekunde UTC baze (uzlazni impuls PPS signala) [33].



Slika 2.2 Konvencija za sinhrofazorsku reprezentaciju

2.2.2 Frekvencija i ROCOF

U elektroenergetskom sistemu amplituda i frekvencija naponskog/strujnog signala predstavlja funkciju vremena. Frekvencija signala se može prikazati sumom nominalne frekvencije sistema i trenutnom devijacijom frekvencije signala od nominalne, kao što je vidljivo u relaciji (2.3).

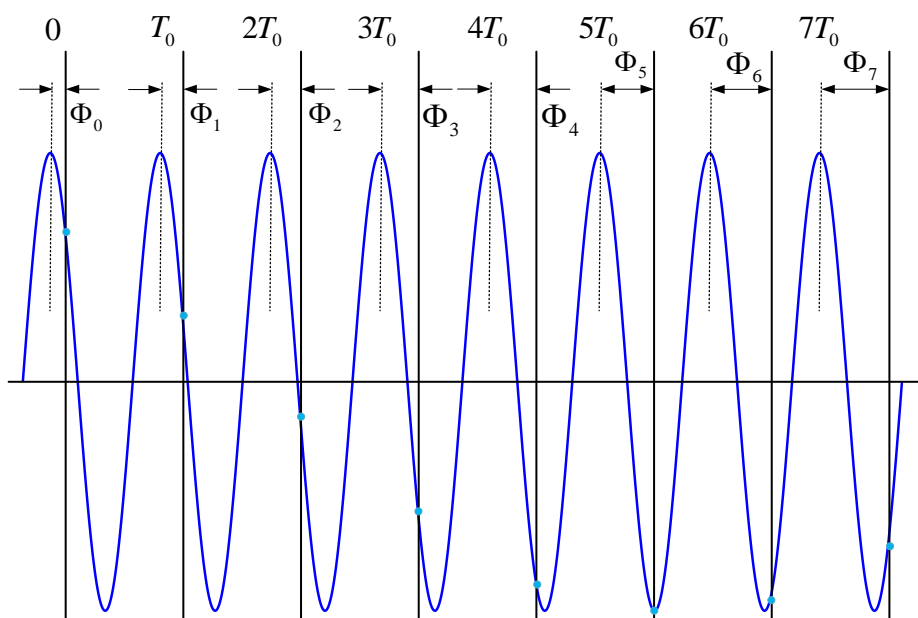
$$x(t) = X_m(t) \cos\left(2\pi \int f dt + \varphi\right) = X_m(t) \cos\left(2\pi \int (f_0 + g(t)) dt + \varphi\right) = X_m(t) \cos\left(2\pi f_0 t + \left(2\pi \int g(t) dt + \varphi\right)\right), \quad (2.3)$$

gdje f_0 predstavlja nominalnu frekvenciju sistema, odnosno $g(t)$ predstavlja trenutnu devijaciju frekvencije od nominalne. U kompleksnom obliku, sa usvojenom pretpostavkom vremenske promjenjivosti parametara, dobija se sljedeći oblik dinamičkog sinhrofazora:

$$X(t) = \frac{X_m(t)}{\sqrt{2}} e^{j(2\pi \int g(t) dt + \varphi)}. \quad (2.4)$$

U slučaju kada je amplituda osnovne komponente signala konstantna u vremenu i jednaka X_m , odnosno kada je devijacija frekvencije konstantna, $g = \Delta f = f - f_0$, sinhrofazor ima sljedeći oblik:

$$X(t) = \frac{X_m}{\sqrt{2}} e^{j(2\pi \Delta f t + \varphi)}. \quad (2.5)$$



Slika 2.3 Sinusoida sa nenominalnom frekvencijom, $f > f_0$, odabiran svakih T_0 sekundi

Dakle u ovom slučaju sinhrofazor rotira konstantnom frekvencijom Δf , koja je jednaka razlici trenutne i nominalne frekvencije. Efekat konstantnog odstupanja frekvencije se vidi na slici 2.3, na kojoj fazni pomjeraj sinhrofazora raste konstantnom brzinom $2\pi(f-f_0)T_0$.

U standardu su pored pojma sinhrofazora definisani pojmovi frekvencije i ROCOF-a za kosinusni signal koji je opisan sljedećom analitičkom formulom:

$$x(t) = X_m \cos(\theta(t)), \quad (2.6)$$

pri čemu se frekvencija definiše izrazom:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(t)}{dt}. \quad (2.7)$$

Drugi parametar nosi naziv ROCOF i predstavlja brzinu promjene frekvencije u vremenu, a definiše se na sljedeći način:

$$ROCOF(t) = \frac{d\left(\frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(t)}{dt}\right)}{dt} = \frac{df(t)}{dt}. \quad (2.8)$$

Ukoliko se argument kosinusne funkcije iz jednačine (2.7) predstavi sumom dva člana, prvog koji predstavlja fazni ugao signala nominalne frekvencije i drugog, koji nosi informaciju o oscilaciji frekvencije u odnosu na nominalnu vrijednost i početnog faznog pomjeraja:

$$\theta(t) = 2\pi f_0 t + \varphi(t) = 2\pi \left[f_0 t + \frac{\varphi(t)}{2\pi} \right], \quad (2.9)$$

frekvencija i ROCOF su definisane jednačinama (2.10) i (2.11):

$$f(t) = f_0 + \frac{d\left(\frac{\varphi(t)}{2\pi}\right)}{dt} = f_0 + \Delta f(t), \quad (2.10)$$

$$ROCOF(t) = \frac{d^2\left(\frac{\varphi(t)}{2\pi}\right)}{dt^2} = d(\Delta f(t))/dt. \quad (2.11)$$

2.3 Evaluacija tačnosti estimacija

Evaluacija tačnosti estimacija predstavlja proces utvrđivanja tačnosti estimiranih parametara sinhrofazora. U standardu **Std C37.118-2005** definisan je jedan indikator za evaluaciju rada PMU uređaja, TVE. U sljedećem standardu, C37.118.1-2011, definisana su još dva indikatora: FE (*Frequency Error*) i RFE (*Rate of change of frequency error*) [37].

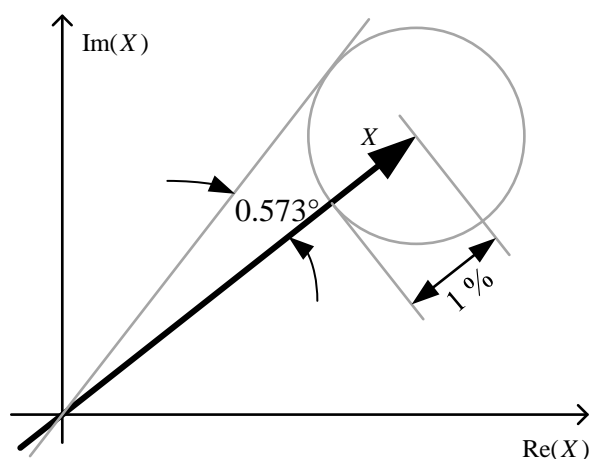
2.3.1 TVE

TVE predstavlja jedan od indikatora za evaluaciju estimacija, čija je vrijednost jednaka razlici teorijske i estimirane vrijednosti sinhfotazora u određenom trenutku vremena [33]. Vrijednost TVE je bitan pokazatelj performansi estimacije sinhfotazora. Uvedena je sa ciljem da se pojednostave zahtjevi za evaluacijom preciznosti rada PMU uređaja, na način da integriše više izvora smetnji u procesu estimacije. Do trećeg izdanja standarda za estimaciju sinhfotazora, TVE je bio jedini indikator performansi estimacije u stacionarnim i dinamičkim uslovima, a definiše se sljedećom relacijom:

$$TVE(n) = \sqrt{\frac{(\hat{X}_r(n) - X_r(n))^2 + (\hat{X}_i(n) + X_i(n))^2}{(X_r(n))^2 + (X_i(n))^2}}, \quad (2.12)$$

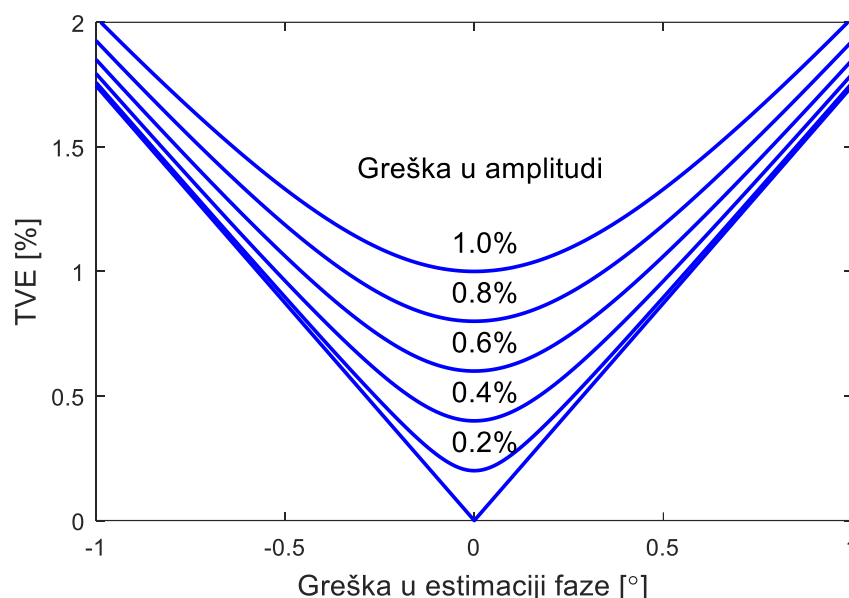
gdje su $\hat{X}_r(n)$ i $\hat{X}_i(n)$ estimirane vrijednosti realnog, odnosno imaginarnog dijela sinhfotazora, dok su $X_r(n)$ i $X_i(n)$ teorijske vrijednosti realnog, odnosno imaginarnog dijela sinhfotazora u vremenskom trenutku $n\Delta t$.

TVE u sebi integriše grešku u estimaciji amplitude, grešku u estimaciji faznog ugla sinhfotazora, kao i grešku u vremenskoj sinhronizaciji. Kriterijum od 1%, odnosno vrijednost TVE od 0.01, kao što je ukazano u standardu, može se vizuelno zamisliti kao krug u kompleksnoj ravni čiji centar leži na vrhu sinhfotazora. U tom smislu, na slici 2.4 je prikazan TVE u iznosu od 1%, pri čemu je greška u estimaciji amplitude 0. Tada, TVE zapravo predstavlja grešku u estimaciji faznog ugla u iznosu od 0,573 stepeni [33]. Ukoliko estimirani fazor leži unutar opisanog kompleksnog kruga, uređaj je kompatibilan sa zadatim kriterijumom.



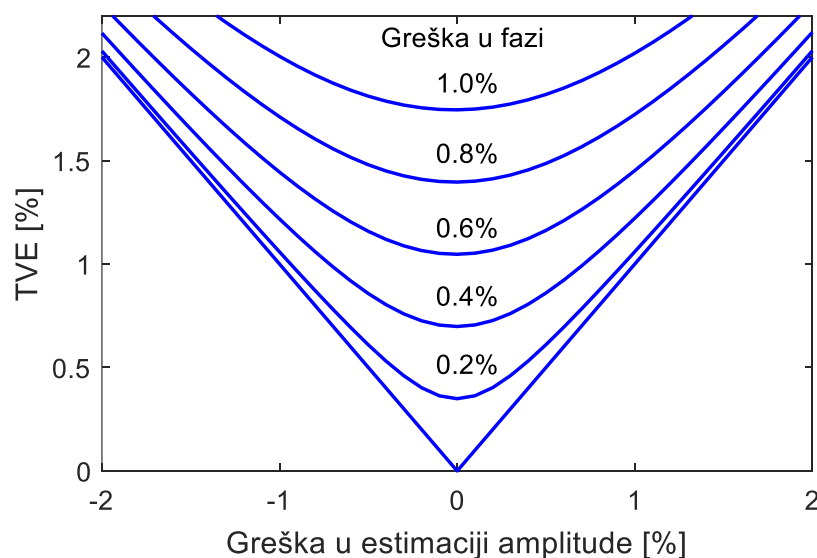
Slika 2.4 Grafički prikaz vrijednosti TVE od 1%

Na slikama 2.5 i 2.6 prikazana je TVE u zavisnosti od greške u estimaciji faze, pri konstantnoj vrijednosti greške u estimaciji amplitude i obrnuto, TVE u zavisnosti od greške u estimaciji amplitude, pri konstantnoj vrijednosti greške u estimaciji faze.



Slika 2.5 TVE, kao funkcija greške u estimaciji faznog ugla sinhrofazora, za razne konstantne vrijednosti greške u estimaciji amplitude

Pored prikazanih zavisnosti TVE od tačnosti estimacije amplitude i faznog ugla fazora, bitno je napomenuti i vremensku sinhronizaciju kao mogući izvor TVE. Vrijednost TVE, pri jednakoj grešci u vremenskoj sinhronizaciji, zavisi od vrijednosti fundamentalne frekvencije. Na primjeru nominalne frekvencije EES-a od 50 Hz, jedna perioda signala napona/struje traje 20 ms. U toku jedne periode fazor u kompleksnom domenu opiše 360 stepeni. Vrijeme potrebno da fazor opiše 1 stepen iznosi 55,6 μ s. Iz ovoga se može zaključiti da se pri tačnoj estimaciji amplitude i faznog ugla sinhrofazora kriterijum od 1% TVE može shvatiti kao greška u vremenskoj sinhronizaciji, u vrijednosti od $\pm 31.7 \mu$ s.



Slika 2.6 TVE, kao funkcija greške u estimaciji amplitude sinhrofazora, za razne vrijednosti greške u estimaciji faznog ugla sinhrofazora

2.3.2 Greška u estimaciji frekvencije i ROCOF-a

Frekvencija i ROCOF su indikatori performansi estimacije sinhrofazora, koji su prvi put uvedeni u standardu C37.117.1-2011 [33]. Pokazatelj tačnosti estimirane frekvencije signala je greška u *estimaciji frekvencije* (**FE** – Frequency Error) i definiše se formulom:

$$FE = |f_{tacno} - f_{mjereno}| = |\Delta f_{tacno} - \Delta f_{mjereno}|, \quad (2.13)$$

odnosno predstavlja apsolutnu razliku između teorijske i estimirane vrijednosti frekvencije, u određenom vremenskom trenutku. Analogno definiciji FE definiše se i greška u estimaciji brzine promjene frekvencije (**RFE** – Rate Of Change of Frequency Error):

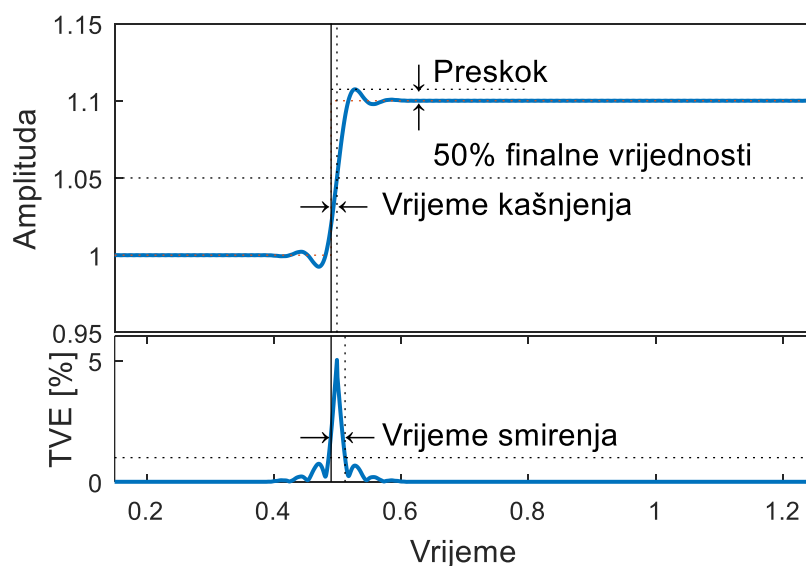
$$RFE = \left| \left(\frac{df}{dt} \right)_{tacno} - \left(\frac{df}{dt} \right)_{mjereno} \right|, \quad (2.14)$$

kao apsolutna razlika teorijske i estimirane brzine promjene frekvencije u vremenu, za određeni trenutak vremena [33].

2.3.3 Parametri tačnosti kod „step testova“

Pored postojećih indikatora performansi, koji su definisani u standardu iz 2005. godine [41], u standardu C37.118.1-2011 definisano je nekoliko novih, koji su omogućili značajno obuhvatniji uvid u performanse algoritama za estimaciju. Između ostalih, uvedena su tri nova pokazatelja tačnosti estimacija, u slučaju step promjena nekog od parametara signala:

- vrijeme odziva,
- vrijeme kašnjenja,
- preskok.

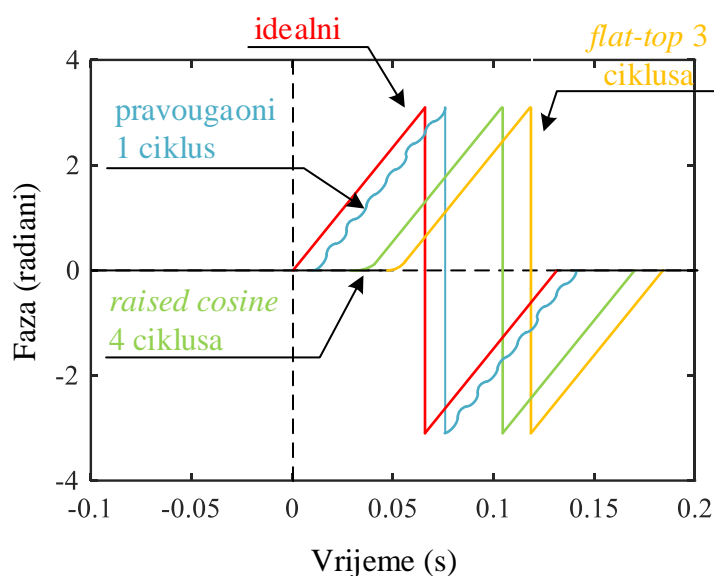


Slika 2.7 Primjer estimacije amplitude, pri njejoj step promjeni u trenutku $t=0$

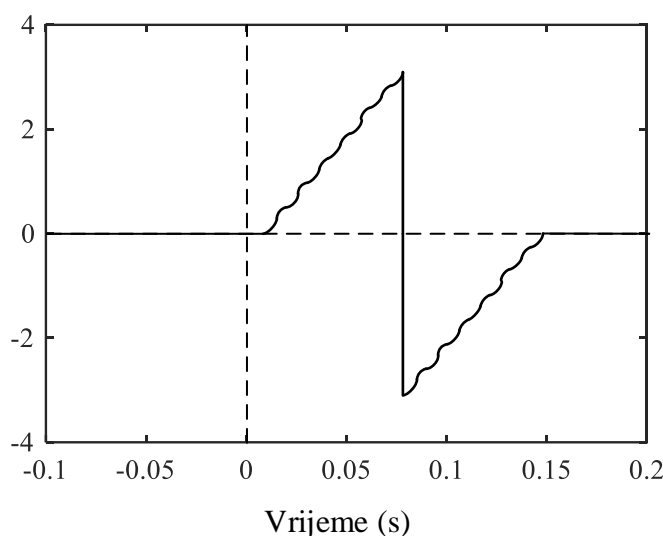
U slučaju nastanka step promjene nekog od parametara sinhrofazora, TVE nije adekvatan pokazatelj kvaliteta estimacije. Primjer TVE u slučaju step promjene amplitude signala prikazan je na slici 2.7. Pored same greške u estimaciji, korisno je utvrditi prelazno vrijeme između dva stacionarna stanja u estimaciji, prije i nakon nastanka perturbacije u obliku step promjene nekog od parametara.

U standardu **vrijeme odziva** (t_r ili Δt_r) predstavlja vremensku razliku između trenutka u kojem greška u estimaciji izlazi iz definisanog opsega tačnosti, usljed nastale step promjene parametra signala i trenutka kada greška estimacije ponovo ulazi u definisani opseg. Vrijeme odziva predstavlja značajan indikator za zaštitne aplikacije PMU uređaja.

Vrijeme kašnjenja mjeri interval između vremenskog trenutka kada nastaje step promjena u ulaznom signalu i vremenskog trenutka kada estimirana vrijednost parametra dostiže vrijednost poluzbira njegove teorijske početne i krajnje stacionarne vrijednosti.



Slika 2.8 Estimacija frekvencije, pri step promjeni u trenutku $t=0$, bez kompenzacije grupnog kašnjenja



Slika 2.9 Estimacija frekvencije pri step promjeni u trenutku $t=0$, nakon grupne kompenzacije (teorijska vrijednost frekvencije i estimacije 3 algoritma, u skladu sa slikom 2.8)

Cilj utvrđivanja vremena kašnjenja jeste i provjera da li je usklađeno grupno kašnjenje u izvještavanju [33]. Primjer efekta grupnog kašnjenja u slučaju step promjene frekvencije signala od 5 Hz dat je u standardu, kroz sliku 2.8. Nakon grupne kompenzacije, estimacije prikazanih algoritama se u najvećoj mjeri podudaraju, što se može i vidjeti na slici 2.9.

Preskok, kao treći pokazatelj tačnosti, definisan je za evaluaciju estimacija pri step promjenama i predstavlja razliku maksimalne (u slučaju pozitivne step promjene) odnosno minimalne vrijednosti parametra (u slučaju negativne step promjene) u estimaciji i stacionarne vrijednosti parametra nakon promjene. Preskok se izražava u procentima stacionarne vrijednosti.

2.3.4 Grupno kašnjenje

Kašnjenje predstavlja veoma značajan pokazatelj performansi PMU uređaja. Definiše se kao vremenski interval između trenutka kada se step promjena dogodila u ulaznom signalu, do trenutka kada se registruje u estimiranim vrijednostima. Na vrijednost kašnjenja mogu uticati razni faktori, kao što su:

- računski prozor,
- način analize podataka,
- filtriranje signala, itd.

U standardu su definisane granične dozvoljene vrijednosti kašnjenja, koje zavise od usvojene brzine izvještavanja, kao i odabrane klase uređaja. Definisane granične vrijednosti su prikazane u tabeli 2.1.

Tabela 2.1. *Dozvoljeno kašnjenje u mjerenju*

Klasa uređaja	Maksimalna vrijednost kašnjenja u mjerenju [s]
P klasa	$\frac{2}{F_s}$
M klasa	$\frac{5}{F_s}$

2.4 Pregled simulacionih testova

U prethodnom potpoglavlju su definisani indikatori performansi za evaluaciju rada PMU uređaja u slučaju raznih vrsta perturbacija nad ulaznim signalom. U ovom potpoglavlju je dat uvid u simulacione testove, kao i maksimalne dozvoljene vrijednosti odgovarajućih indikatora performansi. Ove granične vrijednosti definišu sveobuhvatne zahtjeve za pouzdan i tačan rad PMU uređaja. Svi testovi koji su definisani u standardu, prema prirodi perturbacije prisutne u ulaznom signalu, mogu se podijeliti na tri grupe testova:

1. Testovi kojima se simulira stacionarno stanje fazora,
2. Testovi kojima se simulira dinamičko stanje fazora,
3. Testovi kojima se simulira step promjena.

2.4.1 Testovi kojima se simulira stacionarno stanje fazora

Ovom grupom testova se utvrđuje preciznost metode za estimaciju sinhrofazora u stacionarnim uslovima rada sistema. Predviđeno je testiranje metode na varijaciju frekvencije u odnosu na nominalnu vrijednost, kao i amplitude i faznog ugla. Takođe, potrebno je testirati sposobnost metode da estimira parametre fundamentalne komponente, pri harmonijskom izobličenju mjenog signala. Svi testovi u standardu su posebno definisani za P, odnosno M klasu PMU uređaja.

U tabelama 2.2, 2.3 i 2.4 dat je pregled testova iz standarda kojima se simulira stacionarni režim rada sistema, kao i graničnih vrijednosti odgovarajućih indikatora performansi.

Tabela 2.2. *Maksimalne vrijednosti TVE, za grupu testova kojima se simulira stacionarni režim*

Parametar koji se mijenja	Početno stanje	P klasa uređaja		M klasa uređaja	
		Opseg	Maks. TVE [%]	Opseg	Maks. TVE [%]
$f_0 \pm f_{dev}$	f_0	± 2	1	± 2 za $F_s < 10$; $\pm F_s/5$ za $10 \leq F_s < 25$; ± 5 za $F_s \geq 25$	1
Amplituda naponskog signala	100 % od nominalne	Od 80% do 120%	1	Od 10% do 120%	1
Amplituda strujnog signala	100 % od nominalne	Od 10% do 200%	1	Od 10% do 200%	1
Fazni ugao, pri čemu $ f_{ul}-f_0 < 0.25 \text{ Hz}$	Konstantan ili sporopromjenjiv	$\pm \pi$	1	$\pm \pi$	1
Harmonijsko izobličenje	<0.2 % THD	1% svaki harmonik do 50 ^{og}	1	10% svaki harmonik do 50 ^{og}	1
Interferirajući signal	<0.2 % od amplitude ulaznog sig.		-	<10 % od amp. ulaz. sig za $F_s < 10$, U suprotnom, -	1.3

Tabela 2.3. *Maksimalne vrijednosti FE, za grupu testova kojima se simulira stacionarni režim*

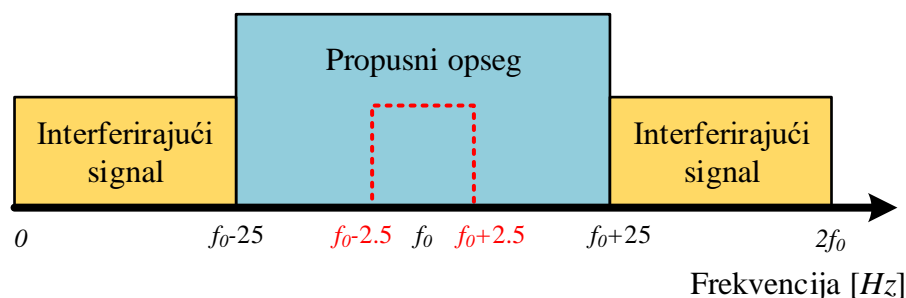
Parametar koji se mijenja	Početno stanje	P klasa uređaja		M klasa uređaja	
		Opseg	Maks. FE [Hz]	Opseg	Maks. FE [Hz]
$f_0 \pm f_{dev}$	f_0	± 2	0.005	± 2 za $F_s < 10$; $\pm F_s/5$ za $10 \leq F_s < 25$; ± 5 za $F_s \geq 25$	0.005

Tabela 2.4. *Maksimalne vrijednosti RFE, za grupu testova kojima se simulira stacionarni režim*

Parametar koji se mijenja	Početno stanje	P klasa uređaja		M klasa uređaja	
		Opseg	Maks. RFE [Hz/s]	Opseg	Maks. RFE [Hz/s]
$f_0 \pm f_{dev}$	f_0	± 2	0.01	± 2 za $F_s < 10$; $\pm F_s/5$ za $10 \leq F_s < 25$; ± 5 za $F_s \geq 25$	0.01

Dozvoljene maksimalne vrijednosti definisanih indikatora pri oscilaciji frekvencije su jednake za obje grupe uređaja, pri čemu je određen opseg frekvencije ± 2 Hz u odnosu na nominalnu vrijednost za P klasu uređaja, odnosno između ± 2 Hz i ± 5 Hz za M klasu, u zavisnosti od učestanosti izvještavanja. Kada su u pitanju amplitudska i fazna odstupanja od nominalnih vrijednosti, definisan je samo TVE indikator i ima vrijednost 1 za obje klase instrumenata, dok se vrijednosti samih odstupanja razlikuju. Analogno važi i za odstupanja vrijednosti faznog ugla.

U slučaju harmonijskog izobličenja signala, za P klasu uređaja se predviđa prisustvo jednog od prvih 50 harmonika, sa maksimalnom vrijednošću amplitude od 1% amplitude osnovne komponente. Kada je u pitanju M klasa, predložena vrijednost amplitude jednaka je desetom dijelu amplitude osnovne komponente signala. Dozvoljene vrijednosti indikatora performansi su strožije za P klasu uređaja. U tabeli 2.2 se kao posljednji test navodi test koji simulira interferirajući signal. Ovaj test se odnosi samo na M klasu PMU uređaja. U standardu je definisan frekvencijski opseg za ovaj test od 0 do $f_0 - F_s/2$, kao i od $f_0 + F_s/2$ do $2f_0$, gde je F_s brzina izvještavanja. Fundamentalna komponenta signala u ovom testu može imati frekvenciju iz opsega $f_0 \pm 0.1F_s/2$. Granične vrijednosti FE i RFE u ovom testu su rigoroznije nego u testu sa harmonicima [33]. Definisani opsezi su prikazani na slici 2.10.



Slika 2.10 *Dozvoljeni opsezi frekvencija fundamentalne komponente i harmonika za test sa signalom koji nije u intereferenciji sa fundamentalnom komponentom*

2.4.2 Testovi kojima se simulira dinamičko stanje fazora

Testovi koji simuliraju dinamičke promjene parametara ulaznog signala u ovom radu su podijeljeni u tri grupe:

- testovi u kojima su amplituda i faza modulirani,
- testovi u kojima se faza signala linearno mijenja,
- testovi kojima se simuliraju step promjene amplitude i faze.

Za prvu podgrupu testova, koji podrazumijevaju kosinusnu modulaciju parametara, u standardu je predložen sljedeći model signala:

$$X = X_m \left[1 + k_x \cos(2\pi f_{\text{mod}} t) \right] \times \cos \left[\omega_0 t + k_a \cos(2\pi f_{\text{mod}} t - \pi) \right], \quad (2.15)$$

gdje X_m predstavlja amplitudu ulaznog signala, f_{mod} je modulaciona frekvencija, f_0 jeste nominalna frekvencija signala, k_x je amplituda modulišuće komponente, odnosno k_a je amplituda modulišuće komponente faznog ugla. U samom standardu definisana su dva scenarija: amplitudska i fazna modulacija signala, sa modulacionim koeficijentom u iznosu od 0.1, kao i istovremena modulacija amplitude i faznog ugla signala, sa amplitudom modulacionih komponenti u vrijednosti od 0.1. U oba scenarija, definisane granice indikatora performansi su iste. Za slučaj kada je brzina izvještavanja manja od 20 frejmova u sekundi, modifikovane su dozvoljene vrijednosti indikatora. U tabeli 2.5 su prikazane maksimalne vrijednosti TVE u oba scenarija.

Tabela 2.5. Maksimalne vrijednosti TVE, pri kosinusnoj modulaciji parametara signala

Parametar koji se mijenja	Početno stanje	Minimalni opseg promjene parametara, pri kojima je potrebno da PMU uređaj ostane u definisanim granicama TVE			
		P klasa uređaja		M klasa uređaja	
		Opseg	Maks TVE [%]	Opseg	Maks TVE [%]
Modulacija: $k_x=0.1$ $k_a=0.1 \text{ rad}$	100 % od nominalne amplitude $f_{\text{nominalna}}$	Modulacija frekvencije Od 0.1 do $F_s/10$ ili 2 Hz	3	Modulacija frekvencije Od 0.1 do $F_s/5$ ili 5 Hz	3
Modulacija: $k_x=0$	100 % od nominalne amplitude $f_{\text{nominalna}}$	Modulacija frekvencije Od 0.1 do $F_s/10$ ili 2 Hz	3	Modulacija frekvencije Od 0.1 do $F_s/5$ ili 5 Hz	3

Tabela 2.6. *Maksimalne vrijednosti FE, pri kosinusnoj modulaciji parametara signala*

Parametar koji se mijenja	Početno stanje	Minimalni opseg promjene parametara, pri kojima je potrebno da PMU uređaj ostane u definisanim granicama FE			
		P klasa uređaja		M klasa uređaja	
		Opseg	Maks FE [Hz]	Opseg	Maks FE [Hz]
Modulacija: $k_x=0.1$ $k_a=0.1 \text{ rad}$	100 % od nominalne amplitude $f_{nominalna}$	Modulacija frekvencije Od 0.1 do $F_s/10$ ili 2 Hz	0.06	Modulacija frekvencije Od 0.1 do $F_s/5$ ili 5 Hz	0.03
Modulacija: $k_x=0$	100 % od nominalne amplitude $f_{nominalna}$	Modulacija frekvencije Od 0.1 do $F_s/10$ ili 2 Hz	Za $F_s > 20$ 0.06 , Za $F_s \leq 20$ 0.01	Modulacija frekvencije Od 0.1 do $F_s/5$ ili 5 Hz	Za $F_s > 20$ 0.3 , Za $F_s \leq 20$ 0.06

U tabeli 2.6, odnosno 2.7 prikazane su maksimalne vrijednosti FE i ROCOF, respektivno.

Tabela 2.7. *Maksimalne vrijednosti RFE, pri kosinusnoj modulaciji parametara signala*

Parametar koji se mijenja	Početno stanje	Minimalni opseg promjene parametara, pri kojima je potrebno da PMU uređaj ostane u definisanim granicama FE			
		P klasa uređaja		M klasa uređaja	
		Opseg	Maks RFE [Hz/s]	Opseg	Maks RFE [Hz/s]
Modulacija: $k_x=0.1$ $k_a=0.1 \text{ rad}$	100 % od nominalne amplitude $f_{nominalna}$	Modulacija frekvencije Od 0.1 do $F_s/10$ ili 2 Hz	3	Modulacija frekvencije Od 0.1 do $F_s/5$ ili 5 Hz	30
Modulacija: $k_x=0$	100 % od nominalne amplitude $f_{nominalna}$	Modulacija frekvencije Od 0.1 do $F_s/10$ ili 2 Hz	Za $F_s > 20$ 3 , Za $F_s \leq 20$ 0.2	Modulacija frekvencije Od 0.1 do $F_s/5$ ili 5 Hz	Za $F_s > 20$ 30 , Za $F_s \leq 20$ 2

Za potrebe testiranja PMU uređaja pri promjeni frekvencije signala, usvojen je sljedeći model signala, u kojem se frekvencija linearno mijenja u vremenu:

$$X = X_m \cos[\omega_0 t + \pi R_f t^2], \quad (2.16)$$

pri čemu je X_m amplituda ulaznog signala, ω_0 nominalna kružna učestanost EES-a, dok je $R_f (=df/dt)$ brzina promjene frekvencije u vremenu u Hz/s. Maksimalna vrijednost posljednje navedenog parametra je fiksirana u testovima za obje klase PMU uređaja i iznosi ± 1 Hz/s. Osim vrijednosti FE, ostali zahtjevi su isti za P, odnosno M klasu uređaja. Takođe, vrijeme trajanja linearne promjene frekvencije zavisi od klase uređaja, kao i brzine izvještavanja, u slučaju M klase uređaja.

U tabelama 2.8, 2.9 i 2.10 su prikazani zahtjevi za mjerenje fazora, frekvencije i ROCOF, u slučaju linearne promjene u vremenu frekvencije signala.

Tabela 2.8. Maksimalne vrijednosti TVE, pri linearnoj promjeni frekvencije signala

Parametar koji se mijenja	Početno stanje	Minimalni opseg promjene parametara, pri kojima je potrebno da PMU uređaj ostane u definisanim granicama TVE			
		P klasa uređaja		M klasa uređaja	
		Opseg	Maks TVE [%]	Opseg	Maks TVE [%]
Linearna promjena frekvencije	100 % od nominalne amplitude i f_{nom} na početku testa, sa brzinom promjene ± 1 Hz/s	± 2 Hz od $f_{nominalna}$	1	Manji od $\pm (F_s/5)$ Hz ili ± 5 Hz od	1

Tabela 2.9. Maksimalne vrijednosti FE, pri linearnoj promjeni frekvencije signala

Parametar koji se mijenja	Početno stanje	Minimalni opseg promjene parametara, pri kojima je potrebno da PMU uređaj ostane u definisanim granicama FE			
		P klasa uređaja		M klasa uređaja	
		Opseg	Maks FE [Hz]	Opseg	Maks FE [Hz]
Linearna promjena frekvencije	100 % od nominalne amplitude i f_{nom} na početku testa, sa brzinom promjene ± 1 Hz/s	± 2 Hz od $f_{nominalna}$	0.01	Manji od $\pm (F_s/5)$ Hz ili ± 5 Hz	0.005

Tabela 2.10. *Maksimalne vrijednosti RFE, pri linearnoj promjeni frekvencije signala*

Parametar koji se mijenja	Početno stanje	Minimalni opseg promjene parametara, pri kojima je potrebno da PMU uređaj ostane u definisanim granicama RFE			
		P klasa uređaja		M klasa uređaja	
		Opseg	Maks RFE [Hz/s]	Opseg	Maks RFE [Hz/s]
Linearna promjena frekvencije	100 % od nominalne amplitude i f_{nom} na početku testa, sa brzinom promjene ± 1 Hz/s	± 2 Hz od $f_{nominalna}$	0.1	Manji od $\pm (F_s/5)$ Hz ili ± 5 Hz	0.1

Konačno, treći tip dinamičkih promjena u ulaznom signalu jesu step promjene u amplitudi i faznom uglu. Analitički model signala, za potrebe simulacija pomenutih modifikacija ima sljedeći oblik:

$$X = X_m [1 + k_x f_1(t)] \times \cos[\omega_0 t + k_a f_1(t)], \quad (2.17)$$

pri čemu je X_m amplituda ulaznog signala, ω_0 nominalna kružna učestanost EES-a, $f_1(t)$ je generička Hevisajdova funkcija, dok k_x i k_a predstavljaju amplitudu step promjena amplitude, odnosno faznog ugla signala. Svi zahtjevi u ovom testu su rigorozniji za P klasu, u odnosu na M klasu PMU uređaja. U tabelama 2.11, 2.12 i 2.13 su prikazani zahtjevi za mjerenje fazora, frekvencije i ROCOF-a, u slučaju step promjene parametara signala u vremenu, pri brzinama izvještavanja od 10 fps do 120 fps.

Tabela 2.11. *Uslovi za vrijeme odziva, pri step promjeni parametara signala*

Parametar koji doživljava step promjenu (intezitet promjene)	Početno stanje	Maksimalne dozvoljene vrijednosti za vrijeme odziva			
		P klasa uređaja		M klasa uređaja	
		Maksimalni preskok (negativni ili pozitivni)	Vrijeme odziva [s]	Maksimalni preskok (negativni ili pozitivni)	Vrijeme odziva [s]
Amplituda $\pm 10\%$ svoje nominalne vrijednosti, $k_x=0.1$, $k_a=0$	Svi ostali parametri su nominalne vrijednosti, na početku i na kraju testa	5% od amplitude step promjene	$1.7/f_0$	10% od amplitude step promjene	Od 0.595 Do 0.035
Fazni ugao $\pm 10^\circ$, svoje nominalne vrijednosti, $k_x=0$, $k_a = \pm \pi/18$	Svi ostali parametri su nominalne vrijednosti, na početku i na kraju testa	5% od amplitude step promjene	$1.7/f_0$	10% od amplitude step promjene	Od 0.595 Do 0.035

Tabela 2.12. *Uslovi za vrijeme kašnjenja, pri step promjeni parametara signala*

Parametar koji doživljava step promjenu (intezitet promjene)	Početno stanje	Maksimalne dozvoljene vrijednosti za vrijeme kašnjenja			
		P klasa uređaja		M klasa uređaja	
		Maksimalni preskok (negativni ili pozitivni)	Vrijeme kašnjenja [s]	Maksimalni preskok (negativni ili pozitivni)	Vrijeme kašnjenja [s]
Amplituda $\pm 10\%$ svoje nominalne vrijednosti, $k_x=0.1$, $k_a=0$	Svi ostali parametri su nominalne vrijednosti, na početku i na kraju testa	5% od amplitude step promjene	$1/4F_s$	10% od amplitude step promjene	$1/4F_s$
Fazni ugao $\pm 10^\circ$, svoje nominalne vrijednosti, $k_x=0$, $k_a=\pm \pi/18$	Svi ostali parametri su nominalne vrijednosti, na početku i na kraju testa	5% od amplitude step promjene	$1/4F_s$	10% od amplitude step promjene	$1/4F_s$

Tabela 2.13. *Uslovi za vrijeme odziva frekvencije, pri step promjeni parametara signala*

Parametar koji doživljava step promjenu (intezitet promjene)	Početno stanje	Maksimalne dozvoljene vrijednosti za vrijeme odziva frekvencije			
		P klasa uređaja		M klasa uređaja	
		Maksimalni preskok (negativni ili pozitivni)	Vrijeme odziva frekvencije [s]	Maksimalni preskok (negativni ili pozitivni)	Vrijeme odziva frekvencije [s]
Amplituda $\pm 10\%$ svoje nominalne vrijednosti, $k_x=0.1$, $k_a=0$	Svi ostali parametri su nominalne vrijednosti, na početku i na kraju testa	5% od amplitude step promjene	$3.5/f_0$	10% od amplitude step promjene	Od 0.595 Do 0.035
Fazni ugao $\pm 10^\circ$, svoje nominalne vrijednosti, $k_x=0$, $k_a=\pm \pi/18$	Svi ostali parametri su nominalne vrijednosti, na početku i na kraju testa	5% od amplitude step promjene	$3.5/f_0$	10% od amplitude step promjene	Od 0.595 Do 0.035

Tabela 2.14. *Uslovi za vrijeme odziva ROCOF, pri step promjeni parametara signala*

Parametar koji doživljava step promjenu (intezitet promjene)	Početno stanje	Maksimalne dozvoljene vrijednosti za vrijeme odziva ROCOF			
		P klasa uređaja		M klasa uređaja	
		Maksimalni preskok (negativni ili pozitivni)	Vrijeme odziva ROCOF [s]	Maksimalni preskok (negativni ili pozitivni)	Vrijeme odziva ROCOF [s]
Amplituda $\pm 10\%$ svoje nominalne vrijednosti, $k_x=0.1$, $k_a=0$	Svi ostali parametri su nominalne vrijednosti, na početku i na kraju testa	5% od amplitude step promjene	$4/f_0$	10% od amplitude step promjene	Od 1.038 Do 0.056
Fazni ugao $\pm 10^\circ$, svoje nominalne vrijednosti, $k_x=0$, $k_a=\pm \pi/18$	Svi ostali parametri su nominalne vrijednosti, na početku i na kraju testa	5% od amplitude step promjene	$4/f_0$	10% od amplitude step promjene	Od 1.038 Do 0.056

Glava 3.

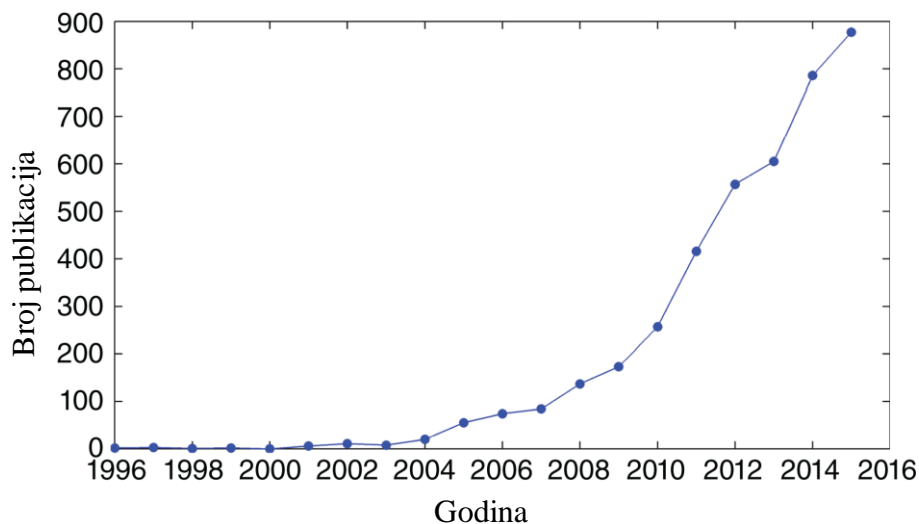
ALGORITMI ZA ESTIMACIJU SINHROFAZORA

3.1 Uvod

Kao što je u prethodnim glavama definisano, PMU uređaj vrši estimaciju parametara usvojenog modela fazora, na osnovu dostupnih mjerenja. U zavisnosti od toga da li se parametri modela unutar računskog prozora smatraju vremenski promjenjivim ili konstantnim, razlikujemo **dinamički** i **stacionarni** model fazora, respektivno. Informacije o estimiranom fazoru unutar tekućeg računskog prozora se koriste u procesu analize susjednog prozora. Postupak estimacije parametara fazora na osnovu estimiranih vrijednosti fazora iz prethodnog prozora naziva se **osvježavanje fazora**.

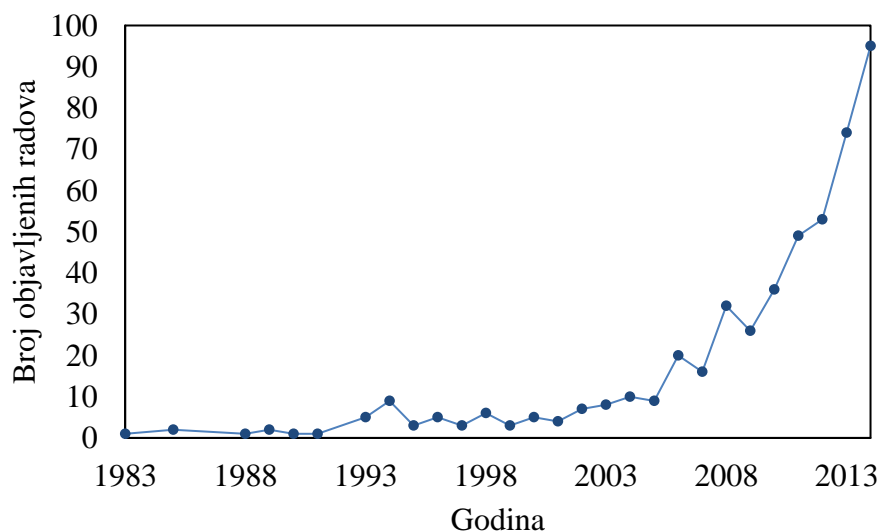
3.2 Pregled postojećih metoda

Pred PMU uređaje se postavljaju istovremeno dva protivrječna zahtjeva: da obezbjeđuju što bržu estimaciju sinhrofazora, kao i da estimacija bude dovoljno precizna. Potrebno je postići odgovarajući kompromis između ova dva zahtjeva, na osnovu definisanih kriterijuma performansi u standardu za sinhrofazore. Analiza rada postojećih metoda za estimaciju sinhrofazora, kao i predlozi novih metoda, tema su koja zaokuplja značajnu pažnju u naučnoj zajednici posljednjih 20-ak godina. Tome svjedoči dinamika rasta broja objavljenih naučnih radova o sinhrofazorima, prikazana na slici 3.1. Radovi [14]–[17] sistematizuju i daju pregled postojećih metoda za estimaciju sinhrofazora, pri čemu su dati rezultati poređenja razmatranih metoda u raznim scenarijima, koji omogućavaju uvid u prednosti i mane istih.



Slika 3.1. Broj objavljenih naučnih radova na temu sinhrofazora, između 1996. i 2016. godine [43]

Kada su u pitanju udruženja inženjera, IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) i IET (*Institute of Engineering and Technology*), broj objavljenih radova u njihovim časopisima od 1983. godine, kada je Phadke prvi put predložio decentralizovano mjerenje sa vremenskim usklađivanjem, do 2014. godine prikazan je na slici 3.2.



Slika 3.2. Broj objavljenih radova u IEEE i IET žurnalima, u periodu od 1983. do 2014. godine [22]

Postojeće metode za estimaciju sinhrofazora mogu se podijeliti u pet grupa, u zavisnosti od toga da li usvajaju **stacionarni** ili **dinamički** model fazora, odnosno da li se analiza signala vrši u vremenskom ili frekvencijskom domenu i prikazana je u tabeli 3.1.

Tabela 3.1. Podjela postojećih algoritama za estimaciju sinhrofazora

	Stacionarni model fazora	Dinamički model fazora
Vremenski domen	Predložena metoda	<i>Taylor LMS</i> [46]
	<i>LES</i> [44]	<i>Kalman</i> [47]
	<i>WLS</i> [45]	<i>TFT</i> [48]
Frekvencijski domen	<i>DFT</i> [24], [33]	<i>IpDFT</i> [50]
	<i>IpDFT</i> [49]	
Hibridne metode	-	Hybrid [51]

Jedan od najčešće korišćenih algoritama za estimaciju sinhrofazora u komercijalne svrhe je Furijeov digitalni filter [24]. Dužina filtra može biti jednaka polovini periode signala, cijeloj periodi ili obuhvatati više perioda signala [52], [53]. Ovaj filter se implementira u frekvencijskom domenu, korišćenjem diskretne Furijeove transformacije (**DFT**, *Discrete Fourier Transform*). U važećem standardu je predložen kao referentni algoritam [33], pri čemu su date dvije realizacije ove metode za dvije klase PMU uređaja. Među predloženim algoritmima za estimaciju sinhrofazora DFT metoda predstavlja najbržu metodu, čija je implementacija jednostavna, pri čemu daje izvanredne rezultate u stacionarnim uslovima (konstantne vrijednosti parametara fazora, kao i frekvencije signala u toku računskog prozora). Svoje slabosti pokazuje pri nenominalnim uslovima, kao i u slučaju vremenski promjenjivih parametara fazora. Razlog tome jeste činjenica da DFT metoda usvaja stacionarni model fazora, odnosno u toku računskog prozora parametri modela signala se smatraju konstantnim. Ovakav model osigurava precizna mjerenja pri stacionarnim uslovima u EES-u, dok rezultati estimacije postaju nepouzdana pri dinamičkim uslovima. DFT metode su robusne na više harmonike, dok ne pokazuju dovoljno tačne rezultate ukoliko frekvencija značajnije odstupa od svoje nominalne vrijednosti, kao i u slučaju prisustva jednosmjerne komponente [44]. Preciznost metoda baziranih na DFT-u značajno se smanjuje ukoliko frekvencija odabiranja ne predstavlja cjelobrojni umnožak trenutne vrijednosti frekvencije mjerenog signala [17]. U cilju prevazilaženja ovog nedostatka, predlaže se estimacija prvog i drugog izvoda fazora u nekoliko susjednih računskih prozora [54]. Pomenuti negativni efekat nastaje usljed curenja energije spektra signala, kao i nesavršenosti pravougaonog prozora [17]. Kako bi se umanjili negativni efekti, predloženi su odgovarajući prozori [55], [56]. Efekat se može redukovati i primjenom interpoliranog DFT algoritma *IpDFT* (*Interpolated Discrete Fourier Transform*) [49]. U kasnijim radovima su predložena unapređenja ove metode, u kojima se usvaja dinamički pristup estimaciji sinhrofazora [50], [57]. U radu [57] je predložen razvoj modela sinhrofazora u Tejlorov red.

Preciznost estimacije DFT filtrom u nenominalnim uslovima, kao i pri vremenski promjenjivim parametrima fazora predstavlja temu nekoliko istraživačkih radova [54], [55], [58].

Pored analize u frekvencijskom domenu, postoji značajan broj algoritama koji na osnovu analize u vremenskom domenu estimeraju parametre sinhrofazora. Pomenuti Tejlorov razvoj modela fazora može poslužiti za estimaciju u vremenskom domenu, pri čemu se najčešće koristi **WLS** (*Weighted Least Squares* – najmanji ponderisani kvadrati) metoda [45], kao i **LS** (*Least Squares* – najmanji kvadrati) metoda za proračunavanje parametara [46], koja se može smatrati specijalnim slučajem WLS metode. U cilju eliminacije najvećeg nedostatka vremenskih metoda, to jest osjetljivosti na prisutne harmonike, predložen je tzv. **TFT** (*Taylor – Fourier transform*) algoritam [48]. TFT metod pripada grupi vremenskih metoda koje koriste WLS tehniku proračunavanja parametara, pri čemu u svoj model uključuje vremenski promjenjive harmonijske komponente signala. Broj harmonika, prisutnih u signalu mora biti poznat.

Primjena Kalmanovog filtra u nadgledanju i zaštiti elektroenergetskog sistema se proučava od 1989. godine [59], [60], pri čemu je analizirana preciznost u estimaciji frekvencije. Primjena u estimaciji sinhrofazora predložena je 2010. godine, u radu [47]. Kalmanov filter usvaja dinamički model fazora. Razvoj fazora u Tejlorov red poboljšava performanse Kalmanovog filtra. Takođe, primijenjene su i nelinearne verzije Kalmanovog filtra, *Extended Kalman filter* i *Smoothed Kalman filter* [61], [62]. Njutnov iterativni metod, primijenjen na estimaciju sinhrofazora pokazuje veliku tačnost u širokom opsegu frekvencije signala u odnosu na nominalnu vrijednost [63]. Takođe, Pronijeva metoda pokazuje robustnost i značajnu preciznost pri estimaciji dinamičkog fazora [64]. U radu [65] je predložen adaptivni pristup estimaciji frekvencije sinhrofazora, u kojem se koristi CMA (*Constant Modulus Algorithm*) algoritam. Vremenske metode su robusne na širinu prozora, ukoliko je brzina odabiranja dovoljno velika. Međutim, greška u estimaciji frekvencije je veća u odnosu na frekvencijske metode. Takođe, mana ovih algoritama jeste nesposobnost adekvatnog tretiranja harmonika.

U cilju prevazilaženja nedostataka oba pristupa, pojedine metode predlažu hibridni model, kojim žele da objedine prednosti oba domena [51].

Za potrebe poređenja predloženog algoritma za estimaciju sinhrofazora, odabrane su dva postojeća algoritma, LES i DFT algoritam. Prvi od pomenutih tretira signal u vremenskom domenu i u svom modelu usvaja harmonike. DFT algoritam je referentni algoritam u standardu za sinhrofazore.

U nastavku su prikazane relacije na kojima počivaju razmatrani algoritmi.

3.3 LES metoda

LES (*Least Error Square*) algoritam za estimaciju sinhrofazora, predložen u radu [44], predstavlja iterativni algoritam pri čemu se u svakoj iteraciji nad odbircima primjenjuje metoda najmanjih kvadrata, u cilju estimacije realnog i imaginarnog dijela fazora. Metoda najmanjih kvadrata obezbjeđuje estimaciju, minimizirajući vrijednost kvadrata greške, koja predstavlja razliku između estimirane vrijednosti i mjerene vrijednosti fazora [66].

Model signala korišten u ovoj metodi, sadrži fundamentalnu komponentu, harmonike, kao i jednosmjernu (**DC** – Direct Current) komponentu:

$$x(t) = a_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1) + a_2 \cos(\omega_2 t + \theta_2) + \dots + a_n \cos(\omega_n t + \theta_n) + C e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (3.1)$$

gdje su a_1, a_2, \dots, a_n vrijednosti amplitude fundamentalne, odnosno ostalih (viših) harmonika prisutnih u signalu i istovremeno predstavljaju koeficijente LES filtra. Trenutni fazni pomjeraji pomenutih naizmjeničnih komponenti signala opisani su koeficijentima $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n$. Broj harmonika uključenih u model signala je definisan brojem n , ω je kružna učestanost fundamentalne komponente signala, dok je τ vremenska konstanta jednosmjerne komponente, čija amplituda je jednaka vrijednosti koeficijenta C .

Estimacija parametara fazora se primjenjuje iterativno, nad svakim računskom prozorom koji sadrži $N=2m+1$ odbiraka mjenog signala. Centralni odbirak u svakom računskom prozoru se usvaja kao referentni vremenski trenutak za estimirane vijednosti fazora. Vrijednosti odbiraka signala unutar računskog prozora mogu se zapisati u matičnom obliku, u skladu sa usvojenim modelom LES algortima, na sljedeći način:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y(-mT) \\ \vdots \\ y(-T) \\ y(0) \\ y(T) \\ \vdots \\ y(mT) \end{bmatrix}}_{\mathbf{Y}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(-\omega mT) & -\sin(-\omega mT) & \cdots & \cos(-n\omega mT) & -\sin(-n\omega mT) & 1 & m \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cos(-\omega T) & -\sin(-\omega T) & \cdots & \cos(-n\omega T) & -\sin(-n\omega T) & 1 & 1 \\ \cos(0) & -\sin(0) & \cdots & \cos(0) & -\sin(0) & 1 & 0 \\ \cos(\omega T) & -\sin(\omega T) & \cdots & \cos(n\omega T) & -\sin(n\omega T) & 1 & -1 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cos(\omega mT) & -\sin(\omega mT) & \cdots & \cos(n\omega mT) & -\sin(n\omega mT) & 1 & -m \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} a_1 \cos(\theta_1) \\ a_1 \sin(\theta_1) \\ \vdots \\ a_n \cos(\theta_n) \\ a_n \sin(\theta_n) \\ C \\ CT/\tau \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \varepsilon_{-m} \\ \vdots \\ \varepsilon_{-1} \\ \varepsilon_0 \\ \varepsilon_1 \\ \vdots \\ \varepsilon_m \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{\varepsilon}}. \quad (3.2)$$

Koristeći promjenjive definisane u relaciji (3.2), prethodni sistem se može zapisati u skraćenom obliku:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \boldsymbol{\varepsilon}, \quad (3.3)$$

gdje je \mathbf{Y} vektor kolona odbiraka ulaznog signala dužine N , \mathbf{A} je matrica dimenzija $N \times 2(n+1)$, čiji elementi matrice zavise od frekvencije fundamentalne komponente signala i potrebno ih je osvježiti u svakom računskom prozoru, \mathbf{X} je vektor kolona nepoznatih koeficijenata dužine $2(n+1)$, dok je $\boldsymbol{\varepsilon}$ vektor kolona nepouzdanosti mjerenja, istih dimenzija kao vektor \mathbf{X} . Cilj primjene metode najmanjih kvadrata jeste upravo određivanje vektora \mathbf{X} , na način da se minimizuju kvadratne vrijednosti elemenata vektora $\boldsymbol{\varepsilon}$. Da bi se primijenila LES metoda, potreban uslov je da su kolone matrice \mathbf{A} linearno nezavisne, što je u ovom slučaju zadovoljeno. Relacija koja analitički daje rješenje sistema jednačina iz (3.3) se naziva normalna jednačina i ima oblik:

$$\mathbf{X} = [\mathbf{A}^T \mathbf{A}]^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{Y}. \quad (3.4)$$

Prva dva elementa vektora \mathbf{X} predstavljaju realan, odnosno imaginaran dio sinhrofazora:

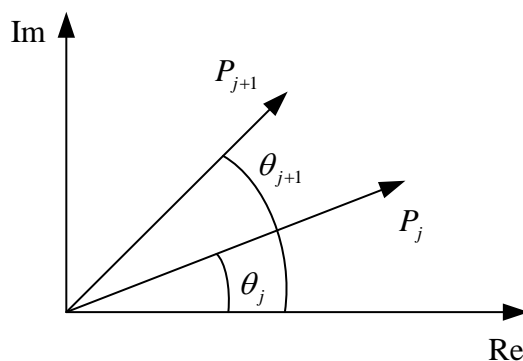
$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} a_1 \cos(\theta_1) \\ a_1 \sin(\theta_1) \\ a_2 \cos(\theta_2) \\ a_2 \sin(\theta_2) \\ \vdots \end{bmatrix}. \quad (3.5)$$

Da bi se riješila jednačina iz (3.4) potrebno je proračunati matricu \mathbf{A} čiji elementi sadrže vrijednost frekvencije fundamentalne komponente signala, a zatim pronaći njenu pseudoinverziju. U radu je predloženo da se u svakoj iteraciji estimira vrijednost frekvencije, kojom se potom osvježava matrica \mathbf{A} .

U svakom vremenskom trenutku realni i kompleksni dio sinhrofazora kreiraju vektor u kompleksnoj ravni. Pod pretpostavkom da je između dva susjedna računski prozora amplituda osnovne komponente signala nepromijenjene vrijednosti, ugaona razlika sinhrofazora u pomenuta dva trenutka je direktno srazmjerna frekvenciji osnovne komponente:

$$(\theta_{j+1} - \theta_j) = \tan^{-1} \left(\frac{P_i(j+1)}{P_r(j+1)} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{P_i(j)}{P_r(j)} \right) = 2\pi Kf / F_s, \quad (3.6)$$

gdje su θ_{j+1} i θ_j vrijednosti faznog ugla sinhrofazora u $j+1$ -om, odnosno j -om računskom prozoru (tačnije u središnjim odbircima pomenutih računskih prozora), $P_r(j)$, $P_i(j)$ odnosno $P_r(j+1)$, $P_i(j+1)$ predstavljaju realan i imaginarni dio sinhrofazora u j -om i $j+1$ -om računskom prozoru, respektivno. Vrijednost koeficijenta K jednaka je broju odbiraka smještenih između centralnih odbiraka dva susjedna računski prozora i zavisi od usvojene brzine izvještavanja PMU uređaja. Konačno, F_s predstavlja frekvenciju odabiranja signala. Opisani fazni pomjeraj sinhrofazora, prikazan je grafički na slici 3.3.



Slika 3.3. Fazni pomjeraj sinhrofazora, između centralnih odbiraka dva susjedna računski prozora

Na osnovu relacije (3.6) moguće je estimirati vrijednost frekvencije signala, na osnovu estimiranih vrijednosti faze u dva susjedna računski prozora:

$$\hat{f} = (\theta_{j+1} - \theta_j) \times F_s / 2\pi K. \quad (3.7)$$

Proces estimacije sinhrofazora koristeći metodu predloženu u radu [44], može se sumirati kroz korake:

- Izračunati koeficijente FIR filtra, pod pretpostavkom da je frekvencija fundamentalne komponente jednaka estimiranoj vrijednosti iz prethodnog prozora, dobijenoj relacijom (3.7). Proračunavanje se vrši izračunavanjem pseudoinverzije matrice \mathbf{A} iz (3.4). U nedostatku estimirane vrijednosti frekvencije u prvom prozoru, podesno je usvojiti nominalnu vrijednost.
- Proračunati realni i imaginarni dio sinhrofazora, korišćenjem relacije (3.4).
- Proračunati fazni pomjeraj sinhrofazora, između trenutnog i prethodnog računskog prozora, koristeći relaciju (3.6).
- Na osnovu proračunatog faznog pomjeraja sinhrofazora, koristeći istu jednačinu, estimirati vrijednost frekvencije.
- Ukoliko je estimirana vrijednost frekvencije jednaka početno pretpostavljenoj vrijednosti ili je dostignut maksimalan broj *iteracija*, zaustavlja se proces i rezultatom se smatraju prve dvije vrijednosti vektora \mathbf{x} . Ukoliko to nije slučaj, vratiti se na proračunavanje koeficijenata filtra za dostupnu vrijednost frekvencije i estimaciju frekvencija za dobijene vrijednosti sinhrofazora. Ponavljajući iterativno ova dva koraka, estimacija frekvencije teži svojoj tačnoj vrijednosti, kao i parametri sinhrofazora.

Nedostaci LES metode su opisani u nastavku.

Proračun pseudoinverzije matrice \mathbf{A} iz (3.2) je zahtjevna računska operacija. Dimenzije matrice zavise od broja harmonika predviđenih u signalu, kao i od dužine računskog prozora. U toku estimacije sinhrofazora u j -om računskom prozoru, broj računanja ove pseude inverzije zavisi od brzine konvergencije frekvencije svojoj tačnoj vrijednosti (korak 5, u opisu procesa).

Pretpostavka vremenske invarijantnosti amplitude fundamentalne komponente signala, između dva susjedna računska prozora. Na ovoj pretpostavci je definisano osvježavanje matrice \mathbf{A} .

Pretpostavka vremenske nepromjenjivosti parametara definisanog modela unutar računskog prozora – *stacionarni model sinhrofazora*.

Vrijednost brzine izvještavanja PMU uređaja direktno utiče na preciznost metode. Što je veća vrijednost brzine izvještavanja, potrebno je više iteracija proračunavanja sinhrofazora i frekvencije, u istom računskom prozoru (korak 5 i 1 u opisu procesa, iznad).

3.4 DFT metoda iz standarda

U važećem standardu za sinhrofazore *IEEE Std C37.118.1-2011*, kao referentni algoritam za estimaciju sinhrofazora predložen je algoritam baziran na DFT-u. Filtriranje mjerelog signala se realizuje sljedećom relacijom:

$$X(i) = \frac{\sqrt{2}}{G} \times \sum_{k=-N/2}^{N/2} x_{(i+k)} \times W_{(k)} \times e^{(-j(i+k)\Delta t\omega_0)}, \quad (3.8)$$

pri čemu je:

$$G = \sum_{k=-N/2}^{N/2} W(k), \quad (3.9)$$

pojačanje filtra, koje je jednako sumi koeficijenata FIR filtra, dok ostale promjenjive imaju sljedeća značenja:

$\omega_0 = 2\pi f_0$ gdje je f_0 nominalna frekvencija EES-a,

N = red FIR filtra,

Δt = vremenska perioda odabiranja signala,

x_i = odbirak mjerenog signala u trenutku $t=i\Delta t$,

$W(k)$ = koeficijenti niskoporusnog filtera. Razlikuju se za P i M klasu PMU uređaja.

Koeficijenti filtra su definisani posebno za **P** klasu, odnosno **M** klasu uređaja, dok je red filtra za jedan manji od broja odbiraka unutar računskog prozora, odnosno elemenata filtra. Za red filtra se usvaja paran broj, iz razloga da broj odbiraka unutar računskog prozora bude neparan [33].

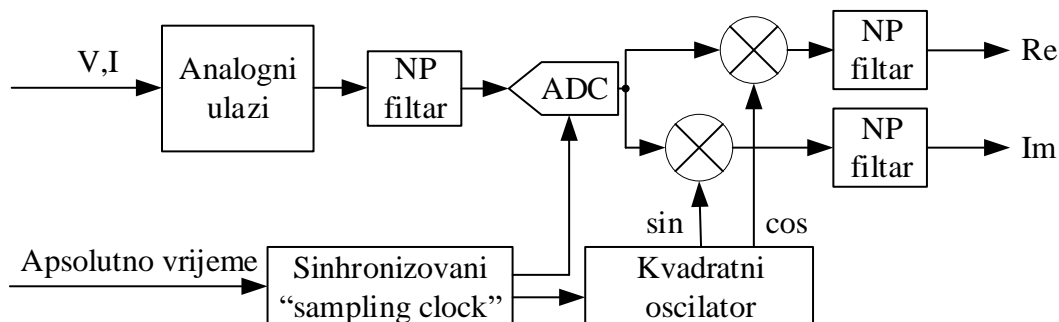
Na osnovu definicije sinhrofazora, fazni ugao se mijenja proporcionalno odstupanju frekvencije od svoje nominalne vrijednosti. Frekvencija se može estimirati na osnovu razlike estimiranih faznih uglova sinhrofazora dva susjedna računska prozora. U cilju robustnosti na šum, izraz za estimaciju frekvencije je modifikovan, na način da tretira estimirane fazne uglove posljednja četiri računska prozora, sa određenim težinskim koeficijentima. Težinski koeficijenti daju najveću važnost razlici faznih uglova posljednja dva računska prozora:

$$\Delta F(i) = \frac{\{6[\theta(i) - \theta(i-1)] + 3[\theta(i-1) - \theta(i-2)] + [\theta(i-2) - \theta(i-3)]\}}{[2\pi \times \Delta t]}. \quad (3.10)$$

Konačno, ROCOF se estimira na osnovu razlike frekvencije u dva posljednja računska prozora:

$$DF(i) = [\Delta F(i) - \Delta F(i-1)] / \Delta t. \quad (3.11)$$

Na slici 3.4 prikazan je blokovski model PMU uređaja, koji daje uvid u proces estimacije sinhrofazora DFT metodom predloženom u standardu.



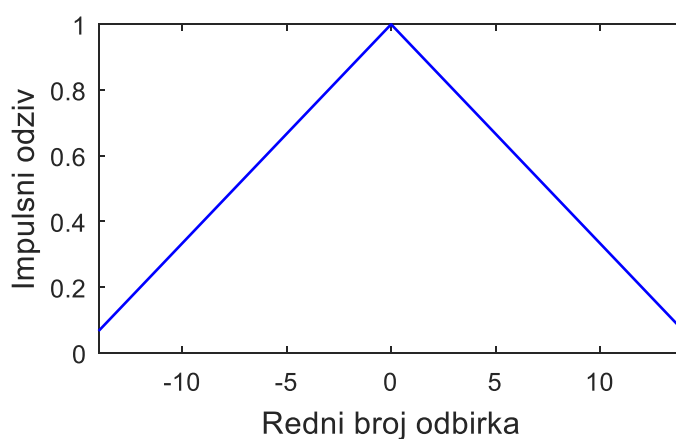
Slika 3.4. Blokovski prikaz procesa estimacije u PMU uređaju

3.4.1 FIR filter za P klasu PMU uređaja

U slučaju P klase PMU uređaja, predložen je torugaoni težinski **FIR** filter, konstantne dužine od dvije periode signala, bez obzira na usvojenu brzinu izvještavanja [33]. U standardu je realizovana brzina odabiranja signala od 15 odbiraka po periodi, što u slučaju nominalne frekvencije od 50 Hz iznosi 750 odbiraka u sekundi, odnosno 900 odbiraka u sekundi za frekvenciju sistema od 60 Hz. Algoritam se može realizovati na dva načina, primjenjujući FIR filter na odbirke iz dvije periode signala ili filtrirajući posebno obje periode signala, nakon čega se rezultati usrednjuju. Koeficijenti filtra su definisani na sljedeći način:

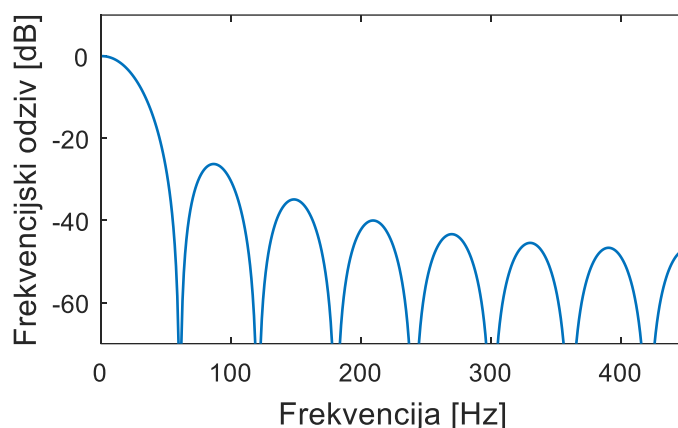
$$W(k) = \left(1 - \frac{2}{N+2}|k|\right) \quad (3.12)$$

gdje k uzima cjelobrojne vrijednosti iz intervala $k=-N/2:N/2$, dok N predstavlja red filtra, pri čemu važi $N=(15-1)\times 2=28$, za brzinu odabiranja od 15 odbiraka u toku jedne periode mjerenog signala. Vrijednosti koeficijenata ovog filtra prikazani su na slici 3.5.



Slika 3.5. Primjeri koeficijenata FIR filtra za P klasu PMU uređaja

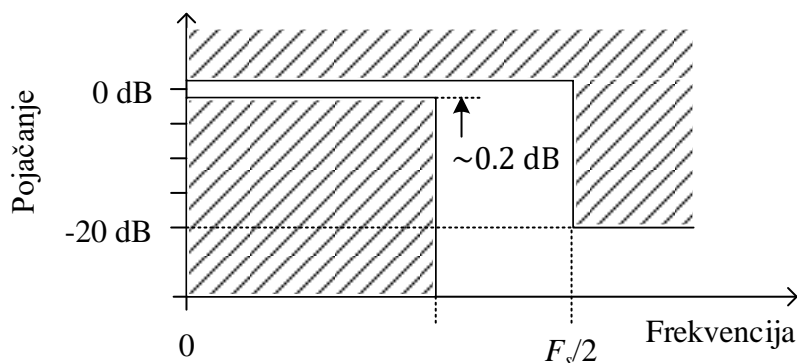
U slučajevima kada frekvencija signala odstupa od nominalne vrijednosti za P klasu DFT algoritma potrebno je kompenzovati estimiranu amplitudu fazora. To se može zaključiti i na osnovu frekvencijskog odziva filtra, prikazanog na slici 3.6.



Slika 3.6. Amplitudska karakteristika FIR filtra, za $f_0=50\text{Hz}$, $f_s=15 \times 50=750\text{Hz}$,
 $N=2 \times (15-1)=28$

3.4.2 FIR filtar za M klasu PMU uređaja

Pred M klasom fazora se postavljaju strožiji uslovi, u smislu preciznosti estimacija. Na slici 3.7 prikazani su uslovi za frekvencijski odziv filtra.



Slika 3.7. Dozvoljeni oblici frekvencijskog odziva filtra (neosjenčena površina), za M klasu algoritama

Koeficijenti filtra su dati analitičkom formulom:

$$W(k) = \frac{\sin\left(2\pi \times \frac{F_{fr}}{F_{odabiranja}} \times k\right)}{2\pi \times \frac{F_{fr}}{F_{odabiranja}} \times k} h(k), \quad (3.13)$$

gdje su:

$$k = -N/2 : N/2,$$

$$N = \text{red FIR filtra},$$

$$F_{fr} = \text{referentna frekvencija niskopropusnog filtra},$$

$F_{\text{odabiranja}}$ = frekvencija odabiranja,

$h(k)$ = Hammingov prozor.

Nedostaci DFT algoritma predloženog u standardu su dati ispod.

Algoritam, predložen za **P** klasu PMU uređaja koristi fiksnu dužinu filtra, za sve brzine izvještavanja. To stvara mogućnost da se u rezultatu estimacije, pri manjim brzinama izvještavanja (<50 izvještaja u sekundi ili 60), javi dodatna nepreciznost usljed postojanja *aliasing* efekta.

S obzirom na to da se pri estimaciji frekvencije koriste prethodno estimirani fazni uglovi (posljednja četiri računski prozora), estimacija kasni za pravom vrijednosti frekvencije signala. Uzimanjem u obzir estimirane vrijednosti faznog ugla prvog sljedećeg i prethodnog računskog prozora, pomenuto kašnjenje bi se neutralisalo. Međutim, pomenuti postupak uveo bi kašnjenje u izvještavanju PMU uređaja, čekajući informaciju iz sljedećeg računskog prozora.

Relacija za estimaciju frekvencije i ROCOF-a je veoma osjetljiva na mjerni šum.

U algoritmu za **P** klasu PMU uređaja, potrebna je amplitudska modifikacija, u slučaju nenominalne frekvencije signala.

Algoritam za **P** klasu PMU uređaja ne pokazuje zavidnu tačnost u prisustvu harmonika, pri nenominalnoj frekvenciji. U ovom slučaju, estimacija frekvencije i ROCOF-a nije u potpunosti pouzdana.

Glava 4.

PREDLOG ADAPTIVNOG ALGORITMA ZA ESTIMACIJU SINHROFAZORA

4.1 Opis metode

Predloženi algoritam pripada grupi algoritama koje analizuju nad mjerenim odbircima signala realizuju u vremenskom domenu. Koristi se sljedeći model signala:

$$v(n) = A \cos(\omega_0 nT + \phi_0) = A \cos(2\pi f_0 nT + \phi_0), \quad (4.1)$$

u kojem se modeluje fundamentalna komponenta signala, sa konstantnim parametrima. Navedene osobine svrstavaju predloženi algoritam u grupu *vremenskih algoritama*, koji usvajaju *stacionaran model fazora*. Iz tog razloga, komparacija je izvršena sa reprezentativnim metodama, koje takođe usvajaju stacionarni model fazora.

Metoda se zasniva na činjenici da suma vrijednosti kosinusnog signala u dva vremenska trenutka, pomnoženih odgovarajućim kompleksnim koeficijentima kao rezultat daje fazor jedinične amplitude [67], što se analitički može zapisati na sljedeći način:

$$W_1(t)x(t) + W_2(t)x(t + \Delta T) = e^{j\omega t}, \quad (4.2)$$

gdje su $W_1(t)$ i $W_2(t)$ kompleksni koeficijenti, Δ predstavlja vremensko kašnjenje izraženo brojem odbiraka, T je vremenska perioda odabiranja signala, ω je ugaona učestanost signala, dok je x kosinusni signal koji možemo koristeći Ojlerovu jednačinu zapisati u sljedećem obliku:

$$\begin{aligned} x(t) &= A(t) \frac{e^{j(\omega t + \phi(t))} + e^{-j(\omega t + \phi(t))}}{2} \\ x(t + \Delta) &= A(t + \Delta T) \frac{e^{j(\omega(t + \Delta) + \phi(t + \Delta))} + e^{-j(\omega(t + \Delta) + \phi(t + \Delta))}}{2}. \end{aligned} \quad (4.3)$$

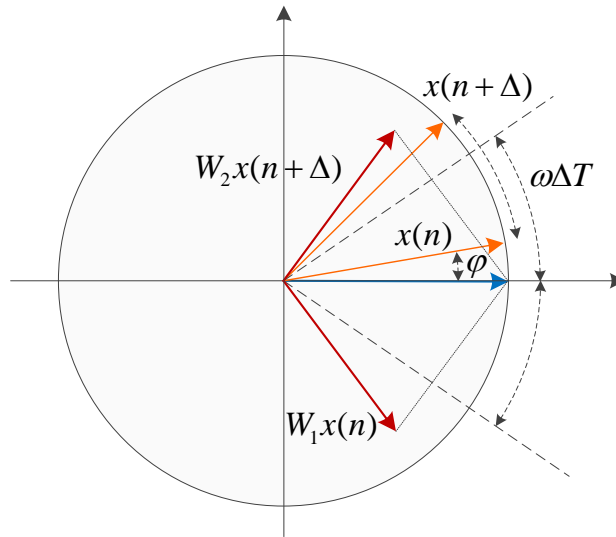
Uvrštavajući (4.3) u jednačinu (4.2), dobija se sistem od dvije jednačine:

$$\begin{aligned} W_1(t)A(t)e^{-j\phi(t)} + W_2(t)A(t + \Delta T)e^{-j\omega\Delta T}e^{-j\phi(t + \Delta T)} &= 0 \\ W_1(t)A(t)e^{j\phi(t)} + W_2(t)A(t + \Delta T)e^{j\omega\Delta T}e^{j\phi(t + \Delta T)} &= 2. \end{aligned} \quad (4.4)$$

Rješenja dobijene jednačine iz (4.4) zapravo predstavljaju teorijske vrijednosti koeficijenata W_1 i W_2 , koje su prikazane u sljedećoj relaciji:

$$\begin{aligned} W_1(t) &= \frac{je^{-j\varphi(t-\Delta T)}e^{-j\omega\Delta T}}{A(t)\sin(\omega\Delta T + \varphi(t+\Delta T) - \varphi(t))}, \\ W_2(t) &= \frac{-je^{-j\varphi(t)}}{A(t+\Delta T)\sin(\omega\Delta T + \varphi(t+\Delta T) - \varphi(t))}. \end{aligned} \quad (4.5)$$

Geometrijska interpretacija predložene metode data je na slici 4.1:



Slika 4.1. Geometrijska interpretacija metode

Kao što je pomenuto na početku ovog poglavlja, predložena metoda usvaja stacionarni model fazora, što omogućava uvođenje pretpostavke vremenske nepromjenjivosti parametara signala unutar računskog prozora. Ova pretpostavka dodatno pojednostavljuje izraze za teorijsku vrijednost koeficijenata:

$$W_1 = \frac{je^{-j\varphi}e^{-j\omega\Delta T}}{A\sin\omega\Delta T}, \quad W_2 = \frac{-je^{-j\varphi}}{A\sin\omega\Delta T}. \quad (4.6)$$

Kao što je prikazano u jednačini (4.6), teorijske vrijednosti koeficijenata u sebi sadrže informacije o parametrima sinhrofazora. U diskretnom domenu za mjereni naponski/strujni signal, transformacija je definisana jednačinom:

$$r(nT) = e^{j(\omega nT + \varphi)} = W_1x(nT) + W_2x((n + \Delta)T), \quad (4.7)$$

u kojoj T predstavlja vremensku periodu odabiranja signala, dok je Δ vremensko kašnjenje signala, izraženo brojem odbiraka.

Jednačinu (4.7) možemo primijeniti na N uzastopnih odbiraka signala, pri čemu je N dužina prozora, i zapisati je u matričnom obliku. Koristeći pretpostavku da se parametri signala ne mijenjaju unutar prozora širine $N+\Delta+1$, matrična jednačina ima sljedeći oblik:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} e^{j\omega(n-N/2)T} \\ \vdots \\ e^{j\omega nT} \\ \vdots \\ e^{j\omega(n+N/2)T} \end{bmatrix}}_{\mathbf{F}} = \underbrace{\begin{bmatrix} x(n-N/2) & x(n-N/2+\Delta) \\ \dots & \dots \\ x(n) & x(n+\Delta) \\ \dots & \dots \\ x(n+N/2) & x(n+N/2+\Delta) \end{bmatrix}}_{\mathbf{X}} \underbrace{\begin{bmatrix} W_1 & W_2 \end{bmatrix}^H}_{\mathbf{W}} \quad (4.8)$$

Koeficijenti iz jednačine (4.8) se mogu odrediti minimizacijom funkcije performanse:

$$J(n) = 1 - |\mathbf{W}^H(n)\mathbf{X}(n)|, \quad (4.9)$$

gdje je \mathbf{W} vektor koeficijenata W_1 i W_2 , dok je $\mathbf{X}(n)$ matrica odgovarajućih odbiraka. Funkcija performanse u predloženoj metodi je minimizovana LSCMA (*Least Square Constant Modulus*) algoritmom [65]. Međutim, ukoliko u signalu postoje amplitudske i/ili fazne modulacije, LSCMA algoritam neće dati zadovoljavajuće rezultate, jer je izveden pod pretpostavkom da su parametri signala konstantni unutar posmatranog prozora. Da bi se postigle bolje performanse algoritma u dinamičkim uslovima, funkcija performanse se može modifikovati na sljedeći način:

$$J(n) = 1 - |\mathbf{W}^H(n)\mathbf{G}^H\mathbf{G}\mathbf{X}(n)|, \quad (4.10)$$

gdje je \mathbf{G} dijagonalna matrica težinskih koeficijanata. Težinske koeficijente treba odabrati tako da se najveća težina daje odbirku u sredini prozora. Sa druge strane, što je odbirak udaljeniji od sredine prozora, njegov doprinos u estimaciji vektora \mathbf{W} treba da bude manji, odnosno, treba mu dati manji težinski koeficijent. Kako je upravo centralni odbirak referentni za estimirane vrijednosti parametara sinhrofazora, to predložena modifikacija doprinosi tačnijoj estimaciji. Vektor \mathbf{W} koji minimizuje funkciju performanse (4.10) se može pronaći na sljedeći način [68]:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(n) &= \mathbf{X}(n)\mathbf{W}(n-K)^H / |\mathbf{W}(n-K)^H\mathbf{X}(n)| \\ \mathbf{W}(n) &= (\mathbf{G}\mathbf{X})^\dagger \mathbf{G}\mathbf{y}(n). \end{aligned} \quad (4.11)$$

Može se uočiti da vrijednost vektora $\mathbf{W}(n)$ zavisi od svojih prethodnih vrijednosti, odnosno od vrijednosti iz prethodnog prozora. Da bi se postigli bolji rezultati u dinamičkim uslovima, za posmatrani prozor, korake definisane jednačinom (4.11) potrebno je ponoviti nekoliko puta, kako bi algoritam konvergirao optimalnom rješenju.

U proračunatim koeficijentima se nalaze informacije o parametrima usvojenog modela. Amplituda se može proračunati relacijom:

$$\hat{A}(n) = \frac{\sin(\arg\{W_2(n)/W_1(n)\})}{|W_1(n)|}, \quad (4.12)$$

dok se frekvencija signala određuje na sljedeći način:

$$\hat{f}(n) = \arg\{-W_2(n)/W_1(n)\} / (2\pi\Delta T). \quad (4.13)$$

Koristeći proračunatu vrijednost koeficijenta W_2 i vrijednost signala $r(n)$ može se definisati trenutni fazni pomjeraj [65]:

$$\hat{\phi}(n) = -\arg\{jW_2(n)\}. \quad (4.14)$$

Predloženi algoritam izveden je pod pretpostavkom da sadrži samo osnovni harmonik. U cilju postizanja robusnosti na pojavu viših harmonika, ulazni signal najprije treba filtrirati niskopropusnim filtrom. Niskopropusni filter je potrebno dizajnirati tako da ima jedinično pojačanje u okolini nominalne frekvencije, a da pritom što više slabi drugi i više harmonike. S obzirom na to da je u trenutku posmatranja dostupno po $N/2$ budućih i starih odbiraka, za filtriranje je pogodno koristiti FIR filter čiji su koeficijenti jednaki koeficijentima impulsnog odziva idealnog filtra pomnoženog sa prozorskom funkcijom [38]:

$$g(n) = \sum_{m=-M/2}^{M/2} \frac{\sin(2\pi fcTm)}{\pi m} h(m) \delta(n-m). \quad (4.15)$$

Sa $h(m)$ je označena prozorska funkcija, f_c predstavlja presječnu frekvenciju u Hz. Odabir dužine filtra, presječne frekvencije i prozorske funkcije predstavlja kompromis između zahtjeva za ravnom karakteristikom u okolini nominalne učestanosti i veće selektivnosti u okolini presječne učestanosti.

Bitno je naglasti da je filter iz (4.15) simetričan, te da ima nultu faznu karakteristiku. Na ovaj način se ne unosi fazno kašnjenje prilikom filtriranja. Sa druge strane, ukoliko se amplitudska karakteristika na nominalnoj frekvenciji razlikuje od jedinice, potrebno je izvršiti korekciju estimirane amplitude:

$$\hat{a}_k(n) = \frac{\hat{a}(n)}{A_g(\omega)}, \quad (4.16)$$

gdje je $A_g(\omega)$ vrijednost amplitude filtra na učestanosti ω :

$$A_g(\omega) = \sum_{m=-M/2}^{M/2} \frac{\sin(2\pi fcTm)}{\pi m} h(m) e^{-j\omega m T}. \quad (4.17)$$

Na slici 4.2 je blokovski prikazana struktura predložene metode.



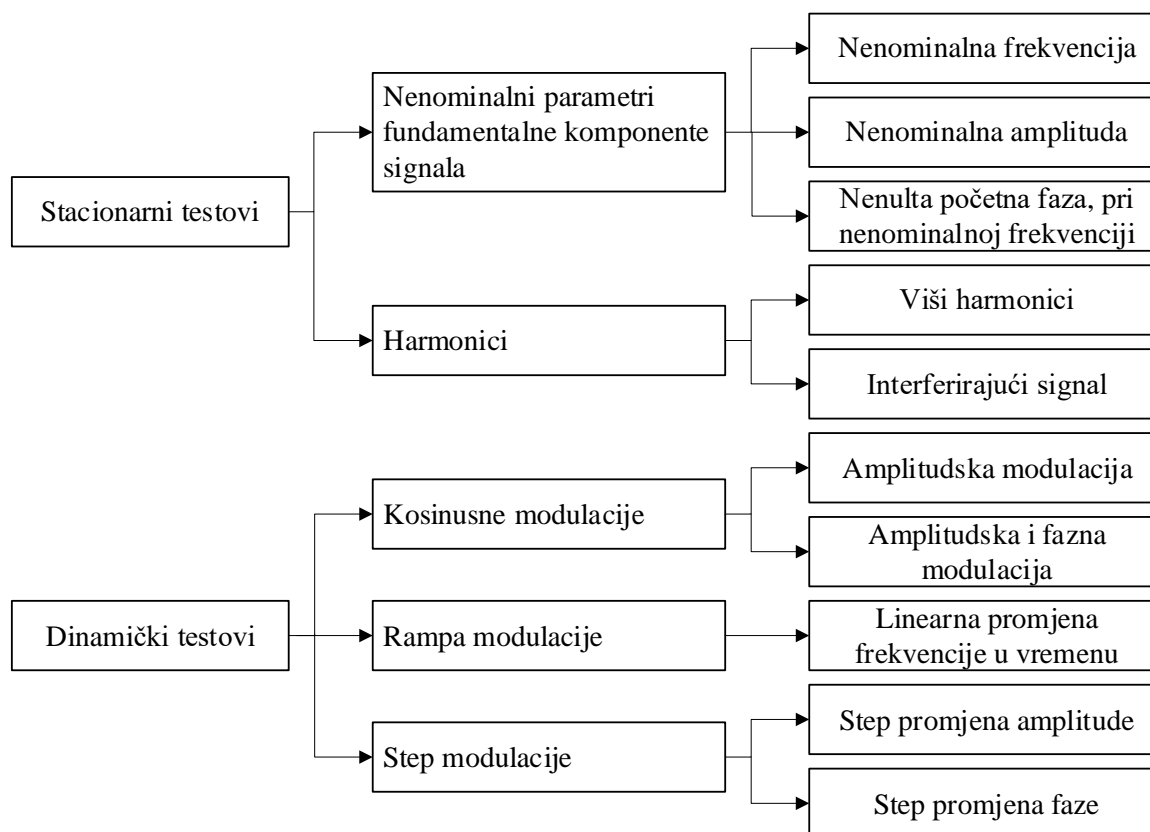
Slika 4.2. Blokosvka struktura predložene metode

4.2 Poređenje performansi razmatranih i predložene metode

U važećem standardu za sinhrofazore [33] definisani su simulacioni testovi, na osnovu kojih se zaključuje o performansama metode za estimaciju sinhrofazora. Za svaki definisani test određene su maksimalne dozvoljene vrijednosti pokazatelja tačnosti estimacija, koji su definisani u poglavlju 3.

U cilju poređenja predložene metode sa postojećim metodama u literaturi, odabrane su LES i DFT metoda. Kod obje metode je usvajan stacionarni koncept fazora, što je slučaj i sa predloženom metodom. DFT metoda primjenjuje diskretnu Furijeovu transformaciju nad odbircima signala, dok LES metoda analizu sprovodi u vremenskom domenu. Metode su odabrane u cilju ravnopravnog poređenja sa predloženom metodom.

Simulacije koje su definisane u standardu mogu se klasifikovati na način prikazan na slici 4.3:



Slika 4.3. Klasifikacija testova za estimaciju sinhrofazora

Simulacioni testovi definisani u važećem standardu za sinhrofazore mogu se klasifikovati u dvije grupe, u zavisnosti od prirode promjena signala koje se događaju u toku testa. U tom smislu, mogu se prepoznati dvije vrste testova:

- testovi kojima se ispituju performanse algoritama u slučaju kada u fazori stacionarni,
- testovi kojima se ispituju performanse algoritama u slučaju kada u fazori nestacionarni.

Prvoj grupi simulacionih testova pripada test sa nenominalnim parametrima osnovne komponente signala. Usvajaju se nenominalne vrijednosti za amplitudu, frekvenciju ili fazni ugao. Drugi test pored fazora definiše i interferirajući signal ili viši harmonik.

Druga grupa testova obuhvata testove sa promjenjivim vrijednostima parametara fazora. Prvi test podrazumijeva kosinusne modulacije amplitude ili faznog ugla osnovne komponente signala. Pored kosinusne promjene, definisan je test sa linearnom promjenom frekvencije, odnosno step promjenom amplitude ili faznog ugla osnovne komponente signala.

Indikatori performansi definisani u standardu su TVE, FE i RFE i definisane su maksimalne vrijednosti za sve testove, osim za dinamički test sa step promjenom, pri kojem se mjeri preskok, vrijeme odziva i kašnjenje.

4.3 Parametri korišteni u simulacijama

U cilju ravnopravnog analiziranja performansi razmatranih metoda potrebno je uskladiti određene parametre metoda pri simulaciji. Za učestanost odabiranja signala usvojena je vrijednost od 1250 Hz i korištena je kod sve tri metode, u svim simulacijama. Pored učestanosti odabiranja, zajednički parametar metoda jeste i brzina izvještavanja, koja iznosi 25 izvještaja u sekundi. Širina računskog prozora je usklađena za svaku metodu pojedinačno, na osnovu prethodno usvojenih parametara, a sve u cilju postizanja odgovarajućeg kompromisa u tačnosti estimacija uređaja, pri različitim scenarijima. U nastavku je data tabela sa pregledom parametara koji su korišteni u simulacijama.

Tabela 4.1. Pregled parametara razmatranih metoda, korištenih u simulacijama

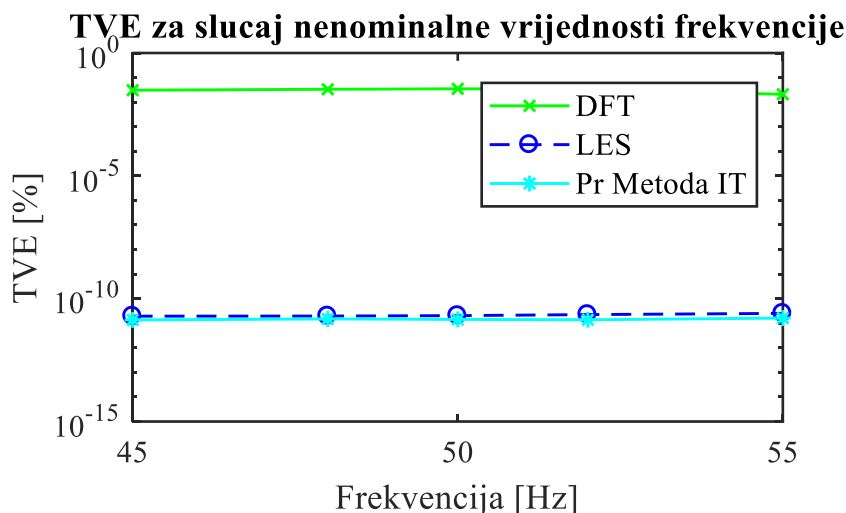
Metoda	$F_{izvještavanja}$	N	$F_{odabiranja}$
Predložena metoda	50	70	1250
DFT metoda (standard)	50	280	1250
LES metoda (IEEE)	50	50	1250

Simulacije su izvršene u softverskom paketu Matlab R2017a (9.2.0.538062), na računaru sa procesorom Intel(R) Core(TM) i7-7500U CPU @ 2.70 Hz 2.90 Hz, RAM memorijom od 8.00 GB i 64-bitnim Windows 10 Pro operativnim sistemom.

4.4 Rezultati simulacija

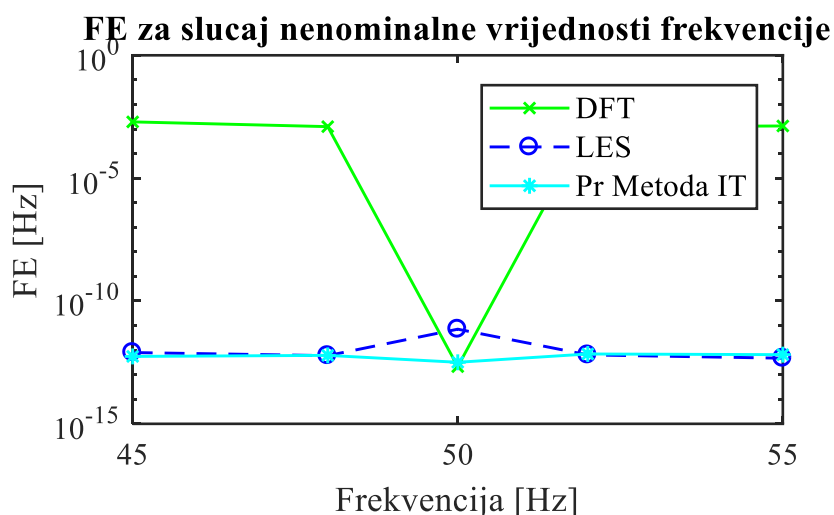
4.4.1 Nenominalna vrijednost frekvencije signala

Prvi simulacioni test ispituje rad metoda pri nenominalnim vrijednostima frekvencije osnovne komponente signala. Korištene su vrijednosti frekvencije od 45, 48, 52 i 55 Hz, kao i nominalne vrijednosti, odnosno 50 Hz. Na slici 4.4 je prikazan TVE, pri čemu je maksimalna dozvoljena vrijednost propisana standardom jednaka 1%. Predložena metoda postiže preciznu estimaciju parametara u opisanom testu, odnosno vrijednost TVE reda 10^{-11} , u sva tri slučaja. Sličnu tačnost postiže i LES metoda, dok DFT metoda unosi određenu grešku u estimaciji, odnosno TVE je reda 10^{-2} .



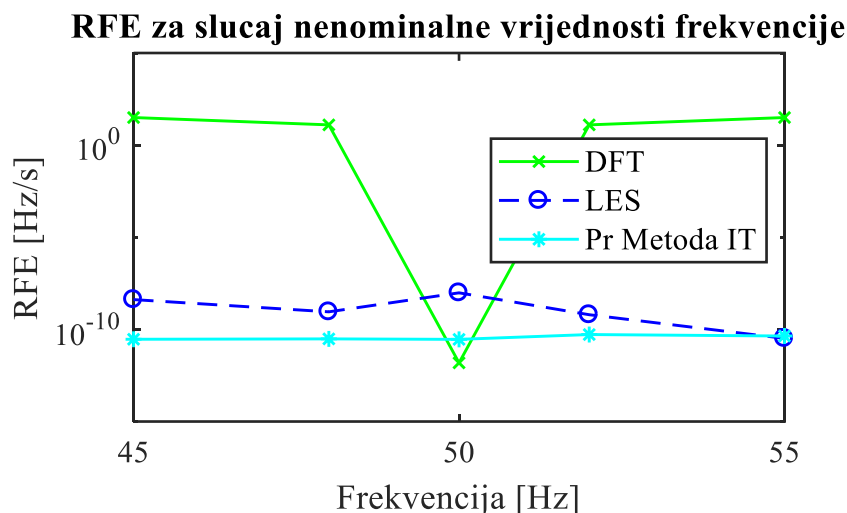
Slika 4.4. TVE u slučaju nenominalne vrijednosti frekvencije signala

Za isti simulacioni test prikazana je i greška u estimaciji frekvencije na slici 4.5. FE u slučaju predložene metode je reda 10^{-13} , za sva tri definisana scenarija. DFT metoda postiže najtačniju estimaciju frekvencije u slučaju njene nominalne vrijednosti, dok za nenominalne vrijednosti frekvencije postiže značajno lošije rezultate, odnosno FE vrijednosti reda 10^{-3} . Konačno, LES metoda postiže tačnost uporedivu sa tačnošću predložene metode, osim u slučaju nominalne vrijednosti frekvencije.



Slika 4.5. FE u slučaju nenominalne vrijednosti frekvencije signala

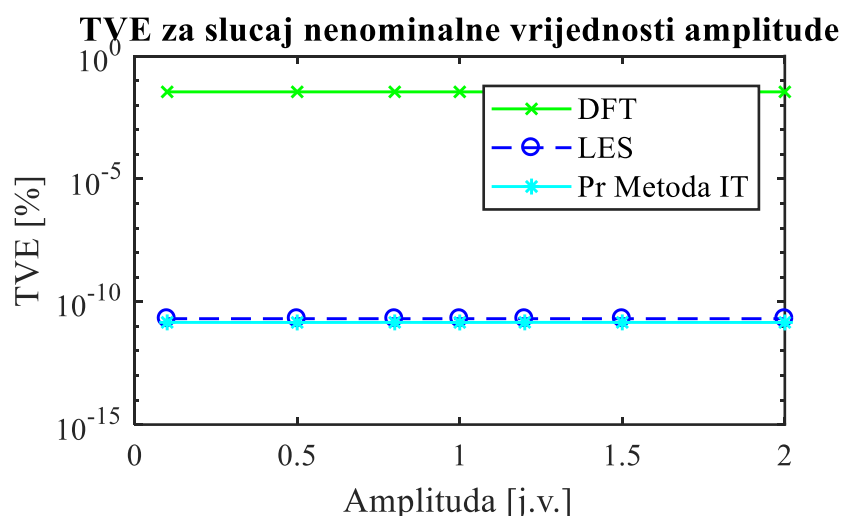
Kada je u pitanju RFE, čije vrijednosti su prikazane na slici 4.6, vidljivo je da predložena metoda postiže najmanju grešku u slučaju nenominalne vrijednosti frekvencije i reda je 10^{-10} . DFT metoda postiže najveću preciznost u nominalnim uslovima, dok za ostale vrijednosti frekvencije pokazuje značajnu grešku u estimaciji, koja je reda 10^0 .



Slika 4.6. RFE u slučaju nenominalne vrijednosti frekvencije signala

4.4.2 Nenominalna vrijednost amplitude signala

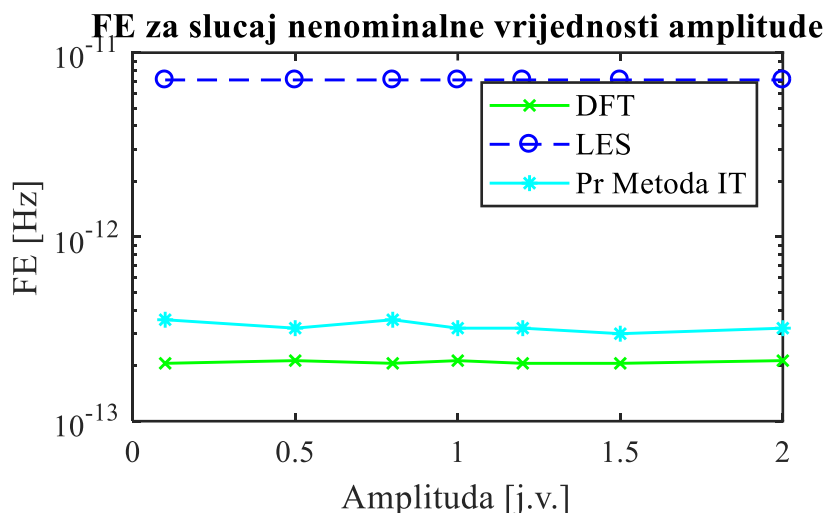
Drugi realizovani test podrazumijeva takođe stacionarne vrijednosti parametara signala, pri čemu amplituda uzima vrijednosti 0.1, 0.5, 0.8, 1, 1.2, 1.5 i 2, u relativnim jedinicama. Predložena metoda i ovdje postiže najtačniju estimaciju, odnosno TVE reda 10^{-11} . LES metoda takođe postiže veliku preciznost u estimaciji, koja je uporediva sa tačnošću predložee metode, što se oslikava u vrijednostima TVE reda 10^{-11} . Konačno, vrijednost TVE od 0.0349 postiže DFT metoda za sve vrijednosti amplitude signala. Drugim riječima, tačnost estimacije DFT metode u ovom testu ne zavisi od vrijednosti amplitude signala, što je vidljivo na slici 4.7.



Slika 4.7. TVE u slučaju nenominalne vrijednosti amplitude signala

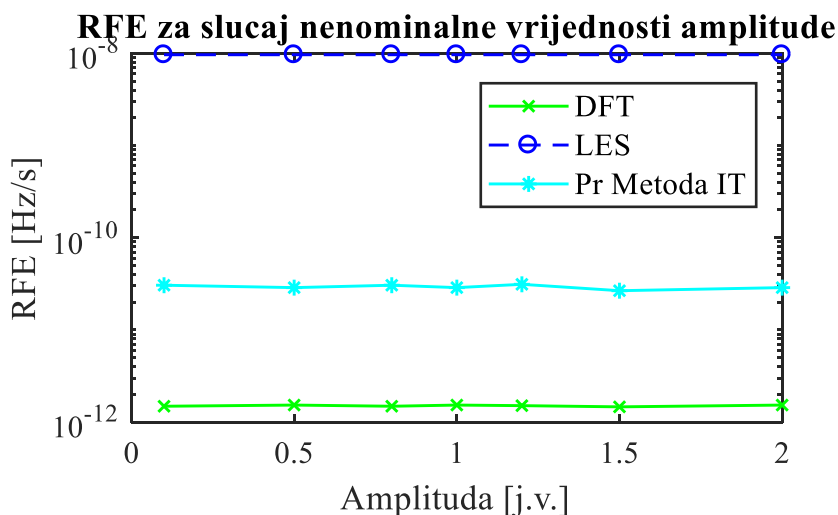
Kada je u pitanju FE, sve tri metode postižu zanemarljivo malu grešku u estimaciji frekvencije. Može se zaključiti da tačnost estimacije frekvencije sve tri metode ne zavisi

od vrijednosti amplitude signala. FE je prikazan na slici 4.8 i pokazuje da su vrijednosti FE predloženog algoritma, LES i DFT algoritma reda 10^{-13} , 10^{-13} i 10^{-12} , respektivno.



Slika 4.8. FE u slučaju nenominalne vrijednosti amplitude signala

Slično kao kod vrijednosti FE, sve tri metode pokazuju robustnost na nenominalne vrijednosti amplitude signala, pri čemu predložena metoda postiže najmanju vrijednost RFE i reda je 10^{-12} . LES metoda postiže uporedive vrijednosti RFE, reda 10^{-11} , dok su odgovarajuće vrijednosti DFT metode reda 10^{-8} , što je vidljivo na slici 4.9.

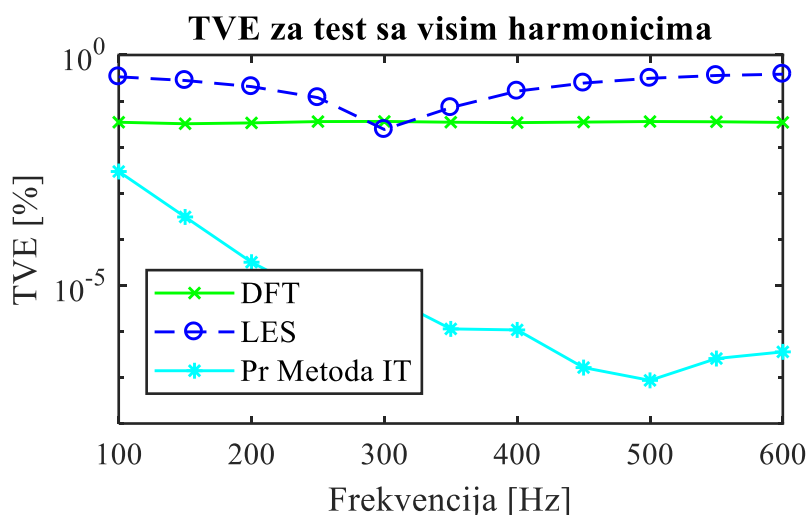


Slika 4.9. RFE u slučaju nenominalne vrijednosti amplitude signala

4.4.3 Uticaj viših harmonika

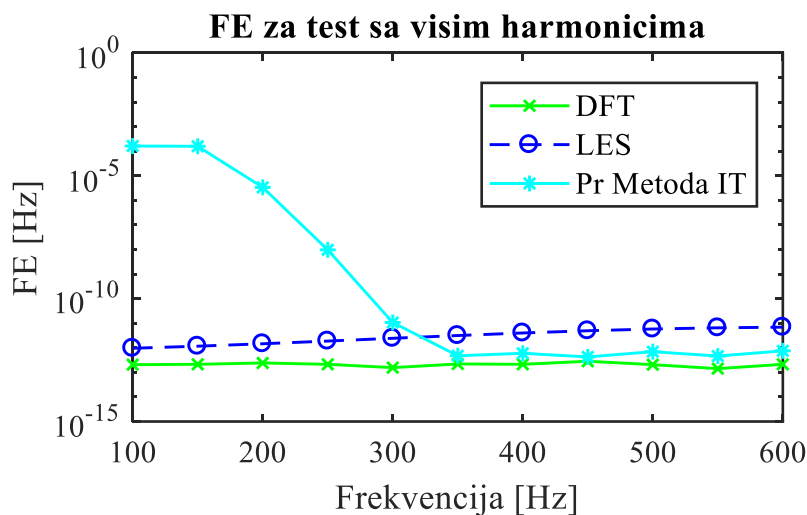
Treći simulacioni test koji je sproveden podrazumijeva prisustvo harmonika u mjerenom signalu. Razmatrano je prvih jedanaest harmonika. Predložena metoda za sve prikazane harmonike postiže tačniju estimaciju u odnosu na DFT i LES metodu, što se ogleda kroz vrijednosti TVE, koja je reda 10^{-3} , za prvi harmonik, odnosno 10^{-7} , za najveći

razmatrani harmonik. Najveću grešku u estimaciji postiže LES metoda, u čijem slučaju TVE ima vrijednost reda 10^{-1} . DFT metoda postiže relativno jednaku vrijednost za sve razmatrane harmonike i reda je 10^{-2} , što je i prikazano na slici 4.10.



Slika 4.10. TVE u slučaju prisustva višeg harmonika

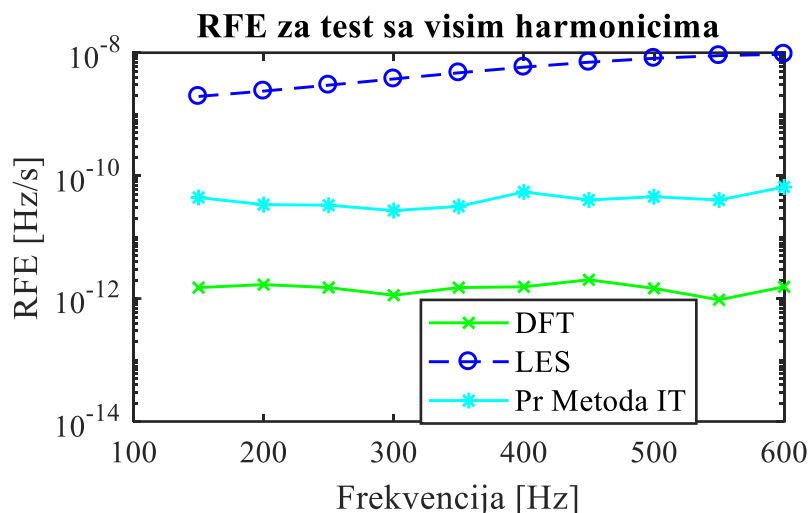
Na slici 4.11 prikazane su vrijednosti FE razmatranih algoritama u slučaju prisustva harmonika.



Slika 4.11. FE u slučaju prisustva višeg harmonika

Može se primijetiti da DFT algoritam postiže veliku tačnost pri estimaciji frekvencije, odnosno FE je reda 10^{-13} . Sličnu tačnost postiže LES algoritam, dok predloženi algoritam za slučaj 6-og i većih harmonika postiže uporedivu tačnost pri estimaciji frekvencije, dok za manje harmonike unosi grešku značajno veću od druga dva algoritma. Na slici 4.12 prikazane su vrijednosti RFE, koji pokazuju prednost DFT metode u opisanom scenariju, u odnosu na druge dvije metode. Predložena metoda pokazuje bolje rezultate od LES metode i vrijednosti su reda 10^{-12} . Kada su u pitanju vrijednosti RFE, koje su prikazane na slici

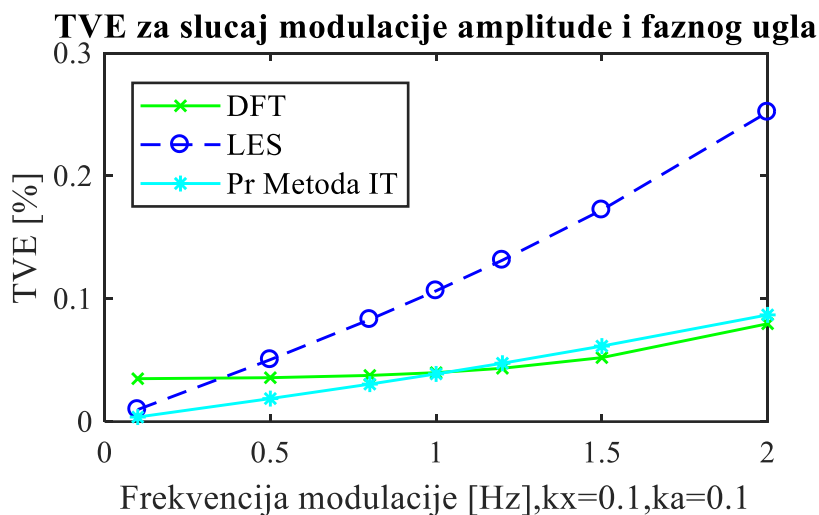
4.12, DFT pokazuje najveću preciznost i robustnost na prisutne harmonike, dok LES metoda postiže najveću vrijednost greške pri estimaciji.



Slika 4.12. RFE u slučaju prisustva višeg harmonika

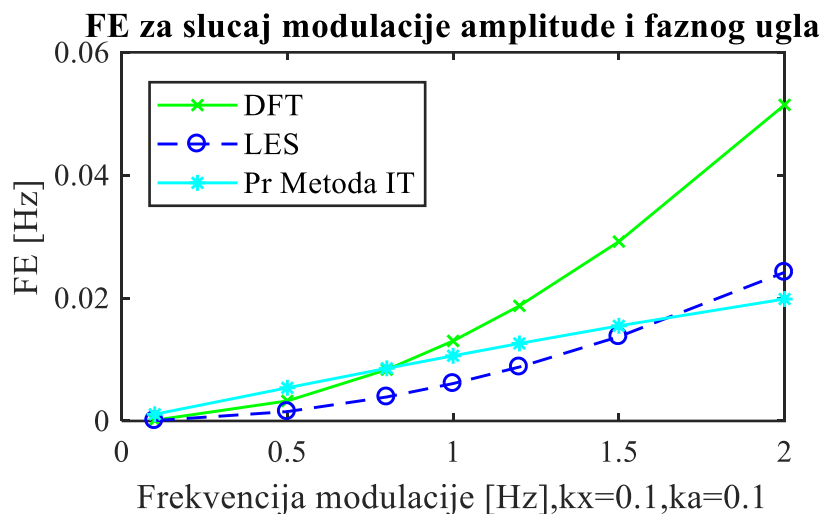
4.4.4 Amplitudska i fazna modulacija

Prvi test iz grupe testova koji simuliraju dinamičko stanje fazora, definiše promjenu amplitude i faznog ugla fazora prema kosinusnom zakonu, jednakom frekvencijom. U testu su korištene vrijednosti modulišuće frekvencije iz opsega 0.1 - 2, dok odgovarajuće amplitude ovih modulacija iznose 0.1. Na slici 4.13 prikazane su vrijednosti TVE. Primjetno je da LES u odnosu na druge dvije poređene metode pravi veću grešku u estimaciji fazora. Predložena metoda i DFT metoda postižu uporedivu tačnost u estimaciji, pri čemu predložena metoda postiže veću tačnost pri manjim vrijednostima modulacione frekvencije.



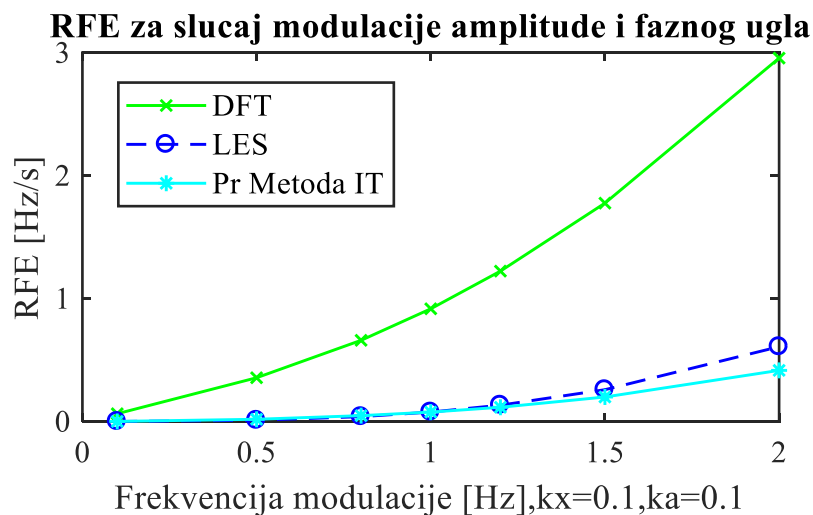
Slika 4.13. TVE u slučaju kosinusne promjene amplitude i faznog ugla

Vrijednosti FE su prikazane na slici 4.14. Najveću grešku u estimaciji frekvencije pravi DFT metoda, dok LES metoda postiže najveću tačnost na opsegu frekvencija modulacije 0.1-2. Predložena metoda postiže najveću tačnost na većim frekvencijama modulacije, odnosno pokazuje najbolje performanse pri dinamičkim uslovima.



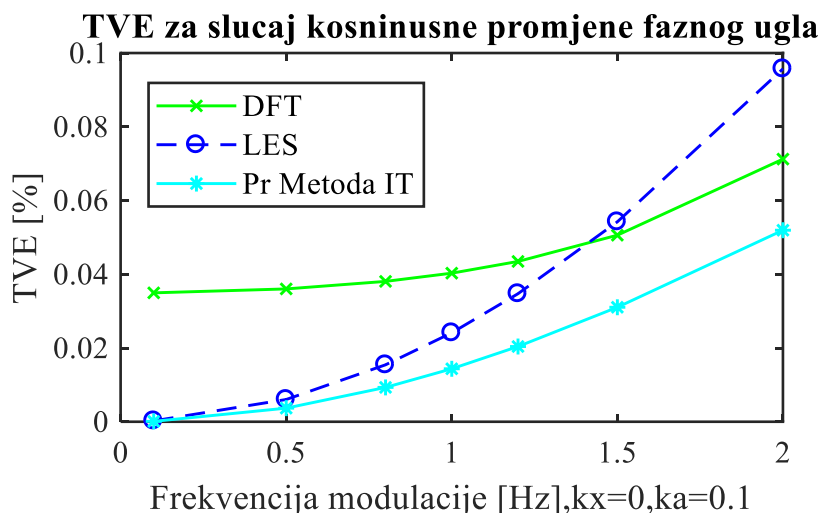
Slika 4.14. FE u slučaju kosinusne promjene amplitude i faznog ugla

Na slici 4.15 može se uočiti prednost predložene metode nad razmatranim metodama pri estimaciji brzine promjene frekvencije u opisanom scenariju. U ovom testu najveće vrijednosti RFE postiže DFT metoda.



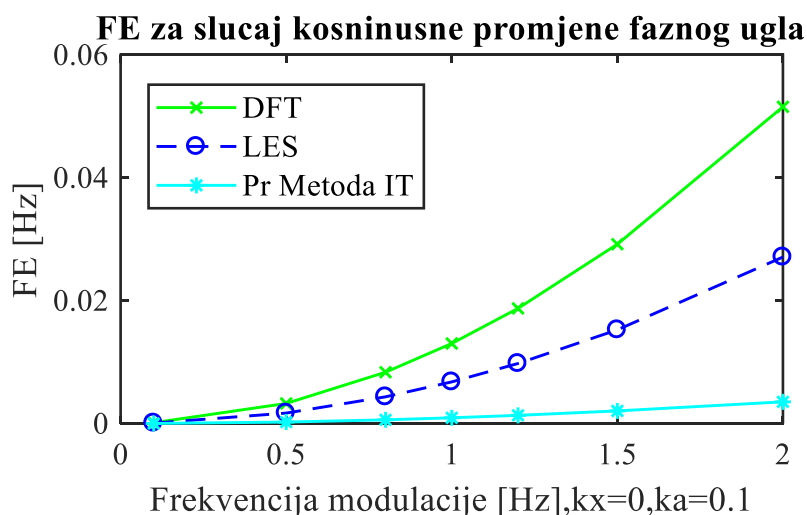
Slika 4.15. FE u slučaju kosinusne promjene amplitude i faznog ugla

Pored kosinusne promjene amplitude i faznog ugla, primijenjen je i test sa kosinusnom promjenom faznog ugla. Korištene su iste vrijednosti modulišuce frekvencije kao u prethodnom testu. Amplituda modulacije faznog ugla iznosi 0.1. Na cijelom opsegu frekvencija predložena metoda postiže najveću tačnost, odnosno najmanju vrijednost TVE, što je i prikazano na slici 4.16. Dok u prvom dijelu opsega vrijednosti modulišuce frekvencije DFT algoritam postiže najveće vrijednosti greške, za veće vrijednosti frekvencije postiže tačniju estimaciju u odnosu na LES metodu.



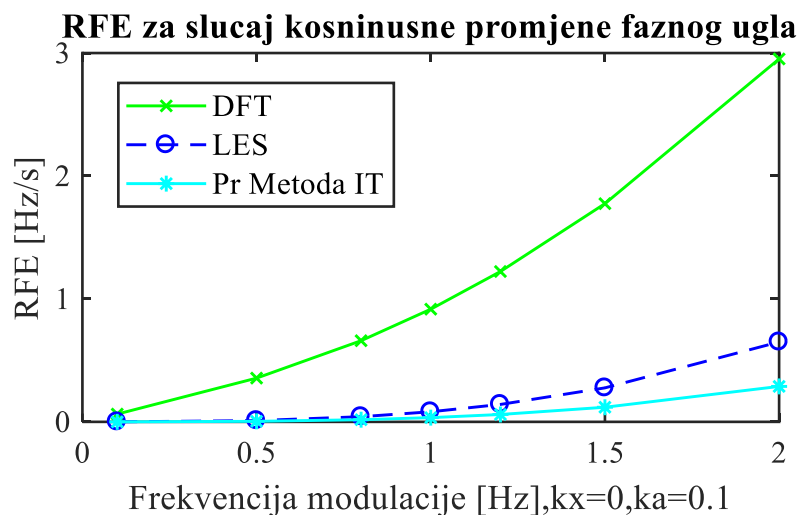
Slika 4.16. TVE u slučaju kosinusne promjene faznog ugla

Kada je u pitanju FE, predložena metoda postiže značajno tačnije estimacije frekvencije pri opisanim modulacijama faznog ugla, u odnosu na LES i DFT metodu. Za slučaj veće vrijednosti modulišuće frekvencije, tačnost estimacije predložene metode je do 10 puta veća od odgovarajuće estimacije druge dvije metode, što se vidi na slici 4.17. Moguće je takođe primijetiti da DFT metoda postiže najmanju tačnost pri estimaciji frekvencije, kao i da se performanse razmatranih metoda degradiraju, kako vrijednost modulišuće frekvencije raste.



Slika 4.17. FE u slučaju kosinusne promjene faznog ugla

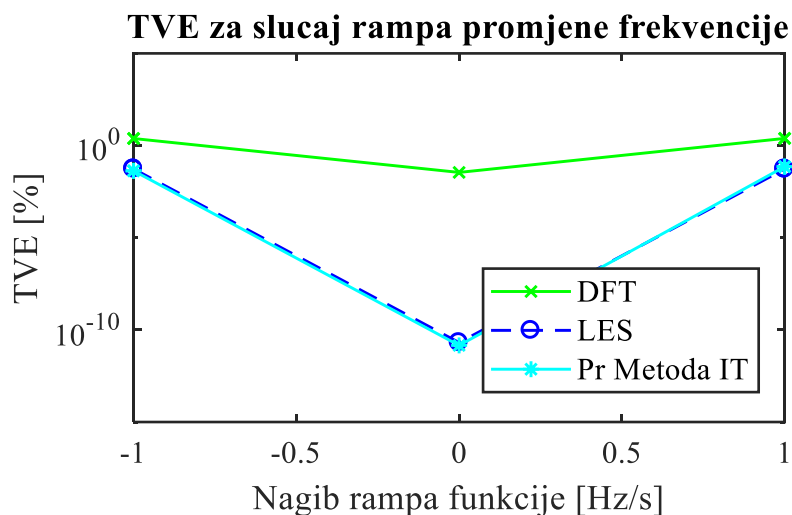
Konačno, vrijednosti RFE sa slike 4.18 pokazuju da najveću preciznost u estimaciji brzine pormjene frekvencije postiže predložena metoda, dok DFT metoda estimira frekvenciju i njen prvi izvod sa najvećom greškom, što ukazuje na to da dinamički uslovi u mreži znatno utiču na performanse ove metode.



Slika 4.18. RFE u slučaju kosinusne promjene faznog ugla

4.4.5 Linearna promjena trenutne frekvencije

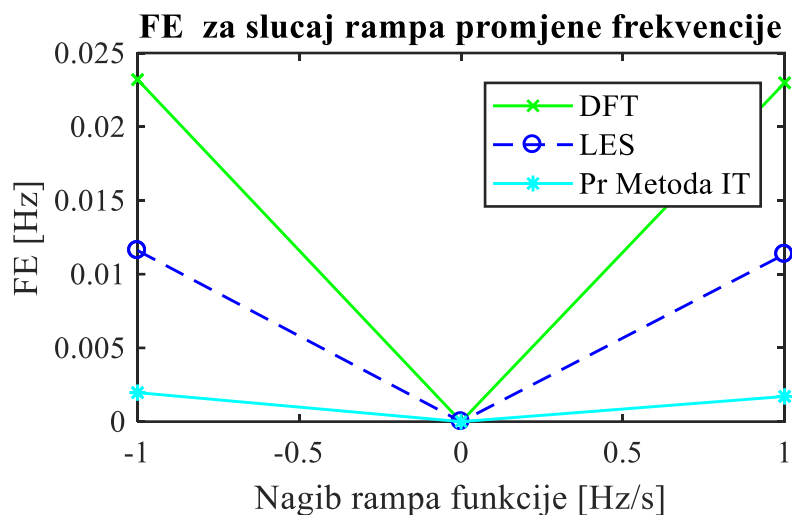
Sljedeći test kojim se simuliraju dinamički uslovi u mreži jeste simulacija linearne promjene frekvencije fazora.



Slika 4.19. TVE u slučaju rampa promjene frekvencije

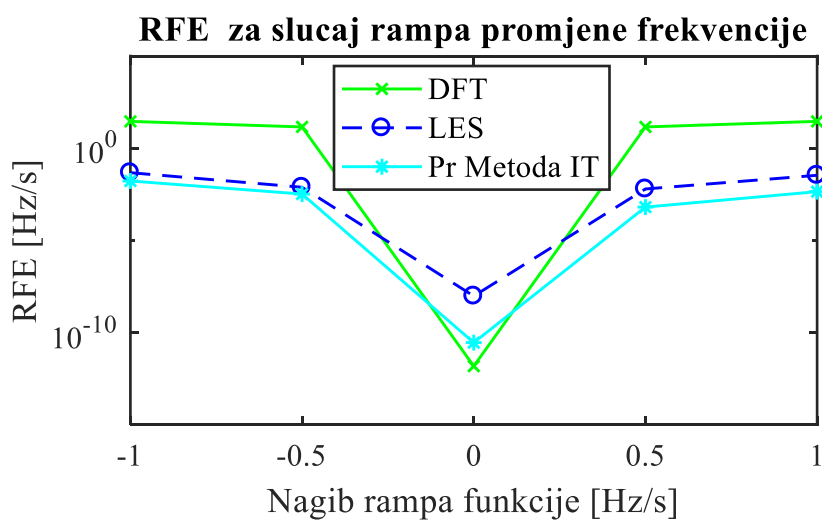
Sa slike 4.19 se može primijetiti da DFT metoda postiže značajno velike vrijednosti TVE za slučaj linearne promjene frekvencije. Tačnost estimacije u ovom scenariju, okarakterisana vrijednošću TVE je uporediva između predložene i LES metode.

Kada je u pitanju FE, predložena metoda postiže najbolju estimaciju frekvencije. Sa slike 4.15 vidljivo je da je tačnost predložene metode u estimaciji frekvencije za slučaj brže promjene frekvencije do 10 puta veća u odnosu na tačnost druge dvije metode. Takođe, DFT metoda postiže najmanju tačnost u ovom testu.



Slika 4.20. FE u slučaju rampa promjene frekvencije

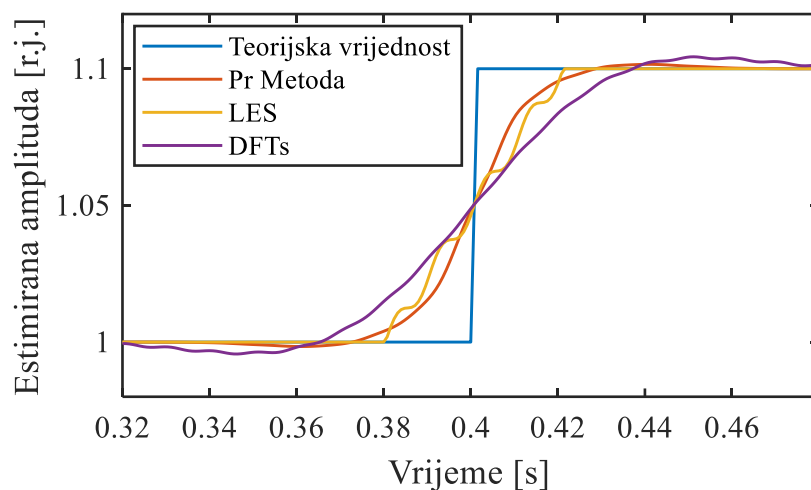
Slično važi i za vrijednosti RFE, sa razlikom da u slučaju nominalnih uslova DFT metoda postiže najmanju vrijednost ovog indikatora.



Slika 4.21. FE u slučaju rampa promjene frekvencije

4.4.6 Step promjena amplitude

Posljednji primijenjeni test u radu jeste step promjena amplitude fazora. U trenutku $t=0.4$ s amplituda se uvećava trenutno za 10% svoje nominalne vrijednosti, kao što je prikazano na slici 4.22. Takođe su prikazane estimacije amplitude mjenog singala sve tri metode.



Slika 4.22. *Step promjena amplitude*

Sve tri metode zadovoljavaju zahtjeve koji su definisani u standardu za slučaj step promjene amplitude signala, pri čemu se može primijetiti da DFT metoda pravi najveći preskok, a najmanji LES metoda. Predložena metoda postiže najmanje vrijeme smirenja.

ZAKLJUČAK

U tezi je prezentovan predlog adaptivnog algoritma za estimaciju sinhrofazora, čiji je cilj poboljšanje performansi u odnosu na aktuelne metode, razmatrane u radu. Predloženi algoritam se zasniva na analizi signala u vremenskom domenu, pri čemu je usvojen stacionarni model signala koji sadrži samo fundamentalnu komponentu. Pokazano je da se može uspostaviti linearna zavisnost između odbiraka u dva sukcesivna trenutka odabiranja i kompleksne reprezentacije mjenenog signala. Koeficijenti linearne veze se određuju pomoću CMA adaptivnog algoritma, a na osnovu njih se dalje estimaraju parametri do interesa. Dodatno povećanje tačnosti u dinamičkim uslovima postignuto je uvođenjem odgovarajuće prozorske funkcije, dok je za eliminaciju viših harmonika korišćen niskopropusni filter.

Performanse predložene metode su komparirane sa dvije aktuelne metode – LES i DFT, pri čemu se prva implementira u vremenskom, a druga u frekvencijskom domenu. Simulacije, čiji su rezultati prezentovani u radu su izvršene u skladu sa standardom za mjerenje sinhrofazora, gdje je pokazano da svaki od algoritama zadovoljava definisane uslove tačnosti. Pokazano je da u stacionarnim uslovima predloženo rješenje postiže veliku preciznost u estimaciji, kako za nominalne, tako i za nenominalne vrijednosti parametara. Slične rezultate postiže LES metod, dok se kod DFT metoda javlja relativno velika greška za nenominalne vrijednosti fundamentalne frekvencije. DFT i LES metod pokazuju izuzetnu tačnost pri postojanju harmonika, dok se kod predloženog metoda uticaj viših harmonika redukuje niskopropusnim filtiranjem mjenenog signala. U dinamičkim uslovima, kada je fundamentalna komponenta amplitudski ili fazno modulirana ili kada se frekvencija linearno mijenja, predloženi metod daje najbolje rezultate.

Kada je u pitanju računaska složenost algoritama, DFT metod je najjednostavniji, ali je ujedno i najosjetljiviji na odstupanja frekvencije od nominalne vrijednosti. LES metod je računski najsloženiji, jer se robustnost na više harmonike postiže njihovim modelovanjem, odnosno povećanjem reda sistema. Konačno, predloženi metod je složeniji od DFT metoda, ali ujedno i mnogo jednostavniji od LES metoda. Povećanje računske složenosti je opravdano, s obzirom na poboljšanje u performansama koje je postignuto.

Dalji pravci istraživanja bi mogli biti usvajanje dinamičkog modela sinhrofazora i poboljšanje tačnosti u dinamičkim uslovima, odnosno postizanje slične tačnosti u stacionarnim i dinamičkim uslovima. Posebna pažnja bi se mogla usmjeriti na prilagođavanje metode objema klasama PMU uređaja, u cilju implementacije i primjene kako u svrhu upravljanja, tako i u svrhu pouzdanog monitoringa EES-a.

LITERATURA

- [1] D. P. K. Dr, *Power System Stability and Control*, 1st edition. New York: McGraw-Hill Education, 1994.
- [2] C. P. Steinmetz, "Power Control and Stability of Electric Generating Stations," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. XXXIX, no. 2, pp. 1215–1287, Jul. 1920.
- [3] A. Atputharajah and T. K. Saha, "Power system blackouts - literature review," in *2009 International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS)*, 2009, pp. 460–465.
- [4] P. Kundur *et al.*, "Definition and classification of power system stability IEEE/CIGRE joint task force on stability terms and definitions," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 19, no. 3, pp. 1387–1401, Aug. 2004.
- [5] "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems - IEEE Journals & Magazine." [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1705631/>. [Accessed: 12-Apr-2018].
- [6] "Frequency control framework of power system with high wind penetration considering demand response and energy storage - IET Journals & Magazine." [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8311363/>. [Accessed: 12-Apr-2018].
- [7] "Overview of maximum power point tracking control techniques used in photovoltaic systems - IEEE Conference Publication." [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4675049/>. [Accessed: 12-Apr-2018].
- [8] "SCADA systems," *IEEE Technology Navigator*. [Online]. Available: <http://technav.ieee.org/tag/8570/scada-systems>. [Accessed: 06-Sep-2017].
- [9] T. Popović, "Smart Grid rješenje za automatsku analizu kvarova elektroenergetskog sistema." [Online]. Available: <http://phaidra.cis.ac.me/o:380>. [Accessed: 12-Apr-2018].
- [10] S. V. Moshko and A. D. Stotckaia, "Principles of SCADA-system development," in *2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIconRus)*, 2018, pp. 937–940.
- [11] H. Bevrani, M. Watanabe, and Y. Mitani, *Power System Monitoring and Control*, 1 edition. Hoboken, New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2014.
- [12] S. Šandi, "Komunikacioni modul za evaluaciju sistema za mjerenje sinhrofazora," Master thesis, University of Montenegro, Podgorica.
- [13] V. Terzija *et al.*, "Wide-Area Monitoring, Protection, and Control of Future Electric Power Networks," *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 1, pp. 80–93, Jan. 2011.

- [14] *Synchronized Phasor Measurements and Their Applications* / Arun G. Phadke / Springer. .
- [15] P. Castello, C. Muscas, and P. A. Pegoraro, "Performance comparison of algorithms for synchrophasors measurements under dynamic conditions," in *2011 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, 2011, pp. 25–30.
- [16] P. Castello, M. Lixia, C. Muscas, and P. A. Pegoraro, "Impact of the Model on the Accuracy of Synchrophasor Measurement," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 61, no. 8, pp. 2179–2188, Aug. 2012.
- [17] D. Belega, D. Macii, and D. Petri, "Fast Synchrophasor Estimation by Means of Frequency-Domain and Time-Domain Algorithms," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 63, no. 2, pp. 388–401, Feb. 2014.
- [18] G. Barchi, "Algorithms and Performance Analysis for Synchrophasor and Grid State Estimation," phd, University of Trento, 2015.
- [19] F. Rahimi and A. Ipakchi, "Demand Response as a Market Resource Under the Smart Grid Paradigm," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 1, no. 1, pp. 82–88, Jun. 2010.
- [20] "IoT in Power Energy & Utilities: Successful Business Transformation by Faiz Shaikh, CTO CISO IMS Head," *CIO WaterCooler*, 23-May-2017. .
- [21] "IEEE Standard for Synchrophasor Data Transfer for Power Systems," *IEEE Std C37.118.2-2011 (Revision of IEEE Std C37.118-2005)*, pp. 1–53, Dec. 2011.
- [22] F. Aminifar, M. Fotuhi-Firuzabad, A. Safdarian, A. Davoudi, and M. Shahidehpour, "Synchrophasor Measurement Technology in Power Systems: Panorama and State-of-the-Art," *IEEE Access*, vol. 2, pp. 1607–1628, 2014.
- [23] "Smart Grid Investment Grant (SGIG) Program Final Report." [Online]. Available: https://www.smartgrid.gov/document/us_doe_office_electricity_delivery_and_energy_reliability_sgig_final_report.html. [Accessed: 16-Apr-2018].
- [24] A. G. Phadke, J. S. Thorp, and M. G. Adamiak, "A New Measurement Technique for Tracking Voltage Phasors, Local System Frequency, and Rate of Change of Frequency," *IEEE Power Engineering Review*, vol. PER-3, no. 5, pp. 23–23, May 1983.
- [25] E. M. Lassiter, "Navstar Global Positioning System: A Satellite Based Microwave Navigation System," 1975, vol. 75, pp. 334–334.
- [26] W. Mir and W. Masood, "GPS Technology," in *IEEE Students Conference, 2002. ISCON '02. Proceedings*, 2002, vol. 2, pp. 27–39.
- [27] A. G. Phadke, "Synchronized phasor measurements in power systems," *IEEE Computer Applications in Power*, vol. 6, no. 2, pp. 10–15, Apr. 1993.
- [28] R. O. Burnett *et al.*, "Synchronized phasor measurements of a power system event," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 9, no. 3, pp. 1643–1650, Aug. 1994.

- [29] K. E. Martin *et al.*, “IEEE Standard for Synchrophasors for Power Systems,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, no. 1, pp. 73–77, Jan. 1998.
- [30] J. Rasmussen and P. Jorgensen, “Synchronized phasor measurements of a power system event in Eastern Denmark,” in *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, 2003, vol. 3, pp. 5 pp. Vol.3-.
- [31] J. Rasmussen and P. Jorgensen, “Synchronized phasor measurements of a power system event in eastern Denmark,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 21, no. 1, pp. 278–284, Feb. 2006.
- [32] Z. Q. Bo, G. Weller, T. Lomas, and M. A. Redfern, “Positional protection of transmission systems using Global Positioning System,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 15, no. 4, pp. 1163–1168, Oct. 2000.
- [33] “IEEE Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems,” *IEEE Std C37.118.1-2011 (Revision of IEEE Std C37.118-2005)*, pp. 1–61, Dec. 2011.
- [34] “IEEE Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems – Amendment 1: Modification of Selected Performance Requirements,” *IEEE Std C37.118.1a-2014 (Amendment to IEEE Std C37.118.1-2011)*, pp. 1–25, Apr. 2014.
- [35] T. Bi, H. Liu, X. Zhou, and Q. Yang, “Impact of transient response of instrument transformers on phasor measurements,” in *IEEE PES General Meeting*, 2010, pp. 1–6.
- [36] I. El-Amin and N. H. Al-Abbas, “Saturation of Current Transformers and its Impact on Digital Overcurrent Relays,” 2006, pp. 1–6.
- [37] P. Castello, “Algorithms for the synchrophasor measurement in steady-state and dynamic conditions,” Doctoral Thesis, Universita’ degli Studi di Cagliari, 2014.
- [38] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*, 3 edition. Upper Saddle River: Pearson, 2009.
- [39] X. Zhao, D. M. Lavery, A. McKernan, D. J. Morrow, K. McLaughlin, and S. Sezer, “GPS-Disciplined Analog-to-Digital Converter for Phasor Measurement Applications,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 66, no. 9, pp. 2349–2357, Sep. 2017.
- [40] “Phasor Diagram and Phasor Algebra used in AC Circuits,” *Basic Electronics Tutorials*, 24-Jun-2013. .
- [41] “IEEE Standard for Synchrophasors for Power Systems,” *IEEE Std C37.118-2005 (Revision of IEEE Std 1344-1995)*, pp. 0_1-57, 2006.
- [42] K. E. Martin, “Synchrophasor Measurements Under the IEEE Standard C37.118.1-2011 With Amendment C37.118.1a,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 30, no. 3, pp. 1514–1522, Jun. 2015.
- [43] H. Lee, Tushar, B. Cui, A. Mallikeswaran, P. Banerjee, and A. K. Srivastava, “A review of synchrophasor applications in smart electric grid: Synchrophasor applications in

smart electric grid,” *Wiley Interdisciplinary Reviews: Energy and Environment*, vol. 6, no. 3, p. e223, May 2017.

[44] S. Das and T. Sidhu, “A Simple Synchrophasor Estimation Algorithm Considering IEEE Standard C37.118.1-2011 and Protection Requirements,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 62, no. 10, pp. 2704–2715, Oct. 2013.

[45] M. A. P. G. a J. Platas-Garza and J. A. de la O. Serna, “Dynamic Phasor and Frequency Estimates Through Maximally Flat Differentiators,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 59, no. 7, pp. 1803–1811, Jul. 2010.

[46] J. A. de la O. Serna, “Dynamic Phasor Estimates for Power System Oscillations,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, no. 5, pp. 1648–1657, Oct. 2007.

[47] J. A. de la O. Serna and J. Rodríguez, “Instantaneous dynamic phasor estimates with Kalman filter,” in *IEEE PES General Meeting*, 2010, pp. 1–6.

[48] M. A. Platas-Garza and J. A. de la O. Serna, “Dynamic Harmonic Analysis Through Taylor #x2013;Fourier Transform,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 3, pp. 804–813, Mar. 2011.

[49] D. Belega and D. Petri, “Accuracy Analysis of the Multicycle Synchrophasor Estimator Provided by the Interpolated DFT Algorithm,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 62, no. 5, pp. 942–953, May 2013.

[50] R. K. Mai, Z. Y. He, L. Fu, B. Kirby, and Z. Q. Bo, “A Dynamic Synchrophasor Estimation Algorithm for Online Application,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 2, pp. 570–578, Apr. 2010.

[51] C. Qian and M. Kezunovic, “Dynamic synchrophasor estimation with modified hybrid method,” in *2016 IEEE Power Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)*, 2016, pp. 1–5.

[52] C. S. Yu, Y. S. Huang, and J. A. Jiang, “A Full- and Half-Cycle DFT-based technique for fault current filtering,” in *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2010, pp. 859–864.

[53] T. S. Sidhu, X. Zhang, and V. Balamourougan, “A new half-cycle phasor estimation algorithm,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, no. 2, pp. 1299–1305, Apr. 2005.

[54] G. Barchi, D. Macii, and D. Petri, “Accuracy of one-cycle DFT-based synchrophasor estimators in steady-state and dynamic conditions,” in *2012 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings*, 2012, pp. 1529–1534.

[55] D. Macii, D. Petri, and A. Zorat, “Accuracy Analysis and Enhancement of DFT-Based Synchrophasor Estimators in Off-Nominal Conditions,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 61, no. 10, pp. 2653–2664, Oct. 2012.

- [56] J. A. de la O. Serna and K. E. Martin, "Improving phasor measurements under power system oscillations," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 18, no. 1, pp. 160–166, Feb. 2003.
- [57] W. Premerlani, B. Kasztenny, and M. Adamiak, "Development and Implementation of a Synchrophasor Estimator Capable of Measurements Under Dynamic Conditions," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 1, pp. 109–123, Jan. 2008.
- [58] D. Macii, D. Petri, and A. Zorat, "Accuracy of DFT-based synchrophasor estimators at off-nominal frequencies," in *2011 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, 2011, pp. 19–24.
- [59] H. C. Wood, N. G. Johnson, and M. S. Sachdev, "Kalman Filtering Applied to Power System Measurements Relaying," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-104, no. 12, pp. 3565–3573, Dec. 1985.
- [60] A. A. Girgis and W. L. Peterson, "Adaptive estimation of power system frequency deviation and its rate of change for calculating sudden power system overloads," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 5, no. 2, pp. 585–594, Apr. 1990.
- [61] R. Ferrero, P. A. Pegoraro, and S. Toscani, "Dynamic fundamental and harmonic synchrophasor estimation by Extended Kalman filter," in *2016 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, 2016, pp. 1–6.
- [62] "Dynamic synchrophasor estimation using Smoothed Kalman filtering - Semantic Scholar." [Online]. Available: [/paper/Dynamic-synchrophasor-estimation-using-Smoothed-Fontanelli-Macii/1e6459100c60e6c4815d240e1f1ed6cf81e4001b](#). [Accessed: 09-Apr-2018].
- [63] V. V. Terzija, M. B. Djuric, and B. D. Kovacevic, "Voltage phasor and local system frequency estimation using Newton type algorithm," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 9, no. 3, pp. 1368–1374, Jul. 1994.
- [64] J. A. de la O. Serna, "Synchrophasor Estimation Using Prony's Method," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 62, no. 8, pp. 2119–2128, Aug. 2013.
- [65] Ž. Zečević, B. Krstajić, and T. Popović, "Improved Frequency Estimation in Unbalanced Three-Phase Power System Using Coupled Orthogonal Constant Modulus Algorithm," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 32, no. 4, pp. 1809–1816, Aug. 2017.
- [66] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume I: Estimation Theory*, 1 edition. Englewood Cliffs, N.J: Prentice Hall, 1993.
- [67] I. Jokić, Z. Zecevic, Z. Uskokovic, M. Radulovic, and B. Krstajic, "A New Method For Synchrophasor Estimation," XXII međunarodna naučno - stručna konferencija INFORMACIONE TEHNOLOGIJE, str 26-30, ISBN: 978-86-85775-20-8.

- [68] I. Jokić, Ž. Zečević, and B. Krstajic, “Algoritam za estimaciju dinamičkih sinhrofazora i frekvencije,” presented at the ETPAH 2017.

PRILOG

U nastavku je data funkcija koja je korišćena za pozivanje predložene metode u cilju simulacija, čiji su rezultati izloženi radu.

```
function PredMet (A, f, fi, kx, fm, ka, rf, f2, m2, mdc, mn, khm, khf, N, dt, ts, K, d,
kajser, N1, Ftr)
%PredMet (A, f, fi, kx, fm, ka, rf, f2, m2, mdc, mn, khm, khf, N, dt, ts, K, d, kajser, N1
, Ftr)
%      ~~~      Primjer poziva funkcije      ~~~
%PredMet (1, 50, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 70, 1/1250, 5, 25, 4, 17, 200, 31.5)
%      ~~~Model signala, koristen u kodu (u skladu sa standardom)~~~
%      ~~~      Argumenti      ~~~
%      N      ~      Duzina prozora
%      A      ~      Amplituda osnovnog harmonika
%      f      ~      Frekvencija osnovnog harmonika
%      fi     ~      Fazni pomjeraj osnovnog harmonika
%      dt     ~      Perioda odabiranja signala
%      ts     ~      Vrijeme simulacije (mjerjenja)
%      K      ~      Razmak izmedju dva susjedna prozora
%      d      ~      Kasnjenje signala
%      kx     ~      Amplituda amplitudske modulacije
%      fm     ~      Frekvencija amplitudske modulacije
%      ka     ~      Amplituda fazne modulacije
%      rf     ~      Amplituda rampa fazne funkcije
%      f2     ~      Frekvencija harmonika
%      m2     ~      Amplituda harmonika
%      mdc    ~      Amplituda eksponencijalnog clana
%      mn     ~      Amplituda suma
%      khm    ~      Amplituda amplitudske step funkcije
%      khf    ~      Amplituda fazne step funkcije
%      kajser  Kajser tezinski faktor
%      N1     ~      Parametar 1
%      Ftr    ~      Parametar 2
t=0:dt:ts;
T=round(length(t)/2)*2;
v=(A+kx.*cos(2*pi*fm*t)+khm.*heaviside(t-
500*dt)).*cos(2*pi*f*t+fi+ka.*cos(2*pi*fm*t)+...
rf*pi*t.^2+khf.*heaviside(t-
500*dt))+m2.*cos(2*pi*f2*t)+mn*sqrt(2)*randn(1,length(t))+mdc*exp(-
t/0.05);

k=-N1/2:N1/2;
W1=sin(2*pi*2*Ftr*dt*k)/(2*pi*2*Ftr*dt*k).*hanning(length(k));
W1(N1/2+1)=1;
v3=v;
for n=N1/2+1:1:length(v)-N1-1
    X1=[v3(n+(-N1/2:N1/2))];
    v(n)=X1'*W1';
end
v1=[zeros(1,d) v];
%      ~~~      Model signala u eksponencijalnom obliku      ~~~
```

```

v2=(A+kx.*cos(2*pi*fm*t)+kxm.*heaviside(t-
500*dt)).*exp(j*[2*pi*f*t+fi+ka.*cos(2*pi*fm*t)+rf*pi*t.^2]+khf.*heavi
side(t-500*dt)); % fundamentalna u eksp obliku
% ~ Teorijski koefecijenti W1, i W2, pocetne vrijednosti
W=[1.4277 - 0.7878i, 1.6009 - 0.3087i].';
fe(1:4)=0;
i=4;
for n=N/2+1:K:length(v)-N/2-1
% Kreiranje kompleksnog niza X
X=[v(n+(-N/2:N/2)); j*v1(n+(-N/2:N/2))];
% Kreiranje tezinske matrice
Wp=diag(kaiser(N+1,kajser));
% ~~ CMA blokovski proracun koeficijenata ~~
y=W'*X*Wp./abs(W'*X*Wp);
W=(y*Wp*pinv(X*Wp))';
% ~~ Kreiranje kompleksnog signala ~~
r(n+(-N/2:N/2))=W'*X;
a=wrapToPi(angle(W(2)/W(1)));
fe(i)=abs(pi/2+a)/2/pi/d/dt;
ddf(n)=fe(i)-fe(i-1);
fee(n)=fe(i)+1.2*1*ddf(n);
if(n>1)
RFE(n)=(fee(n)-fee(n-1))*0.02;
end
Ab=exp(-j*2*fe(i)*dt*pi*(-N1/2:N1/2));
Aa=exp(-j*2*fe(i)*dt*pi*(-N1/2:N1/2));
ugao=angle(W1*Ab');
moduo=abs(W1*Ab');
df(n)=fee(n)-f+ka.*2*pi*fm*sin(2*pi*fm*n*dt)/2/pi-rf*n*dt;
e(n)=abs(r(n))-1;
amp(n)=1/(abs(W(1))*sin(pi/2+a));
fi(n)=angle(W(2)*r(n));
r1(n)=amp(n)*exp(j*fi(n))/moduo*exp(-
j*ugao)*exp(j*2*pi*ddf(n)*1.2*dt*1);
% ~~ Proracun TVE vrijednosti greske ~~
e1(n)=abs(r1(n)-v2(n))/abs(v2(n))*100;
i=i+1;
end
N1=length(e1);
eA=abs(r1(N/2+1:K:length(r1)-N-1))-abs(v2(N/2+1:K:length(r1)-N-1));
eF=angle(r1(N/2+1:K:length(r1)-N-1))-angle(v2(N/2+1:K:length(r1)-N-
1));

```