



UNIVERZITET U NIŠU
ELEKTRONSKI FAKULTET



Mr Marko Dimitrijević, dipl. ing.

ELEKTRONSKI SISTEM ZA ANALIZU POLIFAZNIH OPTEREĆENJA BAZIRAN NA FPGA

- D o k t o r s k a d i s e r t a c i j a -

Mentor: prof. dr Vančo Litovski

Niš, 2012.

Posvećeno uspomeni na moje roditelje.

Teza je realizovana u okviru projekata TEMPUS CD_JEP-41107-2008 i „TR32004 Napredne tehnologije elektronskog merenja, upravljanja i komunikacije na električnoj distributivnoj mreži“.

Zahvaljujem se firmi National Instruments i gospodinu Dušanu Vukašiniću na ustupljenoj opremi pomoću koje je realizovan jedan deo projekta obuhvaćenog tezom.

Zahvaljujem se svim kolegama iz Laboratorije za projektovanje elektronskih kola na podršci i pomoći.

Posebnu zahvalnost dugujem mentoru, profesoru dr Vanču Litovskom na savetima u realizaciji i pisanju teze.

Sadržaj

Sadržaj	1
1 Uvod	3
2 Određivanje električnih veličina, snage i kvalitativnih parametara	7
2.1 Periodični električni signali i harmonijska izobličenja.....	7
2.1.1 Osnovne definicije.....	7
2.1.2 Uzroci harmonijskih izobličenja.....	8
2.1.3 Uticaji harmonijskih izobličenja.....	8
2.2 Metodi određivanja amplituda i faza harmonika.....	9
2.2.1 Reprezentacija složenoperiodičnih signala	9
2.2.2 Diskretna Fourier-ova transformacija	11
2.2.3 Goertzel-ov algoritam	14
2.2.4 Iterativni algoritmi.....	15
2.3 Snaga u monofaznim električnim kolima.....	17
2.3.1 Trenutna snaga	17
2.3.2 Aktivna snaga.....	18
2.3.3 Prividna snaga	19
2.3.4 Aktivna i reaktivna snaga u stacionarnim linearnim kolima	20
2.4 Definicije reaktivne i snage izobličenja u složenoperiodičnim režimima.....	21
2.4.1 Budeanu-ova definicija reaktivne i snage izobličenja.....	22
2.4.2 Fryze-ova dekompozicija snage	23
2.4.3 Kimbark-ova definicija reaktivne snage.....	23
2.4.4 Shepard-Zakikhani-jeva dekompozicija snage.....	24
2.4.5 Sharon-ova definicija.....	25
2.4.6 Depenbrock-ova dekompozicija	25
2.4.7 Kusters-Moor-ova dekompozicija snage	27
2.4.8 Czarnecki-jeva dekompozicija snage.....	29
2.5 Snaga u polifaznim kolima	30
2.5.1 Aktivna, reaktivna i prividna snaga u linearnim polifaznim kolima.....	30
2.5.2 Sekvence harmonika u polifaznim kolima	31
2.5.3 Teorija trenutne reaktivne snage	32
2.6 Faktor snage i totalni faktor izobličenja	36
2.6.1 Sinusni naponi i struje u monofaznim kolima	36
2.6.2 Sinusni naponi i struje u polifaznim kolima.....	36
2.6.3 Nelinearna opterećenja u monofaznim kolima.....	36
2.6.4 Nelinearna opterećenja u polifaznim kolima	38

3	Novi sistem za analizu polifaznih opterećenja	40
3.1	Arhitektura sistema.....	40
3.2	Akvizicija signala.....	44
3.2.1	Odabiranje i kondicioniranje signala.....	44
3.2.2	Harmonijska analiza signala.....	47
3.3	Izračunavanje veličina i kvantitativnih parametara u realnom vremenu.....	50
3.3.1	Preuzimanje i razvrstavanje podataka.....	51
3.3.2	Određivanje efektivnih vrednosti i kvalitativnih parametara.....	52
3.3.3	Izračunavanje reaktivne snage.....	53
3.3.4	Snimanje podataka dobijenih izračunavanjem.....	54
3.4	Virtuelni instrument za analizu i prezentaciju podataka.....	55
3.4.1	Prikaz električnih parametara.....	57
3.4.2	Snaga i faktora snage.....	58
3.4.3	Talasni oblici struja i napona.....	59
3.4.4	Spektri struja i napona.....	60
3.4.5	Određivanje harmonijskih komponenti signala.....	61
3.4.6	Numeričko prezentovanje parametara.....	63
3.4.7	Numeričko prezentovanje vrednosti reaktivne snage izračunate prema alternativnim definicijama.....	64
3.4.8	Parametri trofaznog sistema.....	66
4	Primeri primene novih koncepata merenja	67
4.1	Parametri CFL i LED sijalica.....	67
4.2	Merenje reaktivne snage.....	70
4.3	Parametri potrošača u <i>stand-by</i> režimu.....	71
4.4	Merenje potrošnje personalnog računara.....	72
4.5	Primer nelinearnih opterećenja u trofaznom sistemu.....	73
5	Zaključak	76
6	Rezime	79
7	Summary	82
8	Literatura i reference	85

1 Uvod

Naizmenični polifazni sistem prenosa električne energije [1] je krajem XIX veka potisnuo do tada rasprostranjeni sistem jednosmernog prenosa. Prednost naizmeničnog sistema je mogućnost jednostavne transformacije napona i struje uz male gubitke transformatorom. Ova osobina je od ključnog značaja za prenos električne energije na velike daljine, jer omogućava smanjenje gubitaka prilikom prenosa. Dominacija naizmeničnog sistema je ishod višegodišnjeg konceptijskog sukoba između Nikole Tesle i Tomasa Edisona, koji je ostao zabeležen kao „rat struja” [2] [3]. Za razliku od pravih ratova koji će obeležiti naredni vek, ovaj sukob je ljudskoj civilizaciji doneo napredak, čiji je značaj mali broj savremenika mogao da predvidi.

Kvalitet električne energije u polifaznim naizmeničnim sistemima prenosa (*Power Quality*) je do nedavno bio nejasan koncept [4] razmatran u krugovima inženjera, ali sa pojavom velikog broja elektronskih uređaja u upotrebi, postaje sveprisutan [5].

Prema nedavnim studijama [6], potreba za električnom energijom i način njene upotrebe se u današnje vreme značajno promenila. Nove potrebe diktiraju nove osobine potrošača i trendove razvoja, pri čemu se karakteristike elektroenergetskog sistema konstantno menjaju. Najveći uticaj na ove promene imaju elektronski uređaji, koji su postali sveprisutni. Predviđa se da će ukupna potrošnja električne energije koju troše elektronski uređaji rasti 6% godišnje, tako da će dostići 29% ukupne potrošnje u domaćinstvima 2030 godine. Istovremeno će potrebe za energijom u domaćinstvima dostići 40% ukupnih potreba. Ovaj trend u potrošnji električne energije je saglasan sa *Moore*-ovim zakonom, koji opisuje dugoročni trend: broj aktivnih komponenti na integrisanom kolu će se udvostručivati svakih osamnaest meseci, pri čemu će cena proizvodnje ostati nepromenjena. Trend je aktuelan skoro pola veka i nastaviće se i narednih godina. *Moore*-ov zakon se može dovesti u direktnu vezu sa mogućnostima digitalnih elektronskih uređaja – procesorskom snagom,

kapacitetom memorije, rezolucijom senzora, i slično. Eksponencijalni napredak je imao veliki uticaj na svetsku ekonomiju i doveo do značajnih promena u društvu i načinu života. Pomenute promene se ogledaju u značajnom padu cena i većoj dostupnosti elektronskih uređaja. Iz tih razloga, udeo elektronskih uređaja u potrošnji električne energije je sve veći.

Osim uticala koji imaju elektronski uređaji, na karakteristike distributivne elektroenergetske mreže imaju i alternativni izvori energije, čiji se doprinos proizvodnji električne energije povećava. Alternativni izvori po svojoj prirodi ne daju konstantnu snagu (vetrogeneratori) ili je električna energija koju proizvode u obliku jednosmerne struje (solarne ćelije). Iz tih razloga se ne mogu direktno vezati za mrežu, već je potrebno izvršiti konverziju koja unosi izvesna harmonijska izobličenja. Slično je i sa akumulatorskim bankama i zamajcima (flywheel) koji služe kao sistemi za skladištenje energije. Integracija tradicionalnih proizvodnih sistema, alternativnih izvora, akumulatora energije i sistema za kontrolu mreže i komunikaciju preko mreže dovela je do nove paradigme: *smart grid* [7].

Elektronski uređaji predstavljaju kompleksna elektronska kola sačinjena od aktivnih poluprovodničkih elemenata, za čiju polarizaciju je neophodan jednosmeran napon. Električna energija se krajnjim korisnicima isporučuje preko trofaznog naizmennog sistema. Trofazni naizmennni sistem je pogodan za transfer energije od proizvođača do krajnjeg korisnika, ali nije direktno primenljiv za napajanje elektronskih uređaja: neophodno je transformisati naizmennni napon sinusoidalnog talasnog oblika u konstantan, jednosmerni. Ovu funkciju obavljaju konvertori napajanja (AC/DC konvertori), koji mogu biti različito realizovani: pomoću klasičnog transformatora ili kao prekidački konvertori (*Switched-Mode Power Supplies*, SMPS) [8]. Konvertori se u cilju analize, mogu predstaviti kao četvoropoli čija ulazna impedansa – prema distributivnoj naizmennnoj mreži – ima reaktivni i nelinearni karakter. Karakterizacija konvertora napajanja u elektroenergetskoj mreži predstavlja analizu nelinearnog opterećenja, što predstavlja određivanje električnih veličina, aktivne snage, reaktivne snage i kvalitativnih parametara – faktora snage i faktora totalnog harmonijskih izobličenja.

U linearnim naizmennnim kolima, koja se sastoje od linearnih opterećenja, struje i naponi su sinusoidalnog (prostoperiodičnog) oblika tako da faktor snage zavisi samo od fazne razlike između struje i napona [9]. Kod nelinearnih opterećenja, spektar struje je složen i u njemu se osim osnovnog harmonika pojavljuju i viši harmonici čija je frekvencija celobrojni umnožak osnovne frekvencije [10]. Pojam faktora snage mora biti generalizovan, tako da se govori o totalnom, faktoru snage izobličenja ili pravom faktoru snage u kome prividna snaga zavisi od svih harmonika [11]. Ovakva definicija je neophodna u analizi nelinearnih opterećenja, posebno prekidačkih konvertora napajanja [12].

Fazna razlika između napona i struje, kao i nelinearnima izobličenja imaju kumulativan, negativan uticaj na elektroenergetski sistem u celini. Iz tog razloga, industrijski standardi regulišu dozvoljene granice (minimum) faktora snage. Paradigmatični primer konvertora napajanja je prekidačko napajanje personalnog računara tipične snage od 150 W

do 500 W. Prekidačko napajanje sa pasivnom korekcijom faktora snage može dostići faktor snage od 0,7 do 0,75, napajanja sa aktivnom korekcijom do 0,99, dok napajanja bez korekcije faktora snage imaju faktor snage od 0,55 do 0,65 u najboljem slučaju. Trenutno važeći standard u zemljama članicama Evropske Unije, EN61000-3-2, propisuje da svaki prekidački konvertor snage veće od 75 W mora da ima najmanje pasivnu korekciju faktora snage [13].

Imajući u vidu činjenicu da problem izobličenja postaje sveprisutan, može biti razmatran na nivou celokupnog elektroenergetskog sistema [14] ili lokalno, određivanjem karakteristika samih opterećenja.

Karakterizacija nelinearnih potrošača zahteva specijalnu opremu i instrumente. Klasičan ampermetar će pokazati pogrešnu vrednost prilikom merenja naizmenične struje kroz nelinearno opterećenje, tako da će i faktor snage biti pogrešno izračunat. U ovakvom slučaju mora biti korišten instrument za merenje efektivnih vrednosti struje i napona, koji uzima u obzir i više harmonike. Takođe za merenje aktivne i prividne snage mora biti korišten vatmetar koji meri nesinusoidalne struje.

U ovoj tezi će biti dat pregled savremenih metoda i algoritama za analizu signala u frekvencijskom domenu. Biće definisani parametri i veličine koji kvantitativno opisuju nelinearna opterećenja u monofaznim i polifaznim kolima. Posebno će biti predstavljene alternativne definicije reaktivne snage i metodi njihovog izračunavanja.

Biće predstavljeni novi pristup analizi polifaznih opterećenja, razvoj sistema za karakterizaciju parametara mreže koji će biti fleksibilan, komercijalno isplativ, skalabilan i sa naprednim opcijama. Ideja primene virtuelne instrumentacije u oceni kvaliteta električne energije u naizmeničnim sistemima prenosa nije nova [15], [16], [17], [18]. Opisana rešenja se po funkcionalnosti i načinu realizacije bitno razlikuju od sistema ovde predstavljenog. Njihova realizacija je bazirana na računaru i softveru (virtuelnom instrumentu) [15], [16], [17]. U [18] je predstavljen sistem realizovan na automatizacionom kontroleru, ali sa različitim funkcijama realizovanim na nivou rada u realnom vremenu, i znatno manje opcija. Osnovni nedostatak ovih koncepta virtuelne instrumentacije je nedostatak vremenskog determinizma u procesima merenja, u čemu su namenski instrumenti u prednosti.

Realizovani sistem objedinjuje prednosti virtuelne instrumentacije i osobinu klasičnih mernih instrumenata – vremenski determinizam procesa merenja. Hardver sistema je baziran na akvizicionim modulima i FPGA kolu za upravljanje procesom akvizicije. Softver sistema je implementiran u dva nivoa, na operativnom sistemu za rad u realnom vremenu i operativnom sistemu opšte namene. Ovakva realizacija omogućava određivanje velikog broja parametara koji karakterišu nelinearna opterećenja, koje nije moguće klasičnim instrumentima. Ova osobina je posebno od značaja kod izračunavanja alternativnih definicija reaktivne snage. Sistem je skalabilan; može se nadograditi kako u broju parametara koje se određuju i broju nezavisnih kanala (faza) na kojima se merenja vrše, tako i u funkcionalnosti. Sistem je otvoren; može se prilagoditi za kompenzaciju harmonijskih komponenti ili za

hardware-in-the-loop simulacije. Sistem je fleksibilan; može se implementirati na različitim platformama i prilagoditi različitim namenama: kao laboratorijski instrument za merenja u realnom vremenu (PXI kontroler sa PXI-7813R FPGA karticom i ekspanzionim kućištem), kao kompaktni sistem za industrijsku primenu u realnom vremenu (automatizacioni programibilni kontroler) ili jednostavan portabilni instrument sa interfejsom za računar.

Teza je podeljena u četiri glave. U okviru druge glave predstavljeni su osnovni metodi harmonijske analize i određivanja spektra električnih signala. Predstavljene su definicije, formule i postupci za izračunavanje parametara. Korišten je matematički aparat zasnovan na beskonačnodimenzionalnim Hilbertovim vektorskim prostorima.

U trećoj glavi je prikazana realizacija sistema.

U četvrtoj glavi su prikazana neke primene sistema i merenja koja su sprovedena.

U zaključku je dato poređenje sistema sa postojećim instrumentima koja su dostupni.

2 Određivanje električnih veličina, snage i kvalitativnih parametara

2.1 Periodični električni signali i harmonijska izobličenja

2.1.1 Osnovne definicije

Nestacionarne fizičke veličine kao što su napon, struja, intenzitet električnog ili intenzitet magnetnog polja koje se ponavljaju u konstantnim vremenskim intervalima su *periodični signali*. Najkraći vremenski interval ponavljanja predstavlja *period*. Recipročna vrednost perioda, odnosno broj ponavljanja u jedinici vremena predstavlja *osnovnu frekvenciju* signala. Promena fizičke veličine u vremenu određuje *talasni oblik* signala. Signali čija se promena u vremenu može predstaviti sinusnom ili kosinusnom funkcijom vremena su *sinusni* ili *prostoperiodični* signali, odnosno imaju *sinusni (prostoperiodični) talasni oblik*. Periodične veličine koje se ne menjaju kao sinusna funkcija vremena, nazivaju se *složeno-periodični* signali. Odstupanje talasnog oblika signala od sinusoidalnog se naziva *izobličenje* talasnog oblika signala, odnosno *harmonijsko izobličenje*.

Talasni oblik periodičnog signala se može predstaviti u vremenskom domenu neprekidnom funkcijom vremena. Ovakva reprezentacija predstavlja \aleph_1 -kardinalan skup vrednosti signala. Talasni oblik može biti predstavljen prebrojivim nizom trenutnih vrednosti signala odabranih u jednakim vremenskim intervalima, periodima odabiranja. Broj odabranih vrednosti u jedinici vremena je *frekvencija odabiranja*. Ovakav talasni oblik je vremenski *diskretizovan*.

Periodični signali se mogu predstaviti superpozicijom beskonačnog broja sinusnih signala, *harmonika*, čija je frekvencija jednaka celobrojnom umnožku osnovne frekvencije. Harmonik čija je frekvencija jednaka osnovnoj naziva se osnovni harmonik, dok ostali predstavljaju više harmonike. Umnožak osnovne frekvencije predstavlja red harmonika. Svaki harmonik je određen frekvencijom, odnosno redom, amplitudom odnosno efektiv-

nom vrednošću i fazom određenom u odnosu na referentni vremenski trenutak zajednički svim harmonicima razmatranog signala. Harmonici se mogu razmatrati nezavisno samo u linearnim kolima, u kojima važi princip superpozicije. Skup amplituda harmonika u funkciji frekvencije čini *amplitudski spektar*, skup faza harmonika u funkciji frekvencije čini *fazni spektar* signala. Spektri periodičnih signala su diskretni. Predstavljanje signala amplitudskim i faznim spektrom predstavlja reprezentaciju u frekvenzijskom domenu.

2.1.2 Uzroci harmonijskih izobličenja

U elektroenergetskim sistemima, mehanički sinhroni generatori proizvode napon približno sinusoidalnog talasnog oblika. Amplitude viših harmonika su obično manje od 1% amplitude osnovnog, tako da se u praktičnim razmatranjima njihov uticaj može zanemariti. Kod alternativnih izvora energije naizmenični napon se dobija konverzijom jednosmernog napona (solarne ćelije) ili naizmeničnog napona dobijenog iz generatora promenljive frekvencije (vetro-generatori), te su amplitude viših harmonika su znatno veće. U distribuciji električne energije se koriste i HVDC (*High Voltage Direct Current*) sistemi, gde se takođe vrši transformacija jednosmernog napona u naizmenični, *et vice versa*, što takođe može biti izvor harmonijskih izobličenja [19].

Izobličenje napona može biti prouzrokovano i padom napona koje izaziva izobličena struja na unutrašnjoj impedansi mreže.

Strujna izobličenja mogu biti prouzrokovana postojanjem složenoperiodičnog talasnog oblika napona, nelinearnim opterećenjima u kolu (mreži) ili nestacionarnim radom kola – najčešće periodičnim prekidanjem. Složenoperiodični talasni oblik napona je jedini uzrok strujnih izobličenja u linearnim kolima čiji su parametri stacionarni. Relativno male vrednosti amplituda viših harmonika napona mogu dovesti do velikih vrednosti amplituda viših harmonika struje, ukoliko postoji rezonancija na odgovarajućoj frekvenciji.

Nelinearna opterećenja i prekidačka kola su najčešći uzrok izobličenja talasnog oblika, odnosno prisustva viših harmonika struje. Mogu se podeliti u četiri grupe:

- poluprovodnički elementi – diode i tranzistori, čija je nelinearnost primarna osobina;
- prekidački elementi – tiristorski ispravljači, ciklokonvertori, VAR kompenzatori – kola sa nestacionarnom topologijom,
- opterećenja čija je nelinearnost sekundarna osobina – elektrolučne peći ili fluorescentno osvetljenje sa induktivnim balastom;
- opterećenja koja su u osnovnom režimu rada linerana – transformatori prilikom magnetnog zasićenja jezgra.

2.1.3 Uticaji harmonijskih izobličenja

Harmonijska izobličenja imaju negativan uticaj na celokupan elektroenergetski sistem. Efekti mogu biti gubici u provodnicima ili jezgrima transformatora, kao i uticaj na druge

potrošače u elektroenergetskoj mreži [20]. Neki od uticaja harmonijskih izobličenja kao što su smanjenje aktivne snage, povećanje efektivne vrednosti struje ili umanjenje obrtnog momenta trofaznih elektromotora se mogu predvideti. Povećanje radne temperature distributivnog sistema, transformatora i potrošača, kao i umanjenje njihovog radnog veka usled pregrevanja su teže predvidljivi parametri. Najmanje predvidljivi efekti su smetnje koje viši harmonici prouzrokuju na osetljivim elektronskim uređajima kao što su sistemi za kontrolu, komunikacionoj opremi i mernim uređajima. Smetnje mogu biti izazvane preko elektroenergetske mreže, u najvećoj meri preko neutralnog provodnika, ili preko induktivnih i kapacitivnih sprega sa drugim izvorima harmonijskih izobličenja.

Harmonijska izobličenja negativno utiču na kompenzaciju reaktivne snage i korekciju faktora snage pomoću kondenzatorskih baterija, jer može doći do rezonance i pojačanja određenih harmonika. Imajući to u vidu, moraju se primeniti kompleksniji metodi kompenzacije i složeniji sistemi za kompenzaciju. Svi navedeni efekti čine distribuciju električne energije u prisustvu harmonijskih izobličenja skupljom i manje pouzdanom.

2.2 Metodi određivanja amplituda i faza harmonika

2.2.1 Reprezentacija složenoperiodičnih signala

Periodični električni signal $x(t)$ zadovoljavaju jednačinu:

$$x(t) = x(t + nT_0) \quad (2.1)$$

gde T_0 predstavlja period oscilovanja, a $n \in \mathbb{Z}$, bilo koji celi broj. Periodične električne veličine imaju konačnu snagu i moraju biti kvadratno integrabilne

$$\frac{1}{T_0} \int_{t_0}^{t_0+T_0} x^2(t) dt < +\infty \quad (2.2)$$

pri čemu t_0 predstavlja proizvoljno vreme.

Svi signali koji imaju period oscilovanja T_0 čine beskonačnodimenzionalan linearni vektorski prostor $L_{T_0}^2$ nad poljem realnih brojeva. U linearnom vektorskom prostoru važe principi homogenosti i aditivnosti; linearna kombinacija bilo koja dva signala $x(t), y(t)$ koji pripadaju prostoru $L_{T_0}^2$ takođe pripada tom prostoru $ax(t) + by(t) \in L_{T_0}^2; a, b \in \mathbb{R}$.

U prostoru $L_{T_0}^2$ se može definisati skalarni proizvod kao

$$\langle x(t) | y(t) \rangle \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{T_0} \int_{t_0}^{t_0+T_0} x(t) \cdot y(t) dt \quad (2.3)$$

i norma

$$\|x(t)\| \stackrel{\text{def}}{=} \sqrt{\langle x(t)|x(t) \rangle} = \sqrt{\frac{1}{T_0} \int_{t_0}^{t_0+T_0} x^2(t) dt}. \quad (2.4)$$

Vektorski prostor $L_{T_0}^2$ ima osobine *Hilbertovog* vektorskog prostora nad poljem realnih brojeva. Norma definisana izrazom (2.4) predstavlja srednju efektivnu vrednost signala $x(t)$, nadalje obeleženoj sa X_{RMS} .

Signal $x(t)$ se može predstaviti koordinatama $a_0, a_1, b_1, a_2, b_2, \dots$ u odnosu na zadatu bazu vektorskog prostora. U prostoru $L_{T_0}^2$ se može izabrati vektorska baza $\varepsilon_k \in \{1, \sin \omega_0 t, \cos \omega_0 t, \sin 2\omega_0 t, \cos 2\omega_0 t, \dots\}$, $\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$, ortonormirana u odnosu na vektorski proizvod (2.4), odnosno $\langle \varepsilon_i | \varepsilon_j \rangle = \delta_i^j$, gde je δ_i^j Kronecker-ova delta.

Ukoliko je $x(t)$ neprekidan signal na celom periodu oscilovanja, može se predstaviti *Fourier-ovim* redom [21]:

$$x(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{+\infty} (a_k \cdot \cos(k\omega_0 t) + b_k \cdot \sin(k\omega_0 t)) \quad (2.5)$$

odnosno

$$x(t) = c_0 + \sum_{k=1}^{+\infty} c_k \cdot \cos(k\omega_0 t + \psi_k) \quad (2.6)$$

gde je $c_0 = a_0$ predstavlja jednosmernu komponentu koja je jednaka srednjoj vrednosti signala, $c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$ amplitudu k -tog harmonika, $\psi_k = \arctan \frac{b_k}{a_k}$ fazu k -tog harmonika.

Fourier-ovi koeficijenti a_k, b_k se izračunavaju prema jednačinama:

$$a_0 = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{+\frac{T_0}{2}} x(t) dt, \quad a_k = \frac{2}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{+\frac{T_0}{2}} x(t) \cdot \cos\left(\frac{2k\pi t}{T_0}\right) dt \quad (2.7)$$

i

$$b_k = \frac{2}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{+\frac{T_0}{2}} x(t) \cdot \sin\left(\frac{2k\pi t}{T_0}\right) dt. \quad (2.8)$$

Koeficijenti a_k, b_k predstavljaju koordinate signala $x(t)$ u vektorskom prostoru $L_{T_0}^2$ u odnosu na bazu ε_k . Baza ε_k se naziva *Fourier-ova* baza.

Efektivna vrednost k -tog harmonika je

$$X_{k, \text{RMS}} = \frac{c_k}{\sqrt{2}}. \quad (2.9)$$

U frekvencijskom domenu, efektivna vrednost periodične veličine $x(t)$ je

$$X_{\text{RMS}} = \sqrt{X_0^2 + \sum_{k=1}^N X_{k, \text{RMS}}^2} = \sqrt{X_0^2 + X_{1, \text{RMS}}^2 + X_{\text{H, RMS}}^2} \quad (2.10)$$

gde je N red najvišeg harmonika uzetog u proračun. Indeks „0” predstavlja jednosmernu komponentu, indeks „1” predstavlja prvi, osnovni ili fundamentalni harmonik, indeks „H” označava doprinos viših harmonika ($k \geq 2$).

Osim Fourier-ove baze ε_k može se izabrati i drugi ortogonalni skupovi vektora. Druga dosta korištena baza je slup vremenski pomerenih sink (*sync*) funkcija [22]:

$$\psi(t) = \frac{\sin\left(\frac{n\pi t}{T_0}\right)}{\sqrt{n} \sin\left(\frac{\pi t}{T_0}\right)} \quad (2.11)$$

$$\psi_k(t) \in \left\{ \psi(t), \psi\left(t - \frac{T_0}{n}\right), \psi\left(t - \frac{2T_0}{n}\right), \dots, \psi\left(t - (n-1)\frac{T_0}{n}\right) \right\}$$

gde je n parametar kojim se određuje dimenzija vektorskog prostora.

2.2.2 Diskretna Fourier-ova transformacija

Diskretna Fourier-ova transformacija (DFT) je najčešće korišten metod za izračunavanje amplituda, faza i efektivnih vrednosti harmonika [21]. Transformacija se može primeniti na diskretan niz vrednosti signala – *odmeraka* signala, dobijenih odabiranjem u ekvidistantnim vremenskim intervalima.

Odabiranje signala se matematički može predstaviti sumom konvolucija kontinualne funkcije $x(t)$ i *Dirac*-ove delta funkcije:

$$x_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot \delta(t - nT_s) dt \quad (2.12)$$

gde je T_s period odabiranja, $\delta(t)$ Dirac-ova delta funkcija [23 str. 237], definisana kao granična vrednost normalne raspodele

$$\delta(t) = \lim_{a \rightarrow 0} \frac{1}{a\sqrt{\pi}} e^{-t^2/a^2} \quad (2.13)$$

$$\int_{t_1}^{t_2} x(t) \cdot \delta(t - \tau) dt = x(\tau), \tau \in [t_1, t_2]$$

Funkcija $x_s(t)$ ima vrednost različitu od nule u diskretnim vremenskim trenucima nT_s . Frekvencija odabiranja $f_s = 1/T_s$ mora zadovoljavati *Nyquist–Shannon*-ov kriterijum $f_s \geq 2B$, gde B predstavlja propusni opseg signala. Ukoliko je $x(t)$ periodičan signal sa

periodom oscilovanja T_0 – što predstavlja i periodu osnovnog harmonika – propusni opseg je $B = f_{\max} = M \cdot f_0$, gde M predstavlja red najvišeg harmonika koji se uzima u obzir.

Diskretna Fourier-ova transformacija preslikava funkciju u vremenskom domenu u frekvencijski domen, može se izvesti iz jednačine Fourier-ove transformacije:

$$X(\omega) = \mathbb{F}(x(t)) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.14)$$

gde je ω frekvencija, $\omega = 2\pi f$, $x(t)$ je reprezentacija signala u vremenskom domenu i $X(f) \in \mathbb{C}$ reprezentacija u frekvencijskom domenu.

Diskretna Fourier-ova transformacija transformiše niz odmeraka signala $x_n = x_s(nT_s)$ u diskretni spektar X_k , pri čemu je $\omega t = \frac{2\pi n}{N}$:

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-2\pi jkn/N} \quad (2.15)$$

gde $k=0,1,\dots,N-1$ predstavlja indeks diskretizovanog spektra, n indeks odmeraka i N broj odmeraka koji se uzimaju u izračunavanje DFT. Spektar signala je diskretizovan u frekvencijskim intervalima

$$f_k = k \cdot \Delta f = k \cdot \frac{1}{N \cdot T_s} \quad (2.16)$$

gde je Δf frekvencijska rezolucija spektra.

Kako su period i frekvencija odabiranja $T_s = \frac{T_0}{N}$, $f_s = N \cdot f_0$, Nyquist–Shannon-ov kriterijum se može izraziti kao $N \geq 2M$, odnosno broj odmeraka mora biti dvostruko veći od reda najvišeg harmonika koji se analizira.

Egzaktna DFT je moguća ukoliko su ispunjena dva uslova [24]:

- signal $x(t)$ je periodičan, period je T_0 , $x(t) = x(t \pm nT_0)$
- vreme akvizicije NT_s je celobrojni umnožak perioda T_0 signala $x(t)$.

Implementacija DFT definisana izrazom (2.15) zahteva N^2 izračunavanja u polju kompleksnih brojeva. Optimizovani FFT (*Fast Fourier Transform*) algoritmi zahtevaju manji broj operacija, $N \log_2(N)$.

Fourier-ova transformacija (2.15) preslikava sekvencu $x_s(nT_s)$ u niz kompleksnih brojeva. Osobina transformacije je:

$$X_{N-k} = X_{-k} \quad (2.17)$$

Ukoliko je sekvenca $x_s(nT_s)$ realna, što je slučaj pri akviziciji signala, vrednosti X_k i X_{-k} su konjugovano-kompleksni brojevi:

$$X_{N-k} = X_k^*. \quad (2.18)$$

Efektivna vrednost i faza k-tog harmonika su

$$X_{k,\text{RMS}} = \frac{|X_k|}{\sqrt{2}} \quad (2.19)$$

$$\psi_k = \arg(X_k).$$

Osnovni nedostatak DFT je nemogućnost ispunjenja drugog kriterijuma: ukoliko perioda oscilovanja signala $x(t)$ varira, vreme akvizicije neće biti celobrojni umnožak periode. U tom slučaju, doći će do pogrešno interpretirane amplitude i proširenja spektra. Za preciznu i efikasnu DFT potrebna je sinhronizacija frekvencije odabiranja i frekvencije ulaznog signala. U cilju eliminisanja navedenih nedostataka, moguće je implementirati efikasnije postupke za transformaciju: *Goertzel*-ov algoritam, metodu FIR filtera ili *Adaptive Real Time Monitoring* (ARTM) algoritam [25]. Primenjuju se i iterativne metode za izračunavanje amplituda i faza harmonika, kao što je *Newton*-ov metod [26] [27] ili STLS algoritam [28].

Pored nedostataka koji se odnose na potrebu sinhronizacije frekvencije odabiranja sa frekvencijom signala, FFT ima nedostatke koji su prouzrokovani blokovskom implementacijom. Naime, FFT obrađuje kompletan blok podataka i ne može dati rezultate za momente vremena unutar prozora. Ako se obrada vrši u *slide* modu, tj. FFT se uzastopno primenjuje na prozore pomerene za jedan korak, potrebno je mnogo više računskih operacija. Kod obrade u *slide* načinu rada, gde se FFT uzastopno primenjuje na poslednjih $N-1$ uzoraka iz prethodnog prozora i na najnoviji uzorak ulaznog signala, obim računanja proporcionalan je $N \cdot \log_2(N)$.

Fourier-ova analiza nije pogodna za obradu tranzijentnih signala, čiji se spektar menja sa vremenom. Kako bi se prevazišao ovaj nedostatak, nestacionaran signal može da se podeli na manje vremenske segmente koji bi sadržali približno stacionarne delove signala, kako bi se analizirao frekvencijski sadržaj svakog pojedinačnog dela. Metod koji se zasniva na podeli naziva se kratkotrajna Fourier-ova transformacija (*Short Time Fourier Transformation*, STFT).

Pored metoda za merenje harmonika na bazi diskretne Fourier-ove transformacije, veći broj algoritama koristi ortogonalne komponente signala dobijene pomoću dva ortogonalna FIR filtera. Frekventna karakteristika filtera treba da ima jedinično pojačanje za frekvenciju harmonika koji se meri i nule za frekvencije koje se potiskuju, što u praksi nije jednostavno izvodljivo, pa je implementiran i metod računanja koeficijenata filtera tokom merenja frekvencije [29].

2.2.3 Goertzel-ov algoritam

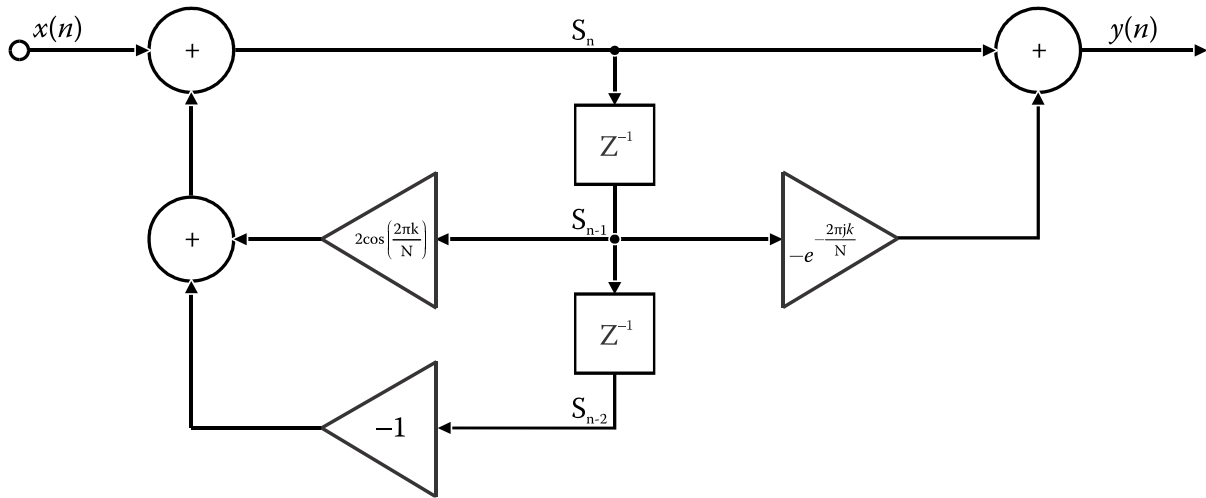
Goertzel-ov algoritam [30] predstavlja numerički efikasan algoritam za izračunavanje diskretnog spektra X_k na osnovu diskretizovanog niza $x_n = x_s(nT_s)$. Algoritam se može predstaviti diferencnom jednačinom:

$$y_k^{(n)} = 2 \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \cdot y_k^{(n-1)} - y_k^{(n-2)} + x_n - \exp\left(-\frac{2\pi j k}{N}\right) \cdot x_{n-1} \quad (2.20)$$

odnosno podeliti na dve diferencne jednačine:

$$\begin{aligned} S_k^{(n)} &= 2 \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \cdot S_k^{(n-1)} - S_k^{(n-2)} + x_n \\ X_k &= S_k^{(N-1)} - S_k^{(N-2)} \cdot \exp\left(-\frac{2\pi j k}{N}\right) \end{aligned} \quad (2.21)$$

gde N predstavlja ukupan broj odmeraka, $y_k^{(n)}, S_k^{(n)}$ predstavlja n -tu iteraciju. Prva jednačina predstavlja rekurzivni deo, a početni uslovi su $S_k^{(-2)} = S_k^{(-1)} = 0$. Rezultat izračunavanja je $X_k = y_k^{(N)}$, samo ukoliko je $n=N$, pri čemu se neiterativni deo jednačine (2.21) može izračunati samo jednom, na kraju algoritma.



Slika 2.1 Goertzel-ova filtarska ćelija

Primenjujući z -transformaciju, može se odrediti prenosna funkcija sistema:

$$H_S(z) = \frac{1}{1 + 2 \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) z^{-1} + z^{-2}} = \frac{1}{\left(1 - e^{-\frac{2\pi j k}{N}} \cdot z^{-1}\right) \left(1 - e^{+\frac{2\pi j k}{N}} \cdot z^{-1}\right)} \quad (2.22)$$

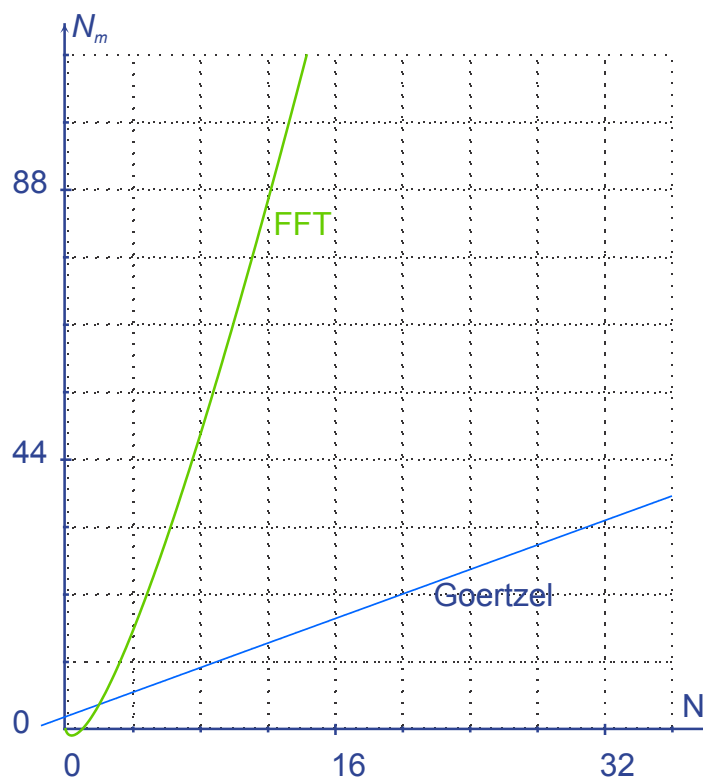
za rekurzivni deo algoritma i

$$H_g(z) = 1 - e^{-\frac{2\pi j k}{N}} \cdot z^{-1} \quad (2.23)$$

za nerekurzivni deo algoritma. Goertzel-ov algoritam se može implementirati pomoću diskretnog IIR filtra drugog reda, sa polovima u $e^{-\frac{2\pi jk}{N}}$ i $e^{+\frac{2\pi jk}{N}}$ i FIR filtra (slika 2.1).

Osnovna prednost Goertzel-ovog algoritma u odnosu na najčešće korišten FFT metodu za harmonijsku analizu signala je osobina da vreme akvizicije NT_s ne mora biti celobrojni umnožak perioda T_0 signala, odnosno frekvencija signala može biti bilo koja frekvencija između nule i frekvencije odabiranja. Istovremeno, N ne mora biti potencija broja 2.

Druga važna osobina algoritma je manji broj matematičkih operacija potrebnih za izračunavanje harmonijskih komponenti, od kojih je $N+2$ množenja i $2N+1$ u polju realnih brojeva (slika 2.2).



Slika 2.2 Broj realnih množenja kod FFT i Goertzel-ovog algoritma

2.2.4 Iterativni algoritmi

U slučaju gubitka sinhronizacije DFT i FFT algoritmi pogrešno interpretiraju sekvencu odabiranog signala x_n . Jedan od mogućih pristupa eliminisanju ovog nedostatka je implementacija Newton-ovog iterativnog algoritma, koji osim vrednosti amplituda i faza harmonika kao nepoznatu veličinu razmatra i frekvenciju osnovnog harmonika [26].

Bilo koji periodični električni signal (strujni ili naponski) može se predstaviti Fourier-ovim redom

$$x(\mathbf{c}, t) = c_0 + \sum_{k=1}^M c_k \cdot \cos(k\omega_0 t + \psi_k) \quad (2.24)$$

gde $\mathbf{c} = [\omega_0 \quad c_0 \quad c_1 \quad \dots \quad c_M \quad \psi_1 \quad \psi_2 \quad \dots \quad \psi_M]^T$ predstavlja vektor parametara. Ukoliko je M red najvišeg harmonika uzetog u razmatranje, $x(\mathbf{c}, t)$ je nelinearna funkcija sa $2M+2$ nepoznate veličine. Ukoliko se signal $x(\mathbf{c}, t)$ odabira frekvencijom $f_s = 1/T_s$, postoji N odmeraka signala u diskretnim vremenskim intervalima nT_s koji definišu N nelinearnih jednačina:

$$x_n = x(\mathbf{c}, nT_s) = c_0 + \sum_{k=1}^M c_k \cdot \cos(k\omega_0 \cdot nT_s + \psi_k), \quad (2.25)$$

$$n = 1, 2, \dots, N.$$

Ukoliko je $N \geq 2M + 2$, sistem će biti determinisan. Jakobijan sistema (2.25)

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \frac{\partial x_1(\mathbf{c})}{\partial \omega_0} & \frac{\partial x_1(\mathbf{c})}{\partial c_0} & \dots & \dots & \frac{\partial x_1(\mathbf{c})}{\partial c_M} & \frac{\partial x_1(\mathbf{c})}{\partial \psi_1} & \dots & \dots & \frac{\partial x_1(\mathbf{c})}{\partial \psi_M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial x_N(\mathbf{c})}{\partial \omega_0} & \frac{\partial x_N(\mathbf{c})}{\partial c_0} & \dots & \dots & \frac{\partial x_N(\mathbf{c})}{\partial c_M} & \frac{\partial x_N(\mathbf{c})}{\partial \psi_1} & \dots & \dots & \frac{\partial x_N(\mathbf{c})}{\partial \psi_M} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

je matrica dimenzija $N \times (2M + 2)$. Ako $\mathbf{j}_n = [j_{n,1} \quad j_{n,2} \quad \dots \quad j_{n,2M+2}]$ predstavlja n -ti red matrice \mathbf{J} , tada je:

$$j_{n,1} = \frac{\partial x(\mathbf{c}, nT_s)}{\partial \omega_0} = \sum_{k=1}^M knT_s c_k \cdot \sin(k\omega_0 nT_s + \psi_k) \quad (2.27)$$

$$j_{n,2} = \frac{\partial x(\mathbf{c}, nT_s)}{\partial c_0} = 1 \quad (2.28)$$

$$j_{n,k+2} = \frac{\partial x(\mathbf{c}, nT_s)}{\partial c_k} = \cos(k\omega_0 nT_s + \psi_k), \quad k = 1, 2, \dots, M \quad (2.29)$$

$$j_{n,k+M+2} = \frac{\partial x(\mathbf{c}, nT_s)}{\partial \psi_k} = c_k \cdot \sin(k\omega_0 nT_s + \psi_k), \quad k = 1, 2, \dots, M. \quad (2.30)$$

Newton-ov algoritam izračunava vektor parametara \mathbf{c}_{i+1} u $i+1$ -toj iteraciji prema

$$\mathbf{c}_{i+1} = \mathbf{c}_i + (\mathbf{J}_i^T \mathbf{J}_i)^{-1} \mathbf{J}_i^T (\mathbf{x} - \mathbf{x}(\mathbf{c}_i)) \quad (2.31)$$

gde je $\mathbf{c}_i = [\omega_{0,i} \quad c_{0,i} \quad c_{1,i} \quad \dots \quad c_{M,i} \quad \psi_{1,i} \quad \psi_{2,i} \quad \dots \quad \psi_{M,i}]^T$ vektor parametara izračunat u i -toj iteraciji, $\mathbf{J}_i = \mathbf{J}|_{\mathbf{c}=\mathbf{c}_i}$ Jakobijan izračunat na osnovu parametara izračunatih u i -toj ite-

raciji, $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_N]$ vektor odabiranih vrednosti, $\mathbf{x}(\mathbf{c}_i) = [x(\mathbf{c}_i, 0) \ x(\mathbf{c}_i, T_S) \ \dots \ x(\mathbf{c}_i, (N-1)T_S)]$ vektor funkcije izračunat za vrednosti parametara izračunatih u i -toj iteraciji:

$$x(\mathbf{c}_i, nT_S) = c_{0,i} + \sum_{k=1}^M c_{k,i} \cdot \cos(k\omega_{0,i} \cdot nT_S + \psi_{k,i}), \quad (2.32)$$

$$n = 1, 2, \dots, N.$$

Izraz $\mathbf{J}_i^+ = (\mathbf{J}_i^T \mathbf{J}_i)^{-1} \mathbf{J}_i^T$ predstavlja generalizovanu levu inverznu matricu jakobijana \mathbf{J} .

Algoritam ima superlinearnu konvergenciju drugog reda [31]. Neophodno je izabrati odgovarajuću frekvenciju odabiranja, vreme akvizicije NT_s , kao i početni vektor parametara \mathbf{c}_0 , kako bi niz \mathbf{c}_i izračunat Newton-ovim algoritmom konvergirao. Početni vektor \mathbf{c}_0 se može dobiti DFT, FFT ili Goertzel-ovim algoritmom. Algoritam je adaptivan, sa pretpostavljenom frekvencijom osnovnog harmonika $f_0 = \omega_0/2\pi$, tačna frekvencija može se naći u intervalu $[f_0 - f_s/2, f_0 + f_s/2]$.

Predstavljeni postupak određivanja frekvencije, amplituda i faza harmonika zahteva veliku procesorsku moć i operativnu memoriju zbog velikog broja matricnih operacija u svakoj iteraciji, tako da su predstavljeni unapređeni algoritmi [27] i [28].

2.3 Snaga u monofaznim električnim kolima

2.3.1 Trenutna snaga

U električnim kolima, trenutna snaga predstavlja energiju koja se prenese od izvora do opterećenja u jedinici vremena:

$$p(t) = \frac{dE}{dt} = v(t) \cdot i(t) \quad (2.33)$$

i jednaka je proizvodu trenutnih vrednosti napona i struje [32], [33]. Kada je trenutna snaga pozitivna, tok energije je usmeren od izvora napajanja do opterećenja. Ukoliko je negativna, tok energije je usmeren od opterećenja ka izvoru. Kod linearnih otpornih opterećenja struja i napon imaju jednaku vremensku zavisnost, $u(t) = i(t) \cdot R$, tako da je trenutna snaga

$$p(t) = i^2(t) \cdot R = u^2(t)/R \quad (2.34)$$

uvek pozitivna veličina. Iako je trenutna snaga vremenski promenljiva, tok energije je samo u jednom pravcu.

U slučaju reaktivnih i nelinearnih potrošača, talasni oblici napona i struje mogu se razlikovati kako po fazi, tako i po obliku, tako da trenutna snaga može imati i negativne vrednosti, odnosno tok energije može biti i suprotan – od opterećenja ka izvoru.

Trenutne vrednosti napona i struje se mogu predstaviti Fourier-ovim redom oblika (2.6), odnosno

$$\begin{aligned} v(t) &= V_0 + \sum_{k=1}^{+\infty} \sqrt{2} V_{k,\text{RMS}} \cos(k\omega_0 t + \theta_k) \\ i(t) &= I_0 + \sum_{k=1}^{+\infty} \sqrt{2} I_{k,\text{RMS}} \cos(k\omega_0 t + \psi_k) \end{aligned} \quad (2.35)$$

gde $V_{k,\text{RMS}}$ i $I_{k,\text{RMS}}$ predstavljaju efektivne vrednosti a θ_k i ψ_k faze k -tog harmonika napona i struje, respektivno. V_0 i I_0 su jednosmerne vrednosti napona, odnosno struje. Na sličan način je moguće predstaviti i trenutnu snagu

$$p(t) = P + \sum_{k=1}^{+\infty} P_k \cos(k\omega_0 t + \zeta_k). \quad (2.36)$$

Predstavljanje komponenti trenutne snage (P_k , ζ_k) u funkciji spektralnih komponenti napona i struje (V_0 , I_0 , $V_{k,\text{RMS}}$, $I_{k,\text{RMS}}$, θ_k i ψ_k) za nelinearna kola, odnosno nesinusoidalne uslove nije eksplicitno. Prvi sabirak u sumi (2.36) se naziva aktivna snaga P .

2.3.2 Aktivna snaga

Energija koja se prenese u nekom vremenskom intervalu T je jednaka integralu trenutne snage u vremenu:

$$E = \int_0^T v(t) \cdot i(t) \cdot dt. \quad (2.37)$$

Srednja snaga se definiše kao energija prenetu u datom vremenskom intervalu podeljena sa dužinom vremenskog intervala. Ukoliko su napon i struja periodične veličine gde T_0 predstavlja period oscilovanja, tada je *aktivna snaga* srednja vrednost trenutne snage na periodu oscilovanja, odnosno

$$P = \langle v(t) | i(t) \rangle = \frac{1}{T_0} \int_{t_0}^{t_0+T_0} v(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad (2.38)$$

gde t_0 predstavlja proizvoljno vreme [32], [33].

Na osnovu jednačina (2.35) i (2.38) aktivna snaga se može eksplicitno izraziti u funkciji spektralnih komponenti napona i struje:

$$\begin{aligned} P &= V_0 I_0 + \sum_{k=1}^{+\infty} I_{k,\text{RMS}} \cdot V_{k,\text{RMS}} \cdot \cos(\theta_k - \psi_k) \\ P &= P_0 + P_1 + P_H \end{aligned} \quad (2.39)$$

gde P_0 predstavlja snagu jednosmerne komponente, P_1 snagu osnovnog harmonika i P_H doprinos viših harmonika.

2.3.3 Prividna snaga

Izvor napajanja mora da obezbedi efektivne vrednosti napona i struje nezavisno od toga kakvog je tipa opterećenje, odnosno kolika je aktivna snaga P . Efektivne vrednosti V_{RMS} i I_{RMS} utiču na ukupan gubitak energije u samom generatoru i vodovima. Prema tome, opterećenje izvora za napajanje se može kvantitativno opisati kao *prividna snaga*, koja se definiše kao proizvod efektivnih vrednosti napona i struje definisanih jednačinama (2.4) i (2.10), [32], [33]:

$$S = V_{\text{RMS}} I_{\text{RMS}}. \quad (2.40)$$

Prividna snaga nije fizički observabilna veličina, već kvantitativni parametar koji karakteriše režim u kolu. Ne postoji ni jedan fizički fenomen koji je vezan za prividnu snagu. U linearnim, stacionarnim kolima sa otpornim opterećenjima, prividna snaga je jednaka aktivnoj snazi. U linearnim, stacionarnim reaktivnim kolima, sa isključivo reaktivnim opterećenjima, ne postoji direktan tok, već energija osciluje između izvora i opterećenja. U slučaju nelinearnih i nestacionarnih kola, prividna snaga ima složeniju zavisnost.

Kako efektivne vrednosti napona i struje predstavljaju norme trenutnih vrednosti u vektorskim prostoru $L_{T_0}^2$, definisane sa (2.4), a aktivna snaga skalarni proizvod struje i napona (2.38), prema *Cauchy–Schwarz*-ovoj nejednakosti sledi da je

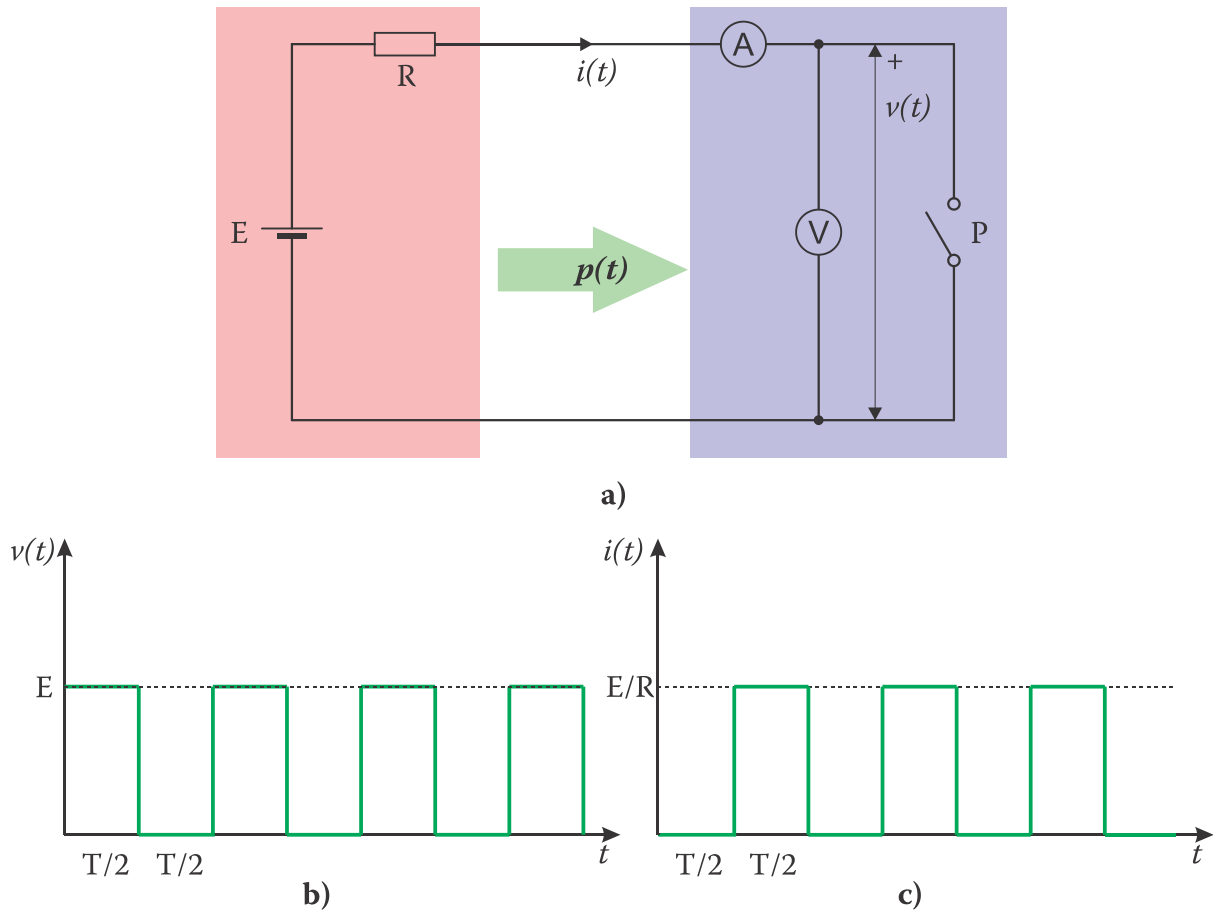
$$\langle u(t) | i(t) \rangle \leq \|u(t)\| \cdot \|i(t)\| \quad (2.41)$$

odnosno aktivna snaga je uvek manja od prividne snage.

Slikovit primer nefizičkog koncepta prividne snage se može uočiti na nestacionarnom kolu, prikazanom na slici 2.3 a).

Kolo se sastoji od jednosmernog generatora, napona $E=1$ V i unutrašnje otpornosti $R=1$ Ω , i idealnog prekidača S koji prekida sa konstantnim vremenskim intervalom $T/2$. U kolu je uspostavljen složenoperiodični režim, sa periodom T . Talasni oblici napona i struje su dati na slikama 2.3 b) i 2.3 c). Na osnovu definicije efektivne vrednosti signala, može se zaključiti da su efektivne vrednosti napona i struje na prekidaču $1/\sqrt{2}$ V, odnosno $1/\sqrt{2}$ A. Prividna snaga je 0,5 VA, iako se na osnovu talasnih oblika napona i struje može zaključiti da je trenutna snaga jednaka nuli u svakom trenutku. Prema tome, iako ne postoji nikakav tok energije u kolu, prividna snaga ima vrednost različitu od nule.

Otpornik R predstavlja ukupnu unutrašnju otpornost generatora i provodnika. Aktivna snaga na otporniku R je 0,5 W, što predstavlja disipaciju energije u kolu. Može se zaključiti da u kolu postoji gubitak energije, iako nema nikakvog transfera energije od izvora do potrošača [34].



Slika 2.3a) Nestacionarno kolo sa prekidačem, b) talasni oblik napona, c) talasni oblik struje

2.3.4 Aktivna i reaktivna snaga u stacionarnim linearnim kolima

U stacionarnim linearnim kolima, reaktivna snaga se definiše kao nekorisna snaga potrošača nastala usled fazne razlike između napona i struje. Kapacitivna i induktivna opterećenja imaju reaktivan karakter, jer razmenjuju energiju akumuliranu u električnom ili magnetnom polju sa izvorom, tako da je efektivna vrijednost struje veća od efektivne vrijednosti struje za odgovarajuću aktivnu snagu. U linearnim reaktivnim kolima, gde ovakve promene u energetsom toku postoje, napon i struja imaju odgovarajuću faznu razliku.

Prenos reaktivne snage umanjuje kapacitete prenosa elektroenergetske mreže i povećava gubitak energije. Iz tih razloga se vrši kompenzacija reaktivne snage, da bi se izbegao opterećenje elektroenergetskih vodova i gubitak energije u obliku zagrevanja vodova.

U kolu linearnog potrošača koji napaja sinusni naponski generator

$$v(t) = \sqrt{2}V_{\text{RMS}} \sin(\omega_0 t) \quad (2.42)$$

protiče struja:

$$i(t) = \sqrt{2}I_{\text{RMS}} \sin(\omega_0 t - \phi) \quad (2.43)$$

gde V_{RMS} predstavlja efektivnu vrednost napona, I_{RMS} efektivnu vrednost struje, ω_0 je frekvencija, ϕ fazna razlika a t vreme. Trenutna vrednost snage može biti predstavljena kao:

$$p(t) = 2V_{\text{RMS}}I_{\text{RMS}} \sin \omega_0 t \cdot \sin(\omega_0 t - \phi) = p_p + p_q. \quad (2.44)$$

Nakon odgovarajućih transformacija dobija se:

$$p_p = V_{\text{RMS}}I_{\text{RMS}} \cos \phi \cdot (1 - \cos(2\omega_0 t)) = P \cdot (1 - \cos(2\omega_0 t)) \quad (2.45)$$

i

$$p_q = -V_{\text{RMS}}I_{\text{RMS}} \sin \phi \cdot \sin(2\omega_0 t) = -Q \sin(2\omega_0 t) \quad (2.46)$$

gde

$$\begin{aligned} P &= V_{\text{RMS}}I_{\text{RMS}} \cos \phi \\ Q &= V_{\text{RMS}}I_{\text{RMS}} \sin \phi \end{aligned} \quad (2.47)$$

predstavljaju realnu (P) i reaktivnu (Q) snagu. Reaktivna snaga Q predstavlja amplitudu oscilovanja trenutne snage p_q .

Prividna, aktivna i reaktivna snaga zadovoljavaju kvadratnu formu

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}. \quad (2.48)$$

2.4 Definicije reaktivne i snage izobličenja u složenoperiodičnim režimima

Definicija reaktivne snage u nelinearnim električnim kolima sa složenoperiodičnim režimom je kompleksniji zadatak [35]. Viši harmonici doprinose povećanju efektivnih vrednosti struje i napona, što dovodi do povećanja prividne snage. U ovakvom režimu, jednačina (2.48) ne važi, te se kao opštiji pojam uvodi neaktivna snaga N , koja obuhvata sve oblike neaktivne snage potrošača:

$$S = \sqrt{P^2 + N^2}. \quad (2.49)$$

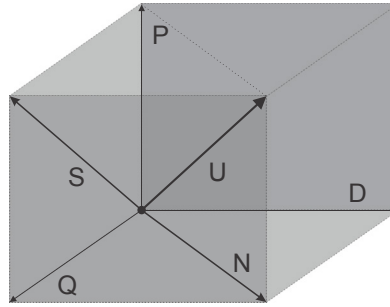
Neaktivna snaga se dalje može razložiti na reaktivnu snagu i snagu izobličenja. Reaktivna snaga u nelinearnim kolima se odnosi na reaktivne elemente. Ukoliko nije poznata struktura opterećenja, reaktivna snaga opterećenja se može odrediti na osnovu reaktivnog linearnog ekvivalenta opterećenja. Snaga izobličenja se odnosi na uticaj viših harmonika struje ili napona. Postoji veliki broj definicija reaktivne snage u nelinearnim i nestacionarnim kolima. Sve definicije imaju za cilj da budu generalne i praktične za primenu, ali ne postoji opšteprihvaćena definicija za reaktivnu snagu.

Definicije reaktivne snage se mogu podeliti u dve grupe, definicije u frekvencijskom i definicije u vremenskom domenu. Neke od teorija su postulirane u cilju kompenzacije

neaktivne snage, pružajući praktične rezultate koji se mogu primeniti pri projektovanju sistema za kompenzaciju. Druge su usmerene ka fizičkoj interpretaciji prenosa energije u električnom kolu i uglavnom imaju teorijsku primenu [36].

2.4.1 Budeanu-ova definicija reaktivne i snage izobličenja

Najčešće korištena definicija za reaktivnu snagu pri složenoperiodičnim talasnim oblicima signala je Budeanuova definicija [37], grafički prikazana na slici 2.4¹. Budeanu-ova definicija spada u dekompozicije u frekvencijskom domenu.



Slika 2.4 Dekompozicija snage

Prividna snaga se sastoji od dve ortogonalne komponente, aktivne i neaktivne snage, jednačina (2.49). Aktivna snaga predstavlja srednju vrednost trenutne snage, jednačina (2.39). Neaktivna snaga, podeljena na dve ortogonalne komponente, reaktivnu snagu i snagu izobličenja. Reaktivna snaga predstavlja sumu reaktivnih snaga svih harmonika:

$$Q_b = \sum_{k=1}^{+\infty} I_{k,\text{RMS}} \cdot V_{k,\text{RMS}} \cdot \sin(\theta_k - \psi_k). \quad (2.50)$$

Snaga izobličenja predstavlja sumu proizvoda različitih harmonika napona i struje [35]

$$D_b^2 = \sum_{j=1}^{+\infty} \sum_{k=j+1}^{+\infty} I_{j,\text{RMS}}^2 V_{k,\text{RMS}}^2 + I_{k,\text{RMS}}^2 V_{j,\text{RMS}}^2 - 2I_{j,\text{RMS}} V_{k,\text{RMS}} I_{k,\text{RMS}} V_{j,\text{RMS}} \cos(\phi_j - \phi_k) \quad (2.51)$$

gde ϕ_j predstavlja faznu razliku napona i struje j -tog harmonika, i može se izraziti kao:

$$D_b = \sqrt{U^2 - P^2 - Q_b^2}. \quad (2.52)$$

¹ U literaturi se najčešće prividna snaga obeležava sa S . U ovom odeljku će prividna snaga biti obeležena sa U , dok je oznaka S rezervisana za fazorsku snagu, kao što je dato u IEEE 1459-2010 standardu i originalnim Budeanu-ovim radovima. Nadalje, sa S će biti obeležavana prividna snaga, ukoliko nije eksplicitno naznačeno drugačije. Da bi se izbegla zabuna, različite definicije reaktivne i snage izobličenja će biti obeležavane sa različitim indeksom u subskriptu.

Reaktivna snaga, definisana na ovakav način, može biti potpuno kompenzovana odgovarajućim reaktivnim elementom. Snaga izobličenja se, međutim, ne može kompenzovati na ovaj način.

IEEE definicija je izvedena iz Budeanu-ove definicije, i data je izrazom:

$$Q_{\text{IEEE}} = \sqrt{\sum_{k=1}^{+\infty} I_{k,\text{RMS}}^2 \cdot V_{k,\text{RMS}}^2 \cdot \sin(\theta_k - \psi_k)} \quad (2.53)$$

kod koje je ukupna reaktivna snaga uvek veća od reaktivne snage prvog harmonika.

2.4.2 Fryze-ova dekompozicija snage

Za razliku od Budeanu-ove definicije koja zahteva određivanje komponenti spektra napona i struje, Fryze-ova definicija je bazirana na ortogonalnoj dekompoziciji struje u vremenskom domenu [38]. Ortogonalna dekompozicija trenutne struje $i(t)$ na $M \geq 2$ ortogonalnih komponenti $i_1(t), i_2(t), \dots, i_M(t)$ mora zadovoljiti uslov:

$$\|i(t)\|^2 = \sum_{m=1}^M \|i_m(t)\|^2. \quad (2.54)$$

Struja je razložena na dve ortogonalne komponente: aktivnu i reaktivnu struju. Aktivna struja je

$$i_a(t) = \frac{P}{V_{\text{RMS}}^2} v(t) \quad (2.55)$$

a reaktivna

$$i_r(t) = i(t) - i_a(t). \quad (2.56)$$

Fryze-ova aktivna i reaktivna snaga su

$$P = V_{\text{RMS}} \cdot \|i_a(t)\| \quad (2.57)$$

$$Q_f = V_{\text{RMS}} \cdot \|i_r(t)\| \quad (2.58)$$

Aktivna snaga prema Fryze-ovoj dekompoziciji jednaka je srednjoj vrednosti trenutne snage, a reaktivna snaga odgovara prethodno definisanoj neaktivnoj snazi.

Prednosti Fryze-ove definicije su jednostavno merenje i izračunavanje, bez potrebe za određivanjem amplituda i faza harmonika. Osnovni nedostatak je nemogućnost kompenzacije reaktivne komponente reaktivnim elementom.

2.4.3 Kimbark-ova definicija reaktivne snage

Kimbark-ova dekompozicija snage [39] je slična Budeanu-ovoj. Aktivna snaga je definisana na identičan način, kao srednja vrednost trenutne snage. Neaktivna snaga se prema ovoj

dekompoziciji sastoji od dve komponente, reaktivne snage i snage izobličenja. Reaktivna snaga uzima u obzir samo osnovni harmonik:

$$Q_k = I_{1, \text{RMS}} \cdot V_{1, \text{RMS}} \cdot \sin(\theta_1 - \psi_1) \quad (2.59)$$

pri čemu snaga izobličenja uzima u obzir reaktivne snage viših harmonika, kao i međuproizvode različitih harmonika struje i napona:

$$D_k = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_k^2}. \quad (2.60)$$

Reaktivna snaga definisana prema navedenoj dekompoziciji jasno karakteriše impedansu opterećenja.

2.4.4 Shepard-Zakikhani-jeva dekompozicija snage

Shepard-Zakikhani-jeva dekompozicija snage [40] se bazira na dekompoziciji struje na tri komponente: aktivnu, reaktivnu i struju izobličenja:

$$I_a = \sqrt{\sum_{k \in \text{I} \cap \text{V}} I_{k, \text{RMS}} \cdot \cos^2(\theta_k - \psi_k)} \quad (2.61)$$

$$I_r = \sqrt{\sum_{k \in \text{I} \cap \text{V}} I_{k, \text{RMS}} \cdot \sin^2(\theta_k - \psi_k)} \quad (2.62)$$

$$I_d = \sqrt{I_{\text{RMS}}^2 - I_a^2 - I_r^2} \quad (2.63)$$

pri čemu se sumiranje po indeksu k vrši samo za harmonike koji istovremeno postoje u spektrima napona i struje. Prividna snaga je razložena na tri komponente, prividnu aktivnu snagu:

$$S_a = \sqrt{\sum_{k \in \text{I} \cup \text{V}} V_{k, \text{RMS}}^2 \cdot I_a^2} \quad (2.64)$$

prividnu reaktivnu snagu:

$$S_r = \sqrt{\sum_{k \in \text{I} \cup \text{V}} V_{k, \text{RMS}}^2 \cdot I_r^2} \quad (2.65)$$

i prividnu snagu izobličenja

$$S_d = \sqrt{\sum_{k \in \text{I} \cap \text{V}} V_{k, \text{RMS}}^2 \cdot \sum_{k \in \text{I} \cap \text{V}} I_{k, \text{RMS}}^2 + \sum_{k \in \text{V} \setminus \text{I}} V_{k, \text{RMS}}^2 \left(\sum_{k \in \text{I} \cap \text{V}} I_{k, \text{RMS}}^2 + \sum_{k \in \text{I} \cap \text{V}} I_{k, \text{RMS}}^2 \right)}. \quad (2.66)$$

Sumiranje se vrši po indeksu k , pri čemu I i V predstavljaju skupove indeksa koji odgovaraju redu harmonika u spektru struje, odnosno napona. Kvadrat prividne snaga je jednaka sumi kvadrata

$$S^2 = S_a^2 + S_r^2 + S_d^2. \quad (2.67)$$

Shepard-Zakikhani-jeva dekompozicija omogućava određivanje optimalne kompenzacije kapacitivnosti, kojom se potpuno kompenzuje reaktivna snaga S_r . Ovom definicijom se postiže minimalna prividna snaga pri pasivnoj kompenzaciji. Nedostaci dekompozicije su komplikovan algoritam za izračunavanje, koji zahteva određivanje spektralnih komponenti napona i struje, kao i činjenica da prividna aktivna snaga nije jednaka aktivnoj snazi definisanoj prema (2.38), tako da se njenom primenom ne može odrediti faktor snage. Pored toga, ovom dekompozicijom nije moguće direktno odrediti snagu kondenzatora za kompenzaciju.

2.4.5 Sharon-ova definicija

Sharon-ova dekompozicija snage predstavlja modifikaciju Shepard-Zakikhani-jeve dekompozicije [41]. Prividna aktivna snaga je zamenjena aktivnom snagom definisanom sa (2.38), tako da je

$$S^2 = P^2 + S_q^2 + S_c^2. \quad (2.68)$$

pri čemu S_q predstavlja reaktivnu prividnu snagu, koja se izračunava prema

$$S_q = V_{\text{RMS}} \cdot \sqrt{\sum_{k \in \text{I} \cap \text{V}} I_{k, \text{RMS}}^2 \cdot \sin^2(\theta_k - \psi_k)} \quad (2.69)$$

a S_c komplementarnu reaktivnu snagu, koja se može izračunati prema

$$S_c = \sqrt{S^2 - P^2 - S_q^2}. \quad (2.70)$$

Sharon-ova definicija omogućava određivanje optimalne kapacitivnosti za kompenzaciju i izračunavanje faktora snage, ali ne rešava problem nemogućnosti direktnog određivanja snage kondenzatora za kompenzaciju.

2.4.6 Depenbrock-ova dekompozicija

Depenbrock-ova dekompozicija snage zasebno uzima u obzir komponente snage koje prouzrokuju nesinusoidalni napon napajanja i nelinearnost opterećenja [42]. Ekvivalentno kolo je prikazano na slici 2.5.

Napon izvora se može predstaviti kao zbir napona osnovnog harmonika v_1 i napona viših harmonika v_H :

$$\begin{aligned} v_1(t) &= \sqrt{2} \cdot V_{1, \text{RMS}} \cdot \cos(\omega_0 t + \theta_1) \\ v_H(t) &= v(t) - v_1(t). \end{aligned} \quad (2.71)$$

Aktivna snaga je jednaka zbiru aktivne snage osnovnog harmonika i snage viših harmonika:

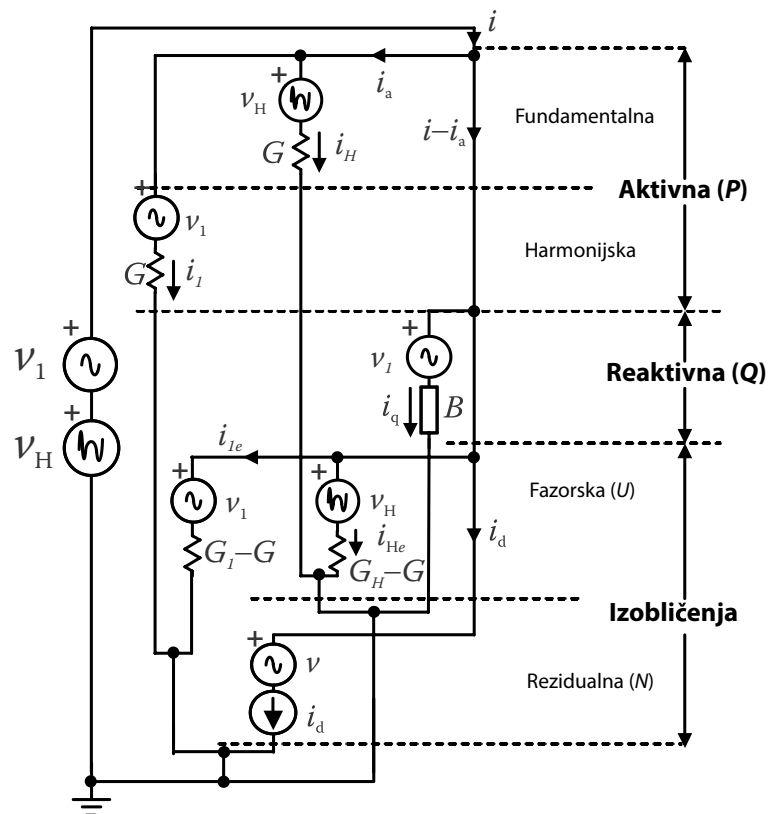
$$P = P_1 + P_H. \quad (2.72)$$

Ekvivalentna provodnost opterećenja, ekvivalentna provodnost osnovnog harmonika i ekvivalentna provodnost viših harmonika su definisane izrazima:

$$G = \frac{P}{V_{\text{RMS}}^2}$$

$$G_1 = \frac{P_1}{\|v_1(t)\|^2}$$

$$G_H = \frac{P_H}{\|v_H(t)\|^2}.$$
(2.73)



Slika 2.5 Ekvivalentno kolo - Dopenbrokova dekompozicija [35], [42]

Definisano je šest komponenti struje:

- aktivna struja prouzrokovana osnovnim harmonikom napona napajanja na ekvivalentnoj provodnosti opterećenja data je izrazom:

$$i_1(t) = G \cdot v_1(t) \quad (2.74)$$

- aktivna struja prouzrokovana osnovnim harmonikom napona napajanja na razlici ekvivalentne provodnosti osnovnog harmonika i ukupne ekvivalentne provodnosti:

$$i_{1e}(t) = (G_1 - G) \cdot v_1(t) \quad (2.75)$$

- aktivna struja prouzrokovana višim harmonicima napona napajanja na ekvivalentnoj provodnosti:

$$i_H(t) = G \cdot v_H(t) \quad (2.76)$$

- aktivna struja prouzrokovana višim harmonicima napona napajanja na razlici ekvivalentne provodnosti viših harmonika i ukupne ekvivalentne provodnosti:

$$i_{He}(t) = (G_H - G) \cdot v_H(t) \quad (2.77)$$

- reaktivna struja prouzrokovana osnovnim harmonikom napona napajanja

$$i_q(t) = \frac{1}{\|v_1(t)\|^2} \cdot v_1\left(t - \frac{T_0}{4}\right) \cdot \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} i(t) \cdot v_1\left(t - \frac{T_0}{4}\right) dt \quad (2.78)$$

- struja izobličenja, koja je jednaka razlici trenutne vrednosti struje i prethodno definisanih veličina:

$$i_d(t) = i(t) - i_1(t) - i_{1e}(t) - i_H(t) - i_{He}(t) - i_q(t). \quad (2.79)$$

Na osnovu definisanih struja, izračunavaju se reaktivna snaga Q , fazorska snaga U i rezidualna snaga N :

$$\begin{aligned} Q &= V_{\text{RMS}} \cdot \|i_q(t)\| \\ U &= V_{\text{RMS}} \cdot \sqrt{\|i_{1e}(t)\|^2 + \|i_{He}(t)\|^2} \\ N &= V_{\text{RMS}} \cdot \|i_d(t)\|. \end{aligned} \quad (2.80)$$

Prividna snaga je prema Depenbrock-ovoj dekompoziciji jednaka korenu sume kvadrata četiri veličine: aktivne snage, reaktivne snage, fazorske snage i rezidualne snage:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + U^2 + N^2}. \quad (2.81)$$

Značajna osobina Depenbrock-ove dekompozicije je razdvajanje komponenti snage na reaktivni deo koji zavisi od fazne razlike osnovnog harmonika, nesinusoidalnog talasnog oblika napona napajanja i nelinearnosti opterećenja. Rezidualna snaga sadrži reaktivne snage viših harmonika, što je za optimalnu kompenzaciju potrebno uzeti u obzir.

2.4.7 Kusters-Moor-ova dekompozicija snage

Kusters-Moor-ova dekompozicija omogućava kompenzaciju reaktivne snage povezivanjem odgovarajućih kapacitivnosti ili induktivnosti [43]. Struja je predstavljena kao zbir tri komponente: aktivne struje, kapacitivne ili induktivne reaktivne struje i rezidualne struje.

Aktivna struja definisana je na isti način kao u Fryze-ovoj dekompoziciji, jednačinom (2.55), pri čemu su reaktivna kapacitivna i induktivna struja date sa

$$i_{qC}(t) = \frac{v_C(t)}{\|v_C(t)\|^2} \cdot \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} v_C(t) \cdot i(t) dt$$

$$i_{qL}(t) = \frac{v_L(t)}{\|v_L(t)\|^2} \cdot \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} v_L(t) \cdot i(t) dt.$$
(2.82)

Odgovarajuće rezidualne struje su:

$$i_{rC}(t) = i(t) - i_a(t) - i_{qC}(t)$$

$$i_{rL}(t) = i(t) - i_a(t) - i_{qL}(t)$$
(2.83)

gde $v_C(t)$ predstavlja prvi izvod, $v_L(t)$ integral trenutne vrednosti napona u vremenu.

Dekompozicija snage je oblika

$$S^2 = P^2 + Q_C^2 + Q_{rC}^2$$

$$S^2 = P^2 + Q_L^2 + Q_{rL}^2$$
(2.84)

gde su

$$Q_C = V_{RMS} \cdot \|i_{qC}(t)\|$$

$$Q_L = V_{RMS} \cdot \|i_{qL}(t)\|$$
(2.85)

kapacitivna i induktivna reaktivna snaga i

$$Q_{r,C} = V_{RMS} \cdot \|i_{rC}(t)\|$$

$$Q_{r,L} = V_{RMS} \cdot \|i_{rL}(t)\|$$
(2.86)

odgovarajuće rezidualne snage. Izbor reaktivne i odgovarajuće rezidualne snage u dekompoziciji (2.84) zavisi od strukture opterećenja. Kapacitivna i induktivna reaktivna snaga se u frekvencijskom domenu mogu izraziti formulama

$$Q_C = V_{RMS} \cdot \frac{\sum_{k=1}^{+\infty} k \cdot V_{k,RMS} \cdot I_{k,RMS} \cdot \sin(\theta_k - \psi_k)}{\sqrt{\sum_{k=1}^{+\infty} k^2 \cdot V_{k,RMS}^2}}$$
(2.87)

i

$$Q_L = V_{RMS} \cdot \frac{\sum_{k=1}^{+\infty} \frac{1}{k} \cdot V_{k,RMS} \cdot I_{k,RMS} \cdot \sin(\theta_k - \psi_k)}{\sqrt{\sum_{k=1}^{+\infty} \frac{V_{k,RMS}^2}{k^2}}}$$
(2.88)

Kusters-Moor-ova dekompozicija predstavlja modifikaciju Fryze-ove dekompozicije u vremenskom domenu. Aktivna struja je definisana na identičan način, pri čemu reaktivna struja u Fryze-ovoj dekompoziciji odgovara zbiru kapacitivne, odnosno induktivne reaktiv-

ne i odgovarajuće rezidualne struje. Fryze-ova reaktivna snaga je razložena na dve ortogonalne komponente, reaktivnu i rezidualnu snagu.

2.4.8 Czarnecki-jeva dekompozicija snage

Slično Depenbrock-ovoj dekompoziciji snage, Czarnecki-jeva dekompozicija snage razmatra zasebno komponente struje koje prouzrokuju nesinusoidalni napon napajanja i nelinearnost opterećenja [44], [45]. Efektivna vrednost struje u kolu se može predstaviti preko četiri ortogonalne komponente, aktivne struje I_a , reaktivne struje I_r , struje rasejanja I_s i struje harmonika I_h :

$$I_{\text{RMS}}^2 = I_a^2 + I_r^2 + I_s^2 + I_h^2. \quad (2.89)$$

Komponente su date sledećim formulama:

$$\begin{aligned} I_a &= \frac{P}{V_{\text{RMS}}} \\ I_r &= \sqrt{\sum_{k \in \mathbb{V} \setminus \{0\}} B_k^2 \cdot V_{k,\text{RMS}}^2} \\ I_s &= \sqrt{\sum_{k \in \mathbb{V}} (G_k - G)^2 \cdot V_{k,\text{RMS}}^2} \\ I_h &= \sqrt{\sum_{k \in \mathbb{I} \setminus \mathbb{V}} I_{k,\text{RMS}}^2} \end{aligned} \quad (2.90)$$

gde su \mathbb{I} i \mathbb{V} skupovi indeksa harmonika struje i napona. U izrazu za izračunavanje reaktivne struje ne uključuje se jednosmerna komponenta, ukoliko je prisutna. Ekvivalentna provodnost G se izračunava identično kao u Depenbrock-ovoj dekompoziciji, prema izrazu (2.73). Ekvivalentna admitansa k -tog harmonika je

$$\begin{aligned} \overline{Y}_k &= G_k + jB_k = \frac{I_{k,\text{RMS}}}{V_{k,\text{RMS}}} e^{j(\theta_k - \psi_k)} \\ G_k &= \frac{I_{k,\text{RMS}}}{V_{k,\text{RMS}}} \cos(\theta_k - \psi_k) \\ B_k &= \frac{I_{k,\text{RMS}}}{V_{k,\text{RMS}}} \sin(\theta_k - \psi_k). \end{aligned} \quad (2.91)$$

Dekompozicija snage je

$$S^2 = P^2 + Q_r^2 + D_s^2 + D_h^2 \quad (2.92)$$

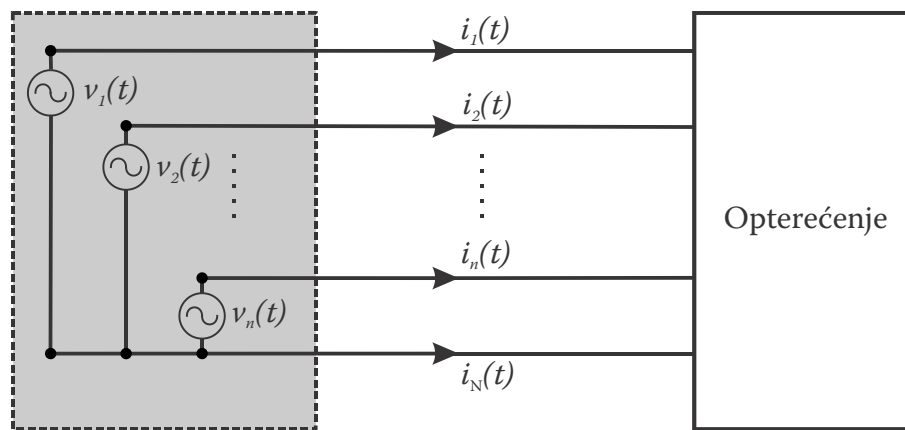
pri čemu se reaktivna snaga, snaga rasejanja i harmonijska snaga izračunavaju po formuli

$$\begin{aligned} Q_r &= V_{\text{RMS}} \cdot I_r \\ D_s &= V_{\text{RMS}} \cdot I_s \\ D_h &= V_{\text{RMS}} \cdot I_h. \end{aligned} \quad (2.93)$$

2.5 Snaga u polifaznim kolima

Polifazni sistemi se najčešće razmatraju kao skup monofaznih sistema za zajedničkim neutralnim vodom (slika 2.6). Polazeći od osnovnih principa koji su korišteni u slučaju monofaznih kola, definicije za prividnu, aktivnu, reaktivnu i snagu izobličenja se mogu definisati za polifazne sisteme.

Polifazna opterećenja (u praksi trofazna) su balansirana, tako da rade sa fazno pome- renim, po amplitudi identičnim strujama i naponima. Manja opterećenja su monofazna, tako da se u elektroenergetskom sistemu grupe monofaznih opterećenja povezuju sa ciljem da se neutrališe, ili bar minimizuje struja neutralnog provodnika radi smanjivanja ukupnih gubitaka. U praksi je ovo vrlo teško izvodljivo, pre svega zbog velike složenosti mreže. Drugi razlog je nelinearni karakter malih opterećenja, koja prouzrokuju harmonijska izobličenja struje, pri čemu neutralni vod postaje dodatno opterećen.



Slika 2.6 Polifazni sistem

2.5.1 Aktivna, reaktivna i prividna snaga u linearnim polifaznim kolima

Postoji veliki broj teorija koje imaju za cilj da prošire postojeće definicije snage u monofaznim kolima na polifazne. Ovakve teorije se mogu primeniti samo na balansirane sisteme.

Trenutne vrednosti napona se u polifaznom kolu (slika 2.6) mogu predstaviti vektorom:

$$\mathbf{v}(t) = [v_1(t) \quad v_2(t) \quad \cdots \quad v_M(t)]^T. \quad (2.94)$$

Vektor trenutnih struja je

$$\mathbf{i}(t) = [i_1(t) \quad i_2(t) \quad \cdots \quad i_M(t)]^T. \quad (2.95)$$

Aktivna snaga polifaznog kola je jednaka zbiru aktivnih snaga svake faze

$$\begin{aligned}
P &= \sum_{m=1}^M P_m = \sum_{m=1}^M \int_0^{T_0} v_m(t) \cdot i_m(t) dt = \\
&= \int_0^{T_0} \mathbf{v}(t) \cdot \mathbf{i}(t)^T dt
\end{aligned} \tag{2.96}$$

i može se predstaviti u frekvencijskom domenu kao

$$P = \sum_{m=1}^M I_{m,\text{RMS}} V_{m,\text{RMS}} \cos \phi_m. \tag{2.97}$$

Reaktivna snaga se analogno izrazu (2.97) može predstaviti

$$Q = \sum_{m=1}^M I_{m,\text{RMS}} V_{m,\text{RMS}} \sin \phi_m. \tag{2.98}$$

Prividna snaga u polifaznom kolu se može definisati na različite načine. Prema IEEE 1459-2010 standardu [33], definisane su *vektorska prividna snaga*

$$S_V = \sqrt{P^2 + Q^2} \tag{2.99}$$

i *aritmetička prividna snaga*

$$S_A = \sum_{m=1}^M S_m = \sum_{m=1}^M V_{m,\text{RMS}} \cdot I_{m,\text{RMS}}. \tag{2.100}$$

Koriste se i alternativne definicije, koje nisu obuhvaćene IEEE 1459-2010 standardom kao što je *Buchholz-ova* definicija

$$S_B = \sqrt{\sum_{m=1}^M V_{m,\text{RMS}}^2} \cdot \sqrt{\sum_{m=1}^M I_{m,\text{RMS}}^2}. \tag{2.101}$$

Iz prethodnih definicija (2.99)-(2.101) sledi da prividne snage imaju jednake vrednosti samo za balansirane simetrične polifazne sisteme [34].

2.5.2 Sekvence harmonika u polifaznim kolima

Naponi u linearnom polifaznom sistemu imaju *pozitivnu sekvencu* – napon n -te faze kasni za naponom m -te faze za vremenski interval od $(n-m) \cdot T_0/M$, pri čemu je M broj faza polifaznog sistema, pod uslovom da je $n \geq m$. Prema tome u simetričnom polifaznom sistemu sa pozitivnom sekvencom važi

$$v_n(t) = v_m \left(t - \frac{(n-m)T_0}{M} \right), v_n(t) = v_{n-1} \left(t - \frac{T_0}{M} \right) \tag{2.102}$$

naponi susednih faza su vremenski pomereni za T_0/M .

Napon k -tog harmonika prve faze simetričnog polifaznog sistema se može predstaviti

$$v_{k,1}(t) = \sqrt{2}V_{k,\text{RMS}} \cos(k\omega_0 t + \theta_k). \quad (2.103)$$

Prema (2.102) može se odrediti napon k -tog harmonika n -te faze, kao:

$$\begin{aligned} v_{k,n}(t) &= \sqrt{2}V_{k,\text{RMS}} \cos\left(k\omega_0\left(t - \frac{(n-1)T_0}{M}\right) + \theta_k\right) = \\ &= \sqrt{2}V_{k,\text{RMS}} \cos\left(k\omega_0 t + \theta_k - \frac{2\pi(n-1)}{M} \cdot k\right) \end{aligned} \quad (2.104)$$

iz čega se može zaključiti da je fazna razlika napona k -tog harmonika n -te faze k -puta veća od fazne razlike prvog harmonika. U slučaju kada je red harmonika celobrojni umnožak ukupnog broja faza u sistemu ($k=M, 2M, 3M, \dots$), faza je jednaka celobrojnom umnošku od 2π , tako da se talasni oblici napona svih faza datog harmonika poklapaju. Ovi harmonici čine *nultu sekvencu* i imaju negativan uticaj na simetrični polifazni sistem, jer se međusobno sabiraju u neutralnom provodniku. Ukoliko je red harmonika $k = m \cdot M + 1$, sekvenca harmonika će biti ista kao kod osnovnog harmonika, tako da ovi harmonici pripadaju pozitivnoj sekvenci. Pozitivnoj sekvenci pripadaju svi harmonici čiji je red $k = m \cdot M + l$, pri čemu je $l < M/2$. Harmonici čiji je red $k = m \cdot M - 1$, imaju fazu koja je negativna u odnosu na harmonike pozitivne sekvence, i oni čine *negativnu sekvencu*. Negativnoj sekvenci harmonika pripadaju svi harmonici čiji je red $k = m \cdot M - l, l > M/2$. Posebno, u slučaju trofaznog sistema, nultu sekvencu čine harmonici reda 3, 6, 9, ..., $3m$, pozitivnu sekvencu reda 1, 4, 7, ..., $3m+1$, a negativnu sekvencu reda 2, 5, 8, ..., $3m-1$.

2.5.3 Teorija trenutne reaktivne snage

Teorija trenutne reaktivne snage (*Instantaneous Reactive Power Theory, IRP*), odnosno p-q teorija, kako je često naslovljena u literaturi, predstavljena je 1983 u [46]. Iako p-q teorija nema korektnu fizičku interpretaciju za nesimetrične polifazne sisteme, često se koristi prilikom realizacije sistema za kompenzaciju baziranih na PWM prekidačkim kompenzatorima – aktivnim filtrima, zbog svojih prednosti. Vrednosti dobijene izračunavanjima, koja su uglavnom algebarska, se mogu upotrebiti za kontrolu kompenzatora u realnom vremenu. Teorija trenutne reaktivne snage je u vremenskom domenu, što omogućava razmatranje kako stacionarnih, tako i prelaznih režima.

U originalnim radovima [46], teorija je predstavljena za trofazne sisteme bez neutralnog voda, kasnije je proširena na trofazne sisteme sa neutralnim vodom [47], [48]. Ovde će biti predstavljena generalizovana teorija trenutne reaktivne snage za proizvoljan broj faza [49], a zatim specijalan slučaj najčešće korištenog, trofaznog sistema, primenom *Fortescue*-ove transformacije [50].

Teorija je bazirana na dekompoziciji trenutne struje na dve ortogonalne komponente, aktivnu i reaktivnu trenutnu struju.

Naponi i struje u polifaznom sistemu sa M faza (slika 2.6) se mogu predstaviti vektorima (2.94) i (2.95). Trenutna snaga sistema, definisana kao ukupan tok energije između izvora i opterećenja, predstavlja zbir trenutne snage svih faza, i može se predstaviti kao skalarni proizvod vektora trenutnih napona i struja:

$$p(t) = \mathbf{u}(t)^T \cdot \mathbf{i}(t) \quad (2.105)$$

Ovako definisana aktivna snaga se u terminologiji p-q teorije naziva *trenutna aktivna snaga*. *Trenutna reaktivna snaga* se definiše kao spoljni proizvod vektora napona i struje

$$\begin{aligned} \mathbf{q}(t) &= [\mathbf{u}(t), \mathbf{i}(t)]_{\otimes} \\ \mathbf{q}(t) &= \mathbf{u}(t) \otimes \mathbf{i}(t) - \mathbf{i}(t) \otimes \mathbf{u}(t) \end{aligned} \quad (2.106)$$

gde je dijadni proizvodi vektora struje i napona

$$\mathbf{i}(t) \otimes \mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} i_1 & i_2 & \cdots & i_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_1 \cdot u_1 & i_2 \cdot u_1 & \cdots & i_1 \cdot u_M \\ i_2 \cdot u_1 & i_2 \cdot u_2 & \cdots & i_2 \cdot u_M \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ i_M \cdot u_1 & i_M \cdot u_2 & \cdots & i_M \cdot u_M \end{bmatrix} \quad (2.107)$$

i napona i struje

$$\mathbf{u}(t) \otimes \mathbf{i}(t) = \begin{bmatrix} u_1 & u_2 & \cdots & u_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 \cdot i_1 & u_1 \cdot i_2 & \cdots & u_1 \cdot i_M \\ u_2 \cdot i_1 & u_2 \cdot i_2 & \cdots & u_2 \cdot i_M \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u_M \cdot i_1 & u_M \cdot i_2 & \cdots & u_M \cdot i_M \end{bmatrix}. \quad (2.108)$$

Trenutna reaktivna snaga je antisimetričan tenzor drugog reda, dimenzije M :

$$\mathbf{q}(t) = \begin{bmatrix} 0 & i_1 u_2 - u_1 i_2 & \cdots & i_1 u_M - u_1 i_M \\ i_2 u_1 - u_2 i_1 & 0 & \cdots & i_2 u_M - u_2 i_M \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ i_M u_1 - u_M i_1 & i_M u_2 - u_M i_2 & \cdots & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.109)$$

Vektor aktivne struje, proporcionalan vektoru napona, definisan je analogno aktivnoj struji u Fryze-ovoj dekompoziciji (2.55) prema

$$\mathbf{i}_a(t) = \frac{\mathbf{v}(t) \otimes \mathbf{i}(t)}{\mathbf{v}(t) \cdot \mathbf{v}(t)} \cdot \mathbf{v}(t) = \frac{1}{\mathbf{v}(t) \cdot \mathbf{v}(t)} \begin{bmatrix} v_1 (v_1 i_1 + v_2 i_2 + \cdots + v_M i_M) \\ v_2 (v_1 i_1 + v_2 i_2 + \cdots + v_M i_M) \\ \vdots \\ v_M (v_1 i_1 + v_2 i_2 + \cdots + v_M i_M) \end{bmatrix}. \quad (2.110)$$

Slično, vektor trenutne struje se može predstaviti kao

$$\mathbf{i}(t) = \frac{\mathbf{i}(t) \otimes \mathbf{v}(t)}{\mathbf{v}(t) \cdot \mathbf{v}(t)} \cdot \mathbf{v}(t) = \frac{1}{v_1^2 + v_2^2 + \dots + v_M^2} \begin{bmatrix} i_1 (v_1^2 + v_2^2 + \dots + v_M^2) \\ i_2 (v_1^2 + v_2^2 + \dots + v_M^2) \\ \vdots \\ i_M (v_1^2 + v_2^2 + \dots + v_M^2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_M \end{bmatrix}. \quad (2.111)$$

Prema tome, trenutna reaktivna struja je

$$\mathbf{i}_q(t) = \mathbf{i}(t) - \mathbf{i}_a(t) = \frac{\mathbf{i}(t) \otimes \mathbf{v}(t) - \mathbf{v}(t) \otimes \mathbf{i}(t)}{\mathbf{v}(t) \cdot \mathbf{v}(t)} \cdot \mathbf{v}(t) = \frac{\mathbf{q}(t)}{\mathbf{v}(t) \cdot \mathbf{v}(t)} \cdot \mathbf{v}(t). \quad (2.112)$$

Teorija trenutne reaktivne snage nema egzaktnu fizičku interpretaciju [51], [52]. Ne postoji ni jedan fizički fenomen koji je asociran trenutnoj reaktivnoj snazi \mathbf{q} , koja može biti različita od nule u kolima sa isključivo otpornim opterećenjima. U polifaznim kolima, postoji nekoliko fizičkih fenomena koji karakterišu opterećenje i tok energije:

- konstanti tok energije – kvantitativno određen aktivnom snagom,
- fazna razlika između struje i napona koja određuje reaktivnu snagu,
- različito opterećenje faza – asimetrija,
- nelinearnost opterećenja.

Veličine trenutne aktivne i reaktivne snage nisu dovoljne da bi se kvantitativno opisali svi navedeni fenomeni, odnosno u potpunosti identifikovao karakter opterećenja.

U trofaznim sistemima, p-q teorija se zasniva na transformaciji simetričnog koordinatnog sistema u sistem $\alpha\beta 0$, Fortescue-ovom transformacijom, pri čemu su koordinatne ose α i β ortogonalne, 0 predstavlja koordinatu nulte sekvence. Trenutne vrednosti napona i struja u koordinatnom sistemu $\alpha\beta 0$ su

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\alpha \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (2.113)$$

gde \mathbf{T} predstavlja matricu transformacije:

$$\mathbf{T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & 1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}. \quad (2.114)$$

Trenutna snaga nulte sekvence je proizvod napona i struje nulte sekvence

$$p_0 = v_0 \cdot i_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \quad (2.115)$$

i može se predstaviti zbirom srednje vrednosti i vremenski promenljive komponente. Srednja vrednost trenutne snage nulte sekvence \bar{p}_0 , predstavlja snagu koja se prenosi od izvora do opterećenja preko harmonika koji pripadaju nultoj sekvenci. Vremenski pro-

menljiva komponenta snage nulte sekvence \tilde{p}_0 , predstavlja energiju koja osciluje između izvora i opterećenja, koja se prenosi harmonicima nulte sekvence, odnosno kroz neutralni vod u slučaju nebalansiranog opterećenja. Snaga nulte sekvence postoji u trofaznim sistemima sa zajedničkim neutralnim vodom. Različita je od nule u kolima koja nemaju balansirana opterećenja, ili u nelinearnim kolima u kojima postoje harmonici nulte sekvence istovremeno u spektru struje i napona, bar u jednoj fazi. Snaga nulte sekvence uvek ima vremenski promenljivu komponentu [47], koja opterećuje nulti vod bez prenosa energije, tako da je obe komponente potrebno kompenzovati.

Trenutna aktivna snaga je

$$p = v_\alpha \cdot i_\beta + v_\alpha \cdot i_\beta = \bar{p} + \tilde{p} \quad (2.116)$$

i može se posmatrati kao zbir srednje vrednosti i vremenski promenljive komponente. Srednja vrednost aktivne snage \bar{p} , predstavlja prenetu energiju u jedinici vremena od izvora do opterećenja i predstavlja jedinu korisnu komponentu snage. Vremenski promenljiva komponenta aktivne snage \tilde{p} , predstavlja energiju koja osciluje između izvora i opterećenja i ne doprinosi transferu energije, pa je potrebno kompenzovati.

U trofaznom sistemu, reaktivna trenutna snaga se na osnovu uopštene definicije (2.109) za polifazni sistem sa M faza, može predstaviti kao asimetrični tenzor

$$\mathbf{q} = \begin{bmatrix} 0 & i_1 u_2 - u_1 i_2 & i_1 u_3 - u_1 i_3 \\ u_1 i_2 - i_1 u_2 & 0 & i_2 u_3 - u_2 i_3 \\ u_1 i_3 - i_1 u_3 & u_2 i_3 - i_2 u_3 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.117)$$

koji ima samo tri nezavisne komponente, pa se može redukovati na vektor

$$\mathbf{q}' = \begin{bmatrix} i_3 u_2 - i_2 u_3 \\ i_1 u_3 - i_3 u_1 \\ i_2 u_1 - i_1 u_2 \end{bmatrix}. \quad (2.118)$$

U $\alpha\beta 0$ koordinatnom sistemu, definiše se skalarna vrednost reaktivne snage

$$q = u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta = \bar{q} + \tilde{q} \quad (2.119)$$

koja je, na osnovu transformacije (2.114), jednaka

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}}(q_{12} + q_{23} + q_{31}). \quad (2.120)$$

U slučaju balansiranog sistema, \bar{q} je jednaka zbiru reaktivnih snaga svake faze.

2.6 Faktor snage i totalni faktor izobličenja

2.6.1 Sinusni naponi i struje u monofaznim kolima

U monofaznim kolima sa linearnim opterećenjima, aktivna i reaktivna snaga se izračunavaju prema jednačinama (2.47). Prividna snaga se definiše kao proizvod efektivnih vrednosti napona i struje (2.40), odnosno kao kvadratna forma (2.48).

Faktor snage se definiše kao količnik aktivne i prividne snage [32], [33]:

$$\lambda = P/S. \quad (2.121)$$

Za sinusoidalne napone i struje, na osnovu jednačina (2.47), (2.48) i (2.121) može se izračunati:

$$\lambda = \cos \phi. \quad (2.122)$$

2.6.2 Sinusni naponi i struje u polifaznim kolima

Definicije aktivne i reaktivne snage za jednofazna kola sa sinusnim naponima i strujama se mogu proširiti na balansirana polifazna kola, (2.97) i (2.98).

Faktor snage se za svaku fazu pojedinačno, može izračunati prema (2.121). U slučaju polifaznih kola, faktor snage nije generalno jednak kosinusu fazne razlike. U balansiranim trofaznim kolima, fazne razlike struje i napona su jednake za sve faze i kosinusni izraz važi. U nebalansiranim sistemima, svaka ima različitu faznu razliku struje i napona, tako da izraz (2.122) nije primenljiv za celokupan sistem. U nebalansiranim režimima, faktor snage se može izračunati na osnovu različitih definicija prividne snage za polifazni sistem: vektorske prividne snage (2.99), aritmetičke prividne snage (2.100) ili Buchholz-ove prividne snage (2.101):

$$\lambda_V = \frac{P}{S_V}, \quad \lambda_A = \frac{P}{S_A}, \quad \lambda_B = \frac{P}{S_B}. \quad (2.123)$$

2.6.3 Nelinearna opterećenja u monofaznim kolima

Ukoliko su opterećenja u kolu nelinearna, sistem nije u sinusoidalnom režimu, tako da se fundamentalna analiza u frekvencijskom domenu ne može primeniti. Definisani parametri kao što su efektivne vrednosti, snaga (aktivna, reaktivna i prividna) i faktor snage se moraju izračunavati na osnovu odabranih vrednosti struje i napona FFT algoritmom ili drugom numeričkom metodom. U daljem razmatranju, biće korištena Budeanu-ova definicija reaktivne snage i snage izobličenja, data u poglavlju 2.4.1.

Za monofazno kolo gde k predstavlja red harmonika, ϕ_k faznu razliku struje i napona k -tog harmonika, a N red najvišeg harmonika uzetog u proračun, ukupna aktivna snaga je data izrazom [32], [33]:

$$P = \sum_{k=1}^N I_{k,RMS} \cdot V_{k,RMS} \cdot \cos \phi_k = P_1 + P_H. \quad (2.124)$$

Prvi sabirak u sumi (2.124), označen sa P_1 , predstavlja aktivnu snagu osnovnog harmonika. Ostatak sume, označen sa P_H , predstavlja aktivnu snagu viših harmonika.

Ukupna reaktivna snaga je, prema Budeanu-ovoj definiciji:

$$Q = \sum_{k=1}^N I_{k,RMS} \cdot V_{k,RMS} \cdot \sin \phi_k = Q_1 + Q_H. \quad (2.125)$$

Ukupan doprinos harmonika višeg reda u aktivnoj i reaktivnoj snazi je relativno mali (generalno manji od 3% ukupne aktivne, odnosno reaktivne snage). Osnovni doprinos harmonika višeg reda se odnosi na snagu izobličenja D :

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (2.126)$$

Prividna snaga je definisana jednačinom (2.49) i može se transformisati:

$$\begin{aligned} S^2 = & \underbrace{I_{1,RMS}^2 \cdot V_{1,RMS}^2}_{S_1^2} + \underbrace{I_{1,RMS}^2 \cdot V_{H,RMS}^2}_{D_V^2} + \\ & + \underbrace{V_{1,RMS}^2 \cdot I_{H,RMS}^2}_{D_I^2} + \underbrace{V_{H,RMS}^2 \cdot I_{H,RMS}^2}_{S_H^2} \end{aligned} \quad (2.127)$$

gde S_1 predstavlja prividnu snagu osnovnog harmonika, D_V je snaga izobličenja napona, D_I je snaga izobličenja struje i S_H prividna snaga harmonika. S_1 i S_H su

$$S_1 = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2}, \quad S_H = \sqrt{P_H^2 + Q_H^2 + D_H^2} \quad (2.128)$$

gde je D_H snaga izobličenja harmonika. Ukupna prividna snaga je

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}. \quad (2.129)$$

Očigledno je da se u slučaju prostoperiodičnih režima (2.129) svodi na (2.48).

Faktori harmonijskog izobličenja, THD , se izračunavaju po sledećim obrascima:

$$THD_I = \frac{I_{H,RMS}}{I_{1,RMS}} = \frac{1}{I_{1,RMS}} \sqrt{\sum_{j=2}^N I_{j,RMS}^2} = \sqrt{\frac{I_{RMS}^2 - I_{1,RMS}^2}{I_{1,RMS}^2}} \quad (2.130)$$

i

$$THD_V = \frac{V_{H,RMS}}{V_{1,RMS}} = \frac{1}{V_{1,RMS}} \sqrt{\sum_{k=2}^N V_{k,RMS}^2} = \sqrt{\frac{V_{RMS}^2 - V_{1,RMS}^2}{V_{1,RMS}^2}} \quad (2.131)$$

gde I_j, V_k $j, k=1, 2, \dots, N$ predstavljaju harmonike struje i napona. Može se pokazati da je:

$$\begin{aligned}
D_I &= V_{1, \text{RMS}} \cdot I_{H, \text{RMS}} = S_1 \cdot \text{THD}_I \\
D_V &= V_{H, \text{RMS}} \cdot I_{1, \text{RMS}} = S_1 \cdot \text{THD}_V \\
S_H &= S_1 \cdot \text{THD}_I \cdot \text{THD}_V.
\end{aligned} \tag{2.132}$$

Faktor snage osnovnog harmonika ili faktor snage faznog pomeraja se izračunava prema formuli:

$$\lambda_1 = \frac{P_1}{S_1} = \cos \phi_1. \tag{2.133}$$

Ukupni faktor snage TPF , definisan jednačinom (2.121), uzimajući u proračun (2.124) i (2.127), se može predstaviti

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P_1 + P_H}{\sqrt{S_1^2 + D_1^2 + D_V^2 + S_H^2}} \tag{2.134}$$

a uvrštavanjem (2.132) i (2.133) se dobija:

$$\lambda = \frac{\left(1 + \frac{P_H}{P_1}\right) \cos \phi_1}{\sqrt{1 + \text{THD}_I^2 + \text{THD}_V^2 + (\text{THD}_I \cdot \text{THD}_V)^2}} \tag{2.135}$$

U realnim slučajevima, $P_H \ll P_1$ i napon je približno sinusoidalan ($\text{THD}_V < 5\%$), tako da se jednačina za ukupni faktor snage može uprostiti:

$$\lambda = \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{1 + \text{THD}_I^2}}. \tag{2.136}$$

2.6.4 Nelinearna opterećenja u polifaznim kolima

U polifaznim sistemima sa nelinearnim opterećenjima, prividnu snagu je moguće definisati na više načina, identično kao kod nebalansiranih polifaznih kola sa linearnim opterećenjima (odjeljak 2.6.2). Konsekventno, faktor snage se može određivati u zavisnosti od prividne snage.

U polifaznim kolima se mogu definisati efektivne vrednosti napona i struje celog sistema, i efektivne vrednosti prvog harmonika prema

$$\begin{aligned}
V_\Sigma &= \sqrt{\sum_{m=1}^M V_{m, \text{RMS}}^2}, & I_\Sigma &= \sqrt{\sum_{m=1}^M I_{m, \text{RMS}}^2} \\
V_{\Sigma, 1} &= \sqrt{\sum_{m=1}^M V_{1, m, \text{RMS}}^2}, & I_{\Sigma, 1} &= \sqrt{\sum_{m=1}^M I_{1, m, \text{RMS}}^2}
\end{aligned} \tag{2.137}$$

gde je M broj faza u sistemu, sumiranje se vrši po indeksu m , odnosno svakoj fazi. Indeks „1” označava fundamentalni, prvi harmonik.

Generalizovani totalni faktori izobličenja za polifazni sistem, $GTHD_V$ i $GTHD_I$, se izračunavaju prema jednačinama

$$GTHD_V = \sqrt{\frac{V_{\Sigma}^2}{V_{\Sigma,1}^2} - 1}, \quad GTHD_I = \sqrt{\frac{I_{\Sigma}^2}{I_{\Sigma,1}^2} - 1}. \quad (2.138)$$

U jednačini (2.138) se umesto efektivnih vrednosti fundamentalnog harmonika u proračun mogu uzeti efektivne vrednosti pozitivne sekvence,

$$V_{\Sigma+} = \sqrt{\sum_{m=1}^M V_{+,m,RMS}^2}, \quad I_{\Sigma+} = \sqrt{\sum_{m=1}^M I_{+,m,RMS}^2} \quad (2.139)$$

čime se dobijaju izrazi za generalizovane faktore izobličenja za polifazni sistem u odnosu na pozitivnu sekvencu:

$$GTHD_V^+ = \sqrt{\frac{V_{\Sigma}^2}{V_{\Sigma+}^2} - 1}, \quad GTHD_I^+ = \sqrt{\frac{I_{\Sigma}^2}{I_{\Sigma+}^2} - 1}. \quad (2.140)$$

Ovako definisani faktori izobličenja osim izobličenja, kvantitativno određuju i nesimetričnost (nebalansiranost) sistema.

3 Novi sistem za analizu polifaznih opterećenja

3.1 Arhitektura sistema

Karakterizacija nelinearnih opterećenja zahteva specijalnu opremu i instrumente. Klasični instrumenti, baždareni za efektivne vrednosti prvog harmonika, će pokazati pogrešnu vrednost prilikom merenja složenoperiodičnih napona i struja kroz nelinearno opterećenje, tako da će i faktor snage biti pogrešno izračunat. U ovakvom slučaju moraju biti korišteni instrumenti za merenje struje i napona koji uračunavaju i doprinose viših harmonika. Takođe za merenje aktivne i prividne snage mora biti korišten vatmetar koji meri nesinusoidalne napone i struje.

U ovoj glavi će biti predstavljen novi pristup analizi polifaznih opterećenja: određivanju električnih veličina, aktivne snage, alternativnih definicija reaktivne snage, snage izobličenja, prividne snage i kvalitativnih parametara – faktora snage i faktora totalnog harmonijskog izobličenja. Sistem za analizu polifaznih opterećenja je zasnovan na konceptu softverski kontrolisanih instrumenata, odnosno *virtuelne instrumentacije*.

Termin „virtuelno“ je dosta prisutan u računarskoj terminologiji, najčešće kao pojam virtuelna mašina [53]. Čak i u užem kontekstu računarskih arhitektura, „virtuelno“ i „virtuelizacija“ obuhvataju širok spektar značenja, označavajući logičke uređaje koji su odvojeni od fizičke instance. Osnovni zadatak virtuelizacije je razdvajanje logičkog od fizičkog, uvođenjem nivoa posredovanja između apstraktnog i konkretnog, koji se pokazao široko primenljivim.

Primeri virtuelizacije su brojni. Na polju skladištenja podataka masovno se koriste logički diskovi (LUN, *Logical Unit Number*) koji mogu predstavljati logičku partciju na lokalnom disku ili instancu na RAID nizu povezanom preko SAN mreže. Slojevita struktura mrežnih modela (TCP/IP i OSI) pruža velike mogućnosti virtuelizacije. Na primer, virtuelne privatne mreže (VPN, *Virtual Private Network*) predstavljaju odvojene i zaštićene privatne mreže čija se izolacija realizuje primenom kriptografskih algoritama u cilju obez-

beđenja podataka koji se prenose preko nesigurnog kanala (Interneta) od neželjenog preuzimanja i/ili menjanja. Drugi karakterističan primer je VLAN (Virtual LAN) mreža, gde se niži sloj (sloj povezivanja podataka) virtualizuje i inkapsulira u viši (sloj mreže), čime se omogućava proširenje LAN mreže na fizički udaljeno područje, van fizičkog opsega konvencionalne LAN mreže.

Najpoznatiji i najčešće korišteni koncept virtuelizacije, koji je opciono korišten u realizaciji sistema, je virtuelna mašina (VM, *Virtual Machine*). VM predstavlja softversku apstrakciju koja se ponaša kao potpun računarski sistem, uključujući procesore, memoriju i I/O uređaje. Softverski sloj virtuelizacije, *hipervizor*, obezbeđuje nivo posredovanja koji odvaja operativni sistem i aplikacije od hardvera. Operativni sistem i aplikativni softver koji se izvršavaju u virtuelnoj mašini se nazivaju terminom *gost*. Zadatak hipervizora je upravljanje hardverom i virtuelnim mašinama, gost operativni sistem upravlja virtuelnim hardverom i aplikacijama. Iako je IBM predstavio tehnologiju virtuelnih mašina odavno [54], ova tehnologija je pravu ekspanziju je ostvarila sa pojavom personalnih računara i efikasnim sistemima virtuelizacije na x86 platformama koju je patentirao VMware [55], poslednje decenije dvadesetog veka. Danas, VM su prisutne u računskim centrima gde je neophodna redudansa i konsolidacija.

Virtuelna instrumentacija je pojam koji označava integraciju hardvera i softvera, obuhvatajući procese merenja, akvizicije, obrade i prezentacije dobijenih podataka. Virtuelna instrumentacija je trend u tehnici i nauci zbog rastuće kompleksnosti inženjerskih poslova, potrebe za velikim brojem specijalizovanih i skupih instrumenata i softvera, potrebe za visokokvalifikovanim ljudima za rad sa tim instrumentima kao i organizovanja podele rada sa instrumentima i softverom. Osnovna paradigma ovog koncepta je *virtuelni instrument*.

Virtuelni instrument je višeslojni hardversko-softverski sistem. Njegova namena je identična funkciji klasičnog instrumenta. Razlika je u fleksibilnosti i funkcionalnosti koju je moguće menjati, za razliku od klasičnog instrumenta koji ima nepromenljivu funkcionalnost, određenu od strane proizvođača. Prednosti virtuelnih instrumenata nad klasičnim su i veća mogućnost obrade i prezentacije rezultata merenja. Fizički, odnosno hardverski sloj virtuelnog instrumenta čini računar sa odgovarajućom mernom, akvizicionom i dodatnom opremom. Ekspanzija proizvodnje personalnih računara, naročito intenzivna u prethodnih dvadeset godina, podstakla je razvoj uređaja za akviziciju i obradu podataka sa odgovarajućim interfejsima za računar. Veliki broj klasičnih mernih uređaja takođe poseduje interfejs za povezivanje sa računarom. Ovi uređaji se mogu povezati eksterno preko serijskog RS232/RS422/RS485 interfejsa, GPIB, paralelnog interfejsa, ili preko bržih USB 1.1/2.0/3.0 i Ethernet interfejsa. Najnoviji trendovi u povezivanju su bežične senzorske mreže (*Wireless Sensor Networks*), koje koriste različite implementacije bežičnih protokola (WLAN, *Bluetooth*, *ZigBee*) i autonomne metode napajanja. Ethernet interfejs je naročito pogodan, jer pruža mogućnost povezivanja velikog broja različitih uređaja i računara u heterogenu mrežu. Komunikacija sa uređajima se realizuje preko standardnih OSI i

TCP/IP modela. Ovakva realizacija osim skalabilnosti omogućava i povećanje fizičke distance između uređaja i korisnika. Ukoliko se primenjuje TCP/IP model, razdaljina je praktično neograničena.

Softverski sloj virtuelnog instrumenta čine drajveri za rad sa uređajem i softver višeg nivoa za akviziciju i obradu podataka – aplikacija virtuelnog instrumenta. Često u literaturi termin virtuelni instrument predstavlja sinonim za aplikaciju virtuelnog instrumenta. Funkcija aplikacije je definisanje signala koji se generišu, obrada podataka dobijenih akvizicijom i njihovo prezentovanje. Obrada podataka obuhvata različite funkcije kao što je analiza u vremenskom i frekventnom domenu, različita izračunavanja fizičkih veličina koja se posredno mere pretvaranjem u električne, itd. Aplikacije virtuelnih instrumenata imaju iste osobine kao i druge aplikacije. Mogu se realizovati kao *multithread* aplikacije, klijent/server ili web aplikacije, postoji i mogućnost njihovog izvršavanja u obliku sistemskog servisa. Omogućena je i jednostavna prezentacija i razmena podataka u obliku standardnih i široko rasprostranjenih formata.

Predstavljanje podataka je najčešće u grafičkom obliku, funkcijama i kontrolama grafičkog interfejsa koje svojim izgledom podsećaju na realne merne instrumente. Interfejs je interaktivan i ima dvosmernu funkciju: osim predstavljanja pruža mogućnost kontrole procesa merenja, definisanjem parametara signala koji se generišu (talasni oblik, amplituda, frekvencija, faza, modulacija,...) ili čak definisanjem topologije mernog kola primenom matrica prekidača.

Postoje različiti razvojni alati i okruženja za realizaciju aplikacija virtuelnih instrumenata. Ovi alati mogu biti dodaci za već postojeća okruženja za razvoj softvera (uglavnom C ili C++) ili kao posebni alati za ovu namenu (LabVIEW). Posebni alati za razvoj aplikacija virtuelnih instrumenata omogućuju intuitivan i jednostavan razvoj bez potrebe za programerskim znanjem. Razvoj aplikacija je na taj način omogućen izvođaču merenja, pružajući posebnu fleksibilnost. Virtuelni instrumenti realizovani na taj način mogu imati opštu namenu ili biti specijalizovani, namenjeni za *ad hoc* merenja.

Pomenuti koncept virtuelne instrumentacije pruža mnogobrojne prednosti u odnosu na klasične metode merenja. Dodatna obrada podataka, povezivanje sa bazama podataka, izvođenje procesa merenja sa velike udaljenosti kroz web interfejs su samo neke mogućnosti. Najznačajnija prednost je vizuelizacija podataka. Vizuelizacija podataka, odnosno mogućnost njihove vizuelne analize i prezentacije predstavlja najbrži put da se sagleda celokupna situacija, uoče problemi i pronađu odgovarajuća rešenja. Rečju, efikasnost se uvećava vizuelizacijom.

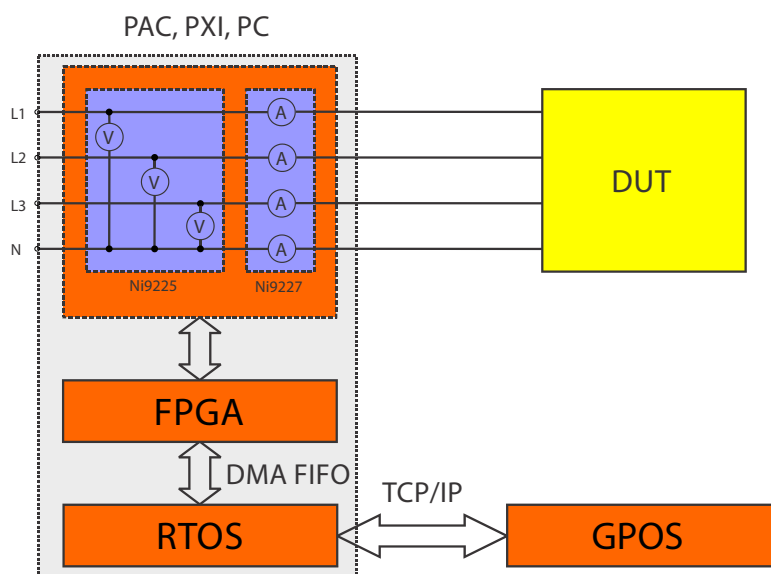
Sistem za analizu polifaznih opterećenja je koncipiran kao višefunkcionalni sistem koji se sastoji od tri podsistema: podsistema za akviziciju, aplikacije za izračunavanje parametara i obradu podataka u realnom vremenu i virtuelnog instrumenta za analizu i prezentaciju podataka (slika 3.1). Rešenje je realizovano pomoću Xilinx Virtex II FPGA čipa, National Instruments NI9225 i NI9227 akvizicionih modula i PXI kontrolera na kome se izvr-

šava operativni sistem u realnom vremenu (RTOS), pri čemu je prezentacija podataka moguća na bilo kom personalnom računaru koji ima mogućnost LAN povezivanja. Ovakva arhitektura ima za cilj objedinjavanje prednosti koje donosi virtuelna instrumentacija sa osobinom klasičnih instrumenata, radom u realnom vremenu.

Sekundarne karakteristike ovakvog rešenja su fleksibilnost, skalabilnost i modularnost. Sistem je vrlo fleksibilan; može se implementirati na PXI kontroleru, industrijskom PC-ju ili programibilnom automatizacionom kontroleru (PAC), pri čemu se njegove softverske komponente (podsistemi za obradu i podsistema za prezentaciju) mogu izvršavati na istom hardveru, primenom hipervizora. U tom smislu, sistem predstavlja konvergenciju dve tehnologije koje imaju sličnu denotaciju, virtuelne instrumentacije i virtuelne mašine. U primenama gde nije potrebna obrada podataka u realnom vremenu, arhitektura se može redukovati na dva stepena: podsistem za akviziciju, povezan USB interfejsom za PC, koji predstavlja podsistem za obradu i prezentaciju.

Druga osobina, skalabilnost, ogleda se u činjenici da je moguće proširiti kapacitete sistema jednostavnim dodavanjem dodatnih akvizicionih modula, čime se proširuje kapacitet merenja na proizvoljan broj kanala, odnosno faza.

Proširenja nisu ograničena samo na merenja električnih signala. Sistem je modularan, tako da je moguće jednostavno nadograditi sistem u cilju merenja i izračunavanja drugih fizičkih veličina i parametara (temperature, obrtnog momenta elektromotora ili generatora, osvetljaja, ...), kontrole i upravljanja određenim procesima (kompenzacija izobličenja), kao i različita hardware-in-the-loop testiranja.

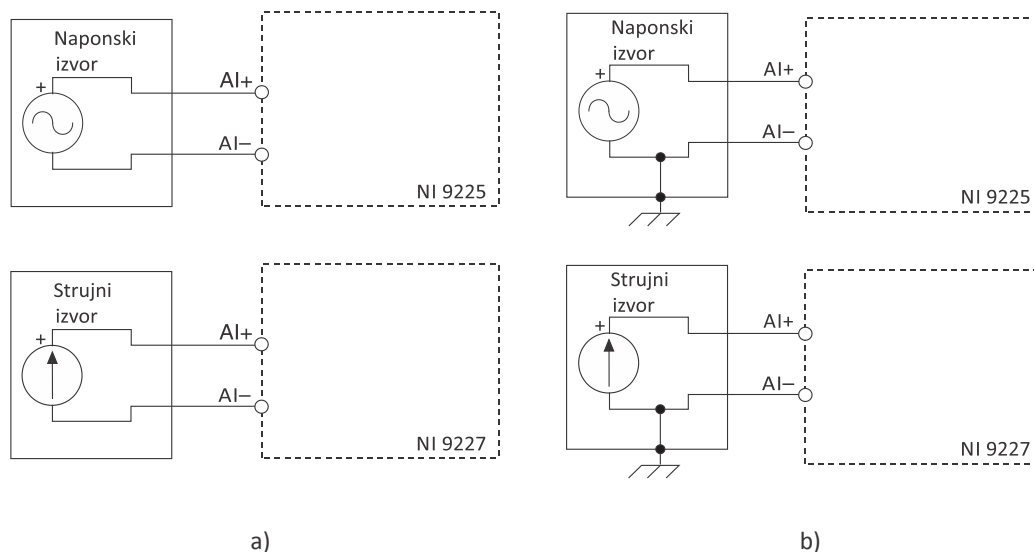


Slika 3.1 Arhitektura sistema

3.2 Akvizicija signala

3.2.1 Odabiranje i kondicioniranje signala

Podsistem za akviziciju je hardverski podsistem koji se sastoji od izolovanih akvizicionih modula koji vrše kondicioniranje i A/D konverziju trenutnih vrednosti električnih veličina, FPGA integrisanog kola i interfejsa za računar (kontroler). Rezolucija A/D konverzije je 24-bitna, brzina odabiranja 50 kSa/s. Za podsistema za akviziciju korišteni su izolovani akvizicioni moduli *National Instruments* NI9225 [56] i NI9227 [57].



Slika 3.2 Povezivanje jednog kanala NI 9225 akvizicionog modula: a) bez referentne tačke; b) sa referentnom tačkom

NI9225 je akvizicioni modul sa tri akviziciona naponska kanala za simultano odabiranje brzinom 50 kSa/s i 24-bitnom rezolucijom. Maksimalni napon izolacije između akvizicionog kanala i mase je $600 V_{RMS}$. Opseg merenja je $300 V_{RMS}$. Mogu se povezati signali sa referentnom tačkom ili bez referentne tačke, diferencijalno (slika 3.2).

Tabela 3.1 Ulazne karakteristike NI 9225 i NI 9227 modula

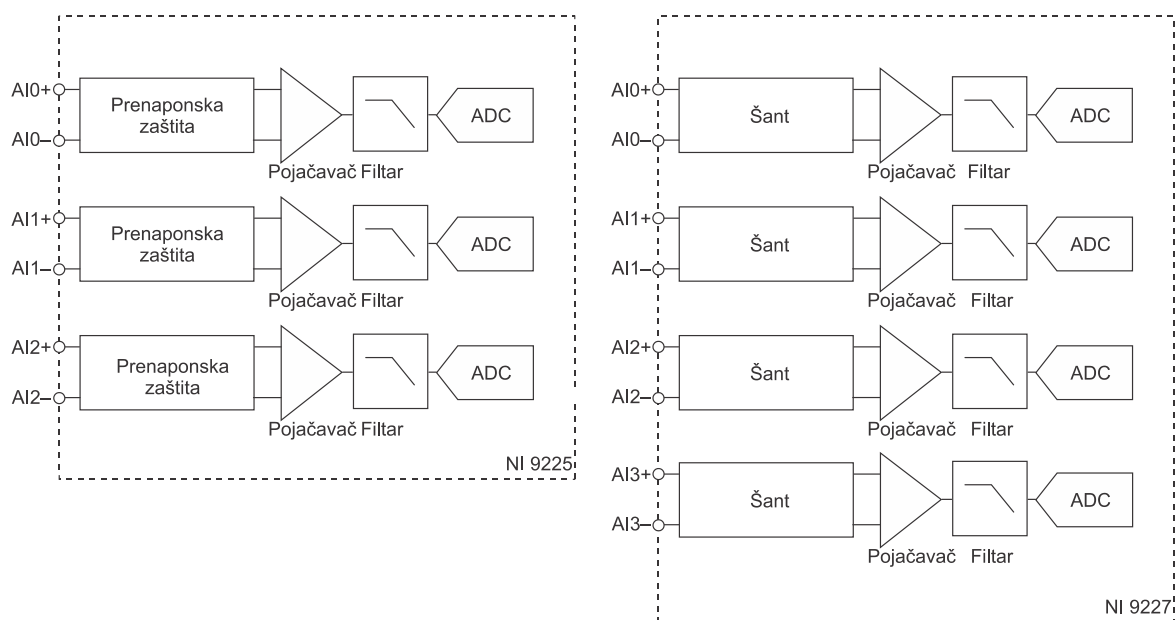
Parametar		NI9225	Ni9227
Broj kanala		3	4
Rezolucija		24	24
Frekvencija samplovanja (f_s) [KS/s]	min	1.613	1.613
	max	50	50
	opseg	50/n n=1,2,...,31	50/n n=1,2,...,32
Glavna vremenska baza	f_M [MHz]	12.8	12.8
	Tačnost	± 100 ppm	± 100 ppm
Ulazna impedansa		1 M Ω	12 m Ω
Ulazni šum (50 KS/s)		2.2 mV	400 μ A
Koeficijent skaliranja		50.66 μ V/LSB	1.785397 μ A/LSB

Ulazna impedansa svakog kanala (između tačaka AI+ i AI-) je 1 M Ω . Detaljne karakteristike modula su date u tabelama.

Tabela 3.2 Preciznost akvizicionih modula

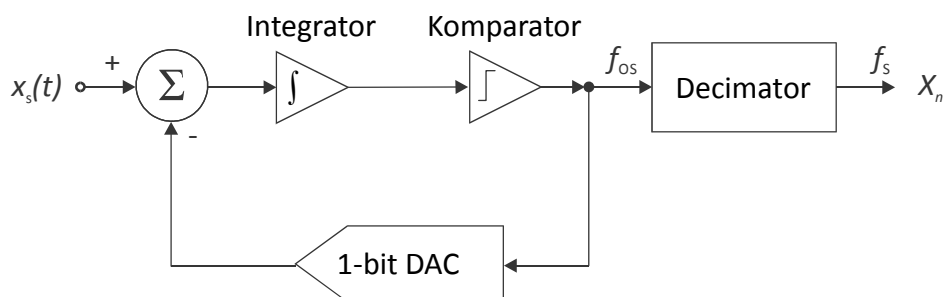
Parametar		NI9225	NI9227
Stabilnost	gejn	± 10 ppm/C $^\circ$	± 21 ppm/C $^\circ$
	ofset	± 970 μ V	± 51 μ A/C $^\circ$
Faza	šum	0.045 $^\circ$	0.035 $^\circ$
	nelinearnost	0.11 $^\circ$	0.11 $^\circ$
Kašnjenje		38.4/fs + 2.6 μ s	38.4/fs + 2.2 μ s
Preslušavanje (1 KHz)		-95 dB	-90 dB
Propusni opseg	alias-free	0.456·fs	0.456·fs
	-3Db prefilter na 50KS/s	24.56 KHz	24.56 KHz
Passband	f	0.453·fs	0.453 ·fs
	flatness	± 100 mdB max	± 100 mdB max
Stopband	f	0.547·fs	0.547·fs
	potiskivanje	100 dB	100 dB
CMRR (fin=50Hz)		-104 dB	-100 dB
SFDR (1 KHz, -60 dBFS)		-128 dBFS	-128 dBFS
THD (1 KHz)		-95 dB	-105 dB

NI9227 je akvizicioni modul sa četiri akviziciona strujna kanala za simultano odabiranje brzinom 50 kSa/s i 24-bitnom rezolucijom. Maksimalni napon izolacije između akvizicionog kanala i mase je 250 V_{RMS}. Ulazna impedansa kanala je 12 m Ω . Opseg merenja svih kanala je 5 A_{RMS}.



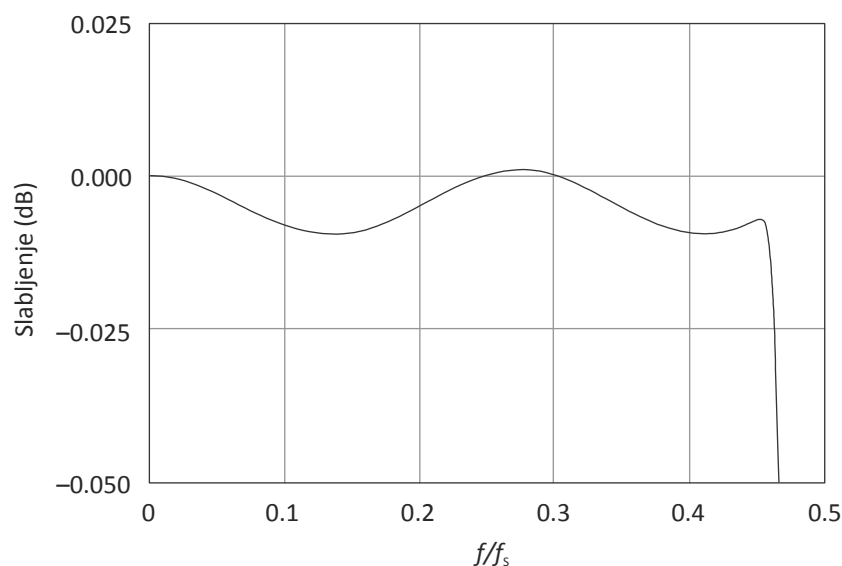
Slika 3.3 Kanali za akviziciju NI 9225 i NI 9227

Signali koji se dovode na ulaz akvizicionog kanala se kondicioniraju, filtriraju i dovode na ulaz 24-bitnog sigma-delta A/D konvertora (slika 3.3). Kanali su u potpunosti nezavisni i međusobno izolovani, čime je omogućeno simultana akvizicija tri naponska i četiri strujna signala.



Slika 3.4 Sigma-delta analogno-digitalni konvertor

Sigma-delta A/D konvertor se sastoji iz integratora, komparatora, jednobitnog digitalno-analognog konvertora (DAC) povezanog u petlji negativne povratne sprege i decimacionog filtra (slika 3.4). Na ulaz integratora se dovodi razlika ulaznog signala $x(t)$ i izlaza DAC. Signal na izlazu integratora se upoređuje u komparatoru sa referentnim signalom, čime se dobija jedan bit. Frekvencija kojom se odabira signal f_{0s} je 256 puta veća od minimalne frekvencije definisane Shannon-Nyquist-ovim kriterijumom (odjeljak 2.2.2). Niz bitova sa izlaza komparatora se dovodi na ulaz decimacionog filtra, koji usrednjava i smanjuje broj odmeraka, pri čemu se dobija 24-bitni digitalni signal frekvencije f_s . Decimacioni filter ima funkciju filtra propusnika niskih frekvencija, koji smanjuje šum kvantizacije i aliasing. Decimator je realizovan kao FIR filter sa graničnom frekvencijom jednakom $0.47f_s$. Propusni opseg celokupnog akvizicionog kanala prikazan je na slici 3.5.



Slika 3.5 Propusni opseg kanala

Sigma-delta ADC koristi internu osnovnu vremensku bazu (*Master Time Base*) čija je frekvencija $f_M=12.8$ MHz. Osnovna vremenska baza se može sinhronizovati sa bazom drugih akvizicionih modula, čime se postiže sinhronizovano odabiranje različitih signala i minimalni *jitter*. Oversempling frekvencija f_{OS} , se može izabrati u zavisnosti od potrebne brzine odabiranja, tako da digitalni signal na izlazu decimacionog filtra X_n ima brzinu

$$f_s = \frac{f_M}{256 \cdot n}, \quad n = 1, 2, \dots, 31. \quad (3.1)$$

U realizaciji je kao oversempling frekvencija korištena interna osnovna vremenska baza bez delitelja, zajednička za oba akviziciona modula. Digitalni signal na izlazu ADC-a je 50 KS/s, što odgovara propusnom opsegu ulaznog signala od 25 KHz.

Sigma-delta ADC, primenjujući oversempling metod akvizicije, ima nekoliko prednosti, kao što je efikasno eliminisanje aliasinga. Odabiranje predstavlja modulaciju ulaznog signala nosačima frekvencija $n \cdot f_{OS}$, $n = 1, 2, 3, \dots$. Posmatrano u frekventijskom domenu, spektar odabiranog signala se na frekventijskoj osi ponavlja sa dva bočna opsega, simetrično u odnosu na skup frekvencija $n \cdot f_{OS}$. U slučaju da je frekvencija odabiranja manja od dvostruke vrednosti propusnog opsega signala koji se odabira, doći će do preklapanja spektara, odnosno aliasinga. Aliasing se manifestuje kao šum i izobličenje signala. U cilju eliminisanja preklapanja spektara, pre odabiranja se pristupa filtriranju ulaznog signala analognim filtrom propusnikom niskih frekvencija, čime se ograničava njegova gornja granična frekvencija, a samim tim i propusni opseg. Primenjeni filter mora biti izuzetno selektivan, što je teško za realizaciju. Izborom frekvencije odabiranja koja je znatno veća od frekvencije definisane Shannon-Nyquist-ovim kriterijumom, eliminiše se potreba za kompleksnim rešenjima selektivnih analognih filtera.

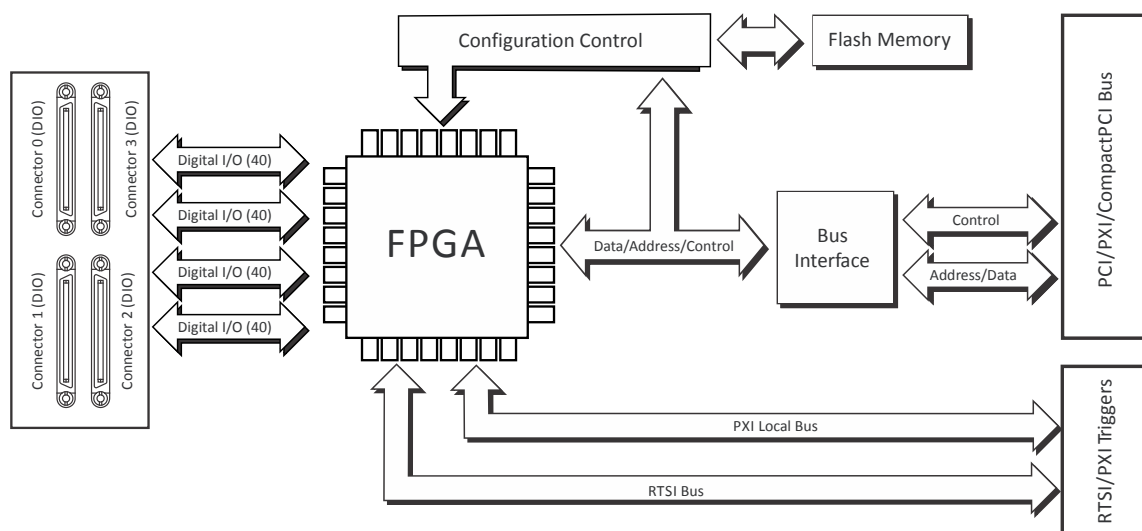
3.2.2 Harmonijska analiza signala

Funkcija FPGA (Field Programming Gate Array) kola je određivanje fundamentalne frekvencije, harmonijsku analizu trenutnih vrednosti struja i napona, odnosno određivanje amplituda i faza harmonika.

Sistem je realizovan pomoću Xilinx Virtex-II FPGA integrisanog kola, sa 3 miliona logičkih gejtova. FPGA se nalazi na National Instruments PXI-7813R kartici povezanoj na NI-8014 PXI kontroler, putem PCI interfejsa [58]. Radni takt FPGA kola je frekvencije 40 MHz. Kartica ima 160 bidirekcionih digitalnih kanala, koja podržavaju 3.3 V, 5 V, LVTTTL i TTL logičke nivoe. Podržano je 160 brojača rezolucije 64 bita i frekvencije 40 MHz, sa maksimalnom greškom 100 ppm. Na kartici se nalazi 196 KB memorije, a ukupan broj DMA kanala je 3.

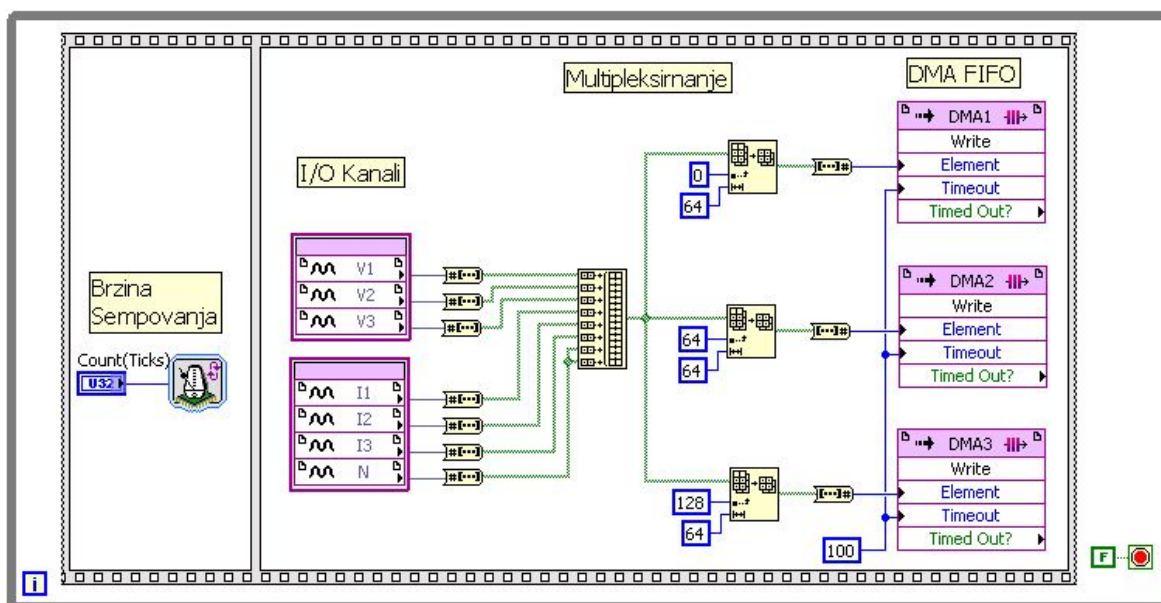
Bidirekcionni kanali su podeljeni u četiri grupe, od kojih svaka čini poseban fizički konektor. Preko jednog 40-bitnog konektora, na karticu je povezano kućište za proširenje

NI 9151, u kome se nalaze NI 9225 i NI 9227 akvizicioni moduli (slika 3.6). FPGA je povezan sa PXI kontrolerom preko PCI magistrale.



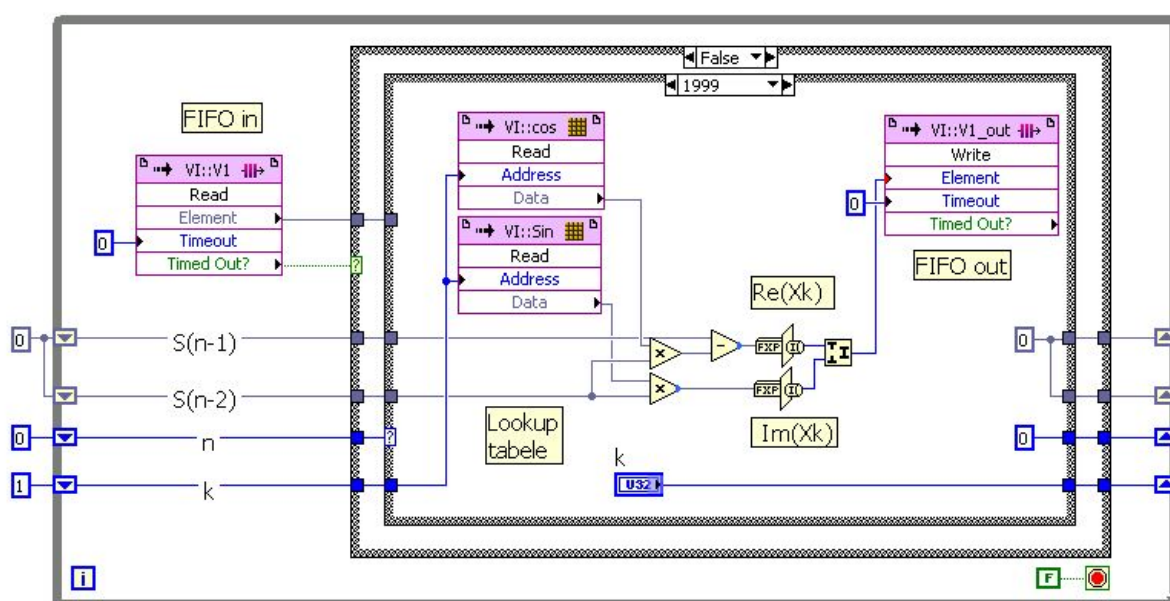
Slika 3.6 PXI-7813R kartica sa FPGA

Ugrađeno FPGA kolo izvršava tri paralelna procesa. Funkcija prvog procesa je kontrola akvizicije signala. Proces se izvršava u petlji koja se ponavlja u vremenskim intervalima jednakim celobrojnom umnošku trajanja ciklusa osnovnog takta. Brzina odabiranaja signala je jednaka frekvenciji ponavljanja petlje za akviziciju.



Slika 3.7 Blok dijagram petlje za kontrolu akvizicije signala, signali se prenose putem DMA FIFO registara ka narednom stepenu obrade

Parametar koji određuje trajanje ciklusa petlje, odnosno brzinu akvizicije, može se menjati u toku izvršavanja procesa. Akvizicija svih naponskih i strujnih signala je simultana. Jedan odmerak svakog signala se odabira u jednoj iteraciji petlje preko 24-bitnog I/O kanala. Vrednosti odabranih vrednosti signala se upisuju u FIFO registre radi harmonijske analize ili DMA prenosa ka narednom stepenu obrade (slika 3.7). Digitalizovani signali su interpretirani kao označeni 24-bitni racionalni brojevi sa fiksnom decimalnom tačkom (*Signed Fixed-Point Data*). Naponski signali imaju 10-bitan celobrojni deo (opsega od -512 V do $+511.99993896484375\text{ V}$, rezolucije $6.103515625 \cdot 10^{-5}\text{ V}$). Strujni signali imaju 5-bitan celobrojni deo (opsega -16 A do $+15.999998092651367188\text{ A}$, rezolucije $1.9073486328125 \cdot 10^{-6}\text{ A}$). Ovakvim izborom vrednosti obuhvaćeni su dinamički opsezi modula za akviziciju.



Slika 3.8 Neiterativni deo Goertzel-ovog algoritma, za jedan naponski kanal, V_1

Drugi proces (slika 3.8) obezbeđuje harmonijsku analizu odabiranih signala izvršavanjem Goertzel-ovog algoritma (odjeljak 2.2.3). Iterativni deo algoritma se izvršava na bloku od 2000 odmeraka, što pri maksimalnoj brzini odabiranja odgovara trajanju signala u vremenskom domenu od 40 ms. Realni i imaginarni deo spektra se izračunavaju u neiterativnom delu algoritma (jednačina (2.21):

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(X_k) &= S_k^{(N-1)} - S_k^{(N-2)} \cdot \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \\ \operatorname{Im}(X_k) &= S_k^{(N-2)} \cdot \sin\left(\frac{2\pi k}{N}\right). \end{aligned} \quad (3.2)$$

Vrednosti funkcija $\sin\left(\frac{2\pi k}{N}\right)$ i $\cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right)$ su smeštene u blok memoriji (*lookup* tabela).

Treći proces ima funkciju prenosa podataka sa FPGA na podsistem za obradu podataka. Prenos se vrši preko tri 64-bitna DMA kanala. U jednom ciklusu procesa se može preneti 192 bita.

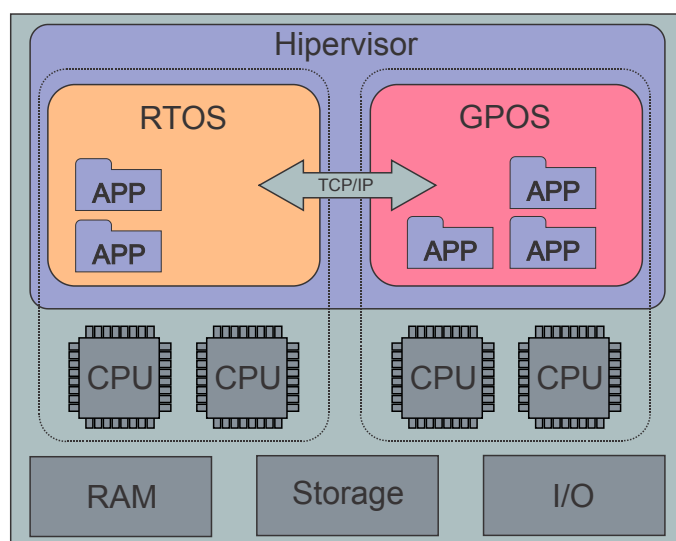
3.3 Izračunavanje veličina i kvilativnih parametara u realnom vremenu

Podaci dobijeni akvizicijom i harmonijskom analizom se preko DMA kanala prosleđuju stepenu obrade podataka. Aplikacija za obradu podataka je deterministički softverski podsistem sa funkcijom izračunavanja veličina i parametara, obrade i skladištenja podataka. Aplikacija se izvršava na operativnom sistemu u realnom vremenu (*Real Time Operating System*, RTOS) ili hipervizoru u realnom vremenu. Na ovom stepenu obrade se izračunavaju efektivne vrednosti signala dobijenih akvizicijom, komponente snage (definisane u poglavljima 2.3, 2.4 i 2.5) i kvalitativni parametri (poglavlje 2.6). Izračunate veličine i parametri se snimaju na lokalni disk i prosleđuju sledećem stepenu u cilju grafičkog i numeričkog prezentovanja. Implementacija navedenih funkcija na sistemu u realnim vremenu obezbeđuje determinizam procesa merenja i izračunavanja navedenih veličina.

Operativni sistemi u realnom vremenu su klasa operativnih sistema kod kojih je osim korektnog procesiranja podataka važan parametar i vreme za koje je procesiranje izvršeno. Struktura operativnih sistema u realnom vremenu je slična strukturi operativnih sistema opšte namene (*General Purpose Operating System*, GPOS) i predstavlja skup sistemskih poziva i funkcija koje obezbeđuju interfejs između aplikacija i hardvera. Osnovna razlika je vremenski determinizam RTOS, što znači da operativni sistem za izvršavanje nekog procesa ima na raspolaganju samo unapred poznat i očekivan vremenski interval. Operativni sistemi opšte namene su optimizovani za izvršavanje velikog broja različitih aplikacija (procesa) istovremeno, pri čemu svaka aplikacija dobija deo procesorskog vremena. Ovo može dovesti do situacije u kojoj određeni procesi kojima je implicitno dat nizak prioritet izvršavanja zauzmu veći deo procesorskog vremena, što dovodi do usporenja izvršavanja aplikacija sa višim prioritetom. Za razliku od operativnih sistema opšte namene, RTOS koriste *preemptive scheduling*, tehniku deljenja procesorskog vremena na osnovu prioriteta, koja omogućava izvršavanje procesa koji imaju veći prioritet u unapred zadatim vremenskim periodima. Deljenje procesorskog vremena je bazirano na vremenskim ograničenjima, za razliku od sistema opšte namene kod kojih je ono bazirano na broju procesa koji se izvršavaju. RTOS se dele u tri grupe, *hard real-time*, *firm real-time* i *soft real-time*. Prvu grupu čine sistemi kod kojih je tolerancija vremena izvršavanja procesa izuzetno mala, a svako odstupanje od unapred definisanih vremenskih ograničenja predstavlja sistemsku grešku. Firm real-time sistemi imaju veću toleranciju na prekoračenje vremenskih ograničenja, tako da usled odstupanja neće doći do sistemske greške, ali će pouzdanost procesiranih podataka biti kompromitovana. Treću grupu, *soft real-time*, čine sistemi sa

niskom tolerancijom kašnjenja izvršavanja procesa kod kojih se u izvesnoj meri tolerišu vremenska odstupanja koja ne kompromituju rezultat procesiranja.

Hipervizor u realnom vremenu (*Real Time Hypervisor*) predstavlja sloj virtualizacije, odnosno nivo posredovanja između hardvera i operativnih sistema, pri čemu najmanje jedan gost operativni sistem ima sposobnost rada u realnom vremenu [59]. Ovakve osobine gost operativnih sistema – rad u realnom vremenu – je moguće ostvariti ukoliko se hipervizor izvršava direktno na hardveru, odnosno predstavlja najniži softversko sloj (slika 3.9). Ovakav tip se naziva hipervizor tipa 1 (*Type 1 Hypervisor, Bare Metal Hypervisor* ili *Native Hypervisor*).



Slika 3.9 Real-time hipervizor na višejezgarnoj arhitekturi

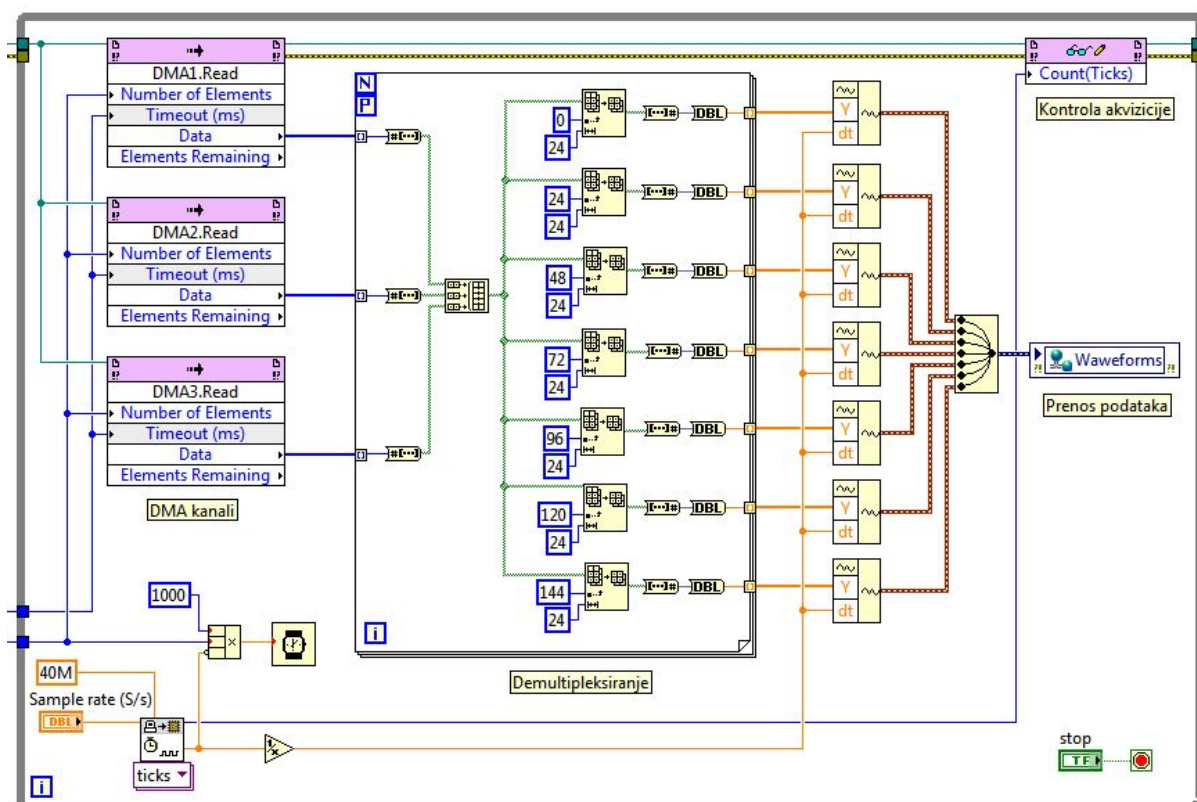
Hipervizor sa kapacitetom rada u realnom vremenu omogućava simultano izvršavanje RTOS paralelno sa izvršavanjem sistema opšte namene. Deterministički procesi se izvršavaju u RTOS okruženju, procesi koji nisu vremenski kritični na sistemu opšte namene (GPOS). Komunikacija između procesa pokrenutih na različitim sistemima je moguća preko virtualne mreže. Konsolidacijom oba sistema na jedinstvenom hardveru se otklanja potreba za dodatnim računarom za manipulaciju procesom merenja, čime se smanjuju fizičke dimenzije sistema i njegova složenost.

Aplikacije koje se izvršavaju na ovom nivou obrade su implementirani na PharLap ETS operativnom sistemu [60], razvijane u *National Instruments LabVIEW* [61] razvojnom okruženju.

3.3.1 Preuzimanje i razvrstavanje podataka

Proces za preuzimanje i razvrstavanje podataka sa FPGA nivoa obrade prikuplja prenete podatke i demultipleksira DMA kanale (slika 3.10), čime se dobijaju odabirane vrednosti strujnih i naponskih signala. Proces je nezavisan od ostalih procesa koji se izvršavaju na

sistemu u realnom vremenu, i može se izvršavati nezavisno od njih. Proces prosleđuje parametre akvizicije FPGA nivou (brzina odabiranja i broj odmeraka), koji se mogu menjati u toku same akvizicije. Odabirane vrednosti signala se predaju procesima za određivanje efektivnih vrednosti i kvalitativnih parametara i izračunavanje reaktivne snage, koji se izvršavaju simultano na RTOS. Podaci se TCP/IP protokolom prenose i do virtuelnog instrumenta za analizu prezentaciju, koji se izvršava na operativnom sistemu opšte namene i nije vremenski kritičan.



Slika 3.10 Proces za preuzimanje i demultipleksiranje kanala

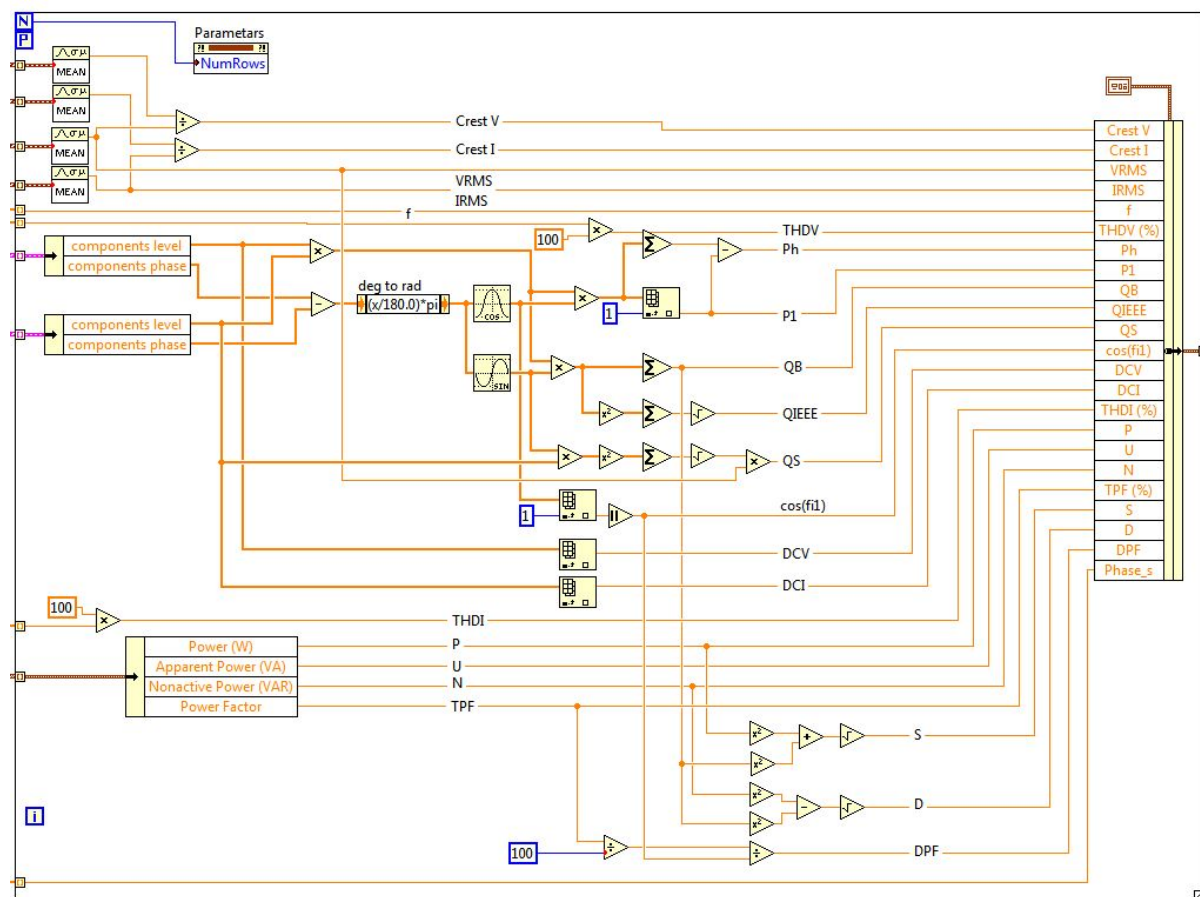
3.3.2 Određivanje efektivnih vrednosti i kvalitativnih parametara

Efektivne vrednosti i kvalitativni parametri signala određuju se u aplikaciji koji se sastoji od tri simultana procesa: preuzimanje podataka i kontrolu akvizicije, izračunavanje i snimanje podataka.

Prvi proces zadaje parametre akvizicije FPGA nivou (brzina odabiranja i broj odmera-ka), prikuplja prenete podatke sa FPGA nivoa obrade i demultipleksira DMA kanale (slika), čime se dobijaju odabirane vrednosti strujnih i naponskih signala. Proces ima identične funkcije i strukturu procesu za preuzimanje i razvrstavanje podataka (slika 3.10).

Proces za izračunavanje parametara efektivnih vrednosti napona i struja, snage i kvalitativnih parametara prikazan je na slici 3.11. U okviru ovog procesa se za svaku fazu izračunavaju efektivne vrednosti napona i struje (VRMS i IRMS na slici 3.11), jednosmerne

komponente napona i struje (DCV i DCI), crest faktori (CREST V, CREST I), aktivna snaga prvog (P1) i viših harmonika (Ph), totalni faktori izobličenja napona i struje (THDV i THDI), ukupna aktivna snaga (P), prividna snaga (S), neaktivna snaga (N), snaga izobličenja (D), reaktivna snaga izračunata po Budeanu-ovoj (QB), Shanon-ovoj (QS) i IEEE definiciji (QIEEE), faktori snage prvog harmonika ($\cos(\phi_1)$), totalni faktor snage (TPF) faktor snage izobličenja (DPF) i frekvencija (f). Sve navedene vrednosti i parametri se izračunavaju za interval od deset vrednosti periode osnovnog harmonika.



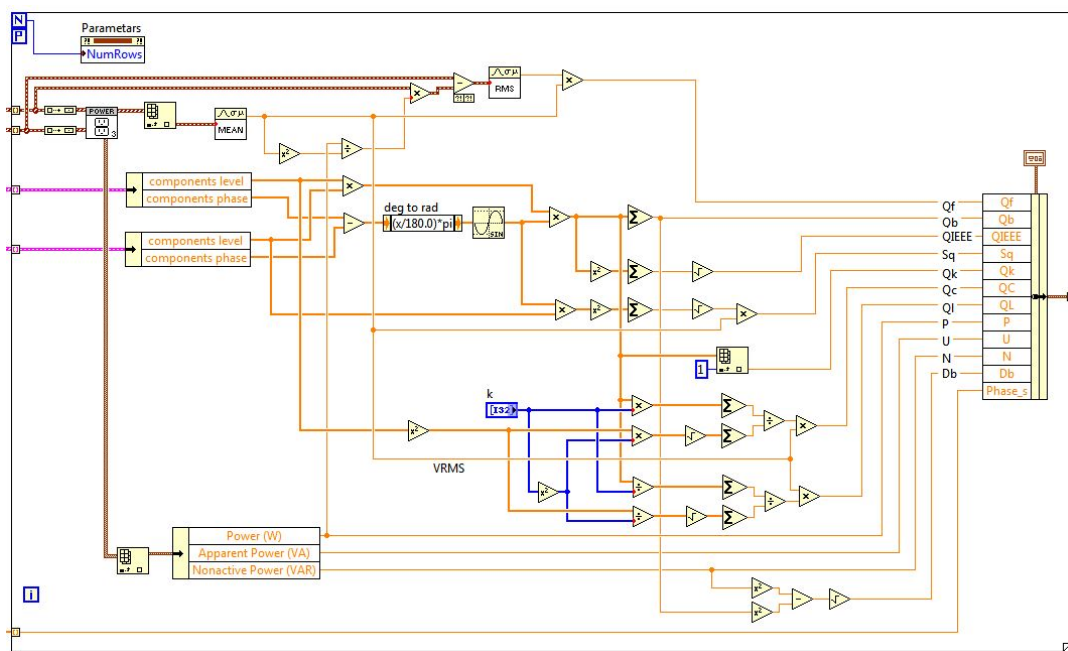
Slika 3.11 Deo thread-a za izračunavanje efektivnih vrednosti, snage i kvalitativnih parametara

3.3.3 Izračunavanje reaktivne snage

Izračunavanje reaktivne snage prema alternativnim definicijama (poglavlje 2.4) sprovodi se u aplikaciji koji se sastoji od tri paralelna procesa: preuzimanje podataka i kontrolu akvizicije, izračunavanje parametara i snimanje podataka. Funkcije i strukture procesa za preuzimanje podataka i snimanje podataka su identične kao kod aplikacije za određivanje efektivnih vrednosti i kvalitativnih parametara.

Proces za izračunavanje reaktivne snage prikazan je na slici 3.12. Za svaku fazu se izračunavaju sledeće vrednosti reaktivne snage: na osnovu Budeanu-ove (QB na slici, odeljak 2.4.1), Fryze-ove (Q_f , 2.4.2), IEEE (QIEEE), Sharon-ove (S_q , 2.4.5), Kimbark-ove (Q_k ,

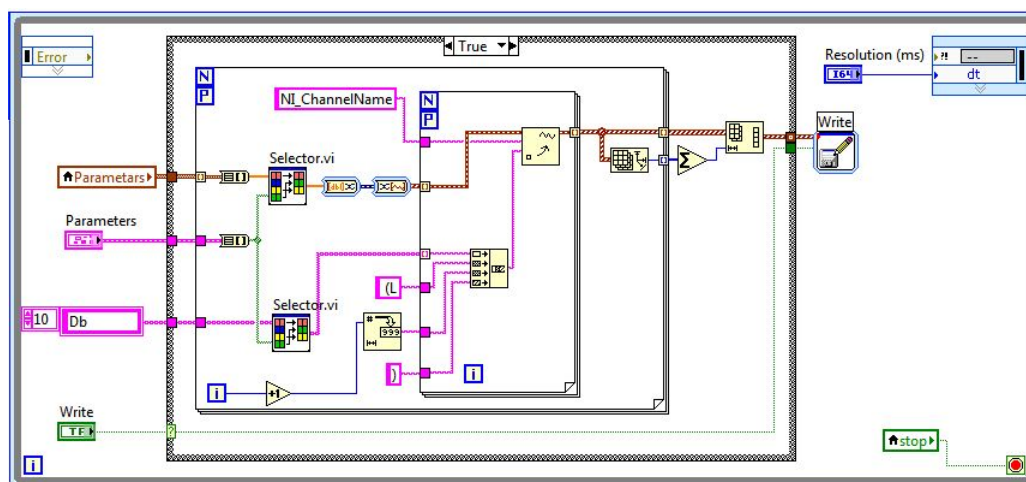
2.4.3) i Kusters-Moor-ove (Q_c i Q_l , 2.4.7) definicije. Izračunavaju se i snaga izobličena na osnovu Budeanu-ove definicije (Db), aktivna, neaktivna i prividna snaga.



Slika 3.12 Izračunavanje reaktivne snage

3.3.4 Snimanje podataka dobijenih izračunavanjem

Veličine parametara dobijenih izračunavanjima se smeštaju na lokalni hard-disk sistema, u obliku fajla koji se može analizirati nakon okončanog procesa merenja. Format snimljenih podataka može biti tekstualni (LVM format), binarni (TDMS format) ili XML. Proces u kome se vrši procesiranje izračunatih veličina i njihovo snimanje prikazan je na slici 3.13.

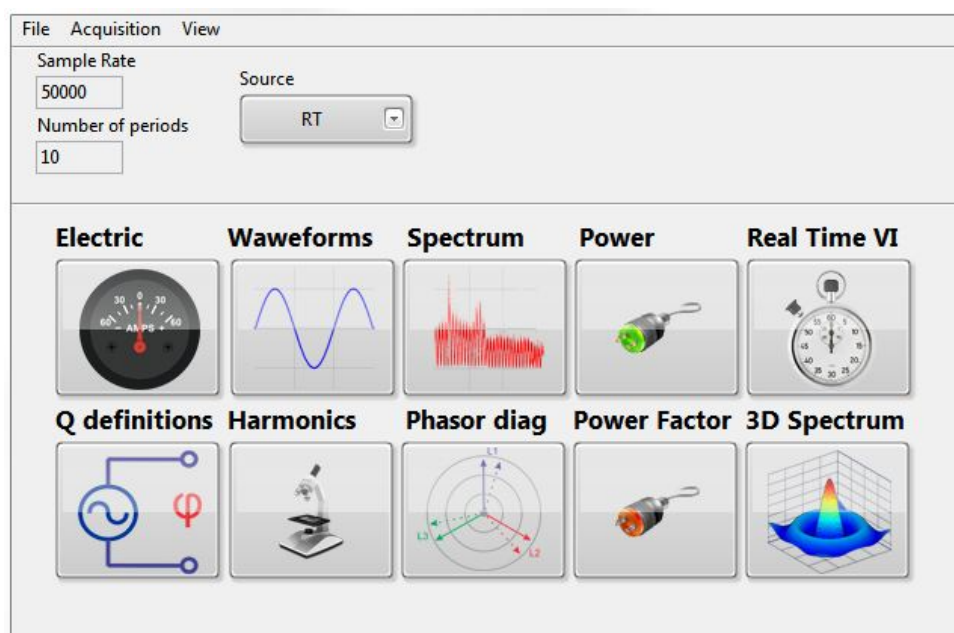


Slika 3.13 Thread za snimanje izračunatih parametara

3.4 Virtuelni instrument za analizu i prezentaciju podataka

Virtuelni instrument za analizu i prezentaciju podataka je korisnički interfejs celokupnog sistema. Izvršava se na operativnom sistemu opšte namene koji može biti fizički odvojen od podsistema za akviziciju i obradu podataka ili gost sistem u hipervizoru. Komunikacija sa procesima koji se izvršavaju na RTOS je ostvarena TCP/IP protokolom. Funkcije virtuelnog instrumenta su upravljanje procesom merenja (zadavanje parametara akvizicije), izbor veličina i parametara koji se izračunavaju, vizuelizacija rezultata merenja, prezentacija, analiza i manipulacija podacima dobijenim kao rezultat merenja i izračunavanja.

Virtualni instrument je modularan; sastoji se od osnovne aplikacije i nekoliko međusobno nezavisnih namenskih aplikacija, sa različitim funkcijama. Namenske aplikacije se pokreću iz osnovne aplikacije (slika 3.14). Osnovna aplikacija ima zadatak kontrole procesa akvizicije i prosleđivanja podataka namenskim aplikacijama.

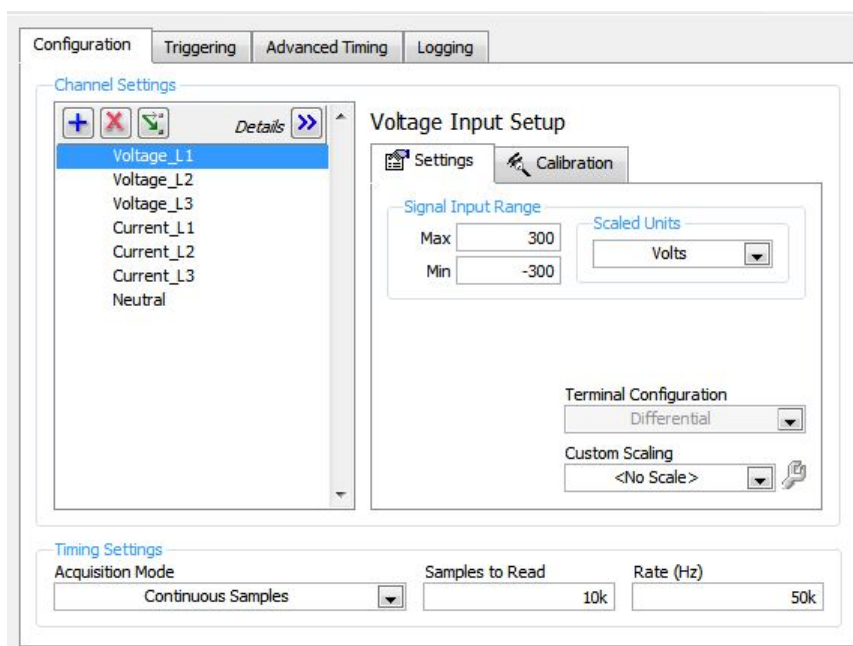


Slika 3.14 Panel osnovne aplikacije

Izvor podataka može biti aplikacija na RTOS sistemu (poglavlje 3.3), pri čemu je komunikacija ostvarena TCP/IP protokolom. Akvizicija podataka se može vršiti i direktno preko DAQmx drajvera i cDAQ-9174 kućišta [62], bez potrebe za FPGA podsistemom za akviziciju i aplikacije za određivanje parametara na RTOS. U ovakvoj implementaciji, sve funkcije harmonijske analize i izračunavanja parametara su realizovane softverski. Ovakva realizacija virtuelnog instrumenta, sa kapacitetom za samostalno funkcionisanje, povećava njegovu fleksibilnost i primenljivost u slučajevima kada nije neophodan vremenski determinizam procesa merenja.

U režimu samostalnog rada, virtualni instrument je dvoslojan. Niži sloj čini sistemski drajver koji upravlja hardverom akvizicionih modula. *National Instruments* cDAQ-9174

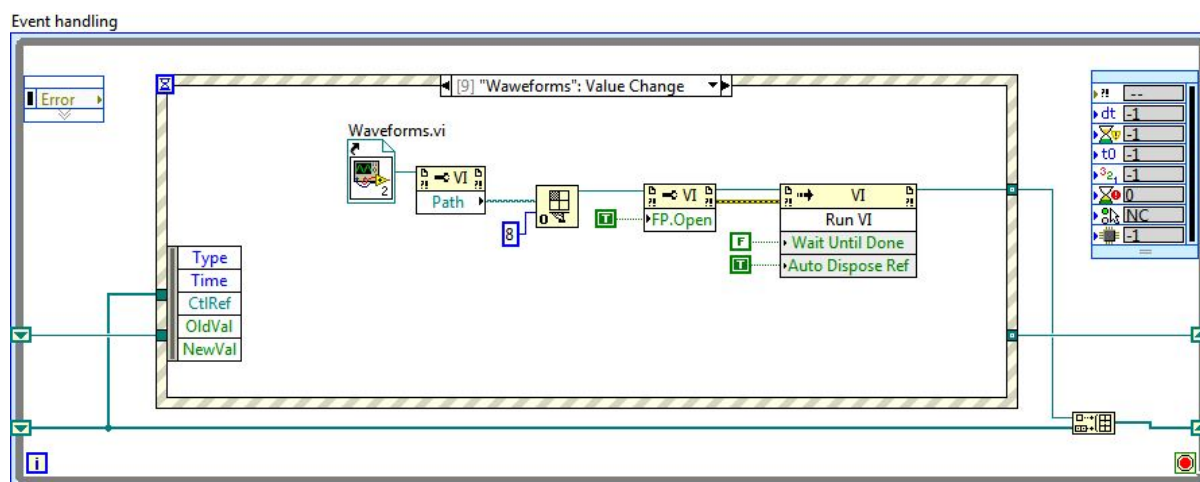
kućište opremljeno NI9225 i NI9227 modulima je podržano NIDAQmx drajverima, koji podržavaju DMA način rada, konfiguraciju na nivou sistema i skup aplikacionih interfejsa koji omogućavaju programiranje na višem nivou. Akvizicija se obavlja preko *virtuelnih kanala*, koji predstavljaju skup parametara kao što su logičko ime kanala, realni fizički kanal, ulazni terminalni konektori, tip akvizicije i skaliranje signala. Virtuelni kanali se mogu konfigurisati globalno na nivou sistema ili programski preko aplikacionog interfejsa. Kod DAQmx drajvera moguće je izvršiti agregaciju više različitih kanala u jedan proces (*task*) koji predstavlja akviziciju signala (slika 3.15), pri čemu će svi kanali biti sinhronizovani i imati iste parametre akvizicije. Analogno kanalima, procesi se mogu kreirati globalno na nivou sistema ili preko aplikacionog interfejsa, programski.



Slika 3.15 Proces akvizicije sedam kanala

Na slici 3.15 je prikazan primer konfiguracije jednog procesa sa sedam virtuelnih kanala za akviziciju analognih strujnih i naponskih signala. Logičko ime prvog kanala je Voltage_L1, način povezivanja diferencijalni, a opseg merenja od -300 V do 300 V. Ulazni signal nije skaliran. U donjem delu prozora su zadati parametri odabiranja i trigerovanja – broj odmeraka, način odabiranja, frekvencija odabiranja i tip takta. Moguće je izabrati interni ili eksterni izvor okidanja. Ovi parametri su identični za sve virtuelne kanale u okviru datog procesa.

Aplikacije virtuelnog instrumenta su realizovane kao *event-driven multithread* aplikacije (slika 3.16). Primarna nit (*thread*) sadrži funkcije za prihvatanje, obradu i prikazivanje signala. Sekundarna nit upravlja događajima (*events*).



Slika 3.16 Nit za obradu događaja (event handling)

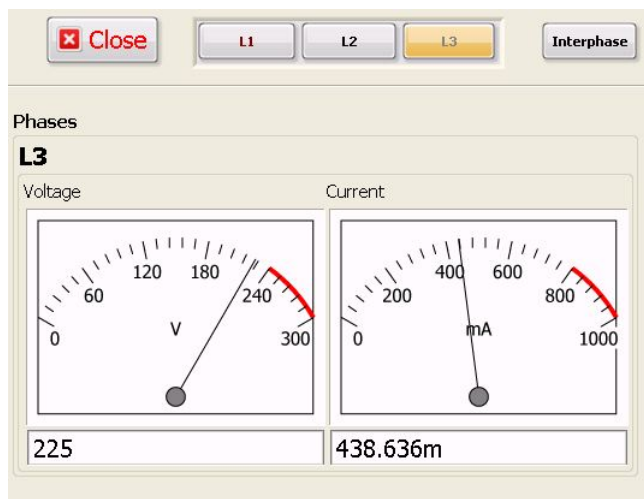
Aplikacije su realizovane u LabVIEW (*Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*) razvojnom okruženju [63], koje omogućava jednostavnu vizuelnu izradu aplikacija virtuelnih instrumenata. Aplikacija, u principu, ima sledeće bitne elemente: interfejs ka sistemskom drajveru (TCP/IP stek ili DMA kanal), funkcije za manipulaciju i obradu signala (dijagram u G kôdu, slika 3.16) i korisnički interfejs (panel, slika 3.14). Interfejs ka sistemskom drajveru prosleđuje aplikaciji neobrađene signale dobijene akvizicijom realnih fizičkih veličina, ili podatke dobijene preko mrežnog interfejsa.

Funkcije za manipulaciju i obradu podataka se mogu podeliti u više različitih grupa: funkcije za elementarnu obradu numeričkih podataka, nizova i zapisa, funkcije za obradu dinamičkih podataka – signala, funkcije za kontrolu toka programa, funkcije za mrežno povezivanje, funkcije za komunikaciju, funkcije za rad sa fajlovima, bazama podataka, itd. Veliki broj funkcija se može posmatrati kao virtuelni instrument nižeg nivoa, tako da celokupna aplikacija ima hijerarhijsku strukturu.

Korisnički interfejs aplikacije (panel) je grafički. Funkcija panela je da omogući kontrolu procesa akvizicije, definisanje parametara generisanih signala i predstavljanje dobijenih i obrađenih signala. Osim toga, prisutne su funkcije za kontrolu izvršavanja aplikacije i dijalog za snimanje dobijenih rezultata. Korisnički interfejs može da sadrži pored standardnih vizuelnih komponenti i druge ActiveX i .NET komponente.

3.4.1 Prikaz električnih parametara

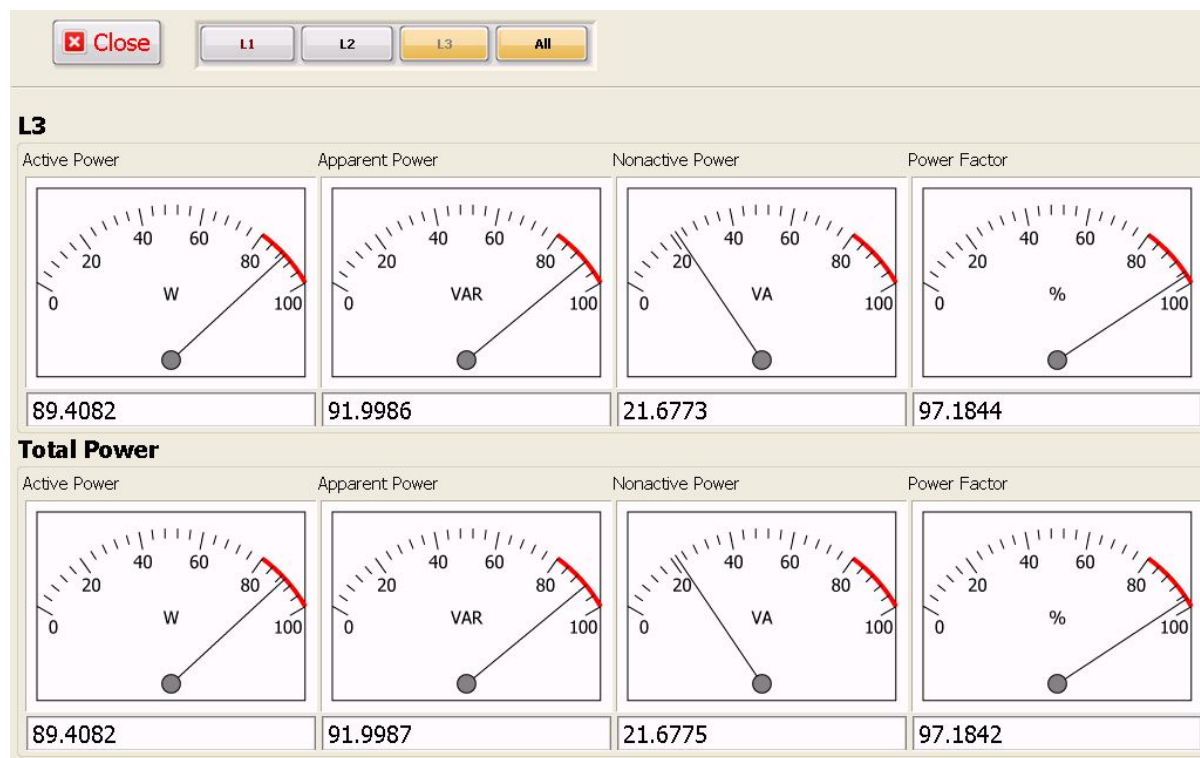
Aplikacija za prikaz električnih parametara se poziva iz osnovne aplikacije virtuelnog instrumenta. Panel se sastoji od kontrola za izbor faze čije se veličine posmatraju i indikatora (slika 3.17). Za svaku fazu su prikazane efektivne vrednosti struje, napona u odnosu na nulti provodnik kao i međufazni naponi. Aplikacija se izvršava u dva procesa: pribavljanje i prikazivanje veličina i upravljanje događajima.



Slika 3.17 Panel aplikacije za prikazivanje efektivnih vrednosti naona i struje, faza L3

3.4.2 Snaga i faktora snage

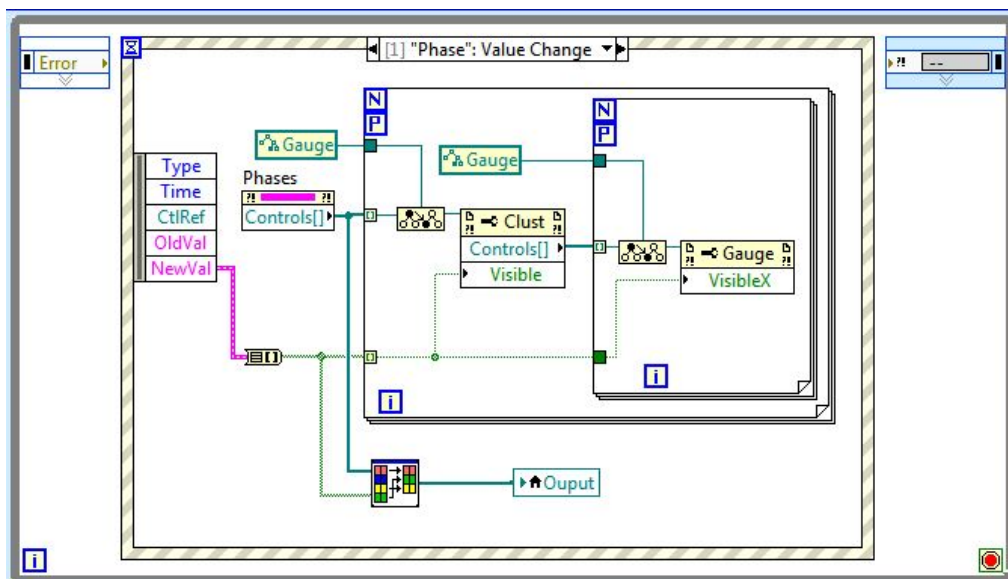
Aplikacija za prikaz snage se poziva iz osnovne aplikacije virtuelnog instrumenta. Panel se sastoji od kontrola za izbor faza čije se veličine posmatraju i indikatora. Za svaku fazu su prikazane aktivna, prividna, neaktivna snaga i totalni faktor snage.



Slika 3.18 Panel aplikacije za prikaz snage i faktora snage, za fazu L3 i celokupan trofazni sistem

Za celokupan sistem se prikazuje aktivna snaga jednaka zbiru aktivnih snaga pojedinačnih faza. Prividna snaga sistema je aritmetička (jednačina (2.100)).

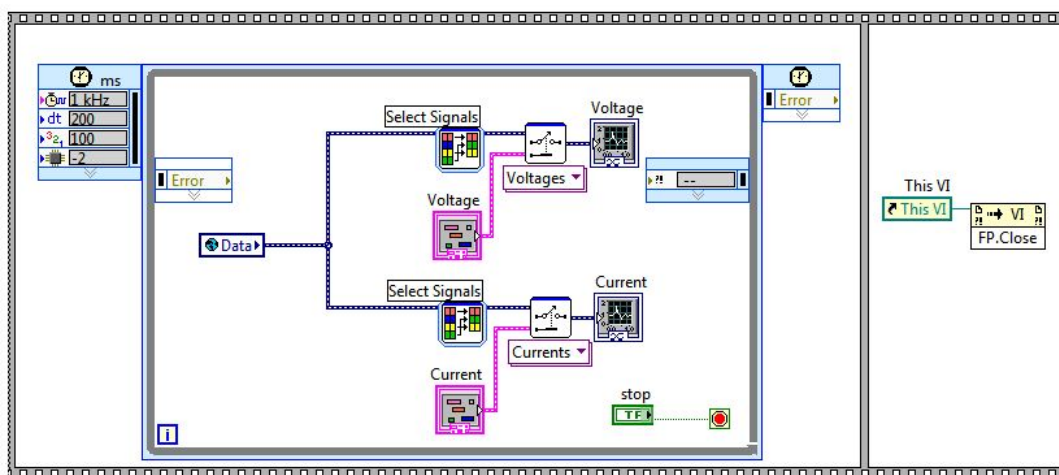
Aplikacija se izvršava u dva procesa. Prvi proces pribavlja veličine od osnovne aplikacije i prezentuje ih na numeričkim i grafičkim indikatorima. Funkcija drugog procesa je upravljanje događajima (slika 3.19).



Slika 3.19 Deo diagrama aplikacije za upravljanje događajima

3.4.3 Talasni oblici struja i napona

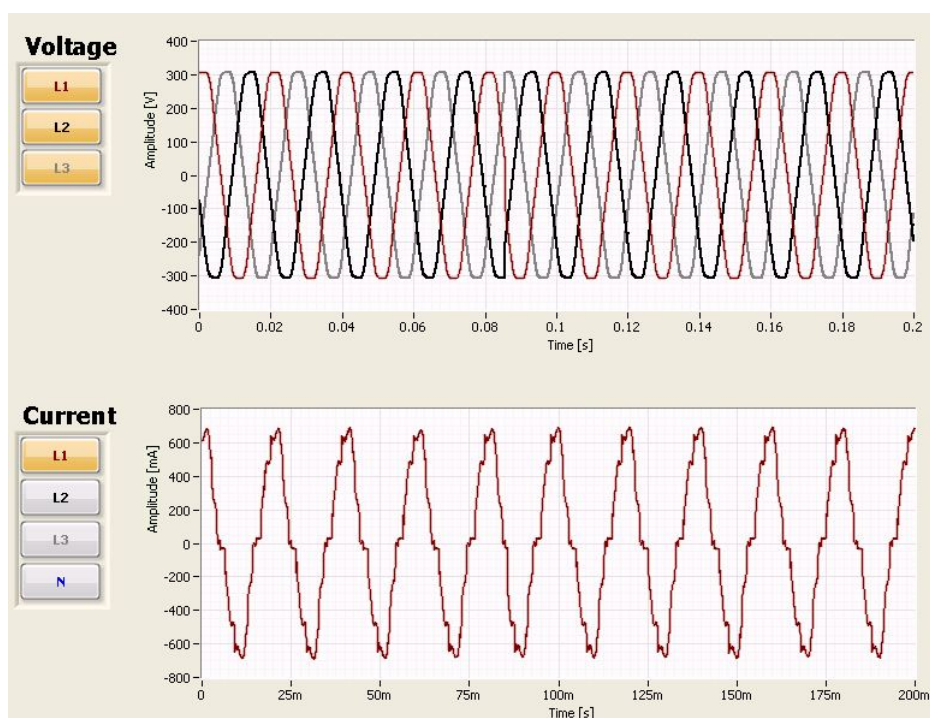
Prikazivanje talasnih oblika signala (napona i struja) je funkcija aplikacije čiji je dijagram prikazan na slici 3.20. Aplikacija se izvršava u jednom procesu koji preuzima podatke od osnovne aplikacije i u zavisnosti od izbora signala (faze) prikazuje talasne oblike na panelu.



Slika 3.20 Dijagram aplikacije za prezentaciju talasnih oblika signala

Panel aplikacije se sastoji od kontrola za izbor napona i struja odgovarajuće faze i grafičkog panela (osciloskopa) za prikaz (slika 3.21). Razmere koordinata (maksimalna amplituda i vreme) se mogu podešavati u toku izvršavanja aplikacije.

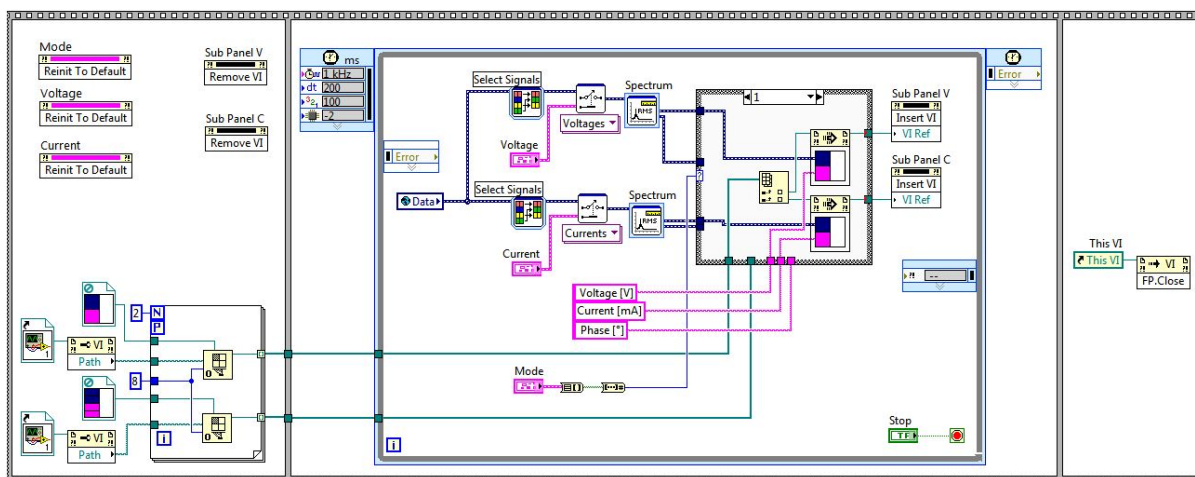
Iz osnovne aplikacije je moguće pozvati više nezavisnih instanci opisane aplikacije.



Slika 3.21 Panel aplikacije za prikazivanje talasnih oblika. Prikazani su naponi svih faza i struja faze L1

3.4.4 Spektri struja i napona

Spektri napona i struja se mogu prikazati na panelu aplikacije prikazane na slici. Aplikacija za prikaz spektra preuzima podatke od osnovne aplikacije i u zavisnosti od izbora signala (faze) prikazuje spektre na panelu.



Slika 3.22 Aplikacija za prikaz spektra signala

Panel aplikacije se sastoji od kontrola za izbor napona i struja odgovarajuće faze i grafičkog panela za prikaz spektra (slika 3.23). Razmere koordinata se mogu podešavati u toku

izvršavanja aplikacije. Spektri su prikazani u linearnoj razmeri. Za svaki signal je moguće prikazati amplitudski i fazni spektar.



Slika 3.23 Amplitudski i fazni spektar napona i struje faze L1

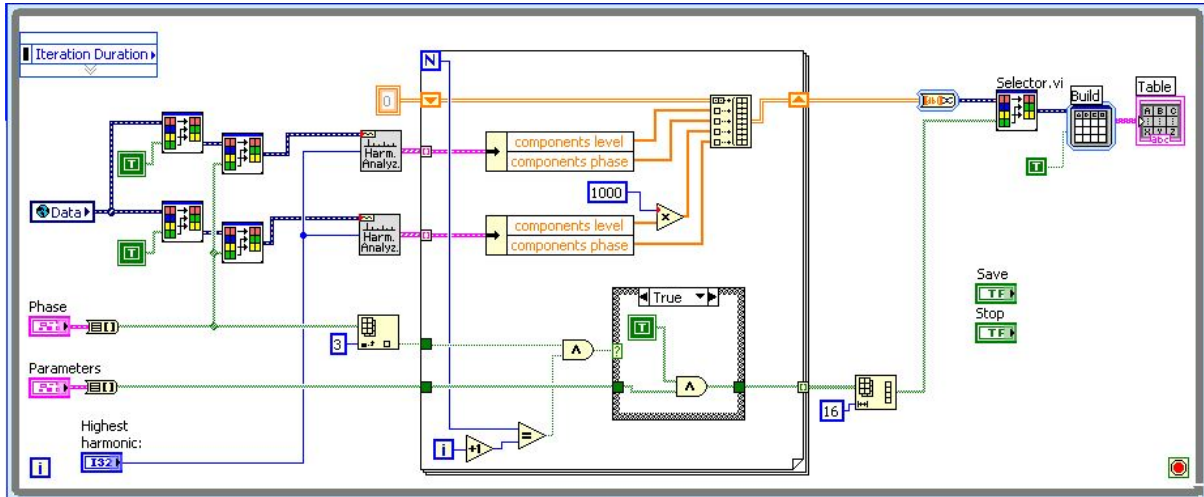
Iz osnovne aplikacije je moguće pozvati više nezavisnih instanci aplikacije za grafički prikaz spektara.

3.4.5 Određivanje harmonijskih komponenti signala

Aplikacija za određivanje harmonijskih komponenti signala izračunava efektivne vrednosti i faze viših harmonika na osnovu trenutnih vrednosti napona i struja. Izračunavanje ovih parametara je nezavisno od funkcija osnovne aplikacije, kao i aplikacije za izračunavanje veličina i kvalitativnih parametara koja se izvršava na operativnom sistemu u realnom vremenu. Izvršavanje aplikacije je realizovano u dva procesa.

Primarni proces (slika 3.24) prihvata podatke – trenutne vrednosti signala – od osnovne aplikacije. Parametri i faze sistema koje su od interesa za analizu se biraju kontrolama panela aplikacije. U narednom koraku se izračunavanje efektivne vrednosti i faze odabranih napona i struja. Izračunati parametri se razvrstavaju i prikazuju tabelarno. Vrednost najvišeg harmonika čiji se parametri izračunavaju se zadaje numeričkom kontrolom panela.

Sekundarni proces upravlja događajima aplikacije i funkcijom snimanja dobijenih vrednosti. Izborom kontrole sa panela aplikacije sadržaj tabele se upisuje u fajl za dalju analizu.



Slika 3.24 Prihvatanje trenutnih vrednosti i izračunavanje parametara

Izgled panela aplikacije prikazan je na slici 3.25.

	V1 RMS (V)	V1 phi (°)	I1 RMS (mA)	I1 phi (°)
DC	-0.01	0.00	-1.26	0.00
1	222.45	74.77	24.89	-224.59
2	0.10	-72.97	1.09	-107.06
3	1.09	-55.26	10.88	19.76
4	0.03	25.23	1.28	-150.20
5	6.96	-164.45	12.31	-39.72
6	0.02	44.53	1.02	-184.18
7	0.96	-189.62	9.01	-75.26
8	0.01	-105.22	0.81	-215.96
9	0.16	-181.46	7.00	-119.48
10	0.02	84.80	0.60	117.21
11	1.27	-216.40	6.46	-158.68
12	0.01	-87.86	0.41	83.27
13	0.96	-66.62	3.20	-236.34
14	0.02	152.92	0.33	46.21
15	0.77	-46.02	3.11	78.12
16	0.02	53.14	0.32	45.73
17	0.25	-205.06	0.64	25.34
18	0.02	-21.63	0.40	28.35
19	0.25	96.78	0.45	-152.90
20	0.02	-62.95	0.40	7.28
21	0.25	16.54	1.01	-229.98
22	0.01	97.86	0.32	-28.09
23	0.09	-17.09	1.11	95.55
24	0.00	-199.27	0.27	-55.64
25	0.05	103.08	0.91	53.75

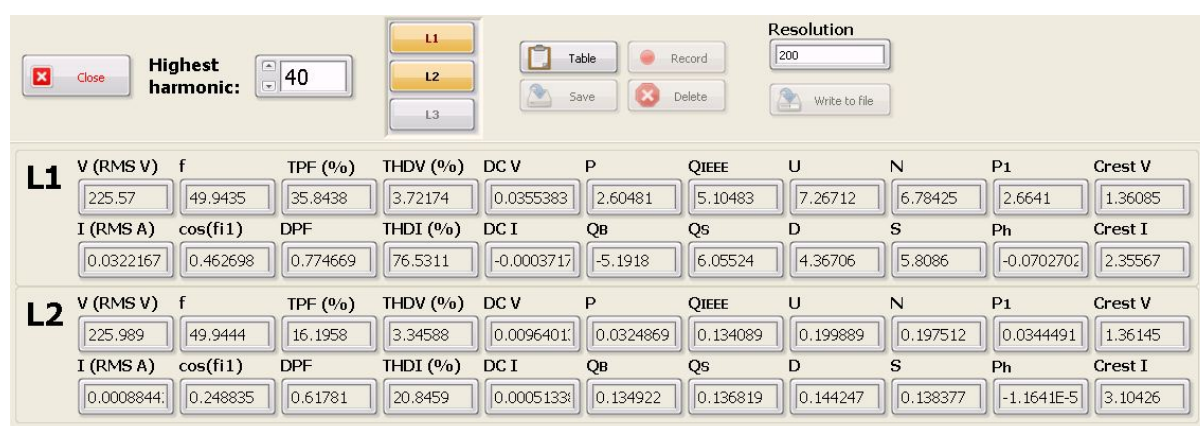
Slika 3.25 Panel aplikacije za određivanje harmonika. Efektivne vrednosti i faze harmonika faze L1 prikazane su tabelarno

3.4.6 Numeričko prezentovanje parametara

Aplikacija za numeričko prezentovanje parametara signala izračunava električne parametre, snagu i kvalitativne parametre na osnovu trenutnih vrednosti napona i struja. Funkcija ove aplikacije je ista kao i funkcija aplikacije za izračunavanje parametara u realnom vremenu (odjeljak 3.3.2). Aplikacija se primenjuje u slučajevima kada vremenski determinizam određivanja parametara nije krucijalan. Izračunavanje ovih parametara je nezavisno od aplikacije u realnom vremenu i osnovne aplikacije. Izvršavanje je realizovano kroz tri simultana procesa.

Funkcije primarnog procesa su prihvatanje podataka – trenutnih vrednosti signala, izračunavanje parametara i njihovo prikazivanje u numeričkom obliku ili tabelarno. Struktura procesa je slična procesu za izračunavanje parametara opisanom u odeljku 3.3.2 (slika 3.11). U okviru ovog procesa se za svaku fazu određuju 22 parametra: efektivne vrednosti napona i struje (VRMS i IRMS na slici 3.11), jednosmerne komponente napona i struje (DCV i DCI), crest faktori (CREST V, CREST I), aktivna snaga prvog (P1) i viših harmonika (Ph), totalni faktori izobličenja napona i struje (THDV i THDI), ukupna aktivna snaga (P), prividna snaga (U), fazorska snaga (S), neaktivna snaga (N), snaga izobličenja (D), reaktivna snaga izračunata po Budeanu-ovoj (QB), Shanon-ovoj (QS) i IEEE definiciji (QIEEE), faktori snage prvog harmonika ($\cos(\phi_{11})$), totalni faktor snage (TPF) faktor snage izobličenja (DPF) i frekvencija (f). Sve navedene vrednosti i parametri se izračunavaju za interval od deset vrednosti periode osnovnog harmonika.

Željeni parametri i faze sistema se biraju kontrolom na panelu aplikacije (slika 3.26). Na panelu se nalaze i kontrole za biranje reda najvišeg harmonika koji se uzima u proračun, kontrola za izbor načina prikazivanja dobijenih podataka i njihovo neprekidno snimanje.



Slika 3.26 Parametri izračunati za faze L1 i L2, red najvišeg harmonika je 40

Aplikacija ima dva môda prikazivanja podataka. U kontinualnom môdu podaci se prikazuju na numeričkim indikatorima (slika 3.26), neprekidno. U tabelarnom môdu se podaci prikazuju u tabeli (slika 3.27), pri čemu se željeni podaci (parametri) upisuju manu-

elno, aktiviranjem odgovarajuće kontrole na panelu. Vrednosti unete u tabelu se mogu snimiti u cilju dalje obrade.

L1	V (RMS V)	I (RMS A)	f	cos(phi)	TPF (%)	DPF	THDV (%)	THDI (%)	P	QB	QIEEE	QS	Crest V	Crest I
	225.650E	0.031821	49.9175E	0.438501	35.0765E	0.79992C	3.79553E	75.1998E	2.518637	-5.22975	5.139424	6.06486E	1.36049E	2.15822E
	225.6424	0.03208E	49.91381	0.48374E	35.5208E	0.73428E	3.79800E	75.94657	2.57194E	-5.13988	5.04957E	6.061637	1.361474	2.402577
	225.6217	0.03225E	49.9220E	0.47490E	36.1171E	0.760521	3.79479E	76.7943E	2.62823E	-5.17300	5.08399E	6.07462E	1.36084E	2.349534
	225.535E	0.031814	49.91921	0.438927	35.1645E	0.80114E	3.80214E	75.2288E	2.523154	-5.23091	5.140734	6.056317	1.36042E	2.14383E
	225.8224	0.03197E	49.92031	0.47085E	35.6163E	0.756424	3.78708E	75.5858E	2.571607	-5.16716	5.07683E	6.01539E	1.359097	2.29897E
	225.864E	0.03208E	49.9254E	0.46825E	35.8453E	0.765517	3.79076E	75.8306E	2.597481	-5.18894	5.10045E	6.051797	1.35921E	2.18484E
	225.6924	0.031974	49.92817	0.47278E	35.6029E	0.753054	3.816651	75.8197E	2.56919E	-5.16770	5.07976E	6.01200E	1.36084E	2.30866E
	225.6851	0.03209E	49.9294E	0.47472E	35.36984	0.74506E	3.84631E	76.77447	2.56221E	-5.15912	5.06683E	6.01896E	1.36053E	2.31225E
	225.733E	0.03228E	49.9311E	0.46737E	35.8936E	0.76799E	3.82223E	76.7913E	2.61547E	-5.1975E	5.10671E	6.06517E	1.36042E	2.28919E
	225.806E	0.03229E	49.9304E	0.47567E	36.1670E	0.760334	3.811794	76.4093E	2.637254	-5.1744E	5.08438E	6.07817E	1.359631	2.23396E

Slika 3.27 Parametri zapisani u tabeli, faza L1

Funkcija drugog procesa je upravljanje događajima aplikacije.

Treći proces služi za kontinualno snimanje podataka dobijenih izračunavanjima u primarnom procesu. Vremenski interval upisa zadaje se kontrolom na panelu aplikacije. Funkcija i struktura ovog procesa je slična procesu za snimanje podataka aplikacije u realnom vremenu (odjeljak 3.3.4), pri čemu se pri izvršavanju ovog procesa ne može garantirati vremenski determinizam.

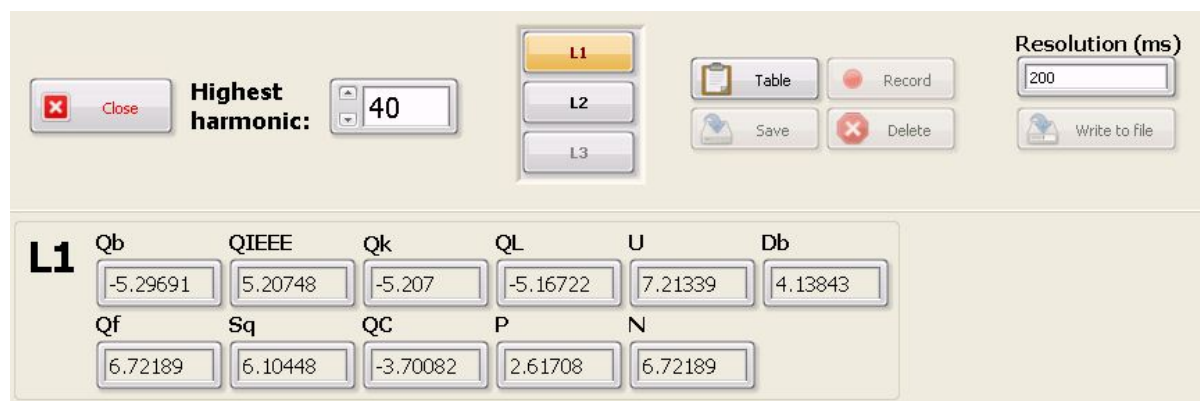
3.4.7 Numeričko prezentovanje vrednosti reaktivne snage izračunate prema alternativnim definicijama

Aplikacija za numeričko prezentovanje alternativnih definicija reaktivne snage izračunava vrednosti na osnovu trenutnih vrednosti signala. Funkcija ove aplikacije je ista kao i funkcija aplikacije za izračunavanje reaktivne snage u realnom vremenu (odjeljak 3.3.3). Aplikacija se primenjuje u slučajevima kada vremenski determinizam određivanja reaktivne snage nije krucijalan. Izračunavanje ovih parametara je nezavisno od aplikacije u realnom vremenu i osnovne aplikacije. Izvršavanje aplikacije je realizovano kroz tri paralelna procesa.

Funkcije primarnog procesa su prihvatanje podataka – trenutnih vrednosti signala, izračunavanje parametara i njihovo prikazivanje u numeričkom obliku ili tabelarno. Struktura procesa je slična procesu za izračunavanje parametara opisanom u odeljku 3.3.3 (slika 3.12). Za svaku fazu se izračunavaju vrednosti reaktivne snage na osnovu alternativnih definicija: Budeanu-ove (QB na slici, odeljak 2.4.1), Fryze-ove (Qf, 2.4.2), IEEE (QIEEE), Sharon-ove (Sq, 2.4.5), Kimbark-ove (Qk, 2.4.3) i Kusters-Moor-ove (Qc i Ql, 2.4.7) defi-

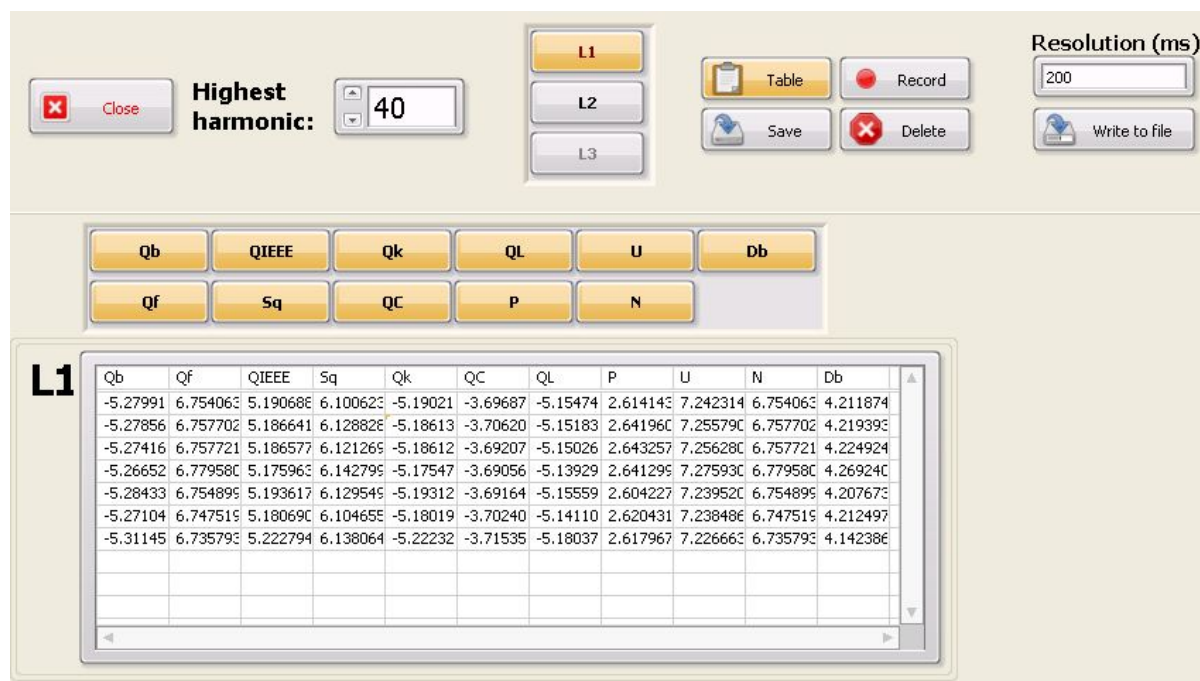
nije. Izračunavaju se i snaga izobličenja na osnovu Budeanu-ove definicije (Db), aktivna, neaktivna i prividna snaga.

Željeni parametri i faze sistema se biraju kontrolom na panelu aplikacije (slika 3.28). Na panelu se nalaze i kontrole za biranje reda najvišeg harmonika koji se uzima u proračun, kontrola za izbor načina prikazivanja dobijenih podataka i njihovo neprekidno snižavanje.



Slika 3.28 Panel aplikacije za izračunavanje reaktivne snage prema alternativnim definicijama

Aplikacija ima dva môda prikazivanja podataka. U kontinualnom môdu podaci se prikazuju na numeričkim indikatorima (slika 3.28). U tabelarnom môdu se podaci prikazuju u tabeli (slika 3.29), pri čemu se željene vrednosti upisuju manuelno, aktiviranjem odgovarajuće kontrole na panelu. Vrednosti unete u tabelu se mogu radi dalje obrade.



Qb	Qf	QIEEE	Sq	Qk	QC	QL	P	U	N	Db
-5.27991	6.754063	5.190688	6.100623	-5.19021	-3.69687	-5.15474	2.614143	7.242314	6.754063	4.211874
-5.27856	6.757702	5.186641	6.128828	-5.18613	-3.70620	-5.15183	2.641960	7.255790	6.757702	4.219393
-5.27416	6.757721	5.186577	6.121265	-5.18612	-3.69207	-5.15026	2.643257	7.256280	6.757721	4.224924
-5.26652	6.779580	5.175963	6.142795	-5.17547	-3.69056	-5.13929	2.641295	7.275930	6.779580	4.269240
-5.28433	6.754895	5.193617	6.129545	-5.19312	-3.69164	-5.15559	2.604227	7.239520	6.754895	4.207673
-5.27104	6.747515	5.180690	6.104655	-5.18019	-3.70240	-5.14110	2.620431	7.238486	6.747515	4.212497
-5.31145	6.735793	5.222794	6.138064	-5.22232	-3.71535	-5.18037	2.617967	7.226663	6.735793	4.142386

Slika 3.29 Tabelarno prikazivanje vrednosti reaktivne snage

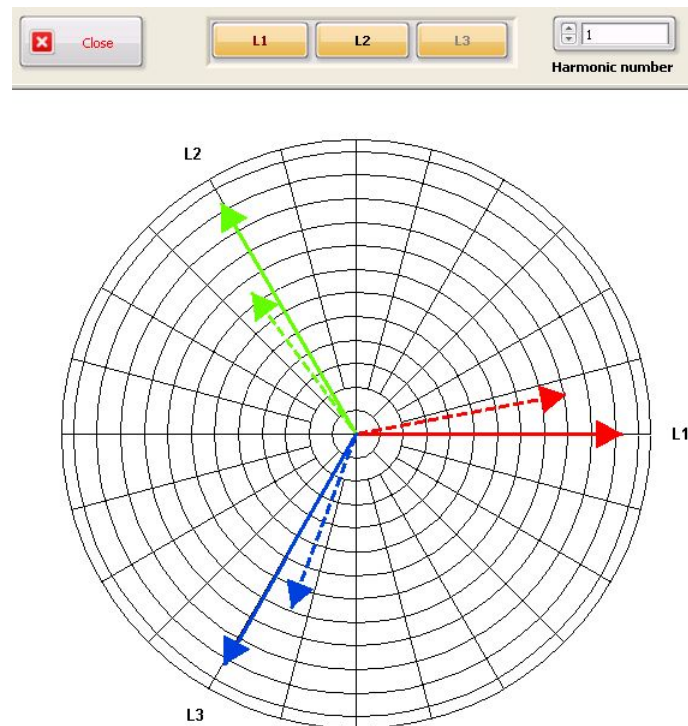
Funkcija drugog procesa je upravljanje događajima aplikacije.

Treći proces služi za kontinualno snimanje podataka dobijenih izračunavanjima u osnovnom procesu. Vremenski interval upisa zadaje kontrolom na panelu aplikacije. Funkcija i struktura ovog procesa je slična procesu za snimanje podataka aplikacije u realnom vremenu (odjeljak 3.3.4), pri čemu se pri izvršavanju ovog procesa ne može garantovati vremenski determinizam.

3.4.8 Parametri trofaznog sistema

Parametri trofaznog sistema se obrađuju u posebnoj aplikaciji. Izračunavaju i prezentuju se numeričke vrednosti definisane u odeljku 2.6.4: generalizovani totalni faktori izobličenja za polifazni sistem, generalizovani totalni faktori izobličenja pozitivne sekvence, aritmetička, vektorska i Buchholz-ova prividna snaga, kao i odgovarajući faktori snage.

Aplikacija ima opciju grafičkog prikazivanja fazorskog dijagrama za svaki harmonik (slika 3.30).



Slika 3.30 Fazorski dijagram

4 Primeri primene novih koncepata merenja

Izbor potrošača čiji će parametri biti predstavljeni u ovoj glavi je određen zahtevima koji su bili postavljeni pri razvoju novog sistema. Težilo se da se sagleda što veći broj različitih potrošača koji se susreću u svakodnevnoj upotrebi, sa ciljem da se predstave mogućnosti novog sistema. U prvom i trećem poglavlju će biti predstavljena merenja sprovedena na tipičnim malim nelinearnim potrošačima, pri čemu će tabelarno biti prikazani najčešće traženi parametri. U drugom poglavlju će biti prikazano određivanje vrednosti nekih alternativnih definicija reaktivne snage. Četvrto poglavlje se odnosi na karakteristike računara i računarske opreme. Poslednje poglavlje daje primer nelinearnih opterećenja u trofaznoj mreži.

4.1 Parametri CFL i LED sijalica

U tabeli Tabela 4.1 su prikazani rezultati izmereni na malim potrošačima. Merenja su sprovedena na CFL (*Compact Fluorescent Lamps*) sijalicama nominalne snage 7 W – 20 W, inkandescentnim sijalicama snaga 100 W i 60 W, dve LED (*Light Emitting Diode*) sijalice snage 1 W i prototipa ulične svetiljke snage 34 W. Kao referenca je uzet CRT monitor [64].

CFL lampe predstavljaju dobar primer nelinearnih opterećenja [65]. Donose uštedu u potrošnji električne energije (tipično 20% potrošnje inkandescentne lampe jednakog osvetljaja), ali unose značajna harmonijska izobličenja u mrežu. Slika 4.1 prikazuje panel virtuelnog instrumenta prilikom merenja CFL balon-sijalice nominalne snage 20 W. Merenje pokazuje da CFL ima dobru korekciju faktora snage prvog harmonika, ali značajan strujni THD što dovodi do malog ukupnog faktora snage. Konvertor ugrađen u sijalice vuče struju u kratkim delovima osnovne periode mrežnog napona, tako da talasni oblik struje ima oblik kratkotrajnih impulsa. Efektivne vrednosti viših harmonika napona i struje se mogu videti u tabelama u sredini panela virtuelnog instrumenta (slika 4.1).

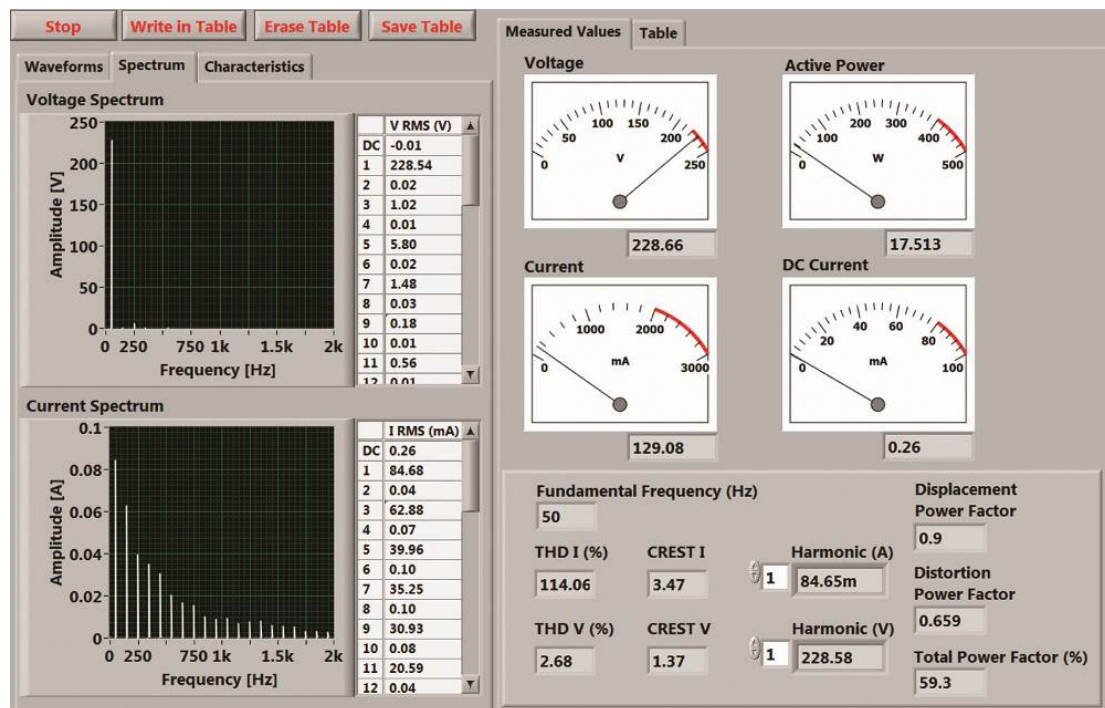
Amplitude viših harmonika struje opadaju eksponencijalno sa redom harmonika. Spektar struje karakteriše prisustvo neparnih harmonika i velika vrednost amplitude trećeg harmonika. THD_I je između 104.24% i 119.3%. Treba naglasiti da su merenja sprovedena u realnim uslovima, pri naponu napajanja koji nije čisto sinusoidalan (THD_V je između 2.36% i 3.16%). Spektar napona karakteriše relativno velika amplituda petog harmonika, približno 5.8 V.

Tabela 4.1 Parametri CFL sijalica

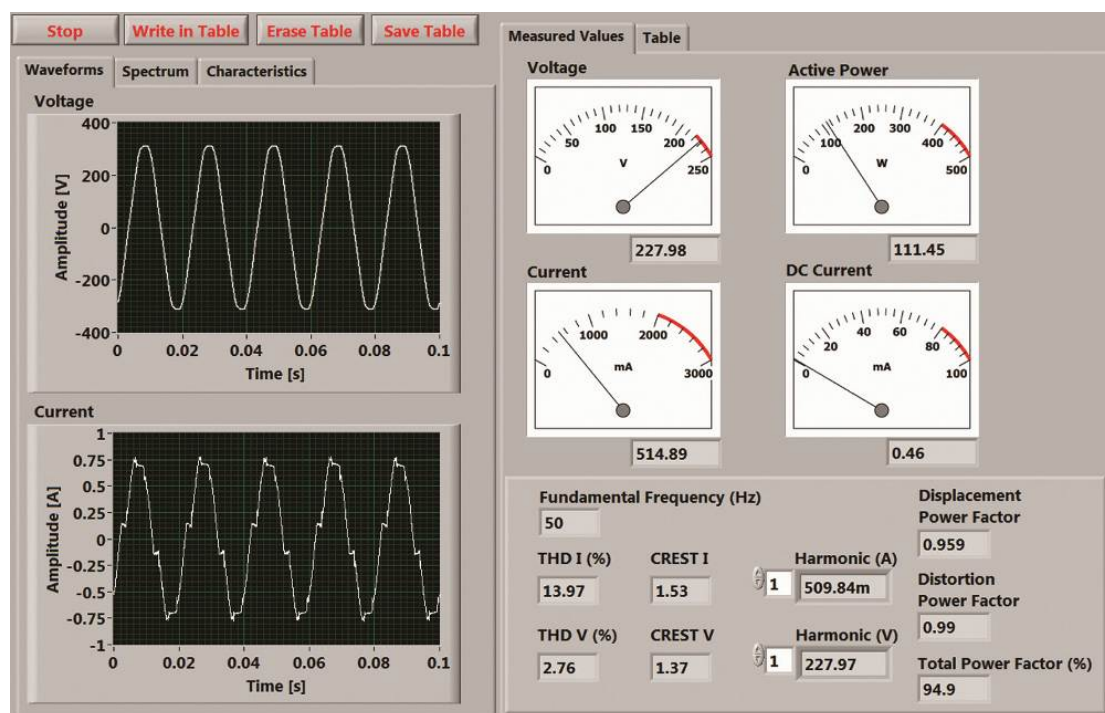
Type	Nominalna snaga (W)	Frekvencija (Hz)	V_{RMS} (V)	I_{RMS} (mA)	Aktivna snaga (W)	I_{DC} (mA)	naponski THD (%)	strujni THD (%)	struja CREST	napon CREST	DPF (%)	$\cos(\phi)$	TPF (%)
Inc.	100	50.03	230.2	421.6	97.02	0.62	3.11	3.05	1.52	1.47	99.95	1.00	99.95
CFL	20	50.03	231.4	134.8	18.64	0.24	2.58	112.1	3.38	1.41	66.55	0.90	59.70
CFL	20	49.95	231.2	145.8	19.66	0.25	2.84	114.0	4.33	1.44	65.94	0.88	58.28
CFL	15	49.99	231.4	92.16	12.60	0.13	2.82	115.5	3.52	1.41	65.45	0.90	59.08
Inc.	60	49.97	231.1	257.8	59.58	0.42	2.87	2.84	1.57	1.41	99.96	1.00	99.96
CFL	7	49.97	232.4	50.86	7.23	0.19	2.81	104.2	3.24	1.40	69.23	0.88	61.20
CFL	7	50.06	230.9	52.46	7.21	0.28	2.83	112.2	3.42	1.40	66.51	0.90	59.54
CFL	9	50.01	233.2	60.54	8.25	0.11	2.87	116.9	3.60	1.39	64.99	0.90	58.44
CFL	11	50.01	233.1	84.34	11.66	0.16	2.79	112.2	3.37	1.45	66.51	0.89	59.28
CFL	18	50.01	221.3	135.5	18.40	0.38	2.82	107.3	4.52	1.45	68.16	0.90	61.32
CFL	11	50.01	221.1	115.0	14.06	0.16	3.01	119.3	4.06	1.46	64.24	0.86	55.41
CFL he-	11	50.00	221.8	76.73	10.23	0.25	2.96	109.2	4.90	1.47	67.51	0.89	60.09
CFL	9	49.99	232.5	70.06	9.70	0.19	2.84	110.8	3.52	1.43	66.98	0.89	59.53
CFL he-	18	50.01	221.4	138.6	19.01	0.35	2.89	105.5	3.94	1.43	68.77	0.90	61.71
CFL he-	20	50.03	231.1	156.4	21.02	0.20	2.79	111.3	3.91	1.44	66.82	0.87	58.13
CFL	15	50.01	221.0	105.0	13.96	0.29	3.16	112.1	4.46	1.40	66.56	0.90	60.11
LED	1	50.00	217.2	14.96	0.35	0.09	2.36	21.14	1.72	1.38	97.84	0.11	10.79
LED	1	49.94	217.3	14.95	0.35	0.08	2.36	21.14	1.72	1.38	97.84	0.11	10.79
LED	34	49.99	216.6	246.1	32.87	0.05	2.53	102.9	3.28	1.38	69.66	0.89	61.66
CRT	-	50.03	232.6	475.8	107.4	1.60	2.93	13.24	1.65	1.49	99.14	0.98	97.69

LED sijalice imaju reaktivnu impedansu i mali faktor snage osnovnog harmonika ($\cos(\phi)$ je 0.11), ali mala harmonijska izobličenja (THD_I je 21.14%). Analiza prototipa ulične LED lampe nominalne snage 34 W pokazuje da je u njenoj realizaciji uzet konvertor lošeg kvaliteta u smislu harmonijskih izobličenja (THD_I je 102.98%).

Primer konvertora sa dobrom korekcijom faktora snage i izobličenja, referentni CRT monitor, prikazan je na slici 4.2. Talasni oblik struje ima sinusoidalan oblik, THD_I je 13.97%. Spektar struje karakteriše velika amplituda petog harmonika i prisustvo neparnih harmonika. Velika amplituda petog harmonika je prouzrokovana naponskim izobličenjem, pomenutim ranije.



Slika 4.1 Virtualni instrument — CFL sa lošom korekcijom izobličenja, aktivne snage oko 18 W. $\cos(\varphi)$ je 90%, strujni THD je 114.06%, naponski THD je 2.68%, DPF je 65.9% i TPF 59.3% — naponski i strujni spektra su prikazani na levoj strani panela



Slika 4.2 Virtualni instrument — Kompjuterski CRT monitor sa dobrom korekcijom izobličenja, aktivne snage oko 110W. $\cos(\varphi)$ je 95.9%, strujni THD je 13.97%, naponski THD je 2.76%, DPF je 99%, TPF je 94.9% — strujni i naponski talasni oblici su prikazani na levoj strani panela

4.2 Merenje reaktivne snage

U tabeli 4.2 su prikazani rezultati merenja reaktivne snage, prema alternativnim definicijama. Merenja su sprovedena na CFL i LED sijalicama, nominalne snage 3 W – 15 W, i dve inkandescentne sijalice kao referentne (60 W i 100 W) [66].

Tabela 4.2 prikazuje vrednosti dobijene za CFL i inkandescentne sijalice. Tabela 4.3 prikazuje vrednosti dobijene merenjem LED sijalica. Prikazane su sledeće veličine: aktivna snaga (P), prividna snaga (S), neaktivna snaga (N), Budeanu-ova reaktivna snaga (Q_b), Budeanu-ova snaga izobličenja (D_b), Fryze-ova reaktivna snaga (Q_f), IEEE predložena definicija reaktivne snage (Q_{IEEE}), Shanon-ova prividna snaga (S_q), Kimbark-ova reaktivna snaga (Q_k), Kusters-Moore-ova kapacitivna (Q_C) i induktivna (Q_L) reaktivna snaga.

Tabela 4.2 Reaktivna snaga CFL sijalica

merenje.	Tip	Snaga	P (W)	S (VA)	N (VAR)	Q_b (VAR)	D_b (VAR)	Q_f (VAR)	Q_{IEEE} (VAR)	S_q (VAR)	Q_k (VAR)	Q_C (VAR)	Q_L (VAR)
1	CFL Rod	15	11.56	17.84	13.58	-6.16	12.10	13.58	6.16	10.24	-6.16	-4.43	-6.11
2	CFL bulb E27	20	17.14	27.72	21.78	-8.43	20.08	21.78	8.43	14.48	-8.43	-6.46	-8.37
3	CFL tube E27	20	16.77	28.46	23.00	-8.44	21.39	23.00	8.45	14.55	-8.45	-6.07	-8.39
4	CFL bulb E27	15	11.59	18.91	14.94	-5.31	13.97	14.94	5.32	9.22	-5.32	-4.00	-5.28
5	Inc E27	100	86.77	86.78	0.80	-0.50	0.63	0.80	0.50	0.56	-0.50	-0.36	-0.49
6	CFL spot E14	7	5.87	9.32	7.25	-2.83	6.67	7.25	2.81	4.23	-2.81	-2.17	-2.80
7	CFL bulb E27	7	6.16	9.86	7.71	-2.64	7.24	7.71	2.65	4.83	-2.65	-2.03	-2.63
8	CFL bulb E14	9	6.46	10.78	8.63	-2.72	8.19	8.63	2.72	5.45	-2.72	-2.08	-2.70
9	CFL tube E14	11	9.89	16.11	12.72	-4.71	11.82	12.72	4.69	7.89	-4.69	-3.61	-4.66
10	CFL tube E27	18	17.10	28.86	23.24	-8.73	21.54	23.24	8.75	13.27	-8.75	-6.64	-8.68
11	CFL tube E27	11	10.63	17.67	14.12	-5.83	12.85	14.12	5.83	8.85	-5.83	-4.41	-5.79
12	CFL helix E27	11	9.58	16.27	13.16	-4.93	12.20	13.16	4.95	8.75	-4.95	-3.68	-4.90
13	Inc E14	60	55.06	55.06	0.61	-0.37	0.49	0.61	0.37	0.37	-0.37	-0.27	-0.37
14	CFL helix E27	18	17.21	28.87	23.18	-8.82	21.43	23.18	8.83	15.55	-8.82	-6.77	-8.76
15	CFL helix E27	20	18.41	30.68	24.54	-9.95	22.43	24.54	9.93	16.14	-9.93	-7.56	-9.86
16	CFL tube E27	15	12.66	21.97	17.95	-6.32	16.80	17.95	6.33	11.63	-6.33	-4.80	-6.28

Tabela 4.3 Reaktivna snaga LED sijalica

merenje.	tip	Snaga	P (W)	S (VA)	N (VAR)	Q _b (VAR)	D _b (VAR)	Q _f (VAR)	Q _{IEEE} (VAR)	S _q (VAR)	Q _k (VAR)	Q _c (VAR)	Q _l (VAR)
1	Spot White E27	15	16.92	34.24	29.77	-3.88	29.52	29.77	4.14	20.01	-4.13	-1.98	-4.06
2	Spot White E27	10	13.23	26.33	22.76	-2.97	22.56	22.76	3.17	15.45	-3.17	-1.51	-3.12
3	Bulb W White E27	8	10.00	19.53	16.77	-2.81	16.54	16.77	2.94	11.52	-2.93	-1.74	-2.89
4	Bulb W White E27	6	8.51	9.45	4.11	0.08	4.11	4.11	0.07	3.29	0.07	0.08	0.07
5	Bulb White E27	6	8.69	9.58	4.04	0.09	4.04	4.04	0.08	3.28	0.08	0.08	0.08
6	Bulb White E27	3	4.07	7.70	6.54	-0.84	6.48	6.54	0.90	4.35	-0.90	-0.45	-0.88
7	RGB Change E27	3	1.92	3.17	2.52	0.01	2.52	2.52	0.01	1.39	0.00	0.05	0.00
8	Spot White E14	3	4.00	8.05	6.99	-0.98	6.92	6.99	1.04	4.86	-1.04	-0.52	-1.02

Upoređenjem Budeanu-ove reaktivne i snage izobličenja, može se zaključiti da su CFL i LED sijalice nelinearna opterećenja ($D_b > Q_b$). Reaktivna snaga izračunata prema Fryze-ovoj definiciji, (2.58) jednaka je neaktivnoj snazi, $N = \sqrt{S^2 - P^2}$.

Kimark-ova definicija reaktivne snage (2.59), koja u proračun uzima samo osnovni harmonik daje približno $\pm 3\%$ odstupanja od Budeanu-ove definicije (Q_b). Ovo ukazuje na činjenicu da je doprinos viših harmonika ukupnoj reaktivnoj snazi manji od 3%. IEEE predložena definicija (2.53) daje veće vrednosti od Kimark-ove definicije, koja računa samo fundamentalni harmonik.

4.3 Parametri potrošača u stand-by režimu

Tabela 4.4 sadrži rezultate merenja na nekim komercijalnim potrošačima koji se nalaze u stand-by režimu.

Tabela 4.4 Merena svojstva nekih od potrošača u stand-by režimu

	Uređaj	IRMS (mA)	P (W)	THD V (%)	THD I (%)	cos(φ)	DPF (%)	TPF (%)
1	CRT monitor 19'	34.3634	2.5558	3.2421	97.4605	0.4766	0.7161	34.1296
2	CRT monitor 17'	27.6990	2.4295	3.2080	163.8687	0.7722	0.5209	40.2248
3	Računar SUN Blade	109.8545	1.8900	3.2099	31.8460	0.0827	0.9528	7.8778
4	Štampač HP 1515pn	31.2412	3.5868	3.3000	89.1380	0.6898	0.7465	51.4952
5	Laptop računar	15.5182	0.4606	2.9948	36.7443	0.1434	0.9386	12.8968
6	TFT monitor 22'	31.2934	0.8908	3.1235	42.2658	0.1335	0.9211	12.2924
7	TFT monitor 23'	33.5469	0.3182	3.0117	24.3781	0.0422	0.9715	4.1001
8	Optiplex 980	96.4337	0.6992	2.9581	20.1501	0.0320	0.9803	3.1362
9	Skener	77.3402	8.9071	2.9565	157.8125	0.9317	0.5353	49.8686
10	Veš mašina	37.5525	0.7793	2.5152	19.2985	0.0868	0.9819	8.5215
11	CRT TV	52.0294	6.2134	2.7613	119.1698	0.7619	0.6428	48.9749
12	Klima uređaj	12.4968	1.8345	2.7663	66.8594	0.7229	0.8313	60.0974
13	Baza bežičnog telefona	25.4397	2.7096	2.9153	38.9026	0.4673	0.9320	43.5542
14	Medija plejer	27.6733	2.8154	2.8653	189.4570	0.8916	0.4668	41.6207
15	Mikrotalasna pećnica	15.3598	2.0745	2.7929	89.3013	0.7400	0.7459	55.1978

Može se videti da je potrošnja (snaga) u najvećem broju slučajeva u prihvatljivim granicama kako je predviđeno Direktivom EC-32-2005. Izobličenja koja generišu ovi potrošači su velika, te je ukupni faktor snage (TPF) veoma mali [67].

4.4 Merenje potrošnje personalnog računara

Veliki udeo u potrošnji električne energije imaju računari i računarska oprema [67]. U tabeli 4.5 je dat prikaz merenih parametara računara i računarske opreme. Kao što se može uočiti, skoro svi mereni uređaji imaju visok totalni faktor izobličenja struje (THD_I). Iako je vrednost faktora snage prvog harmonika ($\cos(\phi)$) približno jednaka jedinici, faktor snage izobličenja (DPF) i ukupan faktor snage u većini slučajeva znatno manji od jedinice. Iako se radi o relativno malim portošaćima, kumulativan efekat na elektroenergetsku mrežu može biti značajan.

Tabela 4.5 Računari i računarska oprema

No.	Tip opreme	V_{RMS} (V)	I_{RMS} (mA)	P (W)	f (Hz)	I_{DC} (mA)	THD V (%)	THD I (%)	CREST V	CREST I	$\cos(\phi)$	DPF	TPF
1	Rackmount Server Supermicro TC-TB6015 POST Mode	221.50	1277.28	275.44	50.00	28.97	2.45	8.60	1.38	1.47	0.98	1.00	97.36
2	Rackmount Server Supermicro TC-TB6015 2 Servers Mode	221.63	1061.25	226.88	50.01	26.02	2.46	9.69	1.38	1.46	0.97	1.00	96.46
3	Rackmount Server Supermicro TC-TB6015 1 Server Mode	221.83	635.65	128.88	50.01	26.96	2.48	16.32	1.38	1.50	0.93	0.99	91.40
4	Rackmount Server Supermicro TC-TB6015 Standby Mode	221.89	682.51	66.48	50.00	3.40	2.44	43.23	1.40	21.96	0.48	0.92	43.90
5	Laptop HP nx 9420	220.85	278.14	56.68	50.03	1.32	2.54	35.46	1.37	1.61	0.98	0.94	92.28
6	Desktop PC IBM Net Vista	222.02	311.69	52.08	50.02	0.41	2.37	82.81	1.38	2.38	0.98	0.77	75.26
7	Desktop PC Dell Optiplex 980 PC	225.33	402.52	78.94	50.01	1.02	2.70	16.09	1.37	1.97	0.88	0.99	87.04
8	Desktop PC- type 3	221.27	660.78	101.33	49.99	1.90	2.59	103.48	1.38	2.50	1.00	0.69	69.30
9	Desktop PC- type 4	221.38	535.32	80.25	50.00	0.74	2.56	108.39	1.38	2.48	1.00	0.68	67.71
10	Netgear FSM726 24- port Network Switch	223.70	67.21	7.82	50.00	0.33	2.60	152.42	1.37	3.36	0.95	0.55	52.04
11	Cisco 1712 Network Router	220.89	81.90	9.72	50.01	0.50	2.54	156.04	1.37	3.32	1.00	0.54	53.75
12	Dell 23' LCD Monitor	225.31	177.08	22.87	50.00	0.29	2.61	137.22	1.37	3.02	0.97	0.59	57.33
13	LG Flatron 22' LCD Monitor	224.24	277.20	40.38	50.00	0.45	2.66	114.02	1.37	2.60	0.99	0.66	64.97
14	Iiyama 19' CRT Monitor	232.63	475.86	107.46	50.00	1.60	2.93	13.24	1.65	1.49	99.14	0.98	97.69

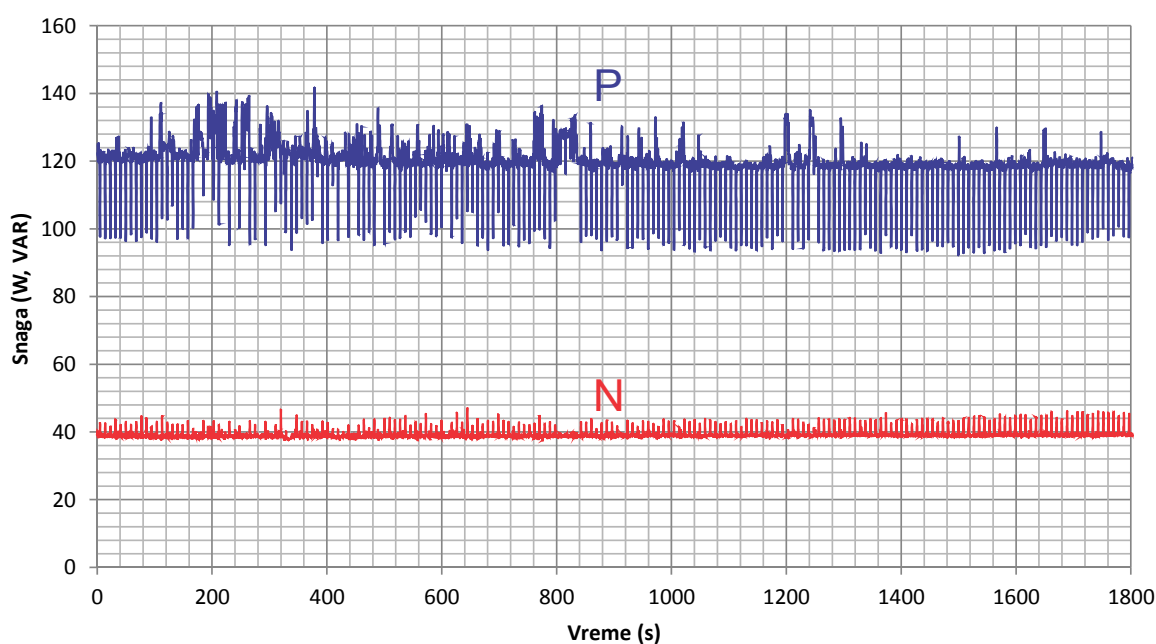
U tabeli 4.6 je prikazana je potrošnja računara u različitim modovima potrošnje: hibernacija, standby, rad bez opterećenja (idle), rad pri srednjem opterećenju procesora i

diska (video striming) i rad pri velikom opterećenju (simulacija kola). Testirana konfiguracija je DELL Optiplex 980 [68].

Tabela 4.6 Potrošnja i izobličenja računara u različitim modovima rada

Stanje	V (RMS)	I (RMS)	TPF (%)	THDI (%)	P (W)	QB (W)	U (W)	D (W)
Hibernation	217.5	0.090	5.29	18.4	1.04	-19.3	19.6	3.3
Standby	218.7	0.093	12.4	32.2	2.53	-19.3	20.4	6.0
Idle	217.8	0.339	88.5	16.4	65.4	-31.9	73.9	12.6
Medium load (Video)	218.0	0.348	89.1	16.2	67.7	-32.3	76.0	12.1
High load (Simulation)	217.6	0.537	95.0	13.0	111	-32.1	117	18.3

Na slici 4.3 je prikazan rezultat primene u realnom vremenu. Aktivna i neaktivna snaga personalnog računara (DELL Optiplex 980) su merene u vremenskom periodu od pola sata. Rezolucija merenja je 0.5 s.

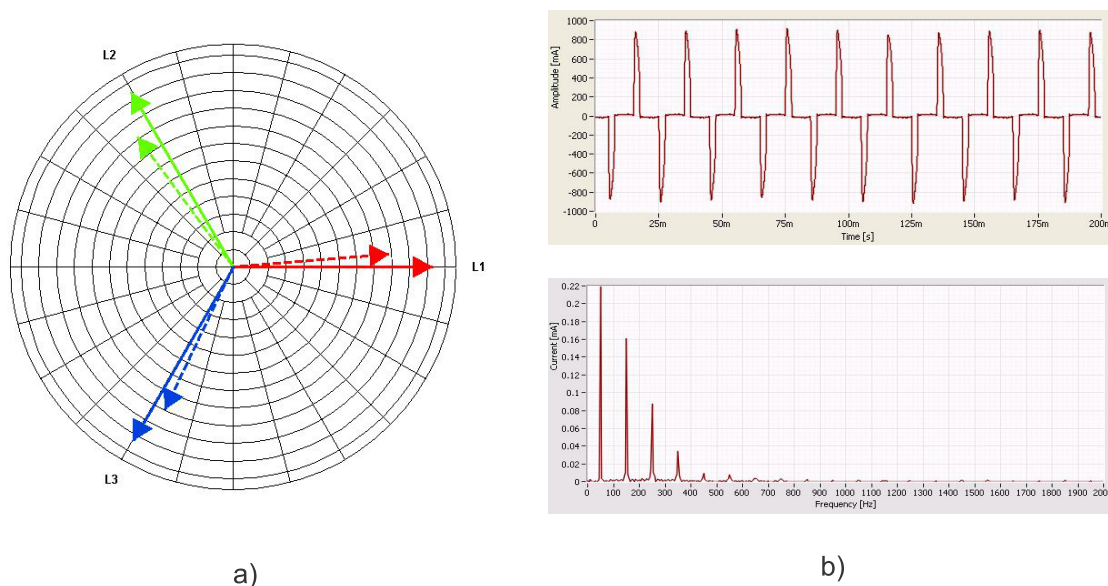


Slika 4.3 Merenje aktivne i reaktivne snage u realnom vremenu

4.5 Primer nelinearnih opterećenja u trofaznom sistemu

Sprovedeno je merenje na tri identična CRT monitora vezana na različite faze u konfiguraciji zvezde. Monitori su identičnih karakteristika: aktivne snage 50.9 W, efektivna vrednost struje je 340 mA, reaktivna snaga (Budeanu) -3.43 VAR, prividna snaga 77.67 VA, snaga izobličenja 58.56 VAR. Faktor snage prvog harmonika je 99%, THD_1 je jednak

110.1%, totalni faktor snage 65.55%. Merenja su sprovedena pri efektivnom naponu 227.39 V i THD_v jednakom 3.64%. Iako je konfiguracija simetrična u odnosu na faze, što se može videti sa fazorskog dijagrama (slika 4.4 a), struja nultog provodnika neće biti jednaka nuli zbog velike nelinearnosti potrošača. Na slici 4.4 b) su prikazani talasni oblik i spektar struje potrošača.



Slika 4.4 a) Fazorski dijagram i b) talasni oblik i spektar struje na jednoj fazi

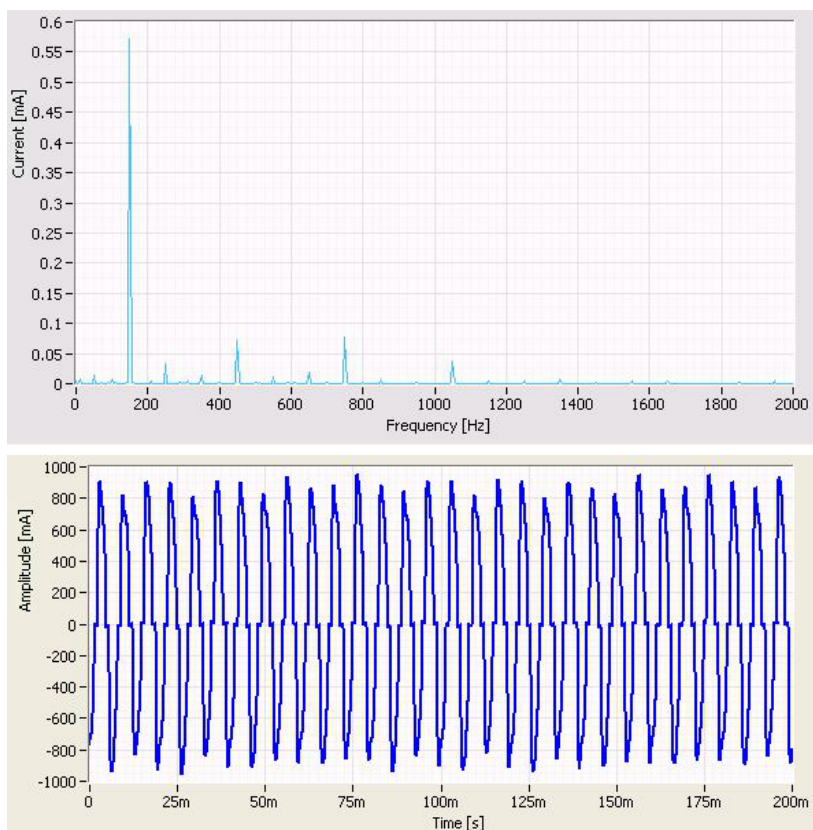
Harmonici nulte sekvence će se sabirati u neutralnom vodu, što se može videti na slici 4.5 koja prikazuje spektar i talasni oblik struje neutralnog voda. Dominantna je komponenta na frekvenciji 150 Hz, koja odgovara trećem harmoniku. U tabeli 4.7 su date vrednosti amplituda harmonika do petnaestog harmonika.

Tabela 4.7 Harmonici struja

Red	I1 RMS (mA)	I2 RMS (mA)	I3 RMS (mA)	In RMS (mA)
1	222.31	231.66	225.99	0.24
2	4.75	1.59	2.76	0.5
3	188.98	196.7	190.32	575.24
4	3.51	1.12	2.78	0.36
5	134.23	139.1	130.9	0.11
6	2.02	0.88	2.4	3.22
7	74.01	76.43	66.26	0.17
8	0.97	1.15	1.82	0.09
9	26.88	28.6	21.94	74.97
10	1.19	1.19	1.14	0.12
11	26.12	29.09	35.26	0.35
12	1.49	0.94	0.77	3.22
13	34.91	37.1	42.79	0.13
14	1.34	0.82	0.93	0.18
15	27.58	29.81	32.46	86.55

Iz tabele se može uočiti da se harmonici 3, 6, 9, 12 i 15 reda koji pripadaju nultoj sekvenci akumuliraju u neutralnom vodu. To dovodi do zaključka da nelinearna opterećenja,

čak i u sistemu koji je potpuno simetričan, dovode do opterećenja neutralnog voda i generalno imaju negativan uticaj.



Slika 4.5 Talasni oblik i spektar struje neutralnog voda

5 Zaključak

Karakterizacija nelinearnih opterećenja, merenje faktora snage i harmonijskog izobličenja zahteva upotrebu posebnih instrumenata i metoda. Akvizicioni moduli i kartice za personalne računare omogućili su realizaciju sistema za analizu nelinearnih opterećenja, baziranih na konceptu virtuelne instrumentacije. Ovakve realizacije su znatno jeftinije od klasičnih, namenskih instrumenata iste namene [64]. Prednosti su i fleksibilnost, mogućnost proširenja i funkcionalnost. Osnovni nedostatak ovakvog koncepta je nedostatak vremenskog determinizma u procesima merenja, u čemu su namenski instrumenti u prednosti.

U tezi je predstavljen novi koncept merenja veličina koje karakterišu nelinearne potrošače. Pristup objedinjuje značajne osobine klasičnih instrumenata – vremenski determinizam procesa i prednosti virtuelne instrumentacije.

U tabelama 5.1 i 5.2 su data poređenja nekih instrumenata za analizu kvaliteta električne energije dostupnih na tržištu [64]¹, upoređenih sa predstavljenim sistemom.

Tabela 5.1 prikazuje cenu, broj mernih kanala (struja i napon), opseg merenja - naponski, strujni i frekventni, kao i tip instrumenta (portabilan/desktop).

Tabela 5.2 prikazuje tipične primene datih instrumenata.

Poređeni instrumenti mere nekoliko različitih električnih veličina, snagu i kvalitativne parametre. Električne veličine koje instrumenti mere su frekvencija i efektivne vrednosti napona i struje. Kvalitativni parametri su faktor snage, THD_I i THD_V , K-faktor i crest faktor. Instrumenti imaju interfejs za povezivanje sa računarom, najčešće USB, GPIB ili RS-232.

Sistem za analizu polifaznih opterećenja je realizovan kao višeslojni sistem kod koga se kontrola akvizicije i fundamentalna analiza signala sprovodi na FPGA čipu. Brzina akvizi-

¹ Podaci u tabelama su iz 2010. godine. Cena sistema predstavljenog u tezi se odnosi na realizaciju portabilnog instrumenta, pri čemu je uzeta samo cena hardvera – moduli i kućište, bez softvera.

cije signala, vremenski interval usrednjavanja i maksimalna frekvencija (red harmonika) koja se uzima u izračunavanjima se mogu menjati u toku samog procesa merenja. Snage i kvalitativni parametri se izračunavaju na računaru sa RTOS. Za svaku fazu, sistem određuje 22 veličine u realnom vremenu koje se odnose na električne parametre, snagu i kvalitativne parametre. Izračunavaju se i sedam različitih veličina po kanalu (fazi) koje odgovaraju alternativnim definicijama reaktivne snage. Veličine amplituda i faze harmonika je moguće meriti za svaku električnu veličinu (struju ili napon) do stotog harmonika. Za celokupan trofazni sistem određuju se ukupno jedanaest parametara.

Tabela 5.1 Instrumenti za analizu kvaliteta električne energije na tržištu

Instrument	Cena (\$)	Kanali (faze)	Opseg merenja			Tip
			napon	struja	frekvencija	
Predstavljeni sistem	3177	3	0 - 300 V	10 mA – 5 A	50 kHz	portabilan
Chauvin Arnoux C.A 8335	5132	4	0 – 1200 V	10 mA – 60 kA (zavisno od senzora)	6.4 kHz (50 Hz), 7.68 kHz (60 Hz)	portabilan
ZES Zimmer LMG500	37325	8	3 V – 1000 V	20 mA – 32 A	10 MHz	desktop
Fluke 434	5343	3	0 - 1000 V	1 A – 400 A	>10 KHz	portabilan
AEMC 3945 PowerPad	3495	3	0 – 480 V	0 – 1200 A	6.4 kHz (50 Hz), 7.68 kHz(60 Hz)	portabilan
Hioki 3197	4506	3	0 – 600 V	0 – 5 kA (zavisno od senzora)	10.24 kHz	portabilan

Tabela 5.2 Primene instrumenata

Instrument	Primene
Predstavljeni sistem	Mali potrošači, DC i RMS merenja, harmonici (RMS, THD_v, THD_i), faktor snage (DPF, TPF), snaga (W, VA, VAr, alternativne definicije), crest faktor, snimanje podataka, implementiran kao virtuelni instrumnt
Chauvin Arnoux C.A 8335	Fliker, harmonici, K-faktor transformatora, merenja snage, fazorski dijagram
ZES Zimmer LMG500	Laboratorijski uređaj za analizu invertera, SMPS, osvetljenja i ostalih prekidačkih elektronskih kola
Fluke 434	Otklanjanje kvarova na terenu, održavanje i predviđanje, kvalitet servisa, dugoročne analize, analize opterećenja, procena potrošnje električne energije
AEMC 3945 PowerPad	Verifikacija mreže za distribuciju energije, merenje i snimanje parametara kvaliteta energije, energija, otklanjanje kvarova na panelima i uređajima u elektranama. praćenje rada transformatora, merenje harmonika, merenje nebalansiranih sistema, K-faktor
Hioki 3197	Snaga i faktor snage, aktivna i reaktivna snaga, zahtev za snagom, promene u opterećenju (sa grafičkom prezentacijom), struja i napon

Osim numeričkog oblika prezentovanja, sistem prikazuje karakteristične parametre u grafičkom obliku: talasne oblike signala, spektre (amplitudske i frekvencijske) i fazorski dijagram.

Dobijeni podaci se mogu snimiti na hard disk ili drugu spoljnu memoriju sistema za rad u realnom vremenu ili preko mreže proslediti računaru. Ova osobina omogućava veliku autonomiju sistema, koja zavisi od kapaciteta memorije na koju se smeštaju podaci.

Upravljanje procesom merenja i evidentiranje rezultata je moguće preko TCP/IP mreže. Ova osobina je pogodna kod analiza koje se sprovode u dužem vremenskom periodu na udaljenim lokacijama (trafo stanice, alternativni izvori energije van naseljenih mesta).

6 Rezime

Industriju elektronskih uređaja karakteriše dinamičan tehnološki razvoj. Ovako dinamičan napredak nije zabeležen u drugim tehnološkim sferama. Razvoj je eksponencijalan i može se kvantitativno predstaviti *Moore*-ovim zakonom, koji opisuje dugoročni trend: broj aktivnih komponenti na integrisanom kolu će se udvostručivati svakih osamnaest meseci, pri čemu će cena proizvodnje ostati nepromenjena. Trend je aktuelan skoro pola veka i nastaviće se i narednih godina. *Moore*-ov zakon se može dovesti u direktnu vezu sa mogućnostima digitalnih elektronskih uređaja – procesorskom snagom, kapacitetom memorije, rezolucijom senzora, i slično. Eksponencijalni napredak je imao veliki uticaj na svetsku ekonomiju i doveo do značajnih promena u društvu i načinu života. Pomenute promene se ogledaju u značajnom padu cena i većoj dostupnosti elektronskih uređaja. Iz tih razloga, udeo elektronskih uređaja u potrošnji električne energije je sve veći.

Elektronski uređaji predstavljaju kompleksna elektronska kola sačinjena od aktivnih poluprovodničkih elemenata, za čiju polarizaciju je neophodan jednosmeran napon. Električna energija se krajnjim korisnicima isporučuje preko trofaznog naizmeničnog sistema. Trofazni naizmenični sistem je pogodan za transfer energije od proizvođača do krajnjeg korisnika, ali nije direktno primenljiv za napajanje elektronskih uređaja: neophodno je konvertovati naizmenični napon sinusnog talasnog oblika u konstantan, jednosmerni. Ovu funkciju obavljaju konvertori napajanja, koji mogu biti različito realizovani: pomoću klasičnog transformatora ili kao prekidački izvori (Switched-Mode Power Supplies, SMPS) koji imaju struju impulsnog oblika. Izvori se u cilju analize mogu predstaviti kao četvoropoli čija ulazna impedansa ima reaktivni i nelinearni karakter. Karakterizacija konvertora napajanja u elektroenergetskoj mreži predstavlja analizu nelinearnog opterećenja, koja podrazumeva određivanje električnih veličina, snage i kvalitativnih parametara – faktora snage i faktora harmonijskih izobličenja.

U linearnim kolima, koja se sastoje od linearnih opterećenja, struje i naponi su sinusnog oblika tako da faktor snage zavisi samo od fazne razlike između struje i napona. Kod nelinearnih opterećenja, spektar struje je složen i u njemu se osim osnovnog harmonika pojavljuju i viši harmonici čija je frekvencija celobrojni umnožak osnovne frekvencije. Pojam faktora snage mora biti generalizovan, tako da se govori o totalnom, faktoru snage

izobličenja ili pravom faktoru snage u kome prividna snaga zavisi od svih harmonika. Ova kva definicija je neophodna u analizi realnih sistema napajanja koja koriste nelinearna opterećenja, posebno prekidačkih konvertora.

Fazna razlika između napona i struje, kao i nelinearnima izobličenja imaju kumulativan, negativan uticaj na elektroenergetski sistem u celini. Iz tog razloga, industrijski standardi regulišu dozvoljene granice (minimum) faktora snage. Paradigmatični primer konvertora napona je prekidačko napajanje personalnog računara snage od 150W do 500W. Prekidačko napajanje sa pasivnom korekcijom faktora snage može dostići faktor snage od 0,7 do 0,75, napajanja sa aktivnom korekcijom do 0,99, dok napajanja bez korekcije faktora snage imaju faktor snage od 0,55 do 0,65 u najboljem slučaju.

Imajući u vidu činjenicu da je problem harmonijskih izobličenja postaje sveprisutan, može biti razmatran na nivou celokupnog elektroenergetskog sistema ili lokalno, određivanjem karakteristika samih opterećenja.

Analiza nelinearnih opterećenja zahteva specijalnu opremu i instrumente. Klasični instrumenti će pokazati pogrešne vrednosti prilikom merenja naizmeničnih struja i napona kroz nelinearno opterećenje, tako da će i faktor snage biti pogrešno izračunat. U ovakvom slučaju mora biti korišten instrument za merenje efektivnih vrednosti struje i napona, koji uzima u obzir i više harmonike.

U ovoj tezi je dat pregled savremenih metoda i algoritama za analizu signala u frekvenzijskom domenu. Definisani su parametri i veličine koji kvantitativno opisuju nelinearna opterećenja u monofaznim i polifaznim kolima. Posebno su predstavljene alternativne definicije reaktivne snage i metodi njihovog izračunavanja. Predstavljen je novi pristup analizi polifaznih opterećenja: sistem za karakterizaciju parametara nelinearnih potrošača koji je fleksibilan, skalabilan i sa naprednim opcijama.

Realizovani sistem objedinjuje prednosti virtuelne instrumentacije i osobinu klasičnih mernih instrumenata – vremenski determinizam procesa merenja. Hardver sistema je baziran na akvizicionim modulima i FPGA (*Field Programming Gate Array*) kolu za upravljanje procesom akvizicije. Softver sistema je implementiran u dva nivoa, na operativnom sistemu za rad u realnom vremenu i operativnom sistemu opšte namene. Ovakva realizacija omogućava određivanje velikog broja parametara koji karakterišu nelinearna opterećenja, koje nije moguće klasičnim instrumentima. Ova osobina je posebno od značaja kod izračunavanja alternativnih definicija reaktivne snage. Sistem je skalabilan; može se nadograditi kako u broju parametara koje se određuju i broju nezavisnih kanala (faza) na kojima se merenja vrše, tako i u funkcionalnosti. Sistem je otvoren; može se prilagoditi za kompenzaciju harmonijskih komponenti ili za *hardware-in-the-loop* simulacije. Sistem je fleksibilan; implementiran je na različitim platformama i prilagodljiv različitim namenama: kao laboratorijski instrument za merenja u realnom vremenu (PXI kontroler sa PXI-7813R FPGA karticom i ekspanzionim kućištem), kao kompaktni sistem za industrijsku primenu u realnom vremenu (automatizacioni programibilni kontroler) ili jednostavan

portabilni instrument sa interfejsom za računar. Novi sistem se sastoji od tri celine: podsistema za akviziciju, aplikacije za izračunavanje parametara u realnom vremenu i virtuelnog instrumenta za analizu i prezentaciju podataka.

Podsistem za akviziciju je hardverski podsistem koji se sastoji od izolovanih akvizicionih modula koji vrše kondicioniranje i A/D konverziju trenutnih vrednosti električnih veličina, FPGA integrisanog kola i interfejsa za računar ili programibilni automatizacioni kontroler. Rezolucija A/D konverzije je 24-bitna, brzina smplovanja 50 kSa/s, opseg naponskih kanala ± 300 V, opseg strujnih kanala ± 5 A. Funkcija FPGA kola je upravljanje akvizicijom i harmonijska analiza struje i napona.

Aplikacija za izračunavanje parametara u realnom vremenu ima funkciju određivanja snage i kvalitativnih parametara i skladištenja podataka. Aplikacija se izvršava na operativnom sistemu za rad u realnom vremenu.

Virtuelni instrument za analizu i prezentaciju podataka predstavlja korisnički interfejs sistema. Podsistem se izvršava na operativnom sistemu opšte namene koji može biti fizički odvojen od podsistema za akviziciju i obradu podataka, komunikacija je ostvarena preko TCP/IP protokola. Vrednosti dobijene akvizicijom i izračunavanjem se predstavljaju u numeričkom i grafičkom obliku.

U okviru teze je prikazana i primena sistema. Analizirana su karakteristična nelinearna monofazna (prekidački izvori, CFL, računari) i trofazna opterećenja sa ciljem da se predstavljaju sve mogućnosti sistema.

7 Summary

Electronic devices industry is characterized by a very dynamic growth. Such quick advancement is not recognized in other technological branches. It is exponential and it can be represented by Moore's law, which describes long-term tendency: the number of active components integrated on circuit doubles every eighteen months, keeping constant production price. This trend stands almost fifty years, and it will stand in the near future. Moore's law is closely related to electronic device's properties: processor speed, memory capacity, resolution, etc. Exponential growth had immense impact on world economy and it led to significant changes in lifestyle. Consequently, electronic devices are cheaper and more available on the market. As a result, electronic equipment takes a bigger portion in overall power consumption.

Electronic devices are complex circuits, consisting active semiconductor components that require direct current for polarisation. Electric energy is delivered to end users using three-phase alternating current distribution. Three-phase distribution is suitable for electric power transfer; however it cannot be directly applied to electronic circuits. Alternating current must be converted to direct current, using AC/DC power converters. Converter is electric circuit containing transformer, or switch mode power supply drawing power from the mains in pulses hence it is nonlinear. It can be analysed as two-port network with reactive and nonlinear impedance. Characterisation of power converter is performed by means of determining electrical quantities, power and power quality parameters – power factor and total harmonic distortion.

In linear circuits, consisting of linear loads, the currents and voltages are sinusoidal and the power factor effect arises only from the difference in phase between the current and voltage. When nonlinear loads are present one should introduce new quantities in the calculations emanated by the harmonics and related power components. Now the power factor can be generalized to a total or true power factor where the apparent power, in-

volved in its calculations, includes all harmonic components. This is of importance in characterization and design of practical power systems which contain non-linear loads such as rectifiers, and especially, switched-mode power supplies.

Phase difference between current and voltage, as well as harmonic distortion has negative impact on distribution system. Therefore, industry standards regulate the limits (minimum) of power factor. One of the most paradigmatic examples is personal computer that typically includes switched-mode power supply (SMPS) with output power ranging from 150 W to 500 W. SMPS with passive power correction factor (PFC) can achieve power factor of about 0.7–0.75, SMPS with active PFC – up to 0.99, while SMPS without any PFC has power factor of about 0.5–0.65 in the best.

Since the problem of distortion becomes ubiquitous, it can be either observed at the distribution system level, or one has to take local measurement of the properties of this kind of loads.

Measurement of power factor and distortion, however, usually requires dedicated equipment. For example, use of a classical ammeter will return incorrect results when attempting to measure the AC current drawn by a non-linear load and then calculate the power factor. A true RMS multimeter must be used to measure the actual RMS currents and voltages and apparent power. To measure the real power or reactive power, a wattmeter designed to properly work with non-sinusoidal currents must be also used.

Contemporary methods and algorithms for spectrum analysis are presented in this thesis. The basic definitions of parameters describing nonlinear loads in one-phase and three-phase circuits are introduced. Alternative definitions for reactive power and their calculation methods are elaborated. A new approach to polyphase load analysis is presented: system for nonlinear load characterization which is flexible, scalable, with advanced options.

The solution introduced in the thesis brings all benefits of virtual instrumentation, keeping main advantage of classical instrument – determinism in measurement. The hardware component of the system is implemented using field programming gate array (FPGA) in control of data acquisition. The software part is implemented in two stages, executing on real-time operating system and general purpose operating system. Described realization provides possibility for calculating a large number of parameters that characterize nonlinear loads, which is impossible using classical instruments. This is of great importance particularly in calculation of alternate definitions of reactive power. The system is scalable; it can be upgraded in number of calculated parameters, as well as in number of independent measurement channels or functionality. The system is open; it can be modified to be a part of harmonic compensation circuitry or aimed for hardware-in-the-loop simulations. The system is flexible; it is implemented on different platforms for different purposes: as laboratory equipment for real time measurements (PXI controller equipped with PXI-7813R FPGA card and expansion chassis), as compact industrial device for real

time operation (installed on programmable automation controller) or simple portable instrument equipped with computer interface. It consists of three subsystems: acquisition subsystem, real time application for parameter calculations and virtual instrument for additional analysis and data manipulation.

Acquisition subsystem consists of acquisition modules for A/D conversion, FPGA circuit and interface for computer or programmable automation controller. A/D resolution is 24-bit, with 50 kSa/s sampling rate and dynamic range ± 300 V for voltages and ± 5 A for currents. Function of FPGA circuit is acquisition control and harmonic analysis.

Real time application calculates power and power quality parameters deterministically and save calculated values on local storage. The application is executed on real time operating system.

Virtual instrument for additional analysis and data manipulation represents user interface of described system. It runs on general purpose operating system, physically apart from rest of the system. Communication is achieved by TCP/IP. Parameters and values obtained by means of acquisition and calculations are presented numerically and graphically.

The usage of the system is also described. Nonlinear single-phase (SMPS, LED, CFL) and three-phase loads are examined in order to present all possibilities of new system.

8 Literatura i reference

- [1] Tesla, N.: System of Electrical Power Transmission. U.S. Patent 0,511,560 United States of America, 26 December 1893. Transmission System.
- [2] McNichol, T.: AC/DC: The Savage Tale of the First Standards War., John Wiley and Sons, 2006. ISBN 978-0-7879-8267-6.
- [3] IEEE: "AC vs. DC: The Struggle for Power." IEEE Global History Network. [URL] 21 July 2011. http://www.ieeeahn.org/wiki/index.php/AC_vs._DC.
- [4] Ghassemi, F.: "Should the Theory of Power be Reviewed." L'Energia Elettrica, 2004, No. 81, pp. 85-90.
- [5] De Almeida, A. T.: "Understanding Power Quality." Home Energy Magazine Online, 1993, no. 10.
- [6] Freeman, L.: "The Changing Nature of Loads and the Impact on Electric Utilities." New Orleans, USA, 2009. Tech Advantage Expo - Electronic Exhibition and Conference 2009.
- [7] Miller, J.: The Smart Grid – How Do We Get There? Smart Grid News. [URL] 26 June 2008. <http://www.smartgridnews.com/>.
- [8] Dokić, B. L.: Energetska elektronika, pretvarači i regulatori. Banja Luka, Elektrotehnički fakultet, 2000. ISBN 86-7122-021-4.
- [9] Beaty, W. H., Fink, G. D.: Standard handbook for electrical engineers. New Yourk, McGraw-Hill, 2007.
- [10] Mohd F., Mohammed, i drugi: "Effects of Appliances to Voltage, Current, Power Factor and Harmonic Distortion." Journal of Engineering Research and Education, Kolej Universiti Kejuruteraan Utara Malaysia, 2004, Vol. 1, pp. 55-64. ISSN 1823-2981.

- [11] Tumiran, H. T., Dultudes, M.: "The Effect Of Harmonic Distortion To Power Factor." Institute Teknologi Bandung, Indonesia, 2007., Proc. of the International Conference on Electrical Engineering and Informatics. pp. 834–837.
- [12] Moschopoulos, G.: "Single-Phase Single-Stage Power-Factor-Corrected Converter Topologies." IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2005, No. 52, pp. 23-35.
- [13] Fernández A., i drugi: "Dynamic Limits of a Power-Factor Preregulator." IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2005., No. 52, pp. 77-87.
- [14] Vlahinić, S., Brnobić, D., Vučetić, D.: "Measurement and Analysis of Harmonic Distortion in Power Distribution Systems." Electric Power Systems Research, 2009, No. 79, pp. 1121–1126. doi:10.1016/j.epsr.2009.02.004.
- [15] Adamo, F., i drugi.: "A Virtual Instrument for the Electric Power Monitoring in the Distributing Network." Iashi, Romania, 2007., Proc. of the 15th Symposium on Novelties in Electrical Measurements and Instrumentation.
- [16] Batista, J., Afonso, J. L., Martins, J. S.: "Low-Cost Power Quality Monitor Based on a PC." Rio de Janeiro, Brazil : s.n., 2003. Proc. of ISIE'2003 - IEEE International Symposium on Industrial Electronics. No. 1, pp. 323-328.
- [17] Tang, Q., i drugi.: "Design of Power Quality Monitoring System Based on LabVIEW." Zhangjiajie, Hunan, China, 2009., Proc. of International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation. No. 1, pp. 292-295.
- [18] Bilik, P., Koval, L., Hajduk, J.: "CompactRIO Embedded System in Power Quality Analysis." Wisla, Poland, 2008., Proc. of the International Multiconference on Computer Science and Information Technology. pp. 577-580.
- [19] Wakileh, G. J.: "Harmonics in Power Systems - Their Causes." Power Systems Harmonics - Fundamentals, Analysis and Filter Design, Springer, 2001., pp. 45-78.
- [20] Wakileh, G. J.: "Effects of Harmonics Distortion on Power Systems." Power Systems Harmonics - Fundamentals, Analysis and Filter Design, Springer, 2001., pp. 81-103.
- [21] Mitrinović, D. S.: Predavanja o redovima. Građevinska knjiga, 1984.
- [22] LaWhite, N., Ilić, M. D.: "Vector Space Decomposition of Reactive Power for Periodic Nonsinusoidal Signals." IEEE Transactions on Circuits and Systems – I: Fundamental Theory and Applications, April 1997, Vol. 4, No. 44.
- [23] Mitrinović, D. S., Kečkić, J. D.: Jednačine matematičke fizike. Nauka, 1994.
- [24] Rauscher, C.: Fundaments of Spectrum Analysis. München, Rhode & Schwartz, 2008. ISBN 978-3939837-01-5.
- [25] Antonesei, P. Minciunescu, G.: "Novel harmonic analysis method for smart metering." Electronic Engineering Times Europe, June 2011, pp. 42-44.

- [26] Terzija, V., i drugi: "Digital Metering of Power Components According to IEEE Standard 1459-2000 Using the Newton-Type Algorithm." IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, pp. 2717-2724, December 2007, Vol. 6, No. 56.
- [27] Terzija, V., Stanojevic, V.: "Two-Stage Improved Recursive Newton-Type Algorithm for Power-Quality Indices Estimation." IEEE Transactions on Power Delivery, July 2007, No. 3, Vol. 22, pp. 1351-1359.
- [28] Terzija, V., Stanojević, V.: "STLS Algorithm for Power-Quality Indices Estimation." IEEE Transactions on Power Delivery, April 2008, No. 2, Vol. 23, pp. 544-552.
- [29] Kusljević, M. D.: "Simultaneous Frequency and Harmonic Magnitude Estimation Using Decoupled Modules and Multirate Sampling." IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, April 2010, No. 4, Vol. 59, pp. 954 - 962.
- [30] Goertzel, G.: "An Algorithm for the Evaluation of Finite Trigonometric Series." The American Mathematical Monthly, January 1958, No. 1, Vol. 65, pp. 34-35.
- [31] Terzija, V., Đurić, M.: "Direct estimation of voltage phasor, frequency and its rate of change using Newton's iterative method." Journal of Electric Power Energy Systems, 1994, No. 6, Vol. 16, pp. 423-428.
- [32] IEEE Power Engineering Society: IEEE Trial-Use Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions. IEEE Std. 1459-2000, 30. January 2000.
- [33] IEEE Power Engineering Society: IEEE Trial-Use Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions. IEEE Std. 1459-2010, 2. February 2010.
- [34] Czarnecki, L. S.: Harmonics and Power Phenomena. J. Wiley and Sons Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, 1999.
- [35] Emanuel, A. E., Power Definitions and the Physical Mechanism of Power Flow. J. Wiley and Sons, 2010. ISBN 978-0-470-66074-4.
- [36] Balci, M. E., Hocaoglu, M. H.: "Quantitative comparison of power decompositions." Electric Power Systems Research, 2008, No. 78, pp. 318-329.
- [37] Budeanu C. I.: "Reactive and Fictitious Powers." Rumanian National Institute, 1927, No. 2.
- [38] Fryze, S. i drugi: "Elektrischen Stromkreisen Mit Nichtsinusoidalformigem Verlauf von Strom und Spannung." Elektrotechnische Zeitschriji, 1932, No. 53, Vol. 25, pp. 596-599.
- [39] Kimbark, E. W.: Direct Current Transmission. J. Wiley and Sons, 1971.
- [40] Shepard, W., Zakikhani, P.: "Power Factor Correction in Nonsinusoidal Systems by the Use of Capacitance." Journal of Physics D: Applied Physics, 1973, No. 6, pp. 1850-1861.

- [41] Sharon, D.: "Reactive Power Definition and Power-factor Improvement in Nonlinear Systems." 1973. Proc. of InsVol. Electric Engineers. Vol. 120, pp. 704-706.
- [42] Depenbrock, M., "The FBD-Method, A Generally Applicable tool for Analyzing Power Relations," IEEE Trans. On Power Systems, Vol. 8, No. 2, 1993, pp. 381-87
- [43] Kusters, N. L., Moore, W. J. M.: "On the Definition of Reactive Power Under Nonsinusoidal Conditions." IEEE Trans. Power Apparatus Systems, 1980, No. 99, Vol. 5, pp. 1845-1854.
- [44] Czarnecki, L. S.: "Powers in Nonsinusoidal Networks: Their Interpretation, Analysis and Measurement." IEEE Trans. Instrumental Measurements, 1990, No. 39, Vol. 2, pp. 340-345.
- [45] Czarnecki, L. S.: "Physical Reasons of Currents RMS Value Increase in Power Systems With Nonsinusoidal Voltage." IEEE Trans. in Power Delivery, 1993, No. 8, Vol. 1.
- [46] Akagi, H., Kanazawa, Y., Nabae, A.: "Instantaneous Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices without Energy Storage Components." IEEE Transactions in Industry Applications, May/June 1984, Vol. 20, pp. 625-630.
- [47] Watanabe, E. H., Stephan, R. M., Aredes, M.: "New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads." IEEE Transactions in Power Delivery, April 1993, No. 2, Vol. 8, pp. 697-703.
- [48] Aredes, M., Watanabe, E. H.: "New Control Algorithms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filters." IEEE Transactions in Power Delivery, July 1995, No. 3, Vol. 10, pp. 1649-1656.
- [49] Herrera, R. S. i drugi: "Instantaneous Reactive Power Theory: A New Approach Applied to N Wire Systems." 2007. ISIE 2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. pp. 2457 -2462.
- [50] Afonso, J. L., Freitas, M. J. S., Martins, J. S.: "p-q Theory Power Components Calculations." Rio de Janeiro, 2003. ISIE'2003 - IEEE International Symposium on Industrial Electronics. ISBN 0-7803-7912-8.
- [51] Czarnecki, L. S.: "Comparison of the Instantaneous Reactive Power, p-q, Theory with Theory of Current's Physical Components." Archiv für Elektrotechnik, February 2004, No. 1, Vol. 85, pp. 21-28.
- [52] Czarnecki, L. S.: "On some misinterpretations of the Instantaneous Reactive Power p-q Theory." IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, No. 3, Vol. 19, pp. 828-836.
- [53] Rosenblum, M., Waldspurger, C.: "I/O Virtualization." Communications of the ACM, Association for Computing Machinery, January 2012, No. 1, Vol. 55, pp. 66-72. ISSN 0001-0782.

- [54] Wikipedia: History of CP/CMS. Wikipedia. [URL] http://en.wikipedia.org/wiki/History_of_CP/CMS.
- [55] VMware: Virtualization. VMware Web Site. [URL] <http://www.vmware.com/virtualization/>.
- [56] National Instruments: "NI 9225 Operating Instructions and Specifications."
- [57] National Instruments: "NI 9227 Operating Instructions and Specifications."
- [58] National Instruments: "NI PXI-7813R R Series Digital RIO with Virtex-II 3M Gate FPGA."
- [59] Yoo, S., Park, M., Yoo, C.: "A Step to Support Real-Time in Virtual Machine." 2009. CCNC'09 Proceedings of the 6th IEEE Conference on Consumer Communications and Networking Conference. pp. 405-411. ISBN 978-1-4244-2308-8.
- [60] Jarvis, C., Kinsella, K., Timpanaro, P.: "Phar Lap ETS™ – An Industrial-Strength RTOS White Paper."
- [61] National Instruments: "LabVIEW Real-Time." National Instruments WEB Page. [URL] <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/2381>.
- [62] National Instruments: "NI cDAQ-9174 NI CompactDAQ 4-Slot USB Chassis."
- [63] National Instruments: "LabVIEW System Design Software."
- [64] Dimitrijević, M. A., Litovski, V. B.: "Power Factor and Distortion Measuring for Small Loads Using USB Acquisition Module." Journal of Circuits, Systems, and Computers, World Scientific Publishing Company, 2011, No. 5, Vol. 20, pp. 867-880. ISSN 0218-1266.
- [65] Etezadi-Amoli, M., Florence, T. Sr.: "Power factor and harmonic distortion characteristics of energy efficient lamps." IEEE Transactions on Power Delivery, 1989, No. 4, pp. 1965–1969.
- [66] Dimitrijević, M., Litovski, V.: "Quantitative Analysis of Reactive Power Definitions for Small Non-linear Loads." Niš, 2012., Proc. of Small System Simulation Symposium 2012, pp. 158-164.
- [67] Dimitrijević, M. i drugi: "ICT and Power: Synergy and Hostility." Proceedings of 01th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services - TELSIS.1102 . Vol. ,1 pp. 591-681. ISBN 978-1-6102-7754-1
- [68] Nieto-Taladriz, O., i drugi: "Energy Profile of a Personal Computer." Zlatibor , 2012., Zbornik LVI konferencije ETRAN.
- [69] Milojković, J., Dimitrijević, M., Litovski, V.: "Eko-projektovanje elektronske opreme - gubici u standby režimu." Novi Sad, 2011., Proceedings of 16th International Symposium POWER ELECTRONICS Ee2011. Vol. EE1, pp. 1-6. ISBN 978-86-7892-356-2.