

УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

Горан Ч. Ђукић

**РОБУСНА ОБРАДА СИГНАЛА У
ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТСКИМ СИСТЕМИМА**

докторска дисертација

Београд, 2016

UNIVERSITY OF BELGRADE
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Goran Č. Đukić

**ROBUST SIGNAL PROCESSING IN
ELECTRICAL POWER SYSTEMS**

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2016

Менор:

Др Бранко Ковачевић, редовни професор, Електротехнички факултет, Универзитет у Београду

Чланови комисије за јавну одбрану:

1. Др Бранко Ковачевић, редовни професор, Електротехнички факултет, Универзитет у Београду
2. Др Никола Рајаковић, редовни професор, Универзитет у Београду – Електротехнички факултет
3. Др Александар Чукарић, ванредни професор, Универзитет у Приштини са привременим седиштем у Косовској Митровици – Факултет техничких наука у Косовској Митровици
4. Др Драгутин Саламон, ванредни професор у пензији, Универзитет у Београду – Електротехнички факултет
5. Др Предраг Стефанов, доцент, Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

Датум јавне одбране: _____

Робусна обрада сигнала у електроенергетским системима

Резиме

Обрада сигнала у електроенергетским системима, а посебно робусни приступ у овом сегменту, представља значајну и актуелну тему јер у оквиру данашњих електроенергетских система имплементација савремених техничких решења захтева и условљава све мање присуство људског фактора како би се постигао максималан квалитет у производњи, преносу и дистрибуцији електричне енергије и како би се минимизирали ризици од кварова и хаварија не елементима и постројењима система. Да би се обезбедила највећа расположивост у свим сегментима електроенергетског система, која у значајној мери зависи не само од примењених управљачко рачунарских система него суштински и од употребљене опреме у пољу (примарна опрема у електроенергетским објектима, сензори, актуатори) потребно је располагати и са унапређеним системима за рану детекцију и превенцију нежељених режима и отказа кључне примарне опреме да би се предупредила тежа хаваријска стања и како би се благовремено реаговало на реалне поремећаје у систему и да би се на тај начин спречили већи застоји у раду свих подсистема електроенергетског система. У основи побројаних захтева и примењених методологија и решења је квалитетна обрада великог броја величина и сигнала, како електричних тако и неелектричних, који егзистирају у електранама, преносној електроенергетској мрежи и у електродистрибутивном сектору а за најразличитије сегменте примене: мерења, управљања, дијагностике стања примарне опреме, заштите, али и за велики број системских апликација које раде у on-line (у реалном времену) или off-line моду.

Дисертација је показала да робусна методологија обраде сигнала у савременим електроенергетским системима представља оптимално, адекватно и технички прихватљиво решење чијом се применом ефикасно отклањају ограничења и недостаци класичне методологије обраде сигнала у временском домену, у контексту имуности на присуство лоших мерења манифестованим кроз импулсни шум и outlier-е, чији се број у данашње време рапидно повећава, која су редовна појава у пракси и експлоатацији високонапонских електроенергетских објеката. Класичне методологије обраде сигнала у електроенергетским системима у временском домену, доминантно до сада примењиване у инжењерској пракси, засноване су на нормалној расподели шума мерења што их чини неефикасним и практично неприменљивим у случајевима присуства импулсних поремећаја и outlier-а. У дисертацији развијени адаптивни рекурзивни М-

робусни алгоритам поменуто ограничења класичних методологија решава полазећи од чињенице да шум мерења практично подлеже контаминираној нормалној расподели, односно нормалној расподели са отежалим крајевима која у свом централном делу одговара Гаусовој расподели а на крајевима подлеже Лапласовој расподели. Сходно томе предложени адаптивни рекурзивни М-робусни алгоритам је изведен из принципа максималне веродостојности којим је ефикасна естимација, односно идентификација, непознатих параметара сигнала реализована максимизирањем условне функције густине вероватноће мерења. Робусност предложеног решења је базирана на адекватно изабраној функцији утицаја која се процењује на погодну одабраним секвенцама мерења и којом се класификују и сузбијају компоненте лоших мерења. Субоптималност предложеног решења је базирана на усвајању одређене класе расподеле из које стохастички процес шума мерења може потицати.

Развијена методологија омогућава ефикасну обраду реалних сигнала и практичну имплементацију у оквиру савремених микропроцесорских уређаја широко распрострањених у бројним применама у електроенергетским системима: мониторингу и дијагностици стања кључних елемената овог система, раној детекцији квара и опасних радних режима као и отказа на високонапонској опреми, мерењима, надзору над квалитетом електричне енергије, бројним управљачким функцијама у надређеним диспечерским центрима различитих хијерархијских нивоа управљања. Имплементација предложеног адаптивног рекурзивног М-робусног алгоритма се показала у потпуности компатибилном и сврсисходном у оквиру сигурносног концепта управљања савременим електроенергетским системима јер се развијени алгоритам ефикасно носи са појавама великих реализација лоших мерења, односно са појавама outlier-а и импулсног шума високог интензитета, и омогућава задовољавајући квалитет у обради сигнала што је императив у оквиру прокламованог концепта управљања.

Најважнији остварени доприноси у дисертацији су: валидација доказа проистеклог на бази аналитичког критичког приступа становишту функционалне реализације сигурносног концепта управљања електроенергетским системима да традиционално коришћени класични естиматори параметара сигнала у овом систему не омогућавају адекватну обраду сигнала за потребе овог концепта у присуству грешака мерења великог интензитета, које се означавају као outlier-и, чија расподела значајно одступа од подразумеване нормалне расподеле; развој новог концепта, који омогућава ефикасан третман outlier-а; нови приступ у обради сигнала у електроенергетским системима, у

виду робусне методологије конципиране на естиматору типа максималне веродостојности, када имамо присуство апострофираних грешака мерења великог интензитета чија расподела значајно одступа од подразумеване нормалне расподеле што је ситуација која се има у највећем броју реалних случајева, којом се у потпуности превазилази недостатак класичних естиматора; развој и имплементација новог оптималног адаптивног рекурзивног М-робусног алгоритма за обраду сигнала у електроенергетском систему у временском домену, који ефикасно решава проблем присуства лоших мерења код којих дистрибуција грешака мерења значајније одступа од нормалне расподеле; валидација ефикасности и предности предложеног алгоритма, у односу на класичне, до сада стандардно коришћене алгоритме за обраду сигнала у електроенергетском систему у временском домену; развој генерализованог М-робусног естиматора за идентификацију параметара сигнала електроенергетског система као мултиваријабилног система за потребе системских апликација које су од практичног интереса за рад система у реалном времену; развој и валидација рутине за заштиту синхроних генератора великих снага, базираној на прорачуну инверзне компоненте струје, од свих врста асиметричних радних режима; развој и евалуација робусног приступа за статичку естимацију параметара синхроних машина као нове дијагностичке функције реалног времена; развој и евалуација специјалне рутине која је базирана на анализи звука АРМР алгоритмом за дијагностику стања енергетских трансформатора; развој и евалуација новог приступа у конципирању функције усмерене прекострујне заштите и фреквентне заштите; развој и евалуација новог приступа у реализацији функције дистантне заштите и локације места квара на високонапонским водовима; развој и евалуација новог приступа у детекцији кварова преко високоомске импедансе у електроенергетским системима, превасходно у средњенапонским мрежама; развој и евалуација новог приступа у реализацији функције диференцијалне заштите енергетских трансформатора великих снага.

Кључне речи: Електроенергетски системи, Обрада сигнала, Робусна М-естимација, Адаптивни рекурзивни М-робусни алгоритам, Outlier-и и импулсни шум

Научна област: Електротехника

Ужа научна област: Управљање и обрада сигнала у електроенергетским системима

УДК број: 621.3

Robust Signal Processing in Electrical Power System

Abstract

Signal processing in electrical power system, especially the robust signal processing in this segment, presents significant and state-of-the-art topic since implementation of modern technical solutions in power systems requires less and less human involvement in order to achieve maximum quality in the power generation, transmission and distribution and to minimize the risk of faults and damage of power system elements and power substations. In order to achieve maximum availability in all segments of power system, which depends not only on the applied control systems but on the applied equipment (primary equipment in power systems, sensors, actuators) as well, it is necessary to have improved systems for the early detection and prevention of undesired regimes and main primary equipment failure in order to prevent difficult breakdowns and to react on time on real system disturbance, and all in order to prevent higher interrupts in operation of all power system subsystems. The essence of mentioned requirements and applied methodologies and solutions is high quality huge scale signal processing of values and signals, both electric and non-electric, which exist in power plants, transmission and distribution systems. High quality signal processing has various segments of application: measuring, control, primary equipment diagnostic, protection and for various system applications which works in on-line as well as in off-line mode.

The dissertation has shown that robust methodology of signal processing in state-of-the-art power systems presents optimal, adequate and technically acceptable solution. Limitations and disadvantages of classical methodology of signal processing in time domain, in the context of immunity to the presence of bad measurements that are manifested through the impulse noise and outliers, are efficiently eliminated with this robust methodology. It is important to notice that the presence of impulse noise and outliers is constantly growing, and its occurrence is very common in today's practice and exploitation of high voltage electrical power systems. Classical signal processing methodologies in electrical power systems in the time domain, which are mostly applied in the engineering practice, are based on normal distribution of measuring noise. This makes them non-efficient and practically non-applicable when impulse noise and outliers occur. Adaptive recursive M-robust algorithm presented in the dissertation resolves early mentioned limitations by acknowledging a fact that measuring noise represents contaminated normal distribution – normal distribution with weighted ends, which can be modeled by Gaussian distribution in the middle and Laplace distribution at its ends. Based on this fact, described adaptive recursive M-robust algorithm is derived from principle of maximal

likelihood and provides efficient estimation and identification of unknown signal parameters by maximizing conditioned measurement probability density function. The robustness of the proposed solution is based on adequately chosen influence function which is evaluated with suitable selected sequences of measurements and which classify and restrain components of bad measurements. Sub-optimization of proposed solution is based on the assumption of certain classes of distribution from which stochastic process of measuring noise could be derived.

Developed methodology enables efficient real signal processing and practical implementation within modern microprocessor devices widely installed in various applications in electric power systems: monitoring and diagnostic of vital power system elements, early fault and dangerous operation modes detection as well as high voltage equipment malfunction, measurements, power quality monitoring, various control functions in main control centers for different hierarchical levels of control. Implementation of the described adaptive recursive M-robust algorithm has been confirmed as compatible and practical within state-of-the-art electrical power system control security concept since developed algorithm is efficient in presence of high-intensity bad measurements – outliers and high-intensity impulse noise and, what is the most important, it provides sufficient signal processing quality.

The most important contributions presented in this thesis are the following: Validation of argument, based on the analytical critical approach to functional realization of secure concept of electrical power system control, that commonly used classical estimators of signal parameters in this system don't provide adequate signal processing when high-intensity measuring errors – outliers occurs; Development of the novel concept which treats outliers efficiently; Novel approach in signal processing in electrical power systems based on usage of robust methodology, conceptualized on maximal likelihood estimator, which resolves disadvantages of classical estimators in presence of high-intensity measuring errors (distribution of these errors significantly differs from assumed Normal distribution in the most of the real cases); Development and implementation of the novel optimal adaptive recursive M-robust algorithm for signal processing in electrical power systems in the time domain, which efficiently resolves the problem of the presence of bad measurements which have a distribution significantly different than Normal distribution; Validation of efficiency and advantages of the proposed algorithm compared to the classic ones which are commonly used for signal processing in electrical power system in the time domain up to now; Development of general M-robust estimator for signal parameters identification in electrical power system as one multivariable system for the purposes of system applications which are practically needed for

the system operation in the real time; Development and validation of the routine for the high-power synchronous generator protection, based on negative sequence current calculation, for all kind of asymmetrical operating regimes; Development and validation of the robust approach for statical synchronous machine parameter estimation as novel diagnostic function in the real time; Development and validation of the special routine based on sound processing with ARMR algorithm for power transformers condition diagnostic; Development and evaluation of novel approach in conceptualizing directional overcurrent and frequency protection; Development and evaluation of novel approach in realization of distance protection and detection of fault location on high voltage lines; Development and evaluation of novel approach for high impedance fault detection, mostly in middle voltage networks; Development and evaluation of novel approach in realization of high-power power transformer differential protection;

Key words: Electrical Power Systems, Signal Processing, Robust M-estimation, Adaptive Recursive M-robust Algorithm, Outliers and Impulse Noise

Scientific field: Electrical engineering

Specific scientific field: Control and signal processing in electrical power system

UDK: 621.3

Садржај

1	Увод	1
2	Опште поставке примене робусних метода обраде сигнала у електроенергетском систему.....	7
2.1	Задатак примене робусних метода обраде сигнала у електроенергетском систему.....	18
2.1.1	Концепт робусне естимације	18
2.1.1.1	Квалитет робусности.....	18
2.1.1.2	Локална робусност-функција утицаја.....	19
2.1.1.2.1	Осетљивост на велике грешке	23
2.1.1.2.2	Осетљивост на локални померај	24
2.1.1.2.3	Тачка одбацивања.....	24
2.1.1.3	Општа робусност-преломна тачка естиматора.....	25
2.1.2	Естимација положаја	27
2.2	Полазне основе минимаксне робусне естимације параметара сигнала.....	31
3	Робусна обрада сигнала	38
3.1	Теоријске основе робусне процене временских низова	38
3.1.1	Робусна процена параметара ауторегресионих динамичких модела система	38
3.1.1.1	Метод најмањих квадрата.....	41
3.2	Нерекурзивни минимаксни робусни алгоритми идентификације параметара сигнала у реалом времену	42
3.2.1	Робусна процена параметара модела линеарне регресије	46
3.2.2	Итеративни метод најмањих квадрата са нелинеарном трансформацијом резидуала	52

3.2.3	Робусни алгоритам пондерисаних најмањих квадрата	53
3.3	Рекурзивни минимаксни робусни алгоритми идентификације параметара сигнала у реалном времену	54
3.3.1	Робусни рекурзивни алгоритам најмањих квадрата.....	56
4	Адаптивни рекурзивни М-робусни алгоритам (АРМР алгоритам) идентификације параметара сигнала у реалном времену.....	60
4.1	Робустификација алгоритма минималне средње квадратне грешке	64
4.2	Рекурзија	67
4.3	Адаптивност.....	70
4.4	Експериментална анализа.....	73
5	Робусна естимација параметара сигнала мултиваријабилног система у временском домену	80
5.1	Поставка проблема.....	81
5.2	Тачке преноса	85
5.3	Генерализација М-робусног алгоритма идентификације параметара сигнала мултиваријабилног система у реалном времену	87
5.4	Алгоритам генерализованог М-естиматора параметара сигнала мултиваријабилног система	88
6	Примена и верификација АРМР алгоритма у обради сигнала у електроенергетском систему.....	101
6.1	Резултати имплементације АРМР алгоритма на синтетички генерисаним и реално мереним сигналима	101
6.1.1	Компаративна анализа WLS алгоритма и АРМР алгоритма на примеру синтетички генерисаног тест сигнала.....	101
6.1.2	Примена АРМР алгоритма на различитим типовима сигнала	104
6.1.2.1	Синтетички генерисани сигнали.....	104
6.1.2.2	Реално мерени сигнали	107

6.2	Прорачун инверзне компоненте струје и естимација угрожености ротора синхроног генератора	109
6.2.1	Резултати прорачуна процене угрожености ротора синхроног генератора на бази АРМР алгоритма	113
6.3	Статичка естимација параметара синхроног генератора као функција управљања реалног времена	119
6.3.1	Резултати естимације параметара реалног синхроног генератора применом АРМР алгоритма.....	124
6.4	Дијагностика квара енергетског трансформатора заснована на анализи звучних сигнала.....	128
6.4.1	Резултати тестирања АРМР алгоритма у лабораторијским условима	133
6.4.2	Резултати тестирања АРМР алгоритма на високонапонским трансформаторима у реалним условима рада.....	136
6.5	Детекција једнофазног квара са електричним луком на надземном воду у временском домену и детекција кварова преко велике импедансе.....	142
6.5.1	Модел надземног вода са једнофазним кваром преко електричног лука у временском домену	143
6.5.2	Резултати тестирања АРМР алгоритма за детекцију једнофазног квара са електричним луком на надземном воду	148
6.5.3	Детекција кварова преко велике импедансе базирана на примени АРМР алгоритма.....	153
6.6	Једна варијанта алгоритма за усмерену прекострујну заштиту и мерење фреквенције.....	158
6.6.1	Тестирање функционалности АРМР алгоритма усмереног релеја.....	169
6.6.1.1	Тестирање са синтетички генерисаним сигнаlima	169
6.6.1.2	Тестирање функционалности АРМР алгоритма усмереног релеја програмом за симулацију једнофазних кварова	172
6.6.2	Тестирање функционалности АРМР алгоритма фреквентног релеја синтетички генерисаним сигнаlima	175

6.7	Аутоматска измена извода	179
6.7.1	Анализа режима који претходе раду технике аутоматске измене извода	185
6.7.2	Резултати имплементације АРМР алгоритма за аутоматску измену извода.	192
6.8	Диференцијална заштита енергетског трансформатора.....	200
6.8.1	Резултати тестирања АРМР алгоритма на синтетички генерисаним сигнаlima струја.....	207
6.8.2	Резултати тестирања АРМР алгоритма сигнаlima струја снимљеним на моделима трансформатора у лабораторијским условима	216
6.8.3	Резултати карактеристичних тестова АРМР алгоритма сигнаlima струја добијеним из реалних услова рада заштите енергетског трансформатора.....	224
7	Закључак.....	233
8	Прилози	239
9	Литература.....	250

Увод

Убрзани развој и значајно унапређење рачунарских и телекомуникационих система последњих година, пре свега у погледу брзине рада, повећања меморијских ресурса и проширења преносних капацитета, отворили су значајне могућности за реализацију и имплементацију усавршених, свеобухватнијих и комплекснијих мерно дијагностичких структура, ефикаснијих управљачких и регулационих система, додатних експертских и интелигентних функција. И све то уз задржавање већ достигнуте функционалности познатих и традиционалних до сада коришћених приступа, односно њихове реализације и у оквиру новоразвијених савремених решења. Савремени живот и друштво намећу данас пред електроенергетске системе (ЕЕС) потребу за високим степеном континуитета и дефинисаним квалитетом у производњи, преносу и дистрибуцији електричне енергије као и захтевану високу поузданост у снабдевању свих потрошача овим видом енергије. Данашњи ЕЕС-и се сусрећу, поред све строжијих захтева који долазе од стране крајњих корисника, и са појавом оштре конкуренције у процесима дерегулације и либерализације, односно отварања, тржишта електричне енергије. Стога је за ове системе данас императив усавршавања у свим сегментима пословања као и унапређење и повећање ефикасности у оквиру процеса у свим подсистемима (производња, пренос, дистрибуција) кроз имплементирање савремених достигнућа високе технологије и сложених техничко-технолошких поступака, како би се сви пратећи трошкови минимизирали а профитабилност учинила максималном.

У последње време, у оквиру данашњих ЕЕС-а, имплементација савремених техничких решења захтева и условљава и све мање присуство људског фактора како би се постигао максималан квалитет у производњи, преносу и дистрибуцији електричне енергије и како би се смањили ризици од хаварија и кварова. Да би се, додатно, обезбедила већа расположивост ЕЕС-а, која у великој мери зависи не само од примењених управљачко-

рачунарских система него суштински и од употребљене опреме у пољу (кључна примарна опрема у електроенергетским објектима, сензори, актуатори,...), потребно је располагати и унапређеним системима за рану детекцију нежељених режима и отказа кључне примарне опреме да би се предупредила тежа хаваријска стања, како би се благовремено реаговало на реалне поремећаје у систему и како би се на тај начин спречили већи застоји у раду свих подсистема ЕЕС-а. На овај начин би се евидентно смањили трошкови у функционисању предметног система а створили услови за повећану конкурентност и бољу позицију на тржишту електричне енергије. У основи побројаних захтева и примењених методологија и решења је обрада великог броја величина и сигнала, како електричних тако и неелектричних, који егзистирају у свим подсистемима једног ЕЕС-а (електранама, преносној електроенергетској мрежи, електродистрибутивном сектору) а за најразличитије сегменте примене: мерења, управљања, заштите, дијагностике стања примарне опреме, али и за велики број најразноврснијих системских апликација које раде било у on-line (у реалном времену) или у off-line моду. Да би сви сигнали који егзистирају у оквиру ЕЕС-а били функционално употребљиви и искоришћени за било коју реалну примену неопходно је да буду обрађени, односно процесирани, на адекватан начин како би сачували валидну информацију коју носе из процеса. Јер грешка у обради сигнала неминовно доводи и до погрешне реакције из неког од надређених система који сигнал стандардно користе у оквиру своје функционалности.

Процеси у ЕЕС-у су изузетно сложени, комплексни и са великим бројем нелинеарности па су самим тим и статистике сигнала из ових процеса променљиве у случајевима промена радних режима и у случајевима различитих отказа и нерегуларних стања, [1]. Сходно претходном, подразумева се да су расположива мерења из свих процеса ЕЕС-а поуздана и да присуство мерног шума у њима не нарушава ефикасност имплементираних алгоритама. Међутим, у реалној пракси рада ЕЕС-а честа су мерења која садрже мањи или већи број нерегуларности за које класичне традиционално коришћене методологије у обради сигнала не дају задовољавајуће резултате, или пак показују извесна ограничења. У тим ситуацијама се као решење намећу савремене робусне методе за обраду сигнала које у знатној мери могу побољшати отпорност на лоша мерења и, сходно томе, допринети квалитету и брзини естимације непознатих параметара сигнала и елемената самог ЕЕС-а.

Ова докторска дисертација ће се бавити проблемом ефикасне обраде сигнала у ЕЕС-у у ситуацијама када су расположива мерења ”загађена” грешкама мерења великог интензитета што је најчешће последица великог броја разних утицаја и ефеката који прате рад овог система (нелинеарности и несавршености мерних трансформатора, сензора и актуатора; рад расклопне високонапонске опреме, прекидача и растављача; рад регулационих преклопки енергетских трансформатора; атмосферска пражњења и комутациони пренапони; шумови од кварова у систему и појава електричног лука; појава короне и парцијалних пражњења као и разних електромагнетних зрачења и механичких неправилности). У релевантној литератури проналази се велики број различитих техника за обраду сигнала у ЕЕС-у а сама чињеница да их је много указује на ограниченост у примени сваке од њих. У овој тези акценат и тежиште истраживања су постављени на реалне величине и сигнале за чија су детектовања коришћени сензори за индиректно мерење одређених физичких величина (мерни трансформатори за мерење струја и напона, сензори за мерење температуре, притиска, нивоа, протока, звука,...) а који су под јаким утицајем мерног шума чија расподела значајно одступа од, по правилу подразумеване, нормалне расподеле. У раду се полази од чињенице да се у великом броју реалних мерења у ЕЕС-у може појавити шум високог интензитета, [2]. Утицај присуства оваквих лоших мерења, такозваних outlier-а, је могуће елиминисати у потпуности или потиснути у довољној мери, односно минимизирати њихов утицај, на разне начине. Ово је један од кључних проблема којима се бави област робусне естимације параметара како елемената ЕЕС-а тако и сигнала из овог система. Један од начина да се овај проблем реши јесте да се испројектује адекватан алгоритам који ће реализовати реалну функцију класификације и поделу свих мерних података у практично две категорије, и то категорију регуларних мерења и категорију мерења под утицајем outlier-а. Робусна процена параметара система, односно естимација параметара сигнала у ЕЕС-у, реализована је естиматором типа максималне веродостојности, односно М-естиматором. Овај естиматор припада класи робусних естиматора који су у стању да у потпуности превазиђу озбиљне недостатке традиционално коришћених класичних естиматора, односно применом ове изабране методологије минимизира се утицај импулсног шума и outlier-а на естимацију параметара сигнала ЕЕС-а. Како број параметара сигнала у ЕЕС-у које треба правилно естимирати, у одређеним системским апликацијама, може бити значајно велики, а да би се располагало ефикасним алгоритмима и класификаторима и у систему велике димензије, у раду је анализирана и генерализована класа М-робусних естиматора. Овом генерализованом класом М-робусних естиматора, развијеном и

базираном на имплементацији одговарајућих тежинских фактора мерења, отворен је пут и за решавање задатака у случају проблема велике димензионалности што се, у конкретном случају ЕЕС-а, има у реализацији системских апликација којима се сагледавају извесни аспекти на нивоу комплетног ЕЕС-а. Верификација развијеног алгорита адаптивне рекурзивне М-робусне процедуре реализована је на великом броју конкретних апликација које се примењују у свакодневnoj пракси ЕЕС-а и то: на бази синтетички реализованих сигнала са суперпонираним импулсним сметњама, односно outlier-има; затим на бази реално снимљених сигнала, у лабораторијским условима, на моделима који адекватно репрезентују поједине стварне компоненте ЕЕС-а са такође суперпонираним импулсним шумом и outlier-има и на крају на бази сигнала снимљених у раду реалног ЕЕС-а са суперпонираним компонентама импулсног шума, односно са outlier-има.

Дисертација је организована у девет поглавља. Након уводног поглавља, у другом поглављу је дат преглед кључних елемената и карактеристика сигнала који су предмет анализе као и преглед стања по питању класичних метода идентификације непознатих параметара сигнала у ЕЕС-у. Детаљно је анализиран и задатак примене робусних метода за обраду сигнала. Такође, представљен је концепт минимаксне робусне естимације параметара сигнала а затим су дефинисани квалитет робусности, функција утицаја са посебним освртом на осетљивост на присуство великих грешака и на локални померај, као и општа робусност са анализом преломне тачке естиматора.

У трећем поглављу су размотрене теоријске основе робусне процене временских низова а након тога су анализирани нерекурзивни и рекурзивни минимаксни робусни алгоритми за идентификацију параметара сигнала у реалном времену, полазећи од ауторегресионих динамичких модела. Дат је и преглед различитих реализација класичних алгоритама у batch и у рекурзивној форми, односно реализације за рад у off-line и у on-line (у реалном времену) режиму, [3], а посебна пажња је посвећена различитим реализацијама и варијантама алгорита типа најмањих квадрата као једног од, до сада, најчешће примењиваних метода за идентификацију параметара сигнала у ЕЕС-у у временском домену, [4], [5]. Размотрене су и дефинисане процедуре избора и имплементације адекватних критеријумских функција као и функција утицаја.

Четврто поглавље је посвећено развоју новог адаптивног рекурзивног М-робусног алгорита, за идентификацију непознатих параметара сигнала у реалном времену, који ће бити применљив и у случајевима када у мерном систему постоје недостаци који

доведе до изразито лоших мерења, [2], и који могу да наруше ефикасност естимације непознатих параметара сигнала класичним методама. При томе се пошло од класе приближно нормалних расподела случајних величина мерног шума што су практично класе расподела које у средишњем делу имају облик Гаусове расподеле а на крајевима имају облик Лапласове расподеле, што су расподеле које се у пракси означавају и као расподеле са отежалим крајевима. Алгоритам је пројектован кроз неколико корака и то: у првом кораку је реализована робустификација алгоритма минималне средње квадратне грешке, затим је на ефикасан начин овај алгоритам прилагођен за рад у реалном времену кроз имплементацију особине рекурзивности и на крају је имплементирана инхерентно и особина адаптивности. Алгоритам је затим тестиран кроз стандардну процедуру на синтетички реализованом систему и кроз компаративну анализу са, до сада, доминантно примењиваним алгоритмима у инжењерској пракси за процену непознатих параметара сигнала у временском домену: алгоритмом минималне апсолутне девијације, алгоритмом мешовите норме, алгоритмом минималне средње квадратне грешке и алгоритмом медијане минималне средње квадратне грешке. Резултатима ових компаративних анализа потврђена је значајна функционална предност новоразвијеног алгоритма у решавању дефинисаног проблема.

У петом поглављу је презентован поступак за одређивање тежинских фактора који се примењују при реализацији генерализованог М-естиматора. Овом структуром естиматора омогућено је решавање системских апликација које су по правилу велике димензионалности, посматрано у контексту предметног ЕЕС-а.

Шесто поглавље је посвећено имплементацији и верификацији развијеног алгоритма на низу реалних апликација у оквиру ЕЕС-а у временском домену, [6], [7]. Верификација предложеног решења је реализована кроз три категорије коришћених сигнала. Прво су коришћени сигнали генерисани на рачунару и сигнали који се имају као излаз значајног броја софтверских апликација развијених за решавање битних карактеристичних проблема у функционисању ЕЕС-а. Затим су коришћени сигнали добијени на адекватним моделима у лабораторијским условима кроз које је могуће верно сагледавање процеса од интереса у реалном ЕЕС-у а које би у реалном ЕЕС-у било немогуће практично реализовати јер би се захтевали одређени хаваријски режими и режими са кваровима на веома скупим капиталним компонентама електрана и трансформаторских станица високог напона. Трећа класа сигнала на којима је

реализована верификација развијеног алгоритма су били сигнали које је било могуће реално снимити у току нормалног функционисања ЕЕС-а.

У завршном седмом поглављу је дат критички осврт на рад, издвојени су теоријски и практични доприноси рада и анализиране могућности примене развијене методе. Апострофиран је значај чињенице да ће у наредном периоду апликације везане за обраду сигнала из ЕЕС-а у временском домену постепено али сигурно постати доминантне, и да ће истовремено потискивати традиционалне до сада најчешће коришћене методе у квазистационарном домену. Такође, овде су на крају представљени могући правци даљег развоја и истраживања у области обраде сигнала из реалног ЕЕС-а у временском домену.

У осмом поглављу су дефинисани извесни теоријски аспекти, дефиниције и извођења од значаја за рад као и битни сегменти једног броја софтверских развијених решења која су коришћена за симулацију одређених радних режима појединих елемената ЕЕС-а од интереса за верификацију развијене робусне методологије обраде сигнала у овом систему.

У последњем поглављу дат је прегледни списак коришћене литературе при изради дисертације.

Опште поставке примене робусних метода обраде сигнала у електроенергетском систему

Електроенергетски системи су системи у којима егзистира велики број сигнала различите природе. Ово генерално важи за све подсистеме који структурно чине ЕЕС: подсистем производње, подсистем преноса и подсистем дистрибуције електричне енергије. Сваки од ових сигнала се процесира, односно обрађује, на адекватан начин и са одређеном динамиком било за локалне потребе (за одређене апликације у оквиру електроенергетског објекта: електране, разводног постројења или одређеног сегмента електроенергетске мреже) или пак за потребе одређених системских апликација које се реализују у неком од надређених центара управљања (диспечерских центара различитог хијерархијског нивоа и различитих надлежности). Извори сигнала из електроенергетских објеката стандардно су струјни и напонски трансформатори али и разне врсте мерних претварача (сензора и актуатора) који извесне физичке величине неелектричне природе трансформишу у адекватне електричне сигнале. У данашње време захват сигнала на њиховим извориштима, односно реална мерења, се углавном реализују у мултифункционалним уређајима, у литератури стандардно означеним као IED (*IED-Intelligent Electronic Devices*) уређаји, који по правилу у себи осим функције мерења интегришу и функције дијагностике, заштите, управљања и које располажу са адекватним комуникационим интерфејсом за повезивање у системе управљања који су по правилу означени као SCADA (*SCADA-Supervisory Control And Data Acquisition*) системи. На свим позицијама где се врши захват сигнала у електроенергетским системима реално егзистира и велики број различитих пратећих ефеката (како у нормалним радним режимима тако и у режимима са кваром у електроенергетским објектима) који реално доводе до деградације мерних сигнала, и који се по правилу дефинишу као шум мерења. На Сл. 2.1 је дат приказ реалних сигнала у оквиру једног

карактеристичног поља високонапонског разводног постројења а на Сл. 2.2 је дата илустрација захвата сигнала са једног сегмента средњенапонске надземне мреже (на овој слици са RTU-Remote Terminal Unit је означена даљинска станица), као два репрезента електроенергетских објеката. Електрана као још један битан тип електроенергетског објекта, у овом контексту, се може посматрати кроз приказ са Сл. 2.1 само што број реалних сигнала са једне електране значајно надмашује број сигнала са једног високонапонског разводног постројења. Ознаке величина на Сл. 2.1 су:

$u(t)$, $i(t)$, $\theta(t)$, $s_z(t)$ -уобичајене величине које се мере (напони, струје, температуре, звук,...),

П, Р, СТ, НТ, ОП, ЕТ, RTD, AC/DC-прекидач, растављач, струјни трансформатор, напонски трансформатор, одводник пренапона, енергетски трансформатор, сензор температуре, разводи помоћног наизменичног и једносмерног напона за потребе сопствене потрошње високонапонског разводног постројења, респективно,

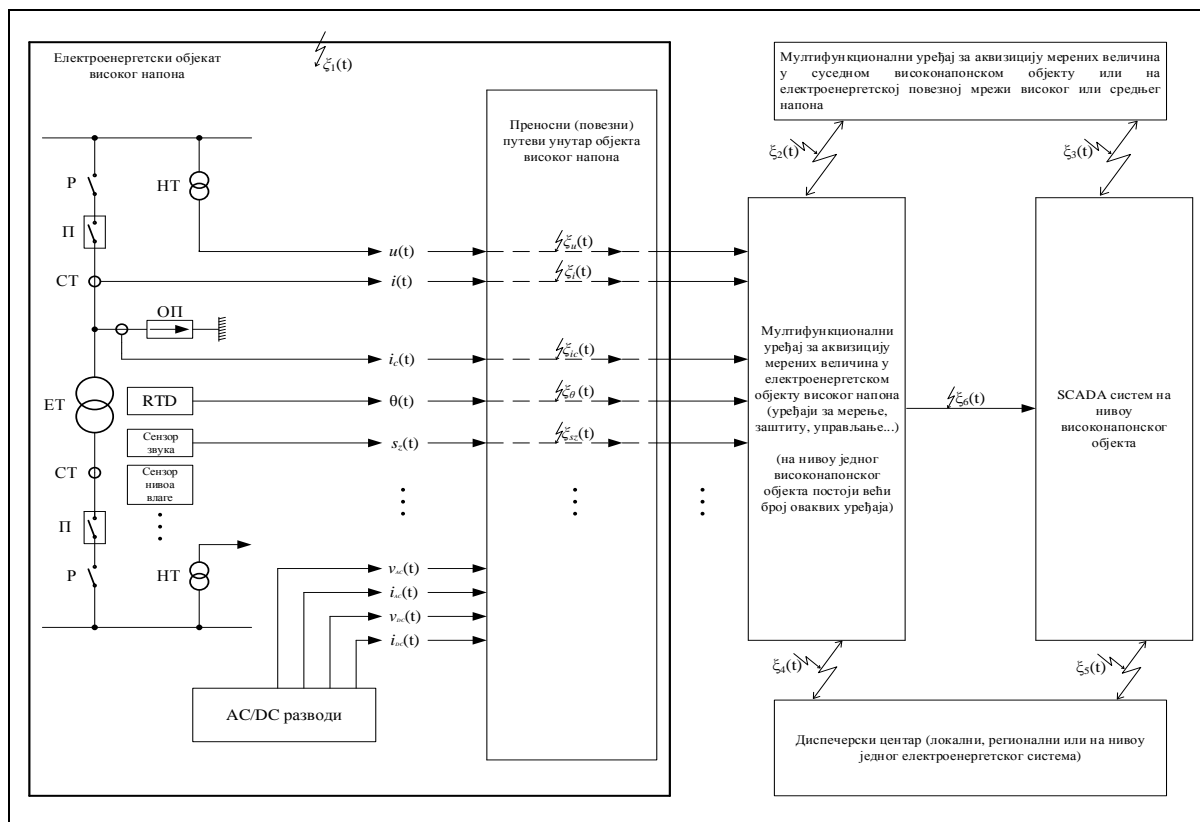
ξ_i ($i = 1, 2, \dots, 6$)-сигнали сметњи, односно сигнали шума, суперпонирани различитим типовима сигнала у оквиру високонапонског разводног постројења.

Сигнали шума, који могу бити суперпонирани сигнаlima мерења који носе информације од интереса, се начелно групишу у неколико карактеристичних целина и то:

ξ_1 : ($\xi_j, j = u, i, \theta, sz, i_c, \dots$)-сигнали шума суперпонирани стандардним сигнаlima мерења (ово су практично извори суперпонираних грешака мерења и то су по правилу величине, које у статистичком смислу, подлежу различитим врстама расподела; у конкретним случајевима најчешћи извори сметњи овога типа су: нелинеарности карактеристика струјних и напонских трансформатора као и ефекти засићења истих, нелинеарности карактеристика сензора и актуатора (температуре, притиска, звука, ...), парцијална пражњења у високонапонским постројењима, појава виших хармоника услед нелинеарних карактеристика различитих елемената у постројењима, појава једносмерних компоненти и офсета у мереним сигнаlima, импулсни поремећаји изазвани манипулацијама расклопном опремом (растављачима и прекидачима), појава короне, атмосферски и комутациони пренапони;

ξ_2 -шум који је суперпониран при преносу сигнала између два мултифункционална уређаја који су инсталирани у суседним разводним постројењима високог напона (као што су на пример уређаји подужне диференцијалне заштите и дистантне заштите

повезани кроз високофреквентни комуникациони линк реализован по високонапонском воду који повезује ова два постројења);



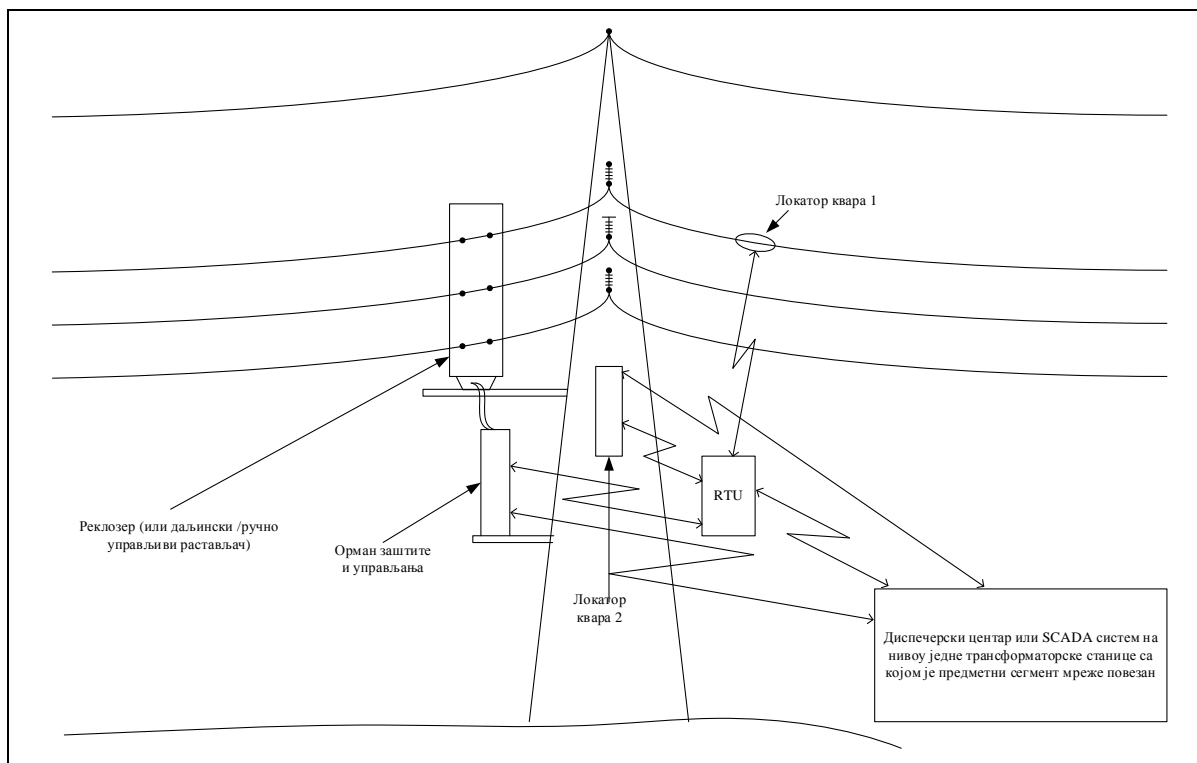
Сл. 2.1. Преглед реалних сигнала у оквиру једог карактеристичног поља високонапонског разводног постројења

ξ_3 -шум који је суперпониран пре преносу сигнала из мултифункционалног уређаја који је инсталиран у суседном постројењу (на пример WAMS-Wide Area Measurement System) у неки од SCADA система на нивоу високонапонског разводног постројења или који се суперпонира сигналу из уређаја инсталираног на повезној мрежи високог или средњег напона (реклозер, локатор квара, даљински управљиви растављач, ...);

ξ_4 -шум који се суперпонира при преносу сигнала из предметног разводног постројења високог напона у надређени диспечерски центар одређеног хијерархијског нивоа управљања;

ξ_5 -шум који се суперпонира сигналу у оквиру комуникационог канала између SCADA система на нивоу високонапонског постројења и надређеног диспечерског центра;

ξ_6 -шум који се суперпонира сигналу у оквиру комуникационог канала између мултифункционалног уређаја и локалног SCADA система у оквиру истог разводног постројења.



Сл. 2.2. Илустрација захвата сигнала из сегмента средњенапонске надземне електроенергетске мреже

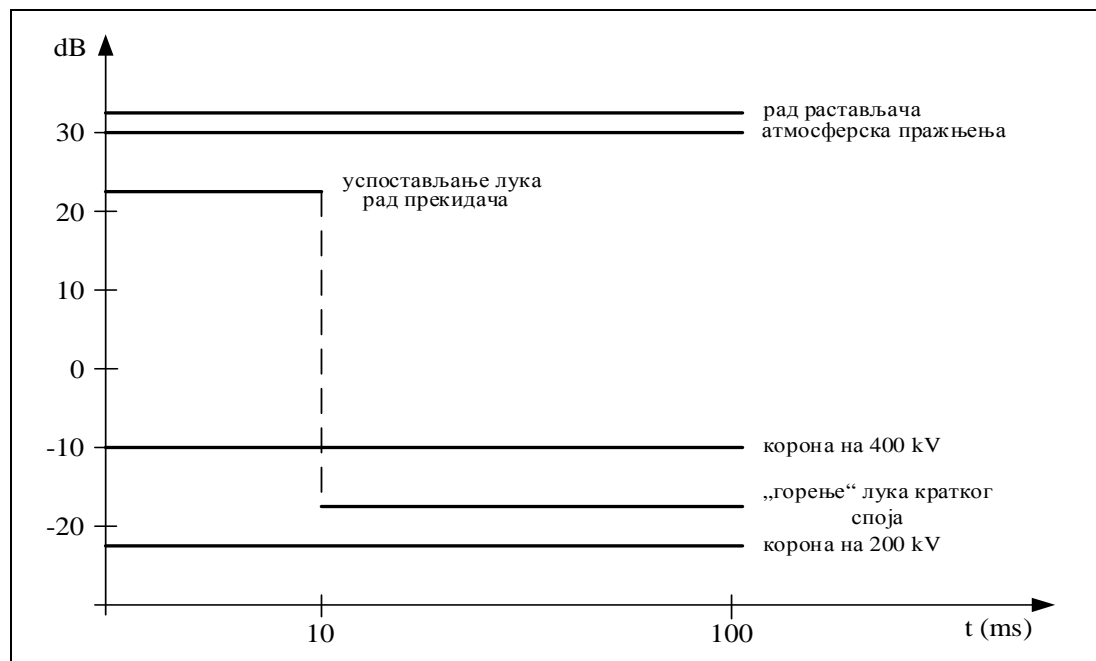
На Сл. 2.3 је илустрован упоредни преглед снага карактеристичних шума у каналу високофреквентне везе (шум представљен са ξ_2 или ξ_3 на Сл. 2.1) ширине 4 kHz, генерисаних од стране самог електроенергетског система, [8], [9].

За разлику од кабловских и жичаних веза у којима електричне сметње настају углавном услед деловања извесних спољашњих фактора у високофреквентним везама реализованим по водовима високог напона сам вод је извор сметњи које настају услед присуства високог напона учестаности 50 Hz. При спољашњим кратким спојевима на канал везе делују сметње које су последица рада прекидача при искључивању деонице са кваром. Ове сметње могу имати веома висок ниво, често виши од нивоа преношеног сигнала. При кратким спојевима унутар високонапонских постројења ниво сметњи је знатно нижи него при спољашњим кваровима. Присуство короне у електроенергетској мрежи у телекомуникационој мрежи се рефлектује као присуство шума у каналу везе. Корона се манифестује пакетом импулса који се појављују, практично, на читавој дужини вода на којој је јачина поља проводника већа од критичне вредности поља за ваздух (30 kV/cm). Корона није стационарна већ се јавља у деловима периоде наизменичног напона у којима је напон приближно једнак максималној вредности. Наизменично паљење и гашење короне изазива високофреквентне сметње углавном у kHz подручју. Трајања ових импулса су јако кратка (што за последицу има веома широк

фреквентни опсег импулса који је равномеран до учестаности од 1 MHz) док амплитуде импулса достижу вредности и од неколико десетина А. Ниво сметњи од појаве короне зависи од много случајних фактора: промене јачине поља на проводницима, промене атмосферског притиска, влажности ваздуха, запрљаности проводника, постојања таложења на проводницима у виду кише, иња, снега. Због тога се ниво сметњи може мењати у широким границама. Обично је при лошим временским условима (присуство кише, снега) ниво ових сметњи значајно виши него при лепом времену. Средња статистичка вредност нивоа сметњи услед короне зависи од вредности максималне јачине поља на проводнику, надморске висине трасе и средње запрљаности проводника, за дато подручје.

Рад растављача, који су спорији елементи, представља извор сметњи дугог трајања, реда (0.3 до 8) s. Облик сметњи је низ пакета високофреквентних осцилација широког спектра и високе амплитуде, учестаности понављања око 1 kHz. На коаксијалном каблу високофреквентне везе по далеководима шум овог порекла је нивоа +55 dBm ($155 V_{\text{eff}}$) у опсегу ширине 10 MHz и амплитуде до 1 kV. Због овако високог нивоа снаге генерисаног шума сметње од отварања и затварања растављача се морају узети у обзир као могући разлози појаве лажног импулса. Отварање и затварање прекидача генерише сметњу кратког трајања, реда 10 ms, спектра ширине и до 1 MHz и високих вредности напона од (600-700) V. Ефективна вредност шума овог порекла у каналу везе ширине 4 kHz је реда (-10 до +25) dBm. Када је отварање прекидача настало са деловањем дистантне заштите у првом степену, сметње се поклапају у времену са слањем импулса, па могу да ометају његов пријем, односно да буду узрок његовом кашњењу. Земљоспојеве и међуфазни кварови су извор сметњи са највећим утицајем на телекомуникационе везе јер се њихово трајање поклапа у времену са захтевом за пренос импулса дистантне заштите. Сметње услед кратких спојева се могу разложити на три периода: време успостављања, трајања и гашења електричног лука. Успостављање лука је врло брзо, реда 5 ms, а праћено је појавом импулса сметње на коаксијалном каблу високофреквентне везе тренутних вредности до 3 kV. У каналу везе ширине 4 kHz регистроване су ефективне вредности шума од +25 dBm. По успостављању струје лука, јонизовани простор лука се понаша као проводник, па ниво снаге шума знатно опада достижући вредност од око -15 dBm. Гашење лука настаје отварањем прекидача и при томе се генерише сметња слична оној која настаје радом прекидача при нормалном стању на далеководу.

На идентичан начин се детаљно могу сагледати и све остале компоненте шума које су представљене на Сл. 2.1.



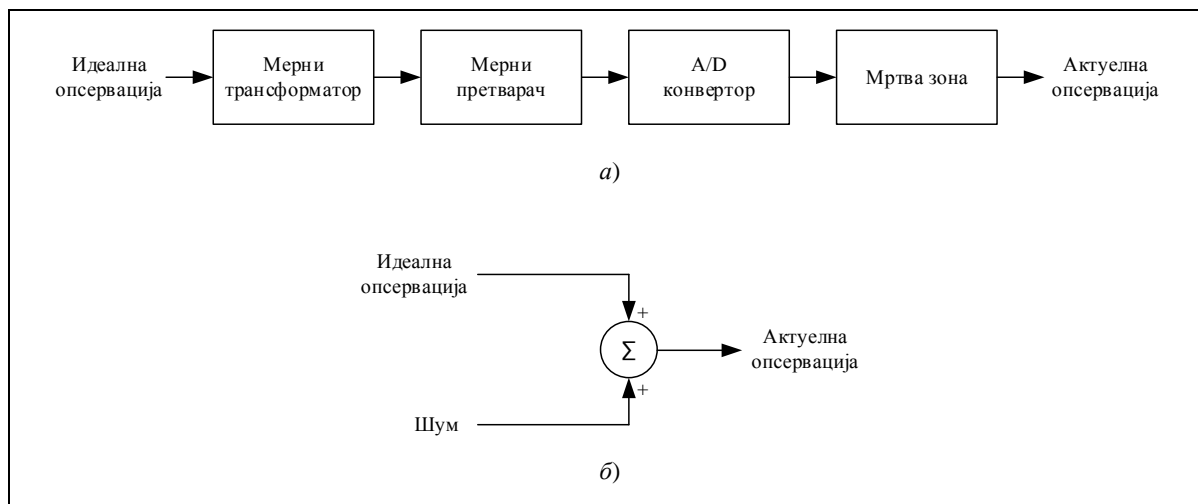
Сл. 2.3. Приказ снага карактеристичних шума у електроенергетском систему у каналима високофреквентне везе

Осим, претходно укратко размотрених, аналогних сигнала који практично представљају мерења расположивих физичких величина из електроенергетских објеката у овим објектима егзистирају и дигитални сигнали који собом носе информације о статусима расклопне опреме. Генерално посматрано, мерења величина чији се параметри по правилу естимирају у реалном времену се категоришу на следећи начин:

- стварна мерења-ова мерења су резултат мерења физичких величина из ЕЕС-а,
- виртуелна мерења-мерења која се не реализују директно већ представљају величине добијене одређеном комбинацијом стварних мерења и
- псеудо мерења-су претпостављене вредности одређених величина, најчешће добијена из одговарајућих наменских софтверских пакета.

Предмет теорије обраде сигнала су по правилу мерења из прве категорије, односно стварна мерења која реално егзистирају. При томе се физичке величине које се мере називају актуелним опсервацијама. Актуелна опсервација у себи, међутим, садржи грешку, сходно Сл. 2.4, јер због постојања мерног система и његовог утицаја на идеалну опсервацију се практично суперпонира грешка мерења. Ова грешка се у мерењима означава као шум. Кључни циљ обраде сигнала којем се тежи јесте да се шум минимизира, односно да буде занемарљив или сведен на прихватљив ниво како би улази

у практичне апликације били што приближнији идеалним опсервацијама, а неспорна је чињеница да грешка мерења увек постоји, [10]. Сходно Сл. 2.4 евидентно је да грешка мерења представља суму грешака које се могу јавити кроз мерни систем и које представљају последицу: ограничене класе мерних трансформатора, грешке услед захватања мерења, лоше калибрације мерних претварача и њихове значајно изражене зависности у погледу температурних прилика, заокруживања нумеричких вредности у А/D конверзији, постојању мртве зоне мерног система.



Сл. 2.4. Блок дијаграм карактеристичног мерног система (а) и његова еквивалентна шема (б)

Правилно сагледавање мерног ланца и моделовање грешке мерења је од круцијалног значаја за ефикасност откривања и идентификације грешке. Моделовањем грешке која је већа него у стварности доводи до немогућности откривања крупних грешака мерења, док са друге стране моделовање грешке мањом од стварне доводи до закључка да у мерном скупу не постоји грешка.

Процена параметара модела реалних сигнала у ЕЕС-у је један од најважнијих задатака савремене теорије дијагностике, мерења, заштите и управљања овим системом, и то ефикасна процена параметара сигнала на бази реалних мерења у IED уређајима. За добијање оптималне процене параметара сигнала у ЕЕС-у користе се, најчешће, статистичке методе: Бајесова, метода максималне веродостојности, метода најмањих квадрата итд. Ове статистичке процедуре захтевају тачно познавање расподела вероватноћа релевантних случајних величина сигнала. Статистичке анализе мерних података различите природе су показале да расподеле мерних грешака само приближно задовољавају Гаусов модел.

Класични естиматори, базирани на нормалној расподели мерних грешака, за процесирање параметара сигнала, односно естиматори доминантно коришћени у досадашњој инжењерској пракси у основи су имали метод најмањих квадрата и његове различите модификације. Међутим, у бројним ситуацијама естиматори овог типа нису у стању да дају задовољавајући квалитет процене параметара сигнала, [11], [12]. Показало се да су они веома осетљиви на значајна одступања реалне расподеле поремећаја од претпостављене. Искуства везана за примену оптималних естиматора у ситуацијама када услови оптималности нису у потпуности задовољени, довела су до усавршавања процедура естимације. Основни задатак, у овом контексту, се састоји у развоју статистичких процедура естимације које би биле ефикасне и у случајевима непотпуне информације о карактеристикама поремећаја.

Данас најчешће коришћене методе, било да су засноване на Гаусовој расподели грешака мерења или пак на неуважавању расподеле грешке мерења, у одређивању непознатих параметара сигнала презентоване су у великом броју радова: рекурзивни метод најмањих квадрата [13], рекурзивни алгоритам најмањих квадрата са фиксним експоненцијалним фактором заборављања [14], wavelet трансформација [15], неуралне мреже [16], Калманов филтар [17], брза Фуријеова трансформација [18], PSO оптимизација [19], нелинеарно програмирање [20], или пак комбинација неких од ових метода [21]. Међутим, значајан број радова у новије време указује и на оправданост потребе да се анализирају и примене неке друге расподеле мерног шума (или пак комбинација више расподела) за третман грешке мерења пошто реални мерни подаци у систему често одступају од Гаусове расподеле. Оправданост оваквог приступа произилази из чињенице реалног постојања компоненти шума типа outlier-а, или пак присуство импулсног шума, које се не могу адекватно моделовати и обухватити Гаусовом расподелом, што је презентовано такође у значајном броју радова, [22], [23], [24], [25]. Из оправдане претпоставке да се често у реалним сигналима има присуство outlier-а и/или импулсног шума, и да је оправдано грешку мерења анализирати и приказати кроз расподелу различиту од Гаусове дошло је до развоја савремених методологија и алгоритама који ову чињеницу адекватно уважавају, [26], [27].

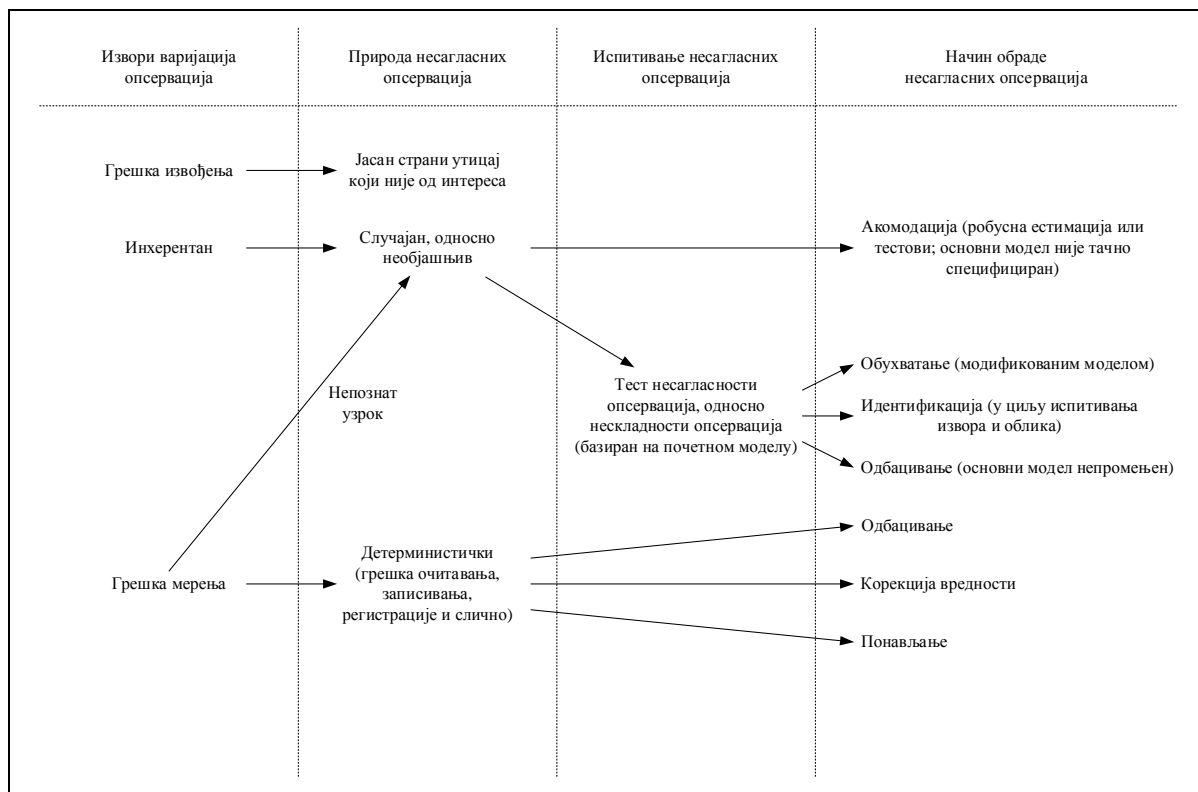
Досадашња интензивна истраживања на подручју естимације параметара сигнала у разним реалним системима резултовала су развојем алгоритама који су се показали погодним и стандардно су се користили за примену у инжењерској пракси. Полазило се од претпоставке да је модел сигнала стохастички, чиме се постиже формална

презентација како базичне неодређености у формирању модела сигнала, тако и реално постојећих немерљивих поремећаја. Стохастичка природа модела сигнала се обично представља присуством случајног шума приликом опсервације променљивих у сигналу. Решавању проблема естимације параметара у оваквим моделима прилазило се пробабилистички, односно на бази добро познатих и разрађених метода, [2], [28], [29].

У већини случајева, полазећи од централне граничне теореме математичке статистике, методе се заснивају на унапред усвојеној претпоставци да су случајни процеси у систему расподелени по нормалној расподели. Пракса је, међутим, на бројним примерима показала недовољну оправданост овакве претпоставке, поготово ако се ради о малим узорцима мерених величина и постојању ретких, великих реализација случајних поремећаја у систему, [11].

Такође, статистичке анализе великих индустријских, биомедицинских, сеизмолошких и других података довеле су до закључка да инжењерска мерења обично садрже (5-10) % абнормалних вредности, чиме се само потврђује констатација да је присуство таквих опсервација у популацији пре свега правило, а не изузетак. Такође, и када се посматрају висококвалитетна мерења, често се показује да реална расподела шума мерења одступа од нормалног модела у смислу отежавања крајева. Задатак утврђивања неконзистентности дела опсервације са главнином популације представља предмет проучавања робусне статистике. У статистичкој литератури појава изненађујућих опсервација назива се проблем outlier-а или пак “bad data”, а саме изненађујуће опсервације outlier-и (несагласна, неконзистентна, неусклађена или нехомогена опсервација у односу на главнину популације). У литератури, појам outlier-а се тумачи на више начина, [2], [30].

Неки аутори, под појмом outlier-а подразумевају само оне опсервације које се јављају у облику нетачно записаног или нетачно измереног податка за који је, на основу практичних разматрања, утврђено да је немогућ или да је последица очигледне грешке. Други аутори ову тезу одбацују, узимајући у обзир релативан карактер outlier-а у односу на главнину популације. Упориште за ову тезу налазе у чињеници да ће се интерпретација добијених података знатно разликовати за различите претпостављене моделе-генераторе случајних процеса у сигналу. На пример, ако се претпостави да узорци потичу од нормалне расподеле, а једна се опсервација учини изненађујућом и одговарајући статистички тест покаже да је опсервација несагласна са главнином популације, таква опсервација се третира као outlier.



Сл. 2.5. Третман outlier-a: различити интереси и циљеви у случају обраде података у условима несагласних опсервација

Са друге стране, ако се усвоји да су подаци генерисани на основу расподеле која садржи већу масу вероватноће на крајевима од нормалне расподеле поменути опсервација више неће бити неконзистентна. Овакав прилаз проблему неконзистентних опсервација омогућава да се првобитно усвојени модел популације побољша или да се испита могући ризик услед његовог коришћења у датој практичној ситуацији. За инжењерску праксу од посебног интереса су статистички фактори који доводе до појаве несагласних опсервација, као и сам начин обраде података у случају њиховог присуства. Једна могућа класификација потенцијалних узрока настанка outlier-a дата је у [2], [11], а илустрована је на Сл. 2.5.

Претпостављена класификација потенцијалних узрока настанка outlier-a обухвата следећа три извора варијације:

- *инхерентна варијабилност*-описује промену података унутар популације и представља њену природну особину на коју се не може утицати,
- *грешке мерења*-потичу услед погрешног записивања или очитавања података, заокруживањем нумеричких вредности или нетачности мерних инструмената,
- *грешке извођења*-јављају се као последица неког страног утицаја који није узет у обзир приликом моделовања популације.

Уколико се покаже и утврди да се несагласне опсервације појављују због нетачног записивања или читавања података, заокруживања нумеричких вредности и слично, замењују се тачним вредностима, ако је познат метод корекције, или се пак такви подаци одбацују. У таквим ситуацијама, када се не може поуздано рећи о узроку присуства outlier-а, а то су случајеви веома чести у пракси, реализују се тестови несагласности за детекцију присуства outlier-а. Тест несагласности, као и сваки други статистички тест, испитује две хипотезе:

- нулту (радну) хипотезу, H_0
- алтернативну хипотезу, H_1 .

Нулта хипотеза је обично формулисана у облику нормалне расподеле и изражава основни модел вероватноће за генерисање комплетног скупа података, изузимајући несагласне опсервације, и у важности је док се не потврде разлози за њено одбацивање. Алтернативна хипотеза изражава начин модификације основног модела у циљу обухватања несагласних опсервација. Због практичне важности у литератури се као облик алтернативне хипотезе најчешће користи класа контаминираних Гаусових расподела, дефинисана као:

$$H_1: (1 - \tau)F + \tau G \quad \tau \in (0,1), \quad (2.1)$$

где су:

F -основни модел и

G -контаминирани модел.

Тестови несагласности опсервација имају важну улогу у почетној фази анализе скупа мерних података. У зависности од практичних потреба, даље акције у зависности од теста несагласности могу бити:

- несагласна опсервација се може одбацивати,
- несагласна опсервација се може кориговати,
- основни модел се може кориговати тако да обухвата несагласне опсервације,
- појава несагласних опсервација се може интерпретирати као идентификација неких фактора од посебног практичног значаја,
- метод обраде сигнала се може учинити релативно неосетљивим на присуство несагласних опсервација.

Област робусне естимације и робусне обраде сигнала, која представља једну од области робусне статистике, разматрање проблема несагласних опсервација не започиње увек тестом несагласности опсервације. У томе се налази основни интерес, да се конструише и реализује робусни алгоритам естимације непознатих величина у усвојеном стохастичком моделу, који је релативно неосетљив на присуство несагласних опсервација, одступајући веома мало од оптималних естиматора код којих не постоји присуство outlier-а.

2.1 Задатак примене робусних метода обраде сигнала у електроенергетском систему

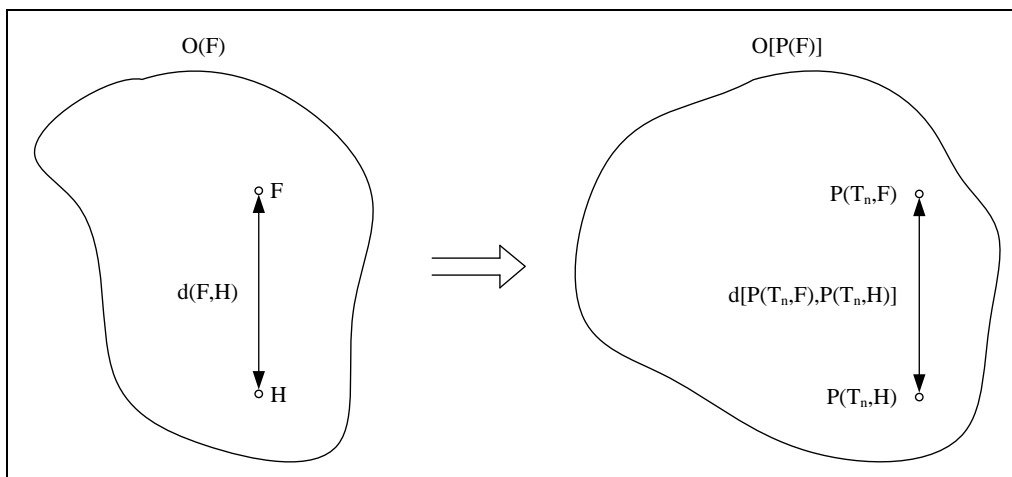
2.1.1 Концепт робусне естимације

Према Хуберу, [31], робусност представља неодређен појам који интуитивно означава малу осетљивост естиматора на промену расподеле, односно означава стабилност, унутар претпостављене класе. Следећи теоријски концепт дат од стране Хубера, Хампел је предложио анализу робусности естиматора на три различита начина, [32], [33]:

- *квалитет робусности*-процењује ефекат малих одступања у односу на претпостављену класу,
- *локална робусност*-мери се посредством функције утицаја и промене варијансе, и анализира ефекат бесконачно малог одступања на нагиб и варијансу, респективно,
- *општа робусност*-карактерише се преломном тачком (“breakdown point”), при чему она одређује највеће одступање које естиматор може да прихвати.

2.1.1.1 Квалитет робусности

Прецизну формулацију квалитета робусности у естимацији, дао је Хампел, који је захтев за малом осетљивошћу робусног естиматора на мале статистичке варијације података посматрао као особину стабилности у мерном простору процена, слично особини непрекидности у простору реалних функција, што је илустровано Сл. 2.6.



Сл. 2.6. Околина F и $P(T_n, F)$ у простору расподеле вероватноће

Полази се од скупа опсервација $\{u_1 u_2 \dots u_n\}$ које су генерисане функцијом расподеле $F(u)$. У пракси та функција генерално није позната, али је на располагању мање или више ваљан модел $H(u, \alpha)$, познат са тачношћу до непознатог вектора параметара положаја α . Претпоставићемо да је $\dim \alpha = 1$, при чему не умањујемо општост проблема, јер посматрамо једнодимензионални проблем. Задатак естимације је да на основу података $\{u_1 u_2 \dots u_n\}$ омогући процену вредности параметара положаја α . Другим речима, на основу узорка $\{u_1 u_2 \dots u_n\}$ бира се нека статистика $T_n = T_n\{u_1 u_2 \dots u_n\}$ којом се процењује непознати параметар положаја α . Како су генерисане вредности у узорку непредвидиве у детерминистичком смислу, то је и вредност процене T_n непредвидива, односно T_n је случајна променљива. Ако се са $P(T_n, F)$ означи функција расподеле процене, може се грубо рећи да је процена робусна уколико су функције $P(T_n, F)$ и $P(T_n, H)$ блиске функције. Прецизније речено, процена T_n је робусна, ако и само ако је испуњен услов дефинисан следећом релацијом:

$$\forall \delta > 0, \exists \varepsilon > 0, \forall n, \forall H \in O(F), d(F, H) < \varepsilon \Rightarrow d[P(T_n, F), P(T_n, H)] < \delta, \quad (a) \quad (2.2)$$

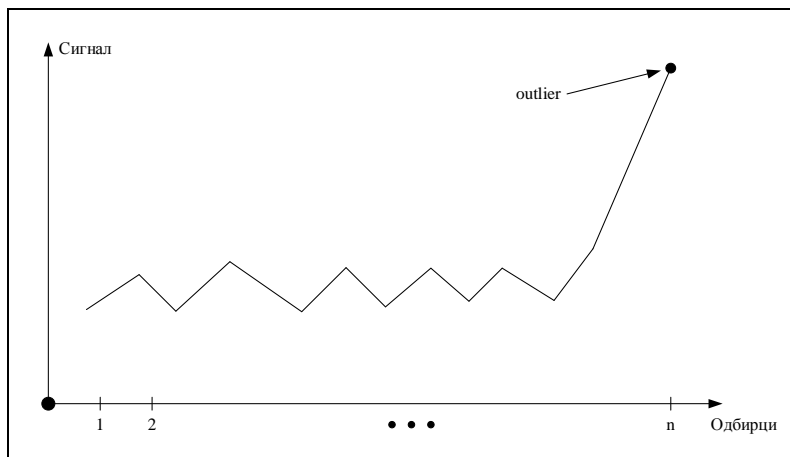
$$H = (1 - \tau)F + \tau G, \quad \tau \in (0, 1), \quad (b)$$

где је и H контаминирани модел.

2.1.1.2 Локална робусност-функција утицаја

У старту смо претпоставили да имамо два модела, од којих смо основни модел означили са F а контаминирани модел смо означили са $(1 - \tau)F + \tau G$. Уколико је утицај контаминације мали, то јест за довољно мало τ , број контаминираних чланова узорка је веома мали, односно може постојати бар један контаминирани члан у узорку. Ово ће представљати гранични случај на основу којег ће се анализирати особине естиматора

при присуству једног контаминираниог члана у узорку. За расподелу контаминације G се може рећи да је атомска за контаминирани члан ξ , јер је контаминирани члан унапред познат. Контаминирани мерни узорак, илустрован на Сл. 2.7, се добија додавањем контаминираниог члана (односно outlier-а) на n добрих опсервација, при чему се такав низ означава са \tilde{u}_c .



Сл. 2.7. Приказ контаминираниог мерног узорка

Претпоставимо на пример, да је естиматор положаја узорка $T = T\{u_1 u_2 \dots u_n\}$ аритметичка средина узорка \tilde{u} . С друге стране, естиматор проширеног контаминираниог узорка $T_c = T\{u_1 u_2 \dots u_n \xi\}$ представља аритметичку средину \tilde{u}_c добијену за проширени контаминирани узорак. Ефекат проширења узорка са контаминираним чланом може се исказати проширењем аритметичке средине, као:

$$\tilde{u}_c - \tilde{u} = \frac{n\tilde{u} + \xi}{n + 1} - \tilde{u} = \frac{\xi - \tilde{u}}{n + 1}. \quad (2.3)$$

На основу релације (2.3) добија се да је прираштај средње вредности услед присуства контаминираниог члана пропорционалан $1/(n + 1)$. Ефекат стандардизације контаминираниог узорка је:

$$(n + 1)(\tilde{u}_c - \tilde{u}) = \xi - \tilde{u}. \quad (2.4)$$

Релација (2.4) показује да за довољно велики контаминирани члан ξ прелази било које ограничење, и да је при томе одступање средње вредности услед контаминације линеарно зависно од величине контаминираниог члана. С друге стране, ако се узме да је T варијанса узорка s^2 за расподелу са непознатом средњом вредношћу и варијансом, тада за проширени узорак имамо:

$$ns_c^2 = (n - 1)s^2 + n\tilde{u} + \xi^2 - \frac{n\tilde{u} + \xi}{n + 1}. \quad (2.5)$$

Ефекат стандардизације даје:

$$(n + 1)(s_c^2 - s^2) = (\xi - \tilde{u})^2 - \frac{n + 1}{n}s^2. \quad (2.6)$$

Ефекат стандардизације поново прелази ограничење за било који довољно велики контаминирани члан ξ , само овога пута даје квадратну зависност. Ефекти стандардизације за један члан контаминације, дефинисани релацијама (2.4) и (2.6), називају се функције утицаја коначног узорка, или како их је Хампел дефинисао: криве утицаја коначног узорка (“finite-sample influence curve”), [32]. Крива утицаја коначног узорка зависи од члана контаминације ξ , естимиране вредности T , основне расподеле F , као и величине узорка n . На основу тих зависности за криву утицаја се може усвојити ознака $IC_{T,F,n}(\xi)$. Од посебног значаја је асимптотски еквивалент криве утицаја коначног узорка који се дефинише као:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} IC_{T,F,n}(\xi) = IC_{T,F}(\xi). \quad (2.7)$$

Аналогно релацији (2.7) могуће је дефинисати и криву утицаја за варијансу узорка s^2 која је једнака:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} IC_{s^2,F,n}(\xi) = IC_{s^2,F}(\xi) = (\xi - \mu)^2 - \sigma^2, \quad (2.8)$$

где су μ и σ^2 дефинисани на следећи начин:

$$\mu = \lim_{n \rightarrow \infty} \tilde{u}, \quad \sigma^2 = \lim_{n \rightarrow \infty} s^2.$$

Претходна релација указује на неограничен квадратни утицај који има контаминирани члан на s^2 . Такође, на основу ње је могуће да се сваки естиматор положаја $T\{u_1 u_2 \dots u_n\}$, на пример за величине \tilde{u} или s^2 које се налазе на десној страни релације (2.6), може заменити са $\lim_{n \rightarrow \infty} T\{u_1 u_2 \dots u_n\}$, где егзистирају μ или σ^2 . Ова ограничена форма зависи само од основног модела F , тако да се она у скраћеној форми може написати као $T(F)$. Крива утицаја естиматора положаја опсервације $T\{u_1 u_2 \dots u_n\}$ који има основну расподелу F је једнака:

$$IC_{T,F}(\xi) = \lim_{\tau \rightarrow 0} \left\{ \frac{T[(1-\tau)F + \tau G] - T(F)}{\tau} \right\}, \quad (2.9)$$

$$IC_{T,F}(\xi) = \frac{\partial}{\partial \tau} \Big|_{\tau=0} \{T[(1-\tau)F + \tau G]\}, \quad (2.10)$$

где је G расподела контаминације, за коју знамо тачан узорак контаминације опсервације $P(U = \xi) = 1$.

У напред изнетим разматрањима за естиматор положаја опсервације T је узимана аритметичка средина опсервације \tilde{u} и варијанса опсервације s^2 у случају коначних узорака, односно очекивана вредност μ и стандардно одступање σ^2 у случају бесконачних узорака, респективно. За естиматор положаја опсервације могуће је узети медијану опсервације $\{u_1 u_2 \dots u_n\}$, која се одређује на следећи начин:

- посматрана опсервација се сортира по растућем низу $\{\alpha_{1:n} \alpha_{2:n} \dots \alpha_{n:n}\}$,
- уколико је број узорака n паран број, медијана опсервације је једнака аритметичкој средини узорака $\alpha_{(\frac{n}{2}):n}$ и $\alpha_{(\frac{n}{2}+1):n}$,
- уколико је број узорака n непаран број, медијана опсервације је једнака узорку $\alpha_{(\frac{n}{2}+1):n}$.

У случају када је естиматор положаја једнак медијани опсервације, посматрање на коначном узорку није примерено практичном прорачуну, будући да се положај медијане опсервације мења у зависности од тога да ли је број узорака паран односно непаран број. Због тога се посматра узорак бесконачне величине, тако да за тај узорак користимо асимптотски прилаз. Нека је сада естиматор положаја T над основним моделом F , медијана узорка m , таква да је:

$$\int_{-\infty}^m dF = \frac{1}{2}. \quad (2.11)$$

Крива утицаја је сада једнака:

$$IC_{\tilde{u},F}(\xi) = \frac{\text{sgn}(\xi - m)}{2f(m)}. \quad (2.12)$$

Релација (2.12) показује да је утицај контаминираног члана на узорак ограничен, такав да представља додатни квалитет медијане узорка у односу на средину узорка. Величине

које описују особину робусности естиматора, а које се дефинишу преко кривих утицаја су:

- осетљивост на велике грешке,
- осетљивост на локални померај,
- тачка одбацавања.

2.1.1.2.1 Осетљивост на велике грешке

Осетљивост на велике грешке представља супремум апсолутне вредности криве утицаја, односно:

$$\gamma_{T,F} = \sup_{\xi} |IC_{T,F}(\xi)|. \quad (2.13)$$

Крива утицаја која је дефинисана релацијом (2.9) може се написати и у другом, еквивалентном, облику као:

$$IC_{T,F}(\xi) = (n + 1)[T(u_1 u_2 \dots u_n \xi) - T(u_1 u_2 \dots u_n)]. \quad (2.14)$$

Величина која се дефинише преко кривих утицаја је максимално одступање естиматора. У принципу, прво дефинишемо одступање естиматора као апсолутну вредност разлике основног и контаминираниог узорка, на основу релације (2.14), такву да је:

$$b = |T(u_1 u_2 \dots u_n \xi) - T(u_1 u_2 \dots u_n)| \approx \varepsilon |IC_{T,F}(\xi)|, \quad (a) \quad (2.15)$$

$$\varepsilon = 1/(n + 1) \quad (b)$$

где је ε -однос контаминираниог узорка, односно степен контаминације.

Сада се за максимално одступање може рећи да је:

$$b_{max} \approx \varepsilon \gamma_{T,F}. \quad (2.16)$$

За добро понашање робусних естиматора, као што смо видели, веома је важно да се има ограничена вредност осетљивости на велике грешке. Естиматори који имају ограничену осетљивост на велике грешке се називају *B*-естиматори. С друге стране, ограничавање осетљивости на велике грешке представља критичан корак у генерисању нове класе робусних естиматора коју представљају *M*-естиматори. Ако се усвоји да модел *F* има нормалну расподелу $N[\mu, \sigma^2]$, за одређени естиматор положаја *T*, имамо следеће осетљивости на велике грешке:

- аритметичка средина узорка \tilde{y} и варијанса узорка s^2 :

$$\gamma_{T,F} = \infty, \quad (2.17)$$

- медијана узорка m :

$$\gamma_{T,F} = \frac{\sqrt{2\pi}}{2} \sigma = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma = 1.25\sigma. \quad (2.18)$$

2.1.1.2.2 Осетљивост на локални померај

Осетљивост на локални померај одсликава ефекат малих помераја контаминираниог члана. Ова осетљивост је еквивалентна померају контаминираниог члана ξ у близину тачке η , односно разлици између вредности кривих утицаја у тим тачкама. Осетљивост на локални померај се дефинише као:

$$\beta_{T,F} = \sup_{\xi \neq \eta} \frac{|IC_{T,F}(\xi) - IC_{T,F}(\eta)|}{|\xi - \eta|}. \quad (2.19)$$

Осетљивост на локални померај представља највећи нагиб свих правих линија које пролазе кроз вредности кривих утицаја у посматраним тачкама. Односно, када је крива утицаја диференцијабилна за свако ξ , праве линије представљају тангенте функције утицаја. Тада се за утицај локалног помераја може рећи да је једнак:

$$\beta_{T,F} = \sup_{\xi} \left| \frac{\partial IC_{T,F}(\xi)}{\partial \xi} \right|. \quad (2.20)$$

Осетљивост на локални померај представља најгори могући случај који се има при замени контаминираниог члана неким другим чланом, као што је случај при винзоризацији узорка.

2.1.1.2.3 Тачка одбацивања

Ако се претпостави да утицај криве утицаја нестаје за све тачке ξ које се налазе изван коначног интервала:

$$|\xi - \mu| \leq \rho, \quad (2.21)$$

тада се за њу каже да је центрирана у односу на очекивану вредност μ модела F . Односно, сви узорци који се налазе изван интервала $[\mu - \rho, \mu + \rho]$ немају утицаја на естиматор положаја T , јер естиматор положаја опсервира без тих одбачених узорака.

Тачка одбацивања естиматора T над моделом F се означава са $\rho = \rho_{T,F}$. Тачка одбацивања представља полазну основу за синтезу робусних M -естиматора.

2.1.1.3 Општа робусност-преломна тачка естиматора

Као што је раније наведено, главна разлика између аритметичке средине и медијане узорка, у погледу контаминације узорка контаминираним чланом се огледа у томе што је крива утицаја код медијане ограничена. Разматрање смо вршили контаминирањем само једног члана. Размотримо сада случај када се узорак контаминира са два контаминираним чланом. Тада се медијана узорка помера, или у смеру члана $u_{(m-1)}$ или у смеру члана $u_{(m+1)}$, при дужини узорка која је непарна и износи $n = 2m - 1$. Утицај осталог, тачног, дела узорка је такав да је крива утицаја и даље ограничена. Ако наставимо даље, и додамо четири контаминираним чланом, максимално померање медијане би било у смеру члана $u_{(m-2)}$ или у смеру члана $u_{(m+2)}$. Крива утицаја је и даље ограничена. Контаминираним чланове бисмо тако сукцесивно додавали све до броја контаминираних чланова од $(2m - 2)$ и тада би медијана била померена у смеру од $u_{(1)}$ до $u_{(2m-1)}$, а крива утицаја би и даље била ограничена. Даље додавање контаминираних чланова би проузроковало да крива утицаја не би била више ограничена. Генерално, контаминација узорка постаје неприхватљива ако је нарушен однос:

$$\pi_{T,F} = \frac{2m - 1}{4m - 2} = \frac{1}{2}, \quad (2.22)$$

то јест, ако је број контаминираних чланова толики да је овај однос мањи од 0.5.

За медијану узорка се може рећи да има преломну тачку $\pi_{T,F}$ која је једнака 0.5. Преломна тачка представља најнижу вредност при којој је крива утицаја на посматраном узорку ограничена. Ако се узорак који има n добрих опсервација контаминира са f узорака који су outlier-и (односно, узорци произвољно великих вредности), тада се за тај узорак може рећи да је контаминираним са степеном контаминације:

$$\varepsilon = \frac{f}{n}. \quad (2.23)$$

Ако се пак претпостави да је T'_n процена добијена на основу контаминираним узорка и ако је максимално одступање проузроковано контаминацијом b_{max} једнако:

$$b_{max} = \sup |T_n - T'_n|, \quad (2.24)$$

тада се преломна тачка ε^* естиматора T_n одређује на основу следеће релације:

$$\varepsilon^* = \max\left(\varepsilon = \frac{f}{n}, b_{max}\right), \quad (2.25)$$

уз услов да b_{max} има коначну вредност.

На основу дефиниције преломне тачке уочавамо да се опсервације доброг узорка које се замењују outlier-има могу бирати произвољно, као и да вредности тих outlier-а могу да буду такође произвољне, чиме се добија најнеповољнији тренутак. Такође се уочава да ова дефиниција не узима у обзир расподелу вероватноће посматраног узорка, на основу чега се може извести закључак да је преломна тачка независна од расподеле добрих опсервација. Како се робусни естиматори ослањају на већину опсервација из узорка, при чему се одбацује парцијални или тотално мањи део опсервација, највећи број лоших података које неки естиматор може да прихвати је једнак половини броја редундантних опсервација, односно:

$$f_{max} = \left\lfloor \frac{n - q}{2} \right\rfloor, \quad (2.26)$$

при чему се добија максимална вредност преломне тачке:

$$\varepsilon_{max}^* = \frac{\left\lfloor \frac{n - q}{2} \right\rfloor}{n}, \quad (2.27)$$

где су:

q -број параметара (или променљивих) које се процењују,

$\lfloor \cdot \rfloor$ -целобројна вредност израза.

Асимптотска вредност преломне тачке ε^* у случају бесконачног узорка је једнака 50 %. Естиматори са великом вредношћу ε^* се називају естиматори високе преломне тачке. Сада се могу показати и преломне тачке неких традиционално најчешће реализованих естиматора:

- *Аритметичка средина*-представља најефикаснији естиматор за случај када је узорак расподељен по Гаусовој расподели. Али он није квалитативно робусан и има једну једину преломну тачку која је једнака нули. Разлог овога лежи у чињеници да је довољан један једини outlier у узорку који је у стању да га одвуче ван граница робусности. У суштини, овај недостатак, недостатак у смислу

робусности, је карактеристика сваког естиматора заснованог на методи најмањих квадрата.

- Медијана узорка-има релативну асимптотску ефикасност од само 63.5 % за узорак који је расподељен по Гаусовој расподели. С друге стране, овај естиматор је најробуснији са максималном преломном тачком која је дата релацијом (2.27), где је број параметара једнак јединици. Као што је раније приказано, морамо заменити бар половину опсервација са outlier-има да би били сигурни да је средњи узорак између тих вредности. Замена outlier-има се врши само са једне стране доброг узорка чиме се добија најнеповољнији случај.
- *ALFA* подешена средина-представља специјалан случај напред два приказана естиматора. У ствари, за $ALFA = 0$ добија се аритметичка средина узорка, док се за вредност $ALFA = \varepsilon_{max}^*$ добија медијана узорка. У сваком случају, његова преломна тачка је једнака *ALFA*.

2.1.2 Естимација положаја

Важан напредак у сагледавању недостатака класичних процедура естимације скаларног параметра и увођењу робусне естимације дефинисан је у [2], [30]. Наиме, Тукеј је овде предложио неколико једноставних робусних алтернатива алгорита најмањих квадрата (као неког од често коришћених естиматора параметара у инжењерској пракси), и то:

- подешавање (“trimming”),
- винзоризација (“winsorizing”).

Обе робусне алтернативе се односе на узорак који је претходно сортиран. Код подешавања прво анализирамо општи случај, када се одбацује првих r и задњих s опсервација уређеног узорка:

$$u_{r,s}^T = \frac{u_{(r+1)} + \dots + u_{(n-s)}}{n - r - s}, \quad (2.28)$$

и на остатку узорка се одређује аритметичка средина. Овако добијена вредност се назива (r,s) -подешена средина. У случају када се првих r опсервација замени са првом следећом опсервацијом, то јест са опсервацијом $u_{(r+1)}$, као и када се последњих s опсервација замени са опсервацијом $u_{(n-s)}$, па се онда на новодобијеном узорку нађе аритметичка средина:

$$u_{r,s}^W = \frac{ru_{(r+1)} + u_{(r+1)} + \dots + u_{(n-s)} + su_{(n-s)}}{n}, \quad (2.29)$$

добиа се (r, s) -подешена винзоријанска средина.

Када је број доњих и горњих опсервација једнак, то јест када је $r = s$, добија се (r) -подешена средина, односно (r) -подешена винзоријанска средина, које су респективно:

$$u_{r,r}^T = \frac{u_{(r+1)} + \dots + u_{(n-r)}}{n - 2r}, \quad (2.30)$$

$$u_{r,r}^W = \frac{ru_{(r+1)} + u_{(r+1)} + \dots + u_{(n-r)} + ru_{(n-r)}}{n}. \quad (2.31)$$

Да би се што боље елиминисао утицај контаминације на узорак, погодније је коришћење *ALFA* подешене симетричне средине. Она се уводи из разлога што је у стању да квалитетније елиминише утицај својим односом $(2ALFA)$ него (r) -подешена симетрична средина својим односом $(2r)$. Однос елиминације $(nALFA)$ који се одбацују са једног од краја узорка, не мора увек да буде целобројан, па се тада може увести константа l , таква да је:

$$nALFA = r + l, \quad (0 < l < 1). \quad (2.32)$$

На основу релација (2.30) и (2.32) *ALFA* подешена симетрична средина се дефинише као:

$$m_{(ALFA, ALFA)}^T = \frac{(1-l)u_{(r+1)} + u_{(r+2)} + \dots + u_{(n-r-1)} + (1-l)u_{(n-r)}}{n(1-2ALFA)}. \quad (2.33)$$

Аналогно, могуће је дефинисати и *ALFA* подешену симетричну винзоријанску средину. Она је једнака (r) -подешеној симетричној винзоријанској средини, односно:

$$m_{(ALFA, ALFA)}^W = u_{r,r}^W, \quad (2.34)$$

јер је:

$$r = r + l + 1 - l - 1. \quad (2.35)$$

На основу напред наведених релација може се уочити следеће:

- (0) -подешена средина и (0) -винзоријанска средина су идентичне, и једнаке су аритметичкој средини узорка,
- (0.5) -винзоријанска средина је једнака медијани узорка,

- (0.5)-подешена средина под одређеним околностима може бити једнака медијани узорка,
- (0.25)-подешена средина је једнака практично средини средине узорка.

Усвојени естиматор положаја T над основним моделом F , са густином расподеле p и средином μ , је једнак:

$$T(F) = \frac{1}{1 - 2ALFA} \int_{u_{ALFA}}^{u_{(1-ALFA)}} u dF, \quad 0 \leq ALFA < \frac{1}{2}, \quad F(u_{(ALFA)}) = ALFA \quad (2.36)$$

Крива утицаја за $ALFA$ подешену средину је једнака:

$$IC_{T,F}(\xi) = \begin{cases} -\frac{u_{(1-ALFA)} - \mu}{1 - 2\mu}, & \xi < u_{ALFA} \\ \frac{\xi - \mu}{1 - 2\mu}, & u_{ALFA} \leq \xi \leq u_{(1-ALFA)} \\ \frac{u_{(1-ALFA)} - \mu}{1 - 2\mu}, & u_{(1-ALFA)} < \xi \end{cases} \quad (2.37)$$

За $ALFA$ подешену винзоријанску средину ако се усвоји естиматор положаја T над основним моделом F , са густином расподеле p и средином μ , он је једнак:

$$T(F) = (ALFA)u_{ALFA} + \int_{u_{ALFA}}^{u_{(1-ALFA)}} u dF + (ALFA)u_{(1-ALFA)}, \quad 0 \leq ALFA < \frac{1}{2}. \quad (2.38)$$

Аналогно поступку налажења криве утицаја за $ALFA$ подешену средину крива утицаја за $ALFA$ подешену винзоријанску средину је једнака:

$$IC_{T,F}(\xi) = \begin{cases} -(u_{(1-ALFA)} - \mu), & \xi < u_{ALFA} \\ \frac{\xi - \mu}{1 - 2\mu}, & u_{ALFA} \leq \xi \leq u_{(1-ALFA)} \\ u_{(1-ALFA)} - \mu, & u_{(1-ALFA)} < \xi \end{cases} \quad (2.39)$$

Утицај outlier-а на вредност $ALFA$ подешене средине, као што се види из релације (3.37), није једнака нули, иако се на први поглед стиче утисак на основу њене дефиниције. Заправо он је једнак утицају који се има у крајевима функције утицаја и који за све вредности outlier-а изван зоне линеарности има исту апсолутну вредност. Овако реализован естиматор не одбацује стварно outlier-е, у смислу да их комплетно игнорише, већ их потискује у циљу груписања. Код $ALFA$ подешене винзоријанске средине крива

утицаја је такође ограничена, при чему outlier-е потискује у зону засићења. Код ове криве утицаја постоје дисконтинуитети у тачкама одбацивања. Обе криве пролазе нулу и центриране су у односу на њу. Али код *ALFA* подешене винзоријанске средине нагиб зоне линеарности се разликује као и супремум посматране функције утицаја. На основу овога се може закључити да када се outlier налази у зони линеарности, крива утицаја је једнака као код аритметичке средине, само што су вредности утицаја нешто веће. Генерално, може се рећи да крива утицаја код *ALFA* подешене средине и код *ALFA* подешене винзоријанске средине у сваком случају ограничава утицај outlier-а, али на два потпуно различита начина. Код прве средине крива утицаја је континуална док је код друге средине дисконтинуална и веома осетљива на понашање outlier-а у околини тачака одбацивања.

На бази претходног може се направити једна кратка анализа асимптотских кривих утицаја неких реализација естиматора положаја над узорком који је расподељен по Гаусовој расподели. Крива утицаја аритметичке средине би у овом случају била једна права линија са јединичним нагибом, чиме тај естиматор за велике вредности мерних опсервација има велики утицај. На жалост, на основу овога се може закључити да такав естиматор положаја није робустан, јер има бесконачно велику осетљивост на локални померај, [33]. Са друге стране, за естиматоре положаја реализоване било на медијани узорка или на *ALFA* подешеној средини осетљивост на локални померај је ограничена. Та осетљивост код естиматора положаја реализованог преко медијане узорка је чак мања него код естиматора реализованог преко *ALFA* подешене средине и једнака је $\sqrt{\pi/2}$ када је узорак расподељен по нормалној расподели. Ако се анализира осетљивост на локални померај добија се да је једнак јединици за аритметичку средину, док је за медијану узорка бесконачан. У принципу, аритметичка средина има најмању могућу вредност осетљивости локалног помераја коју неки естиматор може да има, при чему је такав естиматор отпоран на поремећаје који настају услед заокруживања вредности (ово се може сматрати малим поремећајем). Како се, пак, медијана узорка базира на одређивању средине узорка, естиматор је веома осетљив на такве грешке. Гледано са практичне стране, робусност у погледу великих грешака, односно outlier-а, је много критичнија него робусност у погледу малих грешака, односно малих одступања.

2.2 Полазне основе минимаксне робусне естимације параметара сигнала

Алгоритми из фамилије најмањих квадрата (различитих форми и модификација) су оптимални за обраду сигнала онда када опсервације сигнала имају нормалну расподелу и они су коришћени дуги низ година у инжењерској пракси. Међутим, установљено је да ретке велике реализације поремећаја, односно outlier-и, имају значајан утицај на квалитет њихових процена. Присуство outlier-а у мерном узорку сигнала обично је последица грешака у процедури мерења, саме физике мерног сигнала, грешака и сметњи суперпонираних на путу од захвата сигнала који се обрађује до система (уређаја) за обраду сигнала. Робусне процедуре естимације се и пројектују са практичним циљем да буду мање осетљиве на одступање реалне расподеле поремећаја у сигналу од претпостављене расподеле, то јесте, да поседују особину ефикасне робусности.

У реалној пракси су често присутна мерења која садрже велики број нерегуларности и у тим ситуацијама класичне методе обраде сигнала и идентификације параметара не дају задовољавајуће резултате. Тада се као решење намећу савремене робусне методе за обраду сигнала које могу у значајној мери побољшати отпорност на лоша мерења и тиме допринети квалитету и брзини естимације непознатих параметара. Практично у реалном свету имамо мерења која су загађена грешкама мерења великог интензитета (мерења одређених физичких величина су под јаким утицајем мерног шума чија расподела значајно одступа од најчешће подразумеване Гаусове расподеле), односно у великом броју реалних мерења се често јавља импулсни шум великог интензитета, [4], [11]. Утицај присуства оваквих лоших мерења, такозваних outlier-а (лоша мерења која карактерише импулсни шум велике амплитуде), је могуће елиминисати или потиснути а ово је кључни проблем чије се ефикасно решавање реализује применом различитих робусних приступа од којих је један ефикасан алгоритам М-робусни алгоритам.

При идентификацији параметара мерног сигнала, појава outlier-а се веома лоше одражава на квалитет примењене процедуре, [5]. Развијен је велики број процедура које су за задатак имале да минимизирају утицај outlier-а уколико већ не могу да их елиминишу у потпуности. Како су ови покушаји били углавном хеуристичког карактера, није имало ни смисла говорити о оптималности предложених метода. Нови приступ за решавање овог значајног проблема је отворен кроз [11], [31] а теорија проистекла одавде је названа минимаксна теорија. Код традиционалног приступа естимацији параметара,

унапред се мора знати вероватноћа посматраних процеса, па се на основу те информације пројектују естиматори који су резултат оптимизације. Најчешће коришћени методи су метод максималне веродостојности и метод максималне апостериорне вероватноће. Из овог приступа добијамо познате класичне методе идентификације, као што су метод најмањих квадрата или метод најмањих модула, [18]. Осетљивост класичних процедура долази до изражаја када су подаци зашумљени outlier-има и тада су нам неопходне процедуре које елиминишу (или пак свде на прихватљиви минимум) утицај лоших мерења и реализују адекватну процену непознатих параметара. По правилу термин робусност се употребљава у смислу релативно мале зависности статистичке процедуре од промене расподеле случајних величина. За нас је од интереса класа приближно нормалних расподела случајних величина а то су класе расподела које у централном делу имају облик Гаусове расподеле док су им крајеви ”отежали”. Разлог за ово је постојање ретких великих реализација у случајним временским тренуцима. Један од најзначајнијих радова, у овом контексту, заснован на строгим теоријским основама представља рад Хубера [31].

Хубер је предложио робусни естиматор који је методолошки заснован на процедури максималне веродостојности и назван је М-естиматор. У конкретном предметном случају предложен је минимаксни прилаз синтези робусних метода обраде сигнала у ЕЕС-у, односно минимизација индекса перформансе за најнеповољнију расподелу поремећаја у оквиру унапред специфициране фамилије расподела. Под појмом робусности се подразумева следећа једноставна дефиниција: естиматор за процену сигнала је робусан уколико процене параметара сигнала остану ограничене када се један или више мерних података у оквиру сигнала промени, у било ком правцу (односно на било који начин). Пошто су, у складу са централно-граничном теоремом математичке статистике одговарајуће стохастичке секвенце приближно нормалне, тј. у централном делу имају облик Гаусове расподеле али у крајевима садрже и елементе контаминираних квазипериодичним импулсима, неопходно је да се робусни естиматор добро понаша и у Гаусовој стохастичкој средини. Задатак робусне естимације параметара сигнала у ЕЕС-у јесте да се конструише естиматор који ће се једнако добро понашати у оквиру извесне фамилије расподела којој по претпоставци припада и реална расподела случајних величина. Практично, робусни естиматори треба да елиминишу утицај абнормалних опсервација, такозваних outlier-а, на квалитет процене параметара реалних сигнала.

Нека реализације случајне променљиве (које су независне) чине разматрану секвенцу $\{u_1 u_2 \dots u_n\}$ и имају заједничку расподелу P , и при томе узимају вредности из мерног простора U . Уколико је $P = \{P_\alpha: \alpha \in A\}$ фамилија расподела таквих да је за свако $\alpha \in A$, P_α апсолутно непрекидна у односу на меру β тада, сходно Radon-Nikodym-овој теорему, [35], постоји функција густине вероватноће p_α за коју важи:

$$\frac{dP_\alpha(u)}{d\beta(u)} = p_\alpha(u). \quad (2.40)$$

Претпоставимо да постоји и функција:

$$\frac{\partial p_\alpha(u)}{\partial \alpha} = p'_\alpha(u), \quad (2.41)$$

за свако $\alpha \in A$. Нека је, даље, T_n естиматор параметара α такав да је $T_n: U^n \rightarrow A$. Решавањем следећег оптимизационог проблема:

$$\min_{\alpha \in A} \sum_{i=1}^n \Phi_\alpha(u_i), \quad (2.42)$$

добија се широка класа естиматора. У зависности од изабране функције Φ_α добијамо различите типове естиматора као решење оптимизационог проблема једначине (2.42) и то:

- ако је $\Phi_\alpha(u) = -\log p_\alpha(u)$ добија се естиматор максималне веродостојности,
- ако је $\Phi_\alpha(u) = \|u - \alpha\|^2$ добија се естиматор типа најмањих квадрата и
- ако је $\Phi_\alpha(u) = |u - \alpha|$ добија се естиматор најмањих модула, односно медијана.

Оптимални робусни естиматор је естиматор максималне веродостојности за одређени тип расподеле, то значи да се и он може добити као решење оптимизационог проблема дефинисаног једначином (2.42). Ако је функција $\Phi(\cdot)$ диференцијабилна критеријум дефинисан једначином (2.42) се може дефинисати у следећем еквивалентном запису:

$$\sum_{i=1}^n \Psi_\alpha(u_i) = 0, \quad (2.43)$$

где су:

$$\Psi_\alpha = \theta \frac{\partial \Phi_\alpha(u)}{\partial \alpha}, \quad (2.44)$$

а θ је произвољна константа. Код минимаксног робусног естиматора усвојено је да је $\theta = 1$, тако да тада имамо:

$$\Psi_{\alpha}(u) = -\frac{\partial \log p_{\alpha}(u)}{\partial \alpha} = -\frac{p'_{\alpha}(u)}{p_{\alpha}(u)}, \quad (2.45)$$

где је у овом случају p_{α} функција густине вероватноће која одговара најгорој расподели скупа PP ($P \in PP$). Минимаксни робусни естиматор је у бити естиматор максималне веродостојности и као такав има све особине ових естиматора (конзистентан, асимптотски ефикасан). Шири концепт М-естиматора, као што је већ наглашено, развио је Хубер. Претпоставимо даље да је $p_{\alpha}(u) = p(u - \alpha)$ и сходно томе уместо ознака Ψ_{α} и Φ_{α} надаље усвајамо ознаке Ψ и Φ респективно. Нека је даље Φ непрекидна, конвексна, реална функција чији извод Ψ постоји и може узимати и позитивне и негативне вредности. Хубер је, такође, увео модел неодређености који се назива ε -контаминирана расподела дефинисана као:

$$P_{\varepsilon} = \{(1 - \varepsilon)F + \varepsilon G : G \in S\}, \quad (2.46)$$

где су: F стандардна нормална расподела, S је скуп расподела симетричних у односу на координатни почетак тако да је:

$$P(-u) = 1 - P(u), \quad (2.47)$$

и познати степен контаминације $0 \leq \varepsilon < 1$. Скуп свих расподела облика $P(u - \alpha)$, где је $P \in P_{\varepsilon}$, чини анализирану фамилију расподела P_{ε} . У пракси је честа појава лоших мерења која се могу моделовати расподелом G која има крајеве теже него што је то код нормалне расподеле, а која пак може бити и нормална у зависности од случаја каква је природа лоших мерења. Симетрија расподеле око координатног почетка обезбеђује непомереност естиматора максималне веродостојности и чини изразе за асимптотску варијансу тог естиматора једноставним, [36], [37].

Са друге стране, оваква претпоставка искључује из анализе могућност груписања лоших мерења само са једне стране вредности номиналне расподеле. Ово се може учинити рестриктивним али је дугогодишња пракса показала да се велики број проблема може моделовати расподелом (2.46).

Хубер је најгору расподелу практично потражио у скупу P_ε који представља скуп ε -контраминираних нормалних расподела а најгора расподела, она расподела која минимизира Фишерову количину информација $I(f)$, је дата следећим изразом:

$$p(u) = \begin{cases} (1 - \varepsilon)\varphi(k)e^{ku+k^2}; & u < -k \\ (1 - \varepsilon)\varphi(u); & -k \leq u \leq k, \\ (1 - \varepsilon)\varphi(k); & k < u \end{cases} \quad (2.48)$$

где је k константа која зависи од степена контраминације ε на следећи начин:

$$2 \left[\frac{\varphi(k)}{k} - \Phi(-k) \right] = \frac{\varepsilon}{1 - \varepsilon}. \quad (2.49)$$

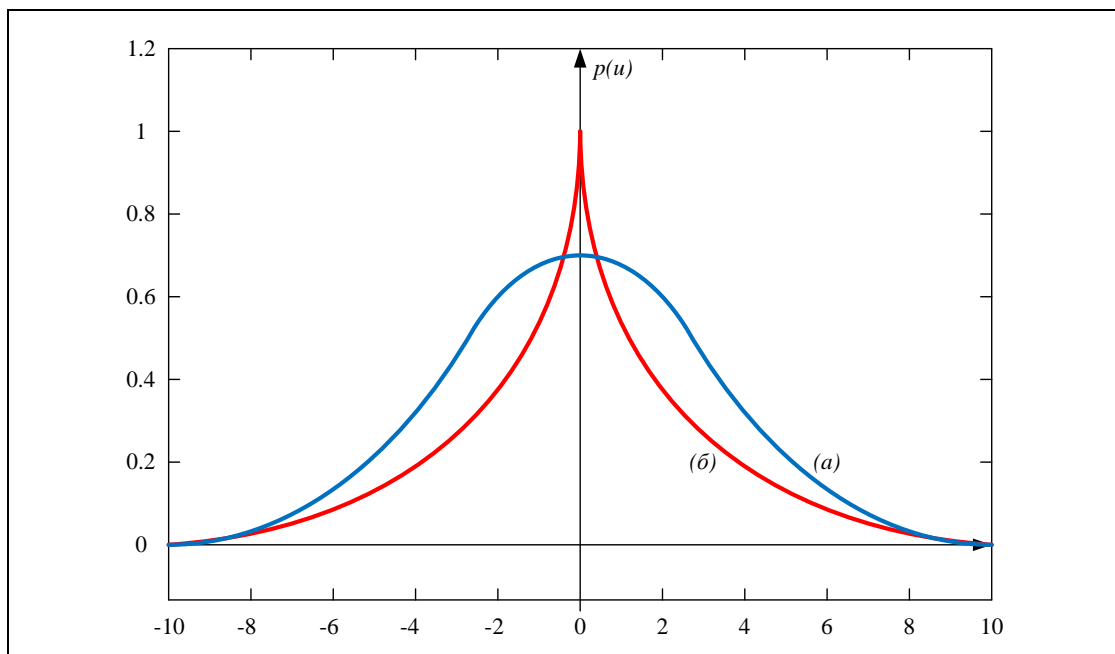
Занимљиво је да најгора могућа расподела са повећањем аргумента не опада спорије, него по експоненцијалном закону. Овој чињеници се може придружити следеће квалитативно тумачење: уколико би крајеви расподеле били исувише отежани тада би било једноставно класификовати лоша мерења од оних која подлежу номиналној, нормалној расподели. Отуда се најгора расподела појављује као она која има тачно толико сконцентрисану вероватноћу у великим реализацијама да је издвајање лоших мерења проблематично.

Из једначина (2.45) и (2.48) следи да је:

$$\Psi_\varepsilon(u) = \begin{cases} -k; & u < -k \\ u; & -k \leq u \leq k, \\ k; & k < u \end{cases} \quad (2.50)$$

где је параметар k тесно повезан са степеном контраминације према релацији (2.49).

Трансформација Ψ_ε не деформише податке уколико се они налазе унутар претходно дефинисане области, а одсеца оне који се нађу ван те области. Функција $p(u)$ је приказана на Сл. 2.8. Функција $\Psi_\varepsilon(u)$ врло лепо илуструје концепт естимације ограниченог утицаја. С обзиром да су лоша мерења одсечена, не постоје подаци који доминирају над осталима као што се то дешава рецимо код процене средње вредности над узорком, где се може догодити да један нерегуларан податак, уколико има довољно велику вредност, значајно деформише естимацију параметара обрађиваног узорка сигнала иако је хиљаду других података регуларно.



Сл. 2.8. Функција $p(u)$: Гаусова расподела (a) и експоненцијална расподела (б)

Треба уочити да је концепт естимације ограниченог утицаја врло близак концепту винзоризације, где се сваки међу j најмањих и l највећих података у секвенци од n мерења замењује вредношћу $(j + 1)$ -ог, односно $(n - l)$ -ог податка, респективно, [38]. Међутим, због тога што у концепту винзоризације ниво одсецања не зависи од неке предодређене вредности већ опет јесте функција скупа података, каже се да овај концепт не поседује атрибут ограниченог утицаја. Функција $\Phi_\varepsilon(u)$ је диференцијабилна и дата је у следећем облику:

$$\Phi_\varepsilon(u) = \begin{cases} -ku + \frac{k^2}{2}; & u < -k \\ \frac{1}{2}u^2; & -k \leq u \leq k. \\ ku - \frac{k^2}{2}; & k < u \end{cases} \quad (2.51)$$

Како је претпостављено да је функција $\Phi_\varepsilon(u)$ диференцијабилна, на основу релације (2.50) може се одредити њен облик, при чему је константа интеграције изостављена. Ова функција је квадратна у централном делу и линеарна у крајевима. За овакав естиматор се може рећи да представља некакав компромис између естиматора средње вредности на узорку и медијане на узорку. Када $\varepsilon \rightarrow 0$ тада $k \rightarrow \infty$ и тада минимаексни естиматор тежи естиматору средње вредности на узорку, тј. естиматору најмањих квадрата. Са друге стране, за $\varepsilon \rightarrow 1$ имамо да $k \rightarrow 0$, а за мале вредности параметра k важи:

$$\Phi_{\varepsilon}(u) \rightarrow ||u||, \quad (2.52)$$

што одговара естиматору медијане на узорку, тј. естиматору најмањих модула.

Ако претпоставимо да права расподела P припада фамилији расподела генерисаних као ε -контаминираних нормалних расподела, тада се може показати да естиматор $T_n\{u_1 u_2 \dots u_n\}$ поседује својство конзистентности и да је асимптотски нормалан. Као што је већ речено, ε -контаминирани шум дат је једначином:

$$P_{\varepsilon} = \{p|p(\cdot) = (1 - \varepsilon)N[\cdot | 0, \sigma^2] + \varepsilon h(\cdot), 0 \leq \varepsilon \leq 1\}, \quad (2.53)$$

где су:

$N[\cdot | 0, \sigma^2]$ -нормална расподела нулте средње вредности и варијансе σ^2 ,

$h(\cdot)$ -симетрична расподела нулте средње вредности са варијансом $\sigma_o^2 \gg \sigma^2$.

Ова формулација је веома значајна обзиром да се готово без изузетака среће у пракси и ефикасно моделује велики број појава у којима се спорадично појављују одбирци великог интензитета који се називају outlier-и, [2], [39], [40], [41].

У случају да је појава outlier-а изражена, потпуно је оправдано да се за расподелу $h(\cdot)$ у једначини (2.53) усвоји Гаусова расподела нулте средње вредности и варијансе σ_o^2 , која је значајно већа од номиналне варијансе сигнала. Из овога практично следи да се класа функција густине вероватноћа мерног шума, у овом случају, своди на:

$$p = (1 - \varepsilon)N[0, \sigma^2] + \varepsilon N[0, \sigma_o^2], \quad (2.54)$$

а ова функција се може описати са следећа три параметра:

-степеном контаминације $\varepsilon \in [0,1)$,

-номиналном варијансом регуларног мерног шума σ^2 ,

-варијансом outlier-а, $\sigma_o^2 \gg \sigma^2$.

Робусна обрада сигнала

3.1 Теоријске основе робусне процене временских низова

3.1.1 Робусна процена параметара ауторегресионих динамичких модела система

У овом делу размотрен је избор модела и оптималног индекса перформансе у задатку робусне процене параметара временских низова и непотпуне априорне информације о статистичким карактеристикама поремећаја. Линеаран дискретан динамички стохастички систем са једним улазом и једним излазом генерално се може описати ARMAX моделом (ауторегресиони модел са помичном средњом вредношћу и егзогеним улазом), [42]:

$$A(q)y(i) = B(q)u(i) + C(q)\xi(i) \quad (3.1)$$

где су:

$\{u(i)\}, \{y(i)\}, \{\xi(i)\}$ -низови случајних променљивих секвенци чије реализације представљају мерљиви улаз, мерљиви излаз и немерљиви поремећај у систему у i -том временском тренутку, респективно,

i -дискретни тренутак времена,

$A(q), B(q)$ -полиноми динамике сигнала, односно процеса,

$C(q)$ -полином динамике поремећаја,

q -оператор кашњења дефинисан као: $q^m y(i) = y(i - m)$.

Ауторегресиони AR модел временских низова се добије из ARMAX модела (1) за $B(q) = 0$ и $C(q) = 1$.

Полиноми динамике сигнала и динамике поремећаја дефинисани су следећим релацијама:

$$A(q) = 1 + \sum_{k=1}^n a_k q^k \quad (a)$$

$$B(q) = \sum_{k=0}^m b_k q^k \quad (б) \quad (3.2)$$

$$C(q) = 1 + \sum_{k=1}^l c_k q^k \quad (в)$$

Претпоставља се да су компоненте случајног стохастичког стационарног низа $\{\xi(i)\}$ међусобно независне и идентички расподељене, као и да је одговарајућа функција густине расподеле вероватноће поремећаја $p(\xi)$ симетрична и да има нулту средњу вредност, односно:

$$E\{\xi(i)\} = 0 \quad (a)$$

$$E\{\xi(i)\xi(j)\} = \sigma_\xi^2(i)\delta_{ij} \quad (б) \quad (3.3)$$

$$R(-\xi) = R(\xi) \quad (в)$$

где су:

$E\{\cdot\}$ -оператор математичког очекивања,

δ_{ij} -Кронекеров делта симбол дефинисан са: $\delta_{ij} = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases}$,

σ_ξ^2 -варијанса случајне променљиве $\xi(i)$, односно њена коначна дисперзија,

$R(\xi)$ -функција расподеле поремећаја.

Обзиром на релацију (3.2) једначина (3.1) се може написати у следећем облику:

$$\begin{aligned} y(i) = & -a_1 y(i-1) - \dots - a_n y(i-n) + b_0 u(i) + b_1 u(i-1) + \dots + b_m u(i-m) \\ & + \xi(i) + c_1 \xi(i-1) + \dots + c_l \xi(i-l) = Z^T(i-1)\alpha + \xi(i) \end{aligned} \quad (3.4)$$

где су регресиони вектор (представљен као вектор мерљивих улаза и излаза и немерљивих поремећаја) и вектор параметара сигнала, респективно:

$$Z(i-1) = \{-y(i-1), \dots, -y(i-n), u(i), u(i-1), \dots, u(i-m), \xi(i), \xi(i-1), \dots, \xi(i-l)\}^T,$$

$$\alpha = \{a_1, \dots, a_n, b_0, b_1, \dots, b_m, c_1, \dots, c_l\}^T.$$

Проблем идентификације (нерекурзивне, односно off-line или рекурзивне, односно on-line) непознатих параметара сигнала састоји се од естимације вектора непознатих параметара α у реалном времену на основу расположивих мерења сигнала.

Проблем процене непознатог вектора параметара сигнала у моделу (3.4) се своди на минимизацију индекса перформансе:

$$J(\alpha) = E\{\Phi[\vartheta(i, \alpha)]\} \quad (3.5)$$

где су:

$\Phi(\cdot)$ -критеријумска функција или функција губитака (односно, функција ризика која је конвексна функција зависна од претпостављене класе расподеле поремећаја у моделу (3.4)),

$\vartheta(i, \alpha)$ -грешка једначине или резидуал мерења (грешка предикције) дефинисан као разлика излаза система и његове оптималне средње квадратне предикције $y(i, \alpha) = E\{y(i)|i-1\}$.

Узимајући у обзир једначину модела (3.4), следи:

$$\vartheta(i, \alpha) = y(i) - y(i, \alpha) = y(i) - Z^T(i-1)\alpha = Z^T(i-1)(\alpha^* - \alpha) + \xi(i), \quad (3.6)$$

где је α^* права вредност вектора параметара у моделу (3.4), односно:

$$\alpha^* = \{a_1^*, \dots, a_n^*, b_0^*, b_1^*, \dots, b_m^*, c_1^*, \dots, c_l^*\}^T. \quad (3.7)$$

Процена непознатог вектора параметара добија се из услова минимума критеријума (3.5), тј:

$$\nabla_{\alpha} J(\alpha) = E\{\nabla_{\alpha} \Phi[\vartheta(i, \alpha)]\} = 0 \quad (3.8)$$

где је ∇_{α} оператор парцијалног извода (градијент).

Уколико се уведе ознака $\Psi(z) = \Phi'(z)$, тада се услов (3.8) може написати у следећој форми:

$$\nabla_{\alpha} J(\alpha) = E\{\Psi[\vartheta(i, \alpha)]\nabla_{\alpha} \vartheta(i, \alpha)\} = 0. \quad (3.9)$$

Ако је пак $\Phi(\cdot)$ парна и диференцијабилна функција њен извод је непарна функција и, обзиром да је расподела поремећаја симетрична функција, решење нелинеарног система једначина (3.9) је $\alpha = \alpha^*$. Пошто је на основу (3.6) $\vartheta(i, \alpha^*) = \xi(i)$ и $\nabla_{\alpha} \vartheta(i, \alpha^*) =$

$-Z(i-1)$, и имајући у виду да су случајне величине $\xi(i)$ и $Z(i-1)$ стохастички независне, као и уважавајући да је $E\{\Psi[\xi(i)]\} = 0$, следи да је:

$$\nabla_{\alpha} J(\alpha^*) = E\{\Psi[\xi[i]]\}E\{Z(i-1)\} = 0. \quad (3.10)$$

Ако је при томе функција $\Phi(\cdot)$ и конвексна функција њен извод је монотона функција и добијено решење је јединствено. Релација (3.10) показује да је услов оптималности (3.8) или (3.9) задовољен за произвољну парну функцију губитака $\Phi(\cdot)$, односно да је оптимално решење $\alpha = \alpha^*$ практично независно од избора критеријумске функције. Међутим, нелинеарни систем једначина (3.8) или (3.9) генерално се не може решити аналитички, већ његово решавање захтева примену метода нумеричке анализе. У пракси је једино могуће да се на основу N секвенци мерења улаза и излаза система, односно $\{u(i), y(i), 1 \leq i \leq N\}$ генерише процена $\alpha(N)$ која, када N неограничено расте, конвергира ка оптималном решењу. Стога, један од кључних корака у овако формулисаној задатку идентификације параметара (параметарске идентификације) представља избор функције губитака $\Phi(\cdot)$ у индексу перформансе (3.5). Познато је да је избор критеријумске функције $\Phi(\cdot)$ у великој мери субјективан и представља компромис између тежње да се, с једне стране, у критеријум што више уграде физички услови рада и намене система, а да с друге стране буде аналитички што једноставнија.

3.1.1.1 Метод најмањих квадрата

У инжењерској пракси у индексу перформансе (3.5) користи се (пре свега због упрошћавања пратећег математичког апарата) квадратна функција губитака, односно $\Phi(z) = z^2$. Наиме, у овом случају квадратног критеријума систем једначина (3.8) може се решити експлицитно на следећи начин, [43]:

$$\alpha = \{E[Z(i-1)Z^T(i-1)]\}^{-1}E[Z(i-1)y(i)]. \quad (3.11)$$

Израз (3.11) дефинише рекурзивни алгоритам најмањих квадрата. Уколико се у релацији (3.11) математичка очекивања апроксимирају одговарајућим аритметичким срединама, односно:

$$E[Z(i-1)Z^T(i-1)] \sim \frac{1}{i-1} \sum_{j=1}^{i-1} Z(j)Z^T(j) \quad (a) \quad (3.12)$$

$$E[Z(i-1)y(i)] \sim \frac{1}{i-1} \sum_{j=1}^{i-1} Z(j)y(j+1) \quad (б)$$

и уколико се уведу следеће ознаке:

$$P^{-1}(i) = \sum_{j=1}^{i-1} Z(j)Z^T(j) = P^{-1}(i-1) + Z(i-1)Z^T(i-1) \quad (а)$$

$$B(i) = \sum_{j=1}^{i-1} Z(j)y(j+1) = B(i-1) + Z^T(i-1)y(i) \quad (б)$$

(3.13)

применом теореме о инверзији матрица, Прилог 1, долази се до рекурзивне форме алгоритма најмањих квадрата, [43]:

$$\alpha(i) = \alpha(i-1) - \frac{P(i-1)Z(i-1)}{1 + Z^T(i-1)P(i-1)Z(i-1)} \cdot [y(i) - Z^T(i-1)\alpha(i-1)] \quad (а)$$

$$P(i) = P(i-1) - \frac{P(i-1)Z(i-1)Z^T(i-1)P(i-1)}{1 + Z^T(i-1)P(i-1)Z(i-1)} \quad (б)$$

(3.14)

Уколико су поремећаји у моделу (3.4) бели Гаусов шум тада је алгоритам најмањих квадрата оптималан, у смислу минималне варијансе грешке естимације. Алгоритам најмањих квадрата даје задовољавајуће процене и у неким ситуацијама када расподела поремећаја није гаусовска. Међутим, у извесним ситуацијама окарактерисаним малим бројем мерних података, појавом спорадичних реализација поремећаја великог интензитета квалитет процена методом најмањих квадрата је незадовољавајући. Релативна робусност на поремећаје наведеног типа може се постићи погодним избором облика критеријумске функције. Основна идеја се састоји у замени квадратне функције губитака функцијом $\Phi(z)$ која је за мале вредности аргумента z блиска квадратној зависности али је за веће вредности аргумента вредност функције губитака мања од z^2 .

3.2 Нерекурзивни минимаксни робусни алгоритми идентификације параметара сигнала у реалом времену

Следећи минимаксни приступ Хубера, [31], функција губитака у индексу перформансе (3.5) се може изабрати на оптималан начин, зависно од расположиве априорне

информације о статистичким карактеристикама поремећаја, у смислу постизања робусности процедуре идентификације. Већ је наглашено да се решење нелинеарних система једначина (3.8) може добити применом метода нумеричке анализе где се на основу мерења улаза и излаза система (3.4) генерише процена $\alpha(i)$ која и када неограничено расте конвергира ка оптималном решењу, односно правој вредности вектора параметара у разматраном моделу. Као критеријум квалитета такве процене може се усвојити матрица коваријансе грешке, [31]:

$$V(\Phi, p) = \lim_{i \rightarrow \infty} iE\{[\alpha(i) - \alpha^*][\alpha(i) - \alpha^*]^T\} \quad (3.15)$$

која карактерише асимптотску брзину конвергенције процене $\alpha(i)$ ка тачној вредности вектора параметара α^* . Асимптотска матрица коваријансе грешке процене дефинисана је у Прилогу 2. Наведена матрица зависи од функције губитака $\Phi(\cdot)$ у индексу перформансе (3.5) и реалне густине вероватноће поремећаја $p(\cdot)$ у моделу (3.4). Најједноставнији начин генерисања такве процене састоји се у апроксимацији индекса перформансе (3.5) аритметичком средином, односно:

$$J_i(\alpha) = \frac{1}{i} \sum_{j=1}^i \Phi[\vartheta(j, \alpha)]. \quad (3.16)$$

На овај начин процена $\alpha(i)$ се добија директно из услова минимума емпиријског критеријума (3.16), тј:

$$\alpha(i) = \arg \min_{\alpha} J_i(\alpha). \quad (3.17)$$

Уколико је стварна расподела поремећаја тачно позната, функција $\Phi(\cdot)$ у критеријуму (3.5) може се изабрати на оптималан начин, у смислу максималне брзине конвергенције процене (3.8). Њен оптималан избор практично се заснива на примени Крамер-Раове теореме на израз за асимптотску матрицу коваријансе грешке. Наиме, уколико је процена (3.8) непомерена а густина расподеле поремећаја задовољава претпоставке Теореме која дефинише асимптотску матрицу коваријансе грешке процене, Прилог 2, асимптотска матрица коваријансе грешке тада задовољава Крамер-Раову неједнакост:

$$V(\Phi, p) \geq [I(p)K(\alpha^*, \sigma_{\xi}^2(p))]^{-1}, \quad (3.18)$$

где су:

K -позитивно дефинитна матрица,

$I(p)$ -Фишера количина информација, дефинисана у Прилогу 3.

Ако се пак за оптималну критеријумску функцију усвоји функција:

$$\Phi(z) = \Phi_o(z) = C_1^t \log p(z) + C_2^t, \quad (3.19)$$

скаларни фактори $alfa$ и $beta$, дефинисани изразима у Прилогу 2, постају $alfa = beta = I(p)$, а у релацији (3.18) тада важи знак једнакости, односно асимптотска матрица коваријансе грешке процене (3.8) достиже минимално могућу вредност, тј. Крамер-Раову доњу међу. Израз (3.19) показује да оптимална критеријумска функција није јединствена, већ зависи од параметара C_1^t и C_2^t . Добијени резултат је практично последица чињенице да асимптотска матрица коваријансе грешке зависи и од $\Psi_o = \Phi_o'$ и од Ψ_o' . На основу једноставних геометријских разматрања следује да параметар C_1^t мора бити негативан. Наиме, параметар C_2^t одређује минималну вредност оптималне функције ризика $\Phi_o(0)$. Даље, ако је $C_2^t > C_1^t \log p(z)$ и ако је $C_1^t < 0$ биће $\Phi_o(z) > 0$ за свако z . Аналитички је најједноставније усвојити вредности $C_1^t = -1$ и $C_2^t = 0$. На тај начин, сходно Прилогу 4, оптимална критеријумска функција је:

$$\Phi_o(z) = -\log[p(z)] \quad (3.20)$$

односно, оптимални естиматор коваријансе грешке је алгоритам максималне веродостојности.

Теореме из Прилога 2 и Прилога 4 доказане су при претпоставци да је функција губитака $\Phi(\cdot)$ апсолутно непрекидна у свим тачкама осим у коначном броју тачака, а функција густине вероватноће поремећаја апсолутно непрекидна. Најнеповољнија густина вероватноће $p_o(z)$ у оквиру дате класе носи минимум информације о естимираном вектору непознатих параметара сигнала, с обзиром да се добија из услова максимума десне стране Крамер-Раове неједнакости (3.18), односно максималне Крамер-Раове доње међе. Оптималан избор функције губитака $\Phi_o(z)$ у оквиру претпостављене класе гарантује да за произвољну густину вероватноће поремећаја асимптотска коваријанса грешке естиматора неће прећи границу робусности $V(\Phi_o, p_o)$, која је минимална у оквиру свих асимптотских коваријанси $V(\Phi, p_o)$, где је $\Phi(\cdot)$ произвољна парна функција губитака. Одређивање најнеповољније густине вероватноће у оквиру дате класе захтева решење неklasичног варијационог проблема. Његово решење се може наћи аналитички само у случају статичких модела система, односно када је $A(q) = 1$ и $C(q) = 1$, [11].

Примери таквог модела су $y(i) = A + \xi(i)$ и $y(i) = As(i) + \xi(i)$ где је $s(i)$ задати детерминистички облик сигнала или случајна величина некорелисана са $\xi(i)$. У општем случају решење постоји само за класу расподела поремећаја са ограниченом дисперзијом, али његово налажење захтева примену метода нумеричке анализе.

Наведена апроксимација омогућава да се израчуна приближно асимптотска матрица коваријансе грешке оптималне процене (3.8) и да се, следећи Хуберов минимаксни прилаз синтези робусних естиматора, функција губитака $\Phi(\cdot)$ у индексу перформансе (3.5) изабере на оптималан начин у смислу постизања робусности процедуре идентификације (естимације) вектора непознатих параметара сигнала. Оптимални естиматор минималне коваријансе грешке је алгоритам максималне веродостојности чија је оптимална критеријумска функција дефинисана релацијом (3.20). Посебно, уколико су поремећаји распоређени по Гаусу, функција (3.20) је квадратна и алгоритам максималне веродостојности се своди на алгоритам најмањих квадрата. Реална густина расподеле поремећаја је, међутим, изузетно ретко потпуно позната у пракси али се често на основу расположиве априорне информације о статистичким карактеристикама поремећаја може одредити извесна класа расподела којој и реална расподела поремећаја припада. Полазећи од методологије робусне естимације Хубера, може се дефинисати оптимална критеријумска функција у оквиру дате класе, у смислу минимакса асимптотске матрице коваријансе грешке. За генерисање нерекурзивне робусне процене (3.17) у пракси, која минимизира оптимални индекс перформансе дефинисан изразима (3.5) и (3.20), може се користити било која од итеративних процедура нумеричке математике.

Задатак идентификације непознатих параметара сигнала (3.4), практично, састоји се у процењивању коефицијената полинома датих у вектору α на бази расположивих мерења у систему $\{y(i), i = 1, 2, 3, \dots, N\}$. У овом конкретном случају, разматраном проблему се може прићи са становишта минимизације индекса перформансе (3.5), који се сада у овом конкретном случају може приказати на следећи начин:

$$J_N(\alpha^*) = \sum_{i=1}^N \Phi[\vartheta_i(\alpha^*)] \quad (3.21)$$

где је грешка предикције, или резидуал, одређена са:

$$\vartheta_i(\alpha^*) = y(i) - Z^T(i-1)\alpha^*. \quad (3.22)$$

Процена α_N , заснована на N секвенци мерења, у овом конкретном случају добија се из услова минимума критеријума:

$$\alpha_N = \arg \min_{\alpha^*} J_N(\alpha_N^*) \quad (3.23)$$

односно као решење следећег нелинеарног система једначина:

$$\nabla J_N(\alpha^*)|_{\alpha^*=\alpha(N=0)} = \sum_{i=1}^N \Psi[\vartheta_i(\alpha_N)]Z(i-1) = 0. \quad (3.24)$$

Услов (3.24) представља потребан услов критеријума (3.21) и обезбеђује само конвергенцију решења ка стационарној тачки или тачки локалног минимума. Уколико је $\Phi(\cdot)$ строго конвексна функција тачка локалног минимума је и тачка глобалног минимума и решење система једначина (3.24) је јединствено. Робусна процена α_N , заснована на N секвенци мерења, добија се као решење нелинеарног система једначина (3.24), с тим да је претходно одређена оптимална критеријумска функција $\Phi_o(\cdot)$ или усвојена њена погодна апроксимација. Дефинисани систем једначина генерално не може експлицитно да се реши. За налажење процене α_N може се користити нека од итеративних метода нумеричке анализе. Код итеративних процедура, полазећи од неког почетног погађања α_0 , генерише се низ међурешења вектора непознатих параметара сигнала $\{\alpha_i, i = 1, 2, \dots\}$ који, под одређеним условима, конвергира ка α_N .

3.2.1 Робусна процена параметара модела линеарне регресије

Ако претпоставимо да је познато $(N + p)$ одбирака сигнала $y(i)$, тада се једначина (3.4) практично може написати у следећој форми модела линеарне регресије:

$$Y = H\alpha + E \quad (3.25)$$

где су:

Y -вектор одбирака сигнала $y(i)$ дужине N ,

α -вектор непознатих параметара сигнала дужине p ,

E -вектор сигнала грешака $\xi(i)$ дужине N ,

H -матрица опсервација сигнала димензија $N \times p$,

дефинисани на следећи начин, респективно:

$$Y^T = [y(i+1) \ y(i+2) \ \dots \ y(i+N)] \quad (\text{a})$$

$$\alpha^T = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \dots \ \alpha_p] \quad (\text{б})$$

$$E^T = [\xi(i+1) \ \xi(i+2) \ \dots \ \xi(i+N)] \quad (\text{в})$$

$$H = \begin{bmatrix} -y(i) & -y(i-1) & \dots & \dots & -y(i+1-p) \\ -y(i+1) & -y(i) & \dots & \dots & -y(i+2-p) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ -y(i+N-1) & -y(i+N-2) & \dots & \dots & -y(i+N-p) \end{bmatrix}. \quad (\text{г}) \quad (3.26)$$

Да би се обезбедила инваријантност процена у односу на параметар скалирања, критеријум (3.21) може се модификовати и усвојити у следећем облику:

$$J_N(\alpha^*) = \sum_{i=1}^N \Phi_o \left[\frac{\vartheta_i(\alpha^*)}{t} \right], \quad (3.27)$$

односно, у случају модела линеарне регресије:

$$J_N(\alpha^*) = \sum_{i=1}^N \Phi_o \left[\frac{y(i) - h_i^T(i-1)\alpha^*}{t} \right], \quad (3.28)$$

где су:

t -фактор скалирања (процена фактора скалирања функције расподеле која генерише случајне променљиве $\xi(i)$), односно погодно одабрана процена стандардне девијације σ_ξ ,

h_i^T -одговарајућа врста матрице опсервације H .

У робусној статистици као робусна процена параметра скалирања најчешће се усваја медијана апсолутне девијације узорка, [34], тј:

$$t = \frac{MAD}{0.6745}, \quad MAD = \text{median}[|y(i) - \text{median}(y(i))|]. \quad (3.29)$$

Коефицијент 0.6745 се усваја из разлога што је $t \cong \sigma_\xi$ за довољно велику дужину мерног узорка N и уколико је шум мерења ξ расподељен према Гаусовој расподели (односно, фактор 0.6745 обезбеђује да је процена (3.29) приближно једнака стандардној девијацији узорка за довољно велику дужину узорка и у случају да су мерни подаци

$[y(i)]$ генерисани нормалном функцијом расподеле). С друге стране, емпиријске стандардне девијације популације, дисперзија $\hat{\sigma}$ или пак средња вредност популације \bar{y} не препоручују се за процену фактора скалирања t с обзиром да су овакве процене неробусне и осетљиве су на присуство outlier-а (односно, не усвајају се за процену параметра скалирања у условима постојања спорадичних поремећаја великог интензитета обзиром да је њихова робусност мала).

Једна од најчешће коришћених класа робусних естиматора сигнала је робусни алгоритам типа максималне веродостојности. Овај алгоритам је дефинисан релацијом (3.21), односно робусна процена се добија као решење нелинеарног система једначина (3.24). Полазећи од дефиниције најнеповољније густине вероватноће и функције губитака дефинисаних у Прилогу 4, показује се да се оптимална функција губитака $\Phi_o(z)$ у изразу (3.21) добија као решење варијационог задатка (3.24) које у општем случају не постоји у затвореној форми. У пракси је неопходно да се критеријумска функција $\Phi_o(z)$ изабере искуствено, на основу експерименталних истраживања, у циљу обезбеђивања жељене особине ефикасне робусности. Естиматор облика (3.21) за погодно изабрану функцију ризика $\Phi(z)$ назива се естиматор апроксимативне максималне веродостојности или скраћено М-естиматор. Нека је $\Phi_o(z)$ погодно одабрана, оптимална, критеријумска функција губитака која треба да обезбеди ефикасност робусне процене естимације. Функција $\Phi_o(z)$ треба да обезбеди високу ефикасност у присуству Гаусове расподеле и то се у конкретном случају М-робусне естимације реализује тако да ова функција има за мале вредности аргумента облик квадратне функције јер је оптимални естиматор у случају гаусовски расподељене мерне популације метод најмањих квадрата. Следећи захтев који треба да задовољи функција $\Phi_o(z)$ јесте да буде непрекидна и ограничена функција. Наиме, ово је захтев за квалитативном робусношћу с обзиром да ограниченост функције $\Phi_o(z)$ обезбеђује резултат да једна контаминација у обрађиваном сигналу, односно опсервација несагласна са остатком популације, не изазива велике промене у проценама непознатих параметара сигнала, док непрекидност, с друге стране, обезбеђује и гарантује да грешке заокруживања, одсецања и груписане контаминације неће резултовати у велике пертурбације естимације непознатих параметара сигнала. Решење оптимизационог задатка, односно М-процена вектора параметара α (за случај модела линеарне регресије α_N) (3.28), финално, своди се на решавање нелинеарног система једначина са непознатим параметрима:

$$\sum_{i=1}^N \frac{1}{t} h_{ij} \Psi_o \left[\frac{y(i) - h_i^T (i-1) \alpha^*}{t} \right] = 0, \quad j = 1, 2, \dots, p, \quad (3.30)$$

где је h_{ij} —елемент у i -тој врсти и j -тој колони матрице опсервације H . За $p = 1$ имамо такозвани скаларни случај када се разматрани проблем своди на естимацију амплитуде сигнала. Показује се да је у овом случају функција $\Psi_o(z) = \Phi_o'(z)$ сразмерна функцији утицаја у концепту квалитативне робусности па се често функција $\Psi_o(z)$ назива и функција утицаја, што је претходно већ и назначено. Решење система једначина (3.30) не може се добити у затвореној форми већ захтева примену итеративних процедура. Полазећи од извесне почетне процене α_0 непознатог вектора α и робусне процене фактора скалирања t могућ је већи број приступа за решавање дефинисаног нелинеарног проблема. Најједноставнији итеративни метод за решавање нелинеарног система једначина (3.24), односно (3.30), је градијентни алгоритам који, иако рачунски једноставан, није подесан за примену због споре конвергенције. Ако је функција утицаја $\Phi(\cdot)$ глатка, конвексна функција, за налажење решења система једначина (3.24) може се користити итеративна процедура Гаус-Њутна којом се обезбеђује квадратна брзина конвергенције. Ова метода, примењена на систем једначина (3.24), даје:

$$\begin{aligned} \alpha(i) = \alpha(i-1) + \\ + \left\{ \sum_{k=1}^N \Psi \left[\frac{\vartheta(k, \alpha(i-1))}{t} \right] \nabla_{\alpha} \left[\frac{\vartheta(k, \alpha(i-1))}{t} \right] \nabla_{\alpha}^T \left[\frac{\vartheta(k, \alpha(i-1))}{t} \right] \right\}^{-1} \cdot \\ \cdot \sum_{k=1}^N \Psi \left[\frac{\vartheta(k, \alpha(i-1))}{t} \right] \nabla_{\alpha} \left[\frac{\vartheta(k, \alpha(i-1))}{t} \right]. \end{aligned} \quad (3.31)$$

Узимајући у обзир дефинициони израз за резидуал $\vartheta(\cdot)$, једначина (3.31) се своди на следећи облик:

$$\begin{aligned} \alpha(i) = \alpha(i-1) + \left\{ \sum_{k=1}^N \Psi' \left[\frac{\vartheta(k, \alpha(i-1))}{t} \right] Z(k-1) Z^T(k-1) \right\}^{-1} \cdot \\ \cdot \sum_{k=1}^N \Psi \left[\frac{\vartheta(k, \alpha(i-1))}{t} \right] Z(k-1) t. \end{aligned} \quad (3.32)$$

Ако је критеријумска функција $\Phi(\cdot)$ конвексна неглатка крива њен извод у релацији (3.32) може се апроксимирати псеудоградијентом и пошто је $\Psi'(z) = z^{-1}\Psi(z)$, може се дефинисати модификовани Гаус-Њутнов алгоритам:

$$\alpha(i) = \alpha(i-1) + \left\{ \sum_{k=1}^N \vartheta^{-1}(k, \alpha(i-1)) \Psi \left[\frac{\vartheta(k, \alpha(i-1))}{t} \right] Z(k-1) Z^T(k-1) \right\}^{-1} \cdot \sum_{k=1}^N \Psi \left[\frac{\vartheta(k, \alpha(i-1))}{t} \right] Z(k-1). \quad (3.33)$$

Гаус-Њутнов алгоритам је осетљивији од градијентног алгоритма на почетне услове, али у условима добрих почетних процена параметара сигнала знатно брже конвергира од градијентног метода. Релативно добре почетне процене параметара могу се генерисати применом нерекурзивног алгоритма најмањих квадрата (који се добије када у релацији (3.32) ставимо да је $\Psi(z) = z$). Увођењем следећих ознака:

$$H = \begin{bmatrix} -y(0) & -y(-1) & \dots & \dots & -y(1-n) \\ -y(1) & -y(0) & \dots & \dots & -y(2-n) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -y(N-1) & -y(N-2) & \dots & \dots & -y(N-n) \end{bmatrix}, \quad (a)$$

$$P = \left\{ t\Psi \left[\frac{\vartheta(1)}{t} \right] \quad t\Psi \left[\frac{\vartheta(2)}{t} \right] \quad \dots \quad t\Psi \left[\frac{\vartheta(N)}{t} \right] \right\}^T, \quad (b) \quad (3.34)$$

$$P_1 = \left\{ \Psi' \left[\frac{\vartheta(1)}{t} \right] \quad \Psi' \left[\frac{\vartheta(2)}{t} \right] \quad \dots \quad \Psi' \left[\frac{\vartheta(N)}{t} \right] \right\}^T, \quad (b)$$

$$Y = [y(1) \ y(2) \ \dots \ y(N)]^T, \quad (g)$$

$$R = [\vartheta(1) \ \vartheta(2) \ \dots \ \vartheta(N)]^T, \quad (d)$$

где је P -вектор нелинеарних трансформација резидуала, Гаус-Њутнов алгоритам, дефинисан релацијом (3.32), може се приказати у следећем облику:

$$R = Y - H\alpha(i-1) \quad (a)$$

$$\alpha(i) = \alpha(i-1) + [P_1(1)H_1^T H_1 + P_1(2)H_2^T H_2 + \dots + P_1(N)H_N^T H_N]^{-1} H^T P, \quad (b) \quad (3.35)$$

где је са H_i означена i -та врста у матрици H .

Како бисмо размотрили утицај једног outlier-а у прозору података, односно у прозору мерења, посматраћемо шта се дешава са матрицом опсервације сигнала H , затим са вектором мерења Y као и са вектором резидуала R , тј. величина међусобно повезаних у релацији (3.35)(а). Претпоставићемо да је клизећи прозор података у току померања (клизања) стигао до мерног податка у тренутку i , а да је outlier постојао у тренутку k , и нека је $k + p > i$, (p је ред модела, односно димензија вектора непознатих параметара α). Тада поједини елементи дефинисани у релацији (3.35) имају следеће облике:

$$Y = \begin{bmatrix} -y[i - N + 1] \\ \vdots \\ -y(k) \\ -y(k + 1) \\ -y(k + 2) \\ \vdots \\ -y(k + p) \\ \vdots \\ -y(i) \end{bmatrix}, \quad (a)$$

$$H = \begin{bmatrix} -y(i - N) & -y(i - N - 1) & \dots & -y(i - n - p + 1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -y(k - 1) & -y(k - 2) & \dots & -y(k - p) \\ -y(k) & -y(k - 1) & \dots & -y(k - p + 1) \\ -y(k + 1) & -y(k) & \dots & -y(k - p + 2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -y(k + p - 1) & -y(k + p - 2) & \dots & -y(k) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -y(i - 1) & -y(i - 2) & \dots & -y(i - p) \end{bmatrix}, \quad (b)$$

$$R = [\vartheta(i - N - 1) \dots \vartheta(k) \vartheta(k + 1) \vartheta(k + 2) \dots \vartheta(k + p) \dots \vartheta(i)]^T. \quad (b)$$

Дакле, ако је у тренутку k постојао outlier, како смо и претпоставили, тада ће у матрици H бити p врста где ће у свакој врсти постојати одбирок сигнала $y(k)$. Међутим, у том случају постоји само једна врста (засенчена) и у матрици H и у вектору Y која практично

није сагласна (није адекватна) основној поставци ауторегресионог модела сигнала. У осталим врстама одбирак $y(k)$ се практично понаша као почетни услов при генерисању сигнала ауторегресионим моделом, те нема одступања од ауторегресионог модела (другим речима, за ове врсте имамо мали резидуал у вектору R). Дакле, при постојању једног outlier-а постоји само једна врста која ће одступати од ауторегресионог модела и код које постоји велики резидуал. С друге стране, код примене робусног алгоритма не постоји нагли скок у процени вредности параметара сигнала у присуству outlier-а (при уласку outlier-а у прозор података или при изласку outlier-а из прозора података) пошто робусни алгоритам практично врши нелинеарну трансформацију великих резидуала и на тај начин умањује утицај постојања outlier-а у прозору података сигнала који се обрађује (тако што у матрици H умањује, односно ограничава утицај означене врсте која се не може добро моделовати претпостављеним ауторегресионим моделом сигнала). На основу ове анализе могуће је закључити да је важно да имамо довољну дужину прозора података како бисмо у матрици H имали што више врста чији се одбирци сигнала могу адекватно моделовати претпостављеним ауторегресионим моделом. На овај начин ће и итеративни алгоритам брже исконвергирати. Међутим, присуство outlier-а у прозору података доводи до тога да неробусни алгоритми дају погрешне (често се зову и померене) процене параметара сигнала. Из овога би, начелно, произашло да је потребно да имамо што краћи прозор података сигнала који се обрађује како бисмо избегли ефекат померених процена. У пракси је увек неопходан компромис између захтева за што дужим интервалима са тачним проценама параметара (краћи прозор података) и захтева за што мањом варијансом процена (дужи прозор података).

3.2.2 Итеративни метод најмањих квадрата са нелинеарном трансформацијом резидуала

Апроксимација процена (3.35) може се добити уколико се реализација извода нелинеарне трансформације у (3.34)(в) апроксимира извесном константом g . У том случају процена (3.35) се своди на итеративни метод најмањих квадрата са нелинеарном трансформацијом резидуала, односно:

$$\alpha(i) = \alpha(i - 1) + g(H^T H)^{-1} H^T P. \quad (3.37)$$

Посебно за $g = 1$ и $\Psi(z) = z$ у (3.34)(б) процена (3.37) се своди на нерекурзивни метод најмањих квадрата:

$$\alpha(i) = \alpha(i - 1) + (H^T H)^{-1} H^T P, \quad (3.38)$$

односно, процена непознатог вектора параметара добија се у једном кораку:

$$\alpha_N = (D^T D)^{-1} D^T Y. \quad (3.39)$$

Даље је могуће извршити и модификацију претходне процедуре, засновану на корекцији параметара скалирања коју је предложио Дитер, [44].

Модификација се састоји у томе да се вектор нелинеарних трансформација резидуала (3.34)(б) заснива на коришћењу кориговане процене медијане апсолутне девијације, тј:

$$P = \left\{ t_i \Psi \left[\frac{\vartheta(1)}{t_i} \right] t_i \Psi \left[\frac{\vartheta(2)}{t_i} \right] \dots t_i \Psi \left[\frac{\vartheta(N)}{t_i} \right] \right\}^T, \quad (3.40)$$

где су:

$$t_i^2 = \frac{1}{(N - p) E\{\Psi^2\}} \sum_{i=1}^N \Psi^2 \left[\frac{\vartheta(i)}{t_{i-1}} \right] t_{i-1}^2, \quad (3.41)$$

N -дужина мерног узорка,

p -димензија вектора параметара,

$$\Psi(\cdot) = \Phi'(\cdot),$$

$E\{\Psi^2\} = E\{\cdot\}$ -математичко очекивање у односу на стандардну нормалну расподелу јединичне варијансе и нулте средње вредности (за почетно погађање параметра скалирања t_0 у (3.41) може се користити и процена дефинисана са (3.29)).

3.2.3 Робусни алгоритам пондерисаних најмањих квадрата

У условима постојања спорадичних поремећаја великог интензитета, односно у условима изразито неповољног односа сигнал-шум, Гаус-Њутнов алгоритам (3.35)(б) (или пак његова модификација (3.37)) може се користити само за генерисање почетних процена за робусни алгоритам пондерисаних најмањих квадрата, који се заснива на коришћењу немонотоних критеријумских функција $\Psi(\cdot)$. Робусна процена α_N сходно алгоритму пондерисаних најмањих квадрата добија се као решење следећег нелинеарног система једначина:

$$\sum_{i=1}^N h_{ij} \Psi \left[\frac{\vartheta(i, \alpha)}{t} \right] = 0, j = 1, 2, \dots, n, \quad (3.42)$$

где h_{ij} означава елементе из матрице (3.34)(а), а t представља робусну процену параметра скалирања. Једначину (3.42) могуће је написати и у следећем облику:

$$\sum_{i=1}^N h_{ij} \omega_{i0} \vartheta(i, \alpha_0) = 0, j = 1, 2, \dots, n, \quad (3.43)$$

где су:

$$\omega_{i0} = \begin{cases} 1, \vartheta(i, \alpha_0) = y_i - H_i \alpha_0 = 0, i = 1, 2, \dots, N \\ \frac{t_0 \Psi \left[\frac{\vartheta(i, \alpha_0)}{t_0} \right]}{\vartheta(i, \alpha_0)}, \quad \vartheta(i, \alpha_0) \neq 0 \end{cases}, \quad (3.44)$$

а α_0 и t_0 су почетне процене (обично генерисане Гаус-Њутновим или Дитеровим алгоритмом). Уводећи дијагоналну матрицу нелинеарних фактора пондерације:

$$W_0 = \text{diag}[\omega_{10} \omega_{20} \dots \omega_{N0}] \quad (3.45)$$

решење система једначина (3.43) је:

$$\alpha_N = (H^T W_0 H)^{-1} H^T W_0 Y. \quad (3.46)$$

Робусни алгоритам пондерисаних или тежинских најмањих квадрата може се применити и итеративно али је у том случају потребно прерачунавати коефицијенте пондерације у матрици W_0 . Са добрим почетним погађањима α_0 и t_0 обично је потребно применити свега неколико итерација за проналажење адекватног решења.

3.3 Рекурзивни минимаксни робусни алгоритми идентификације параметара сигнала у реалном времену

Синтези робусних алгоритама идентификације параметара сигнала у реалном времену, аналогно као и у случају нерекурзивне идентификације статичких модела, разматране у претходном поглављу, може се прићи и на бази опште формулације рекурзивних алгоритама типа стохастичке апроксимације. За итеративно проналажење решења нелинеарног система једначина (3.8) у реалном времену, може се применити рекурзивни алгоритам типа стохастичке апроксимације, [45]:

$$\alpha(i) = \alpha(i - 1) - \Gamma(i)\nabla\vartheta[i, \alpha(i - 1)]\Psi_o\{\vartheta[i, \alpha(i - 1)]\}, \quad (3.47)$$

где је $\Gamma(\cdot)$ матрица појачања која утиче на конвергенцију процена.

Матрица $\Gamma(\cdot)$ представља слободан параметар алгоритма и њеним погодним избором може се обезбедити иста брзина конвергенције као и у случају нерекурзивног робусног естиматора (3.17). Другим речима, може се показати, [3], да је и асимптотска коваријанса грешке процене (3.47) дефинисана истим изразом као и за нерекурзивни метод (3.17), те су оба естиматора асимптотски еквивалентна и поседују максимално могућу асимптотску брзину конвергенције у условима непотпуне априорне информације о статистичким карактеристикама поремећаја.

Асимптотска матрица коваријансе грешке алгоритма стохастичке апроксимације (3.47), одређена је за произвољан избор нелинеарне трансформације резидуала $\Psi_o(\cdot)$, под претпоставком да је непарна функција, и за матрични коефицијент појачања у облику $\Gamma(i) = i^{-1}\Gamma(0)$, где је $\Gamma(0)$ произвољно ограничена, симетрична и позитивно дефинитна матрица. Посебно, уколико се претпостављена класа расподела састоји само од једног елемента, тада је $p = p_o$ и робусни алгоритам (3.47) представља рекурзивну верзију алгоритма максималне веродостојности. С обзиром да је у наведеном случају $alfa(p_o, p) = beta(p_o, p) = I(p_o)$ асимптотска матрица коваријансе грешке алгоритма максималне веродостојности дефинисана је изразом (3.18) у којем тада важи знак једнакости па $V(\Phi, p_o)$ за $\Phi(\cdot) = \Phi_o(\cdot)$ достиже Крамер-Раову доњу међу.

Резултати Теореме о асимптотској матрици коваријансе грешке алгоритма стохастичке апроксимације (која задовољава услове седласте тачке), што је дефинисано и дато у Прилогу 5, показују да робусни алгоритам (3.47) поседује минимално могућу асимптотску матрицу коваријансе грешке, односно максимално могућу асимптотску брзину конвергенције, уколико је стварна расподела шума најнеповољнија расподела у датој класи. За сваку другу расподелу у оквиру претпостављене класе асимптотска матрица коваријансе грешке биће мања него ли у случају најнеповољније расподеле и неће прећи границу робусности дефинисану изразом (3.18) у којем тада важи знак једнакости за $V(\Phi, p_o)$, $\Phi(\cdot) = \Phi_o(\cdot)$, односно дефинисану са $V(\Phi_o, p_o) \geq [I(p_o)K(\alpha^*, \sigma_\xi^2(p_o))]^{-1}$ а ова граница је минимално могућа с обзиром да достиже Крамер-Раову доњу међу. На жалост, оптимални минимаксни робусни алгоритам естимације типа стохастичке апроксимације не може се реализовати у пракси, с обзиром

да оптимални матрични коефицијент појачања $\Gamma(0)$ претпоставља познавање стварне расподеле поремећаја и тачне почетне вредности непознатог вектора параметара који се естимира. Имајући то у виду, у наставку су размотрене субоптималне рекурзивне процедуре естимације које поседују у пракси жељену особину ефикасне робусности. Зависно од избора функције $\Phi(\cdot)$, односно $\Psi(\cdot)$, долази се до различитих класа алгоритама. У раду је, практично, посебна пажња посвећена робустификацији процене непознатих параметара сигнала (на бази његових расположивих мерења) заснованој на принципима минимаксне робусне естимације. Познато је, [31], да постоји оптимални робусни минимаксни естиматор типа стохастичке апроксимације, међутим такав естиматор се не може реализовати у пракси јер се варијациони проблем (који се поставља при дефинисању минимаксне естимације) не може решити аналитички а израз за оптималну матрицу $\Gamma_0(\cdot)$ захтевао би познавање стварне расподеле поремећаја $p(\xi)$ у моделу (3.4). У пракси је неопходно да се пронађе погодна апроксимација за функцију $\Psi_0(\cdot)$ која ће у датим условима обезбедити робусност процене непознатих параметара сигнала. Рекурзивне процедуре естимације су за решавање проблема естимације непознатих параметара сигнала природније од нерекурзивних процедура јер се могу лако робустификовати увођењем погодне нелинеарне трансформације резидуала.

3.3.1 Робусни рекурзивни алгоритам најмањих квадрата

За извођење рекурзивне форме алгоритма типа најмањих квадрата полази се од индекса перформансе дефинисаног релацијом (3.16) и подразумева се да је изабрано такво i , довољно велико, које обезбеђује да $J_i(\alpha)$ конвергира ка оптималној критеријумској функцији М-естимационог критеријума $J(\cdot)$, [46].

За решавање система нелинеарних једначина које се јављају као резултат услова оптималности, $\partial J_i(\alpha) / \partial \alpha = \nabla_{\alpha} J_i(\alpha) = 0$, где је $\nabla_{\alpha} = \partial(\cdot) / \partial \alpha$ оператор парцијалног извода, може се применити Њутн-Рапсов метод, [3]. Линеаризујући $J_i(\alpha)$ у околини претходне процене $\alpha(i-1)$ добија се:

$$J_i(\alpha) = J_i[\alpha(i-1)] + \nabla_{\alpha} J_i[\alpha(i-1)][\alpha - \alpha(i-1)]^T + \frac{1}{2}[\alpha - \alpha(i-1)]^T \nabla_{\alpha}^2 J_i[\alpha(i-1)][\alpha - \alpha(i-1)] + o(\|\alpha - \alpha(i-1)\|^2) \quad (3.48)$$

где је:

$$\lim_{\|\alpha - \alpha(i-1)\| \rightarrow \infty} \frac{o(\|\alpha - \alpha(i-1)\|)}{\|\alpha - \alpha(i-1)\|} = 0, \quad (3.49)$$

а са $\|\cdot\|$ је означена Еуклидска форма. Жељена вредност $\alpha(\cdot)$ добија се решавањем следеће једначине:

$$\nabla_{\alpha} J_i[\alpha(i)] = 0. \quad (3.50)$$

Из једначине (3.50) се практично добија следеће релација:

$$\alpha(i) = \alpha(i-1) - \{i \nabla_{\alpha}^2 J_i[\alpha(i-1)]\}^{-1} \{i \nabla_{\alpha} J_i[\alpha(i-1)]\} + o(\|\alpha - \alpha(i-1)\|). \quad (3.51)$$

Даље, претпоставимо да су задовољене следеће претпоставке, [47]:

П₁: Процена $\alpha(i)$ је у околини процене $\alpha(i-1)$, што за последицу има следеће:

$$i) o(\|\alpha - \alpha(i-1)\|) = 0,$$

$$ii) \nabla_{\alpha}^2 J_i[\alpha(i)] \approx \nabla_{\alpha}^2 J_i[\alpha(i-1)], \text{ за } i \text{ довољно велико,}$$

П₂: Процена $\alpha(i-1)$ је оптимална на месту $(i-1)$, што за последицу има следеће:

$$\nabla_{\alpha} J_i[\alpha(i-1)] = 0.$$

Надаље, уважавајући претходне претпоставке, у овом случају из релације (3.16) следи:

$$i J_i(\alpha) = (i-1) J_{i-1}(\alpha) + \Phi[\vartheta(i, \alpha)]. \quad (3.52)$$

Узимајући $\alpha = \alpha(i-1)$ и два пута диференцирајући релацију (3.52), уз коришћење напред дефинисане претпоставке П₁, ii) као и уз уважавање да је $\nabla_{\alpha} \vartheta(i, \alpha) = -Z(i)$, добија се:

$$i \nabla_{\alpha}^2 J_i[\alpha(i-1)] = (i-1) \nabla_{\alpha}^2 J_{i-1}[\alpha(i-1)] + \Psi'\{\vartheta[i, \alpha(i-1)]\} Z(i) Z^T(i), \quad (3.53)$$

где је $\Psi(\cdot) = \Phi'(\cdot)$. Поред тога, узимајући у обзир и напред уведена претпоставку П₂, из релације (3.52) се, након диференцирања и замене α са $\alpha(i-1)$, добија:

$$i \nabla_{\alpha} J_i[\alpha(i-1)] = -Z(i) \Psi\{\vartheta[i, \alpha(i-1)]\}. \quad (3.54)$$

Уводећи следећу нотацију:

$$R(i) = i \nabla_{\alpha}^2 J_i[\alpha(i-1)], \quad (3.55)$$

и користећи релацију (3.54), релација (3.51) постаје:

$$\alpha(i) = \alpha(i-1) + R^{-1}(i)Z(i)\Psi\{\vartheta[i, \alpha(i-1)]\}, \quad (3.56)$$

где су:

$$\vartheta(i, \alpha) = y(i) - Z^T(i)\alpha, \quad (3.57)$$

$$R(i) = R(i-1) + \Psi'\{\vartheta[i, \alpha(i-1)]\}Z(i)Z^T(i). \quad (3.58)$$

У практичној употреби је често матрица појачања $\Gamma(i) = R^{-1}(i)$ (која је позитивно дефинитна симетрична матрица), [3], [46], и коришћењем леме о инверзији матрица, Прилог 6, [48], из релација (3.56), (3.57) и (3.58) се коначно добија:

$$\alpha(i) = \alpha(i-1) + \Gamma(i)Z(i)\Psi\{\vartheta[i, \alpha(i-1)]\}, \quad (3.59)$$

$$\vartheta(i, \alpha) = y(i) - Z^T(i)\alpha, \quad (3.60)$$

$$\Gamma(i) = \Gamma(i-1) - \frac{\Gamma(i-1)Z(i)Z^T(i)\Gamma(i-1)\Psi'\{\vartheta[i, \alpha(i-1)]\}}{1 + \Psi'\{\vartheta[i, \alpha(i-1)]\}Z^T(i)\Gamma(i-1)Z(i)}. \quad (3.61)$$

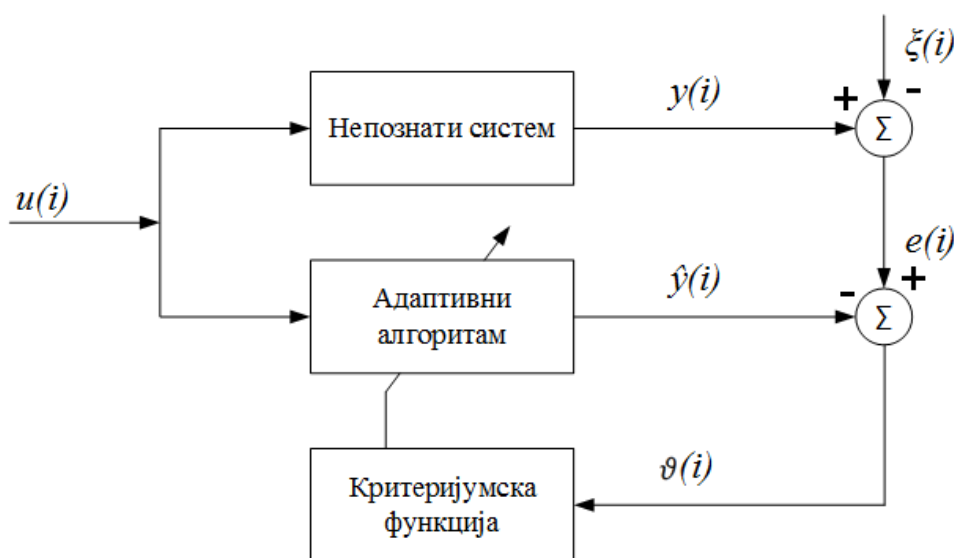
Метод најмањих квадрата је, као што је претходно већ констатовано, оптималан метод процене вектора параметара α у моделу (3.4) уколико је шум $\xi(i)$ бели Гаусов шум нулте средње вредности. Међутим, када расподела шума одступа од Гаусове у смислу ”отежавања крајева”, метода најмањих квадрата не даје оптималне процене у смислу минималне варијансе грешке естимације. У таквим случајевима се уместо методе најмањих квадрата примењује робусна верзија ове методе. Суштина изведене робустификације је у одбацивању несагласних опсервација, тј. великих реализација случајне променљиве. Робусна метода најмањих квадрата је алгоритам који је добијен емпиријски. Наиме, уколико је σ^2 оцена варијансе грешке $\vartheta(i, \alpha)$, када год је вредност резидуала већа од $3\sqrt{\sigma^2}$ опсервација $y(i)$ се одбацује. Ово се може протумачити и схватити и као примена једне од статичких нелинеарности на грешку предикције или резидуал јер се применом адекватних нелинеарности додељује мања тежина већим амплитудама сигнала (односно мерењима која одступају од мерне популације). Конвексност функције $\Phi(\cdot)$ обезбеђује конвергенцију ове процедуре, а у случају да функција губитака нема ту особину онда треба користити неки други градијентни алгоритам, на пример Nelder-Mead-ову методу претраге, [49]. Рекурзивни алгоритам најмањих квадрата је изворно алгоритам са неограниченом меморијом где се сва претходна мерења узимају са једнаком тежином и врши се процена непознатих параметара у наредном тренутку.

Када су параметри модела (3.4) временски променљиви неопходно је размотрити другу, односно алтернативну, форму робусног рекурзивног алгоритма типа најмањих квадрата која поседује додатно и особину адаптивности процене параметара сигнала сходно њиховој промени у времену. С друге стране, у случају сигнала у ЕЕС-у, по правилу је неопходно праћење временски променљивих параметара сигнала моделованих ауторегресионим моделом, односно, неопходно је номинално решење проблема нестационарности. Једно могуће решење за обезбеђивање адаптивности робусног рекурзивног алгоритма типа најмањих квадрата је и приступ који подразумева коришћење фактора заборављања, [50], [51].

Адаптивни рекурзивни М-робусни алгоритам (АРМР алгоритам) идентификације параметара сигнала у реалном времену

Мада има велику примену, алгоритам минималне средње квадратне грешке је, као и други алгоритми градијентног типа, веома осетљив на сметње импулсног типа, као и на присуство outlier-а, [52]. Појава импулсних сметњи и outlier-а је честа код обраде сигнала и тај недостатак алгоритма минималне средње квадратне грешке је један од битних разлога модификације која би овај алгоритам учинила робусним у односу на импулсне сметње и outlier-е. Могућа решења за овај проблем су такође добро познати алгоритми из литературе који су означени као алгоритам робусне микс норме и алгоритам медијане минималне средње квадратне грешке, [53]. Оба ова алгоритма подразумевају нелинеарне трансформације, али је основна разлика у томе да алгоритам базиран на функцији медијане минималне средње квадратне грешке робусност постиже применом нелинеарне *median* операције на естимацију градијента, док се код алгоритма робусне микс норме нелинеарна трансформација примењује на процену резидуала. Адаптивни дигитални филтри се, уопштено гледано, састоје из две целине: дигиталног филтра чија је структура одређена тако да се постиже жељено процесирање (структура је позната са тачношћу до непознатог вектора параметара) и адаптивног алгоритма за ажурирање параметара филтра у циљу њихове што брже конвергенције ка оптималним вредностима параметара у смислу усвојеног критеријума. У складу са овим, могуће је остварити више комбинација структура филтара и адаптивних алгоритама за естимацију параметара. Већина адаптивних алгоритама представља модификацију стандардних итеративних процедура за решавање проблема минимизације критеријумске функције у реалном времену. Два важна параметра који одређују избор адаптивног алгоритма су брзина

адаптације и очекивана тачност процене параметара након завршене адаптације. У општем случају, постоји неусаглашеност између ова два захтева. За одређену класу адаптивних алгоритама важи да се са повећањем брзине адаптације смањује тачност естимираних параметара и обрнуто. Два основна алгорита естимације параметара за адаптивне филтре су алгоритама минималне средње квадратне грешке и рекурзивни алгоритама најмањих квадрата. Алгоритама минималне средње квадратне грешке има релативно велики значај у апликацијама код којих је неопходно минимизирати рачунску сложеност, док је рекурзивни алгоритама најмањих квадрата популаран у областима идентификације сигнала и система (одређивање модела сигнала и система на бази реалних података о мерењима релевантних величина) и анализе временских серија (експериментално снимљених узорака сигнала), [3], [48]. Идеја новог адаптивног рекурзивног М-робусног алгорита, односно АРМР алгорита, базирана је на форми блок дијаграма приказаног на Сл. 4.1.



Сл. 4.1. Блок дијаграм за адаптивну рекурзивну М-робусну идентификацију параметара сигнала

Ознаке величина на Сл. 4.1. су: $\vartheta(i)$ -резидуал мерења, односно процењена грешка; $u(i)$ -улазни (мерљиви) сигнал који се обрађује, односно процесира; $\xi(i)$ -адитивни шум мерења, односно шум мерног сигнала који садржи генерално суперпониране компоненте гаусовског шума са средњом вредношћу нула и импулсног шума, односно outlier-e; $y(i)$ -конкретно реализовано мерење, односно излазни сигнал из мерног система и он практично представља излаз непознатог система то јест стварни жељени одзив; $e(i)$ -зашумљени жељени одзив, односно конкретно реализовано мерење $y(i)$ у присуству адитивног шума мерења; $\hat{y}(i)$ -излаз из адаптивног алгорита.

На улаз непознатог система (мерни систем) и адаптивног алгоритма је доведен заједнички улазни мерљиви сигнал $u(i)$ који може садржавати и гаусовску компоненту шума са средњом вредношћу нула. Адитивни шум мерења, генерално, може да садржи суперпозицију гаусовске компоненте шума са средњом вредношћу нула и компоненте импулсног шума, односно outlier-а, доведен је на излаз из непознатог система $y(i)$ како би се добио зашумљени жељени одзив $e(i)$. Можемо приметити да је стварни жељени одзив $y(i)$ док $e(i)$ представља мерење овог сигнала у присуству адитивног шума мерења $\xi(i)$. Адаптивни алгоритам за естимацију непознатих параметара сигнала има практично задатак да излазни сигнал из адаптивног алгоритма $\hat{y}(i)$ што боље апроксимира жељени одзив $y(i)$ филтрирајући истовремено адитивни шум мерења $\xi(i)$.

Основни циљ у развоју адаптивног рекурзивног M -робусног алгоритма за естимацију параметара сигнала је да минимизира критеријумску функцију чији је аргумент процењена грешка или резидуал мерења који је, на бази Сл. 4.1:

$$\vartheta(i) = e(i) - \hat{y}(i) = e(i) - u^T(i)\alpha(i), \quad (4.1)$$

где су: $u(i) = [u(i) \ u(i-1) \ \dots \ u(i-M+1)]^T$, $\alpha = [\alpha_0 \ \alpha_1 \ \dots \ \alpha_{M-1}]^T$, M је ред вектора непознатих параметара α . Ако секвенца $\vartheta^n = [\vartheta(i), i = 1, 2, \dots, n]$ представља случајни низ формиран од идентички расподељених случајних варијабли $\vartheta(i)$ чија је функција густине вероватноће $p(\cdot)$, за естимацију вектора непознатих параметара сигнала α могуће је применити алгоритам максималне веродостојности, за који је критеријумска функција, [46], [47], [48]:

$$J_n = - \sum_{i=1}^n \ln p[\vartheta(i)] = \sum_{i=1}^n \Phi[\vartheta(i)], \quad (4.2)$$

где је функција веродостојности $\Phi(\cdot) = -\ln p(\cdot)$.

Минимизацијом критеријумске функције (4.2), односно њеним диференцирањем следи:

$$\nabla J_n = - \sum_{i=1}^n \frac{p'[\vartheta(i)]}{p[\vartheta(i)]} \nabla \vartheta(i) = \sum_{i=1}^n \Psi[\vartheta(i)] \nabla \vartheta(i), \quad (4.3)$$

где је $\Psi(\cdot) = \Phi'(\cdot)$ (претпостављајући да је $\Phi(\cdot)$ диференцијабилна функција). Решење једначине:

$$\sum_{i=1}^n \Psi [\vartheta(i)] \nabla \vartheta(i) = 0, \quad (4.4)$$

се назива естиматор максималне веродостојности вектора параметара α и обележава се са α^* . Естиматор који се заснива на решавању једначине (4.4), независно од избора конкретне функције $\Psi(\cdot)$, назива се М-робусни естиматор, [31], [34]. Типични, за новоразвијени адаптивни рекурзивни М-робусни алгоритам идентификације параметара сигнала у ЕЕС-у у реалном времену, одабрани примери ове процедуре су следећи:

1. Нормална расподела: у овом случају је: $p(\vartheta) = N[0,1] = C e^{-\frac{\vartheta^2}{2}}$; $\Phi(\vartheta) = \frac{\vartheta^2}{2} + C_1$; $\Psi(\vartheta) = \vartheta$ и тада решење једначине (4.4) води ка естиматору минималне средње квадратне грешке (који генерално припада методи најбржег спуста) за процену вектора непознатих параметара α сигнала који се обрађује.

2. Лапласова расподела: у овом случају је: $p(\vartheta) = L[0,1] = e^{-|\vartheta|}$; $\Phi(\vartheta) = |\vartheta|$; $\Psi(\vartheta) = \text{sgn}(\vartheta)$ и тада решење једначине (4.4) води ка естиматору минималне апсолутне девијације за процену вектора непознатих параметара α сигнала који се обрађује.

3. Мешовита нормална расподела: у овом случају је: $p(\vartheta) = (1 - \varepsilon)N[0,1] + \varepsilon L[0,1]$, $0 < \varepsilon < 1$; $\Phi(\vartheta) = (1 - \varepsilon)\frac{\vartheta^2}{2} + \varepsilon|\vartheta|$; $\Psi(\vartheta) = (1 - \varepsilon)\vartheta + \varepsilon \text{sgn}(\vartheta)$ и тада решење једначине (4.4) води ка естиматору робусне мешовите норме за процену вектора непознатих параметара α сигнала који се обрађује. Избор параметра ε у сваком кораку n се заснива на вероватноћи $\varepsilon(n) = P\{|e(n)| > e_0\}$ где је e_0 позитивни праг добијен под претпоставком да жељени одзив $e(n)$ има расподелу $N[0, \sigma_e]$ што практично даје $\varepsilon(n) = 2\text{erfc}\left[\frac{|e(n)|}{\sigma_e}\right]$ где $\text{erfc}(\cdot)$ функција представља комплементарну функцију грешке. Као робусна естимација σ_e , за један од могућих приступа, узима се:

$$\hat{\sigma}_e = \left(\frac{o^T T o}{M - 3} \right)^{1/2}$$

где су: o вектор од M последњих вредности зашумљеног жељеног одзива $e(i)$, поређаних у растућем редоследу у односу на њихову амплитуду; T је дијагонална матрица димензија $M \times M$, [52], при чему M означава димензије вектора непознатих параметара α сигнала који се обрађује. Процена на бази минималне средње квадратне грешке је веома зависна од облика функције расподеле грешке на крајевима, јер реализације

импулсног шума или outlier-а генерисане „отежалим“ крајевима који одступају од гаусовске претпоставке, могу неповољно утицати на естимацију параметара сигнала, што је претходно већ констатовано. Процене на бази минималне апсолутне девијације и робусне мешовите норме су много робусније у смислу мање осетљивости на присуство импулсног шума и outlier-а.

Поменути естиматори указују пак на могућност да се дизајнира нови члан класе робусних естиматора који би користио добре особине естиматора минималне апсолутне девијације и естиматора минималне средње квадратне грешке, што је у конкретном случају дизајнирања адаптивног рекурзивног М-робусног алгоритма послужило као мотивација и као идеја. Основни мотив јесте тај да алгоритам естиматора минималне средње квадратне грешке, уопште гледано, даје много бољу естимацију када нема импулсног шума и outlier-а (када је естиматор минималне апсолутне девијације мање ефикасан) али је, с друге стране, алгоритам естиматора минималне апсолутне девијације много робуснији у присуству импулсних сметњи и outlier-а од алгоритма естиматора минималне средње квадратне грешке. Овакав нови приступ у групи робусних алгоритама за адаптивну обраду сигнала у основи се заснива на Хуберовој М-робусној естимацији (4.4) и дефинисан је као Адаптивни Рекурзивни М-Робусни (АРМР) алгоритам и исти је детаљније приказан у наставку.

4.1 Робустификација алгоритма минималне средње квадратне грешке

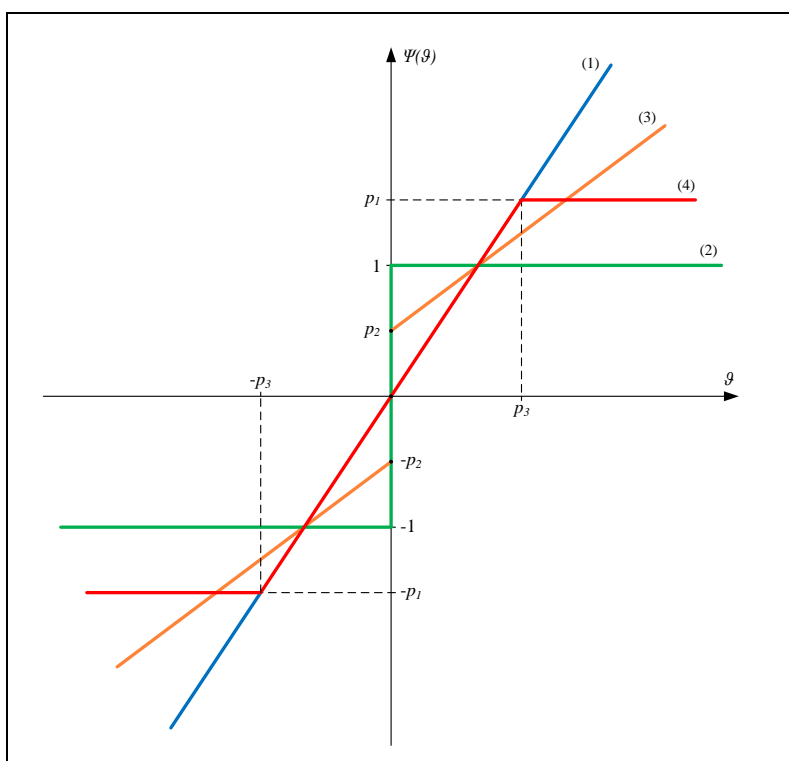
Минимизирајући максималну асимптотску варијансу грешке естиматора у оквиру класе контаминираних нормалних расподела (нормалне мешавине са отежаним крајевима), у реализованом алгоритму је усвојена следећа функција густине вероватноће:

$$p(\vartheta) = (1 - \varepsilon)N[0,1] + \varepsilon h(\vartheta), 0 < \varepsilon < 1. \quad (4.5)$$

Функција утицаја $\Psi(\cdot)$ одговарајућа функцији густине вероватноће $p(\vartheta)$ која се у средишњем делу понаша као $N[0,1]$ а на крајевима има облик $L[0,1]$, дефинисана је на следећи начин:

$$\Phi'(\vartheta) = \Psi(\vartheta) = -[\ln p(\vartheta)]' = \min[|\vartheta|, r] \operatorname{sgn}(\vartheta), \operatorname{sgn}(\vartheta) = \begin{cases} 1, & \vartheta > 0 \\ 0, & \vartheta = 0 \\ -1, & \vartheta < 0 \end{cases}, \quad (4.6)$$

где је $r > 0$ константа која обезбеђује ефикасну робусност естиматора а чија вредност контролише усклађеност степена робусности и својстава деградације квалитета естиматора за случај када импулсне сметње и outlier-и генерисани чланом $L[0,1]$ нису присутни. Показало се да естиматори из ове класе дају задовољавајуће резултате и за многе друге функције густине вероватноће $h(\vartheta)$ које су карактеристичне за различите примене у пракси, [11], [54]. За неки естиматор се каже да је ефикасно робусан уколико поседује високу тачност од (90-95) % при усвојеном номиналном статистичком моделу за који се обично усваја нормална расподела $N[0,1]$. Функција утицаја $\Psi(\cdot)$ која обезбеђује робусна својства естиматора у робусној статистици се дефинише, као што је претходно указано, и као функција утицаја, [32]. Облик функције утицаја Ψ за разматране изабране карактеристичне естиматоре приказан је на Сл. 4.2. У општем случају, ова функција је ограничена, монотонно неоппадајућа и непрекидна. Монотоност води јединственом решењу М-естиматора (4.4), ограниченост обезбеђује да поједине реализације импулсних сметњи (односно outlier-а) немају произвољно велики утицај (односно имају ограничен утицај) на процене непознатих параметара сигнала који се процесира док непрекидност обезбеђује да грешке заокруживања, одсецања као и груписане контаминације (импулсне сметње) неће изазвати велике пертурбације у процени непознатих параметара процесираниг сигнала, [34].



Сл. 4.2. Облик функције утицаја Ψ за различите карактеристичне естиматоре

Карактеристични облици функција утицаја Ψ , на Сл. 4.2, одговарају следећим приступима естимације, односно припадајућим алгоритмима: приступ минималне средње квадратне грешке (карактеристика означена са (1)), приступ минималне апсолутне девијације (карактеристика означена са (2)), приступ робусне мешовите норме (карактеристика означена са (3)) и приступ који је принципијелно искоришћен за конципирање предметног адаптивног рекурзивног М-робусног приступа, АРМР алгоритма, представљен је карактеристиком означеном са (4).

Међутим, разматрани М-естиматор је, генерално, осетљив на промене динамике сигнала. Наиме, претпоставимо да је нађено решење α^* из релације (4.4), за неко ϑ^n , и да су реализације случајних величина $\vartheta(i)$ замењене са одговарајућим код којих је стандардна девијација утростручена (вишеструко увећана). Ново решење α^* , генерисано са (4.4), не мора бити исто као и претходно. За поништавање утицаја динамике сигнала на вредност естимираних параметара процесираниог сигнала неопходно је израз (4.4) модификовати на следећи начин:

$$\frac{1}{t} \sum_{i=1}^n \bar{\Psi} \left[\frac{\vartheta(i)}{t} \right] \nabla \vartheta(i) = 0, \quad (4.7)$$

где су:

t -фактор скалирања а

$$\bar{\Psi} = t\Psi, [2], [34].$$

Основни циљ увођења фактора скалирања јесте да се естиматор учини инваријантним на величину случајног мерног резидуала чија је очекивана или средња вредност једнака непознатој стандардној девијацији која се мења са временом. Популарна робусна процена параметра t у статистичкој литератури је дефинисана медијаном апсолутне девијације, [31], [34]:

$$t = \frac{\text{median}\{|\vartheta(i) - \text{median}[\vartheta(i)]|\}}{0.6745}. \quad (4.8)$$

Коефицијент 0.6745 обезбеђује да је процена (4.8) приближно једнака стандардној девијацији узорка за довољно велику дужину узорка и у случају да су подаци $\{\vartheta(i)\}$ генерисани нормалном функцијом расподеле, односно $t^2 \cong \sigma_{\vartheta}^2$. Робусна процена фактора скалирања t утиче на избор вредности константе робусности r у релацији (4.6).

Како је $t \approx \sigma_{\vartheta}$, за r се обично узима вредност блиска 1.5. Решење нелинеарног система једначина (4.7) се не може добити у затвореној форми, већ захтева примену итеративних, односно нумеричких процедура. Полазећи од извесне почетне процене α_0^* непознатог вектора параметара α процесираниг сигнала и робусне процене фактора скалирања (4.8) могуће је више прилаза за решавање постављеног нелинеарног проблема.

Једначина за ажурирање процена параметара сигнала применом адаптивног рекурзивног М-робусног алгоритма изведена је применом градијентног алгоритма, односно применом алгоритма најбржег спуста, [46], [48]:

$$\alpha(i) = \alpha(i-1) - \mu(i)\nabla J_i[\alpha(i-1)], \quad (4.9)$$

где је $\mu(i)$ адаптивно појачање које утиче на конвергенцијска својства алгоритма. Најчешће се узима да је $\mu(i) = \mu/i$, $\mu > 0$. У својимо да је $\alpha(i-1)$ оптимална процена параметара у тренутку $(i-1)$, у складу са $\nabla J_{i-1}[\alpha(i-1)] = 0$. Узимајући да је $\alpha^* = \alpha^*(i-1)$, као и да се на основу (4.1) може написати $\nabla \vartheta(i) = -u(i)$, добија се:

$$\nabla J_i[\alpha(i-1)] = -\bar{\Psi} \left[\frac{\vartheta(i)}{t(i)} \right] u(i)$$

одакле финално следи:

$$\alpha(i) = \alpha(i-1) + \mu(i-1)\bar{\Psi} \left[\frac{\vartheta(i)}{t(i)} \right] u(i). \quad (4.10)$$

У релацији (4.10) $t(i)$ представља тренутну естимацију фактора скалирања (4.8) израчуаног на бази M претходних вредности резидуала мерења $\vartheta(i)$. Вредност извода, сходно једначини (4.3), критеријумске функције $\Phi(\cdot)$, за различите карактеристичне алгоритме је практично вредност функције утицаја $\Psi(\cdot)$ која је представљена на Сл. 4.2. На Сл. 4.2 са p_1 , p_2 и p_3 означене су константе које подлежу слободном избору сходно одабраној функцији утицаја $\Psi(\cdot)$.

4.2 Рекурзија

Надаље, неопходно је размотрити и могућност побољшања робусности и кроз то могућност даљњег побољшања конвергенцијских својстава процене непознатих параметара сигнала дефинисане релацијом (4.10). Проблем рекурзивне естимације непознатих параметара сигнала α , представљен Сл. 4.1, практично се разматра као

задатак естимације елемената вектора α на основу текућих мерења сигнала. Уколико је од интереса пронаћи вредност вектора параметара α која минимизира критеријум најмањих квадрата, полази се од критеријумске функције, [55], [56], [57], [58]:

$$J(\alpha) = E[\vartheta^2(i)], \vartheta(i) = e(i) - u^T(i)\alpha(i-1). \quad (4.11)$$

Како (4.11) додељује једнаку тежину свим резидуалима, могућ је велики утицај outlier-а на резултујуће процене које минимизирају ову критеријумску функцију, [11], [59]. У циљу умањења овог утицаја могуће је претходни критеријум најмањих квадрата модификовати на основу М-естимационог критеријума, [31]:

$$J(\alpha) = E\{\Phi[\vartheta^2(i)]\}, \quad (4.12)$$

где је $\Phi(\cdot)$ конвексна функција, која зависи од претпостављене класе расподела поремећаја и која треба да обезбеди робусност процедуре. Наиме, критеријумска функција треба да обезбеди високу ефикасност естимације за податке који су расподељени по Гаусу и да истовремено ефикасно отклања спорадичне поремећаје у форми импулсних сметњи и outlier-а. Због ових захтева, функција $\Phi(\cdot)$ треба да је типа квадратне функције за мале вредности аргумента. Поред тога, пожељно је да њен извод, $\Psi(\cdot) = \Phi'(\cdot)$, који се назива и функција утицаја, [32], буде ограничена и непрекидна функција. Ово пак одговара избору Хуберове функције губитака, [31]:

$$\Phi(\vartheta) = \begin{cases} \frac{m|\vartheta|}{\sigma} + c_1, & |\vartheta| \geq m\sigma \\ \frac{\vartheta^2}{2\sigma^2} + c_2, & |\vartheta| < m\sigma \end{cases}, \quad (4.13)$$

где су:

c_1 и c_2 -одговарајуће дефинисане константе, које обезбеђују непрекидност функције а m -величина која се бира тако да се обезбеди жељена ефикасност за номинални нормални модел расподеле података $N(\cdot | 0, \sigma^2)$.

Узимајући први извод функције губитака (4.13), добија се Хуберова функција утицаја, која се још назива и Хуберова нелинеарност:

$$\Psi(\vartheta) = \min\left(\frac{|\vartheta|}{\sigma^2}, \frac{m}{\sigma}\right) \text{sgn}(\vartheta); \quad \text{sgn}(\vartheta) = \begin{cases} 1; & \vartheta > 0 \\ 0; & \vartheta = 0 \\ -1; & \vartheta < 0 \end{cases}. \quad (4.14)$$

Ефекат коришћења релације (4.14) је да се малом делу великих резидуала, по апсолутној вредности, доделе мале тежине и да они самим тим имају мали утицај на коначне процене параметара. Код извођења рекурзивне форме разматране робусне процедуре уместо критеријума оптималности датог са (4.11) полази се и од емпиријски дефинисаног критеријума:

$$J_k(\alpha) = k^{-1} \sum_{i=1}^k \Phi[\vartheta(i, \alpha)]. \quad (4.15)$$

Критеријум (4.15) следи из (4.11) када се математичко очекивање замени аритметичком средином. Подразумева се да је изабрано такво k које обезбеђује да $J_k(\cdot)$ конвергира ка $J(\cdot)$ датом у (4.11), [46]. За решавање система нелинеарних једначина које се јављају као резултат услова оптималности, $\partial J(\alpha)/\partial \alpha = 0$, где $\partial J(\alpha)/\partial \alpha$ означава градијент или оператор парцијалног извода, може се применити Њутн-Рапсонов метод, [3], [48], [55], чији крајњи резултат представљају следеће релације:

$$\alpha(i) = \alpha(i-1) + P(i)u(i)\Psi\{\vartheta[i, \alpha(i-1)]\}, \quad (4.16)$$

где су:

$$\vartheta(i, \alpha) = e(i) - u^T(i)\alpha(i-1), \quad (a)$$

$$P(i) = R^{-1}(i) = \left\{ i \frac{\partial^2 J_i[\alpha(i-1)]}{\partial \alpha^2} \right\}^{-1}, \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (4.17)$$

$$P(i) = P(i-1) - \frac{P(i-1)u(i)u^T(i)P(i-1)\Psi'\{\vartheta[i, \alpha(i-1)]\}}{1 + \Psi'\{\vartheta[i, \alpha(i-1)]\}u^T(i)P(i-1)u(i)}. \quad (б)$$

Релације (4.16) и (4.17) дефинишу рекурзивну варијанту М-робусног алгоритма где је $\Psi(\cdot)$ функција дефинисана са (4.14). Стандардна девијација у релацији (4.14) је непозната и иста се мора процењивати. Популарна “ad-hoc” робусна процена параметра t у статистичкој литератури је медијана апсолутне девијације, што је претходно већ наглашено. Ова шема за одређивање t сугерише и одговарајуће вредности за параметар m из релације (4.14). Како је $t \approx \sigma$, за m се узима обично вредност блиска 1.5. Такав избор даје много већу ефикасност од робусног метода најмањих квадрата у случају Гаусове расподеле са отежалим крајевима а задржава добра својства и за случај када су подаци генерисани нормалном густином расподеле. Почетне вредности вектора

непознатих параметара сигнала α и матрице P треба одабрати тако да се унапреде конвергенцијска својства алгоритма у почетном делу рада. Један могући приступ за убрзање конвергенције у процени непознатих параметара сигнала представљен је у [52].

4.3 Адаптивност

Када су параметри сигнала који обрађујемо временски променљиви, природно је применити и адаптивну форму рекурзивног М-робусног алгоритма дефинисаног релацијама (4.16) и (4.17). Уводећи смену на следећи начин, [48]:

$$R^*(i) = \gamma(i)R(i), \quad \gamma(i) = i^{-1}, \quad (4.18)$$

у релацију (4.16) добија се:

$$\alpha(i) = \alpha(i-1) + \gamma(i)R^{*-1}(i)u(i)\Psi\{\vartheta[i, \alpha(i-1)]\}. \quad (4.19)$$

Поред тога, узимајући у обзир релацију (4.18), следи:

$$R^*(i) = R^*(i-1) + \gamma(i)\{\Psi'\{\vartheta[i, \alpha(i-1)]\}u(i)u^T(i) - R^*(i-1)\}. \quad (4.20)$$

У пракси је чест случај да се сигнал у току времена мења те је потребно да идентификовани модел и тада прати сигнал. Да би се ово постигло у алгоритму је потребно на одређен начин „заборавити“ податке који се налазе у даљој прошлости, тј. они подаци који потичу од сигнала који се већ променио нису више потребни у идентификацији новог сегмента сигнала. У конкретном случају ово је ефикасно решено увођењем фактора заборављања. Некада је ипак погодније да се уместо $\gamma(i)$ и $R^*(i)$ користи матрица $P(i)$ и фактор заборављања $FF(i)$, који се дефинишу на следећи начин, [3], [48]:

$$P(i) = \gamma(i)R^{*-1}(i), \quad FF(i) = \frac{\gamma(i-1)}{\gamma(i)}[1 - \gamma(i)]. \quad (4.21)$$

Тада адаптивни рекурзивни М-робусни алгоритам (АРМР алгоритам) дефинисан релацијама од (4.19) до (4.21), и након примене леме о инверзији матрица, Прилог 6, добија своју финалну форму:

$$\alpha(i) = \alpha(i-1) + P(i)u(i)\Psi\{\vartheta[i, \alpha(i-1)]\}, \quad (4.22)$$

$$P(i) = \frac{1}{FF(i)} \left\{ P(i-1) - \frac{P(i-1)u(i)u^T(i)P(i-1)\Psi\{\vartheta[i, \alpha(i-1)]\}}{FF(i) + \Psi\{\vartheta[i, \alpha(i-1)]\}u^T(i)P(i-1)u(i)} \right\}. \quad (4.23)$$

Релације (4.22) и (4.23) дефинишу адаптивну рекурзивну варијанту М-робусног алгоритма са фактором заборављања FF , $0 < FF \leq 1$. Фактором заборављања се практично додељују различите тежине претходним одбирцима сигнала чиме се омогућава да АРМР алгоритам додатно квалитетније прати промене у сигналу са протоком времена. У анализи нестационарних сигнала неопходно је користити алгоритам са ограниченом меморијом што се у суштини своди на замену фиксног фактора заборављања са променљивим. Тиме се постиже да се на нестационарним деловима сигнала фактор заборављања смањује и омогућава да алгоритам прати промене у сигналу док се на стационарним деловима фактор заборављања повећава чиме се постиже да се стационарни делови прате са малом варијансом. Дијаграм тока адаптивног рекурзивног М-робусног алгоритма приказан је на Сл. 4.3.

Сегмент дефинисан са нелинеарна трансформација резидуала $\tilde{\vartheta}$ је познат и као одсецање резидуала, [31], [55]. За случај када шум мерења има нормалну расподелу, пожељно је да је задовољена неједнакост $|\tilde{\vartheta}| < t$, релација (4.14), јер је тада $\Psi(\tilde{\vartheta}) = \tilde{\vartheta}$. Ако је овај услов задовољен, онда је процена вектора параметара α дефинисана једначином (4.10) практично права естимација минималне средње квадратне грешке. У присуству импулсног шума улога новоразвијеног алгоритма јесте да практично обезбеди естимацију минималне средње квадратне грешке на трансформисаним резидуалима са циљем да се умањи утицај импулсног шума.

Корак 1: Иницијализација

За примену адаптивног рекурзивног М-робусног алгоритма потребне су почетне вредности (и за рекурзивну инверзију матрица и за пун рекурзивни алгоритам) како би алгоритам почео са радом. Избор почетних вредности утиче на естимацију параметара и у литератури постоји велики број предложених метода које олакшавају овај избор. У пракси се добро показало да се алгоритам стартује са малом секвенцом као batch алгоритам најмањих квадрата и да се онда одавде добијене вредности узму као почетне вредности за процену рекурзивног алгоритма.

$$-\alpha(0), P(0) = \sigma^2 I, \sigma^2 \gg 1$$

$$-u^T(1) = [u(1) \ u(0) \ 0 \ \dots \ 0] \text{ вектор колона улаза димензије } (M + 1) \times 1$$

$$-\text{дефинисање дужине прозора података } i_H, 5 \leq i_H \leq 32$$

$$-\text{дефинисање почетног прозора података } E^0 = [\vartheta(0) \ \vartheta(1) \ \dots \ \vartheta(i_H - 1)]$$

$$-\text{процена стандардне девијације } \sigma(0) = t(0) \text{ на основу релације (4.8) и података } E^0$$

$$-\text{прорачун почетног резидуала мерења } \vartheta(1) = \vartheta[1, \alpha(0)]$$

$$-\text{дефинисање функције } \Psi \text{ на основу (4.6) (или на основу (4.14)) и њеног извода } \Psi'$$

Корак 2: Алгоритам

Нека је у итерацији i ($i \geq i_H$) познат вектор параметара $\alpha(i - 1)$ из претходне ($i - 1$) итерације; израчунавање тренутног резидуала $\vartheta[i, \alpha(i - 1)]$ коришћењем једначине (4.1); дефинисање вектора резидуала $E^i = [\vartheta(i) \ \vartheta(i - 1) \ \dots \ \vartheta(i - i_H + 1)]$ подразумевајући да је познато ($i_H - 1$) претходних вредности резидуала $[\vartheta(i - 1) \ \dots \ \vartheta(i - i_H + 1)]$; односно, претпостављајући да је у сваком кораку $i = 1, 2, 3, \dots$ познато $\alpha(i - 1), u(i), P(i - 1), \vartheta[i, \alpha(i - 1)]$ и $\sigma(i - 1)$ израчунавају се:

$$-\text{нормализовани резидуал: } \tilde{\vartheta}[i, \alpha(i - 1)] = \vartheta[i, \alpha(i - 1)] / \sigma(i - 1)$$

$$-\text{нелинеарна трансформација резидуала: } \tilde{\Psi}[i, \alpha(i - 1)] = \sigma(i - 1) \Psi\{\tilde{\vartheta}[i, \alpha(i - 1)]\}$$

$$-\text{прорачун фактора заборављања } FF(i)$$

$$-\text{прорачун матрице појачања } P(i) \text{ на бази релације (4.23)}$$

$$-\text{процена непознатих параметара сигнала } \alpha(i) \text{ на основу релације (4.22)}$$

$$-\text{учитавање следећег одбирка обрађиваног сигнала } u(i + 1) \text{ и формирање новог вектора улаза } u^T(i + 1) = [u(i + 1) \ u(i) \ \dots \ u(i - M + 1)] \text{ при чему је } u(i) = 0 \text{ за } i \leq 0$$

$$-\text{генерисање одбирка жељеног одзива } e(i + 1)$$

$$-\text{прорачун резидуала } \vartheta[(i + 1), \alpha(i)] \text{ на основу релације (4.1)}$$

$$-\text{формирање вектора података } E^i \text{ померањем елемената претходног вектора за једно место улево и уврштавање елемента } \vartheta[(i + 1), \alpha(i)] \text{ на место последњег десног елемента}$$

$$-\text{прорачун стандардне девијације } t(i) = \sigma(i) \text{ на основу (4.8) и вектора података } E^i;$$

Корак 3: Инкрементирање бројача i за 1 ($i \rightarrow (i + 1)$) и понављање процедуре од Корака 2.

Сл. 4.3. Дијаграм тока адаптивног рекурзивног М-робусног алгоритма

4.4 Експериментална анализа

Да би се показале особине, као и генерално квалитет, адаптивног рекурзивног М-робусног алгоритма, АРМР алгоритма, симулиран је систем за идентификацију непознатих параметара сигнала. Сигнал жељеног одзива је добијен довођењем шума нормалне расподеле јединичне снаге на улаз филтра са коначним импулсним одзивом а вектор параметара сигнала је дефинисан као $\alpha = (0.1 \ 0.2 \ 0.3 \ 0.4 \ 0.5 \ 0.4 \ 0.3 \ 0.2 \ 0.1)$. На излазни сигнал филтра је адитивно суперпониран независни шум нормалне расподеле и фиксне варијансе одабране тако да је однос сигнал/шум $SNR = 0 \text{ dB}$ пре додавања адитивног импулсног шума, [54]. Импулсни шум је генерисан на основу следећег модела:

$$\xi(k) = a(k)A(k), \quad (4.24)$$

где су:

$a(k)$ -бинарни независни идентично дистрибуирани процес са вероватноћама: $P[a(k) = 1] = 0.01$ и $P[a(k) = 0] = 0.99$,

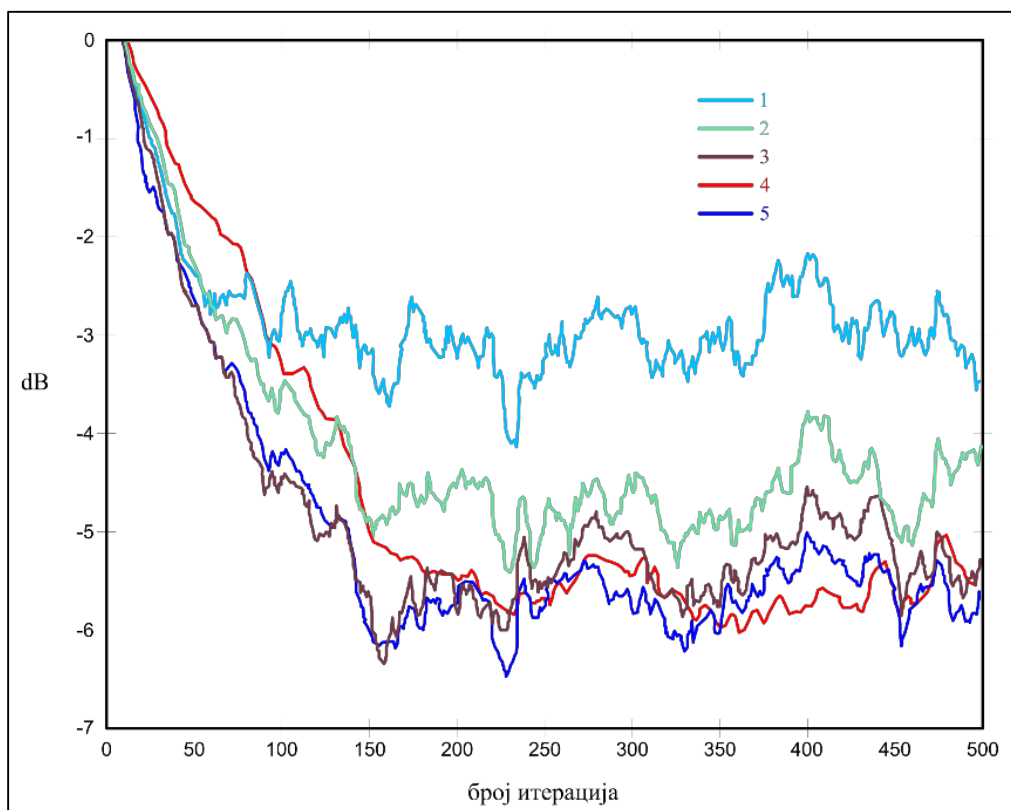
$A(k)$ -процес са симетричном расподелом амплитуде који је некорелисан са $a(k)$ и са варијансом $var[A(k)] = 10^4/12$.

Дужина i_H клизећег прозора података дефинисаног естиматора је одабрана тако да има вредност 32 како би вероватноћа појављивања више од једног outlier-a, односно једне реализације импулсног шума, унутар прозора података била извесна. За почетну вредност константе адаптивног фактора заборављања одабрана је вредност $FF(0) = 0.01$, како би почетна брзина конвергенције анализираниог алгоритма била што приближнија случају када није присутан импулсни шум. Грешка (лог-нормализована) естимираних параметара (грешка у процени параметара сигнала) је дефинисана као:

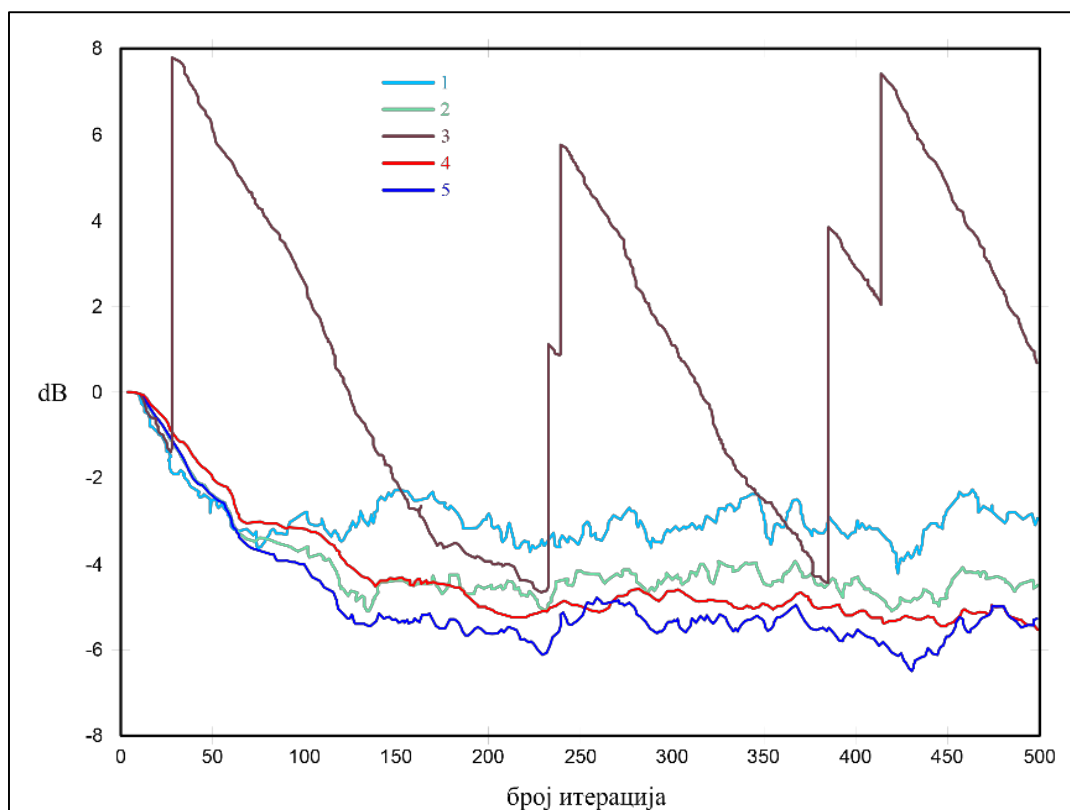
$$\varepsilon = 10 \log \frac{\|\alpha(i) - \alpha\|^2}{\|\alpha\|^2}, \quad (4.25)$$

где је $\|\cdot\|$ Еуклидска норма, карактеристичних различитих алгоритама у односу на које је реализована компаративна анализа развијеног АРМР алгоритма. У компаративној анализи упоредно су посматрани следећи алгоритми: алгоритам минималне апсолутне девијације (означен са 1), алгоритам мешовите норме (означен са 2), алгоритам минималне средње квадратне грешке (означен са 3), алгоритам медијане минималне

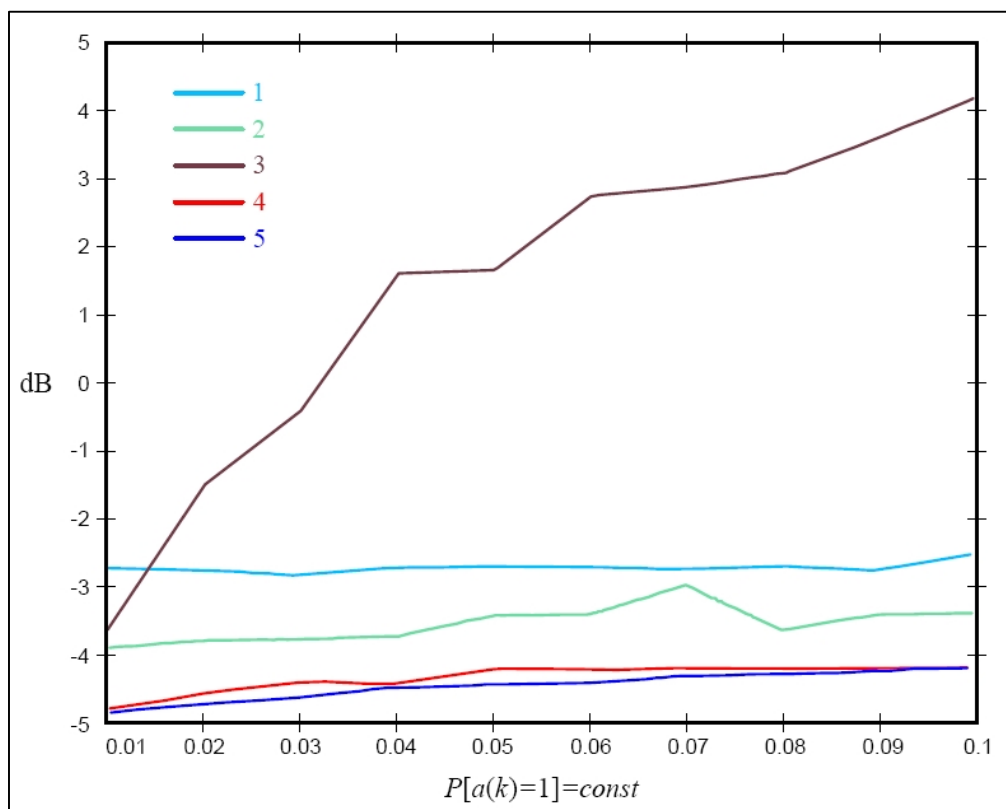
средње квадратне грешке (означен са 4) и АРМР алгоритам (означен са 5). На Сл. 4.4 приказана је грешка естимације за карактеристичне различите алгоритме у присуству Гаусовог шума. Очигледно је да су својства развијеног АРМР алгоритма и алгоритма медијане минималне средње квадратне грешке веома слична алгоритму минималне средње квадратне грешке а при томе истовремено значајно боља од својстава алгоритма робусне мешовите норме. С друге стране, алгоритам минималне апсолутне девијације у овој анализи показује најлошије резултате. На Сл. 4.5 су представљене вредности критеријума (4.25) истих алгоритама у овој компаративној анализи добијених за случај симулације када је присутан импулсни шум, односно када се има присуство outlier-а. Усредњени критеријум (4.25) за различите вредности вероватноће $P[a(k) = 1]$ појаве импулсних реализација шума израчунатих на основу 100 Монте-Карло покушаја, илустрован је у Таб. 4.1 а графичка итерпретација овог сегмента компаративне анализе илустрована је на Сл. 4.6.



Сл. 4.4. Грешка естимације (4.25) за карактеристичне различите алгоритме у присуству Гаусовог шума



Сл. 4.5. Грешка естимације (4.25) за карактеристичне различите алгоритме у присуству импулсног шума, односно када се има присуство outlier-a



Сл. 4.6. Грешка естимације (4.25) за различите вредности вероватноће $P[a(k)=1]$ појаве импулсних реализација шума и $\text{var}[A(k)]=10^4/12$ израчуната на основу 100 Монте-Карло покушаја

Таб. 4.1. Усредњена грешка естимације (4.25) за различите вредности вероватноће $P[a(k) = 1]$ појаве импулсних реализација шума и $\text{var}[A(k)] = 10^4/12$ израчуната на основу 100 Монте-Карло покушаја

		Алгоритам				
		Алгоритам минималне апсолутне девијације	Алгоритам мешовите норме	Алгоритам минималне средње квадратне грешке	Алгоритам медијане минималне средње квадратне грешке	Адаптивни рекурзивни М- робусни алгоритам
$P[a(k) = 1 = \text{const}]$	0.005	-2.76298	-3.82409	-2.22211	-4.77512	-4.72592
	0.01	-2.77428	-3.89181	-1.42888	-4.63129	-4.77648
	0.015	-2.78189	-3.84718	-1.39004	-4.79212	-4.74621
	0.02	-2.77248	-3.87639	-0.18362	-4.68716	-4.71218
	0.025	-2.81295	-3.92962	0.90757	-4.63232	-4.77767
	0.03	-2.75719	-3.61531	0.33987	-4.55957	-4.62594
	0.035	-2.69617	-3.26058	0.90592	-4.41824	-4.38042
	0.04	-2.71708	-3.57202	1.42964	-4.51912	-4.59629
	0.045	-2.76089	-3.63547	1.66133	-4.41179	-4.55582
	0.05	-2.69508	-3.30689	2.50578	-4.35987	-4.36404
	0.055	-2.74088	-3.29933	2.08402	-4.40112	-4.48856
	0.06	-2.68379	-3.07127	3.39219	-4.38466	-4.38219
	0.065	-2.65156	-3.51639	2.66889	-4.27177	-4.31432
	0.07	-2.60901	-3.29066	3.05422	-4.01792	-4.21733
	0.075	-2.60128	-3.24681	2.24921	-4.01349	-4.18111
	0.08	-2.65122	-2.83477	3.60339	-3.98653	-4.20552
	0.085	-2.62369	-2.49072	3.96373	-3.91864	-4.11983
	0.09	-2.55931	-3.20211	3.68688	-3.97504	-4.16578
0.095	-2.60389	-2.82704	3.15703	-3.94158	-4.07726	
0.1	-2.61061	-3.16379	3.74947	-3.82013	-4.01978	

Усредњене вредности критеријума (4.25) добијене на основу 100 Монте-Карло покушаја за различите вредности интензитета импулсног шума изражених преко $\text{var}[A(k)]$, представљене су у Таб. 4.2. Усредњене вредности критеријума (4.25) добијене на основу 100 Монте-Карло покушаја за различите расподеле амплитуде импулсног шума $A(k)$, представљене су у Таб. 4.3. Са Сл. 4.5 је очигледно како се, у присуству импулсног шума или outlier-а, особине алгоритма минималне средње квадратне грешке погоршавају, док на АРМР алгоритам присуство ових поремећаја и промена немају утицаја и при томе АРМР алгоритам задржава значајно боља својства у односу на алгоритам робусне микс норме и алгоритам минималне апсолутне девијације.

Таб. 4.2. Усредњена грешка естимације (4.25) за различите вредности интензитета импулсног шума $\text{var}[A(k)]$ и вероватноће $P[a(k) = 1] = 0.01$, израчуната на основу 100 Монте-Карло покушаја

		Алгоритам				
		Алгоритам минималне апсолутне девијације	Алгоритам мешовите норме	Алгоритам минималне средње квадратне грешке	Алгоритам медијане минималне средње квадратне грешке	Адаптивни рекурзивни М-робусни алгоритам
$\text{var}[A(k)]$	$10^3/12$	-2.86023	-3.94232	-4.19101	-4.70642	-4.84778
	$10^4/12$	-2.77439	-3.89177	-1.42888	-4.63127	-4.77647
	$10^5/12$	-2.76918	-3.83969	0.37312	-4.47033	-4.69738
	$10^6/12$	-2.77904	-3.89233	5.05104	-4.44013	-4.82622

Таб. 4.3. Усредњена грешка естимације (4.25) за различите вредности расподеле амплитуде рачуната на основу 100 Монте-Карло покушаја

		Алгоритам				
		Алгоритам минималне апсолутне девијације	Алгоритам мешовите норме	Алгоритам минималне средње квадратне грешке	Алгоритам медијане минималне средње квадратне грешке	Адаптивни рекурзивни М-робусни алгоритам
Расподела	Униформна	-2.73703	-3.72939	-1.00912	-4.53749	-4.86044
	Лапласова	-2.72818	-3.84222	-1.26127	-4.43692	-4.78003
	Кошијева	-2.86741	-3.89514	-1.68463	-4.53133	-4.67709

Зависност квалитета естимације од параметара који квантитативно одређују алгоритам за адаптивну обраду сигнала је веома важна са практичног становишта. Наиме, форма нелинеарности $\Psi(\cdot)$ у релацији (4.6), односно у релацији (4.14), је једнозначно одређена са параметром r (односно m) који зависи од вероватноће $P[a(k) = 1]$ појаве импулсног шума (outlier-a). Како та вероватноћа, такозвани индекс контаминације, [31], у пракси није тачно познат, неопходно га је одредити унапред. Вредност која дефинише смањење ефикасности алгоритма у условима нормалног шума се у литератури назива премијум, [55], [60]. Анализа приказаних резултата симулација показују да је тај фактор мали за АРМР алгоритам када вредност параметра r припада интервалу (1.0 до 2.0), односно када вредност параметра m припада интервалу (1.2 до 1.8), и када је стварна вредност варијансе σ_e^2 тачно позната обезбеђујући при томе добра својства робусности. Како је, међутим, вредност варијансе σ_e^2 у пракси најчешће непозната она се процењује на бази релације (4.8). Ово практично веома мало утиче на смањење поменуто ефикасности када је дужина клизећег прозора i_H правилно одабрана (као што је поменуто раније, из резултата симулације следи да вредност $i_H = 10$ даје добре резултате у пракси, а то важи

и за прозор података од $i_H = 32$). Обзиром да су анализирани алгоритми нелинеарни, велики утицај на квалитет естимације параметара може свакако имати и почетна вредност вектора параметара $\alpha(0)$ и $P(0)$ као и избор вредности адаптивног фактора појачања. С друге стране, мала осетљивост на почетне услове је свакако важна како би се постигла практична робусност. Овај проблем се решава применом одговарајуће почетне вредности $\alpha(0)$, добијене естимацијом минималне средње квадратне грешке, док се као најпогоднија вредност величине адаптивног фактора појачања одређује симулацијом уз праћење брзине конвергенције. Експерименти су практично показали да вредност овог фактора приближно 0.01 даје задовољавајуће добре резултате. На бази спроведене компаративне анализе и приказаних резултата ове анализе, Сл. 4.4 до Сл. 4.6 и Таб. 4.1 до Таб. 4.3, могуће је извести неколико битних финалних закључака:

- Развијени робусни адаптивни М-робусни алгоритам, означен као АРМР алгоритам, заснован је на статистичком приступу који се назива генерално М-естимација, а који у основи представља апроксимацију добро познатог метода максималне веродостојности. Међутим, за разлику од естиматора максималне веродостојности чија се критеријумска функција (4.2) одређује на бази егзактног познавања функције густине расподеле вероватноће шума, код М-робусне естимације дефинисане релацијама (4.4) и (4.5) полази се од претпоставке да функција густине расподеле вероватноће шума не може бити егзактно позната, већ се она бира на погодан начин да њој придружена критеријумска функција естиматора даје задовољавајуће резултате у свим ситуацијама од интереса у конкретној примени адаптивног алгоритма. Другим речима, новоразвијени алгоритам за естимацију непознатих параметара сигнала поседује гарантовани квалитет понашања који је одређен према најнеповољнијој функцији густине вероватноће шума унутар претпостављене класе, односно варијанса грешке естимације за произвољну функцију расподеле вероватноће шума унутар дате класе никада неће прећи горњу границу, која је пак одређена према најнеповољнијој функцији густине расподеле вероватноће а која носи минималну количину информације о естимираном вектору параметара сигнала унутар претпостављене класе расподела.
- Новоразвијени предложени АРМР алгоритам припада класи естиматора који се практично налази између, у пракси параметарске идентификације веома познатих и често коришћених, естиматора робусне мешовите норме и естиматора медијане

минималне средње квадратне грешке, неосетљив је на присуство импулсног шума и outlier-а у процесираним сигналу и при томе задржава добра својства у случајевима када је у процесираним сигналу присутан само Гаусов шум. Ово побољшање је постигнуто уз релативно мало повећање рачунске сложености, у односу на класичан алгоритам минималне средње квадратне грешке.

- Особине новоразвијеног АРМР алгоритма су испитане стандардно примењеном техником симулација за анализирање квалитета алгоритама и, посматрано у овом сегменту, добијени резултати и практично показују да АРМР алгоритам може бити ефикасно примењен као адекватно решење квалитетније од до сада познатих и примењиваних решења у сегменту обраде реалних сигнала у временском домену у присуству outlier-а и импулсних сметњи.

Робусна естимација параметара сигнала мултиваријабилног система у временском домену

У овом сегменту техника М-робусне естимације је проширена и генерализована на мултиваријабилни систем, где генерално подразумевамо систем који практично чини скуп свих мерених сигнала у оквиру једног мултиваријабилног система (чији је типичан и карактеристичан пример управо електроенергетски систем) код којих се параметри током времена мењају. Иако је овај случај у извесној мери концепцијски различит од естимације непознатих параметара једног сигнала или релативно мањег броја сигнала (у оквиру једног електроенергетског објекта), сви принципи изложени у претходним поглављима апсолутно важе и у случају мултиваријабилног система. Стога су, практично, појмови претходно дефинисани, образложени и коришћени овде већ интуитивно јасни.

У оквиру мултиваријабилног система (или неког од његових подсистема, када је у питању ЕЕС) мерене величине као и параметри и величине који се на бази расположивих мерења естимирају у општем случају могу бити повезани линеарним или нелинеарним једначинама, с тим да је много чешћи случај нелинеарних веза између мерених и естимираних величина. Стога је у овом чешћем, али практично генералном, случају неопходно вршити линеаризацију једначина које повезују мерене и естимиране величине (што се по правилу најчешће реализује развојем нелинеарних функција у ред у околини карактеристичних радних тачака). Један од битних проблема за квалитетну естимацију у оквиру мултиваријабилног система јесте временска синхронизација географски дистрибуираних мерних места и сходно томе временска конзистентност мерних података који се обрађују на једном месту а географски су дистрибуирани на различитим локацијама.

5.1 Поставка проблема

У овом поглављу М-робусну процену параметара сигнала проширујемо на практично робусну обраду скупа сигнала мултиваријабилног система, односно на систем сигнала где је број процесираних сигнала велики и где су мерења географски разуђена (комуникационо се прикупљају са локација које су међусобно значајно удаљене и истовремено мање или више удаљене од центра на којем се реализује њихово процесирање и обрада; тај центар у конкретном случају ЕЕС-а је диспечерски центар одређеног хијерархијског нивоа управљања). Модел мерења скупа сигнала мултиваријабилног система могуће је описати следећом релацијом:

$$y(tt_n) = H\alpha(tt_n) + \xi_y(tt_n) \quad (5.1)$$

што је већ дефинисана форма линеарне регресије проширена на случај мултиваријабилног система и где су:

$y(tt_n)$ -вектор мерења у посматраном временском тренутку tt_n , дефинисан применом одговарајуће мерне структуре, димензије $(N \times 1)$,

H -матрица опсервације сигнала мултиваријабилног система, димензија $(N \times p)$,

$\alpha(tt_n)$ -вектор непознатих параметара сигнала мултиваријабилног система у посматраном временском тренутку tt_n , димензије $(p \times 1)$,

$\xi_y(tt_n)$ -вектор случајних грешака мерења у посматраном временском тренутку tt_n , димензије $(N \times 1)$.

Код линеаризованих система важи да је матрица опсервација система H једнака Јакобијевој матрици HN , односно:

$$HN = \frac{\partial h(y)}{\partial y} = \frac{\partial}{\partial y}(Hy) = H, \quad (5.2)$$

где је:

$$H = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1p} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2p} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \dots & h_{Np} \end{bmatrix}. \quad (5.3)$$

Вектор стварних грешака мерења $\xi_y(tt_n)$ у посматраном временском тренутку tt_n може се дефинисати као:

$$\xi_y(tt_n) = \begin{bmatrix} \xi_1(tt_n) \\ \xi_2(tt_n) \\ \vdots \\ \xi_N(tt_n) \end{bmatrix}. \quad (5.4)$$

Ако је скуп расположивих опсервација система сигнала $\{y(tt_1) y(tt_2) \dots y(tt_n)\}$ у временском интервалу од tt_1 (почетак естимације) до тренутка tt_n када имамо расположиву процену (естимацију) непознатих параметара разматраног скупа сигнала, могуће је дефинисати и скуп стварних грешака мерења на следећи начин:

$$E = [e_y(tt_1) e_y(tt_2) \dots e_y(tt_n)] = \begin{bmatrix} \xi_1(tt_1) & \xi_1(tt_2) & \dots & \xi_1(tt_n) \\ \xi_2(tt_1) & \xi_2(tt_2) & \dots & \xi_2(tt_n) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \xi_N(tt_1) & \xi_N(tt_2) & \dots & \xi_N(tt_n) \end{bmatrix}. \quad (5.5)$$

На основу претходне једначине се дефинишу вектори стварних грешака мерења одређеног j -тог мерења E_j као:

$$E = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ \vdots \\ E_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \xi_1(tt_1) & \xi_1(tt_2) & \dots & \xi_1(tt_n) \\ \xi_2(tt_1) & \xi_2(tt_2) & \dots & \xi_2(tt_n) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \xi_N(tt_1) & \xi_N(tt_2) & \dots & \xi_N(tt_n) \end{bmatrix}. \quad (5.6)$$

На исти начин је могуће дефинисати векторе i -тих мерења Y_i матрице скупа расположивих опсервација, где је $i = 1, 2, \dots, N$, као:

$$Y = \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ \vdots \\ Y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1(tt_1) & y_1(tt_2) & \dots & y_1(tt_n) \\ y_2(tt_1) & y_2(tt_2) & \dots & y_2(tt_n) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ y_N(tt_1) & y_N(tt_2) & \dots & y_N(tt_n) \end{bmatrix}. \quad (5.7)$$

На основу релација (5.6) и (5.7), а у складу са моделом мерења (5.1) могуће је написати следећу релацију:

$$Y_i(j) = h_i\alpha(j) + E_i(j), i = 1, 2, \dots, N; j = tt_1, tt_2, \dots, tt_n. \quad (5.8)$$

Под претпоставком да су, генерално, сви сигнали у мултиваријабилном систему временски синхронизовани (сви имају јединствен сигнал дистрибуиран преко GPS часовника) и како се одабирање вредности сигнала врши у константним временским интервалима релацију (5.8) је могуће написати као:

$$Y_i(j) = h_i\alpha(j) + E_i(j), i = 1, 2, \dots, N; j = 1, 2, \dots, tt. \quad (5.9)$$

где tt представља број приспелих вектора мерења у од тренутка $tt = tt_1$ (почетак естимације) до тренутка процене (естимације) параметара сигнала у текућем тренутку $tt = tt_n$ (односно, овај број је практично једнак броју колона у матрици скупа расположивих опсервација из система Y). Другим речима, у релацији (5.9) претпоставља се да вектор i -тог мерења $Y_i(j)$ у одређеном временском интервалу $j = 1, 2, \dots, tt$ садржи случајни шум $E_i(j)$, при чему су случајне величине $E_i(j)$:

-нулте средње вредности, односно:

$$E[E_i(j)] = 0, \quad (5.10)$$

-међусобно независне, односно:

$$E[E_i(j)E_i(k)] = \sigma_E^2 \delta_{jk}, \quad j \neq k, \quad (5.11)$$

- σ_E^2 -коначна дисперзија случајне величине $E_i(j)$, δ_{jk} -Кронекеров δ симбол,

-симетричне функције расподеле, односно:

$$F_\xi(\vartheta) + F_\xi(-\vartheta) = 1. \quad (5.12)$$

Такође, претпоставља се да је стохастички низ $E_i(j)$ стационаран. Ако се сада модел мерења у посматраном тренутку $tt_j = tt_n$, дефинисан релацијом (5.9), напише у развијеном облику као:

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1\alpha + \xi_1 \\ y_2 &= h_2\alpha + \xi_2 \\ &\dots \\ y_N &= h_N\alpha + \xi_N \end{aligned} \quad (5.13)$$

добија се систем од N нехомогених линеарних једначина, при чему је димензија система једначина N већа од броја непознатих p у вектору непознатих параметара сигнала α . Како су опсервације случајног шума мерења за текући тренутак непознате, вредности непознатих параметара се не могу директно израчунати. Стога је проблем који се разматра еквивалентан задатку естимације вектора непознатих параметара система сигнала на основу измерених вредности система сигнала у присуству адитивног шума мерења $\{\xi_1 \xi_2 \dots \xi_N\}$ у текућем тренутку $tt_j = tt_n$. Посматраном моделу естимације непознатих параметара сигнала може се дати и статистичко тумачење. Претпоставимо да су вектори i -тих мерења Y_i скупа опсервација Y , расподељени на основу функције симетричне расподеле $F_y(\vartheta)$. У том случају посматрани проблем естимације се своди на одређивање вектора непознатих параметара система сигнала α у функцији расподеле $F_y(\vartheta)$ на бази реализације стохастичких низова у прошлости $\{Y_1 Y_2 \dots Y_N\}$. Даље је могуће дефинисати резидуалну вредност вектора мерења као:

$$\vartheta_i(tt_n) = y_i(tt_n) - h_i\alpha, \quad i = 1, 2, \dots, N. \quad (5.14)$$

Зарад једноставности приказа у даљем излагању биће изостављен временски индекс tt_n . Вектор непознатих параметара система сигнала α у моделу (5.1) може се проценити на основу статистике мерења $y = T\{Y_1 Y_2 \dots Y_N\}$, која минимизира емпиријски индекс перформансе, тј. следећу критеријумску функцију:

$$J = \sum_{j=1}^N \Phi\left(\frac{y_j - h_j\alpha}{t_j}\right) = \sum_{j=1}^N \Phi\left(\frac{\vartheta_j}{t_j}\right) = \sum_{j=1}^N \Phi(\vartheta_{t,j}) = \sum_{j=1}^N \Phi(\vartheta_{tj}), \quad (5.15)$$

где су:

$\Phi(\cdot)$ -реална, неконстантна функција, са особином да је $\Phi(0) = 0$,

h_j -вектор који је једнак j -тој врсти матрице опсервације H ,

y_j -вредност j -тог мерења у систему мерне структуре,

t_j -вредност скалирања j -тог мерења у систему мерне структуре,

$\vartheta_{t,j} = \vartheta_{tj}$ -скалирана вредност резидуала ϑ_j .

Израчунавање фактора скалирања t_j се не врши на начин на који се овај параметар израчунава у проблематици естимације параметара једног сигнала (односно у случају естимације скаларног параметра). Разлика која се на први поглед уочава је да не постоји

јединствени фактор скалирања, већ за свако реализовано мерење из мерне структуре постоји по један фактор скалирања.

Естимирани вектор параметара сигнала мултиваријабилног система $\hat{\alpha}$ се добија на основу минимума критеријумске функције, дате релацијом (5.15), као:

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \alpha} J|_{\alpha=\hat{\alpha}} &= \sum_{j=1}^N l_j \Psi \left(\frac{y_j - h_j \hat{\alpha}}{t_j} \right) = \sum_{j=1}^N l_j \Psi \left(\frac{\vartheta_j}{t_j} \right) = \sum_{j=1}^N l_j \Psi(\vartheta_{t,j}) = \sum_{j=1}^N l_j \Psi(\vartheta_{tj}) \\ &= 0, \end{aligned} \quad (5.16)$$

где су:

$\Psi(\cdot)$ -функција нелинеарне трансформације резидуала, односно извод функције $\Phi(\cdot)$,

l_j - j -та врста пондерисане Јакобијеве матрице опсервације мерења H .

5.2 Тачке преноса

Пондерисана Јакобијева матрица L , димензије $N \times p$, се добија када се дијагонална матрица реципрочних вредности фактора скалирања D помножи са Јакобијевом матрицом H , [33], [61]:

$$L = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \\ \vdots \\ l_N \end{bmatrix} = DH = \begin{bmatrix} t_1^{-1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & t_2^{-1} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & t_N^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1p} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2p} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \dots & h_{Np} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_1^{-1} h_{11} & t_1^{-1} h_{12} & \dots & t_1^{-1} h_{1p} \\ t_2^{-1} h_{21} & t_2^{-1} h_{22} & \dots & t_2^{-1} h_{2p} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ t_N^{-1} h_{N1} & t_N^{-1} h_{N2} & \dots & t_N^{-1} h_{Np} \end{bmatrix}. \quad (5.17)$$

Из релације (5.16) може се уочити да је сваки вектор l_j придружен одговарајућем мерењу у мерној структури, при чему он одређује тачку у простору фактора естиматора параметара сигнала. Напреп је показао, [32], [33], да је функција утицаја IT M -естиматора на процену вредности вектора непознатих параметара $\hat{\alpha}$ модела F , укључујући естиматор рекурзивних најмањих квадрата са експоненцијалним фактором заборављања и естиматор минималне апсолутне девијације, једнака производу функције скаларног утицаја резидуала IR и вектора вредности утицаја положаја у простору фактора IP , односно:

$$IT(y, \hat{\alpha}, F, l, \Lambda) = IR(y, \hat{\alpha}, F)IP(l, \Lambda) \quad (5.18)$$

где су:

$$IP(l, \Lambda) = \frac{l}{E[l l^T]} \quad (5.19)$$

$E[l l^T]$ -матрица коваријансе вектора l ,

Λ -функција густине расподеле тачака дефинисаних вектором l .

При овоме се подразумева да вектор l има средњу вредност једнаку нули, односно да је $E[l] = 0$. Важно је напоменути да је вектор вредности утицаја резидуала IR једнак функцији утицаја IC , у једнодимензионалном случају. Ако се претпостави да је стварна грешка мерења расподељена по норманој расподели F , утицај резидуала се дефинише као:

$$IR(\vartheta_t, \hat{\alpha}, F) = \frac{\Psi(\vartheta_t)}{E[\Psi'(\vartheta_t)]} \quad (5.20)$$

С друге стране, утицај положаја је идентичан утицају који је дефинисан релацијом (5.19). На основу релације (5.18) очигледно је да евентуални утицај мерења није једини који може да унесе несагласности у правцу y , већ су то и растојања у простору фактора, која се називају тачке преноса. На основу релација (5.19) и (5.20) може се закључити да у случају када је нелинеарна трансформација резидуала $\Psi(\cdot)$ ограничена, функција утицаја резидуала IR је такође ограничена. На жалост, у том случају утицај положаја IP није ограничен. У ствари, могућа је егзистенција произвољно великог члана у вектору l , који се налази на произвољној удаљености од већине тачака у простору фактора. За тако груписану већину тачака кажемо да образује “облак” у фактору простора. Коначно, производ та два утицаја даје да је и функција укупног утицаја неограничена. На основу овога се закључује да сви регресиони М-естиматори, па и естиматор минималне апсолутне девијације, могу да имају тачку “слома” која је једнака нули. С друге стране, у одсуству великих тачака преноса, на пример када су тачке униформно распоређене у простору фактора, М-естиматори који имају ограничену функцију нелинеарне трансформације резидуала $\Psi(\cdot)$ су робусни, са асимптотском тачком слома од највише 25 %, [59].

5.3 Генерализација М-робусног алгоритма идентификације параметара сигнала мултиваријабилног система у реалном времену

У циљу обезбеђивања веће робусности при присуству лоших тачака преноса, предложено је више реализација естиматора које би биле у стању да ограниче утицај резидуала и утицај положаја. Такви естиматори се називају генерализовани М-естиматори, односно GM естиматори. У литератури се често називају и регресиони естиматори са ограниченим утицајем. Све предложене реализације генерализованог М-робусног естиматора се могу, у општем облику, полазећи од релације (5.16) дефинисати на следећи начин:

$$\sum_{j=1}^N U(l_j) l_j \Psi[\vartheta_{tj} V(l_j)] = 0, \quad (5.21)$$

где су $U(l_j)$ и $V(l_j)$ тежинске функције које ублажавају утицај тачака преноса. Прва предложена реализација је дата од стране Малоуа и према њој се врши пондерисање тачака преноса, без обзира на њихове вредности резидуала. На тај начин се утицај положаја IP ограничава независно, без обзира на утицај резидуала IR . Малоу-ов генерализовани М-естиматор је дат следећом релацијом, [33]:

$$\sum_{j=1}^N \omega_j l_j \Psi(\vartheta_{tj}) = 0, \quad (5.22)$$

при чему су тежинске функције једнаке:

$$\begin{aligned} U(l_j) &= \omega_j, & (a) \\ V(l_j) &= 1. & (б) \end{aligned} \quad (5.23)$$

На основу релације (5.22) могуће је дефинисати критеријумску функцију естиматора:

$$J = \sum_{j=1}^N \omega_j \Phi(\vartheta_{tj}). \quad (5.24)$$

Друга предложена реализација је дата од стране Швелеа, [61], према којој се врши пондерисање тачака преноса само у случају када њихови резидуали имају велике

вредности. Слично претходном случају, утицај резидуала и положаја зависе један од другог само у случају када им је функција укупног утицаја ограничена. Швепев генерализани М-естиматор је дат следећом релацијом:

$$\sum_{j=1}^N \omega_j l_j \Psi \left(\frac{\vartheta_j}{t_j \omega_j} \right) = 0, \quad (5.25)$$

при чему су тежинске функције једнаке:

$$U(l_j) = \omega_j, \quad (a) \quad (5.26)$$

$$V(l_j) = 1/\omega_j. \quad (б)$$

На основу релације (5.21) могуће је дефинисати критеријумску функцију овог естиматора:

$$J = \sum_{j=1}^N \omega_j^2 \Phi \left(\frac{\vartheta_j}{t_j \omega_j} \right). \quad (5.27)$$

Тежине $\omega_j = \omega_j(l_j)$ које ограничавају утицај тачака преноса код генерализованог М-естиматора, третиране су са аспекта њиховог налажења. Генерализовани М-естиматори представљају значајно побољшање са гледишта могућности да ограниче утицај тачака преноса. Показује се да асимптотска тачка слома ε^* таквих естиматора не прелази реципрочну вредност броја променљивих које се естимирају. За систем са великим бројем чворова, асимптотска преломна тачка тежи ка нули.

5.4 Алгоритам генерализованог М-естиматора параметара сигнала мултиваријабилног система

У матричном облику релацију (5.16) могуће је написати у следећем облику:

$$L^T \Psi = 0, \quad (5.28)$$

где је Ψ вектор димензије $N \times 1$ дефинисан као:

$$\Psi^T = \left[\Psi \left(\frac{\vartheta_1}{t_1} \right) \Psi \left(\frac{\vartheta_2}{t_2} \right) \dots \Psi \left(\frac{\vartheta_N}{t_N} \right) \right].$$

Решавање система нелинеарних једначина (5.16), односно (5.28), захтева примену неких од стандардних итеративних поступака, и у овом конкретном случају примењена је методологија Њутновог итеративног поступка. У првом кораку ове процедуре реализује се линеаризација нелинеарне функције $\Psi(\cdot)$ у околини усвојеног вектора почетног погађања непознатих параметара сигнала мултиваријабилног система $\hat{\alpha}_0$, при чему се нелинеарна функција развија у Тајлоров ред првог степена као:

$$\Psi\left(\frac{y_j - h_j \alpha}{t_j}\right) \approx \Psi\left(\frac{y_j - h_j \alpha_0}{t_j}\right) - \frac{h_j \Delta \alpha}{t_j} \Psi'\left(\frac{y_j - h_j \alpha_0}{t_j}\right), \Delta \alpha = \alpha - \alpha_0, \quad (5.29)$$

где је са $\Delta \alpha$ означен прираштај вектора почетног погађања непознатих параметара система сигнала. Заменом релације (5.29) у релацију (5.16), добија се:

$$\sum_{j=1}^N l_j \Psi\left(\frac{y_j - h_j \alpha_0}{t_j}\right) = \sum_{j=1}^N l_j \frac{h_j \Delta \alpha}{t_j} \Psi'\left(\frac{y_j - h_j \alpha_0}{t_j}\right). \quad (5.30)$$

Прираштај вектора непознатих параметара на основу релације (5.30), у матричној форми, може се приказати као:

$$\Delta \alpha = (H^T \Delta \Psi H)^{-1} H^T Q = G H^T Q, \quad (5.31)$$

где су:

G -матрица појачања,

Q -скалирана матрица нелинеарних трансформација резидуала, димензије $N \times 1$,

$\Delta \Psi$ -дијагонална матрица извода нелинеарне трансформације резидуала, димензије $N \times N$, од којих су последње две респективно дефинисане следећим релацијама:

$$Q = D^{-1} \Psi = \left[t_1 \Psi\left(\frac{\vartheta_1}{t_1}\right) t_2 \Psi\left(\frac{\vartheta_2}{t_2}\right) \dots t_N \Psi\left(\frac{\vartheta_N}{t_N}\right) \right]^T, \quad (a)$$

$$\Delta \Psi = \begin{bmatrix} \Psi'\left(\frac{\vartheta_1}{t_1}\right) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \Psi'\left(\frac{\vartheta_2}{t_2}\right) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \Psi'\left(\frac{\vartheta_N}{t_N}\right) \end{bmatrix}. \quad (b) \quad (5.32)$$

За реализацију предметног генерализованог М-естиматора за обраду сигнала мултиваријабилних система изабрана је Хуберова функција утицаја, при чему је за извод нелинеарне трансформације резидуала усвојена његова модификована варијанта, односно функција дефинисана следећом релацијом:

$$\Psi'(\vartheta_t) = \begin{cases} 1, & p_3 > |\vartheta_t| \\ \frac{\Psi(\vartheta_t)}{\vartheta_t}, & p_3 < |\vartheta_t| \end{cases} \quad (5.33)$$

Овакво решење се карактерише тиме да има критеријумску функцију једнаку Хуберовој функцији (као и нелинеарна трансформација резидуала $\Psi(\cdot)$), док је функција извода нелинеарне трансформације резидуала једнака функцији извода као код Мерил-Швепеове функције. Овако усвојена функција се у литератури означава и као SH критеријумска функција, [61]. Пошто се SH критеријумска функција користи при реализацији генерализованог М-естиматора, онда се такав естиматор назива и SH генерализовани М-естиматор. Уколико се релација (5.25) помножи и истовремено подели са пондерисаним резидуалом ϑ_{tj} , усвајајући да је естиматор реализован на основу SH критеријумске функције, при чему су вредности пондера $\omega_j = 1$, могуће ју је написати и у матричном облику као:

$$H^T D^2 T \vartheta = 0, \quad (5.34)$$

где су:

ϑ -матрица резидуала мерења,

T -матрица нелинеарне трансформације SH критеријумске функције димензије $N \times 1$, и које су респективно дефинисане на следећи начин:

$$\vartheta = y - H\hat{a}, \quad (a)$$

$$T^T = [\vartheta_{t1}^{-1}\Psi(\vartheta_{t1}) \ \vartheta_{t2}^{-1}\Psi(\vartheta_{t2}) \ \dots \ \vartheta_{tN}^{-1}\Psi(\vartheta_{tN})]^T. \quad (б)$$

Ако се са друге стране усвоје тежине $\omega_j = \omega_j(l_j)$, у циљу проналажења процене генерализованог М-естиматора дефинише се матрица тежина (пондера), димензије $N \times N$, на следећи начин:

$$W = \begin{bmatrix} \omega_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \omega_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \omega_N \end{bmatrix}. \quad (5.36)$$

Такође, прираштај вектора непознатих параметара на основу релације (5.31), у матричној форми, може се приказати као:

$$\Delta\alpha = (H^T \Delta\Psi H)^{-1} H^T Q = G H^T Q, \quad (5.37)$$

само што у овом случају матрице Q и G уважавају вредности пондера $\omega_j = \omega_j(l_j)$.

Матрица појачања се рачуна као:

$$G = (H^T \Delta\Psi H)^{-1}, \quad (5.38)$$

при чему су:

$\Delta\Psi$ -дијагонална матрица извода нелинеарне трансформације резидуала, димензије $N \times N$, а

Q -скалирана матрица нелинеарних трансформација резидуала, димензије $N \times 1$,

дефинисане следећим релацијама:

$$\Delta\Psi = \begin{bmatrix} \Psi' \left(\frac{\vartheta_1}{t_1 \omega_1} \right) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \Psi' \left(\frac{\vartheta_2}{t_2 \omega_2} \right) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \Psi' \left(\frac{\vartheta_N}{t_N \omega_N} \right) \end{bmatrix}, \quad (a) \quad (5.39)$$

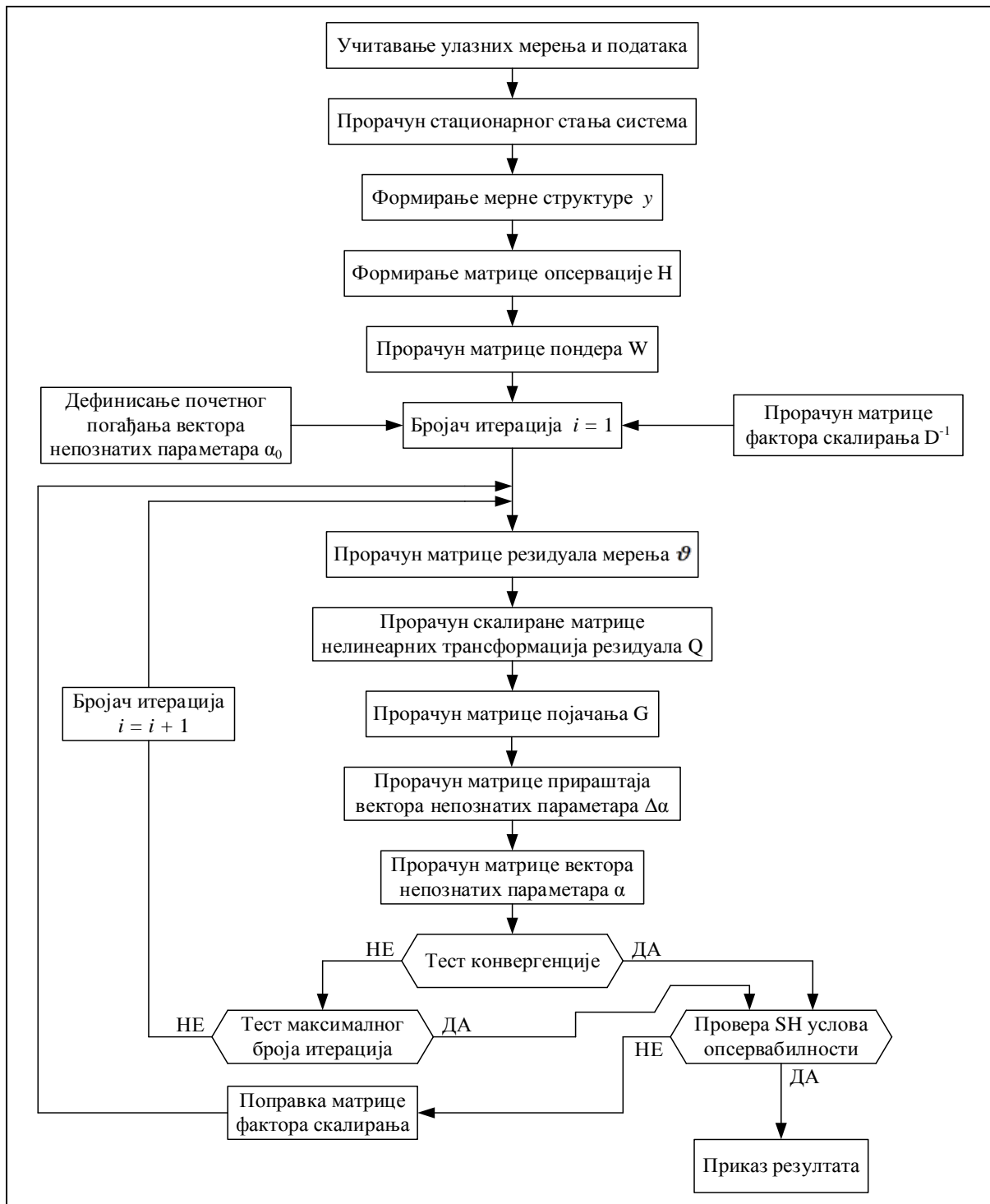
$$Q = W D^{-1} \Psi = \left[\omega_1 t_1 \Psi \left(\frac{\vartheta_1}{t_1 \omega_1} \right) \quad \omega_2 t_2 \Psi \left(\frac{\vartheta_2}{t_2 \omega_2} \right) \dots \omega_N t_N \Psi \left(\frac{\vartheta_N}{t_N \omega_N} \right) \right]^T. \quad (б)$$

На овај начин је генерализована реализација М-естиматора у правцу добијања њене уопштене представе, увођењем пондера $\omega_j = \omega_j(l_j)$. Наравно, за јединичну дијагоналну матрицу W добија се стандардна нормална реализација М-естиматора. Проблем који се може јавити у овом случају је нумеричке природе, будући да се за вредности пондера који су једнаки нули, приликом одређивања скаларног резидуала јавља дељење са нулом. Да би се ово избегло за вредности пондера који су једнаки нули, усвајају се његове реципрочне вредности, које фигуришу као аргументи функције $\Psi(\cdot)$, једнаке некој веома малој вредности, на пример 10^{-6} . Процена вектора стања, која се добија

после прве итерације, је једнака $\hat{\alpha} = \alpha_0 + \Delta\alpha$, тј. једнака је збиру вектора почетног погађања и прираштаја процене вектора непознатих параметара система сигнала. Итеративни поступак прорачуна се наставља даље, при чему је почетна процена у следећој итерацији једнака добијеној процени у претходној итерацији. Итеративни поступак се зауставља у случају када су испуњени следећи критеријуми:

- при постигнутој, унапред специфицираној, тачности прорачуна, типично од (0.01 – 0.001),
- при постигнутом, унапред специфицираном, максималном броју итерација (уобичајено 20).

Комплетан алгоритам генерализованог М-робусног естиматора непознатих параметара сигнала мултиваријабилног система дат је у форми блок дијаграма на Сл. 5.1. Приказана је верзија једнокорачног естиматора, тј. реализација естиматора на бази једне критеријумске функције. За реализацију двокорачног естиматора потребно је применити и другу критеријумску функцију за реализацију естиматора, при чему се процењене вредности једнокорачног естиматора користе као почетне вредности (односно, као почетно погађање) естиматора у другом кораку. За реализацију другог корака се често користи Тукејова критеријумска функција, [62], која строжије третира почетне услове естиматора, и ова критеријумска функција често на основу процењених вредности из првог корака даје задовољавајућу процену већ у првих неколико итерацији. Грубо посматрано, оваква реализација естиматора има за последицу фино подешавање процењених вредности непознатих параметара у другом кораку. Често се показује да је реализација другог корака сувишна јер се већ после првог корака добија задовољавајућа процена вектора непознатих параметара, односно има се да је у другом кораку прираштај процењених вредности параметара занемарљиво мали.



Сл. 5.1. Комплетан алгоритам генерализованог M -робусног естиматора непознатих параметара сигнала мултиваријабилног система

Да би се одредила матрица фактора резидуала D из релације (5.17) неопходно је анализирати осетљивост резидуала на стварну грешку мерења. На основу добијеног вектора стварне грешке дефинисаног мерења одређује се фактор скалирања тог мерења тако да се матрица фактора скалирања $FS(tt_n)$ у посматраном тренутку естимације $tt = tt_n$ дефинише као:

$$FS(tt_n) = \begin{bmatrix} t_1(tt_n) \\ t_2(tt_n) \\ \vdots \\ t_N(tt_n) \end{bmatrix} = MAD \begin{bmatrix} \xi_1(tt_1) & \xi_1(tt_2) & \dots & \xi_1(tt_{n-1}) \\ \xi_2(tt_1) & \xi_2(tt_2) & \dots & \xi_2(tt_{n-1}) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \xi_N(tt_1) & \xi_N(tt_2) & \dots & \xi_N(tt_{n-1}) \end{bmatrix} \quad (5.40)$$

односно:

$$t_j(tt_n) = MAD[\xi_j(tt_1) \ \xi_j(tt_2) \ \dots \ \xi_j(tt_{n-1})], \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (5.41)$$

Као што је и приказано у дијаграму тока алгоритма естимације параметара сигнала мултиваријабилног система, сходно Сл. 5.1, прорачун матрице фактора скалирања $FS(tt_n)$ у посматраном тренутку естимације tt_n се врши на почетку прорачуна за посматрани тренутак естимације. Како је стварна грешка мерења пре почетног тренутка естимације $tt = tt_1$ каузална то је потребно усвојити вредност матрице скалирања $FS(tt_n)$ за тренутак $tt = tt_1$. Усвајање вредности матрице фактора скалирања $FS(tt_1)$ се врши на основу хеуристичког познавања сваког мерења понаособ а која пак чине комплетну мерну структуру. Добро изабрана вредност матрице скалирања $FS(tt_1)$ је од изузетног значаја за даљи процес естимације.

Код одређивања фактора скалирања виртуелних мерења јавља се додатни проблем који се састоји у томе да за таква мерења сигнал стварне грешке мерења практично има врло малу стандардну девијацију. Над овим мерењима није потребно вршити одређивање медијане апсолутних одступања, односно MAD , која је робусна у циљу добијања фактора скалирања већ се у ту сврху може користити и одређивање стандардне девијације будући да су у питању тачна мерења која реално немају outlier-е. Тако одређена вредност фактора скалирања може да буде веома мала што би подразумевало да скалирани резидуали у нелинеарним трансформацијама резидуала буду потиснути у крајеве тих функција. Да би се ово избегло потребно је да се за вредности фактора скалирања виртуелних мерења усвоје довољно велике вредности како би се вредности скалираних резидуала ових мерења задржале у зони линеарности нелинеарних трансформација резидуала. Због тога се за виртуелна мерења усвајају фактори скалирања који су константни и једнаки јединици, односно $t_i = 1$, $i \in M$, где је M број виртуелних мерења.

На основу модела (5.1) реализује се естимација вектора непознатих параметара који се добија минимизацијом критеријумске функције дефинисане релацијом (5.15). Естимирана вредност вектора α се добија кроз итеративни поступак при чему се

прираштај вектора непознатих параметара сигнала $\Delta\alpha$ рачуна на основу једначине исказане у матричном облику у виду релације (5.37) која се може написати и као:

$$G^{-1}\Delta\alpha = H^T Q. \quad (5.42)$$

Да би се једначина исказана релацијом (5.42) могла решити потребно је да матрица G буде несингуларна у сваком итеративном кораку при коме се рачуна вектор прираштаја $\Delta\alpha$. Ако се узме у обзир да је матрица опсервације H константна матрица током итеративног поступка потребно је такође да она буде несингуларна матрица. Матрица појачања G није константна матрица током итеративног поступка пошто зависи од вредности дијагоналне матрице функције извода нелинеарне трансформације резидуала која се мења током итеративног поступка. Потребни услови на основу којих се утврђује, односно проверава, опсервабилност система су:

- Проверава се несингуларност матрице опсервације H , при чему је потребно за задовољење услова опсервабилности да ова матрица буде пуна, односно да је њен ранг једнак броју елемената вектора параметара сигнала α , односно да буде $\text{rang}H = (2p - 1)$, где је p димензија вектора непознатих параметара α .
- Проверава се несингуларност матрице појачања G , при чему је неопходно, да би услов опсервабилности био испуњен, да и ова матрица буде пуна матрица, односно да и за њу буде задовољен услов $\text{rang}G = (2p - 1)$.

Провера несингуларности матрице појачања G се врши у сваком итеративном кораку. На основу дефинисаних услова опсервабилности можемо закључити да несингуларност матрице појачања G директно зависи од структуре дијагоналне матрице извода нелинеарне трансформације $\Delta\Psi$. Структура ове матрице се одређује у сваком итеративном кораку и директно је зависна од вредности скалираних резидуала мерења.

У циљу што ефикасније реализације предложеног генерализованог М-робусног естиматора потребно је дефинисати поступак који обезбеђује идентификацију тачака преноса у процесу естимације непознатих параметара сигнала ЕЕС-а. Као што је дефинисано релацијом (5.17) постоје мерења чије пројекције на простор који обухвата вектор врста пондерисане Јакобијеве матрице, такозвани простор вектора, не следе област тачака нагомилавања. Таква мерења је, генерално, потребно пондерисати тежинским факторима ω_j који су директно зависни од l_j . Први корак у третирању тачака преноса је њихова класификација у два типа и то:

- Први тип тачака преноса су лоше тачке преноса које су контаминирани великим грешкама у y_j и/или l_j и које могу деградирати естимацију параметара сигнала. Под деградацијом подразумевамо немогућност естиматора да генерише адекватну процену вектора непознатих параметара, у случају када естиматор минимизира суму функција скалираних резидуала, тј. када је конкретно естиматор реализован као М-естиматор.
- Други тип тачака преноса су добре тачке преноса које значајно повећавају тачност М-естиматора, у случају када нису пондерисани одговарајућим тежинским факторима.

Из претходног произилази да је неопходна идентификација тачака преноса и њихова класификација на добре и лоше. Генерално, класификација може да се реализује на основу одређивања робусних регресионих резидуала (на пример, најмања средња вредност квадратних резидуала насупротив робусним растојањима у простору фактора) као што је преложено у [33]. Идентификација тачака преноса се врши израчунавањем једне врсте растојања од сваке тачке у простору фактора од центра нагомилавања, које се често означава као облак, што је већ претходно дефинисано. Ово растојање је стандардизовано и у потпуности се може објаснити расипањем око тачке нагомилавања. Рачунање једног таквог растојања се обезбеђује помоћу разних статистика које се заснивају на естимацији положаја и матрици коваријанси. Иако су ова растојања скоро приближна и врло лако се израчунавају постоји и проблем који се огледа у маскирању учесталих појава outlier-а што је директна последица чињенице да растојања зависе од средње вредности и коваријансе узорка а које генерално нису робусне. Алтернативно, могуће је пројектовање тачака нагомилавања не све могуће једнодимензионе правце при чему се сваком податку придружује максимум одговарајућих стандардизованих пројекција где се оваква пројекција назива статистичка пројекција. При овоме је потребно испитивати само оне правце који настају од координата медијане и које при томе пролазе кроз тачке података. Проблем у контексту ЕЕС-а је реткост простора фактора. Алгоритам применљив за реалне ЕЕС-е усваја само мултиваријабилне статистике чиме је омогућена компатибилност за on-line естимацију параметара сигнала у ЕЕС-у и њихову примену у апликацијама реалног времена. Пошто се уважавају само мултиваријабилне статистике дефинишу се мултиваријабилни естиматори положаја и коваријанси. Полазимо од претпоставке да постоји N података дефинисаних скупом $\{l_1, l_2, \dots, l_N\}$ m -димензионалних вектора. На основу овога је потребно одредити центар

и дисперзију тачке нагомилавања посредством мултиваријабилних естиматора положаја и коваријансе, респективно. У циљу идентификације outlier-а тачке нагомилавања у m -димензионом простору потребно је одредити растојања од сваке тачке водећи рачуна о највећем броју тачака нагомилавања. Први мултиваријабилни естиматор са високом преломном тачком, прорачунавао се из следеће релације у којој се користе средња вредност узорка и матрица коваријанси узорка и који је за тачку l_j :

$$MD_j = \sqrt{(l_j - \bar{l})^T C^{-1} (l_j - \bar{l})} = \max_{\|v\|=1} \left[\frac{|l_j^T v - L(l_1^T v, l_2^T v, \dots, l_N^T v)|}{S(l_1^T v, l_2^T v, \dots, l_N^T v)} \right] \quad (5.43)$$

где су:

v -карактеристични вектор,

L, S -узорак средње вредности и узорак стандардне девијације пројекције података l_j , респективно, на правац вектора v при чему релација важи за случај када су обухваћени сви могући правци,

$$C = \frac{1}{N-1} \sum_{j=1}^N (l_j - \bar{l})^T (l_j - \bar{l}). \quad (5.44)$$

Величина MD_j се у робусној статистици означава као Махаланобисово растојање. Скуп тачака који задовољава услов:

$$MD_j^2(l_j) < b, \quad (5.45)$$

практично дефинише елипсоид у односу на \bar{l} . Његове главне осе се налазе у правцима карактеристичних вектора v_j матрице C и имају дужину $2\sqrt{b\lambda_i}$ при чему су λ_i одговарајуће карактеристичне вредности. Ако се претпостави да су вектори l_j расподељени на основу нормалне расподеле у том случају растојање MD_j^2 има приближну хи-квадратну расподелу χ_m^2 са m степени слободе. На основу овога следи да постоји вероватноћа $(1 - \delta)$ да ће тачка l_j пасти унутар елипсоида у случају да задовољава услов:

$$MD_j^2(l_j) \leq \chi_{m;(1-\delta)}^2. \quad (5.46)$$

Практично, а сходно претходној релацији, outlier-и су сви подаци чија су Махаланобисова растојања већа од вредности одсецања, односно већа од вредности

$\sqrt{\chi_{m;0.975}^2}$. Пошто су Махаланобисова растојања заснована на неробусној статистици може се јавити маскирање ефекта вишеструких outlier-a, нарочито ако се јављају у групи. У том случају је средња вредност узорка под утицајем outlier-a и тада вредност матрице коваријансе, која тежи порасту тако да се елипсоид толеранције повећава при чему је у стању да покрије делимично или у потпуности скуп outlier-a, проузрокује грешку коју чини растојање MD_j при откривању неких или свих outlier-a. Природан начин робустификације израза (5.43) представља коришћење робусног естиматора положаја и из овог разлога се предлаже коришћење медијане узорка при одређивању L , док се за одређивање S предлаже апсолутна девијација медијане преко пројекције на правац вектора v :

$$MAD = \frac{\text{median}_j |l_j^T v - \text{median}_j (l_j^T v)|}{0.6745}. \quad (5.47)$$

Као што је раније наглашено, тачке преноса су дефинисане векторима $\{l_j^T, j = 1, 2, \dots, N\}$ који су једнаки врстама пондерисане Јакобијеве матрице. За овакву везу постоји кореспонденција један-један између координатних оса овога простора и вектора променљивих параметара. Главна карактеристика вектора l_j је та да они имају само неколико компоненти које су различите од нуле. То у ствари значи да свака од њих лежи на вектору субпростора са малом димензијом, често много мањом од m који се назива битним субпростором скупа података. Димензија битног субпростора је једнака броју ненултих елемената у вектору l_j . Односно, то значи да су елипсоиди ограничени и да имају центар у координатном почетку тако да се статистичка пројекција под овим ограничењима дефинише као:

$$PS_j = \max_v \frac{|l_j^T v|}{S'_N}, \quad v = l_i, \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (5.48)$$

Именилац у релацији (5.48) би требало да мери ширење пројекције $l_j^T v$ око координатног почетка тако да се естиматор скалирања дефинише као:

$$S'_N = 1.192b \left\{ \text{lowmedian}_j \left[\text{lowmedian}_{j \neq i} (l_j^T v + l_i^T v) \right] \right\}, \quad (5.49)$$

где је *lowmedian* ниска (целобројна) медијана узорка.

Проблем може да се јави због реткости Јакобијеве матрице што потенцијално узрокује да базни субпростор једне тачке l_j има врло малу димензију. Због тога се група тачака нагомилавања пројектује у координатни почетак на сваком правцу $l_j = v$, што даље даје нулту вредност за скалирану естимацију, као и за вредност медијане апсолутних одступања MAD , на основу које се не може израчунати статистика пројекције. Један начин за решење апострофираног проблема лежи у чињеници да су тачке података које се пројектују у координатни почетак на дати правац $l_j = v$ небитне за l_j у смислу да не носе никакву информацију о њеној удаљености. У том смислу, такве тачке је потребно изоставити код рачунања скалирања дуж посматраног правца. Из тог разлога, вектори l_j који имају ненулта пројекције дуж правца v ће се звати релевантни скуп за тај правац. У ствари, када је $l_j = v$, битан скуп је унија фундаменталних сетова променљивих параметара сигнала (фундаментални скуп обухвата мерења која посматрају променљиве параметре сигнала и који су функција њих самих) са којима је вектор l_j повезан. На основу Монте-Карло симулација могуће је за статистику пројекције усвојити у првој апроксимацији да се она понаша по хи-квадратној расподели, што омогућава идентификацију тачке преноса према следећој релацији:

$$PS_j > b_j = \chi_{z;0.975}^2, \quad (5.50)$$

где је z број ненулта елемената у j -тој врсти Јакобијеве матрице. Да би се показала статистичка ефикасност могуће је увести појам робусних растојања, која се добијају на основу тежинских фактора и која се рачунају на основу релације:

$$RD_j = \sqrt{l_j^T C_\omega l_j}, \quad (5.51)$$

где је матрица C_ω дефинисана на следећи начин:

$$C_\omega = \left(\sum_{j=1}^N \omega_j l_j l_j^T \right) / \left(\sum_{j=1}^N \omega_j \right) \quad (5.52)$$

при чему се тежински фактори одређују на основу релације:

$$\omega_j = \min \left[1, \left(\frac{b_j}{PS_j} \right)^2 \right]. \quad (5.53)$$

Услов на основу кога се одређују тежински фактори $\omega_j = \omega_j(l_j)$ дефинисан релацијом (5.53) је добијен на основу релације (5.50) где се, за случај када се тачка налази ван елипсоида, однос вредности одсецања и статистике пројекције квадрира у циљу што већег потискивања outlier-а, то јест добијања што мањих вредности тежинских фактора. Генерализовани М-естиматор реализован на овај начин практично наслеђује високе преломне тачке. Предложено одређивање тежинских коефицијената на основу статистике пројекција практично се показало ефикасним у апликацијама реалног времена у ЕЕС-а.

Примена и верификација АРМР алгоритма у обради сигнала у електроенергетском систему

6.1 Резултати имплементације АРМР алгоритма на синтетички генерисаним и реално мереним сигналама

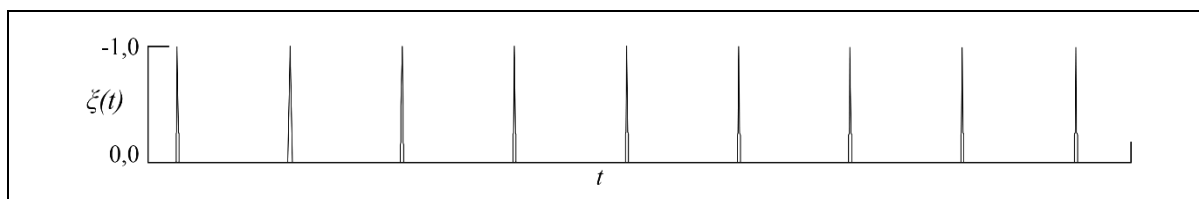
6.1.1 Компаративна анализа WLS алгоритма и АРМР алгоритма на примеру синтетички генерисаног тест сигнала

За кратку компаративну анализу новоразвијеног АРМР алгоритма утемељеног на теоријским основама М-робусне естимације са једним од најчешће до сада коришћених метода за обраду сигнала у временском домену, WLS алгоритмом-алгоритмом тежинских најмањих квадрата, анализиран је синтетички генерисан тест сигнал (сигнал $s(t)$ приказан на Сл. 6.1б)) којем је суперпониран сигнал импулсног шума који је заправо репрезент outlier-а (сигнал $\xi(t)$ приказан на Сл. 6.1а)). Тест сигнал $s(t)$ је генерисан ауторегресионим моделом 8-ог реда са следећим вредностима параметара инверзног филтра регресије: $a_1 = -2.22$, $a_2 = 2.89$, $a_3 = -3.08$, $a_4 = 3.27$, $a_5 = -2.77$, $a_6 = 2.35$, $a_7 = -1.7$, $a_8 = 0.75$. Сигнали $s(t)$ и $\xi(t)$ су суперпонирани у јединствен сигнал који практично представља синтетички тест сигнал са израженим присуством outlier-а. За овако синтетизован тест сигнал реализована је процена (естимација) непознатог параметра a_1 сигнала $s(t)$, WLS методом и АРМР алгоритмом. На Сл. 6.1в), Сл. 6.1г) и Сл. 6.1д) приказане су процене параметра a_1 на бази WLS алгоритма (означене са (1)) и АРМР алгоритма (означене са (2)) и то за три различите дужине клизећег прозора података (дужине клизећег прозора података на Сл. 6.1в), Сл. 6.1г) и Сл. 6.1д) су 5 ms, 9 ms и 25.6 ms респективно).

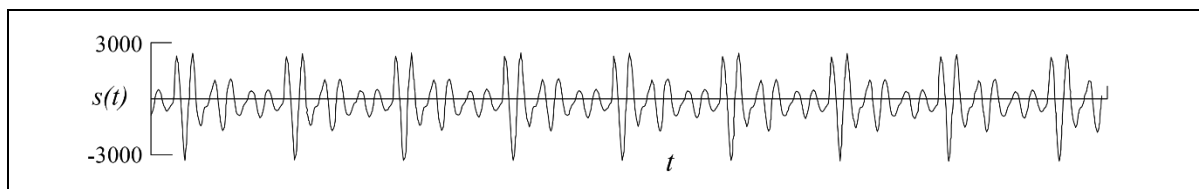
Добијени резултати показују да се применом АРМР алгоритма добијају практично тачне процене естимираног параметра сигнала a_1 и очигледно је да се добијена трајекторија естимираног параметра a_1 поклапа са референтном, односно тачном вредношћу која је проистекла из синтетички генерисаног тест сигнала. АРМР алгоритам се подједнако добро понаша за све три различите разматране дужине клизећег прозора података и неосетљив је на присуство outlier-а као и на положај прозора података у сигналу.

С друге стране, код примене WLS алгоритма настају грешке процене естимираног параметра (и то практично грешке типа померених процена које карактерише и велика варијанса). Очигледно је да је WLS алгоритам значајно осетљив како на дужину клизећег прозора података тако и на присуство outlier-а у анализираном сигналу и на положај клизећег прозора података у анализираном сигналу. На трајекторији естимираног параметра WLS методом јасно су уочљива места суперпонираног импулсног поремећаја-outlier-а (у овим тренуцима суперпозиције дефинисаног поремећаја грешка у процени вредности непознатог параметра је највећа). У случају када је клизећи прозор података краћи од периоде основне учестаности, која је у анализираном случају 8 ms , добија се највећа варијанса процена (Сл. 6.1в)). Видљиво је да на деловима сигнала где немамо присуство импулсног шума (и где постоји само случајни Гаусов шум мерења) и WLS алгоритмом се практично добија тачна процена естимираног параметра. Грешке у процени вредности непознатог параметра WLS методом практично настају одмах када се у прозору података који се обрађује нађу и елементи импулсног шума, односно чим се има присуство outlier-а.

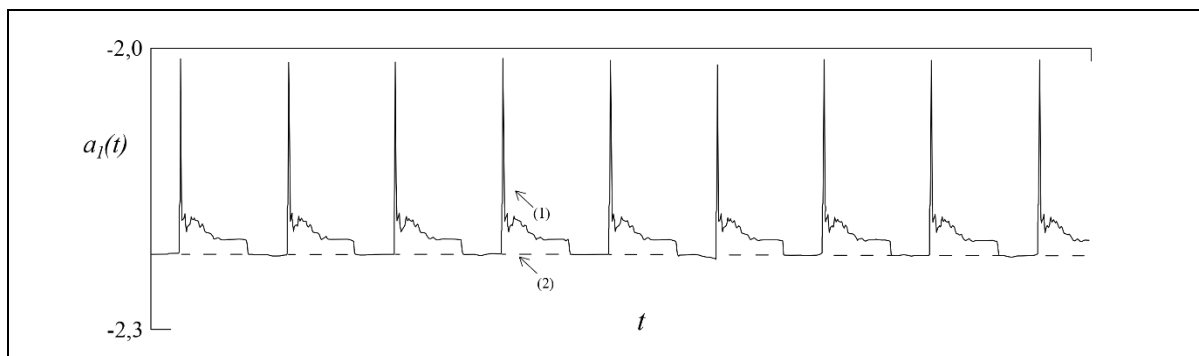
Када је, међутим, клизећи прозор података дужи од периоде основне учестаности применом WLS алгоритма се добија трајекторија естимираног параметра коју карактерише мања варијанса али истовремено постоји стална грешка и померај процене (Сл. 6.1г)). Стална грешка у процени естимираног параметра WLS методом је неизбежна јер клизећи прозор података непрекидно обухвата и одбирке синтетички генерисаног тест сигнала и одбирке импулсног шума.



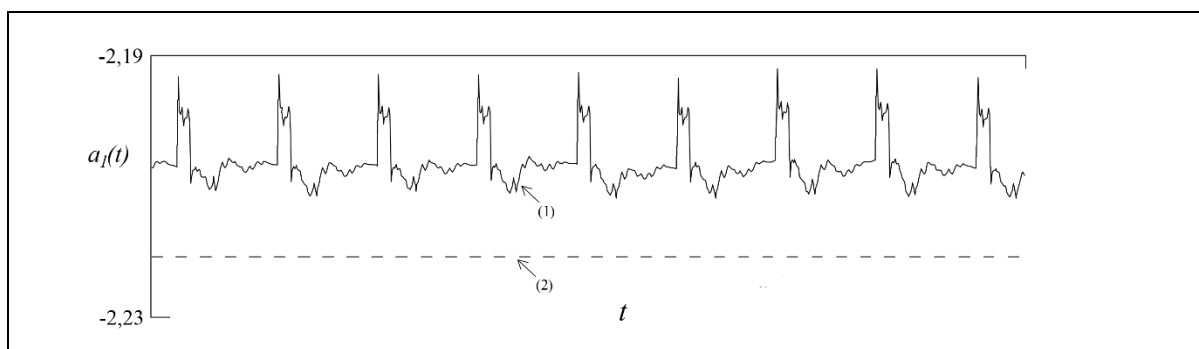
(a)



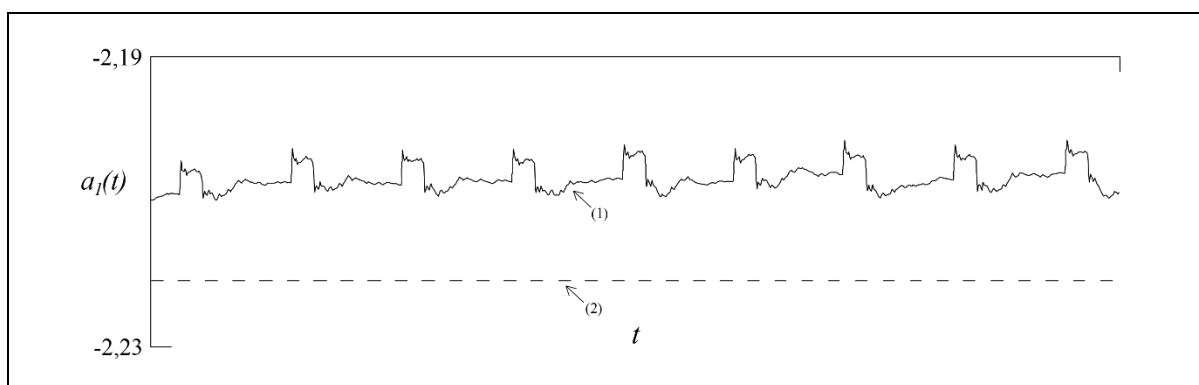
(а)



(б)



(г)



(д)

Сл. 6.1. Синтетички генерисан тест сигнал са суперпонираним outlier-има и резултати процене параметра овог сигнала WLS и APMP алгоритмом

Мања варијанса процена, на дужем интервалу анализе, је последица већег усредњавања података. За дужину клизећег прозора података од 25.6 ms добијају се слични резултати (Сл. 6.1д)) као и у случају приказаном на Сл. 6.1г). Финални закључак који се намеће у

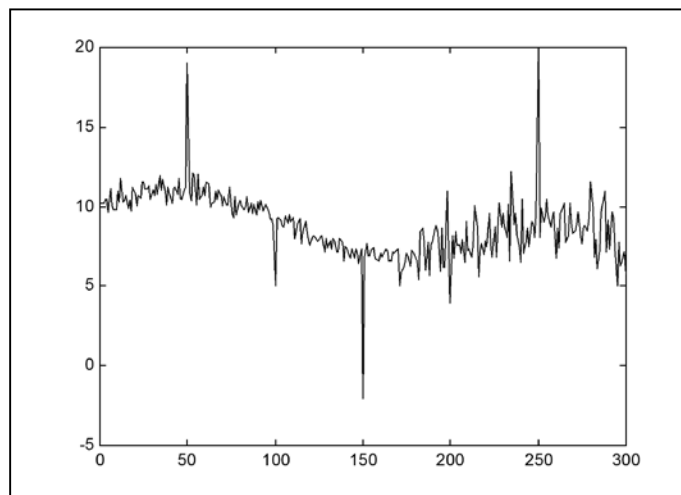
анализираном случају, на бази претходне анализе, јесте да WLS алгоритам даје нетачне процене у присуству импулсног шума, односно outlier-а. Ефекат нетачне процене естимираног параметра WLS алгоритмом у присуству импулсног шума практично се у потпуности елиминира применом АРМР алгоритма. Добијени резултати добрих процена непознатог параметра који је естимиран АРМР алгоритмом су показатељ ефикасности новоразвијеног алгоритма у случајевима када имамо изражено значајно присуство outlier-а у мереном сигналу.

У свим анализама сигнала у наредним применама генерисаним сигнаlima су суперпонирани outlier-и (односно, компонента импулсног шума) на идентичан начин као и у претходном анализираном примеру. Односно, добијене вредности мерења (било да представљају реална мерења у лабораторијским условима или да су мерења добијена у условима рада реалног ЕЕС-а, или пак сигнали синтетички генерисани кроз одређене софтверске апликације којима се сагледавају и адекватно решавају конкретни проблеми од интереса за рад ЕЕС-а) се на овај начин суперпонирају са додатним шумом (outlier-и, импулсни шум) у циљу сигурног генерисања несагласних опсервација.

6.1.2 Примена АРМР алгоритма на различитим типовима сигнала

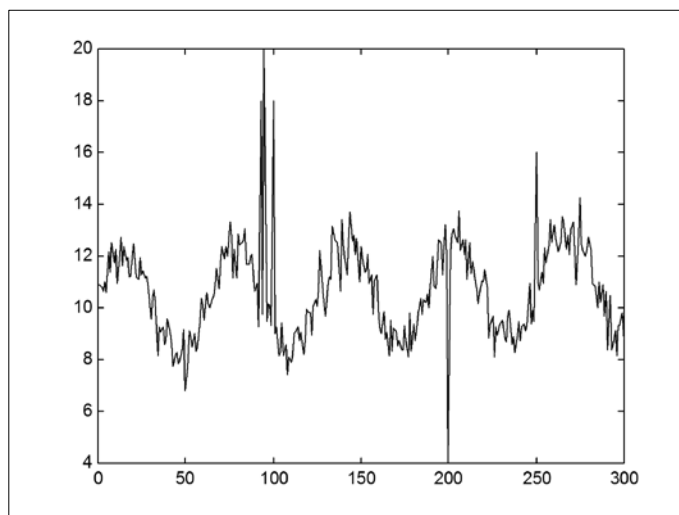
6.1.2.1 Синтетички генерисани сигнали

У овом одељку је приказана функционалност АРМР алгоритма и његова ефикасност у обради три карактеристична примера синтетички генерисаних тест сигнала, приказаних на Сл. 6.2, Сл. 6.3 и Сл. 6.4 (где сваки од ових сигнала има своја карактеристична обележја).

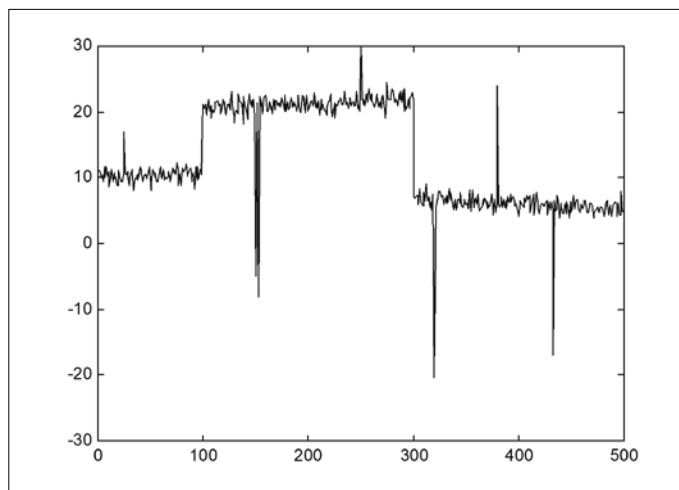


Сл. 6.2. Синтетички генерисан тест сигнал 1

Сигнал на Сл. 6.2 (тест сигнал 1) је благо променљива синусоида са шумом који има нормалну расподелу и који се интензивира од половине сигнала. На Сл. 6.3 (тест сигнал 2) такође имамо синусоиду која је за разлику од претходне брзопроменљива. Поред суперпонираног шума који има нормалну расподелу овде су суперпонирана и додатна крупна одступања (та додатна одступања имају и једно карактеристично место где су три крупна одступања груписана једно до другог чиме се практично симулира висок интензитет шума). Синтетички генерисани сигнал на Сл. 6.4 (тест сигнал 3) је у основи раван сигнал са јасно исказаним крупним дисконтинуитетима.



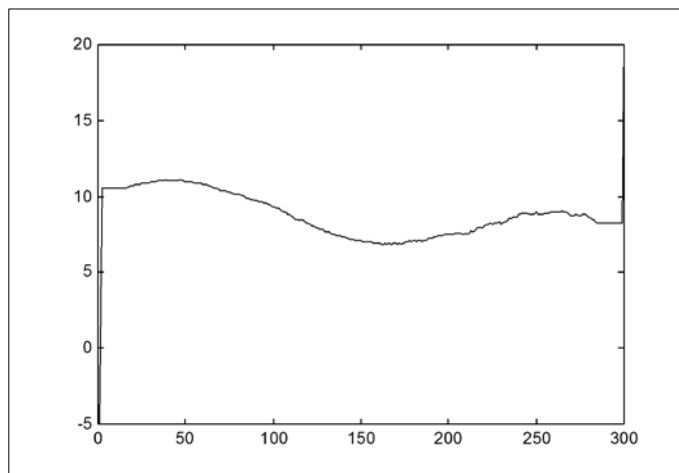
Сл. 6.3. Синтетички генерисан тест сигнал 2



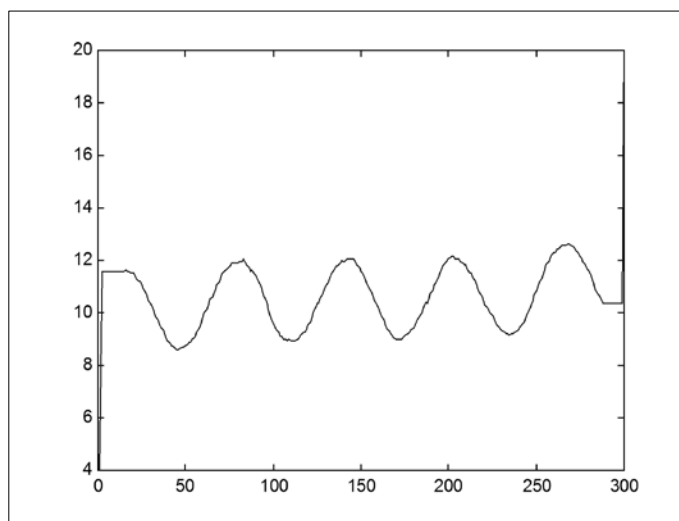
Сл. 6.4. Синтетички генерисан тест сигнал 3

На Сл. 6.5, Сл. 6.6 и Сл. 6.7, приказани су сигнали са Сл. 6.2, Сл. 6.3 и Сл. 6.4, респективно, чији су параметри естимирани применом АРМР алгоритма. На њима је видљиво да естиматор базиран на АРМР алгоритму ефикасно сузбија како

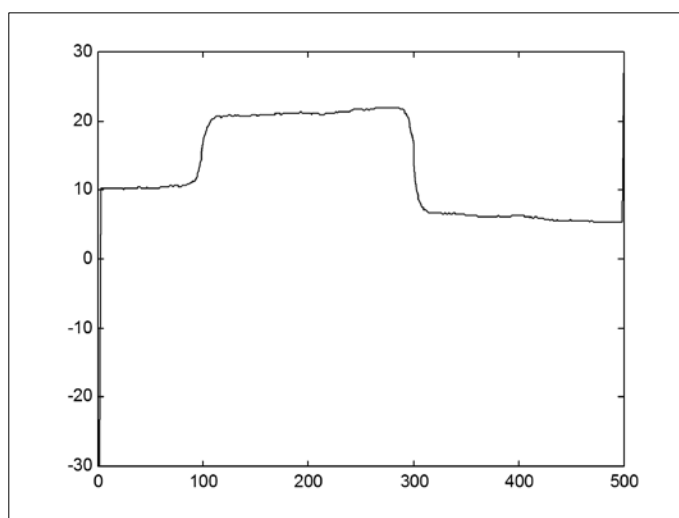
суперпонирана крупна одступања и outlier-е тако и суперпонирани адитивни гаусовски шум. Са Сл. 6.5 се уочава и особина инваријантности развијеног алгоритма.



Сл. 6.5. Тест сигнал 1 естимиран АРМР алгоритмом



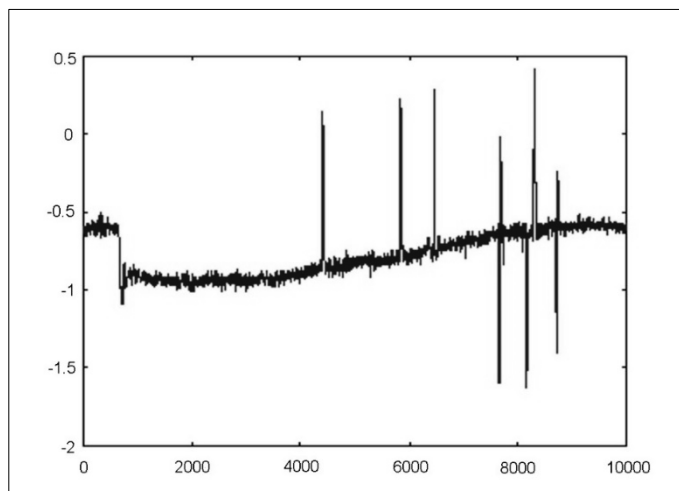
Сл. 6.6. Тест сигнал 2 естимиран АРМР алгоритмом



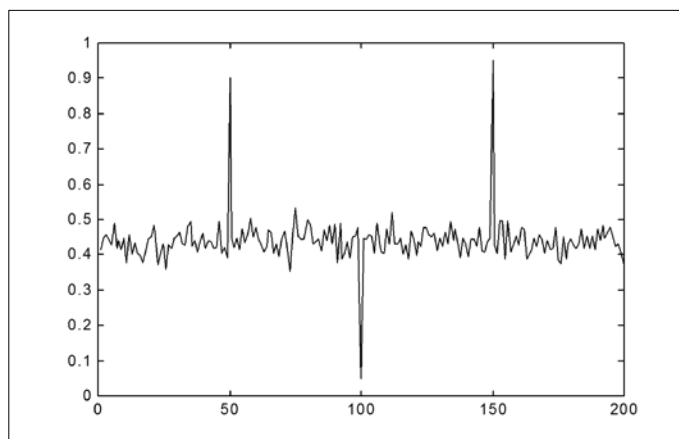
Сл. 6.7. Тест сигнал 3 естимиран АРМР алгоритмом

6.1.2.2 Реално мерени сигнали

На Сл. 6.8 и Сл. 6.9 приказана су два реална телеметрирана сигнала који су из електроенергетских постројења у реалном погону прослеђивани у надређени диспечерски центар.



Сл. 6.8. Телеметрирани сигнал снаге размене по интерконективном воду

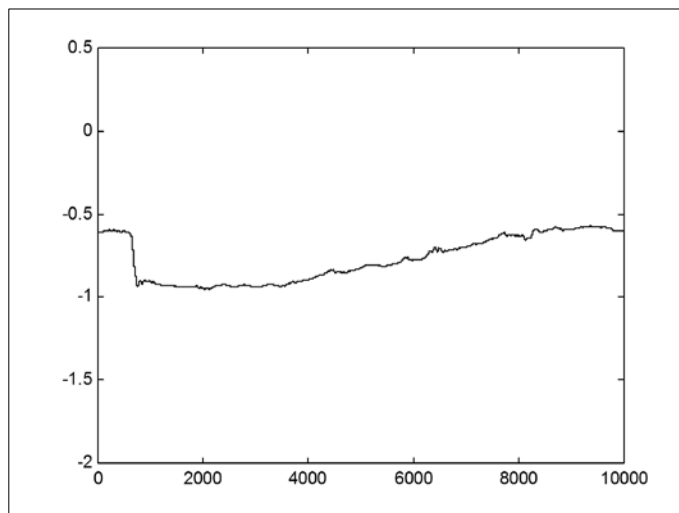


Сл. 6.9. Произвољан телеметрирани сигнал

Сигнал на Сл. 6.8 представља сигнал активне снаге размене на интерконективном воду ($S_{bazno} = 100 MVA$) и имајући у виду чињеницу да је сигнал снимљен за време нормалног радног режима у систему као и да је снага размене по воду (као и брзина промене снаге по воду) ограничена јасно је да постојећа крупна одступања и пикови присутни у овом сигналу очигледно представљају сметње које је у обради потребно елиминисати обзиром да они не носе корисну информацију.

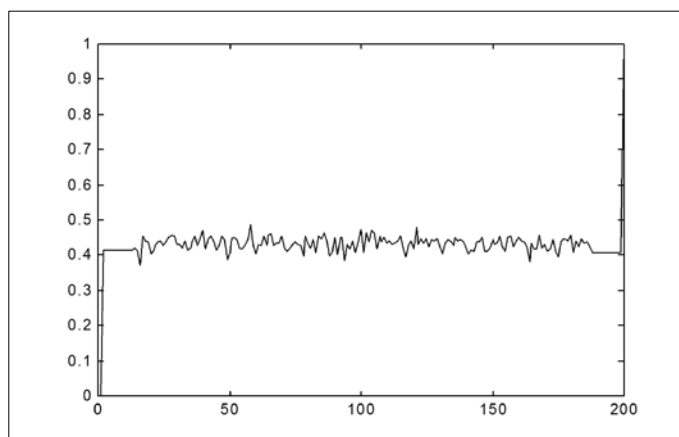
Значи, очигледно је да нагле и скоковите импулсне промене снаге (што су практично outlier-и, односно импулсни шум или импулсне сметње) никако не одговарају стварности и да су свакако последице грешака насталих у захвату сигнала и у

телеметријском преносу сигнала. Обрадом сигнала на Сл. 6.8 АРМР алгоритмом добијени резултат приказан је на Сл. 6.10.



Сл. 6.10. Телеметрирани сигнал снаге размене по интерконективном воду са Сл. 6.8 процесирани АРМР алгоритмом

На Сл. 6.9 приказан је још један произвољан телеметријски сигнал а обрадом овог сигнала АРМР алгоритмом добијен је резултат приказан је на Сл. 6.11.



Сл. 6.11. Произвољан телеметрирани сигнал са Сл. 6.9 процесирани АРМР алгоритмом

У оба случаја телеметрираних сигнала процесираних АРМР алгоритмом уочљиво је изузетно ефикасно потискивање outlier-а, односно импулсног шума, из процесираних сигнала као и ефикасно потискивање адитивног шума, што свакако класичним методама естимације параметара сигнала није могуће постићи.

6.2 Прорачун инверзне компоненте струје и естимација угрожености ротора синхроног генератора

У овом делу је илустрована примена новоразвијеног АРМР алгоритма за прорачун инверзне компоненте струје и за процену угрожености ротора синхроног генератора при асиметричним радним режимима. У реалним условима рада на синхроном генератору је могућа појава асиметричних режима који су праћени прекомерном вредношћу инверзне компоненте струје ротора у недозвољеном времену трајања. То би могло довести до озбиљних трајних оштећења ротора синхроног генератора и до катастрофалних последица по синхрони генератор који је кључна компонента у процесу производње електричне енергије. Да би се избегла озбиљна оштећења ротора синхроних машина услед асиметричних режима, као и да би се предупредиле велике финансијске штете и губици по компаније за производњу електричне енергије у оваквим случајевима, значајно је располагати поузданим алгоритмима и уређајима који ове опасне радне режиме могу ефикасно предупредити. Од великог је интереса и имати у виду да су редни асиметрични режими критичнији за заштиту ротора синхроних генератора са аспекта појаве недозвољено велике инверзне компоненте струје на ротору, од оточних асиметрија, због мањих вредности инверзне компоненте струје квара и смањене осетљивости њихове детекције као и немогућности реализације других ефикасних резервних функција заштите ротора за ову врсту кварова на синхроним машинама. Прорачун топлотног импулса је од суштинског значаја како за правилан избор тако и за адекватну заштиту елемената електроенергетског система у погледу термичких процеса односно термичке издржљивости.

Овде је препоручен, практично применљив, приступ заштите ротора синхроног генератора од асиметричних радних режима базиран на прорачуну инверзне компоненте струје новоразвијеним АРМР алгоритмом који ефикасно елиминише појаву outlier-а у мереним сигнаlima. Развијени алгоритам је резултовао, у овом сегменту, квалитетним проценама естимираних параметара, практично је једноставан за имплементацију и оправданост изложеног приступа је верификована у временском домену. Презентовани критеријум за заштиту ротора синхроних машина од асиметричних радних режима успешно је тестиран за случај редних асиметрија типа прекида и заглављивања полова прекидача (који су критичнији јер су праћени мањим вредностима инверзних компоненти струја што је тежи случај за детекцију) а свакако је применљив и за оточне

асиметрије, односно асиметрије типа кратких спојева, генерално и за сложене асиметрије (ситуације у којима имамо комбинације неког од редних и неког од оточних кварова прећених појавом инверзне компоненте струје).

У случајевима асиметричних режима угроженост ротора је могуће проценити израчунавањем ефективне вредности инверзне компоненте струје синхроног генератора $I_{2eff}(t)$. Односно, полазећи од чињенице да је дозвољени топлотни импулс на ротору A_{dozr} за сваку синхрону машину позната величина (овим параметром је практично дефинисано дозвољено време трајања асиметричног радног режима са аспекта термичке издржљивости ротора, [63], [64]), дозвољено трајање асиметричног режима синхроне машине могуће је проценити на бази следеће релације:

$$t_{doz} = \frac{A_{dozr}}{I_{2eff}^2}. \quad (6.1)$$

Топлотни импулс који ствара инверзна компонента струје у временском интервалу од 0 до T_1 је:

$$A = \int_0^{T_1} I_{2eff}^2(t) dt \quad (6.2)$$

где је $I_{2eff}(t)$ ефективна вредност инверзне компоненте струје у тренутку $t \in [0, T_1]$.

Из претходног се види да се захтева временска зависност ефективне вредности инверзне компоненте струје коју је неопходно одредити на бази расположивих мерења фазних струја генератора. Релација (6.2) претпоставља да је период интеграције T_1 много дужи од периоде инверзне компоненте струје T . За нумерички прорачун топлотног импулса интеграл дефинисан релацијом (6.2) се преводи у форму суме:

$$A = \sum_{k=0}^{k=k_1} \Delta t_k I_{2eff}^2(k) \quad (6.3)$$

где је $I_{2eff}(k)$ ефективна вредност инверзне компоненте струје у дискретном тренутку $k\Delta t_k$.

За израчунавање ефективне вредности инверзне компоненте струје могу се применити различити алгоритми. Међутим, велики број познатих и до сада примењиваних алгоритама је осетљив на реално присуство импулсног шума у обрађиваним мереним величинама. Стога је примењена нова, АРМР-робусна методологија, у израчунавању

ефективне вредности инверзне компоненте струје која је ефикасна и у ситуацијама када се има присуство импулсног шума који је готово редовна појава у реалним високонапонским постројењима. Веза инверзне компоненте струје у временском домену $i_2(t)$ и таласних облика фазних струја у временском домену $i_a(t)$, $i_b(t)$ и $i_c(t)$ (које се генерално имају при различитим асиметричним радним режимима синхроних машина), дефинисана у [65], је:

$$3i_2(t) = i_a(t) - \frac{1}{2}[i_b(t) + i_c(t)] - \frac{\sqrt{3}}{2}[i_b(t) - i_c(t)]. \quad (6.4)$$

С друге стране, временски облик инверзне компоненте струје, генерално је могуће представити у следећој форми:

$$i_2(t) = I_{2DC} + \sum_{k=1}^m I_{2km} \sin(k\omega t + \varphi_k) + \xi(t) \quad (6.5)$$

$$i_2(t) = I_{2DC} + \sum_{k=1}^m I_{2ks} \sin(k\omega t) + \sum_{k=1}^m I_{2kc} \cos(k\omega t) + \xi(t)$$

где су:

I_{2DC} - једносмерна компонента струје инверзног редоследа,

$$I_{2ks} = I_{2km} \cos \varphi_k,$$

$$I_{2kc} = I_{2km} \sin \varphi_k,$$

I_{2km} - максимална вредност k -тог хармоника струје инверзног редоследа,

φ_k - фазни померај k -тог хармоника струје инверзног редоследа,

$\xi(t)$ - тренутна вредност сигнала грешке (грешка мерења и грешка између стварног сигнала и усвојеног модела струје инверзног редоследа),

$i_2(t)$ - тренутна вредност струје инверзног редоследа,

m - ред највећег хармоника струје инверзног редоследа,

ω - кружна фреквенција компоненте основног хармоника струје инверзног редоследа.

За n -ти мерени одбирок струје инверзног редоследа израз (6.5) у дискретној форми има следећу форму:

$$i_{2n} = i_2(nT) = I_{2DC} + \sum_{k=1}^m I_{2ks} \sin(k\omega nT) + \sum_{k=1}^m I_{2kc} \cos(k\omega nT) + \xi_n \quad (6.6)$$

где је T -периода одабирања, а непознати параметри су амплитуде синусне и косинусне компоненте сваког хармоника сигнала и једносмерна компонента сигнала струје инверзног редоследа. За укупан број мерења сигнала струје инверзног редоследа m ($n = 0, 1, 2, \dots, (m - 1)$), мора бити задовољен услов $m > p$ ($p = 2 \times$ број хармоника $+ 1$), где је p укупан број непознатих параметара сигнала струје инверзног редоследа а развијена матрична форма за m мерења сигнала струје инверзног редоследа је:

$$\begin{bmatrix} i_2(t_1) \\ i_2(t_2) \\ \vdots \\ i_2(t_m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 1 & \sin\omega t & \cos\omega t \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \sin[\omega(m-1)t] & \cos[\omega(m-1)t] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{2DC} \\ I_{2ks} \\ I_{2kc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \\ \vdots \\ \xi_m \end{bmatrix}. \quad (6.7)$$

Једначину (6.7) у матричном облику можемо написати на следећи начин:

$$Y = H\alpha + E \quad (6.8)$$

при чему су:

$$Y = [i_2(t_1) \quad i_2(t_2) \quad \dots \quad i_2(t_m)]^T,$$

$$\alpha = [I_{2DC} \quad I_{2ks} \quad I_{2kc}]^T,$$

$$E = [\xi_1 \quad \xi_2 \quad \dots \quad \xi_m]^T \text{ и}$$

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 1 & \sin\omega t & \cos\omega t \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \sin[\omega(m-1)t] & \cos[\omega(m-1)t] \end{bmatrix}.$$

Применом АРМР алгоритма прорачунавају се елементи вектора непознатих параметара α а на бази њих ефективна вредност инверзне компоненте струје се може одредити на бази следеће релације:

$$I_{2eff} = \frac{I_{2ks}}{\sqrt{2} \cdot \cos\varphi} \quad (6.9)$$

где је:

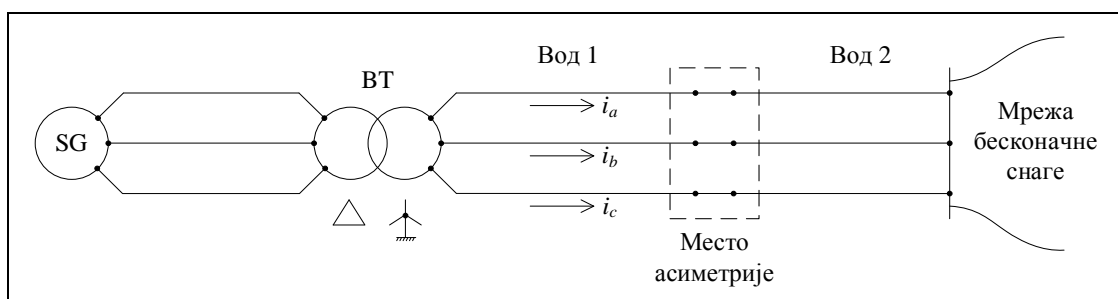
$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{I_{2kc}}{I_{2ks}} \Rightarrow \varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{I_{2kc}}{I_{2ks}}\right).$$

6.2.1 Резултати прорачуна процене угрожености ротора синхроног генератора на бази АРМР алгоритма

Новоразвијени АРМР алгоритам прорачуна инверзне компоненте струје за процену угрожености ротора синхроног генератора тестиран је за случај редних асиметрија (асиметрија типа прекида) на високонапонској страни блока генератор блок-трансформатор, [7]. Због изузетно велике опасности коју серијске (редне) асиметрије могу имати по синхрону машину није било реално правити експерименте на синхроним генераторима велике снаге и стога су коришћени таласни облици статорских струја синхроних генератора добијени одговарајућим математичким симулацијама асиметричних режима. Несиметрични режими за случај заглављивања полова прекидача су анализирани за ХЕ Бајина Башта која је значајна електрана ЕЕС-а Србије за коју су параметри синхроног генератора и блок-трансформатора дефинисани и дати у Таб. 6.1.

Таб. 6.1. Параметри анализираниог система синхроног генератора и блок-трансформатора у хидроелектрани Бајина Башта

$U_n = 15.65 \text{ kV}$	$S_n = 100 \text{ MVA}$	$\cos\varphi_n=0.95$	$I_{fn} = 810 \text{ A}$	$x_d = (0.89 - 0.77) \text{ r. j.}$
$x_q = (0.58 - 0.5) \text{ r. j.}$	$x'_d = (0.3 - 0.27) \text{ r. j.}$	$x''_d = 0.2 \text{ r. j.}$	$x''_q = 0.22 \text{ r. j.}$	$T'_d = 2.13 \text{ s}$
$T''_d = 0.038 \text{ s}$	$T''_q = 0.055 \text{ s}$	$R_q = 0.0087 \Omega$	$x_\delta = 0.1 \text{ r. j.}$	$GD^2 = 16000 \text{ tm}^2$
$T_m = 10 \text{ s}$	$m_T = 220/15.65 \text{ kV}$	$S_{nT} = 100 \text{ MVA}$	$x_T = 0.122 \text{ r. j.}$	$P_{Cu_n} = 353.6 \text{ kW}$
$P_{Fen} = 91 \text{ kW}$	Спрега Yd_5	$I_\mu = 0.54 \%$	$x_V = 0.38 \Omega/\text{km}$	$x_{0V} = 0.95 \Omega/\text{km}$
$r_V = 0.076 \Omega/\text{km}$	$r_{0V} = 0.13 \Omega/\text{km}$	$l_V = 62 \text{ km}$	$k_R = 4 \text{ r. j.}$	$T_R = 0.15 \text{ s}$
$k_e = 2 \text{ r. j.}$	$T_e = 0.1 \text{ s}$	$k_S = 2 \text{ r. j.}$	$T_S = 0.1 \text{ s}$	-



Сл. 6.12. Модел система синхроног генератор блок-трансформатор за анализу редних асиметрија (асиметрија типа прекида) на високонапонској страни

За затварање, у математичком смислу, система једначина Парковог модела синхроне машине, да би се могао анализирати двофазни рад блока генератор блок-трансформатор на високонапонској страни, користе се једначине физичке очигледности којима је

описано место асиметрије, [66]. Сходно Сл. 6.12, једначине физичке очигледности за овај случај су:

$$i_c = 0, \Delta u_a = 0, \Delta u_b = 0. \quad (6.10)$$

Крајња форма система нелинеарних диференцијалних једначина којима се у потпуности дефинише режим синхроног генератора у случају када дође до двофазног рада блока на високонапонској страни је:

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= a_0 + a_1 u_f + a_2 i_a + a_3 i_b + a_4 i_f + a_5 i_D + a_6 i_Q \\ \frac{di_b}{dt} &= b_0 + b_1 u_f + b_2 i_a + b_3 i_b + b_4 i_f + b_5 i_D + b_6 i_Q + b_7 \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_f}{dt} &= F_0 u_f + F_1 i_a + F_2 i_b + F_3 i_f + F_4 i_D + F_5 \frac{di_a}{dt} + F_6 \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_D}{dt} &= D_0 u_f + D_1 i_a + D_2 i_b + D_3 i_f + D_4 i_D + D_5 \frac{di_a}{dt} + D_6 \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_Q}{dt} &= Q_1 i_a + Q_2 i_b + Q_3 i_Q + Q_4 \frac{di_a}{dt} + Q_5 \frac{di_b}{dt} \\ \frac{d\omega}{dt} &= m_1 \left[\frac{m_T}{\Pi} + m_2 i_a^2 + m_3 i_b^2 + m_4 i_a i_b + m_5 i_a i_f + m_6 i_a i_D + m_7 i_a i_Q \right. \\ &\quad \left. + m_8 i_b i_f + m_9 i_b i_D + m_{10} i_b i_Q + m_{11} i_a + m_{12} i_b \right] \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega \\ \frac{du_R}{dt} &= -\frac{1}{T_R} u_R + \frac{K_R K_u}{T_R} (u_{ref} - u_G) - \frac{K_R}{T_R} z \\ \frac{du_f}{dt} &= -\frac{1}{T_e} u_f + \frac{K_e}{T_e} u_R \\ \frac{dz}{dt} &= -\frac{1}{T_S} z - \frac{K_S}{T_e} u_f + \frac{K_e K_S}{T_e} u_R. \end{aligned} \quad (6.11)$$

Коефицијенти система диференцијалних једначина (6.11) су дефинисани у Прилогу 7 рада. У Прилогу 8 дефинисан је модел побудног система који је коришћен у анализи а у Прилогу 9 примењени модел засићења анализираних синхроних машина.

За затварање, у математичком смислу, система једначина Парковог модела синхроне машине, да би се могао анализирати монофазни рад блока генератор блок-трансформатор на високонапонској страни, користе се једначине физичке очигледности

којима је описано место асиметрије, [66]. Сходно Сл. 6.12, једначине физичке очигледности за овај случај су:

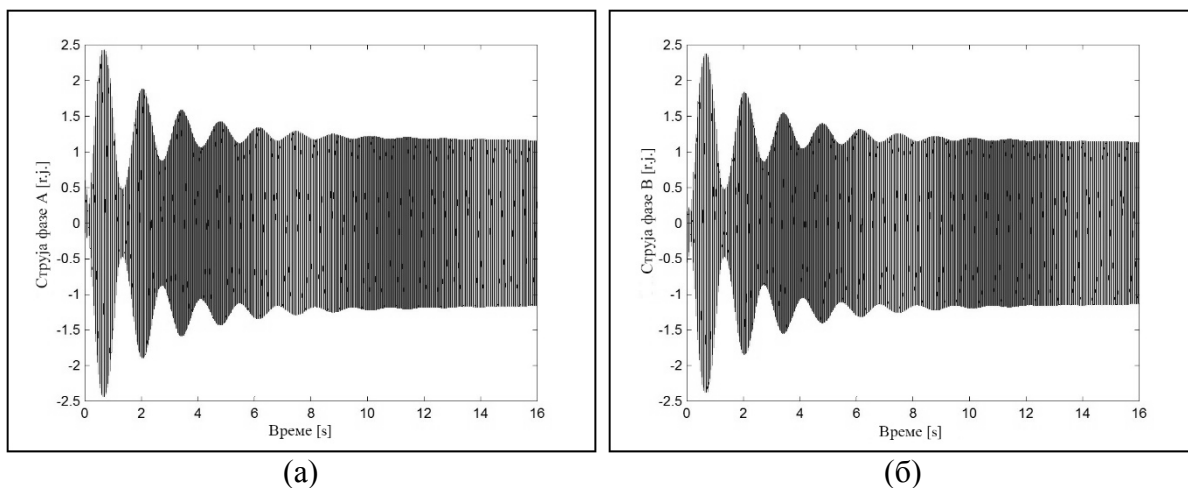
$$i_b = 0, i_c = 0, \Delta u_a = 0. \quad (6.12)$$

Крајња форма система нелинеарних диференцијалних једначина којима се у потпуности дефинише режим синхроног генератора у случају када дође до монофазног рада блока на високонапонској страни је:

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= a_1 i_a + a_2 u_f + a_3 i_f + a_4 i_D + a_5 i_Q + a_6 \\ \frac{di_f}{dt} &= F_0 u_f + F_1 i_a + F_2 i_f + F_3 i_D + F_4 \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_D}{dt} &= D_0 u_f + D_1 i_a + D_2 i_f + D_3 i_D + D_4 \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_Q}{dt} &= Q_1 i_a + Q_2 i_Q + Q_3 \frac{di_a}{dt} \\ \frac{d\omega}{dt} &= m_1 \left[\frac{m_T}{\Pi} + m_2 i_a^2 + m_3 i_a i_f + m_4 i_a i_D + m_5 i_a i_Q + m_6 i_a \right] \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega \\ \frac{du_R}{dt} &= -\frac{1}{T_R} u_R + \frac{K_R K_u}{T_R} (u_{ref} - u_G) - \frac{K_R}{T_R} z \\ \frac{du_f}{dt} &= -\frac{1}{T_e} u_f + \frac{K_e}{T_e} u_R \\ \frac{dz}{dt} &= -\frac{1}{T_S} z - \frac{K_S}{T_e} u_f + \frac{K_e K_S}{T_e} u_R. \end{aligned} \quad (6.13)$$

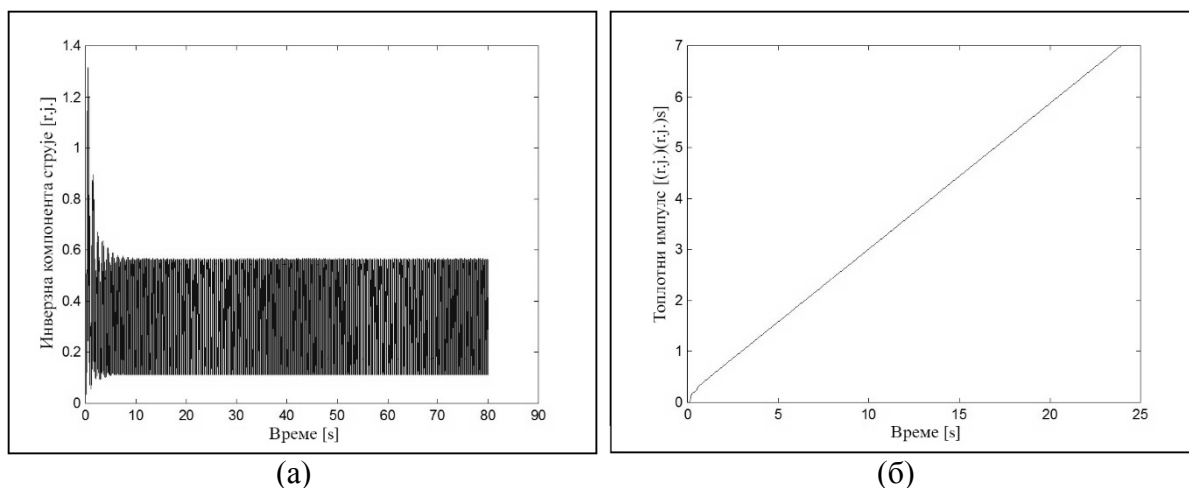
Коефицијенти система диференцијалних једначина (6.13) су дефинисани у Прилогу 10 рада.

Прво је анализиран двофазни режим који настаје из трофазног режима дефинисаног на статорским крајевима синхроног генератора са: $U_G = 1.00 \text{ r.j}$; $P_G = 0.7 \text{ r.j}$; $Q_G = 0.35 \text{ r.j}$. За наведени случај временски токови фазних струја и ефективне вредности инверзне компоненте струје генератора приказани су на Сл. 6.13 и Сл. 6.14а), респективно, а временска промена (пораст) топлотног импулса на ротору синхроног генератора за овај случај приказан је на Сл. 6.14б).



Сл. 6.13. Таласни облици струја при двофазном раду на високонапонској страни блока генератор трансформатор (генератор остаје у синхронизму); двофазни рад настаје из трофазног режима дефинисаног са: $U_G=1.00$ r.j; $P_G=0.7$ r.j; $Q_G=0.35$ r.j. (а) Струја фазе А; (б) Струја фазе В;

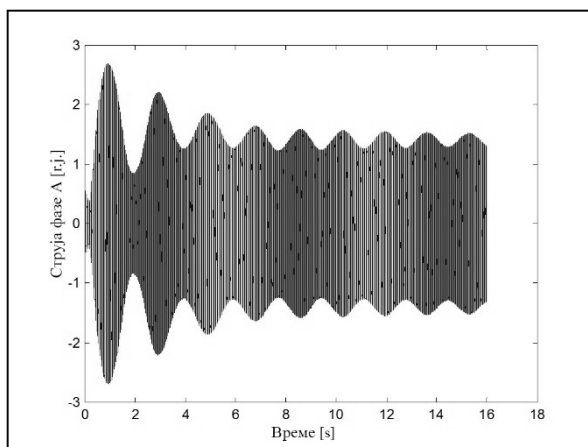
Пошто је за анализирану синхрону машину дозвољени топлотни импулс ротора $7 (r.j.)^2s$ види се да ће за посматрани случај овај дозвољени топлотни капацитет бити исцрпљен за негде око $23.5 s$ од тренутка настанка двофазног рада. Ово време је практично максимално време трајања посматраног режима за наведено оптерећење које претходи асиметрији.



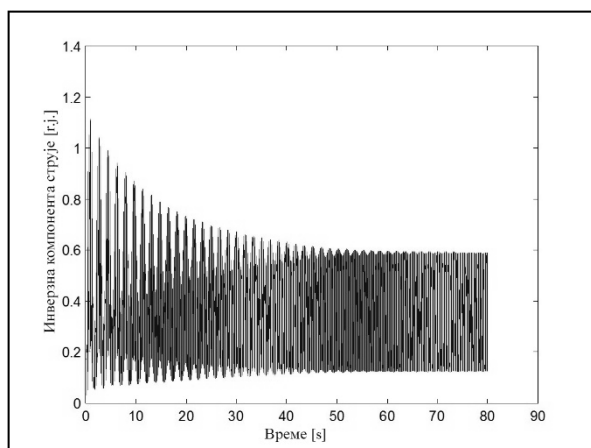
Сл. 6.14. Временски ток ефективне вредности инверзне компоненте струје (а) и топлотног импулса ротора генератора (б) за случај двофазног рада који настаје из трофазног режима и који је дефинисан са $U_G=1.00$ r.j; $P_G=0.7$ r.j; $Q_G=0.35$ r.j.

Следећи анализирани режим је једнофазни режим којем претходи трофазни режим са: $U_G = 1.00$ r.j; $P_G = 0.3$ r.j; $Q_G = 0.1$ r.j, и за овај случај временски токови фазне струје и ефективне вредности инверзне компоненте струје генератора приказани су на Сл. 6.15 и Сл. 6.16а), респективно, а временска промена топлотног импулса ротора за овај случај

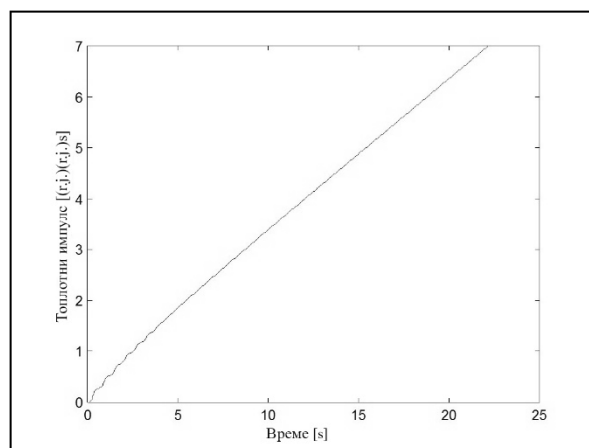
приказана је на Сл. 6.16б). У оваквом режиму синхрона машина сме да остане максимално око 22 s. Криве на Сл. 6.17 добијене су за вредност напона генератора у режиму који претходи асиметријама (овај напон је практично параметар кривих). То у ствари значи да је за напоне на крајевима синхроне машине, из опсега напона који је за машину технички дозвољен, практично могуће добити фамилије оваквих кривих где ће сваком напону фактички одговарати једна карактеристична крива. Са кривих на Сл. 6.17 је очигледно да синхрона машина дуже време може да остане у двофазном режиму, него у монофазном режиму а за исто оптерећење које претходи редној асиметрији.



Сл. 6.15. Таласни облик струје фазе А при монофазном раду на високонапонској страни блока генератор трансформатор (генератор остаје у синхронизму); једнофазни рад настаје из трофазног режима дефинисаног са: $U_G=1.00$ r.j; $P_G=0.3$ r.j; $Q_G=0.1$ r.j.



(а)



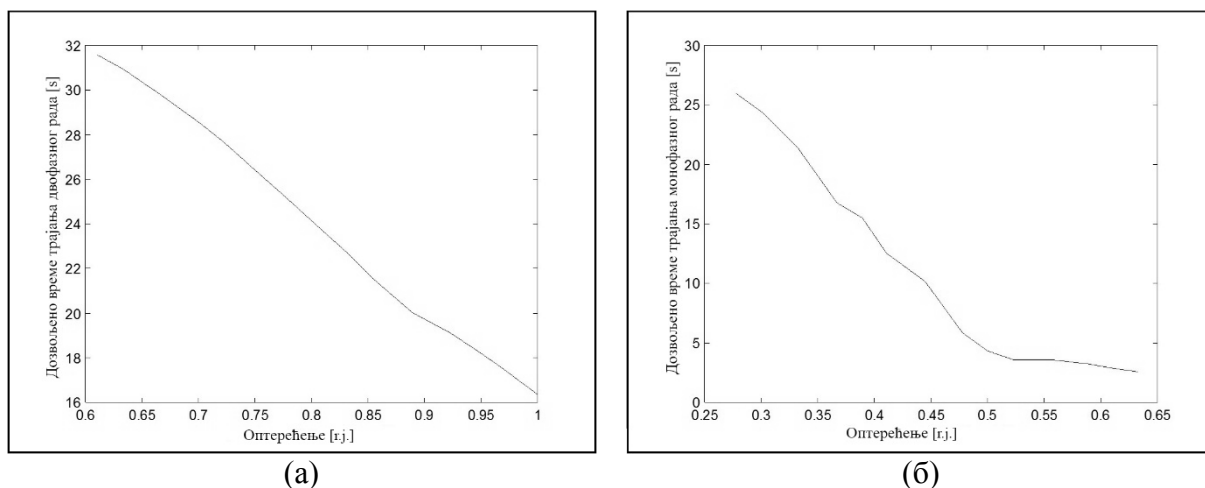
(б)

Сл. 6.16. Временски ток ефективне вредности инверзне компоненте струје (а) и топлотног импулса ротора генератора (б) за случај монофазног рада који настаје из трофазног режима и који је дефинисан са $U_G=1.00$ r.j; $P_G=0.3$ r.j; $Q_G=0.1$ r.j.

Криве на Сл. 6.17 омогућавају једну практичну имплементацију и примену презентованог новог концепта заштите синхроних машина не само од асиметричних

оптерећења типа редних асиметрија већ асиметричних режима генерално (укључујући како редне асиметрије (прекиде) тако и оточне асиметрије (кратке спојеве) а такође и сложене асиметрије (ситуације када истовремено имамо и прекид и кратак спој)). Презентована методологија се релативно лако може имплементирати у савременим микропроцесорским системима заштите синхроних машина.

Пошто се данас генерално у сваки заштитни терминал за заштиту синхроног генератора уводе сви фазни напони са статора као и све фазне статорске струје синхроне машине то је на бази ових улазних величина могуће у сваком тренутку дефинисати тренутно оптерећење синхроне машине (тачно дефинисати вредност на апсциси на карактеристикама приказаним на Сл. 6.17), односно према вредности статорског напона који се има у тренутку настанка асиметрије селектовати једну криву из фамилије кривих према вредности напона генератора. У тренутку када једна од фазних струја постане нула а друге две једнаке и супротног знака, активира се одговарајућа карактеристика са Сл. 6.17а), односно оставља се да синхрона машина у дефинисаном режиму може да проведе максимално време дефинисано селектованом кривом за ону вредност оптерећења која је претходила асиметричном режиму. Такође, у случају када буде испуњен услов монофазног рада синхроне машине (две фазне струје генератора једнаке нули) аналогно се активира одговарајућа карактеристика са Сл. 6.17б) тако да машина треба да буде искључена у времену мањем од времена које дефинише ова карактеристика са Сл. 6.17б) за ону вредност оптерећења које је претходило монофазном раду.



Сл. 6.17. Криве дозвољеног трајања двофазног рада (а) и монофазног рада (б) у зависности од оптерећења које се има непосредно пред настанак асиметричног радног режима типа редне асиметрије; напон на крајевима генератора непосредно пред асиметрични радни режим је параметар приказаних кривих

Значај заштите и естимација параметара и битних величина синхроних машина од виталног је значаја за поуздан рад савремених електроенергетских система и то условљава да су алгоритми за ове потребе предмет континуираног интересовања и у данашње време имају велику пропулзију. Основни недостатак до сада најчешће коришћених алгоритама прорачуна инверзне компоненте струје генератора је или неуважавања реалне расподеле мерне грешке или у чињеници да се подразумева да грешка мерења подлеже искључиво нормалној, односно Гаусовој расподели, што у највећем броју практичних случајева не одговара реалности. Овде је показано да се новоразвијеном методом базираном на прорачуну инверзне компоненте струје генератора, прорачунатој на бази АРМР процедуре која уважава и негаусовске компоненте у сигналима мерених фазних струја, може поуздано одредити дозвољено трајање анализираних асиметричних радних режима синхроних генератора. Презентовани принцип заштите се веома лако може реализовати у окружењу какво представљају савремени мултифункционални микропроцесорски системи заштите синхроних генератора. Изложени поступак процене угрожености ротора синхроног генератора је од изузетне важности јер при асиметричним режимима долази до додатног загревања ротора, и имајући у виду отежане услове хлађења на ротору, може доћи до исцрпљивања његовог топлотног капацитета, односно може доћи до значајних оштећења синхроне машине.

6.3 Статичка естимација параметара синхроног генератора као функција управљања реалног времена

У погледу сагледавања стања у којем се налази ЕЕС, или неки његов елемент, могуће је на бази расположивих мерења и на основу унапред усвојеног модела предметног елемента одређивати непознате параметре (параметре који се мењају у времену) елемента ЕЕС-а. Алгоритми засновани на методи најмањих квадрата су до данас најчешће примењивани у решавању проблема параметарске естимације. Они су оптимални када је шум обрађиване секвенце података бели и амплитуда расподељених по Гаусовој расподели. У овом поглављу је приказана примена новоразвијеног АРМР алгоритма у процењивању параметара синхроног генератора.

Изузетно значајан део сваког ЕЕС-а је његов подсистем производње електричне енергије. Понашање овог подсистема зависи од елемената који улазе у његов састав, а

то су пре свега синхрони генератори са својим кључним подсистемима (систем побуде и систем турбинске регулације). Они пак, свако са своје стране, дефинишу стање и промене у стању у сваком тренутку времена, било да се ради о статичким или динамичким променама, а што свакако зависи од карактера поремећаја у систему. Из ових разлога веома је битно познавање параметара (у првом реду отпорности и реактанси) синхроног генератора и њима придружених побудних система. Вредности параметара синхроног генератора могу се добити серијом експеримената од којих сваки понаособ даје вредности неких од параметара (U-I метода; на основу карактеристика и огледа празног хода и кратког споја; методом малог клизања; итд.). Наведене методе, као и остале које овде нису наведене, захтевају много припрема пре самог експеримента и што је важно, реализују се за време ремонта машине (off-line), значи када је машина ван нормалног погона. Поред тога, неке од њих се избегавају у електранама јер излажу опасности и људство и опрему (као на пример оглед ударног кратког споја). С друге стране, када је синхрони генератор у нормалном погону, извођење већине поменутих експеримената практично није ни могуће, а неопходно је увек имати ажурну информацију о параметрима синхроног генератора имајући у виду да се сви параметри мењају у времену, а напред наведене методе ову чињеницу практично не могу уважити. Пошто сви параметри синхроног генератора у себи носе пресликане информације о геометрији и конструкцији појединих подсистема синхроног генератора (магнетног кола, намотаја, изолације) практично се у променама вредности параметара синхроног генератора садрже и веома битне информације о извесним поремећајима и деградацијама у овим кључним подсистемима синхроног генератора. On-line надзор, односно, надзор параметара синхроног генератора у реалном времену је веома битна функција јер се кроз стални увид у вредности параметара синхроног генератора (а не само од ремонта до ремонта, другим речима уобичајено једанпут годишње) практично предупређују тежи хаваријски режими синхроних машина пошто се кроз недозвољене промене вредности кључних параметара синхроног генератора може доћи до закључака о насталим негативним и недозвољеним променама у оквиру магнетног кола, намотаја, изолације. Значи, за разлику од напред поменутих класичних поступака одређивања параметара синхроног генератора и његовог побудног система, могуће је параметре синхроног генератора и побудног система одредити и коришћењем новоразвијеног АРМР робусног приступа на бази стандардно расположивих мерења у електрани тако да се одређени параметри могу прорачунавати на бази расположивих мерења у реалном времену, [67]. Полазну основу овог приступа, генерално као и код сваког естимационог

приступа, представља модел мерења дефинисан релацијом (3.4) и једначине модела самог синхроног генератора јер се на основу њих срачунавају сви математички елементи који фигуришу у развијеном алгоритму естимације. Коришћен је комплетан модел синхроног генератора 7.-ог реда (такозвани струјни модел), [68], и он је дефинисан следећим једначинама:

$$\frac{di}{dt} = -L^{-1}(r + \omega N)i + L^{-1}U \quad (6.14)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M_m - M_{el}}{\tau_j} \quad (\tau_j = 2H\omega_n) \quad (6.15)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega - 1 \quad (6.16)$$

где су:

i -вектор струја синхроне машине,

L -матрица индуктивности синхроне машине,

r -матрица отпорности синхроне машине,

N -матрица индуктивних коефицијената који дефинишу електромоторне силе услед ротације,

U -вектор напона синхроне машине,

ω -механичка угаона брзина обртања ротора,

ω_n -номинална угаона брзина,

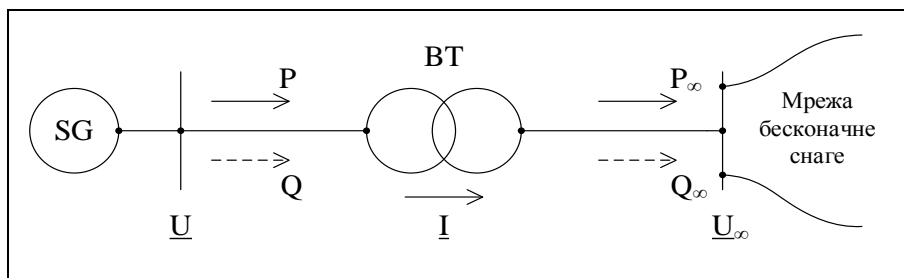
M_m -механички (погонски) момент турбине,

M_{el} -електрични (отпорни) момент генератора,

τ_j -нормализована временска константа убрзања,

δ -угао момента синхроне машине.

Коришћен је струјни модел а не нека друга варијанта модела синхроног генератора из разлога што у овом моделу фигуришу струје и напони који представљају величине које се и реално мере у погону синхроног генератора.



Сл. 6.18. Синхрони генератор који је преко блок-трансформатора везан на мрежу бесконачне снаге

За случај статичке естимације параметара синхроног генератора, који је преко блок-трансформатора везан на мрежу бесконачне снаге, Сл. 6.18, важи следеће:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{di_q}{dt} = \frac{di_D}{dt} = \frac{di_Q}{dt} = \frac{di_f}{dt} = 0 \quad (6.17)$$

пошто се доминантно посматра нормалан стационарни режим рада синхроног генератора у којем синхрони генератор, по правилу, проводи највећи део времена. На основу релација од (6.14) до (6.17), за случај статичке естимације параметара синхроног генератора и његовог блок-трансформатора, модел мерења чини следећи систем једначина:

$$U = \sqrt{U_\infty - (R_T^2 + X_T^2)I^2 k_1} + k_2 I \sqrt{R_T^2 + X_T^2} \quad (a)$$

$$I_f = \frac{\sqrt{3}}{X_{df}} U \frac{A}{B} \quad (б)$$

$$U_f = R_f \frac{\sqrt{3}}{X_{df}} I_f \quad (в)$$

$$P = 3UIk_4 \quad (г) \quad (6.18)$$

$$Q = 3UIk_3 \quad (д)$$

$$P_\infty = 3U_\infty I \cos(\varphi - \theta) \quad (ђ)$$

$$Q_\infty = 3U_\infty I \sin(\varphi - \theta) \quad (е)$$

$$S = 3UI \quad (ж)$$

$$S_\infty = 3U_\infty I \quad (з)$$

где су:

U -напон на крајевима синхроног генератора,

U_∞ -напон на сабирницама мреже бесконачне снаге,

R_T -омска отпорност блок-трансформатора,

X_T -реактанса расипања блок-трансформатора,

I -струја генератора и блок-трансформатора (струја блока),

$$k_1 = \sin\varphi_{GT},$$

$$k_2 = \cos\varphi_{GT},$$

$$k_3 = \sin\varphi,$$

$$k_4 = \cos\varphi,$$

$$A = U + 2R_d I k_4 + X_q I k_3 + R_d^2 I^2 + X_d I (X_q I + U k_3),$$

$$B = \sqrt{(R_d^2 + X_q^2) I^2 + 2UI(R_d k_4 + X_q k_3) + U^2},$$

φ_{GT} -разлика фазних углова блок-трансформатора и синхроног генератора,

φ -фазни угао између напона и струје генератора,

θ -фазни угао између фазора напона генератора и фазора напона на сабирницама система бесконачне снаге,

R_d -отпорност статора синхроног генератора по подужној оси,

X_q -синхрона реактанса генератора по попречној оси,

X_d -синхрона реактанса генератора по подужној оси,

I_f -побудна струја генератора,

U_f -побудни напон генератора,

R_f -омска отпорност побудног намотаја,

X_{df} -међусобна реактанса статорског и побудног намотаја,

P -активна снага синхроног генератора,

Q -реактивна снага синхроног генератора,

P_∞ -активна снага на сабирницама система бесконачне снаге,

Q_∞ -реактивна снага на сабирницама система бесконачне снаге,

S -привидна снага синхроног генератора,

S_{∞} -привидна снага на сабирницама система бесконачне снаге.

Све претходне једначине су написане и изведене под претпоставком да се референтна оса поклапа са фазором напона на крајевима синхроног генератора. За анализирани случај статичке естимације параметара синхроног генератора и блок-трансформатора вектори непознатих параметара и мерења су, респективно:

$$\alpha = [\theta R_T X_T R_d X_q X_d R_f]^T, Y = [I U I_f P Q P_{\infty} Q_{\infty} S S_{\infty} U_f]^T.$$

6.3.1 Резултати естимације параметара реалног синхроног генератора применом АРМР алгоритма

Због недостатка реалних, физички остварљивих мерења, мерења су симулирана полазећи од претходно размотреног модела синхроног генератора. У описаном поступку користе се и тзв. виртуелна мерења (у виду мерења привидних снага S и S_{∞}) која су уведена како би се постављени естимациони проблем могао једнозначно решити за шта је потребан услов да редуванција у мерењима буде већа од 1 (увођењем ових виртуелних мерења и наведеним поступком се постиже редувантност мерења од $r = 1.111$). Прорачуната радна стања описана системом једначина (6.18) узимају се као тачна мерења која се програмски зашумљују на бази дефинисаног модела импулсног шума комбинованог са коришћењем генератора случајних бројева расподељених по Гаусовој расподели (да би се имало суперпонирано и дејство адитивног шума) и затим се на бази таквих мерења реализује статичка естимација параметара синхроног генератора и његовог блок-трансформатора на бази новоразвијеног адаптивног рекурзивног М-робусног алгоритма. Сходно претходно описаном поступку анализирана је процена параметара реалног агрегата у оквиру којег синхрони генератор и блок-трансформатор имају номиналне податке дефинисане у Таб. 6.2.

Симулирана су радна стања у којима је оптерећење синхроног генератора износило: номинално оптерећење, 90 % номиналног оптерећења и 80 % номиналног оптерећења. Такође, стандардна девијација σ , везана за шум који је Гаусовски је мењана и додељиване су јој вредности $\sigma = 0.01; 0.02; 0.03$ респективно (као показатељ квалитета мерења, односно класе тачности мерних инструмената). Такође, разматране су две варијанте мерних структура: једна када на располагању имамо комплетан мерни сет и друга када имамо мерење побудног напона као нерасположиво мерење, односно када је мерни сет некомплетан. У Таб. 6.3 су приказани резултати процене непознатих

параметара разматраног система за случај комплетног мерног сета а у Таб. 6.4 су приказани резултати процене непознатих параметара за случај дефинисаног некомплетног мерног сета.

Таб. 6.2 Номинални подаци синхроног генератора и блок-трансформатора

Параметар	Синхрони генератор	Блок-трансформатор
$S_n[MVA]$	65	65
$U_n[kV]$	10.5	-
$m_T[kV/kV]$	-	121/10.5
$I_n[A]$	3574	-
$\cos\varphi_n$	0.85	-
$u_k[\%]$	-	10.66
$P_{Cu_n}[kW]$	-	228.6
$R_d[r.j.]$	0.0034	-
$R_f[r.j.]$	0.00051	-
$X_{df}[r.j.]$	0.81	-
$X_d[r.j.]$	0.97	-
$X_q[r.j.]$	0.52	-
$R_T[r.j.]$	-	0.0035
$X_T[r.j.]$	-	0.106

Таб. 6.3 Резултати процене непознатих параметара разматраног система у случају комплетног мерног сета

	$\sigma = 0.01$						$\sigma = 0.02$						$\sigma = 0.03$					
	1. итерација		2. итерација		3. итерација		1. итерација		2. итерација		3. итерација		1. итерација		2. итерација		3. итерација	
	R_d	X_q	X_d	R_f	R_T	X_T	R_d	X_q	X_d	R_f	R_T	X_T	R_d	X_q	X_d	R_f	R_T	X_T
	0.003401	0.0034001	-	0.0000195	0.0034001	0.0034001	0.0034001	0.0034001	0.0034001	0.0034001	0.0034001	0.0034001	0.0034001	0.0034001	0.0034001	0.0034001	0.0034001	0.0034001
	0.5200001	0.5200001	-	0.0000001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001
	0.9711010	0.9711009	-	0.0011350	0.9722021	0.9722020	0.9722020	0.9722020	0.9722020	0.9722020	0.9722020	0.9722020	0.9722020	0.9722020	0.9722020	0.9722020	0.9722020	0.9722020
	0.0005101	0.0005101	-	0.0001619	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102
	0.0035	0.0035	-	0.0000000	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035
	0.1058710	0.1058710	-	0.0012169	0.1057420	0.1057420	0.1057420	0.1057420	0.1057420	0.1057420	0.1057420	0.1057420	0.1057420	0.1057420	0.1057420	0.1057420	0.1057420	0.1057420
	0.0034	0.0034	-	0.0000056	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034
	0.5200001	0.5200001	-	0.0000001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001
	0.9715128	0.9715128	-	0.0015596	0.9730255	0.9730255	0.9730256	0.9730255	0.9730255	0.9730255	0.9730255	0.9730255	0.9730255	0.9730255	0.9730255	0.9730255	0.9730255	0.9730255
	0.0005101	0.0005101	-	0.0001705	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102
	0.0035	0.0035	-	0.0000000	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035
	0.1058563	0.1058563	-	0.0013556	0.1057126	0.1057126	0.1057126	0.1057126	0.1057126	0.1057126	0.1057126	0.1057126	0.1057126	0.1057126	0.1057126	0.1057126	0.1057126	0.1057126
	0.0034	0.0034	0.0034	0.0000044	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034
	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.0000001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.5200001
	0.9721132	0.9721132	0.9721131	0.0021785	0.9742264	0.9742264	0.9742265	0.9742264	0.9742264	0.9742264	0.9742264	0.9742264	0.9742264	0.9742264	0.9742264	0.9742264	0.9742264	0.9742264
	0.0005101	0.0005101	0.0005101	0.0001799	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0005102
	0.0035	0.0035	0.0035	0.0000000	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035
	0.1058380	0.1058380	0.1058380	0.0015286	0.1056759	0.1056759	0.1056759	0.1056759	0.1056759	0.1056759	0.1056759	0.1056759	0.1056759	0.1056759	0.1056759	0.1056759	0.1056759	0.1056759

Таб. 6.4 Резултати процене непознатих параметара разматраног система у случају дефинисаног некомплетног мерног сета

	$\sigma = 0.01$						$\sigma = 0.02$						$\sigma = 0.03$					
	1. итерација		2. итерација		3. итерација		1. итерација		2. итерација		3. итерација		1. итерација		2. итерација		3. итерација	
	R_d	X_q	X_d	R_T	X_T	ϵ	R_d	X_q	X_d	R_T	X_T	ϵ	R_d	X_q	X_d	R_T	X_T	ϵ
R_d	0.0034	0.0034	-	-	-	0.0000001	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0000003	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0000011	
X_q	0.52	0.52	-	-	-	0.0000000	0.5199998	0.5199998	0.5199998	0.5199998	0.0000004	0.5199998	0.5199998	0.5199998	0.5199998	0.5199998	0.0000008	
X_d	0.971101	0.9711011	-	-	-	0.0011352	0.9722021	0.9722021	0.9722021	0.9722021	0.0022702	0.9733031	0.9733031	0.9733031	0.9733031	0.9733031	0.0034053	
R_T	0.0035	0.0035	-	-	-	0.0000001	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0000001	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0000001	
X_T	0.105871	0.105871	-	-	-	0.0012169	0.105742	0.105742	0.105742	0.105742	0.002433	0.1056130	0.1056130	0.1056130	0.1056130	0.1056130	0.0036508	
R_d	0.0034	0.0034	-	-	-	0.0000031	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0000062	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0000123	
X_q	0.52	0.52	-	-	-	0.0000000	0.5199998	0.5199998	0.5199998	0.5199998	0.0000003	0.5199997	0.5199997	0.5199997	0.5199997	0.5199997	0.0000007	
X_d	0.9715128	0.9715128	-	-	-	0.0015596	0.9730255	0.9730256	0.9730256	0.9730256	0.0031192	0.9745383	0.9745383	0.9745383	0.9745383	0.9745383	0.0046786	
R_T	0.0035	0.0035	-	-	-	0.0000000	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0000001	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0000001	
X_T	0.1058563	0.1058563	-	-	-	0.0013556	0.1057126	0.1057126	0.1057126	0.1057126	0.0027111	0.1055689	0.1055689	0.1055689	0.1055689	0.1055689	0.0040667	
R_d	0.0034	0.0034	0.0034	0.0034	0.0000044	0.0000044	0.0034	0.0034	0.0034	0.0000087	0.0000087	0.0033999	0.0033999	0.0033999	0.0033999	0.0033999	0.0000165	
X_q	0.5199999	0.5199999	0.5199999	0.5199999	0.0000001	0.0000001	0.5200004	0.5200004	0.5200004	0.0000008	0.0000008	0.5200008	0.5200008	0.5200008	0.5200008	0.5200008	0.0000016	
X_d	0.9721132	0.9721131	0.9721131	0.9721131	0.0021784	0.0021784	0.9742264	0.9742265	0.9742264	0.0043571	0.0043571	0.9763397	0.9763398	0.9763397	0.9763397	0.9763397	0.0065357	
R_T	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0000000	0.0000000	0.0035	0.0035	0.0035	0.0000001	0.0000001	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0035	0.0000001	
X_T	0.105838	0.105838	0.105838	0.105838	0.0015286	0.0015286	0.1056759	0.1056759	0.1056759	0.003057	0.003057	0.1055139	0.1055139	0.1055139	0.1055139	0.1055139	0.0045857	

На бази резултата у Таб. 6.3 и Таб. 6.4 намеће се закључак да је релативна грешка естимације ε јако мала, односно да узима вредности у опсегу $\varepsilon = (10^{-8} \div 10^{-3})$ што указује на високу тачност процене непознатих параметара разматраног система на бази адаптивног рекурзивног М-робусног алгоритма. Такође, алгоритам довољно брзо конвергира ка стационарним вредностима (две до три итерације). Брзина конвергенције процене непознатих параметара је потенцијално важна, генерално за апликације реалног времена, за on-line ажурирање базе података на електранама на којима се заснивају остале апликације надзора, диспечерског управљања, мониторинга и евентуално адаптивних алгоритама система заштите. Суштина анализираних функција јесте да се диспечерима уведе праћење карактеристика $R(t)$ и $X(t)$, праћење временских промена отпора и индуктивности машине, у реалном времену. Са порастом вредности стандардне девијације, односно нивоа шума који има Гаусовску компоненту, грешка у процени параметара очекивано расте али су процене задржане у прихватљивим границама. Односно, поређењем резултата естимације параметара који се добију за исту вредност оптерећења а за различите грешке у мерењима (различите вредности стандардне девијације) види се да већим грешкама мерења (које одговарају стандардним девијацијама) одговара већа релативна грешка естимације непознатих параметара. У случају комплетног мерног сета минимална релативна грешка естимације се има за процену омске отпорности трансформатора а максимална релативна грешка естимације се има у проценама реактанси и то синхроне реактансе генератора по подужној оси и реактансе расипања блок-трансформатора. Узрок овоме је у чињеници да мерења расположива на самом блок-трансформатору у конкретном случају нису коришћена а да су транзијенти у d -оси доминантни у прелазним режимима синхроног генератора а овде су коришћена мерења у устаљеном нормалном радном режиму. У случају некомплетног мерног сета редуванса расположивих мерења се смањује што онемогућава процену омске отпорности побудног намотаја. Релативна грешка у процени непознатих параметара је истог реда величине као и у случају комплетног мерног сета.

6.4 Дијагностика квара енергетског трансформатора заснована на анализи звучних сигнала

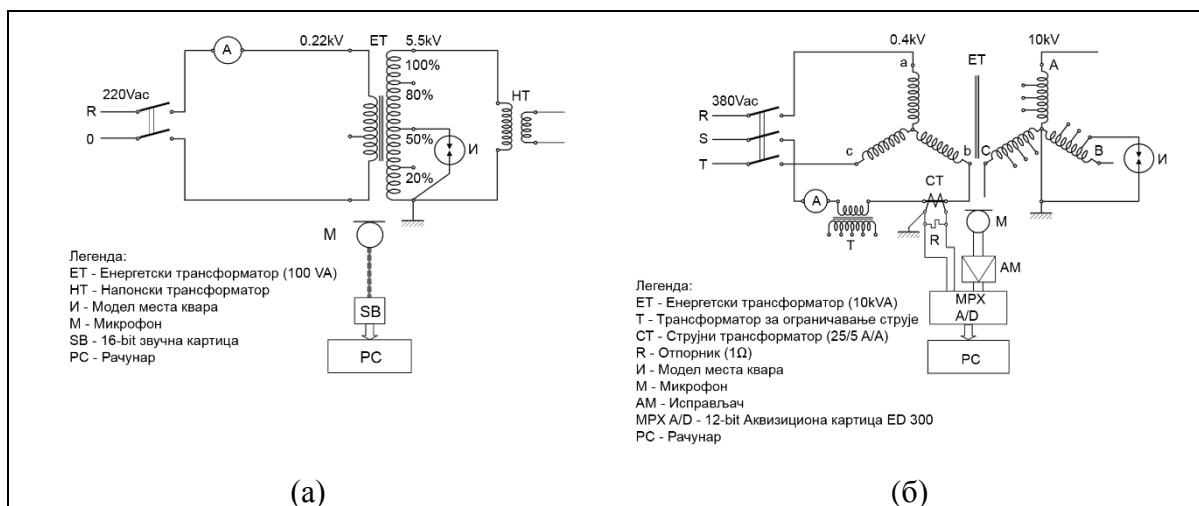
Основна заштита енергетских трансформатора од унутрашњих кварова је диференцијална заштита а у обавезне заштите спада и основна Бухолц заштита која реагује на промену притиска уља у трансформаторском суду до којег практично долази

при појави електричног лука у трансформатору. Електрични лук у течной и гасовитој средини има специфичну карактеристику да генерише топлоту, светлост и звук. Електрични лук, који у енергетском трансформатору егзистира за време квара, генерише карактеристичне (специфичне) звучне таласе. Унутрашњи кварови у енергетским трансформаторима су, бар у свом почетном стадијуму развоја, праћени појавом електричног лука у изолацији намотаја и у уљу. У овом делу је представљена нова методологија базирана на чињеници да се звучни ефекат електричног лука у трансформатору искористи за детекцију унутрашњих кварова у енергетском трансформатору и то на бази адекватне М-робусне методологије и новоразвијеног АРМР алгоритма обраде оваквих звучних сигнала.

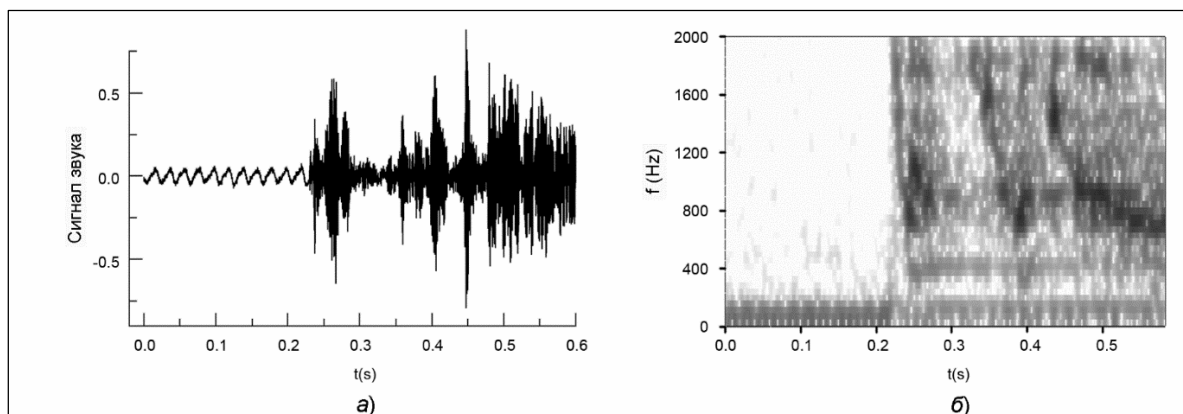
У новије време практичну примену проналазе и неконвенционални механизми заштите у ЕЕС-а (као што је на пример arc-flash заштита која значајнију примену проналази у средњенапонским трансформаторским станицама), односно механизми који нису директно везани за класична (конвенционална) мерења струја, напона, температуре. Класи нових неконвенционалних приступа припада и АРМР алгоритам примењен на анализу звучног сигнала енергетског трансформатора представљен у овом поглављу. Овај новоразвијени приступ не захтева детаљну анализу звучног сигнала трансформатора већ је неопходно довољно сигурно разликовати звучни сигнал трансформатора у нормалном раду од звучног сигнала трансформатора који је у режиму са унутрашњим кваром преко електричног лука.

У нормалном режиму рада енергетског трансформатора језгро трансформатора генерише звук (односно брујање) у чијем спектру се јављају хармонијске компоненте до петог хармоника а доминантна је компонента основног хармоника 50 Hz (остале хармонијске компоненте вишег реда имају значајно мање амплитуде у односу на амплитуду основног хармоника). Када се у трансформатору појави унутрашњи квар праћен електричним луком као последицу имамо пратећи звучни сигнал у чијем садржају имамо значајне високохармонијске компоненте, односно енергија звучног сигнала је тада садржана у доминантним хармоницима звучног сигнала који су у опсегу од 600 Hz до 1800 Hz, што је практично потврђено хармонијском анализом овако снимљених звучних сигнала. Према експерименту реализованом сходно Сл. 6.19, на Сл. 6.20 је приказана временска промена спектра звучног сигнала пре и за време квара са електричним луком у енергетском трансформатору. Са Сл. 6.20 се види да је звучни сигнал трансформатора у нормалном режиму рада стационаран и скоро синусоидалан, и

садржи компоненте до највише петог хармоника. За време квара са електричним луком у уљу звучни сигнал је нестационаран и садржи високофреквентне компоненте. На сонограму на Сл. 6.20 су практично амплитуде звука означене нијансама сиве боје (у дијапазону од беле за најнижу амплитуду до црне за највишу регистровану амплитуду). У лабораторијским експериментима на моделима једнофазног и трофазног трансформатора, на Сл. 6.19, трансформатори су напајани са нисконапонске стране и пре иницирања квара су били или у празном ходу или у режиму оптерећења реда 20 % од номиналног оптерећења, из чисто сигурносних разлога.



Сл. 6.19. Лабораторијска испитивања (за снимање звучних сигнала) реализована на моделима једнофазног (а) и трофазног (б) трансформатора у ваздуху и у уљу



Сл. 6.20. Карактеристичан сигнал звука трофазног трансформатора при појави електричног лука у уљу (а) и одговарајући сонограм (спектограм-временски ток спектра) (б)

На основу већег броја експеримената, реализованих на бази шема лабораторијских веза приказаних на Сл. 6.19, и анализа снимљених звучних сигнала у овим условима (од којих је један од резултата приказан на Сл. 6.20) могуће је извести следеће закључке:

- у нормалном режиму рада једнофазни и трофазни трансформатори генеришу брујање, односно звук који има доминантну компоненту основног хармоника 50 Hz, а осим ове доминантне компоненте у значајно мањој мери егзистирају и компоненте другог (100 Hz), трећег (150 Hz), четвртог (200 Hz) и петог (250 Hz) хармоника док су хармонијске компоненте реда већег од петог занемарљиве;
- у случају квара преко електричног лука у трансформатору имамо појаву звучног сигнала који садржи хармонијске компоненте значајно виших учестаности од основне компоненте 50 Hz; односно доминантни хармоници звучног сигнала, који је последица електричног лука у трансформатору, су у опсегу од 600 Hz до 1800 Hz;
- електрични лук у уљу и његов пратећи звучни сигнал су нестационарни, па је промена садржаја хармонијских компоненти у времену доста изражена.

Претпостављени облик звучног сигнала дат је следећим изразом:

$$\begin{aligned}
 s(t) &= S_0 + \sum_{k=1}^m S_{km} \sin(k\omega t + \varphi_k) + \xi(t) \\
 &= S_0 + \sum_{k=1}^m S_{ks} \sin(k\omega t) + \sum_{k=1}^m S_{kc} \cos(k\omega t) + \xi(t)
 \end{aligned}
 \tag{6.19}$$

где су:

S_0 -једносмерна компонента сигнала звука,

$S_{ks} = S_{km} \cos \varphi_k$, $S_{kc} = S_{km} \sin \varphi_k$,

S_{km} -максимална вредност k -тог хармоника сигнала звука,

φ_k -фазни померај k -тог хармоника звучног сигнала,

$\xi(t)$ -тренутна вредност сигнала грешке (грешка мерења и грешка између стварног сигнала и усвојеног модела сигнала звука),

$s(t)$ -тренутна вредност сигнала звука,

m -ред највећег хармоника сигнала звука ($m \leq 36$),

ω -кружна фреквенција компоненте основног хармоника сигнала звука.

За n -ти мерени одбирок сигнала звука израз (6.19) има следећу дискретну форму:

$$s_n = s(nT) = S_0 + \sum_{k=1}^m S_{ks} \sin(k\omega nT) + \sum_{k=1}^m S_{kc} \cos(k\omega nT) + \xi_n \quad (6.20)$$

где је T -периода одабирања, а непознати параметри су амплитуде синусне и косинусне компоненте сваког хармоника сигнала и једносмерна компонента сигнала звука. За укупан број мерења сигнала звука m ($n = 0, 1, 2, \dots, (m - 1)$), мора бити задовољен услов $m > p$ ($p = 2 \times \text{број хармоника} + 1$), где је p укупан број непознатих параметара сигнала звука а развијена матрична форма за m мерења сигнала звука је:

$$\begin{bmatrix} s(t_0) \\ s(t_1) \\ s(t_2) \\ \vdots \\ s(t_{m-1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\omega t_0 & \dots & \sin 36\omega t_0 & \cos\omega t_0 & \dots & \cos 36\omega t_0 & 1 \\ \sin\omega t_1 & \dots & \sin 36\omega t_1 & \cos\omega t_1 & \dots & \cos 36\omega t_1 & 1 \\ \sin\omega t_2 & \dots & \sin 36\omega t_2 & \cos\omega t_2 & \dots & \cos 36\omega t_2 & 1 \\ \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ \sin\omega t_{m-1} & \dots & \sin 36\omega t_{m-1} & \cos\omega t_{m-1} & \dots & \cos 36\omega t_{m-1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{1s} \\ \vdots \\ S_{36s} \\ S_{1c} \\ \vdots \\ S_{36c} \\ S_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \xi_0 \\ \xi_1 \\ \xi_2 \\ \vdots \\ \xi_{m-1} \end{bmatrix}. \quad (6.21)$$

Једначину (6.21) у матричном облику можемо написати у форми дефинисаног модела линеарне регресије (3.25), при чему су:

$$Y = [s(t_0) \ s(t_1) \ \dots \ s(t_{m-1})]^T; \quad \alpha = [S_{1s} \ \dots \ S_{36s} \ S_{1c} \ \dots \ S_{36c} \ S_0]^T;$$

$$E = [\xi_0 \ \xi_1 \ \dots \ \xi_{m-1}]^T \text{ и}$$

$$H = \begin{bmatrix} \sin\omega t_0 & \dots & \sin 36\omega t_0 & \cos\omega t_0 & \dots & \cos 36\omega t_0 & 1 \\ \sin\omega t_1 & \dots & \sin 36\omega t_1 & \cos\omega t_1 & \dots & \cos 36\omega t_1 & 1 \\ \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ \sin\omega t_{m-1} & \dots & \sin 36\omega t_{m-1} & \cos\omega t_{m-1} & \dots & \cos 36\omega t_{m-1} & 1 \end{bmatrix}.$$

Решавањем једначине (6.21) практично се могу успоставити два следећа критеријума (параметра) за детекцију квара преко лука у енергетском трансформатору:

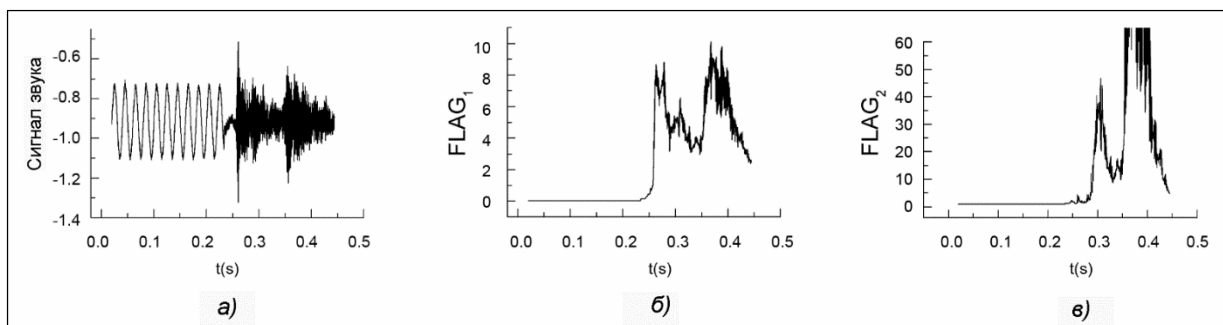
$$FLAG_1 = \frac{\sum_{i=1}^{36} \Phi[\vartheta(i)]}{\sum_{i=1}^{36} S_{km}^2} = \frac{\sum_{i=1}^{36} \Phi[\vartheta(i)]}{\sum_{i=1}^{36} S_{ks}^2 + S_{kc}^2} \quad (6.22)$$

$$FLAG_2 = TDH = \sqrt{\sum_{i=1}^{36} \left[\frac{S(i)}{S(1)} \right]^2} \Leftrightarrow FLAG_2^2 = TDH^2 = \sum_{i=1}^{36} \left[\frac{S(i)}{S(1)} \right]^2, \quad (6.23)$$

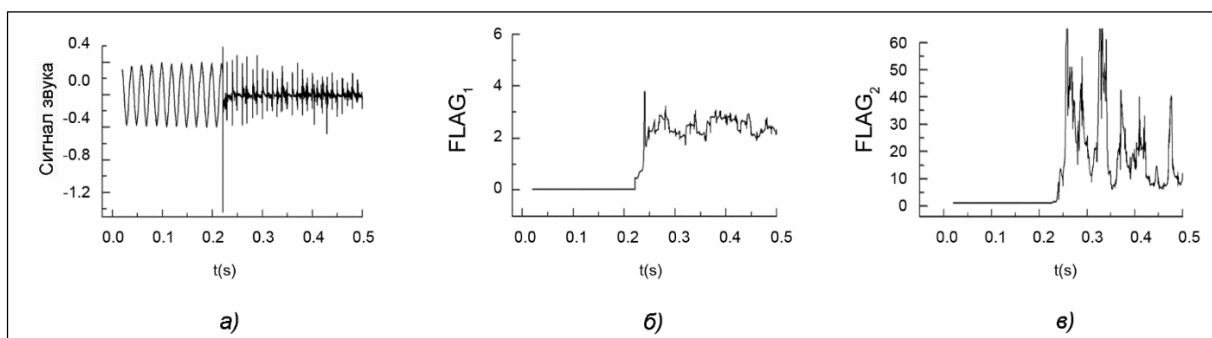
где су: $S(1)$ компонента основног хармоника сигнала звука а $S(i)$ компонента i -тог хармоника сигнала звука. Практичност изложеног приступа демонстрирана је како на лабораторијским снимцима звука трансформатора, тако и на реалним снимцима звучних сигнала енергетских трансформатора, [6]. Односно, новоразвијени АРМР алгоритам интензивно је тестиран како у лабораторијским условима тако и у реалним условима нормалног рада високонапонских енергетских трансформатора. АРМР алгоритам за детекцију унутрашњих кварова праћених електричним луком у енергетском трансформатору успешно је тестиран на реалним звучним сигнаlima снимљеним у лабораторијским условима (односно на моделима једнофазних и трофазних јединица енергетских трансформатора) и на реалним звучним сигнаlima снимљеним у типичним трансформаторским станицама и то: ТС 110/10.5 kV/kV, 40 MVA; ТС 35/10 kV/kV, 8 MVA и ТС 10/0.4 kV/kV, 160 kVA.

6.4.1 Резултати тестирања АРМР алгоритма у лабораторијским условима

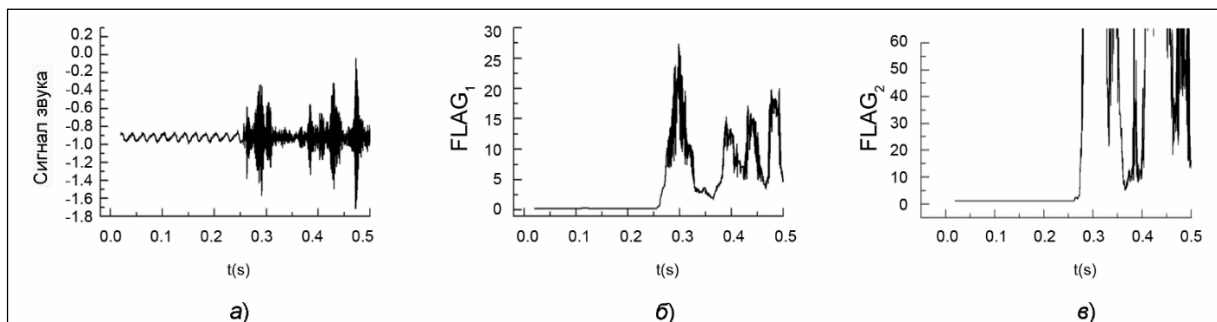
На Сл. 6.21 приказан је сигнал звука при појави квара са електричним луком у уљу снимљен на моделу једнофазног трансформатора а на Сл. 6.22 приказан је сигнал звука при појави квара са електричним луком у ваздуху снимљен на моделу једнофазног трансформатора. На Сл. 6.23 приказан је сигнал звука при појави квара са електричним луком у уљу снимљен на моделу трофазног трансформатора. На Сл. 6.21, Сл. 6.22 и Сл. 6.23 приказани су и припадајући критеријумски параметри $FLAG_1$ и $FLAG_2$. На Сл. 6.24 приказан је квар са електричним луком у уљу снимљен на моделу трофазног трансформатора а овде је такође приказана и струја која је снимљена у фази која је погођена кваром. Анализом сигнала на Сл. 6.24 може се закључити (полазећи од снимљених сигнала, струје у фази која је погођена кваром као и регистрованог сигнала звука) да се јасно уочавају три периода: нормални режим рада енергетског трансформатора, период почетног тињавог пражњења кроз уље који претходи електричном луку и период квара са успостављеним електричним луком.



Сл. 6.21. Сигнал звука при појави квара са електричним луком у уљу снимљен на моделу једнофазног трансформатора (а), критеријумски параметри $FLAG_1$ (б) и $FLAG_2$ (в) за овај случај



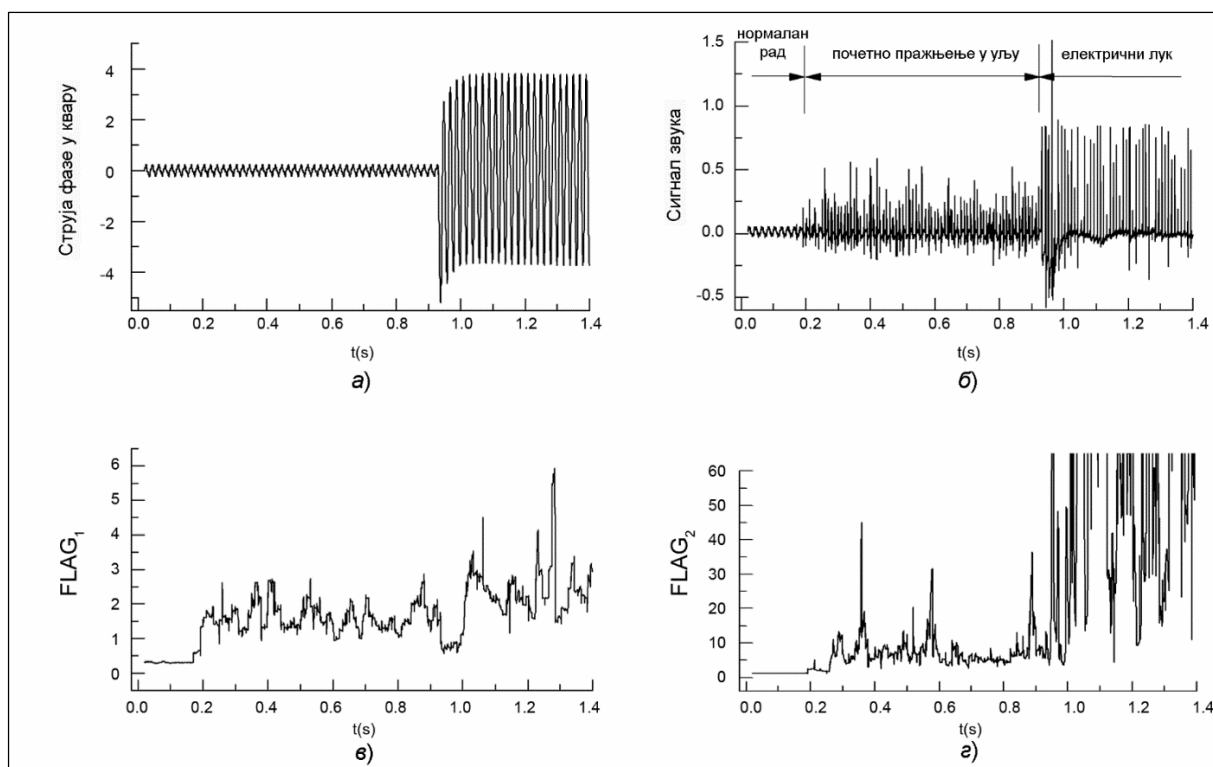
Сл. 6.22. Сигнал звука при појави квара са електричним луком у ваздуху снимљен на моделу једнофазног трансформатора (а), критеријумски параметри $FLAG_1$ (б) и $FLAG_2$ (в) за овај случај



Сл. 6.23. Сигнал звука при појави квара са електричним луком у уљу снимљен на моделу трофазног трансформатора (а), критеријумски параметри $FLAG_1$ (б) и $FLAG_2$ (в) за овај случај

Полазећи од резултата приказаних на сликама од Сл. 6.21 до Сл. 6.24 може се закључити да АРМР алгоритам естимације звучних сигнала енергетског трансформатора, а на основу оба дефинисана критеријумска параметра $FLAG_1$ и $FLAG_2$, прецизно и јасно детектује режим квара енергетског трансформатора анализом звучног сигнала (односно, прецизно разликује режим нормалног рада трансформатора од режима који је праћен кваром преко електричног лука) и стога је један овакав алгоритам могуће имплементирати као нову неконвенционалну дијагностичку функцију у оквиру савремених мултифункционалних микропроцесорских система заштите и управљања

енергетских трансформатора. Такође, полазећи од снимљених сигнала звука приказаних на Сликама од Сл. 6.21 до Сл. 6.24 видљиво је да је вредност критеријумског параметра $FLAG_1$ у нормалним радним режимима приближно једнака нули и да одмах по настанку почетног пражњења у уљу вредност овог параметра значајно расте. Пораст критеријумског параметра $FLAG_1$ сходно естимираном сигналу звука је значајан и у периоду тињавих пражњења у уљу тако да овај параметар детекције већ у том раном периоду развоја квара постаје корисна информација. Посматрајући снимљени сигнал струје уочавамо да би стандардне функције заштите (прекострујна, краткоспојна, диференцијална) имале услове реаговања тек након настанка јаког електричног лука и развијеног кратког споја док би се на бази параметра $FLAG_1$ имала значајно бржа детекција квара у енергетском трансформатору. С друге стране, када је критеријумски параметар $FLAG_2$ у питању јасно је да је реч о клир-фактору (TDH), односно његовој квадратној вредности $(TDH)^2$. У нормалном раду енергетског трансформатора вредност овог параметра детекције је блиска јединици док при појави квара са електричним луком његова вредност значајно расте тако да се и на бази овог параметра има јасна детекција квара у енергетском трансформатору.



Сл. 6.24. Сигнал звука при појави квара са електричним луком у уљу снимљен на моделу трофазног трансформатора (б), струја у фази погођеној кваром (а) критеријумски параметри $FLAG_1$ (в) и $FLAG_2$ (г) за овај случај

6.4.2 Резултати тестирања АРМР алгоритма на високонапонским трансформаторима у реалним условима рада

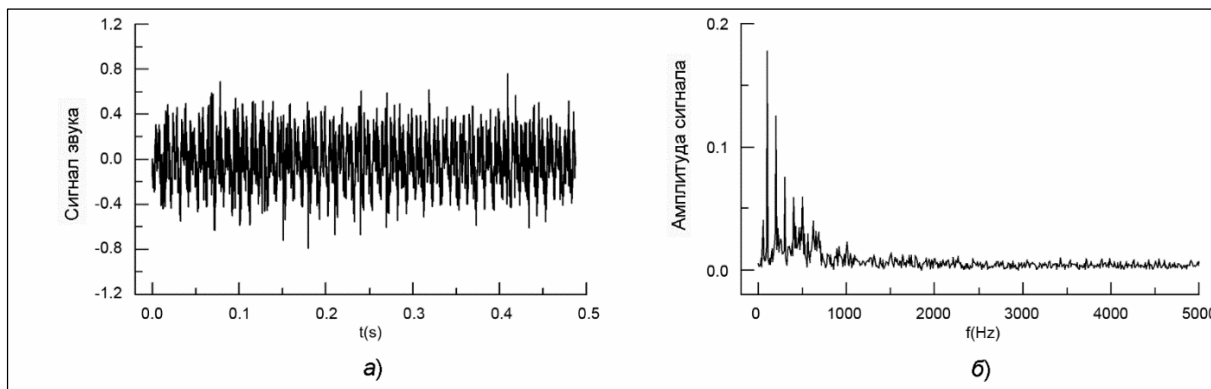
Лабораторијска испитивања реализована су у приближно идеалним условима (у Лабораторији за високи напон Електротехничког факултета у Београду) са аспекта паразитних сметњи и шума у околној средини или на коришћеним моделима енергетских трансформатора. Услови реалног погона енергетских трансформатора у високонапонским постројењима значајно се разликују од лабораторијских услова, као што је већ и наглашено. Мерења звучних сигнала на енергетским трансформаторима у реалном погону су реализована са циљем, колико су то реални услови експлоатације дозвољавали, да се провере решења и закључци добијени експериментима на моделима у лабораторијским условима. Принципијелно, мерења звука на трансформаторима у реалним условима рада су реализована као на Сл. 6.19, у смислу да је коришћена иста опрема за снимање сигнала звука. Мерења сигнала звука су реализована на следећим високонапонским трансформаторима:

- ТС 110/10 kV/kV "Бежанијска коса", трансформатори T_1 и T_2 , оба 110/10.5 kV/kV, 40 MVA;
- ТС 35/10 kV/kV "Нови Београд 1", трансформатор T_3 , 35/10 kV/kV, 10 MVA;
- МБТС 10/0.4 kV/kV "Блок 70" Нови Београд, трансформатор T_4 , 10/0.4 kV/kV, 630 kVA.

Сви ови трансформатори на којима су вршена снимања сигнала звука су уљни са ребрима за хлађење и њихово оптерећење је износило око (60-80) % номиналне снаге у времену када су вршена снимања звука ових трансформатора. На Сл. 6.25 и Сл. 6.26 приказани су сигнали звука и спектар хармонијских компоненти сигнала звука у нормалном раду трансформатора T_1 и T_2 у ТС 110/10 kV/kV "Бежанијска коса". На Сл. 6.27 приказан је сигнал звука и спектар сигнала звука у нормалном режиму рада трансформатора T_3 у ТС 35/10 kV/kV "Нови Београд 1", а на Сл. 6.28 приказан је сигнал звука и спектар сигнала звука у нормалном режиму рада трансформатора T_4 у МБТС 10/0.4 kV/kV "Блок 70" Нови Београд.

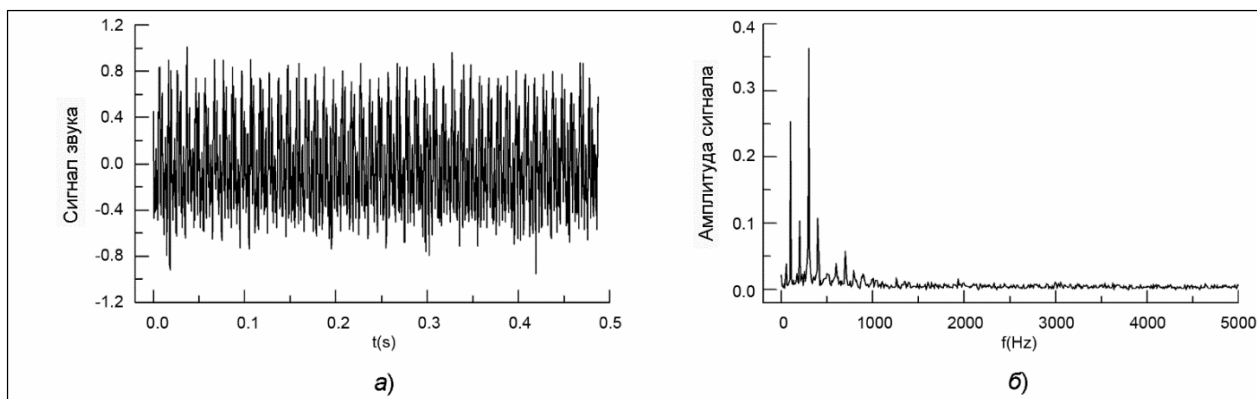
Са снимака сигнала звука, приказаних на сликама од Сл. 6.25 до Сл. 6.28, може се закључити да су они, у односу на сигнале звука снимљене у лабораторијским условима у нормалном раду, значајно зашумљени (тј. да је у њима значајније повећан садржај виших хармонијских компоненти) уз изражено присуство импулсног шума. Анализом

спектра сигнала звука на трансформаторима T_1 и T_2 (Сл. 6.25 и Сл. 6.26) може се уочити да је највећа фреквенција значајних хармонијских компоненти око 800 Hz. Поред тога, видимо да иако се ради о трансформаторима идентичних конструктивних карактеристика који су у паралелном раду, јачина њихових звучних сигнала није једнака као ни њихова расподела унутар спектра. Код трансформатора T_1 редослед хармонијских компоненти пореданих по величини је: 2, 4, 6, 8, 10, ..., а код трансформатора T_2 : 6, 2, 8, 4, 12,

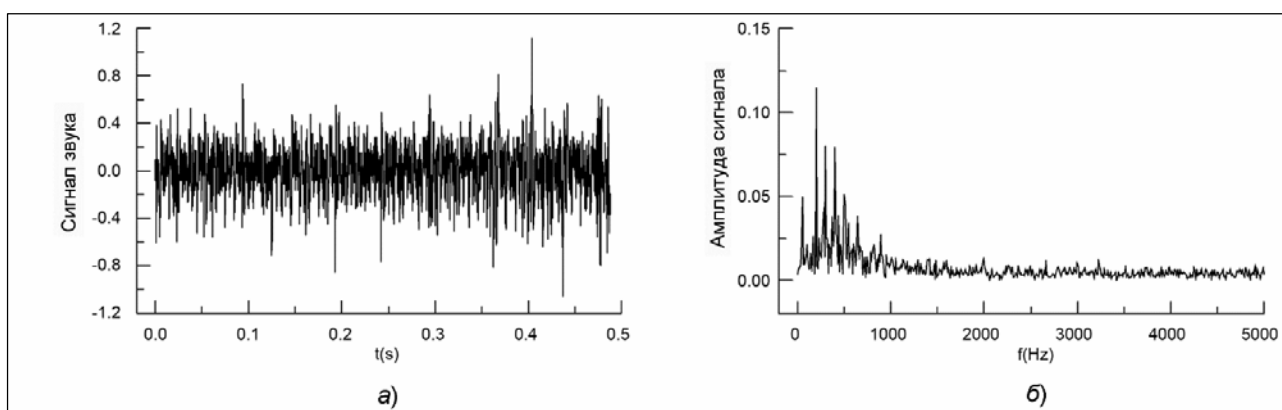


Сл. 6.25 Сигнал звука (а) и спектар хармонијских компоненти сигнала звука у нормалном раду (б) снимљен на трансформатору T_1 у ТС 110/10 kV/kV "Бежанијска коса"

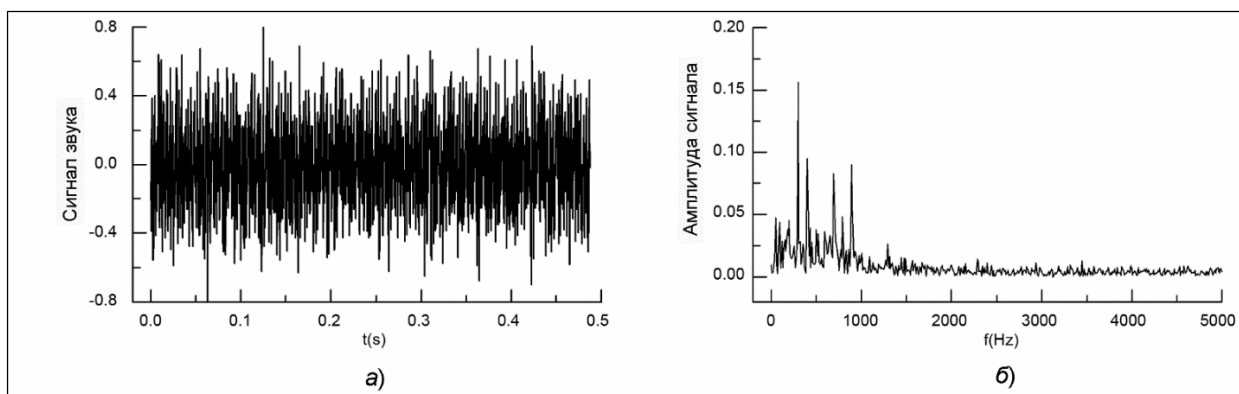
У спектру звучног сигнала трансформатора T_3 , приказаном на Сл. 6.27, уочава се да фреквенција значајних хармонијских компоненти не прелази 800 Hz, а одговарајући редослед хармоника поређаних по величини је: 4, 6, 8, 10, 1, За трансформатор T_4 , спектар снимљеног звучног сигнала (и одговарајући сигнал звука) у нормалном раду дат је на Сл. 6.28. и са ове слике се види да је највећа фреквенција значајних хармонијских компоненти око 900 Hz као и да је расподела акустичке енергије по хармоницима редом: 6, 8, 18, 14, На основу претходних анализа може се закључити да се код свих трансформатора, испитиваних у реалним нормалним радним условима, који су различитих напонских нивоа и снага, значајне хармонијске компоненте сигнала звука у нормалном раду налазе у фреквентном опсегу (0-900) Hz.



Сл. 6.26. Сигнал звука (а) и спектар хармонијских компоненти сигнала звука у нормалном раду (б) снимљен на трансформатору T_2 у ТС 110/10 kV/kV "Бежанијска коса"



Сл. 6.27. Сигнал звука (а) и спектар хармонијских компоненти сигнала звука у нормалном раду (б) снимљен на трансформатору T_3 у ТС 35/10 kV/kV "Нови Београд 1"



Сл. 6.28. Сигнал звука (а) и спектар хармонијских компоненти сигнала звука у нормалном раду (б) снимљен на трансформатору T_4 у МВТС 10/0.4 kV/kV "Блок 70" Нови Београд

То практично значи да је највећи регистровани ред хармоника 18, у односу на ситуацију испитивања у лабораторијским условима где је највећи ред значајних хармоника био 5, тј. највећа фреквенција 250 Hz. С друге стране, у сигнаlima звука снимљеним у лабораторијским условима у нормалном раду је доминантна компонента основне учестаности 50 Hz а у сигнаlima звука снимљеним у нормалном раду реалних

високонапонских енергетских трансформатора то су пак компоненте: 100 Hz, 200 Hz и 300 Hz. Објашњење за ово лежи у низу следећих чињеница: испитивани високонапонски трансформатори у реалним условима експлоатације су били значајно више процентуално оптерећени, односно јачине струја у намотајима су биле значајно веће што је за последицу имало веће електромеханичке силе (и њима генерисане шуме); модели трансформатора коришћени у лабораторијским условима садрже одступања у конструкцији, моделу места иницираног квара; у реалним ситуацијама високонапонских трансформатора израженија су електромагнетна поља што за последицу има појачан магнетострикциони шум; суперпозиција спољних звучних ефеката (што је у лабораторијским условима практично било сведено на минимум). Из технички разумљивих разлога снимке звучних сигнала у условима реалних режима са кваром у енергетским трансформаторима није било могуће реализовати али ова чињеница ни у ком случају не утиче на кључне поставке у презентованом примеру.

Генерално, сваки квар у реалном високонапонском енергетском трансформатору праћен је појавом електричног лука и претходним парцијалним пражњењима и тињавим избијањима. Све ове појаве се манифестују кроз: топлотни, светлосни и звучни ефекат. У овој анализи тежиште је постављено на звучни ефекат, односно на анализу звучног сигнала енергетског трансформатора и обраду овог сигнала новоразвијеним АРМР алгоритмом као и детекцију унутрашњих кварова са електричним луком у енергетским трансформаторима базирану на овом новоразвијеном алгоритму. Презентовани алгоритам је неосетљив на присуство импулсних шума који прате реалан рад високонапонских енергетских трансформатора током њиховог експлоатационог века.

За потребе детекције унутрашњих кварова праћених електричним луком примењен је развијени АРМР алгоритам анализе и обраде звучних сигнала који настају при овој врсти кварова у трансформатору. АРМР алгоритам обраде звучних сигнала је, у односу на друге класичне методе обраде сигнала у временском домену, показао високу ефикасност и у реалним условима егзистенције различитих облика сметњи укључујући и импулсне сметње и outlier-е (које су у реалном раду енергетског трансформатора у високонапонском разводном постројењу итекако присутне а најважније међу њима су свакако: рад регулационе преклопке код трансформатора са могућношћу регулације напона под оптерећењем; шум услед рада вентилатора и уљних пумпи, односно њихових укључивања и искључивања-зависно од врсте хлађења трансформатора; површинских пражњења на проводним и потпорним изолаторима; короне на ваздушним

проводницима високонапонског постројења; рада прекидача и растављача у постројењима високог напона који се у овим постројењима налазе заједно са енергетским трансформаторима-посебно је изражен импулсни шум који настаје као последица манипулацијама растављачима у високонапонским постројењима; остали шумови из непосредне околине трансформатора (ветар, град, атмосферска пражњења, друмска и ваздушна превозна средства у непосредној близини)). Сви ови побројани шумови могу бити у реалним условима суперпонирани звучном сигналу који је последица квара преко лука у енергетском трансформатору.

У овом делу је презентован нови АРМР алгоритам за детекцију унутрашњих кварова праћених појавом електричног лука, у енергетским трансформаторима, заснован на обради звучних сигнала. Примена АРМР алгоритма приказана у овом поглављу показује да је алгоритам ефикасан за обраду снимљених звучних сигнала у смислу да на бази ових сигнала прецизно детектује унутрашњи квар у енергетском трансформатору и у условима значајнијих садржаја и присуства поремећаја (различитог типа укључујући и присуство импулсног шума). Предложеном М-робусном анализом карактеристичних звучних сигнала имамо да ће, у нормалним режимима без квара АРМР алгоритам сигнал звука естимирати са релативно малом грешком и у присуству израженог импулсног шума а у ситуацији када се јави електрични лук у трансформатору сигнал звука ће бити естимиран са великом релативном грешком тако да се велика промена релативне грешке при естимацији звучног сигнала практично може искористити као критеријум детекције квара са електричним луком у енергетском трансформатору.

На бази свих реализованих експеримената и анализа (како у лабораторијским условима тако и у реалним условима експлоатације енергетских трансформатора), за све испитиване енергетске трансформаторе у нормалном раду, може се закључити да генеришу сигнал звука у коме су садржане хармонијске компоненте фреквенција до највише 900 Hz. Показано је да се на основу сигнала звука, којег генерише електрични лук у енергетском трансформатору, може детектовати сама појава оваквог електричног лука. За ово је било неопходно извршити анализу звука трансформатора у нормалним режимима рада и при појави пражњења и електричног лука у трансформатору као и развити ефикасан метод обраде (конкретно АРМР алгоритам) оваквих сигнала богатих садржајима импулсних шумова и сметњи. Лабораторијска испитивања сигнала звука у нормалним радним режимима на моделима монофазних и трофазних трансформатора су показала да је доминантна акустичка енергија снимљених сигнала звука садржана у

основном хармонику (50 Hz) ових сигнала док је мањи део ове енергије распоређен у другом и трећем и донекле четвртом и петом хармонику сигнала, значи на фреквенцијама до највише 250 Hz. Анализа спектра сигнала звука трансформатора као и одговарајући сонограми, јасно су показали да при појави пражњења и настанку електричног лука у уљу у трансформаторском суду, настаје промена садржаја хармонијских компоненти до границе око 400 Hz, али је највећи део акустичке енергије распоређен у опсегу од 600 Hz до 1800 Hz. Такође, утврђено је да се при појави електричног лука расподела акустичке енергије по компонентама унутар наведеног опсега мења у времену што је последица нестационарности електричног лука и звука који је узрокован овим електричним луком. На основу експерименталних резултата новоразвијени АРМР алгоритам реализује детекцију квара праћеног електричним луком у енергетском трансформатору и базиран је на праћењу звучних сигнала. За детекцију квара засновану на М-робусној процедури дефинисана су два карактеристична критеријумска параметра, релације (6.22) и (6.23), који су робусни у односу на реалне сметње и шумове укључујући и појаву суперпонираног импулсног шума. Први дефинисани критеријумски параметар, $FLAG_1$, произашао је из следећег једноставног критеријума: сигурно разликовати сигнал звука енергетског трансформатора у нормалном погону од сигнала звука овог трансформатора у режиму квара са електричним луком у трансформатору. Реализовани експериментални тестови, базирани на дефинисаном критеријумском параметру $FLAG_1$ указују на значајну осетљивост и брзину детекције унутрашњих кварова са електричним луком у енергетским трансформаторима. Други дефинисани критеријумски параметар детекције квара $FLAG_2$, заснован је на одређивању односа збира квадрата свих значајних хармонијских компоненти према квадрату компоненте основног хармоника као доминантне компоненте у сигналу звука у нормалном режиму рада (значајне хармонијске компоненте су оне компоненте у којима је садржан највећи део акустичке енергије при појави електричног лука, односно унутрашњег квара у енергетском трансформатору). АРМР робусна процедура се показала, и у овом контексту, веома ефикасном.

Упоредном анализом струје у фази трансформатора која је погођена кваром и пратећег сигнала звука при овом квару апострофирано је да у периоду тињавог избијања и пражњења кроз уље трансформатора нема значајних промена у сигналу струје (што значи да постојеће функције електричних заштита: прекострујне, краткоспојне и диференцијалне, односно функције базиране на класичном мерењу струје ово пражњење

не би ни регистровале) али на бази оба предложена индикатора детекције квара ($FLAG_1$ и $FLAG_2$) који су ослоњени на процесирање пратећег звучног сигнала имали бисмо валидну информацију о унутрашњем квару у енергетском трансформатору, што је свакако значајна предност презентоване АРМР робусне методологије за детекцију квара енергетског трансформатора. Анализе звучних сигнала снимљених на високонапонским трансформаторима у реалном нормалном раду (за извођење кварова са електричним луком код ових трансформатора, разумљиво је, није било могућности) показале су да је акустичка енергија код свих испитиваних трансформатора углавном у фреквентном опсегу до 900 Hz. За разлику од лабораторијских услова, где је највећи ред хармоника у нормалном раду био 5, код стандардних типова испитиваних високонапонских трансформатора у реалном раду највећи ред хармоника је 18. Осим тога, код високонапонских трансформатора у реалним условима рада доминантне су компоненте учестаности 100 Hz, 200 Hz и 300 Hz, за разлику од испитивања на моделима трансформатора у лабораторијским условима где је доминантна компонента основне учестаности 50 Hz. Део АРМР алгоритма, у контексту сигнала звука регистрованих код високонапонских трансформатора у реалним условима експлоатације, који се односи на критеријумски параметар $FLAG_2$ у овом случају је неопходно кориговати тако да се практично посматра збир квадрата хармонијских компоненти од 950 Hz до 1800 Hz (односно од 19.-ог до 36.-ог хармоника) према збиру квадрата хармонијских компоненти учестаности од 50 Hz до 900 Hz (односно од 1.-ог до 18.-ог хармоника).

6.5 Детекција једнофазног квара са електричним луком на надземном воду у временском домену и детекција кварова преко велике импедансе

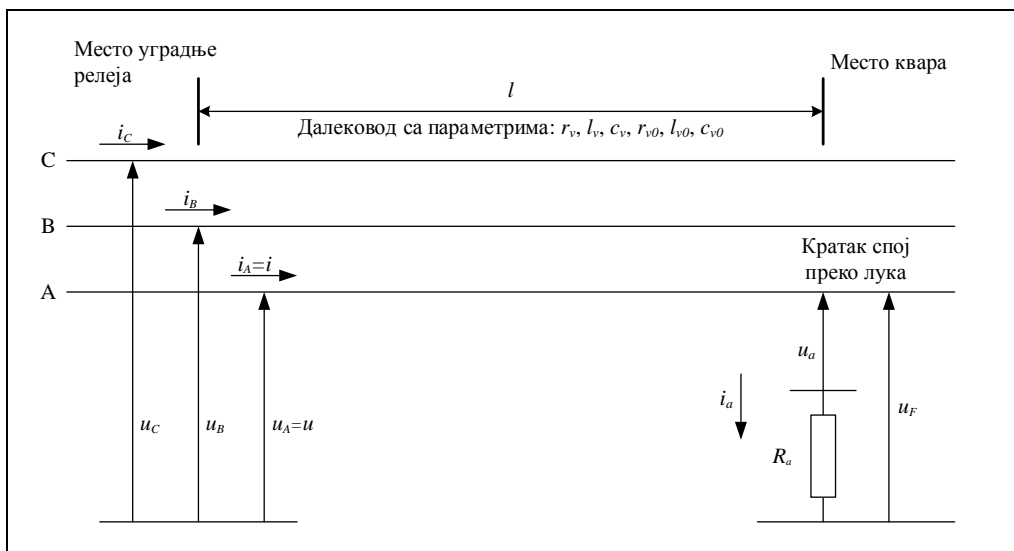
У овом делу је илустрована примена новоразвијеног АРМР алгоритма за детекцију једнополних кратких спојева са електричним луком и прелазним отпором на месту квара на надземним трофазним водовима у временском домену. И овде су уважене реалне околности и ситуације у којима грешке мерења струја и напона не подлежу априори нормалној Гаусовој расподели већ могу садржати и компоненте импулсног шума и outlier-а. Анализиран је модел надземног вода са уваженим капацитивностима вода што омогућава примену изложене методологије и за далековода великих дужина.

Највећи број кварова у мрежи ЕЕС-а чине једнофазни кратки спојеви, а од укупног њиховог броја (70-90) % су неметални кратки спојеви пролазног карактера. Електрични лук који прати овакве кварове не може да се угаси сам од себе јер га одржава погонски напон вода. Уколико се вод искључи са напона, стаза лука ће се после кратког времена дејонизовати, тако да се поновним прикључењем вода на напон лук неће поново упалити. На овим чињеницама је заснована примена технике аутоматског поновног укључења. Циклус успешног аутоматског поновног укључења се одвија на следећи начин: након настанка квара и деловања одговарајуће заштите вод са кваром се искључује; по истеку дефинисане временске паузе вод се поново аутоматски укључује на напон; ако је квар био пролазног карактера вод ће прихватити напон и наставиће нормалан погон. Ако се пак радило о непролазном квару (метални кратак спој без електричног лука), узрок квара неће нестати током безнапонске паузе тако да ће након поновног укључења вода под напон опет настати кратак спој и заштита ће морати поново да реагује. При томе ће се извршити блокирање уређаја за аутоматско поновно укључење да би се избегло даље поновно укључивање вода на непролазни квар. Овакво неуспешо аутоматско поновно укључење доводи до напрезања опреме јер се опрема излаже узастопним кратким спојевима, а код мрежа највиших напона неповољно је и са становишта стабилности рада синхроних машина.

Пошто би у случају трајних кварова било боље одмах искључити вод погођен кваром него активирати циклус аутоматског поновног укључења, од интереса је развој методологије која може да разликује пролазни и трајни квар и да по потреби блокира рад аутоматског поновног укључења. Приступ са детектовањем врсте квара у периоду времена пре искључења вода у квару публикован је у већем броју радова као што су [69] и [70]. Методологија детекције једнофазног квара са електричним луком на надземном воду у временском домену заснована на примени АРМР алгоритма базирана је на комплетном моделу двострано нападајућег вода са обухваћеним капацитивностима вода, у [69] модел надземног вода не уважава капацитивности вода, као и на комплетном моделу места квара (што подразумева електрични лук и прелазни отпор на месту квара).

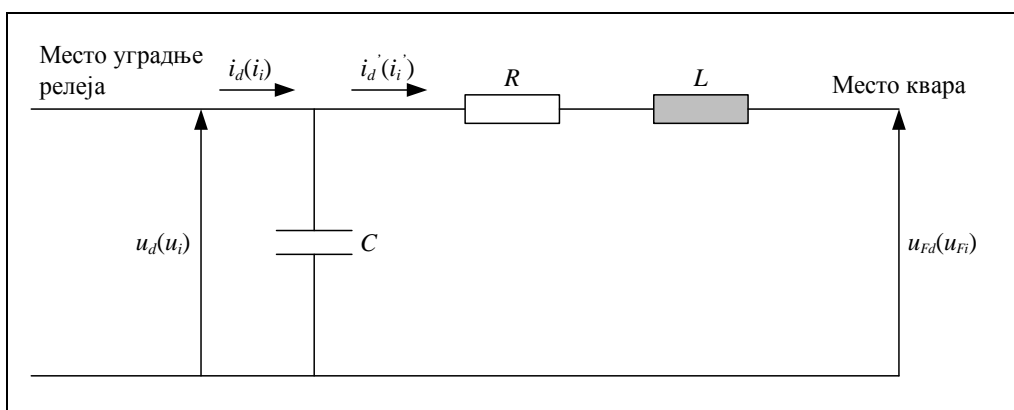
6.5.1 Модел надземног вода са једнофазним кваром преко електричног лука у временском домену

Модел надземног вода са једнофазним кваром преко електричног лука илустрован је на Сл. 6.29.

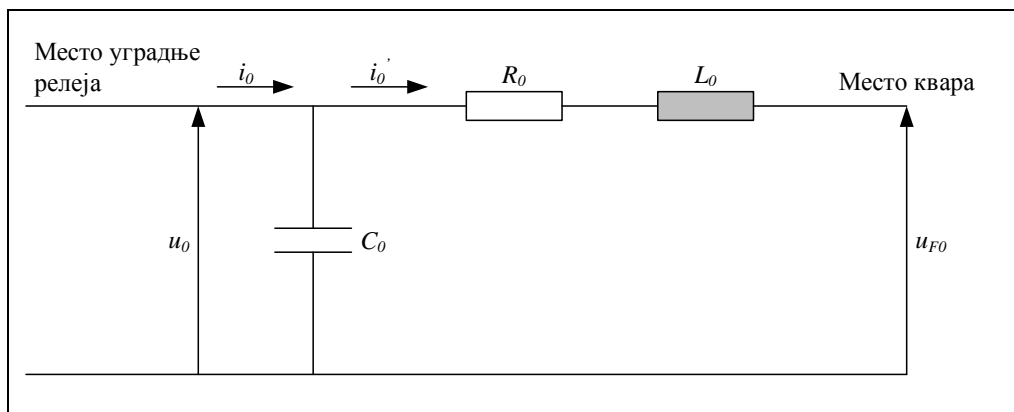


Сл. 6.29. Једнополни кратак спој са земљом преко електричног лука на трофазном воду

На Сл. 6.29 u_A , u_B и u_C су фазни напони а i_A , i_B и i_C су фазне струје на месту уградње релеја. Напон фазе погођене кваром на месту квара је означен са u_F , напон лука на месту квара је означен са u_a а прелазни отпор на месту квара са R_a . Струја на месту квара је означена са i_a . За решавање несиметричног кратког споја примењена је метода симетричних компоненти. Трофазно коло са Сл. 6.29 представља се помоћу еквивалентних кола директног, инверзног и нултог редоследа. Напони и струје директног, инверзног и нултог редоследа означени су индексима d , i и 0 респективно. При моделовању вода капацитивност на почетку вода се узима у обзир а на месту квара се занемарује јер је при квару напон на месту квара мали. Еквивалентно коло директног (инверзног) редоследа представљено је на Сл. 6.30, и на њој су одговарајући параметри од места уградње релеја до места квара означени са R , L и C . Еквивалентно коло нултог редоследа, са нултим параметрима R_0 , L_0 и C_0 од места уградње релеја до места квара, приказано је на Сл. 6.31.



Сл. 6.30. Еквивалентно коло директног (инверзног) редоследа



Сл. 6.31. Еквивалентно коло нултог редоследа

За еквивалентна кола приказана на Сл. 6.30 и Сл. 6.31 могу се написати следеће једначине:

$$u_d = R i'_d + L \frac{di'_d}{dt} + u_{Fd} \quad (6.24)$$

$$i'_d = i_d - C \frac{du_d}{dt} \quad (6.25)$$

$$u_i = R i'_i + L \frac{di'_i}{dt} + u_{Fi} \quad (6.26)$$

$$i'_i = i_i - C \frac{du_i}{dt} \quad (6.27)$$

$$u_0 = R_0 i'_0 + L_0 \frac{di'_0}{dt} + u_{F0} \quad (6.28)$$

$$i'_0 = i_0 - C_0 \frac{du_0}{dt} \quad (6.29)$$

Параметри вода за директни и инверзни редослед нису фреквенцијски зависни; нулти параметри вода су фреквенцијски зависни али је та зависност мала у опсегу фреквенција од интереса те се и нулти параметри вода могу сматрати фреквенцијски независним. Сабирањем релација (6.24), (6.26) и (6.28) добија се:

$$u = u_A = u_d + u_i + u_0 = R(i' - i'_0) + R_0 i'_0 + L \left(\frac{di'}{dt} + K \frac{di'_0}{dt} \right) + u_F \quad (6.30)$$

где је $K = (L_0 - L)/L$ коефицијент који се за дати вод може унапред израчунати на бази познатих параметара вода. Сабирањем релација (6.25), (6.27) и (6.29) добија се:

$$i' = i'_A = i'_d + i'_i + i'_0 = i - C \frac{du}{dt} + (C - C_0) \frac{du_0}{dt}. \quad (6.31)$$

Напон фазе погођене кваром, према Сл. 6.29,

$$u_F = u_a + R_a i_a. \quad (6.32)$$

Коришћењем релација (6.24) и (6.26), уз увођење претпоставке да је $i_a = k_a i_0$, где је k_a коефицијент сразмере чија тачна вредност не мора да се познаје уколико се израчунавају само напон лука и растојање места квара од почетка вода, а не и прелазни отпор на месту квара, релација (6.30) добија коначан облик:

$$u = R(i' - i'_0) + L\left(\frac{di'}{dt} + K \frac{di'_0}{dt}\right) + U_a \operatorname{sgn}(i'_0) + R_e i'_0 + \xi \quad (6.33)$$

где је $R_e = R_0 + k_a R_a$ а ξ грешка која узима у обзир све грешке мерења и грешке у моделовању вода и електричног лука.

Како су практично увек познати подужни параметри вода то се укупна отпорност, индуктивност и капацитивност до места квара могу изразити преко познатих подужних параметара и непознатог растојања до места квара, односно: $R = r_v l$, $L = l_v l$ и $C = c_v l$, тако да релације (6.29), (6.31) и (6.33) имају следећи облик:

$$i'_0 = i_0 - \frac{c_{v0}}{2} l \frac{du_0}{dt} \quad (6.34)$$

$$i' = i - \left[\frac{c_v}{2} \frac{du}{dt} + \frac{(c_v - c_{v0})}{2} \frac{du_0}{dt} \right] l \quad (6.35)$$

$$u = \left[r_v (i' - i'_0) + l_v \left(\frac{di'}{dt} + K \frac{di'_0}{dt} \right) \right] l + U_a \operatorname{sgn}(i'_0) + R_e i'_0 + \xi. \quad (6.36)$$

На месту уградње релеја могуће је узимати одбирке фазних напона, фазних струја и нулте компоненте струја са унапред усвојеном фреквенцијом одабирања $f_{od} = 1/T$, где је T периода одабирања. Потребно је узети $(N + 4)$ напонских и $(N + 2)$ струјних одбирака где је N број одбирака који директно улазе у једначине. Одбирци су нумерисани на следећи начин:

$$[u] = [u_{-1}, u_0, u_1, u_2, \dots, u_N, u_{N+1}, u_{N+2}], [i] = [i_0, i_1, i_2, \dots, i_N, i_{N+1}].$$

Одбирци са индексима $-1, 0, (N + 1)$ и $(N + 2)$ служе само за рачунање извода струја и напона и не улазе директно у једначине. Изводи напона и струје могу се израчунати на следећи начин:

$$\frac{du(t)}{dt} \approx \frac{u_{n+1} - u_{n-1}}{2T} \quad (6.37)$$

$$\frac{di'(t)}{dt} \approx \frac{i'_{n+1} - i'_{n-1}}{2T}. \quad (6.38)$$

Коришћењем израза (6.37) и (6.38) диференцијалне једначине (6.34), (6.35) и (6.36) постају диференцне:

$$i'_{0k} = i_{0k} - c_{v0} l \frac{u_{0(k+1)} - u_{0(k-1)}}{4T} \quad (6.39)$$

$$i'_k = i_k - \left[c_v \frac{u_{k+1} - u_{k-1}}{4T} + (c_v - c_{v0}) \frac{u_{0(k+1)} - u_{0(k-1)}}{4T} \right] l \quad (6.40)$$

$$u_k = \left[r_v (i'_k - i'_{0k}) + l_v \left(\frac{i'_{k+1} - i'_{k-1}}{2T} + K \frac{i'_{0(k+1)} - i'_{0(k-1)}}{2T} \right) \right] l \quad (6.41)$$

$$+ U_a \operatorname{sgn}(i'_{0k}) + R_e i'_{0k} + \xi_k.$$

Једначина (6.41) може се написати у краћој форми:

$$u_k = [a_{k1} a_{k2} a_{k3}] \alpha + \xi_k \quad (6.42)$$

где су временски зависни коефицијенти:

$$a_{k1} = \left[r_v (i'_k - i'_{0k}) + l_v \left(\frac{i'_{k+1} - i'_{k-1}}{2T} + K \frac{i'_{0(k+1)} - i'_{0(k-1)}}{2T} \right) \right] \quad (6.43)$$

$$a_{k2} = \operatorname{sgn}(i'_{0k}) \quad (6.44)$$

$$a_{k3} = i'_{0k} \quad (6.45)$$

а вектор непознатих величина:

$$\alpha^T = [l \quad U_a \quad R_e]. \quad (6.46)$$

Ако се релација (6.42) напише за N прикупљених узорака добија се следећа матрична једначина:

$$Y = H\alpha + E \quad (6.47)$$

где су:

$Y = [u_1 \ \dots \ u_N]^T$ - вектор одбирака напона,

H - матрица опсервације димензије $N \times 3$ и

$E = [\xi_1 \ \dots \ \xi_N]^T$ - вектор грешака.

Само у првом кораку прорачуна вектора непознатих параметара, при формирању матрице опсервације, узима се да је $i'_k = i_k$, $i'_{0k} = i_{0k}$, односно не узимају се у обзир капацитети вода. У сваком наредном кораку i'_k и i'_{0k} се рачунају преко једначина (6.39) и (6.40). Вредност естимираног параметра l се узима из претходног израчунавања и на овај начин су уважени и капацитети вода. За решавање проблема дефинисаног једначином (6.47), односно за одређивање вектора непознатих параметара анализираниог модела, користи се АРМР алгоритам, [71].

6.5.2 Резултати тестирања АРМР алгоритма за детекцију једнофазног квара са електричним луком на надземном воду

Да би се проверила тачност рада алгоритма и његова конвергенција за време прелазног процеса током једнополног кратког споја, за генерисање улазних величина коришћен је оригиналан софтвер развијен на Електротехничком факултету у Београду (базиран на комплетном моделу вода са расподељеним параметрима), [72]. Принципијелна шема мреже 220 kV на којој су реализовани тестови приказана је на Сл. 6.32 где је са $u(t)$ означен је напон на почетку вода, $i(t)$ и $i_0(t)$ су струја и нулта компонента струје на почетку вода, D је дужина вода а l удаљеност до места квара. Величине и параметри мреже А су:

$$\underline{E}_A = 220 \angle 0 \text{ kV}, R_{MA}^d = 10 \ \Omega, L_{MA}^{d,i} = 0.050955 \text{ H}, Y_{MA}^{d,i} = 1,1 \cdot 10^{-3} \text{ S}, R_{MA}^0 = 25 \ \Omega, \\ Y_{MA}^0 = 1,1 \cdot 10^{-3} \text{ S}, L_{MA}^0 = 0.1022293 \text{ H}, R_{MA}^i = 1 \ \Omega.$$

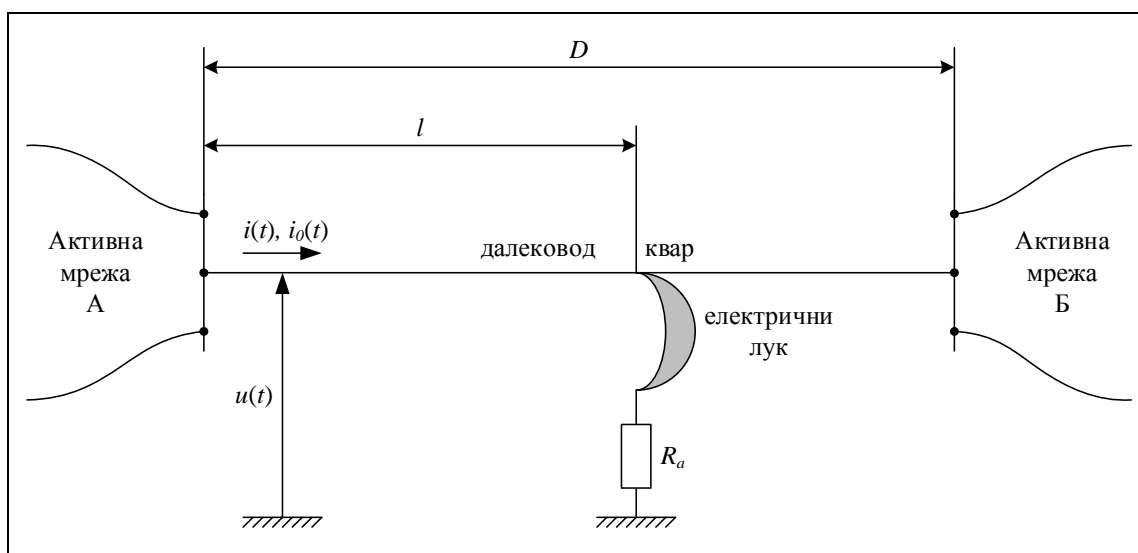
Величине и параметри мреже В су:

$$\underline{E}_B = 217.13 \angle -19.87^\circ \text{ kV}, R_{MB}^d = 1 \ \Omega, R_{MB}^i = 1 \ \Omega, L_{MB}^{d,i} = 0.050955 \text{ H}, \\ L_{MB}^0 = 0.1022293 \text{ H}, Y_{MB}^{d,i} = 1,1 \cdot 10^{-3} \text{ S}, R_{MB}^0 = 25 \ \Omega, Y_{MB}^0 = 1,1 \cdot 10^{-3} \text{ S}.$$

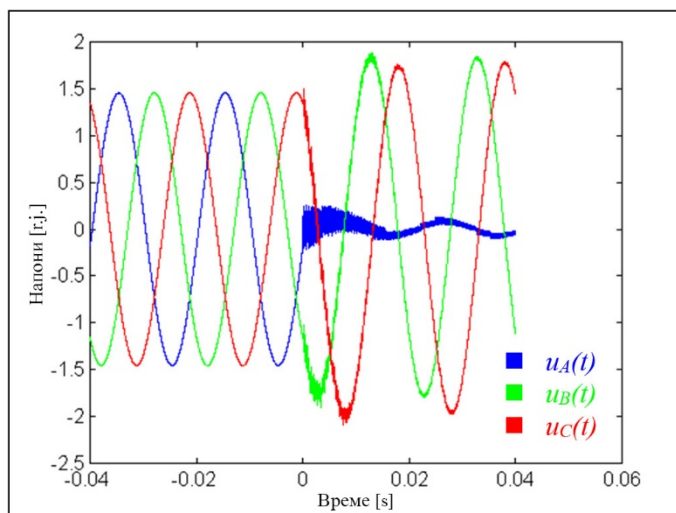
Параметри вода су:

$$D = 100 \text{ km}, \quad r_V = 0.12 \ \Omega/\text{km}, \quad l_V = 1,2739 \cdot 10^{-3} \text{ H}/\text{km}, \quad c_V = 1,2 \cdot 10^{-8} \text{ F}/\text{km}, \\ r_{0V} = 0.27 \ \Omega/\text{km}, \quad l_{0V} = 4,1401 \cdot 10^{-3} \text{ H}/\text{km}, \quad c_{0V} = 5,1 \cdot 10^{-9} \text{ F}/\text{km}.$$

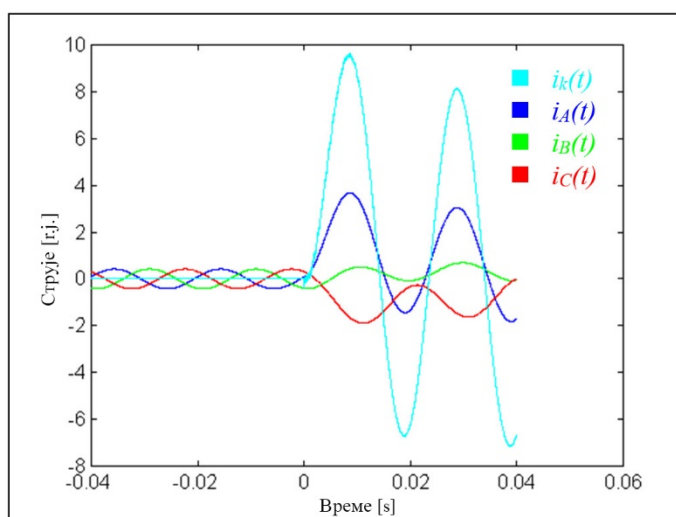
Симулирани су следећи једнофазни кварови: блиски кварови ($l = 10 \text{ km}$), кварови на средини вода ($l = 50 \text{ km}$) и удаљени кварови ($l = 95 \text{ km}$). При симулацијама једнофазних кратких спојева у обзир је узиман и отпор на месту квара чија је вредност била $R_a = 2.5 \Omega$, а амплитуда напона лука је била $U_a = 2.5 \text{ kV}$. Обрадом сигнала напона и струја, којима је синтетички суперпониран импулсни шум, развијеним АРМР алгоритмом прорачунати су и графички приказани, за дефинисана места квара: растојање до места квара, амплитуда напона лука и еквивалентна отпорност R_e из које се може проценити и прелазни отпор на месту квара. На Сл. 6.33, Сл. 6.34, Сл. 6.35 и Сл. 6.36 приказане су временске промене напона и струја са стране мреже А при једнополним кратким спојевима на удаљеностима 10 km и 50 km , респективно, посматрано од мреже А. Овакви таласни облици заједно са суперпонираним импулсним шумом, како је то већ образложено, су практично улазни сигнали који се обрађују АРМР алгоритмом. На Сл. 6.37, Сл. 6.38 и Сл. 6.39 приказани су резултати АРМР алгоритма за израчунавање непознатих величина у разматраном проблему: напона лука на месту квара, удаљености од мреже А до тачке квара и еквивалентног отпора, а за разматране случајеве места квара на удаљеностима од: 10 km , 50 km и 95 km респективно, посматрано од мреже А.



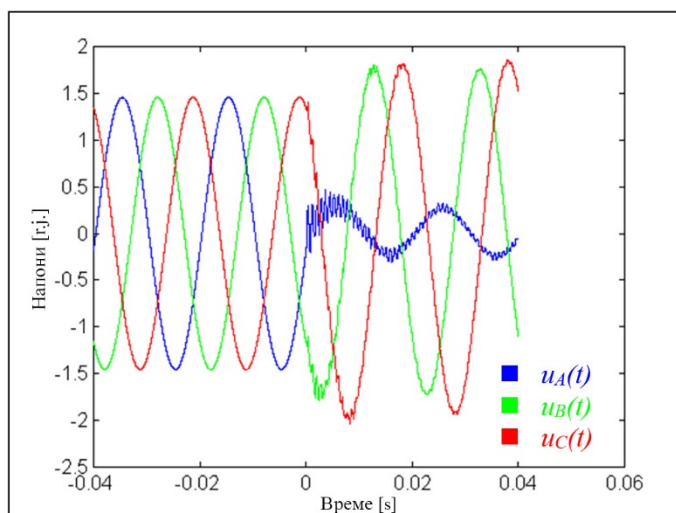
Сл. 6.32. Тест мрежа на којој су симулирани једнополни кратки спојеви



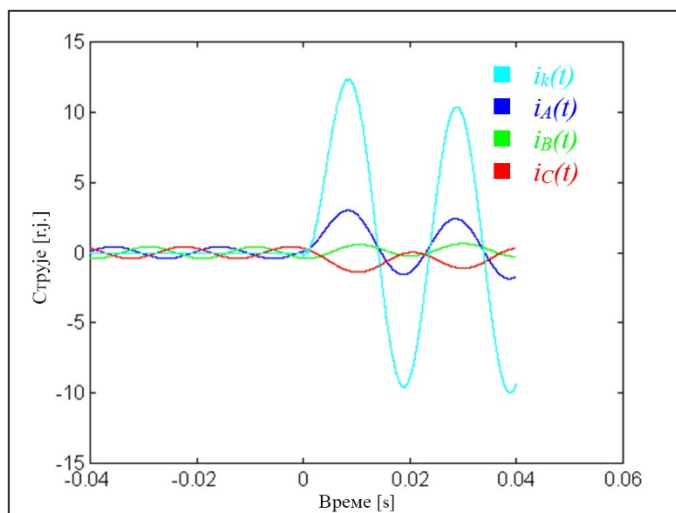
Сл. 6.33. Временска промена напона на страни мреже А при једнополном кратком споју на почетку вода ($l=10 \text{ km}$)



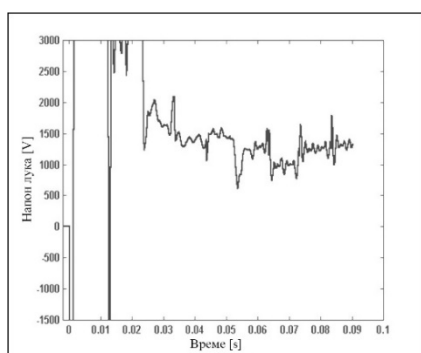
Сл. 6.34. Временска промена струја на страни мреже А при једнополном кратком споју на почетку вода ($l=10 \text{ km}$)



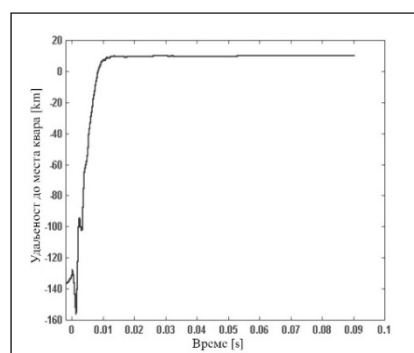
Сл. 6.35. Временска промена напона на страни мреже А при једнополном кратком споју на средини вода ($l=50 \text{ km}$)



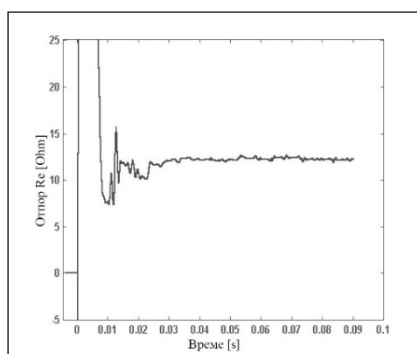
Сл. 6.36. Временска промена струја на страни мреже А при једнополном кратком споју на средини вода ($l=50 \text{ km}$)



(а)

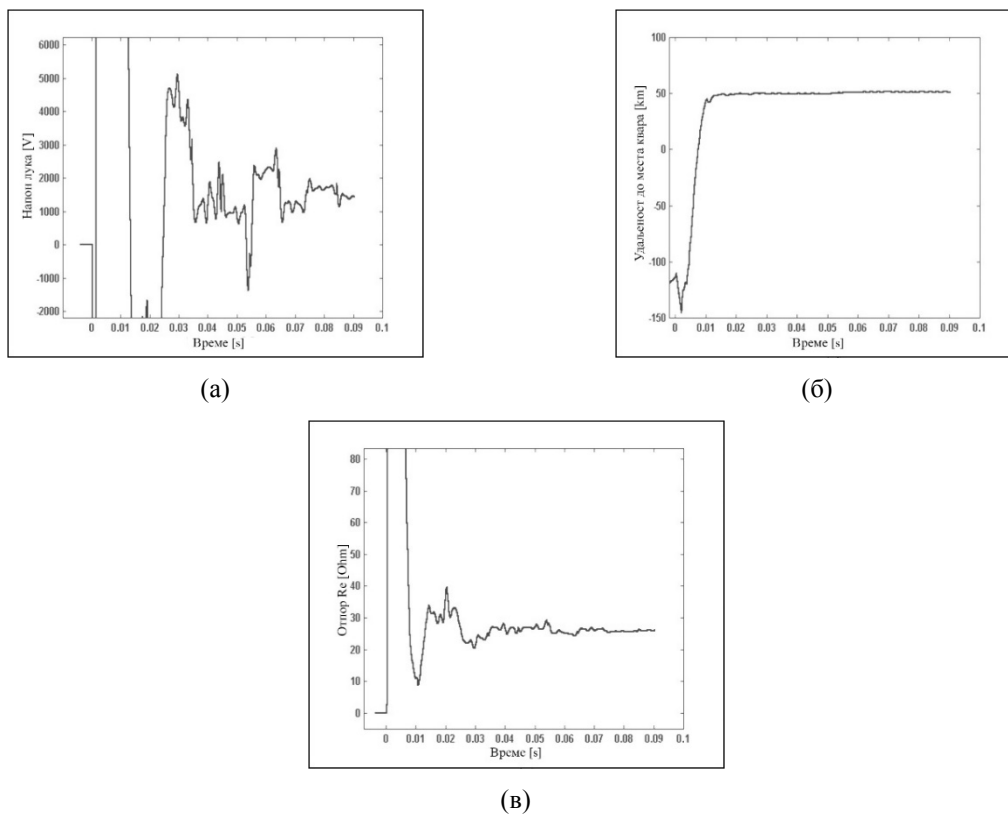


(б)

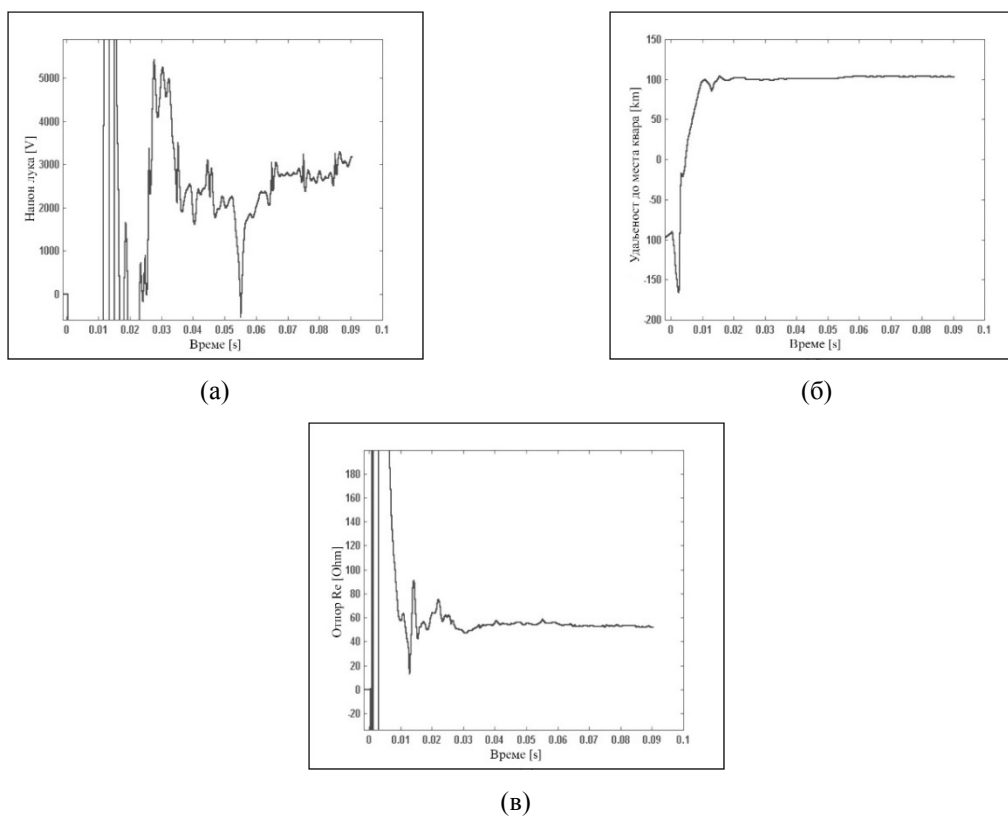


(в)

Сл. 6.37. Напон лука (а), удаљеност места квара (б) и отпор R_e (в) за квар на почетку вода ($l=10 \text{ km}$)



Сл. 6.38. Напон лука (а), удаљеност места квара (б) и отпор R_e (в) за квар на средини вода ($l=50$ km)



Сл. 6.39. Напон лука (а), удаљеност места квара (б) и отпор R_e (в) за квар на крају вода ($l=95$ km)

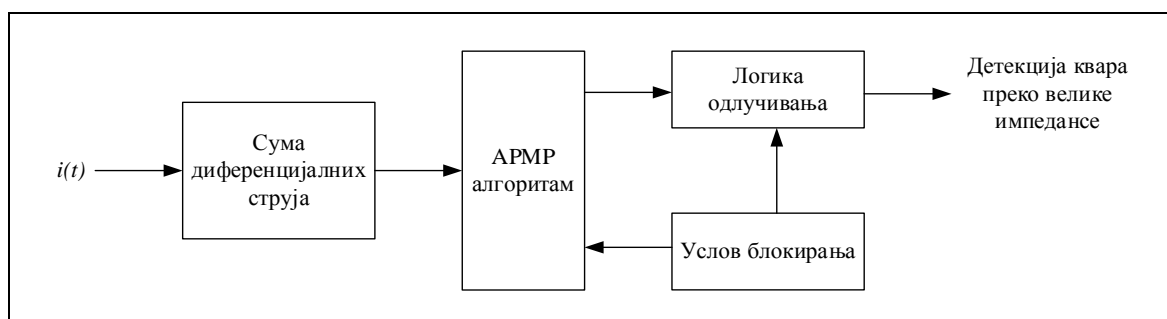
Из претходног је могуће закључити да је развијени АРМР алгоритам практично применљив приступ у реализацији дистантне заштите надземних водова за једнофазне кварове праћене појавом електричног лука на надземном воду и у случају присуства импулсног шума и outlier-а у мереним сигнаlima. АРМР алгоритам резултује квалитетним проценама естимираних параметара, практично је једноставан за имплементацију а на претходним примерима је реализована верификација у предметној примени у временском домену. Алгоритам је успешно тестиран за различита растојања места квара од позиције релеја а реализовани тестови су показали да динамичке особине алгоритма нису погоршане у односу на случај када моделом нису обухваћени капацитети вода док је уважавањем капацитивности вода побољшана тачност у процени непознатих параметара разматраног система. Разматрањем брзине израчунавања дефинисаних непознатих параметара анализираног система, односно конвергенције примењеног алгоритма, може се закључити да је исти задовољавајуће брз са становишта примене код блокирања аутоматског поновног укључења при трајним кваровима. Поуздана информација о типу квара добија се после 20 *ms* од тренутка настанка квара. Овако брза конвергенција је довољна са становишта примене АРМР алгоритма у дистантној заштити за израчунавање растојања до места квара.

6.5.3 Детекција кварова преко велике импедансе базирана на примени АРМР алгоритма

Кварови преко велике импедансе, посебно у електродистрибутивним системима напонског нивоа до 35 kV, већ дужи низ година представљају велики изазов за истраживаче. До оваквих кварова најчешће долази услед пада проводника на земљу мале проводности, додиром проводника са граном дрвета, велике задрљаности изолатора и код оваквих кварова величина струје квара је често испод вредности радних струја што овакве кварове чини тешким за детекцију. Имајући у виду да квар преко велике импедансе генерише струје малих амплитуда за детекцију ових кварова је тешко искористити до сада традиционално коришћене ефективне вредности или пак основни хармоник струје квара. Вредности струја квара за високоимпедантне кварове су мале са великим садржајем примеса шума који је последица појаве интермитентног лука праћеног вишеструким паљењем и гашењем електричног лука. Високоимпедантни кварови по правилу укључују много пратећих ефеката: електрични лук и повратни проводник кроз земљу који представљају нелинеарне отпорности што је практично извор виших хармоника, карактер и карактеристике контактне површине између

проводника и тла, климатски услови и много њих има стохастичку коју је практично веома тешко уважити. Стандардна детекција квара преко велике импедансе је тешка пошто су по правилу струје квара испод вредности струја које се имају у нормалном погону. Стога се за детекцију оваквих кварова по правилу користе нетрадиционалне величине. Основна идеја реализована АРМР алгоритмом у овом сегменту јесте дефинисање адекватног показатеља (индикатора) који садржи битне карактеристике високоимпедантног квара али који или не постоји за време нормалног радног стања или се битно разликује у режиму са високоимпедантним кваром у односу на нормалан радни режим. До сада су, специјално у циљу мање или више успешног препознавања високоимпедантних кварова, коришћени разни приступи: виши хармоници и промене амплитуда и фазних ставова истих (првенствено трећег и петог), затим детектовање високофреквентних компоненти учестаности (2-10) Hz, [73], [74]; разлике струја [75]; парни и непарни хармоници и сигнали који не садрже више хармонике [76]. Ако би се за детекцију квара преко велике импедансе користио пети хармоник струје тада би подешавање принципијелно било различито за фидере који напајају релативно мирна оптерећења у односу на оне фидере који напајају, на пример, уређаје енергетске електронике. Имајући у виду да се оптерећења фидера генерално често мењају овакав приступ би практично био проблематичан и тешко изводљив јер би се морало вршити проучавање оптерећења за сваки фидер.

Предложено решење детекције кварова преко велике импедансе, које у кључним сегментима користи АРМР алгоритам, приказано је на Сл. 6.40.

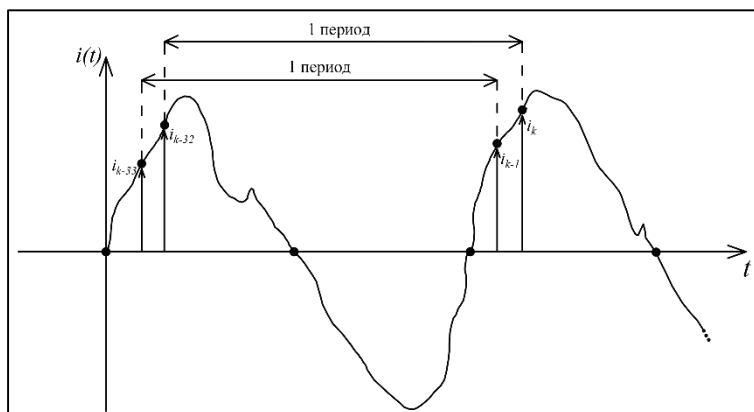


Сл. 6.40. Блок дијаграм детекције квара преко велике импедансе базиран на АРМР алгоритму

Блок на Сл. 6.40 дефинисан као сума диференцијалних струја прорачунава, сходно Сл. 6.41, диференцијалне струје и суму њихових апсолутних вредности на следећи начин:

$$\Delta i_k = |i_k - i_{k-32}| \quad (6.48)$$

$$S\Delta i_k = \sum_{n=0}^k \Delta i_k. \quad (6.49)$$



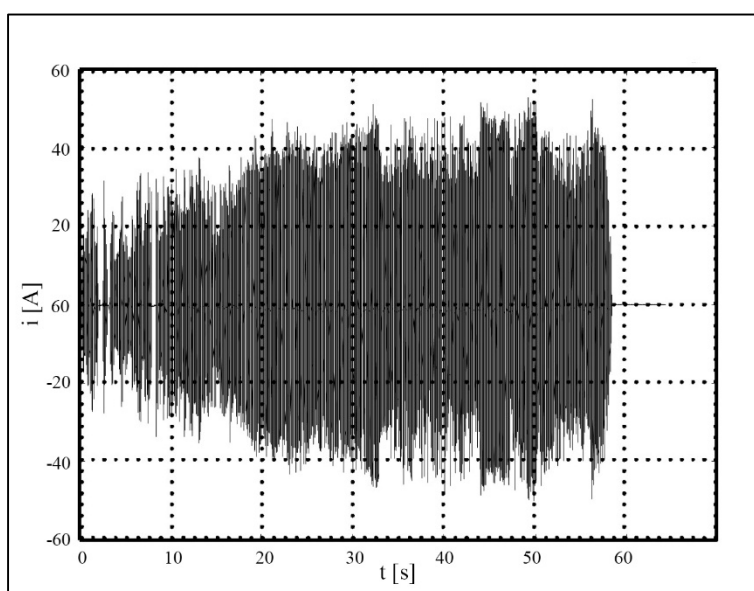
Сл. 6.41. Илустрација прорачуна суме диференцијалних струја на произвољном таласном облику у временском домену

За идеалан синусоидалан талас прорачун диференцијалне струје ће као резултат имати нулу док ће, са друге стране, за квар преко велике импедансе праћен електричним луком открити произвољан процес квалитативно другачији у односу на режим са идеалном синусоидом. У овом случају АРМР алгоритам реализује следеће кључне функционалности:

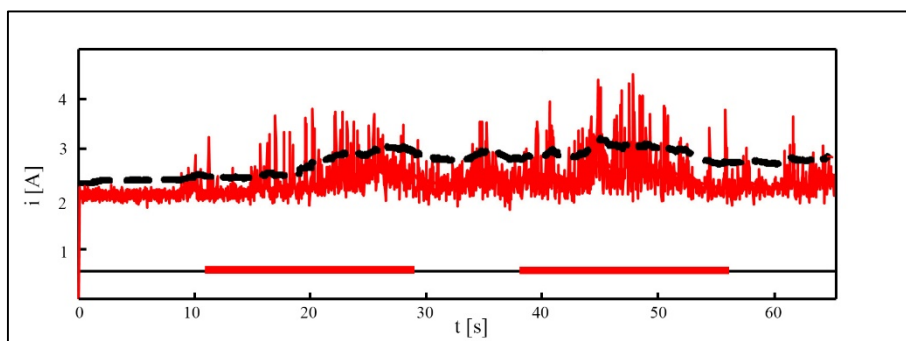
- успоставља, односно дефинише, стабилну референтну вредност (праг реаговања) за величину $S\Delta i_k$ у виду њене средње вредности $S\Delta i_{ref}$, а на бази предисторије ранијих перформанси предметног фидера на којем се анализира квар преко велике импедансе;
- реализује веома битну функцију елиминације outlier-а из скупа стварних брзих промена струје које се имају у ситуацијама вишеструког паљења електричног лука и на овај начин се спречава ефекат потенцијално лажне детекције и лажног реаговања;
- реализује функцију тренда и меморисања, односно пореди суму апсолутних вредности диференцијалних струја са њеном референтном вредношћу и меморише време и њихов однос уколико је тренутна вредност критеријумске величине већа од референтне.

Блок логике одлучивања практично одређује да ли имамо квар преко велике импедансе у фази чију струју процесирамо. Критеријумски параметар $FLAG$, сходно Сл. 6.42, представља практично број ситуација у којима је вредност суме диференцијалних струја

регулационе преклопке код трансформатора са могућношћу регулације напона под оптерећењем). Међутим, оваква стабилисана карактеристика спречава практично непотребно реаговање у оваквим режимима одговарајућом довољно великом вредношћу стабилизационе величине. У случају појаве високоимпедантног квара имаће се зачајно већи пораст суме диференцијалних струја и тада ће стабилизациона величина бити мала. Симулација временског тока фазне струје за време једнофазног квара преко велике отпорности, [77], приказана је на Сл. 6.43 а прорачуната вредност дефинисаног критеријумског параметра за детекцију квара преко велике импедансе *FLAG* приказана је на Сл. 6.44.



Сл. 6.43. Струја једнофазног квара са вишеструким паљењем електричног лука преко велике импедансе



Сл. 6.44. Временска промена критеријумског параметра за детекцију квара преко велике импедансе *FLAG*

Предложени приступ базиран на прорачуну суме диференцијалних струја новоразвијеним АРМР алгоритмом практично користи брзину промене струје за детекцију високоимпедантних кварова. Пошто, као што је већ показано у раду, АРМР

алгоритам може ефикасно рачунати и вредности виших хармоника струја овај приступ детекције високоимпедантних кварова је могуће применити и код фидера који нападају и изразито нелинеарна оптерећења.

6.6 Једна варијанта алгоритма за усмерену прекострујну заштиту и мерење фреквенције

Усмерени прекострујни релеј ради на бази комбиновања доведених му улазних величина које реално егзистирају у постројењима (а то је нека од следећих адекватних комбинација: фазна струја и међуфазни напон; фазни напон и фазна струја; нулта компонента напона и нулта компонента струје; инверзне компоненте напона и струје) и он треба правилно да детектује смер али и да провери одговарајући прекострујни услов реаговања (да ли долази до прекорачења подешене вредности струје). Стога је једна од кључних секвенци рада функције усмерене прекострујне заштите одређивање „смера“, односно констатација да ли је квар „испред“ или „иза“ релеја, у односу на позицију на којој је заштита инсталирана. Такође, треба напоменути, да све набројане величине не морају и директно бити мерене-неке од њих се могу нумерички израчунавати на бази минималног сета стварно мерених величина који зависи од расположивих мерења у постројењу, што је честа ситуација код примене савремених микропроцесорских заштита. Усмерени релеј треба да има јасно дефинисан референтни смер и за оно што се налази у правцу тог смера кажемо да је испред релеја тј. има позитиван смер, а оно у супротном правцу, иза тј. има негативан смер. Задатак усмереног релеја је поуздано одређивање места (смера) квара у смислу да ли се оно налази испред или иза места уградње релеја. Дефинисање усмерења се може реализовати на различите начине а овде је илустрован приступ базиран на одређивању смера тока активне односно реактивне снаге у мрежи у односу на референтни смер релеја, што је практично еквивалентно одређивању знака одговарајућих снага.

При квару у мрежи има се доминантан утицај параметара мреже. Релевантан параметар је аргумент импедансе петље квара тј. $\varphi_{kvara} = \arctg X/R$ (линија вода). За правилно дефинисање усмерености није од интереса удаљеност квара од релеја већ само његов смер (испред или иза релеја) и зато је довољно посматрати аргумент импедансе петље квара, а не и вредности реактансе и отпорности, односно параметре X и R . Ако се ситуација анализира у комплексној равни, Сл. 6.45, може се приметити да у случају квара иза

релеја аргумент петље квара има вредност већу за π у односу на случај са кваром испред релеја. Дакле, релеј на основу доведених напона \underline{U}_r и струје \underline{I}_r може одредити аргумент импедансе φ и упоредити га са аргументом импедансе петље квара φ_{kvara} . Аргумент импедансе петље квара φ_{kvara} приказан у комплексној равни представља полуправу повучену из координатног почетка (плава линија на Сл. 6.45). Потребно је за релеј дефинисати област око ове полуправе кад ће релеј реаговати, тј. одредити овај смер као позитиван. Ово је реализовано тако што се дефинише његова карактеристика усмерености (црвена линија на Сл. 6.45). Ова карактеристика је обично права линија која пролази кроз координатни почетак, мада у неким случајевима може бити и сломљена у координатном почетку (тако да се састоји од две полуправе) или имати облик круга који пролази кроз координатни почетак. У сваком случају ова карактеристика дели комплексну област на област реаговања и област блокирања.

Карактеристика усмерености релеја се бира тако да буде нормална на правац аргумента петље квара φ_{kvara} . Овако се има најмања могућност грешке у одређивању смера. Треба приметити да су активна и реактивна снага P и Q , које релеј може одредити на основу доведених напона \underline{U}_r и струје \underline{I}_r , директно пропорционалне резистанси R односно реактанси X коју релеј види на основу истих улазних величина. Одавде следи да је аргумент мерене снаге једнак аргументу мерене импедансе што значи да се за рад усмереног релеја може искористити аргумент снаге. За рад релеја са општом карактеристиком усмерености као на Сл. 6.45 потребно је карактеристику представити у адекватном аналитичком облику. Један начин је преко угла φ_{kar} када карактеристика има облик:

$$\varphi_{kar} = const, \quad \varphi_{kar} \in \left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right). \quad (6.50)$$

Из мерених снага P и Q функцијом $arctg$ се одређује угао φ и пореди са φ_{kar} . Услов реаговања за смер као на Сл. 6.45 би био:

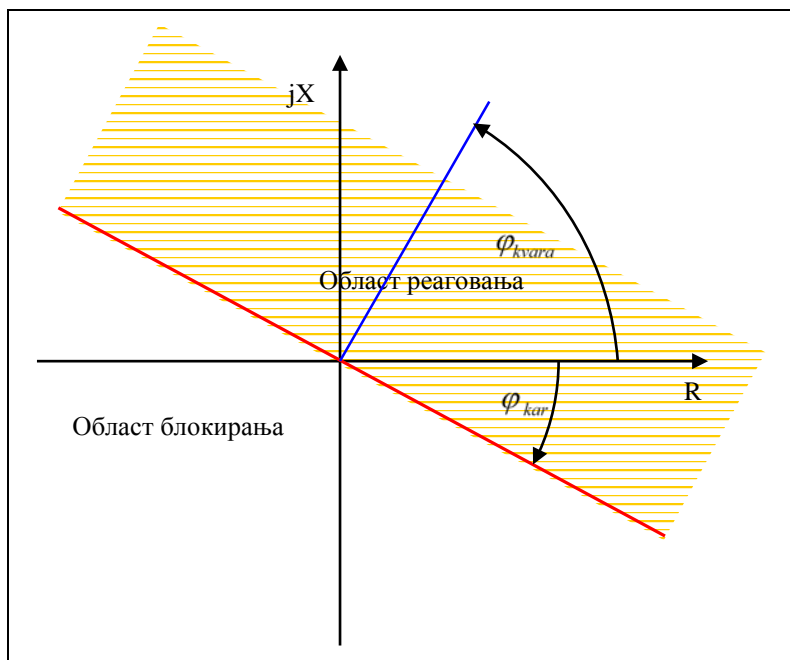
$$\text{за } P > 0: \arctg \frac{Q}{P} > \varphi_{kar}; \quad \text{за } P < 0: \arctg \frac{Q}{P} < \varphi_{kar}. \quad (6.51)$$

Коришћена функција $arctg$ је релативно захтевна за нумеричко израчунавање и узимала би доста процесорског времена. Стога се тежи радити без ње. Начин да се избегне функција $arctg$ је да се карактеристика добије преко $tg\varphi_{kar}$ у облику:

$$\operatorname{tg}\varphi_{kar} = \operatorname{const}, \quad \text{уместо:} \quad \varphi_{kar} = \operatorname{const}. \quad (6.52)$$

Услов реаговања релеја за смер као на Сл. 6.45 би сада био:

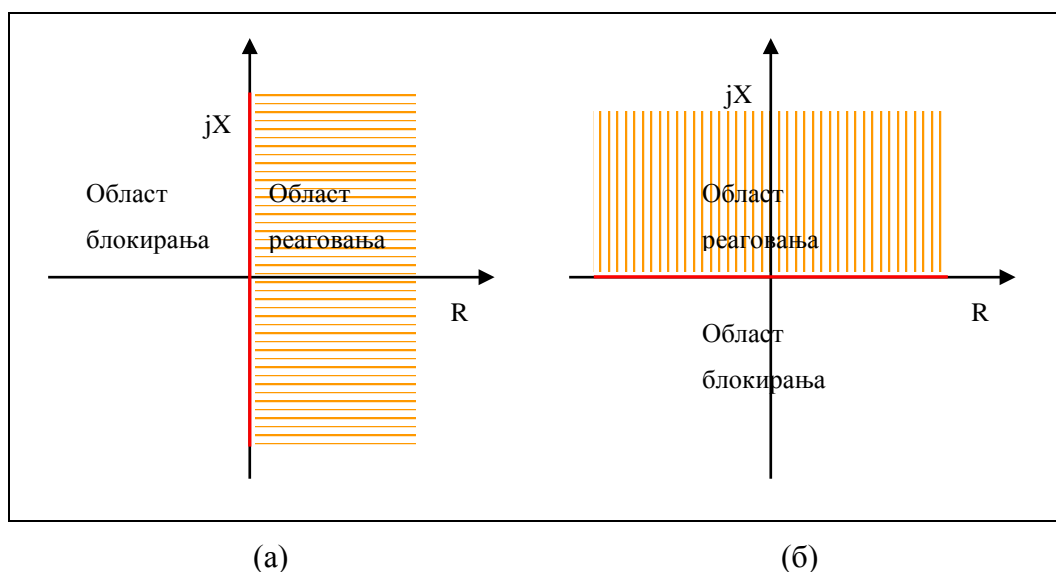
$$\text{за } P > 0: \quad \frac{Q}{P} > \operatorname{tg}\varphi_{kar}; \quad \text{за } P < 0: \quad \frac{Q}{P} < \operatorname{tg}\varphi_{kar}. \quad (6.53)$$



Сл. 6.45. Карактеристика усмерености релеја

У оба претходна случаја јавља се проблем када $P \rightarrow 0$ јер тада израз $Q/P \rightarrow \infty$. Проблем се може отклонити тако што се комбинују функције tg и ctg јер друга ради са изразом P/Q . За $P \geq Q$ препоручује се рад са функцијом tg , а за $P < Q$ рад са функцијом ctg . Ово додатно усложњава услове реаговања релеја са општом карактеристиком усмерености. Но међутим, у пракси се ретко користи рад са општом карактеристиком усмерености. Прво, нема потребе за тим јер неке једноставније карактеристике, које су дефинисане у наставку, дају довољно добре резултате. Друго, постиже се уштеда у процесорском времену, [78]. Ове једноставније карактеристике које су специјални случај опште карактеристике свој рад темеље на алгебарском знаку P и Q . Приказаћемо два основна и најједноставнија случаја ових карактеристика помоћу којих се могу добити неке сложеније карактеристике. На Сл. 6.46а) дата је карактеристика усмерености базирана на знаку активне снаге. Дакле релеј са оваквом карактеристиком одређује смер тока активне снаге, тј. реагује када је $P > 0$ што је еквивалентно услову $R > 0$, и карактеристика обухвата 1. и 4. квадрант. На Сл. 6.46б) дата је карактеристика

усмерености на бази знака реактивне снаге. Релеј одређује смер тока реактивне снаге, тј. реагује када је $Q > 0$ што је еквивалентно услову $X > 0$, и карактеристика обухвата 1. и 2. квадрант.



Сл. 6.46. Карактеристика релеја активне снаге (а) и карактеристика релеја реактивне снаге (б)

Види се да је за рад релеја са карактеристикама као на Сл. 6.46 довољно из мерених величина одредити само знак активне односно реактивне снаге што је далеко једноставније од рада са функцијама типа tg , $arctg$... Наравно, могуће је области реаговања одабрати супротно тако што релеји реагују за $P < 0$, односно $Q < 0$. Карактеристике тада обухватају 2. и 3., односно 3. и 4. квадрант респективно. Комбиновањем услова реаговања по знаковима обе снаге, P и Q , могу се добити релеји чија је област реаговања било која комбинација једног, два или три квадранта комплексне равни. Избор области реаговања, као и у случају рада са општом карактеристиком, зависи од средње вредности аргумента импедансе коју види релеј при квару, а која зависи и од избора улазних величина релеја.

Проблем мртве зоне усмереног релеја

Код кварова у близини усмереног релеја јавља се проблем јер напони падају на мале вредности. Овај проблем је посебно био изражен код електромеханичких релеја који су користили енергију из мерених сигнала за погон релеја. И код релеја друге генерације (статичких) и треће генерације (дигиталних) ово представља проблем јер при малим вредностима напона не може се поуздано утврдити смер због јачања утицаја грешака мерења, шума и свега осталог што је било занемариво при већим вредностима напона.

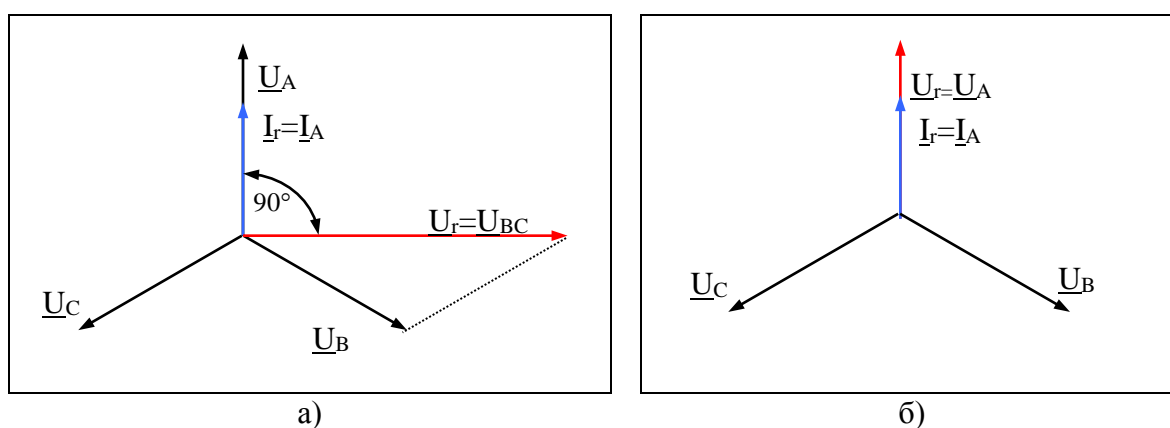
Дигитални релеји имају велику предност у томе што могу памтити вредности мерених сигнала. Кад напон постане исувише мали за одређивање смера може се користити претходно меморисана вредност напона. Ово има смисла из разлога што се фазни став напона релативно мало мења при квару.

Усмерени релеј у фазним прекострујним зашитама

Усмерени релеј се по правилу веже на фазну струју и међуфазни напон. Комбинација струје и напона који се доводе релеју назива се “спрегом”. Коришћење међуфазног напона се примењује из разлога што се тако елиминише проблем мртве зоне у свим случајевима осим у случају блиског трополног кратког споја. Избором спреге остварује се вештачки фазни померај струје у односу на напон. За примену у дигиталним релејима најпогоднија је спрега са померајем струје у односу на напон од $+90^\circ$ (спрега одговарајућих међуфазних напона и фазних струја) из разлога што је унутрашњи угао дигиталних релеја једнак нули. У овом случају релеју се доводе комбинације величина дефинисане у Таб. 6.5.

Таб. 6.5 Улазне величине за усмерени релеј

фаза	A	B	C
\underline{U}_r	$\underline{U}_{BC}(\underline{U}_A)$	$\underline{U}_{CA}(\underline{U}_B)$	$\underline{U}_{AB}(\underline{U}_C)$
\underline{I}_r	\underline{I}_A	\underline{I}_B	\underline{I}_C



Сл. 6.47. Улазне величине за усмерени релеј у фази A (спрега 90° је на слици а))

Фазна прекострујна заштита је осетљива на све кварове са великим фазним струјама, већим од максималне радне струје, јер подешене струје морају бити веће од ње како релеј не би реаговао и без квара. То су најчешће случајеви међуфазних кварова без обзира на начин уземљења и једнополних кварова кад је мрежа директно уземљена. У свим овим случајевима доминантан утицај на струју квара имају редне реактансе елемената. Из тог

разлога фазне струје су претежно индуктивног карактера, тј. касне за фазним напоном $\approx 90^\circ$ (реално увек мање). При спреси 90° \underline{U}_r и \underline{I}_r су приближно у фази па се при овом избору улазних величина може користити релеј активне снаге са карактеристиком као на Сл. 6.47а) и условом реаговања $P > 0$. Због могућности отклањања мртве зоне коришћењем меморисане вредности напона пре пропада испод минималне вредности потребне за рад, код нумеричких релеја би се могла користити и фазна вредност напона као улазна величина. Овај начин рада има једну предност, а то је да снаге које релеј рачуна у овом случају представљају стварне снаге у појединим фазама и могу се користити и у неке друге сврхе за разлику од случаја спреге 90° када снаге нису биле стварне и служиле су само за рад релеја. У овом случају се нема фазни померај због спреге па се при квару као у претходном случају има да струја \underline{I}_r касни за напоном \underline{U}_r за $\approx 90^\circ$. Користи се релеј реактивне снаге са карактеристиком као на Сл. 6.47б) и условом реаговања $Q > 0$.

Усмерени релеј у нултим прекострујним заштитима

У случајевима кварова са малим струјама квара, мањим од максималне радне струје, фазне прекострујне заштите могу бити неосетљиве. Тада се користи особина несиметрије и појаве нултих компоненти струје и напона којих нема у нормалним радним режимима. Дакле, прекострујни релеји нулте компоненте су неосетљиви на симетричне режиме и могу сходно томе да се подешавају и на струје испод вредности максималне радне струје. Случајеви квара са малим фазним струјама, кад је неопходна примена нулте усмерене прекострујне заштите, су једнополни кварови у свим случајевима осим у мрежама са директно уземљеним звездиштем. Усмереном релеју који се користи у заштитима нулте струје доводе се нулте компоненте напона и струје. Постоје два начина за довођење релеју нултих компоненти напона и струје и то: релеј нулте компоненте рачуна из фазних величина и релеју се доводе мерене нулте компоненте (из филтара нултих компоненти).

У случају усмереног релеја нулте компоненте није једноставно одредити карактеристику усмерености као у случају усмереног релеја за фазне струје јер однос фазних ставова нултих компоненти зависи од конфигурације мреже а првенствено од начина уземљења. Стога је у наставку дат преглед односа фазних ставова \underline{U}_0 и \underline{I}_0 при кваровима у којима се јавља земљоспој, у зависности од врсте уземљења као и предлог потребне карактеристике усмерености релеја нултих компоненти. За мрежу уземљену директно

или уземљену преко нискоомске реактансе има се да I_0 фазно предњачи U_0 теоријски 90° , а практично за $\approx(100\div 120)^\circ$. За детекцију смера може се користити релеј реактивне снаге, али са супротном карактеристиком од карактеристике на Сл. 6.47б) тј. услов реаговања треба бити $Q < 0$ тако да карактеристика обухвата 3. и 4. квадрант. Фазни померај I_0 испред U_0 је већи што је већи утицај активне отпорности. Гранични случај је мрежа уземљена преко активне отпорности, када вреди $3R \gg X_a + X_i + X_0$ (где су претходни сабирци директна, инверзна и нулта реактанса посматране оточно са места квара). У овом случају има се да I_0 предњачи U_0 до 180° (реално је увек нешто мање). Може се користити релеј активне снаге са условом реаговања $P < 0$ тако да тада карактеристика обухвата 2. и 3. квадрант. Претходни случајеви обухватају ситуације директног уземљења и уземљење преко нискоомске импедансе када су струје ограничене на 300 А. Видимо да се ова два случаја могу обухватити једном карактеристиком усмерености која садржи 3. квадрант са условом реаговања $Q < 0 \wedge P < 0$. У изолованим мрежама има се да I_0 фазно касни у односу на U_0 за $\approx 90^\circ$. У овом случају треба обратити пажњу на то да ако са сабирница где је постављен усмерени релеј полази само један вод на месту релеја (на почетку вода) нема нулте струје. Ово се дешава јер се она затвара само кроз оточне капацитете вода. У овом случају комплетна струја квара се затвори кроз оточне капацитете штићеног вода па се на месту релеја има да је сума фазних струја једнака нули. У случају два вода (различитих дужина) или више водова струја квара се затвара кроз оточне капацитете и осталих водова осим штићеног вода па сума фазних струја није нула, те се има одговарајућа нулта компонента струје I_0 . Нулте струје у осталим водовима имају супротан смер од смера нулте струје у штићеном воду па се усмереним релејом може остварити селективност. Треба користити релеј реактивне снаге са условом реаговања $Q > 0$ и тада карактеристика садржи 1. и 2. квадрант. У компензованим мрежама, тј. мрежама уземљеним преко Петерсенове пригушнице, ситуација је слична као у претходном случају с тим да у воду са кваром постоји и индуктивна струја пригушнице која у односу на капацитивне струје има супротан смер. Због њеног доминантног утицаја у воду са кваром има се да су нулте струје у свим водовима истог смера па се не може користити усмерени релеј реактивне снаге као у претходном случају. Користи се особина да струја пригушнице садржи и активну компоненту па се употребљава релеј активне снаге са условом реаговања $P > 0$. У овом случају карактеристика садржи 1. и 4. квадрант. Видимо да је за исправан рад усмереног релеја нулте компоненте струје потребно релеју доставити, на неки начин, и

информацију о начину уземљења чиме се бира једна од карактеристика усмерености, [79].

Избор улазних величина и начин њиховог добијања

Полазна поставка је да релеј мери, тј. да му се доводе, фазне величине. За реализовање трофазне заштите одабран је рад са линијским напонима и фазним струјама. Линијски напони се, уколико нису директно мерени, добију рачуном из фазних напона. Користи се спрега 90° из већ поменутих разлога. Нулти напон и нулта струја, потребни за реализовање нулте заштите, рачунају се из мерених фазних величина, сходно [65]:

$$3s_0(t) = s_A(t) + s_B(t) + s_C(t). \quad (6.54)$$

Опис рада блока за мерење

Произвољан електрични сигнал (у овом делу конкретно струје или напона) у општем случају је сложенопериодична функција времена како у стационарним тако и у режимима са кваром када може поред виших хармоника садржати и једносмерну компоненту. Општи модел сигнала са једносмерном компонентом и првих M -хармоника може се представити на следећи начин:

$$\begin{aligned} s(t) &= S_0 + \sum_{k=1}^M S_k \cos(k\omega t + \varphi_k) + \xi(t) \\ &= S_0 + \sum_{k=1}^M S_{rk} \cos(k\omega t) - \sum_{k=1}^M S_{ik} \sin(k\omega t) + \xi(t) \end{aligned} \quad (6.55)$$

где су:

$s(t)$ -тренутна вредност сигнала у тренутку t ,

S_0 -једносмерна компонента сигнала,

M -ред највишег хармоника садржаног у сигналу,

$\omega = 2\pi f$ -кружна учестаност основног хармоника сигнала (f је учестаност),

S_k -амплитуда k -тог хармоника сигнала,

φ_k -фаза k -тог хармоника сигнала,

$\xi(t)$ -тренутна вредност сигнала грешке (грешка мерења и грешка између стварног сигнала и усвојеног модела сигнала),

S_{rk} , S_{ik} -реални и имагинарни део фазора k -тог хармоника сигнала, $S_{rk} = S_k \cos \varphi_k$, $S_{ik} = S_k \sin \varphi_k$.

Развојем тригонометријских функција $\cos(k\omega t)$ и $\sin(k\omega t)$ у Тејлоров ред у околини претпостављене (номиналне) фреквенције ω_n и задржавањем прва два члана реда имамо следеће, [78]:

$$\begin{aligned} \sin(k\omega t) &\approx \sin(k\omega_n t) + \Delta\omega k t \cos(k\omega_n t), \\ \cos(k\omega t) &\approx \cos(k\omega_n t) - \Delta\omega k t \sin(k\omega_n t) \end{aligned} \quad (6.56)$$

на бази чега се даље добија линеаризована аналитичка форма сигнала $s(t)$ у околини претпостављене фреквенције ω_n :

$$\begin{aligned} s(t) = S_0 + \sum_{k=1}^M S_{rk} [\cos(k\omega_n t) - \Delta\omega k t \sin(k\omega_n t)] - \\ - \sum_{k=1}^M S_{ik} [\sin(k\omega_n t) + \Delta\omega k t \cos(k\omega_n t)] + \xi(t) \end{aligned} \quad (6.57)$$

где је: $\Delta\omega = \omega - \omega_n$.

Израз $s(t)$ се може написати као линеарна једначина са $(4M + 1)$ непознатих. При томе су одбирци сигнала еквиливантни и временски померени за T (T -периода одабирања), односно фреквенција одабирања је константна. Потребно је узети укупно $(m + 1)$ одбирак, и исте можемо означити на следећи начин: $s(t_0) = s_0, s(t_1) = s_1, s(t_2) = s_2, \dots, s(t_m) = s_m$. Ови одбирци одговарају респективно тренуцима: $t_0 = 0, t_1 = T, t_2 = 2T, \dots, t_m = mT$, где је t_0 почетни тренутак за одређивање почетне фазе хармоника сигнала. Дискретизовани израз сигнала $s(t)$ стандардно се може представити следећом релацијом:

$$s_n = \sum_{j=1}^{4M+1} h_j^n \alpha_j + \xi_n \quad (6.58)$$

где су коефицијенти h_j^n и непознате величине θ_j дефинисани на следећи начин:

$$\begin{aligned} h_1^n = 1; h_{1+k}^n = \cos(k\omega_n T n); h_{M+1+k}^n = -knT \sin(k\omega_n T n); \\ h_{2M+1+k}^n = -\sin(k\omega_n T n); h_{3M+1+k}^n = -knT \cos(k\omega_n T n); \end{aligned} \quad (6.59)$$

$$\alpha_1 = S_0; \alpha_{1+k} = S_{rk}; \alpha_{M+1+k} = S_{rk}\Delta\omega; \alpha_{2M+1+k} = S_{ik}; \alpha_{3M+1+k} = S_{ik}\Delta\omega$$

и где су: $k = 1, 2, \dots, M$ и индекс $n = 0, 1, 2, \dots, m$.

На бази $(m + 1)$ одбирка сигнала, израз за s_n се може написати $(m + 1)$ пута, односно:

$$\begin{matrix} \xleftarrow{M} & \xleftarrow{M} & \xleftarrow{M} & \xleftarrow{M} \\ \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ \vdots \\ s_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & \cdot & 0 & 0 & \cdot & 0 & 0 & \cdot & 0 \\ 1 & h_2^1 & \cdot & \cdot & h_{M+1}^1 & \cdot & \cdot & h_{2M+1}^1 & \cdot & \cdot & h_{3M+1}^1 & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 1 & h_2^m & \cdot & \cdot & h_{M+1}^m & \cdot & \cdot & h_{2M+1}^m & \cdot & \cdot & h_{3M+1}^m & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_{4M+1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \xi_0 \\ \xi_1 \\ \vdots \\ \xi_m \end{bmatrix}. \end{matrix} \quad (6.60)$$

Израз (6.60) се у матричној форми може представити сада као:

$$Y = H\alpha + E, \quad (6.61)$$

где су:

Y -вектор одбирака сигнала, димензије $(m + 1)$,

H -матрица мерења, односно матрица опсервације, димензије $(m + 1) \times (4M + 1)$,

α -вектор непознатих параметара сигнала, димензије $(4M + 1)$,

E -вектор сигнала грешке.

Елементи матрице H зависе од периоде одабирања и претпостављене (номиналне) угаоне учестаности ω_n и могу бити израчунати унапред. Елементи вектора α су непознате величине које треба одредити и функције су од S_k , φ_k , ω и S_0 . Да би матрична једначина (6.61) била решива потребно је да буде $(m + 1) > (4M + 1)$. Решавањем једначине (6.61) АРМР алгоритмом и израчунавањем вектора α једносмерна компонента сигнала, амплитуда хармоника, одступање учестаности и почетна фаза хармоника се добијају из следећих израза:

$$S_0 = \alpha_1;$$

$$S_k = \sqrt{S_{rk}^2 + S_{ik}^2} = \sqrt{\alpha_{1+k}^2 + \alpha_{2M+1+k}^2}; \quad (6.62)$$

$$\varphi_k = \arctg \frac{S_{ik}}{S_{rk}} = \arctg \frac{\alpha_{2M+1+k}}{\alpha_{1+k}} = \arctg \frac{\alpha_{3M+1+k}}{\alpha_{M+1+k}};$$

$$\Delta\omega = \frac{S_{rk}\Delta\omega}{S_{rk}} = \frac{\alpha_{M+1+k}}{\alpha_{1+k}} = \frac{S_{ik}\Delta\omega}{S_{ik}} = \frac{\alpha_{3M+1+k}}{\alpha_{2M+1+k}};$$

$$|\Delta\omega| = \sqrt{\frac{\alpha_{M+1+k}^2 + \alpha_{3M+1+k}^2}{\alpha_{1+k}^2 + \alpha_{2M+1+k}^2}}.$$

Релација за $|\Delta\omega|$ практично одређује апсолутно одступање учестаности али не даје информацију о његовом знаку док релација за $\Delta\omega$ дефинише одступање фреквенције и по знаку и по модулу. Уколико се као резултат естимације добије велико одступање учестаности (уколико је одступање учестаности веће од неког граничног и прихватљивог унапред дефинисаног, односно уколико је $\Delta f > \Delta f_{gran.}$), тада тачност предметног алгоритма може бити незадовољавајућа. То практично значи да је претпостављена угаона учестаност ω_n доста различита од стварне фреквенције сигнала. Тада је могуће реализовати корекцију матрице опсервације а та корекција се састоји у замени угаоне учестаности ω_n са $\omega_n^{novo} = \omega_n + \Delta\omega$ у елементима матрице мерења. Корекција се итеративно реализује онолико пута колико је потребно како би се постигла задата тачност. Потенцијални проблем различитих форми алгоритама типа најмањих квадрата представља загушивање итеративног поступка уколико у текућем прозору података постоји више одбирака који не задовољавају претпостављени модел сигнала (6.55), а типичан случај за ово јесте управо присуство анализираних outlier-а и импулсног шума, и уколико је захтевана велика тачност. Досадашња пракса елиминације овог проблема и убрзавања алгоритма су изналажена у томе да се у итеративном процесу врши актуелизација прозора података након сваког корака итерације. Свеобухватно решење представља АРМР алгоритам који успешно елиминише присуство поремећаја типа outlier-а у улазном сигналу.

За потребе прекострујног релеја у предложеном алгоритму рачуна се квадрат ефективних вредности струја. Ради се са квадратом због сложености реализације функције корена на микроконтролерским платформама. У иницијализацији релеја све подешене вредности струје се квадрирају и ради се са квадратима струја. Ово се ради једном у старту а кореновање би се радило у сваком циклусу. За линијске напоне такође се рачунају квадрати ефективних вредности. Ове вредности служе за детекцију блиског квара, када оне постају веома мале. У случају блиског трополног квара користе се меморисане вредности напона. За рад усмереног релеја потребно је одредити активну и реактивну снагу, [80]. Рачунају се из реалних и имагинарних делова струје и напона као:

$$\underline{S} = P + jQ = \underline{U} \underline{I}^* = (U_r + jU_i)(I_r - jI_i) \Rightarrow \quad (6.63)$$
$$P = U_r I_r + U_i I_i, \quad Q = U_i I_r - U_r I_i.$$

Опис рада блока за заштиту

За сваку фазу се посебно проверавају услови реаговања као и за нулте компоненте. Прво се испитује прекострујни услов. Пореди се тренутно израчунати квадрат ефективне вредности струје са квадратом подешене струје. Уколико се нема струјно прекорачење иде се на следећи корак или у нови циклус. Ако се има прекорачење подешене вредности струје иде се на проверу усмерености. Пре провере услова усмерености, а након испуњеног прекострујног услова уводи се одређена сигурносна временска задршка. Задаје се у времену али се у конкретном случају преречунава у цели број радних циклуса. Сигурносна временска задршка практично има улогу провере стабилног прекострујног услова реаговања: у сваком циклусу задршке прекострујни услов се испитује поново; потребно је да овај услов буде задовољен за цело време провере (односно да се има стабилан и постојан прекострујни услов реаговања), иначе се ресетује тајмер сигурносне временске задршке и не иде се на испитивање услова усмерености. Ово је практично заштита од лажног реаговања. Затим се иде на проверу услова усмерености, што је у конкретној реализацији:

1. У фазним подблоковима користи се карактеристика усмерености која садржи 1. и 4. квадрант, тј. услов је $P > 0$;
2. У нултом подблоку користи се карактеристика која садржи 3. квадрант, тј. услов усмерености је: $3P_0 < 0 \wedge 3Q_0 < 0$. Овом карактеристиком се правилно одређује смер у мрежама уземљеним директно и мрежама уземљеним преко нискоомске импедансе.

Уколико је испуњен услов усмерености у неком од подблокова сетује се промењива, тј. излазни сигнал да постоји услов реаговања.

6.6.1 Тестирање функционалности АРМР алгоритма усмереног релеја

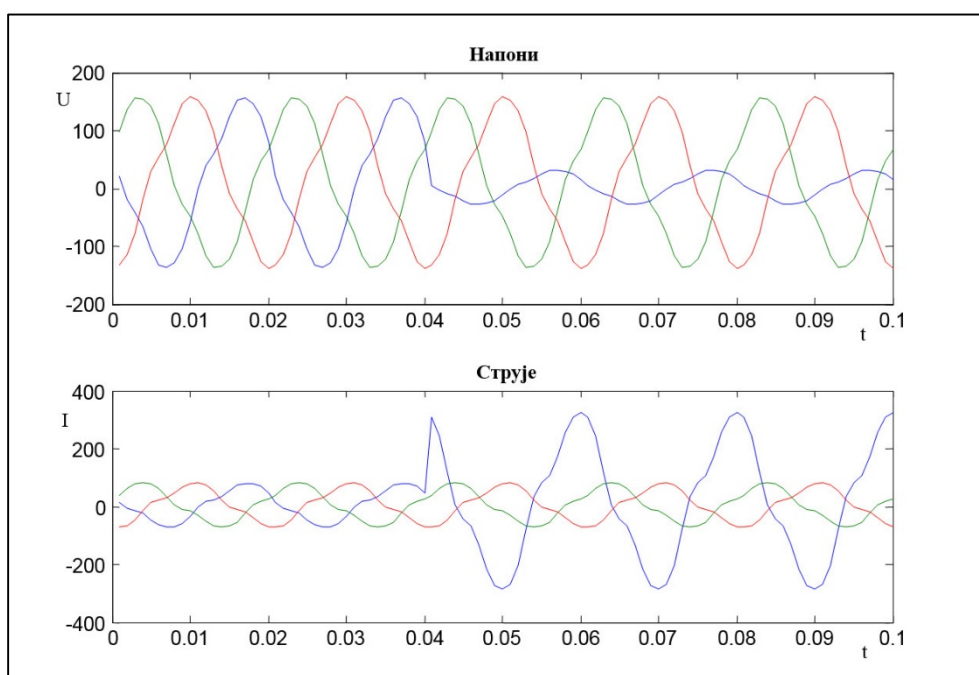
6.6.1.1 Тестирање са синтетички генерисаним сигнаlima

За тестирање су коришћени сигнали познатих параметара генерисани посебним програмом који ради са трофазним сигнаlima. Тестиран је заштитни подблок у фази А. У овом случају тест сигнали имају облик приказан на Сл. 6.48. Сигнали у фази А (дати плавом бојом) мењају параметре у $t = 0.04 \text{ s}$. Напон смањује ефективну вредност на

20 % и не мења фазу. Струја повећава ефективну вредност 4 пута и мења фазу. Сигнали у фазама В и С не мењају параметре. Приказан је рад релеја у два случаја: прво када реагује (детектује квар испред себе) и друго када блокира (детектује квар иза себе).

Реаговање:

Фазне струје релеја су подешене на 100 А. Сигурносна задршка је 10 ms. Дефинисано време реаговања је 20 ms. Изабрано је да струја у фази А касни за напонем 80° , јер су струје кварова које детектују фазне заштите, претежно индуктивног карактера. Тада би релеј требало да одреди да је квар испред њега. Резултати за случај реаговања су приказани на Сл. 6.49.



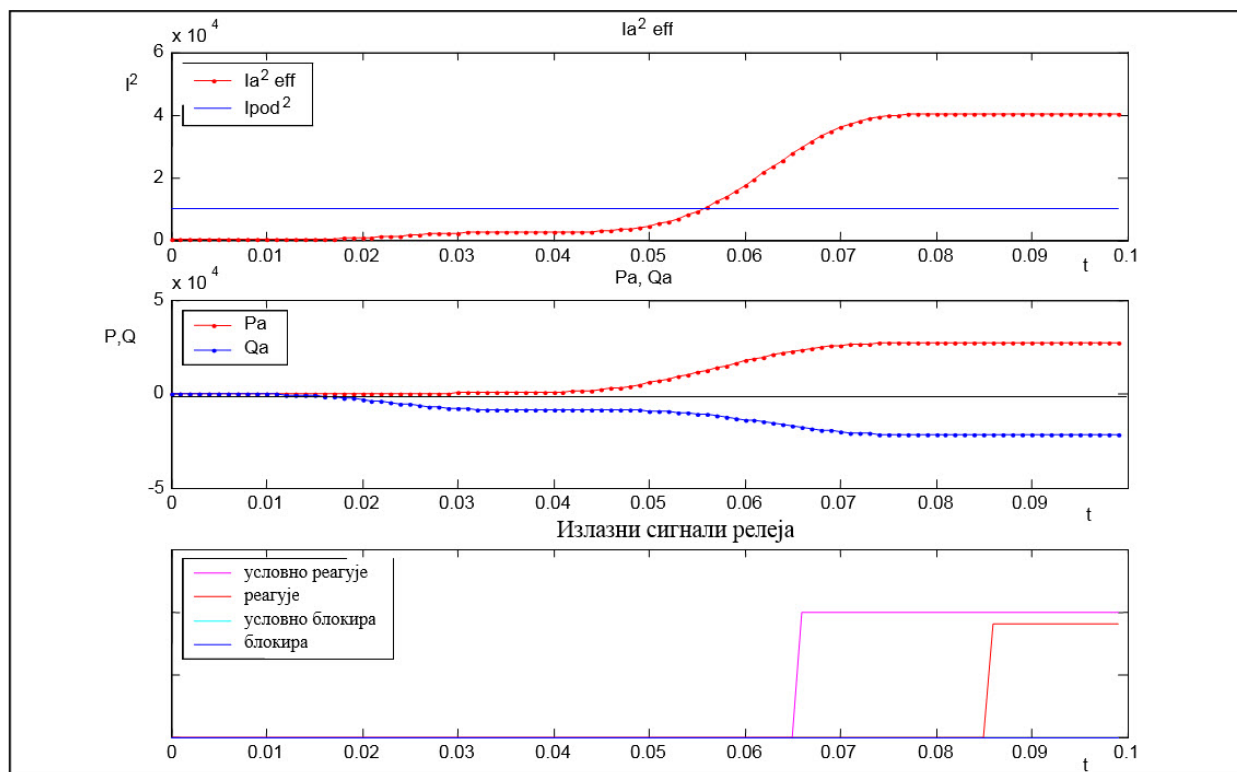
Сл. 6.48. Генерисани синтетички сигнали напона и струја за тестирање функционалности усмереног релеја

Види се да струја у фази А прелази праг. Након истека сигурносне задршке испитује се усмереност ($P > 0 ?$), која је задовољена тако да се има услов за реаговање (сетује се одговарајући сигнал). Након истека дефинисаног времена релеј реагује (сетује се сигнал за реаговање). Дакле релеј је детектовао квар и правилно одредио смер. Види се да је од тренутка појаве квара до тренутка детекције (услов за реаговање) прошло 25 ms.

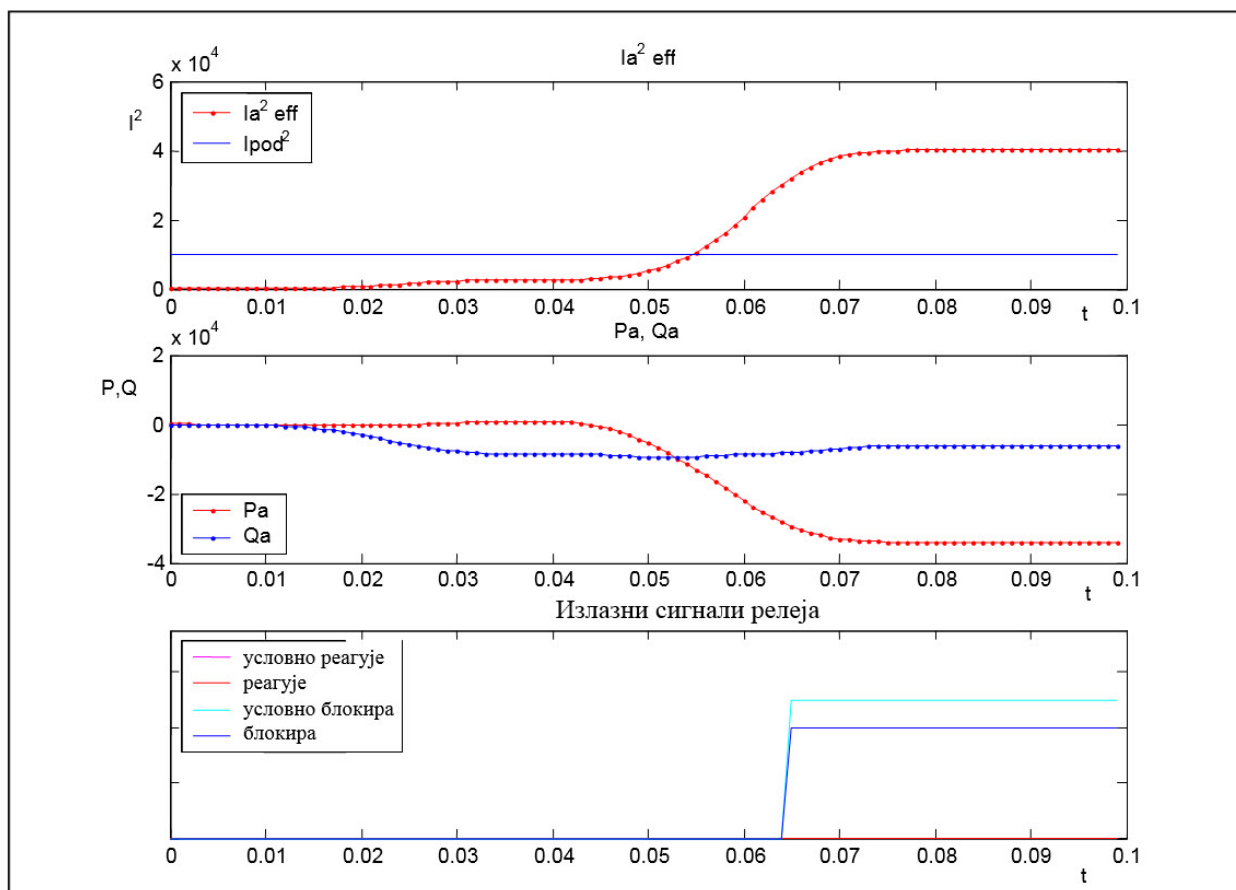
Блокирање:

Подешавање релеја је остало исто, као и у случају реаговања релеја. Код сигнала мењамо само фазни став струје. Узимамо да струја предњачи напону (капацитивна је) за 80° . Код кварова које виде фазне заштите (са великим струјама) струја је увек индуктивног

карактера што значи да за овако изабрану струју релеј треба да тумачи да је квар иза њега и треба да блокира. Резултат за овај случај дат је на Сл. 6.50. Рад релеја је исти као у претходном случају све до провере услова усмерености ($P > 0$?), који у овом случају није задовољен. Релеј генерише сигнал да постоји услов за блокирање, проверава да ли постоји услов за реаговање у некој другој фази или у нултој заштити, и пошто утврди да не постоји, без временске задршке генерише се сигнал блокирања. Дакле и у овом случају релеј је правилно одредио смер.



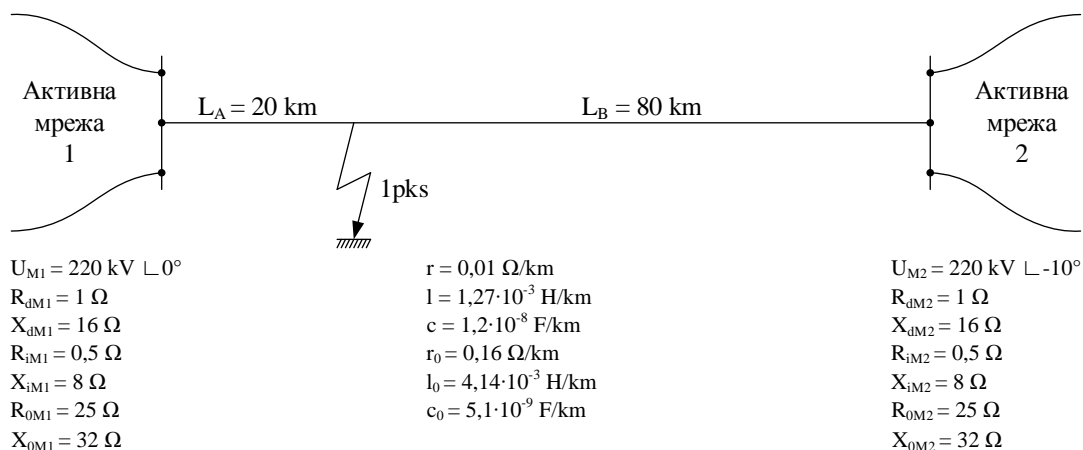
Сл. 6.49. Реаговање релеја



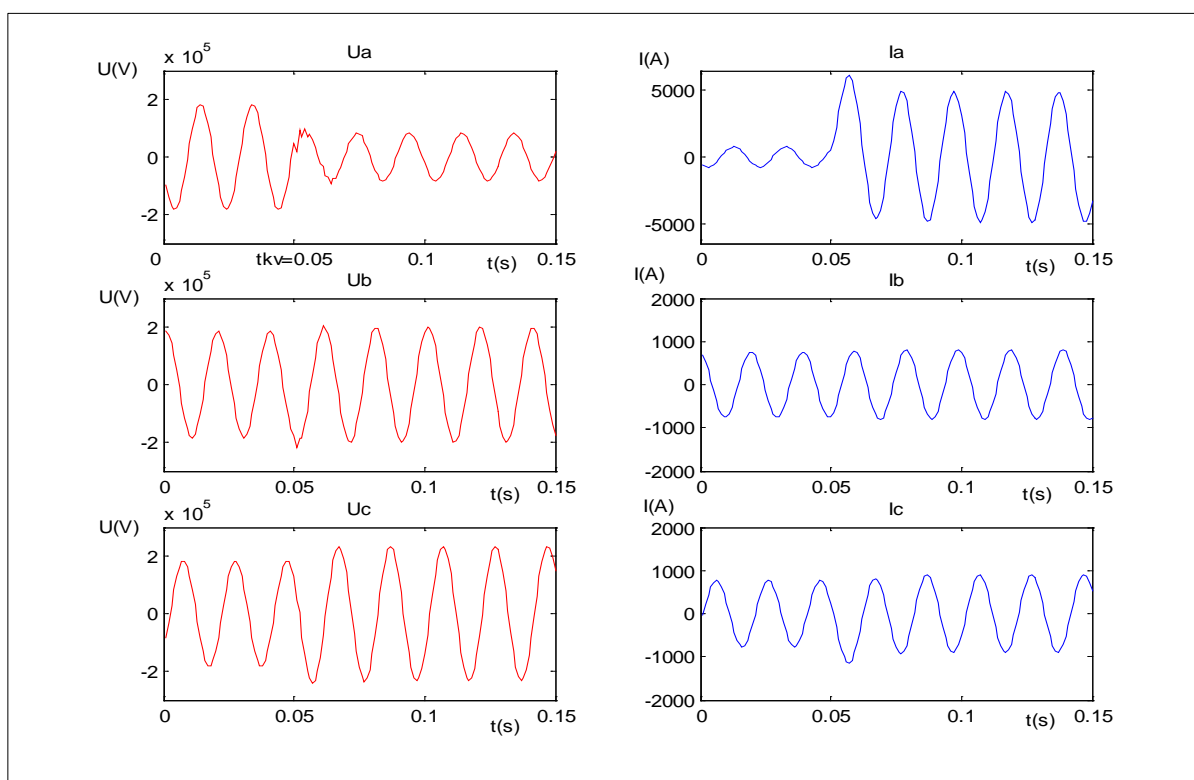
Сл. 6.50. Блокирање релеја

6.6.1.2 Тестирање функционалности АРМР алгоритма усмереног релеја програмом за симулацију једнофазних кварова

Претходно смо АРМР алгоритам тестирали синтетички дефинисаним сигнаlima познатих параметара с циљем провере функционалности и дошли до позитивних резултата. У наставку је представљена провера понашања АРМР алгоритма у стварним условима, [81], који су реализовани програмом за симулацију квара у временском домену. Програм, [72], симулира једнополни кратки спој на двострано напајаном воду. Мреже су моделоване директном, инверзном, и нултом импедансом, а вод подужним параметрима. Вредности ових параметара су дате на Сл. 6.51. Програм даје одбирке напона и струја на крајевима вода, тј. на месту уградње релеја за заштиту вода. За ситуацију као на Сл. 6.51, на крају А (за смер ка воду) добијени су таласни облици напона и струје као на Сл. 6.52.

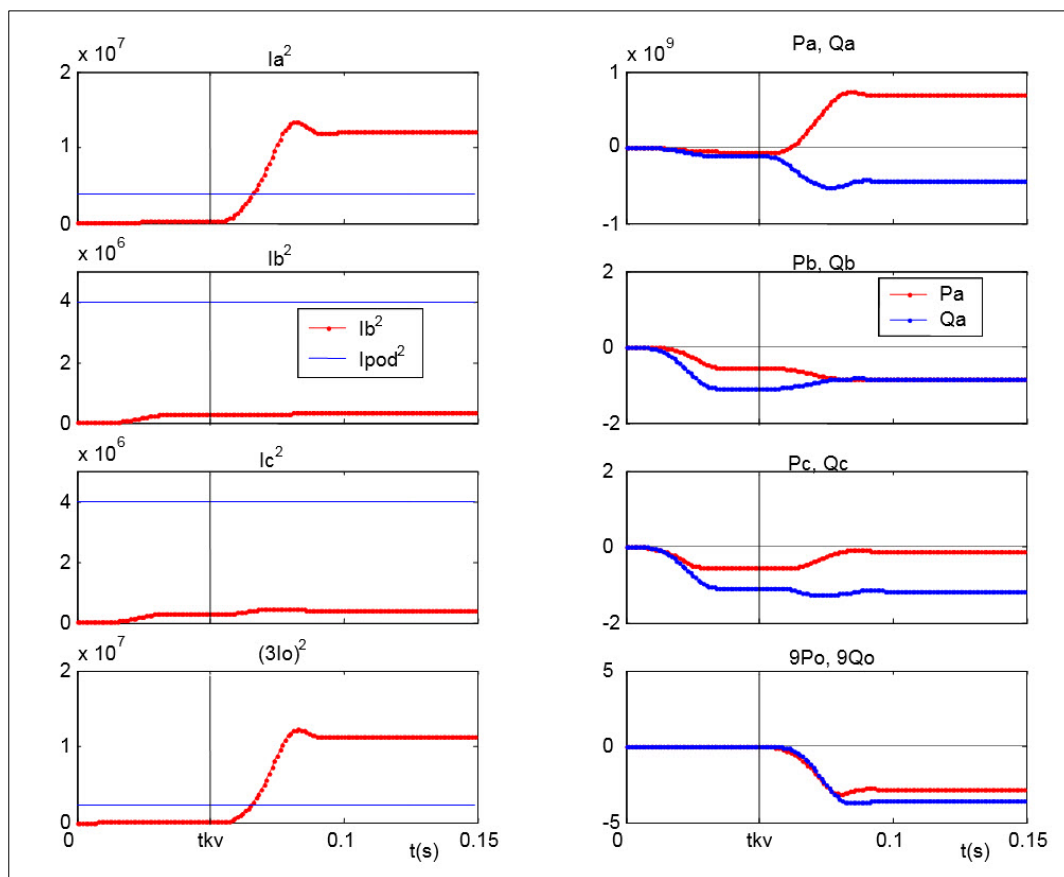


Сл. 6.51. Двострано напajана мрежа – симулација једнополног кратког споја

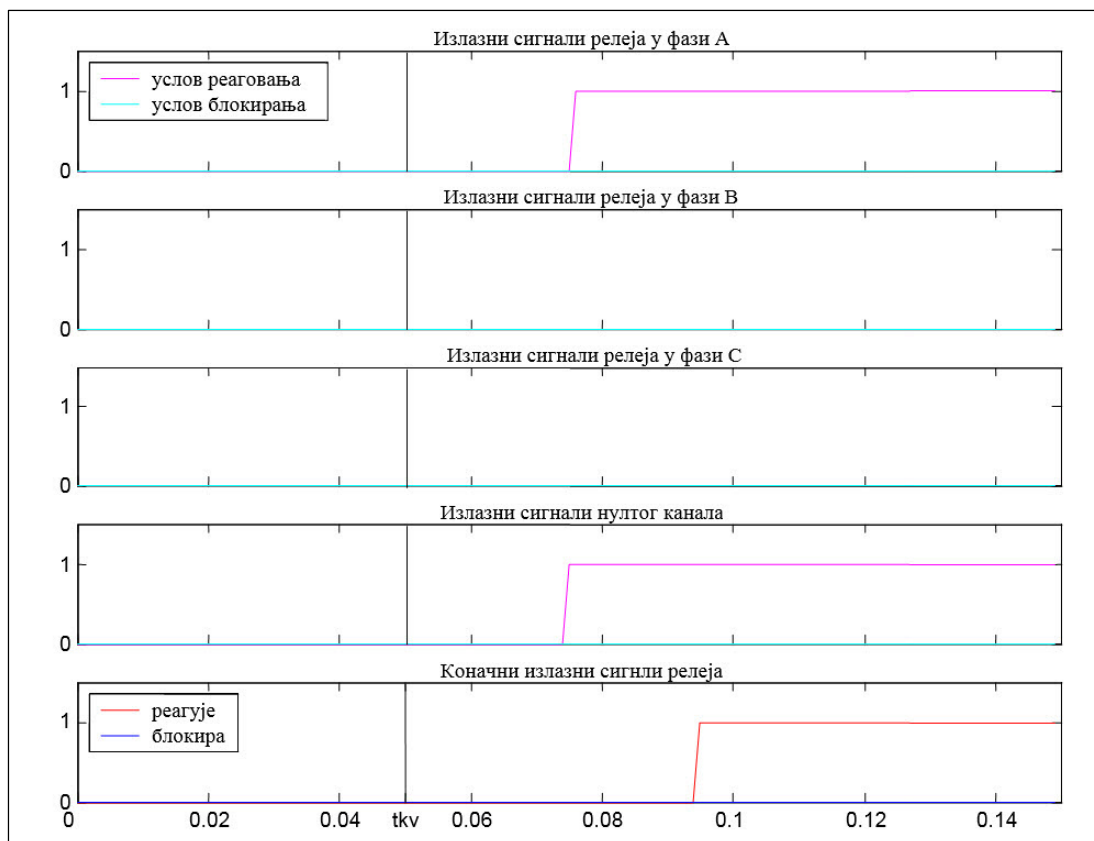


Сл. 6.52. Сигнали напона и струје при једнополном краткој споју на воду са Сл. 6.51

На Сл. 6.53 и Сл. 6.54 дати су снимци понашања релеја моделованог у оквиру ARMP алгоритма. Види се да су након квара услови за реаговање испуњени у фази А (која је погођена кваром) и у нултом каналу. Релеј коначно реагује након задршке дефинисаног времена реаговања подешене на 20 ms. Фазна струја је подешена на 2000 А, а нулта на 500 А. Струјни прагови су подешени на основу снимака сигнала. Коришћена је сигурносна задршка у трајању 10 ms. Релеј у нултом каналу детектује квар нешто брже због ниже постављеног струјног прага.



Сл. 6.53. Мерене струје и снаге при једнополном кратком споју на воду са Сл. 6.51



Сл. 6.54. Излазни сигнали релеја при једнополном кратком споју на воду са Сл. 6.51

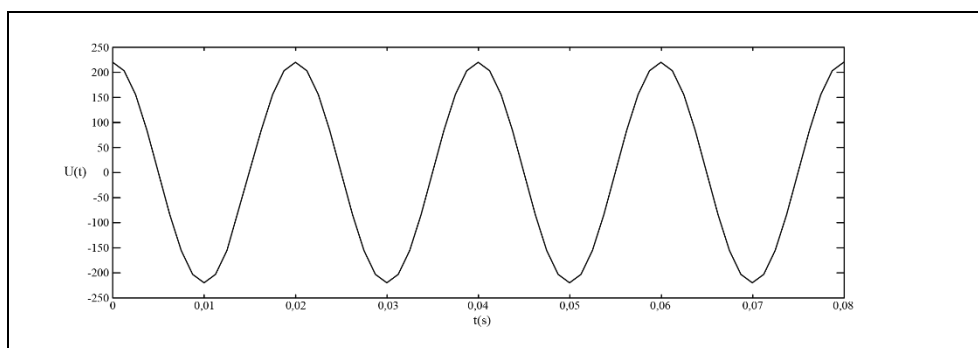
6.6.2 Тестирање функционалности АРМР алгоритма фреквентног релеја синтетички генерисаним сигналама

Тестирање АРМР алгоритма за одређивање фреквенције у систему у присуству импулсних поремећаја типа outlier-а реализовано је, у делу формирања адекватног тест сигнала, идентично као и у поглављу 6.1.1. Тестирање је реализовано на неколико синтетички генерисаних тест сигнала дефинисаних у Таб. 6.6.

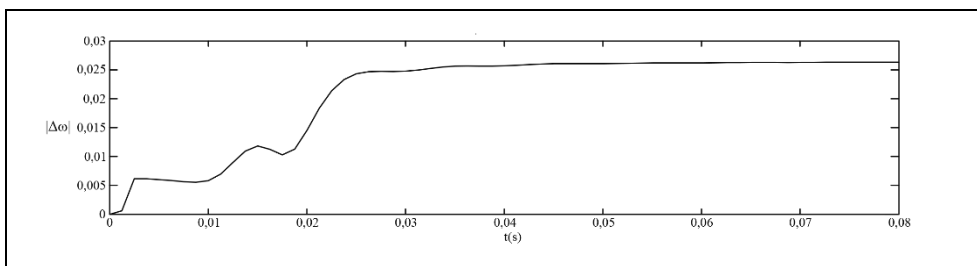
Таб. 6.6. Параметри сигнала за појединачне тестове АРМР алгоритма фреквентног релеја

	Фреквенција тест сигнала [Hz]	Вредност једносмерне компоненте сигнала	Задати ред хармоника	Амплитуда хармоника	Почетна фаза хармоника	Естимирана (почетна) фреквенција [Hz]	Број итерација алгоритма	Процењена фреквенција [Hz]	Одступање фреквенције [Hz]
Тест 1	50	0	1	220	0	45	4	49.999995	0.004179
Тест 2	50	25	3	220 50 20	0 0 0	48.5	3	50.000000	0.000148
Тест 3	50	0	5	100 0 30 0 15	0 0 0 0 0	50	1	49.999989	0.000011
Тест 4	50	20	2	150 45	30 60	55	4	50.000009	0.006430

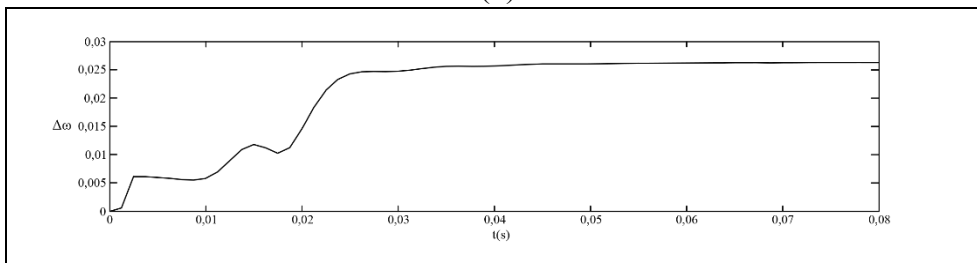
Резултати појединачних тест сигнала приказани су на Сл. 6.55, Сл. 6.56, Сл. 6.57 и Сл. 6.58 респективно.



(a)

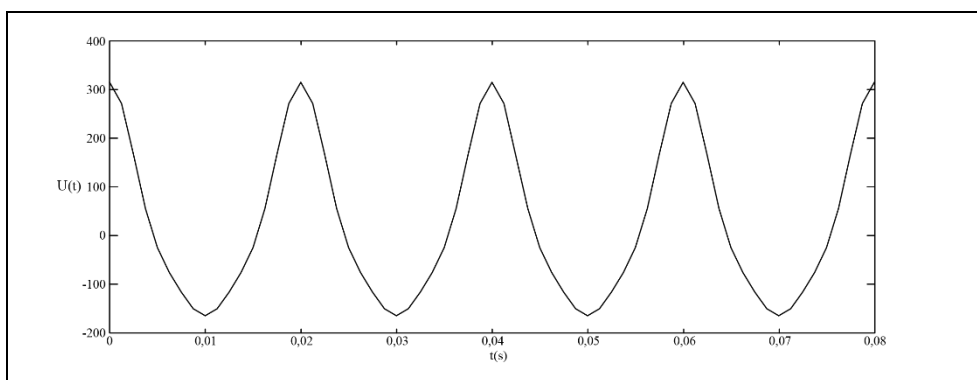


(б)

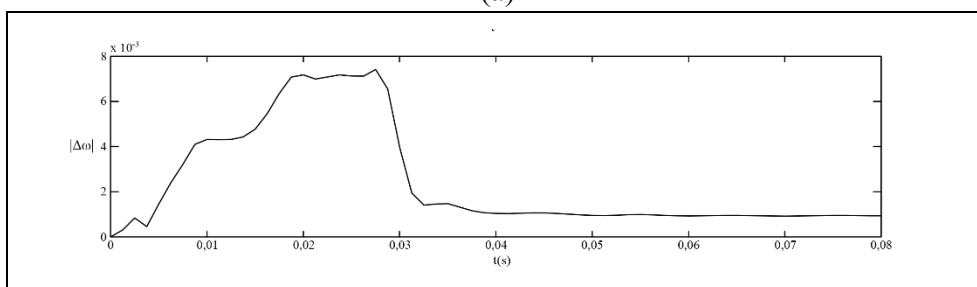


(в)

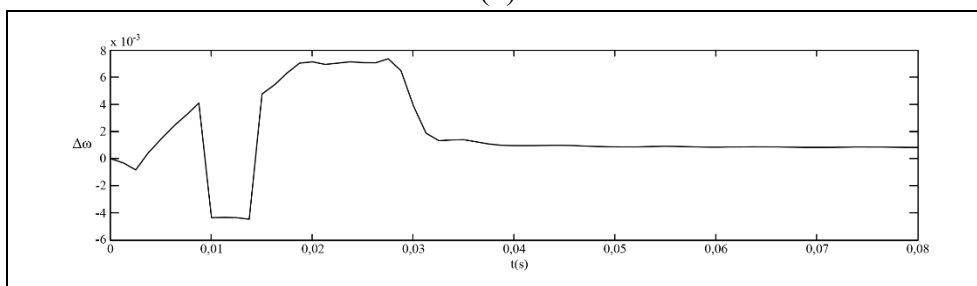
Сл. 6.55. Задати сигнал и одступање фреквенције за случај сигнала Тест 1 из Таб. 6.6



(а)

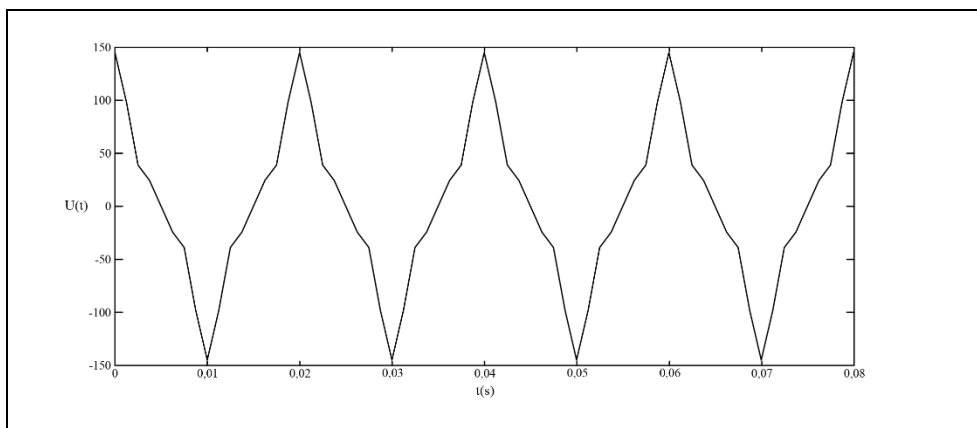


(б)

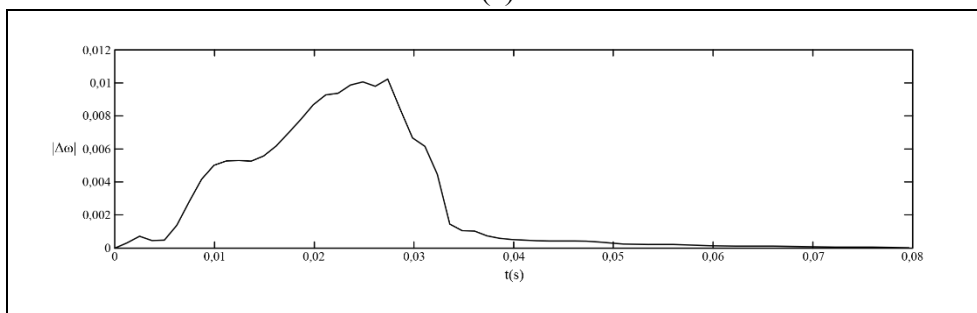


(в)

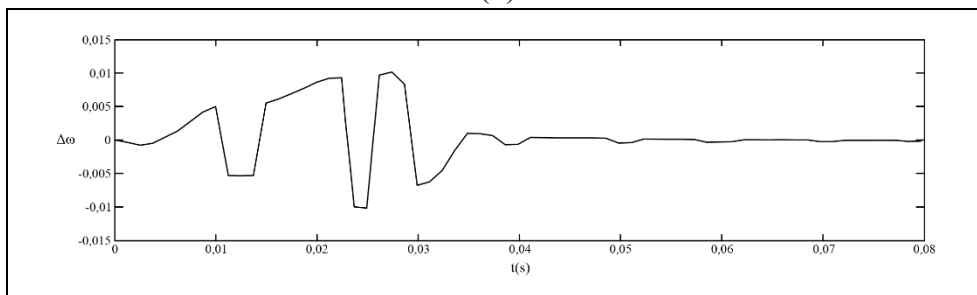
Сл. 6.56. Задати сигнал и одступање фреквенције за случај сигнала Тест 2 из Таб. 6.6



(a)

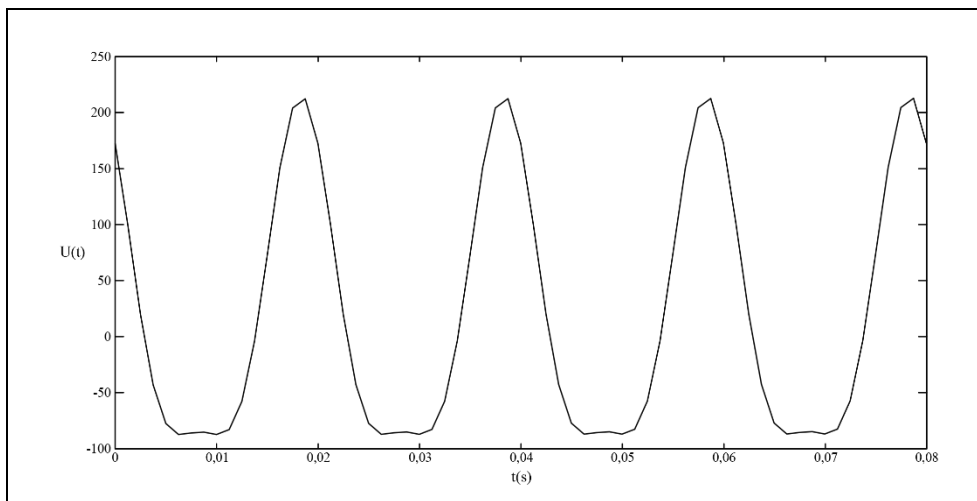


(б)

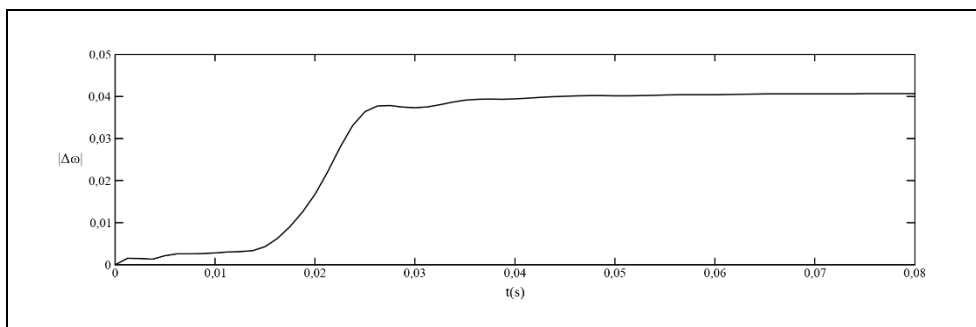


(в)

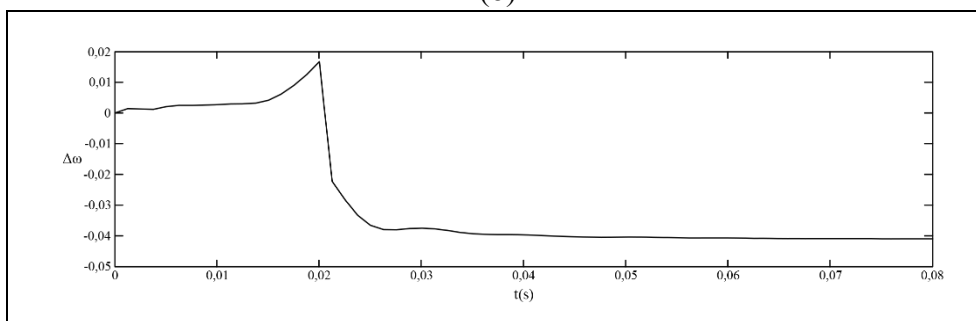
Сл. 6.57. Задати сигнал и одступање фреквенције за случај сигнала Тест 3 из Таб. 6.6



(a)



(б)



(в)

Сл. 6.58. *Задати сигнал и одступање фреквенције за случај сигнала Тест 4 из Таб. 6.6*

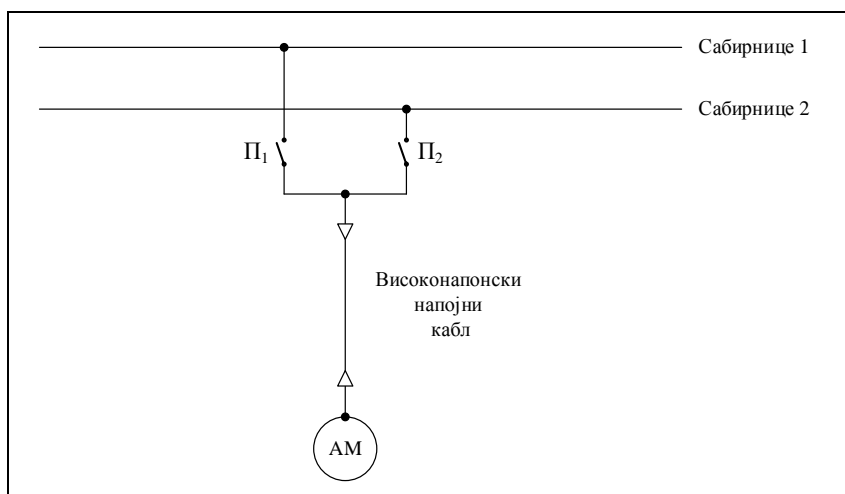
За први случај тестирања имамо само основни хармоник, без присуства једносмерне компоненте, у садржају сигнала и номиналну фреквенцију од 45 Hz, и у овом случају алгоритам конвергира у четири итерације. За други случај тестирања анализиран је сигнал са значајним учешћем једносмерне компоненте и значајним учешћем другог и трећег хармоника који су у фази са основним хармоником. У овом случају АРМР алгоритам конвергира у три итерације, превасходно из разлога што је номинална фреквенција 48.5 Hz значајно ближа фреквенцији тест сигнала 50 Hz него што је то случај код првог тестираног сигнала. У трећем тест сигналу имамо значајно изражене трећи и пети хармоник који су у фази са основним хармоником, без присуства једносмерне компоненте. Пошто је естимирана фреквенција у овом случају једнака фреквенцији тест сигнала и износи 50 Hz алгоритам практично даје задовољавајући резултат у само једној итерацији. Односно, у овом случају $\Delta\omega$ конвергира ка нули и то само после једне итерације имајући у виду чињеницу да се номинална учестаност са којом започиње прорачун поклапа са стварном учестаношћу анализираниог тест сигнала. Последњи, четврти, анализирани тест сигнал садржи значајну једносмерну компоненту као и значајан удео другог хармоника који је фазно померен у односу на основни хармоник и за случај номиналне фреквенције која је значајно изнад фреквенције тест сигнала. Показује се да и у овом случају АРМР алгоритам даје задовољавајућу тачност у четвртој итерацији. У овом случају примећујемо да $\Delta\omega$ конвергира ка негативној

вредности што је директна последица чињенице да је почетна учестаност са којом алгоритам стартује већа од стварне учестаности посматраног тест сигнала. То значи да се у овом случају алгоритам приближава коначном решењу тако да у свакој итерацији смањује вредност ω_n за износ $\Delta\omega$ и практично редефинише и мења матрицу опсервације H . Из претходног видимо да за различите, у реалним условима и нетипичне, сигнале АРМР алгоритам даје коректне резултате у погледу естимације фреквенције и при томе успешно елиминише утицај outlier-а суперпонираних сигнала дефинисаним у Таб. 6.6. Естимација фреквенције је реализована са задовољавајућом тачношћу и у малом броју итерација и то за почетна погађања фреквенције у опсегу од ± 5 Hz (што је пак значајно и ван реалног и толерантног опсега) у односу на номиналну фреквенцију реалног ЕЕС-а од 50 Hz. У конкретним случајевима конвергенција алгоритма се има у времену од једне до две периоде сигнала.

6.7 Аутоматска измена извода

Високонапонски асинхрони мотори великих снага налазе значајну примену у термоелектранама, рудницама и другим индустријским погонима великих снага. У њиховом погону се често има ситуација да они краткотрајно остану без напајања из различитих разлога: деловање система аутоматског поновног укључења у преносној мрежи, проблеми у деловању комутационе опреме, кварови у напојном систему мотора и тада, због значаја у погону и потребе да остану у раду, имамо ситуацију да се овакви мотори пребацују са једног система сабирница на други систем сабирница (односно пребацују се са напајања из једног извора на напајање из другог извора). Ово пребацивање по правилу реализује подсистем који се назива аутоматска измена извода или преклопна аутоматика. Да би се правилно сагледала проблематика аутоматске измене извода на почетку овог дела дат је кратак преглед битних елемената прелазног процеса асинхроног мотора при краткотрајном прекиду напајања. Дефинисан је развијени прегледан детаљан математички модел асинхроног мотора који је погодан за нумеричку анализу напона на статорским прикључцима високонапонских асинхроних мотора великих снага, када исти краткотрајно остану без напајања. Модели асинхроног мотора који се стандардно сусрећу у литератури показују се непогодним за овакву анализу јер не уважавају одређене физичке појаве које имају значајан утицај на прелазне режиме који су везани за аутоматску измену извода са којих се асинхрони мотори великих снага напајају. Модификација стандардних модела асинхроног мотора

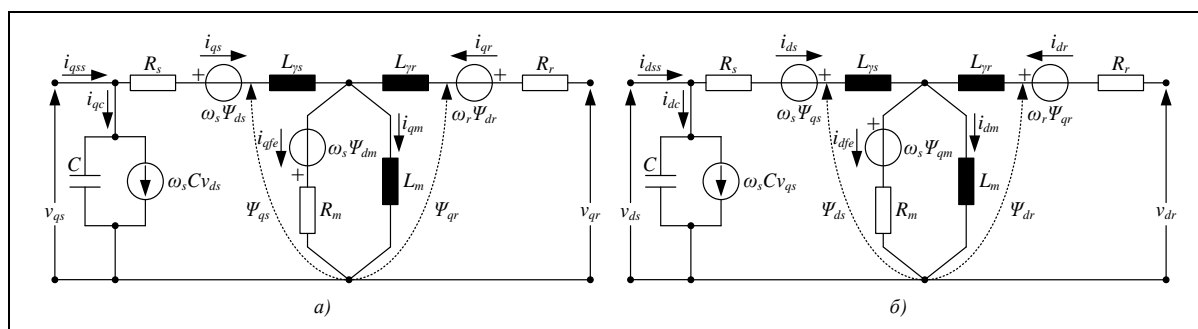
реализована је на бази основног Парковог модела, [68], у сегменту уважавања утицаја напојног вода (по правилу енергетски кабл) и модификације губитака у гвожђу, [82]. Систем који се анализира и за који се адекватно решење дефинисаног проблема налази у оквиру АРМР алгоритма приказан је на Сл. 6.59.



Сл. 6.59. Систем за анализу рада АРМР алгоритма за аутоматску измену извода

Претпоставимо да је, из неког од претходно побројаних разлога, потребно асинхрони мотор који је у раду напајан са сабирница 1 пребацити на напајање са сабирница 2. У току манипулације прекидачима Π_1 и Π_2 асинхрони мотор бива краткотрајно одвојен од напојне мреже. У тренутку искључења прекидача Π_1 у систему напојни кабл-асинхрони мотор-радна машина акумулисана је извесна енергија која се састоји од више, по својој природи, различитих компоненти. Акумулисану енергију чине електромагнетна енергија у систему самог асинхроног мотора, механичка-кинетичка енергија ротације замајних маса система асинхрони мотор-радна машина и електростатичка енергија акумулисана у кабловском напојном каблу. Ове енергије и њихове дисипације резултују електромагнетско-механичким прелазним процесом за време пребацивања који генерише извесне напоне од интереса на прикључцима асинхроног мотора. Анализа ових напона у току трајања безнапонске паузе је битна пре свега за правилно сагледавање услова за поновно синхроно прикључење асинхроног мотора на нови извор напајања (различите могућности и комбинације рада прекидача Π_1 и Π_2), процену потенцијалних пренапона на статорским прикључцима у овим режимима, сагледавање правилног рада функција заштите асинхроног мотора. Спровођење предметне анализе ствара услове за оптималан континуалан рад асинхроног мотора и након настале краткотрајне безнапонске паузе. Захтев за континуитетом радног процеса у оваквим случајевима је најчешће веома строг како са економског тако и са техничко-технолошког

аспекта. Модификована заменска шема асинхроног мотора, добијена тако да се заменска шема која одговара стандардном Парковом моделу модификује уважавањима ефеката напојног кабла и уважавања комплетних губитака у гвожђу, приказана је на Сл. 6.60, [82].



Сл. 6.60. „d - q” модификована заменска шема напојни вод-асинхрони мотор; (а) заменска шема по q-оси; (б) заменска шема по d-оси

На Сл. 6.60 новедефинисане величине имају следеће ознаке:

i_{qss} , i_{dss} - q и d компонента струје која се има на почетку напојног кабловског вода, гледано од сабирница,

i_{qc} , i_{dc} - q и d компонента струје кроз кабловски капацитет C,

i_{qfe} , i_{dfe} - q и d компонента активне компоненте струје магнећења,

i_{qm} , i_{dm} - q и d компонента реактивне компоненте струје магнећења.

На овај начин добијена је сложенија заменска шема асинхроног мотора од оне која се најчешће стандардно среће у литератури и практично користи, а математички модел који одговара овој заменској шеми је вишег реда. Коначна форма математичког модела асинхроног мотора сходно Сл. 6.60 дата је системом нелинеарних диференцијалних једначина (6.64), [82]. Константе које фигуришу у овом систему дефинисане су у Прилогу 11. Процес искључења асинхроног мотора са мреже је процес који почиње у тренутку када се почну одвајати контакти прекидача. Овај тренутак је произвољан и у њему постоје струје кроз сва три фазна проводника напојног вода асинхроног мотора и по теорему о непрекидности струје кроз реалан калем фазне струје статора се не могу прекинути тренутно. У тренутку када се почну одвајати контакти прекидача између њих се пали електрични лук. Обзиром да је реч о кратким луковима то је њихова отпорност мала па асинхрони мотор у том почетном периоду и даље има трофазно напајање као и пре прекида напајања иако су контакти прекидача физички одвојени. Период постојања лукова у све три фазе траје све док једна од фазних струја не прође кроз нулу када се лук

у тој фази гаси и та фаза је надаље практично одвојена од мреже. Од тог тренутка асинхрони мотор се напаја преко два преостала фазна прикључка јер струје кроз њих још увек нису пале на нулу тако да и даље имамо лукове између полова ове две фазе. Тако имамо да је следећи режим асинхроног мотора у овом процесу двофазно напајање асинхроног мотора. Међутим, у зависности од врсте и квалитета прекидача може се десити да се електрични лукови који горе при двофазном раду угасе и пре него што је струја у фазама статора опала на нулу. Тада целокупну струју статорских намотаја преузимају капацитивности напојног вода. С обзиром да је ова капацитивност релативно мала доћи ће до појаве пренапона на статорским прикључцима сразмерног струји која се има у тренутку прекида.

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{qs}}{dt} &= -A_3 i_{qs} - A_2 i_{qr} + A_2 i_{qm} - \omega_s i_{ds} + A_1 v_{qs} \\
 \frac{di_{ds}}{dt} &= -A_3 i_{ds} - A_2 i_{dr} + A_2 i_{dm} + \omega_s i_{qs} + A_1 v_{ds} \\
 \frac{di_{qr}}{dt} &= -A_6 i_{qr} - A_5 i_{qs} + A_5 i_{qm} - \omega_r i_{dr} + A_4 (\omega_s - \omega_r) i_{dm} \\
 \frac{di_{dr}}{dt} &= -A_6 i_{dr} - A_5 i_{ds} + A_5 i_{dm} + \omega_r i_{qr} - A_4 (\omega_s - \omega_r) i_{qm} \\
 \frac{di_{qm}}{dt} &= A_7 i_{qs} + A_7 i_{qr} - A_7 i_{qm} - \omega_s i_{dm} \\
 \frac{di_{dm}}{dt} &= A_7 i_{ds} + A_7 i_{dr} - A_7 i_{dm} + \omega_s i_{qm} \\
 \frac{dv_{qs}}{dt} &= -\omega_s v_{ds} - A_{11} i_{qs} + A_{11} i_{qss} \\
 \frac{dv_{ds}}{dt} &= \omega_s v_{qs} - A_{11} i_{ds} + A_{11} i_{dss} \\
 \frac{d\omega}{dt} &= A_8 i_{dm} i_{qr} - A_8 i_{qm} i_{dr} - A_9 T_L
 \end{aligned}
 \tag{6.64}$$

$$\omega_r = \omega_s - \omega$$

Претпоставимо да је од тренутка $t = 0$ струја напојног вода фазе a једнака нули, односно да се асинхрони мотор напаја преко фаза b и c . Једначине физичке очигледности за овај случај (прекид једног фазног проводика) гласе:

$$i_a = 0, i_b = -i_c \tag{6.65}$$

где су:

i_a, i_b, i_c - струје напојног вода фаза a, b и c , респективно, и:

$$\Delta u_b = 0, \Delta u_c = 0 \quad (6.66)$$

где су:

$\Delta u_b, \Delta u_c$ - напони између парова контаката прекидача фаза b и c , респективно.

Ако претпоставимо да је прекид напајања наступио из неког стационарног радног стања тада се за почетне вредности променљивих стања у моделу могу добити решавањем нелинеарног система алгебарских једначина који се добија из система једначина (6.64) изједначавањем првих извода променљивих стања са нулом. Математички модел система напојни кабловски вод-асинхрони мотор-радна машина у d - q систему за време двофазног рада асинхроног мотора је дат системом диференцијалних једначина (6.67), [83], [84].

$$\begin{aligned} \frac{di_{qs}}{dt} &= -A_3 i_{qs} - A_2 i_{qr} + A_2 i_{qm} - \omega_e i_{ds} + A_1 v_{qs} \\ \frac{di_{ds}}{dt} &= -A_3 i_{ds} - A_2 i_{dr} + A_2 i_{dm} + \omega_e i_{qs} + A_1 v_{ds} \\ \frac{di_{qr}}{dt} &= -A_6 i_{qr} - A_5 i_{qs} + A_5 i_{qm} - (\omega_e - \omega) i_{dr} + A_4 \omega i_{dm} \\ \frac{di_{dr}}{dt} &= -A_6 i_{dr} - A_5 i_{ds} + A_5 i_{dm} + (\omega_e - \omega) i_{qr} - A_4 \omega i_{qm} \\ \frac{di_{qm}}{dt} &= A_7 i_{qs} + A_7 i_{qr} - A_7 i_{qm} - \omega_e i_{dm} \\ \frac{di_{dm}}{dt} &= A_7 i_{ds} + A_7 i_{dr} - A_7 i_{dm} + \omega_e i_{qm} \\ \frac{dv_{qs}}{dt} &= -\omega_e v_{ds} - A_{11} i_{qs} - A_{11} \sin \omega_e t (-\omega_e A_{12} \cos(\omega_e t + \alpha) - i_{qs} \sin \omega_e t \\ &\quad + i_{ds} \cos \omega_e t) \\ \frac{dv_{ds}}{dt} &= \omega_e v_{qs} - A_{11} i_{ds} + A_{11} \cos \omega_e t (-\omega_e A_{12} \cos(\omega_e t + \alpha) - i_{qs} \sin \omega_e t \\ &\quad + i_{ds} \cos \omega_e t) \\ \frac{d\omega}{dt} &= A_8 i_{dm} i_{qr} - A_8 i_{qm} i_{dr} - A_9 T_L \end{aligned} \quad (6.67)$$

Када током двофазног рада дође до гашења преосталих електричних лукова асинхрони мотор бива дефинитивно искључен са мреже па од тог тренутка учестаност статорских величина више није диктирана кружном учестаношћу мреже, односно $\omega_s \neq \omega_e$. То такође значи да ће струја на почетку напојног вода у том тренутку пасти на нулу, односно тада важи да је:

$$i_{qss} = 0 \quad (6.68)$$

$$i_{dss} = 0. \quad (6.69)$$

На основу ове констатације сада долазимо до математичког модела, систем нелинеарних диференцијалних једначина (6.70), [82], напојни кабловски вод-асинхрони мотор-радна машина у d - q систему након његовог дефинитивног искључења са напојне мреже. Овиме смо дефинитивно добили адекватан математички модел који нам омогућава коректну анализу напона на статорским прикључцима асинхроног мотора приликом његовог пребацивања са једног на други систем сабираца што је од кључног значаја за анализу рада алгорита који омогућава адекватну обраду сигнала од интереса и реализује функцију аутоматске измене извода. Надаље су приказани резултати симулација, и њихова анализа, реализовани на напред укратко изложеном моделу асинхроног мотора који је реално погодан за анализу напона на статорским прикључцима високонапонских асинхроних мотора у режиму аутоматске измене извода, односно у режиму када исти остану краткотрајно вез напајања. Посебна пажња је посвећена променама напона у овим режимима на статорским прикључцима, [82], а које су од круцијалног значаја за развој различитих техника (различитих концепција) аутоматске измене извода.

$$\begin{aligned} \frac{di_{qs}}{dt} &= -A_3 i_{qs} - A_2 i_{qr} + A_2 i_{qm} - \omega i_{ds} + A_1 v_{ds} \\ \frac{di_{ds}}{dt} &= -A_3 i_{ds} - A_2 i_{dr} + A_2 i_{dm} + \omega i_{qs} + A_1 v_{ds} \\ \frac{di_{qr}}{dt} &= -A_6 i_{qr} - A_5 i_{qs} + A_5 i_{qm} + A_4 \omega i_{dm} \\ \frac{di_{dr}}{dt} &= -A_6 i_{dr} - A_5 i_{ds} + A_5 i_{dm} - A_4 \omega i_{qm} \\ \frac{di_{qm}}{dt} &= A_7 i_{qs} + A_7 i_{qr} - A_7 i_{qm} - \omega i_{dm} \\ \frac{di_{dm}}{dt} &= A_7 i_{ds} + A_7 i_{dr} - A_7 i_{dm} + \omega i_{qm} \end{aligned} \quad (6.70)$$

$$\frac{dv_{qs}}{dt} = -\omega v_{ds} - A_{11}i_{qs}$$

$$\frac{dv_{ds}}{dt} = \omega v_{qs} - A_{11}i_{ds}$$

$$\frac{d\omega}{dt} = A_8 i_{dm} i_{qr} - A_8 i_{qm} i_{dr} - A_9 T_L$$

Анализа напонских прилика на статорским прикључцима асинхроних мотора у временском домену у режиму аутоматске измене извода је превасходно битна са становишта спречавања појаве пренапона на статорским прикључцима у овим режимима, али и да би се избегло непотребно реаговање напонских заштита асинхроних мотора и да би се на тај начин предупредиле негативне последице у систему напојни кабл-асинхронни мотор-радна машина. На бази оваквих анализа долази се до битних показатеља везаних за правилно дефинисање услова и техничких решења за синхронно поновно укључење како би се предупредиле негативне последице по асинхронни мотор, затим анализу рада прекидача у моторном изводу у смислу последица које се на прекидачу могу јавити изазване потенцијалним пренапонима на његовим половима с обзиром на могућност појаве сечења струје.

6.7.1 Анализа режима који претходе раду технике аутоматске измене извода

У старту су кратко анализирана два случаја који се имају за стандардне режиме који претходе аутоматској измени извода а то су номинални режим и празан ход асинхроног мотора, детаљно представљени у [82]. Основни подаци о анализираном асинхроном мотору и високонапонском напојном каблу дати су у Таб. 6.7.

Таб. 6.7. Основи подаци о елементима анализираног система

Асинхронни мотор (натписна плочица)		Параметри заменске шеме	
Номинални напон [U_n]	3 kV	Отпорност фазног намотаја статора [R_s]	0.173 Ω
Номинална учестаност [f_n]	50 Hz	Реактанса расипања фазног намотаја статора [X_s]	1.4 Ω
Номинална снага [P_n]	500 kW	Отпорност еквивалентног фазног намотаја ротора [R_r']	0.19 Ω
Номинална струја [I_n]	111 A	Реактанса расипања еквивалентног фазног намотаја ротора [X_r']	1.69 Ω
Број полова [$2p$]	6	Еквивалент губитака у гвожђу [R_m]	150 Ω
Номинална брзина обртања [n_n]	988 ob/mimn.	Реактанса магнећења [X_m]	58 Ω

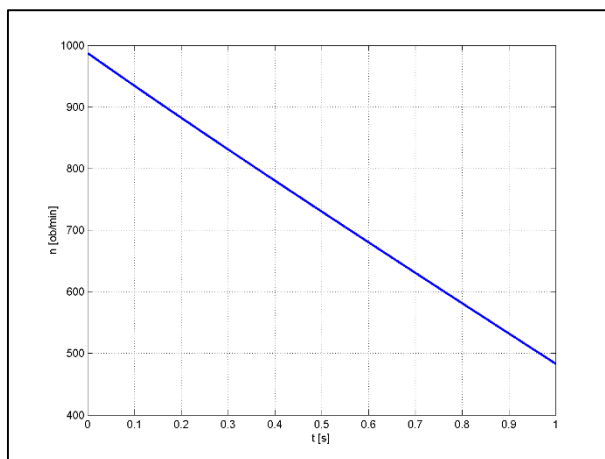
Асинхрони мотор (натписна плочица)		Параметри заменске шеме	
Момент инерције ротора [J]	44.8 kgm ²	Момент инерције замајних маса радне машине сведен на вратило асинхроног мотора [J ₀]	50 kgm ²
Подужна капацитивност кабла [ск]	0.4x10 ⁻⁶ F/km	Дужина кабла [lk]	500 m

Ако режиму аутоматске измене извода претходи номинални режим рада асинхроног мотора (номинални напон, номинална учестаност и номинални момент), тада је:

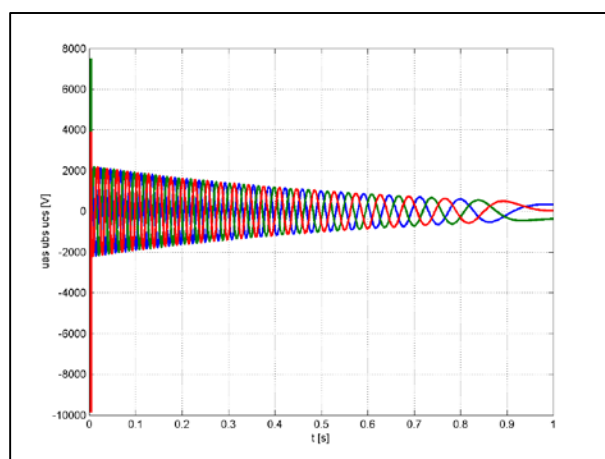
$$T_L = T_{en} = \frac{P_n}{\omega_{mn}} = \frac{60 \cdot P_n}{2\pi \cdot n_n} = \frac{60 \cdot 500 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 988} = 4832 \text{ Nm.} \quad (6.71)$$

Прорачуном стационарног стања које је претходило прекиду напајања, на бази формираног математичког модела, за вредност фазне струје се добија 119.7958 А а за номиналну брзину обртања 988.1093 об./min. и поређењем ових величина са подацима на натписној плочици који су дефинисани у Таб. 6.7 може се констатовати да су исти готово идентични што је један показатељ валидности формираног математичког модела. Претпоставља се да прекид напајања почиње проласком струје у фази *a* кроз нулу а да дефинитивно искључење асинхроног мотора са мреже наступа при струји напојног вода *i_p* (у конкретном случају узета је произвољна вредност ове струје од 50 А). На сликама Сл. 6.61, Сл. 6.62 и Сл. 6.63, [82], приказане су временске промене карактеристичних величина асинхроног мотора: брзина обртања, напони на статорским прикључцима и напони на половима прекидача у временском периоду од 1 s, док су на Сл. 6.64 и Сл. 6.65, [82], приказане временске промене фазних струја и напона, респективно, непосредно након прекида напајања у временском периоду од 6 ms како би се субтранзијентни период могао јасније уочити.

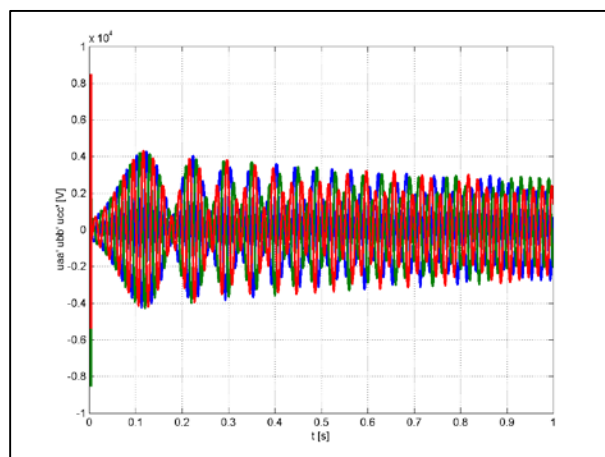
У случају да безнапонској паузи претходи празан ход полазимо од тога да је асинхрони мотор одвојен од радне машине и да се пре прекида напајања налазио у идеалном празном ходу, односно да је: $J_0 = 0$ и $T_L = 0$ а да су услови са статорске (напојне) стране номинални. На Сл. 6.66, Сл. 6.67 и Сл. 6.68, [82], приказане су временске промене карактеристичних величина асинхроног мотора: брзина обртања, напони на статорским прикључцима и напони на половима прекидача у временском периоду од 1 s, док су на Сл. 6.69 и Сл. 6.70, [82], приказане временске промене фазних струја и напона, респективно, непосредно након прекида напајања у временском периоду од 6 ms како би се субтранзијентни период могао јасније уочити.



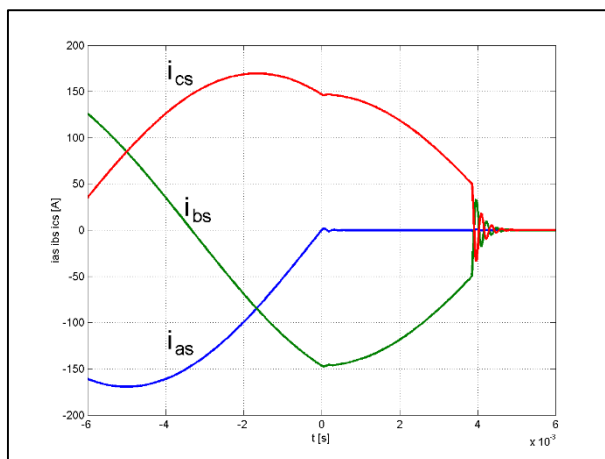
Сл. 6.61. Временска промена брзине обртања (номинални режим)



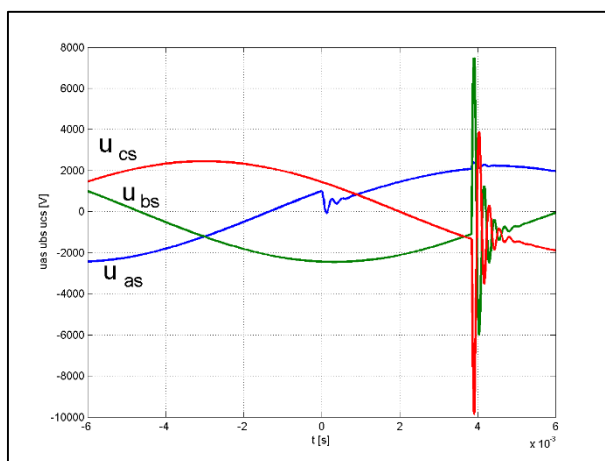
Сл. 6.62. Временска промена статорских фазних напона (номинални режим)



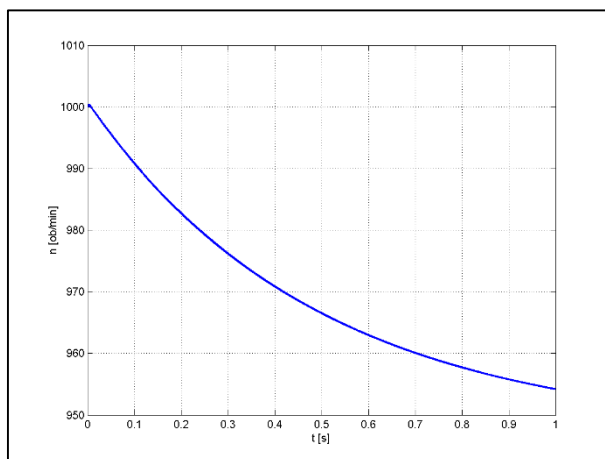
Сл. 6.63. Временска промена напона између контаката прекидача по појединим фазама (номинални режим)



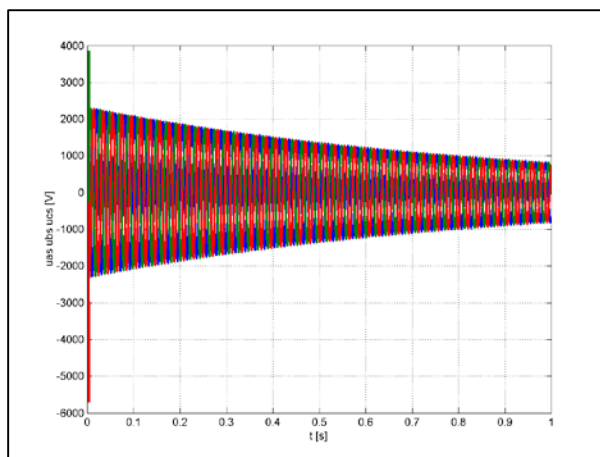
Сл. 6.64. Временска промена статорских фазних струја, кратак интервал непосредно пре базнапонске паузе (номинални режим)



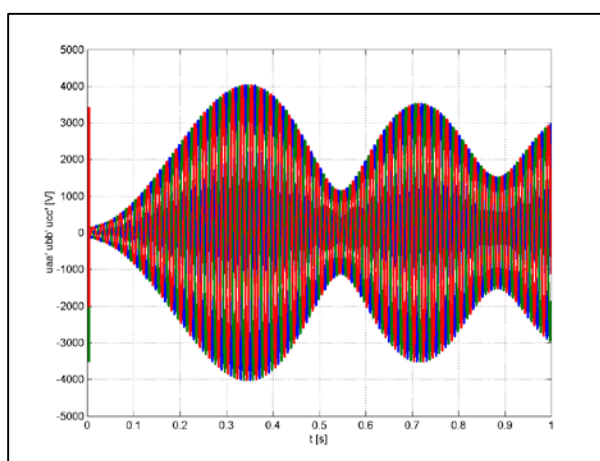
Сл. 6.65. Временска промена статорских фазних напона, кратак интервал непосредно пре базнапонске паузе (номинални режим)



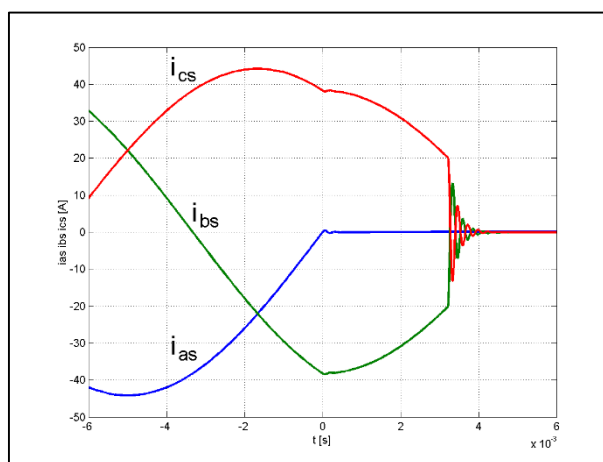
Сл. 6.66. Временска промена брзине обртања (празан ход)



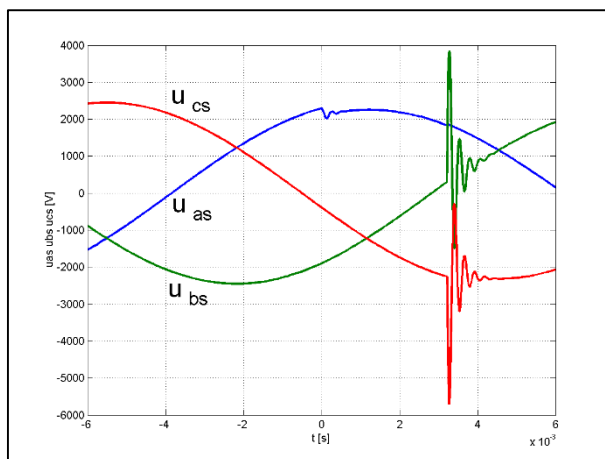
Сл. 6.67. Временска промена статорских фазних напона (празан ход)



Сл. 6.68. Временска промена напона између контаката прекидача по појединим фазама (празан ход)



Сл. 6.69. Временска промена статорских фазних струја, кратак интервал непосредно пре базнапонске паузе (празан ход)

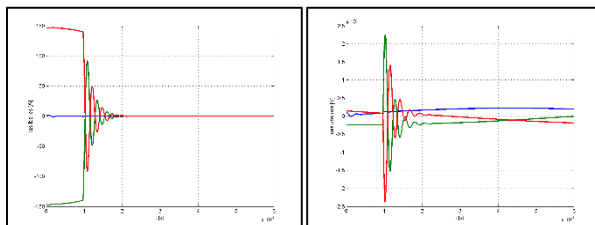


Сл. 6.70. *Временска промена статорских фазних напона, кратак интервал непосредно пре базнапонске паузе (празан ход)*

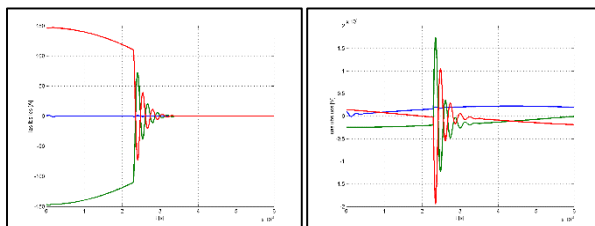
Анализом Сл. 6.62 и Сл. 6.65 за номинални режим који претходи безнапонској паузи, односно Сл. 6.67 и Сл. 6.70 које одговарају режиму празног хода који претходи безнапонској паузи, можемо закључити да се, са аспекта напона на статорским прикључцима, уочавају два периода у току трајања прелазног процеса. Непосредно након прекида двофазног напајања асинхроног мотора, односно након његовог дефинитивног искључења са мреже, има се електромагнетни прелазни процес који карактерише појава високофреквентне компоненте напона на статорским прикључцима. Амплитуда ових напона директно зависи од струје напојног вода при којој престаје двофазни рад. Пригушење ове компоненте напона је доста велико тако да је трајање овог субтранзијентног периода релативно кратко, реда 1.5 ms. Капацитивности напојног кабла свакако утичу на дужину трајања овог периода као и на амплитуду напона. Након субтранзијентног периода наступа транзијентни квазистационарни период у којем је временски облик напона на статорским прикључцима псеудопериодичан. Учестаност ових напона директно је сразмерна брзини обртања а амплитуда зависи од брзине обртања али и од брзине пригушења флуksа у магнетном колу асинхроног мотора. Анализа субтранзијентног периода је битна за процену пренапона који се могу јавити на статорским прикључцима, док је анализа транзијентног квазистационарног периода важна за процену могућности аутоматског синхроног поновног укључења асинхроног мотора на други систем напајања, различит од онога на којем је мотор био непосредно пре безнапонске паузе.

Амплитуда високофреквентне компоненте напона је, у анализираном случају, сразмерна вредности струје у напојном воду у тренутку када наступа дефинитивно искључење асинхроног мотора са мреже, струје i_{pr} , али је истовремено зависна и од карактеристика

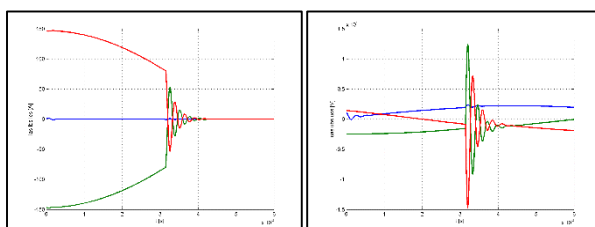
прекидача. Велика вредност струје i_{pr} може довести до недозвољено великих пренапона на статорским прикључцима који могу довести до значајних оштећења изолације асинхроног мотора. Из ових разлога је спроведена и кратка анализа величине ових пренапона у зависности од величине струје прекидања i_{pr} , слике од Сл. 6.71 до Сл. 6.76, [85], за случај искључења из номиналног радног режима.



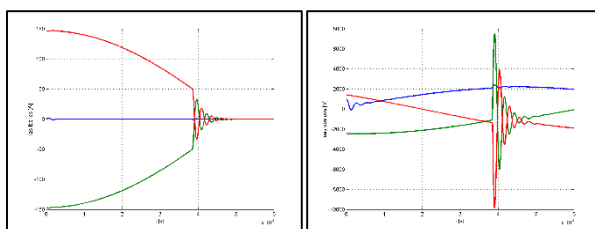
Сл. 6.71. Статорске струје и напони за струју прекидања од $i_{pr} = 140$ А



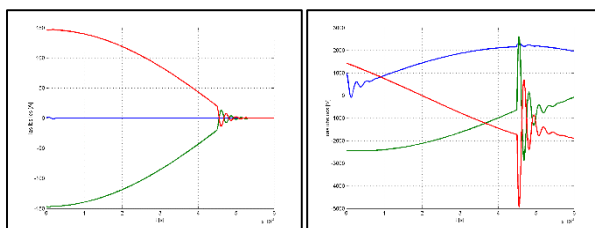
Сл. 6.72. Статорске струје и напони за струју прекидања од $i_{pr} = 110$ А



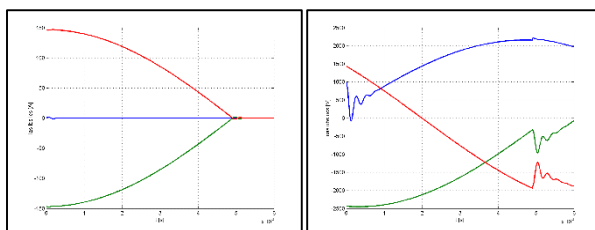
Сл. 6.73. Статорске струје и напони за струју прекидања од $i_{pr} = 80$ А



Сл. 6.74. Статорске струје и напони за струју прекидања од $i_{pr} = 50$ А



Сл. 6.75. Статорске струје и напони за струју прекидања од $i_{pr} = 20$ А

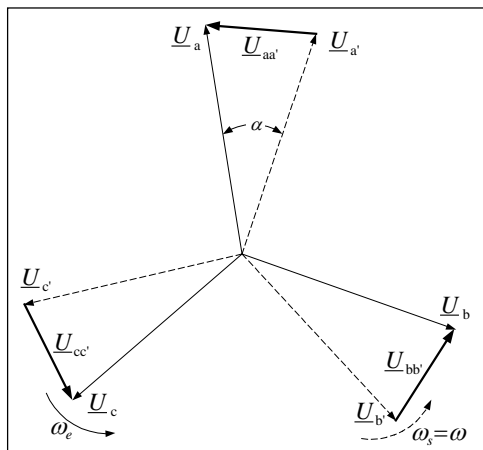


Сл. 6.76. Статорске струје и напони за струју прекидања од $i_{pr} = 0$ А

Интересантно је приметити да се за струју $i_{pr} = 20$ А добијају веће амплитуде напона при прекиду напајања из празног хода него при прекиду из номиналног режима, Сл. 6.70 и Сл. 6.75, респективно. Ово се има стога што се при празном ходу има мањи фактор снаге $\cos\varphi$ (струја више касни за напоном) па су затечени напони на еквивалентним капацитивностима напојног кабла у фазама b и c неповољнији у погледу амплитуде високофреквентне компоненте напона.

6.7.2 Резултати имплементације АРМР алгоритма за аутоматску измену извода

На основу претходне анализе може се закључити да се након искључења асинхронног мотора са мреже, и после завршетка краткотрајног субтранзијентног периода, на статорским прикључцима имају псеудопериодични напони. С друге стране, учестаност мрежног напона је константна, па се између контаката прекидача који треба да пребаци асинхрони мотор на нови (други) систем напона јавља одговарајући напон. Временски дијаграм овог напона је за случај искључења из номиналног режима приказан на Сл. 6.63 а за случај искључења из празног хода приказан на Сл. 6.68. Овим временским дијаграмима практично одговара фазорски дијаграм на Сл. 6.77, [82].



Сл. 6.77. Фазорски дијаграм напона мреже (U_x), напона статора (U_x') и напона између контаката прекидача ($U_{xx'}$)

У тренутку непосредно пре прекида напајања фазори напона мреже и одговарајући фазори напона на прикључцима асинхроног мотора коиндицирају те не постоји напон између контаката прекидача. Након прекида напајања ротор асинхроног мотора успорава при чему интензитет успорења зависи од величине кочионог момента и укупног момента инерције замајних маса система сведеног на вратило мотора. Као последица овог успоравања, односно чињенице да је сада $\omega_e > \omega_s$, јавља се фазни раскорак између поменутих фазора напона, угао α . Поред опадања брзине обртања фазора напона асинхроног мотора опада и њихов модуло јер се смањује ниво и градијент флукса у самом мотору. Као последица описаних процеса јавља се напон између контаката прекидача и овај напон је меродаван за анализу синхроног поновног укључења асинхроног мотора на нови извор напајања. Из временских дијаграма ових напона видимо да они у појединим тренуцима достижу скоро двоструку вредност номиналног фазног напона (тим тренуцима одговара, на Сл. 6.77, фазни раскорак од $\alpha = \pi$). Уколико би асинхронни мотор укључили у неком тренутку када је $U_{xx'} > U_{nf}$ ($x = a, b, c$), дошло би до струјног удара који, у зависности од величине напона $U_{xx'}$ у том тренутку, може бити довољно велики да изазове реаговање прекострујне заштите асинхроног мотора (и на тај начин спречи аутоматску измену извода) или пак да изазове кварове на комутационој опреми или на самом асинхроном мотору. Из овог разлога је потребно укључење асинхроног мотора вршити у периодима када је $U_{xx'} \leq U_{nf}$. Опрема и сам асинхронни мотор ће најмање трпети ако се поновно укључење врши у тренуцима када је напон $U_{xx'}$ најмањи, а то су тренуци када фазори \underline{U}_x и $\underline{U}_{x'}$, на Сл. 6.77, коиндицирају, односно када је $\alpha = 0$. За такво поновно укључење кажемо да је синхроно.

Разлози зашто аутоматска измена извода треба да се реализује у што краћем року, осим кључних технолошких разлога из процеса у којем ради асинхронни мотор, су и следећи:

- Са трајањем одвојености асинхроног мотора од мреже напон на његовим прикључцима, сходно Сл. 6.62 и Сл. 6.67, опада. У тренутку када он постане једнак подешеном напону реаговања поднапонске заштите, створили би се потребни услови за реаговање те заштите што би онемогућило аутоматску измену извода.
- При првом поклапању фазора напона \underline{U}_x и $\underline{U}_{x'}$, након прекида напајања, напони $|\underline{U}_{xx'}|$ су најмањи, док су при сваком наредном преклапању они све већи јер су напони $|\underline{U}_{x'}|$ све мањи, [82].

За решавање проблема аутоматске измене извода предложена су и тестирана три могућа концепта, који су засновани на мерењу фазних напона мреже и напона на прикључцима асинхроног мотора, и концепцијски су разрађени према критеријуму времена потребног за реализацију операције аутоматске измене извода, и то:

- Метода брзог пребацивања
- Метода пребацивања у фази и
- Метода пребацивања на бази преосталог напона (резидуални метод).

Метода брзог пребацивања

Овај метод је, када је омогућен, први метод пребацивања сабирница са једног на други извор напајања, због тога што стартује одмах након што се пребацивање иницијализује. Ово пребацивање може бити истовремено када се истовремено обављају операције искључивања прекидача P_1 и укључивања прекидача P_2 (истовремено брзо пребацивање асинхроног мотора). Проблем настаје у случају отказа прекидача P_1 , тако да ће у том случају сабирнице мотора бити прикључене и на главни и на помоћни извор напајања. Овај проблем се може превазићи секвенцијалним брзим пребацивањем код којег се тек након искључивања прекидача P_1 шаље сигнал за укључење прекидача P_2 . Брза аутоматска измена извода је прикладна када је распоред фаза главног и помоћног извора исти. Овде је потребно, пре поступка пребацивања, проверити да ли су напон помоћног извора и напон на сабирницама мотора у фази.

Метода пребацивања у фази

Ова метода пребацивања сабирница са једног на други извор напајања претпоставља да су оба прекидача (P_1 и P_2) искључени и да амплитуда и учестаност напона на сабирницама мотора опадају. Овај метод пребацивања, ако је омогућен, стартује после методе брзог пребацивања. Вредности амплитуде и учестаности напона помоћног извора су номиналне и не мењају се, док амплитуда и учестаност напона на сабирницама мотора опадају. С обзиром да се фазни став напона на сабирницама мотора мења, постојаће тренутак када су напони на сабирницама мотора и помоћног извора у фази. Овај метод унапред рачуна најмањи угао између фазора ова два напона и издаје сигнал за укључење прекидача P_2 (базиран на времену потребном да прекидач P_2 затвори своје контакте). Логика у алгоритму, пре издавања налога за укључење прекидача P_2 , проверава да ли су разлике учестаности и амплитуда напона на сабирницама мотора и помоћног извора напајања у одговарајућим границама. Осим овога за правилно одређивање тренутка за

слање сигнала за укључивање прекидача P_2 потребно је узети у обзир и време које је потребно да прекидач P_2 затвори своје контакте.

Резидуални метод

Када амплитуда напона на сабирницама мотора значајно опадне и када је она при свим учестаностима мала (учестаност напона се мења, односно опада, током времена), укључивање прекидача P_2 при било ком углу између фазора напона на сабирницама мотора и напона помоћног извора напајања неће изазвати оштећење мотора. С обзиром да је код ове методе претпоставка да је напон на сабирницама мотора значајно опао и да при том напону неће доћи до појаве транзијентних момената који би могли да оштете мотор, једини захтев код ове методе јесте провера да ли је напон на сабирницама мотора испод одређеног сигурносног прага. Стога је ова метода од све три методе најједноставнија за имплементацију.

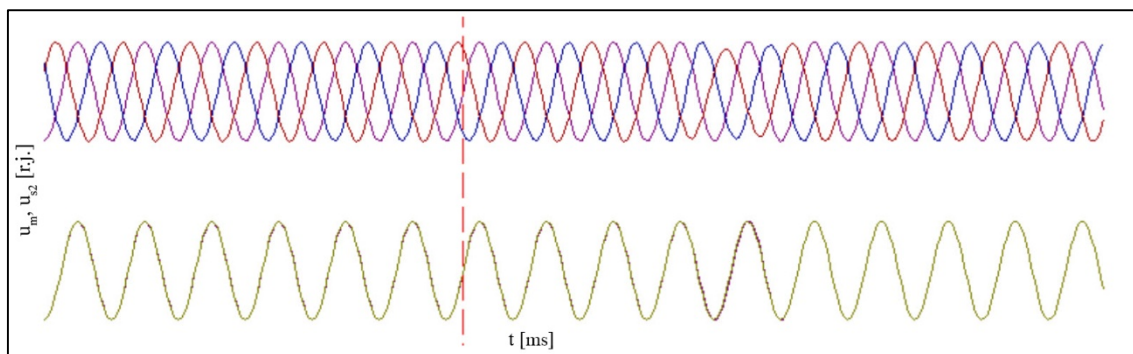
Тестирање предложених метода аутоматске измене извода, имплементираних у оквиру развијеног АРМР алгоритма, реализовано је на бази компаративне анализе таласних облика фазног напона асинхроног мотора који је у режиму краткотрајне безнапонске паузе и таласног облика напона система, односно извора на који асинхрони мотор треба да се пребаци. Као што је у претходној анализи показано после губитка главног извора напајања амплитуда и учестаност напона на сабирницама мотора опадају, а за систем напона на који се асинхрони мотор пребацивају важи да се амплитуда и учестаност не мењају. Функција аутоматске измене извода треба да обезбеди такво пребацивања сабирница мотора са једног на други извор напајања да су разлике између амплитуда, фазних ставова и учестаности напона помоћног извора и напона на сабирницама мотора у одговарајућим границама. То је практично подешавање кључних параметара за сваки метод технике аутоматске измене извода. У овом контексту усвојене су следеће претпоставке:

- Напон помоћног извора напајања је у фази са напоном главног извора напајања или фазно померен за 30° у односу на напон главног извора напајања.
- Помоћу истовремене брзе методе пребацивања се може започети поступак пребацивања на било који извор напајања уз надгледање поступка пребацивања (да ли је напон на сабирницама мотора у фази са одређеним напоном извора напајања).

- Разлика између учестаности напона извора напајања и учестаности напона на сабирницама мотора, пре него што се достигне резидуална метода пребацивања, је процењена на око 20 Hz. Брзина смањења разлике ове две учестаности достиже 20 Hz/s. Амплитуда напона на сабирницама мотора опада приближно брзином 0.4 r.j./s. Разлика учестаности, брзина промене разлике учестаности и темпо опадања амплитуде напона на сабирницама мотора су параметри који се разматрају приликом примене методе пребацивања у фази.
- Резидуална метода пребацивања је могућа тек када напон на сабирницама мотора опадне на вредност испод 20 % номиналне вредности напона.
- Време укључења за оба прекидача (P_2 и P_1) је три периоде (60 ms).

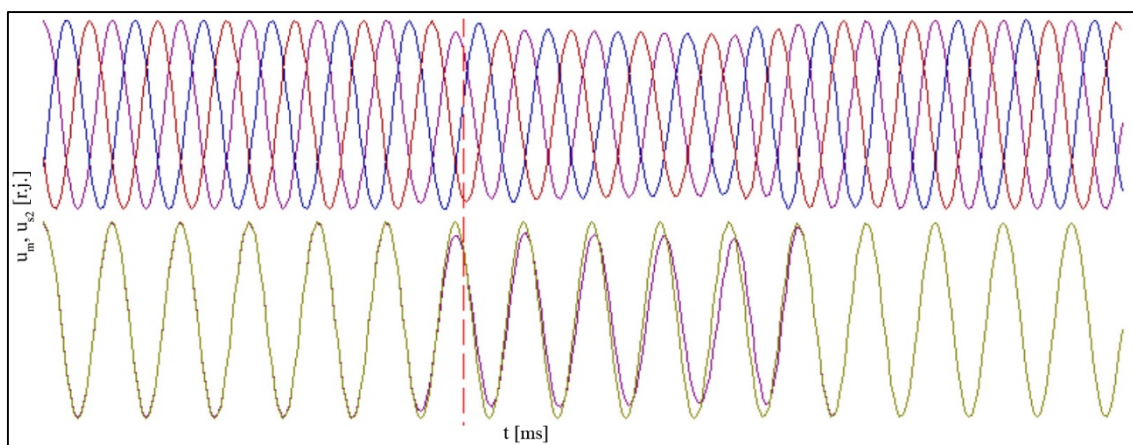
Анализа методе брзог пребацивања

С обзиром да је време укључења (искључења) прекидача три периоде, подешење времена брзог пребацивања на шест периода обезбеђује довољно времена да се прекидач P_1 искључи, а прекидач P_2 укључи. Напон који иницијализује брзо пребацивање је подешен на вредност од 90 % номиналне вредности напона извора напајања и напона на сабирницама мотора. То значи да ако напон извора напајања или напон на сабирницама мотора падне на вредност испод 90 %, брзо пребацивање се неће извршити. Оваква подешења су последица чињенице да је напон превише опао, и да су друге две методе пребацивања прикладније за примену. Највећа разлика учестаности напона извора и напона на сабирницама мотора је подешена на 10 Hz. Подешење ове вредности изнад 10 Hz може довести до тога да, у тренутку када прекидач P_2 затвори своје контакте, фазни став напона на сабирницама мотора буде превелик. Код брзог пребацивања не постоји намера да се предвиди вредност фазног става напона на сабирницама мотора и да се пребацивање изврши при фазном ставу једнаком нули, али с обзиром да се пребацивање врши што је брже могуће фазни став напона не може да постане исувише велики. Овде се сигнал за искључење прекидача P_1 шаље у истом тренутку када и сигнал за укључење прекидача P_2 . Резултат рада предметног алгоритма за технику истовремене брзе аутоматске измене извода приказан је на Сл. 6.78.



Сл. 6.78. Резултат који се има у случају аутоматске измене извода применом методе истовременог брзог пребацивања

С обзиром на то да су сабирнице мотора без напајања веома мали временски период (око једне периоде), амплитуда и фазни став напона на сабирницама мотора ће веома мало одступати. Са Сл. 6.78 се може видети да су, у тренутку укључивања прекидача Π_2 , напон на сабирницама мотора и напон помоћног извора напајања скоро у фази. Резултат рада предметног алгоритма за технику секвенцијалне брзе аутоматске измене извода приказан је на Сл. 6.79.

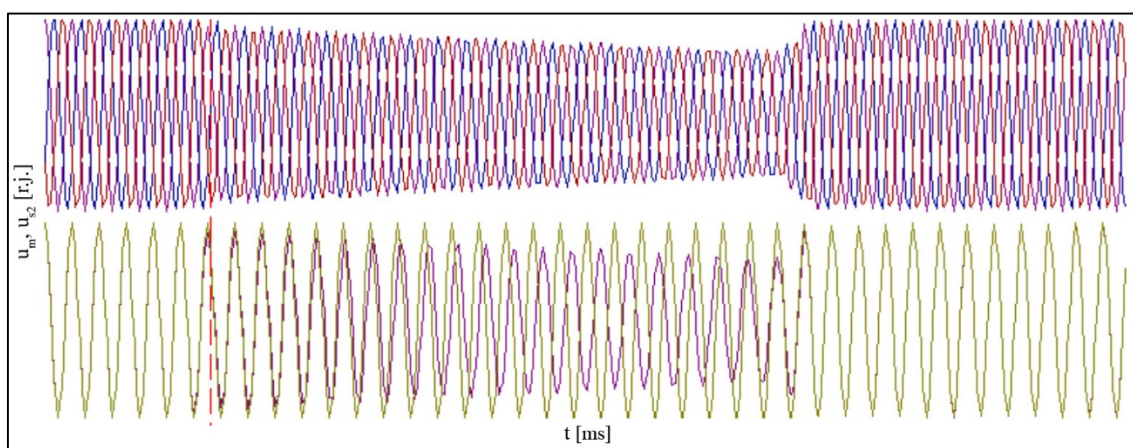


Сл. 6.79. Резултат који се има у случају аутоматске измене извода применом методе секвенцијалног брзог пребацивања

Ако упоредимо случај методе истовременог брзог пребацивања, приказаног на Сл. 6.78, са случајем методе секвенцијалног брзог пребацивања, са Сл. 6.79, можемо приметити главну разлику између ове две шеме. Разлика је та да се код методе секвенцијалног брзог пребацивања прво искључује прекидач Π_1 , и да се пре покушаја укључења прекидача Π_2 прво чека искључење прекидача Π_1 . Укупно време трајања пребацивања сабирница мотора са једног на други извор напајања траје око 5 периода.

Анализа методе пребацивања у фази

Ова метода пребацивања је најкомпликованија за примену од свих предложених метода. Примена ове методе захтева много више опрезности него код преостале две методе. Напон на сабирницама мотора опада, а разлика између фазног става напона извора напајања и фазног става напона на сабирницама мотора се мења током времена. Циљ је да се прекидач Π_2 укључи када је разлика између ова два фазна става једнака нули, а амплитуда напона на сабирницама мотора у одговарајућим границама (не треба да буде исувише мала, јер је тада прикладније применити резидуалну методу пребацивања). Алгоритам прорачунава такав тренутак за укључење прекидача Π_2 , при коме је у тренутку затварања контаката прекидача разлика између фазних ставова предметних напона једнака нули. Услед нелинеарне карактеристике оптерећења, динамике мотора и чињенице да се прорачун извршава у дискретном домену, мала је вероватноћа да ће се постићи да је разлика између фазних ставова једнака нули. Реална ситуација је да ће разлика између фазних ставова мало одступати од нулте вредности. Током извршене симулације, разлика између фазног става напона извора напајања и фазног става напона на сабирницама мотора је била у опсегу од -30° до $+30^\circ$. Алгоритам неће послати сигнал за укључење прекидача Π_2 у случају да напон на сабирницама мотора падне испод одређене вредности. У том случају се примењује резидуална метода за пребацивање сабирница мотора са једног на други извор напајања. Резултат рада предметног алгоритма за технику пребацивања у фази аутоматске измене извода приказан је на Сл. 6.80.



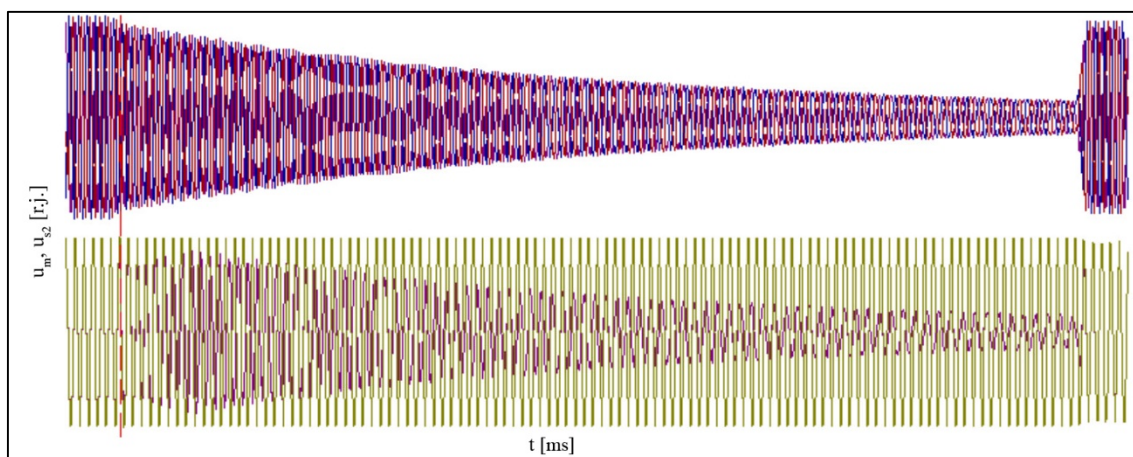
Сл. 6.80. Резултат који се има у случају аутоматске измене извода применом методе пребацивања у фази

Код ове методе фазор напона на сабирницама мотора се обрне бар једанпут за 360° (треба да буде у том положају при којем је у фази са фазором напона помоћног извора

напајања). Са Сл. 6.80 се види да тај процес траје приближно 21 период. Унутар логике ове методе је урачунато време укључења прекидача Π_2 . Прекидач Π_2 се укључује у тренутку када су напон на сабирницама мотора и напон помоћног извора напајања скоро у фази.

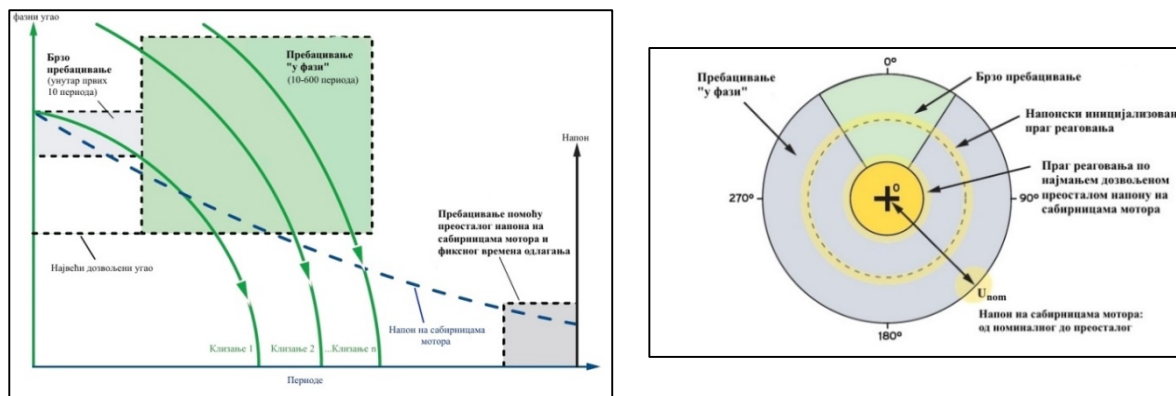
Анализа резидуалне методе пребацивања

Резидуална метода се примењује када је метода у фази онемогућена, или када ова метода пребацивања сабирница мотора није успела. У алгоритму дефинисана вредност напона на сабирницама мотора од 20 % даје команду за укључење прекидача Π_2 . Изабрана је дужина времена трајања резидуалне методе од 120 периода а овакво подешење оставља довољно простора да напон на сабирницама мотора опадне испод одговарајуће вредности. Време одлагања након постизања максималне вредности напона на сабирницама мотора је једна периода. Резултат рада предметног алгоритма за технику резидуалног пребацивања аутоматске измене извода приказан је на Сл. 6.81.



Сл. 6.81. Резултат који се има у случају аутоматске измене извода применом резидуалне методе

Код резидуалне методе пребацивања чека се да напон на сабирницама мотора падне испод одговарајућег нивоа. У овом случају, приказаном на Сл. 6.81, прекидач Π_2 се укључује тек 110 периода након искључења прекидача Π_1 . Илустрација предложених метода аутоматске измене извода, у функционалној зависности од свих размотрених кључних параметара као и од карактеристика оптерећења (дефинисаних клизањем), дата је на Сл. 6.82.



Сл. 6.82. Илустрација кључних параметара предложених техника аутоматске измене извода

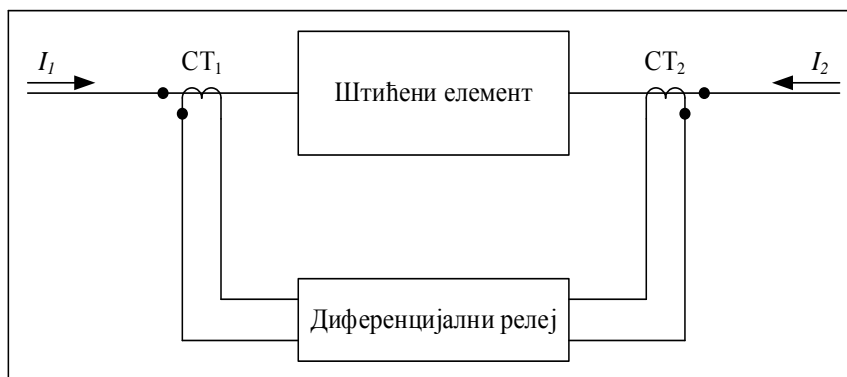
6.8 Диференцијална заштита енергетског трансформатора

Енергетски трансформатори представљају класу виталних елемената ЕЕС-а и најскупле компоненте у типичним високонапонским преносним и дистрибутивним постројењима. У току свог рада они су изложени великом броју стања која могу да изазову различите нивое штете, како на самом трансформатору тако и на пратећој опреми високонапонских постројења. Како пратећи трошкови везани за кварове енергетских трансформатора могу бити веома високи неопходно је да заштита трансформатора правовремено и селективно реагује и тако потенцијалну штету минимизира. Због тога се пред уређаје за заштиту трансформатора постављају високи захтеви који подразумевају поузданост (реаговање за све кварове), сигурност (да нема нежељених, односно погрешних реаговања) и задовољавајућу брзину, односно кратко време отклањања кварова. Сем побројаних општих услова које заштита мора испуњавати, енергетски трансформатори имају и низ специфичних радних стања као што су укључење, препобуђеност која пред заштиту постављају додатне услове. Правилно реаговање на ова стања подразумева и познавање низа фактора као што су струја магнећења, спрега трансформатора, спрега секундарних кругова у којима су везани уређаји заштите, параметри струјних трансформатора, преносни однос, спрега намотаја. Високи захтеви постављени пред диференцијалну заштиту трансформатора данас се много лакше реализују микропроцесорским заштитима, које су по правилу мултифункционалне где се све функције заштите реализују софтверски, односно кроз одређене алгоритме, док је хардвер практично независан од намене и заједнички је за све функције. У овом делу је анализирана диференцијална заштита, главна функција заштите енергетског трансформатора, реализована на бази развијеног АРМР алгоритма.

Диференцијална заштита се примењује, генерално, на већем броју елемената ЕЕС-а (водови, генератори, мотори, трансформатори и сабирнице) и општа принципијелна блок шема диференцијалне заштите приказана је на Сл. 6.83. Струјним трансформаторима CT_1 и CT_2 мере се струје на оба краја штићеног елемента и њихова разлика се доводи диференцијалном релеју. Појединости везане за реализацију диференцијалне заштите конкретног елемента ЕЕС-а наметнуте су специфичностима самог штићеног елемента, а због највеће комплексности ових специфичности размотрена је диференцијална заштита енергетског трансформатора. Ова функција заштите треба елемент да штити од кварова који су унутар штићене зоне (а то је зона између струјних трансформатора) док за кварове изван ове зоне треба да буде неосетљива (односно, не треба да реагује). Радна или диференцијална струја релеја се добија као разлика секундарних струја струјних трансформатора на које је заштита везана, односно:

$$I_{dif} = |I_1 - I_2|. \quad (6.72)$$

Идеално, за случај нормалног радног стања или квара ван штићене зоне ове струје су идентичне те кроз релеј не тече никаква струја. У случају квара између приказаних струјних трансформатора струје I_1 и I_2 су различите и јавља се диференцијална струја која може изазвати реаговање релеја. Међутим, у реалним условима диференцијална струја и у нормалним радним режимима није једнака нули већ постоји извесна струја дебаланса која се јавља услед несавршености струјних трансформатора, неједнакости њихових карактеристика као и низа других пратећих фактора. Релеј не сме да реагује за ову струју дебаланса па се поставља праг осетљивости, односно минимална струја испод које релеј не реагује (струја означена са I_{dif_min} на Сл. 6.84), док је са I_{dif_max} означено подешење нестабилисаног диференцијалног елемента. Струја дебаланса расте са порастом струје кроз струјне трансформаторе тако да радна струја брзо надвисује овај праг. Да би се избегло нежељено реаговање стандардно се користе струјно стабилизоване карактеристике функције диференцијалне заштите.



Сл. 6.83. Принципијелна општа блок шема диференцијалне заштите

У развијеном АРМР алгоритму и радна и диференцијална струја се, као и сви потребни хармонијски садржаји, реализују софтверски. Струја стабилизације је уобичајено дата једним од следећих израза:

$$I_{stab} = \max(|I_1|, |I_2|) \quad (a)$$

(6.73)

$$I_{stab} = \frac{1}{2} (|I_1| + |I_2|). \quad (b)$$

Релеј ће реаговати уколико је диференцијална, односно радна, струја већа од одређеног процента стабилизационе струје, тј. ако је:

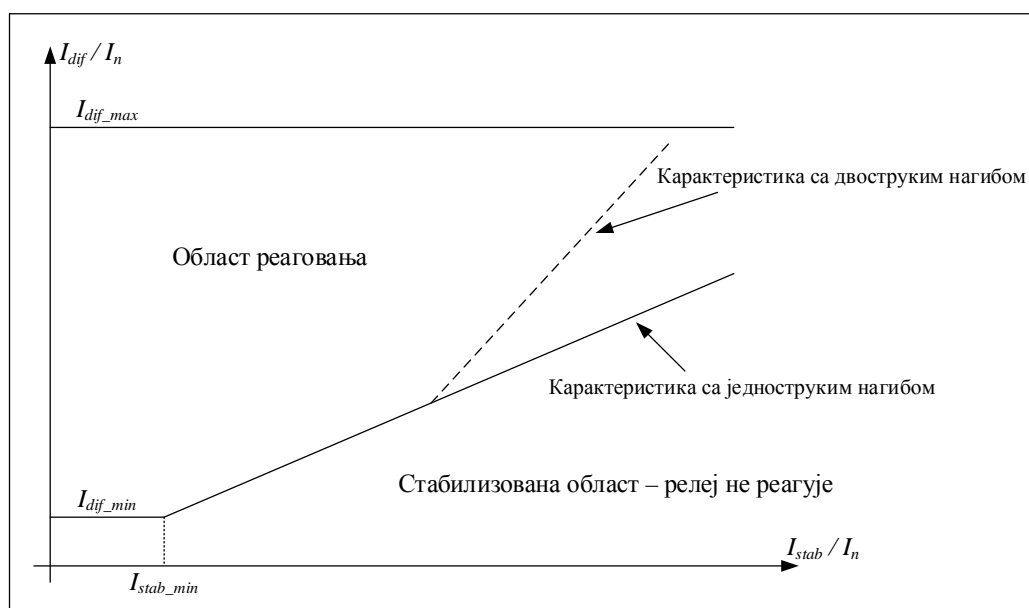
$$I_{dif} > k \cdot I_{stab}. \quad (6.74)$$

На овај начин се добија тзв. процентуална диференцијална струјна заштита и њена карактеристика је облика $I_{dif} = f(I_{stab})$ са параметром карактеристике у виду коефицијента k а иста је дата на Сл. 6.84. Унапређење диференцијалне заштите трансформатора представља употреба карактеристике са двојним нагибом, карактеристика приказана испрекиданом линијом на Сл. 6.84. До овакве карактеристике се дошло у циљу превазилажења нежељеног реаговања услед струја дебаланса изазваних zasiћењем струјних трансформатора које наступа приликом спољашњих кварова са великим струјама квара.

Диференцијална заштита трансформатора је заштита која трансформаторе штити од:

- међуфазних кратких спојева,
- фазних кратких спојева,
- једнофазних кратких спојева ако је звездиште трансформатора директно уземљено.

Диференцијална заштита трансформатора је комплекснија од диференцијалне заштите других елемената ЕЕС-а. Наиме, поменути проблеми везани за струјне трансформаторе су само један од могућих извора грешака у раду, јер се овде јавља и читав низ проблема везаних за сам енергетски трансформатор.



Сл. 6.84. Процентуална карактеристика функције диференцијалне заштите енергетског трансформатора

Специфичности везане за заштиту енергетских трансформатора су:

- неусклађеност преносних односа струјних трансформатора са преносним односом енергетског трансформатора,
- променљив преносни однос код регулационих трансформатора,
- фазни померај између примарних и секундарних струја уколико је спрега трансформатора различита од Y_{y0} ,
- струја магнетнења трансформатора изазвана транзијентним појавама у трансформатору, а која настаје у следећим случајевима:
 - укључење трансформатора,
 - пораст напона након отклањања квара у мрежи,
 - укључење трансформатора у паралелном раду.

Процентуалном карактеристиком диференцијалног релеја решавају се прва два проблема. Одговарајуће спреге струјних трансформатора су адекватно емулиране у самом алгоритму и на тај начин се решава проблем фазног раскорака струја које се доводе релеју, односно алгоритму (традиционално се овај проблем решавао применом адекватних струјних међутрансформатора). Разликовање струја унутрашњих кварова од

диференцијалних струја изазваних струјом магнећења или пак услед препобуђености трансформатора представља веома комплексан проблем који се мора адекватно решавати. Код савремених диференцијалних релеја за разликовање унутрашњих кварова од стања укључења или препобуђености користе се методе из следеће две групе:

- методе које користе присуство виших хармоника за стабилизовање или блокирање,
- методе базиране на препознавању таласног облика.

Струје трансформатора, а самим тим и струје диференцијалног релеја, поред компоненте на основној фреквенцији генерално садрже и експоненцијално опадајућу једносмерну компоненту, те више хармонике и код данашњих решења се најчешће користи модел диференцијалне струје који се састоји од компоненте на основној фреквенцији, експоненцијално опадајуће једносмерне компоненте и виших хармоника закључно са хармоницима петог реда, [86], [87], [88], што се генерално може дефинисати следећим изразом:

$$x(t) = Y_0 e^{-\frac{t}{\tau}} + \sum_{m=1}^5 Y_m \sin(m\omega t + \theta_m) + \xi(t) \quad (6.75)$$

где су:

$x(t)$ -тренутна вредност диференцијалне струје у тренутку t ,

Y_0 -једносмерна компонента (у тренутку $t = 0$),

τ -временска константа опадања једносмерне компоненте,

Y_m -амплитуда m - тог хармоника диференцијалне струје,

θ_m -почетни фазни став m - тог хармоника диференцијалне струје,

ω -основна учестаност у систему, $\omega = 2\pi f_0$,

$\xi(t)$ -тренутна вредност сигнала грешке (грешка мерења и грешка између стварног сигнала и усвојеног модела сигнала диференцијалне струје).

Једносмерна компонента у једначини (6.75) може се развити у Тејлоров ред и апроксимирати коначним бројем чланова:

$$Y_0 e^{-t/\tau} = Y_0 \left\{ 1 - \frac{t}{\tau} + \frac{t^2}{2\tau^2} - \frac{t^3}{6\tau^3} + \dots \right\} = Y_0 + Y_0' t + Y_0'' t^2 + Y_0''' t^3 + \dots \quad (6.76)$$

Број чланова које је неопходно узети у обзир зависи пре свега од брзине опадања једносмерне компоненте, тј. од односа временске константе τ и величине прозора података, али се ретко у обзир узима више од два максимално три члана. Посебну погодност овог приступа представља чињеница да није потребно познавати временску константу τ , јер је на овај начин и она укључена у модел. На начин као и у претходним примерима примене АРМР алгоритма и овде сваки хармоник можемо представити на следећи начин:

$$\begin{aligned} Y_m \sin(m\omega t + \theta_m) &= Y_m \cos\theta_m \sin(m\omega t) + Y_m \sin\theta_m \cos(m\omega t) \\ Y_m \sin(m\omega t + \theta_m) &= Y_{mS} \sin(m\omega t) + Y_{mC} \cos(m\omega t). \end{aligned} \quad (6.77)$$

Овако се добија модел са m непознатих $m = 2 \cdot br_har + br_dc$, где је број хармоника br_har , а број чланова којима је апроксимирана једносмерна компонента br_dc . На бази овога се иницијални модел представљен једначином (6.75) може написати на следећи начин, за произвољан тренутак времена:

$$x(t) = Y_0 + Y_0' t + Y_0'' t^2 + \dots + \sum_{m=1}^5 Y_{mS} \sin(m\omega t) + Y_{mC} \cos(m\omega t) + \xi(t). \quad (6.78)$$

У претходној релацији непознате су амплитуде синусне и косинусне компоненте сваког уваженог хармоника и коефицијенти уз чланове једносмерне компоненте. Матрица опсервације у овом случају је:

$$H = \begin{bmatrix} \sin\omega t_0 & \sin 2\omega t_0 & \dots & \sin 5\omega t_0 & \cos\omega t_0 & \dots & \cos 5\omega t_0 & t_0 & 1 \\ \sin\omega t_1 & \sin 2\omega t_1 & & \sin 5\omega t_1 & \cos\omega t_1 & & \cos 5\omega t_1 & t_1 & 1 \\ & & & \vdots & & & \vdots & & \\ \sin\omega t_{n-1} & \sin 2\omega t_{n-1} & \dots & \sin 5\omega t_{n-1} & \cos\omega t_{n-1} & \dots & \cos 5\omega t_{n-1} & t_{n-1} & 1 \end{bmatrix}. \quad (6.79)$$

Да бисмо добили адекватно решење претходно дефинисаног проблема потребан нам је вектор са n мерења (односно прозор података дужине n) при чему је потребно да буде $n \geq m$, и сходно овоме дефинисани проблем у развијеној форми је дат следећом релацијом:

$$\begin{bmatrix} x(t_0) \\ x(t_1) \\ x(t_2) \\ \vdots \\ x(t_{n-1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\omega t_0 & \sin 2\omega t_0 & \dots & \sin 5\omega t_0 & \cos\omega t_0 & \dots & \cos 5\omega t_0 & t_0 & 1 \\ \sin\omega t_1 & \sin 2\omega t_1 & \dots & \sin 5\omega t_1 & \cos\omega t_1 & \dots & \cos 5\omega t_1 & t_1 & 1 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \sin\omega t_{n-1} & \sin 2\omega t_{n-1} & \dots & \sin 5\omega t_{n-1} & \cos\omega t_{n-1} & \dots & \cos 5\omega t_{n-1} & t_{n-1} & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} Y_{1s} \\ Y_{2s} \\ \vdots \\ Y_{5s} \\ Y_{1c} \\ Y_{2c} \\ \vdots \\ Y_{5c} \\ Y'_0 \\ Y''_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \xi(t_0) \\ \xi(t_1) \\ \xi(t_2) \\ \vdots \\ \xi(t_{n-1}) \end{bmatrix} \quad (6.80)$$

и исти се може приказати у форми дефинисаног модела линеарне регресије:

$$Y = H\alpha + E. \quad (6.81)$$

Узорковање одбирака је са константним кораком од:

$$\Delta T = \frac{1}{f_{od}}. \quad (6.82)$$

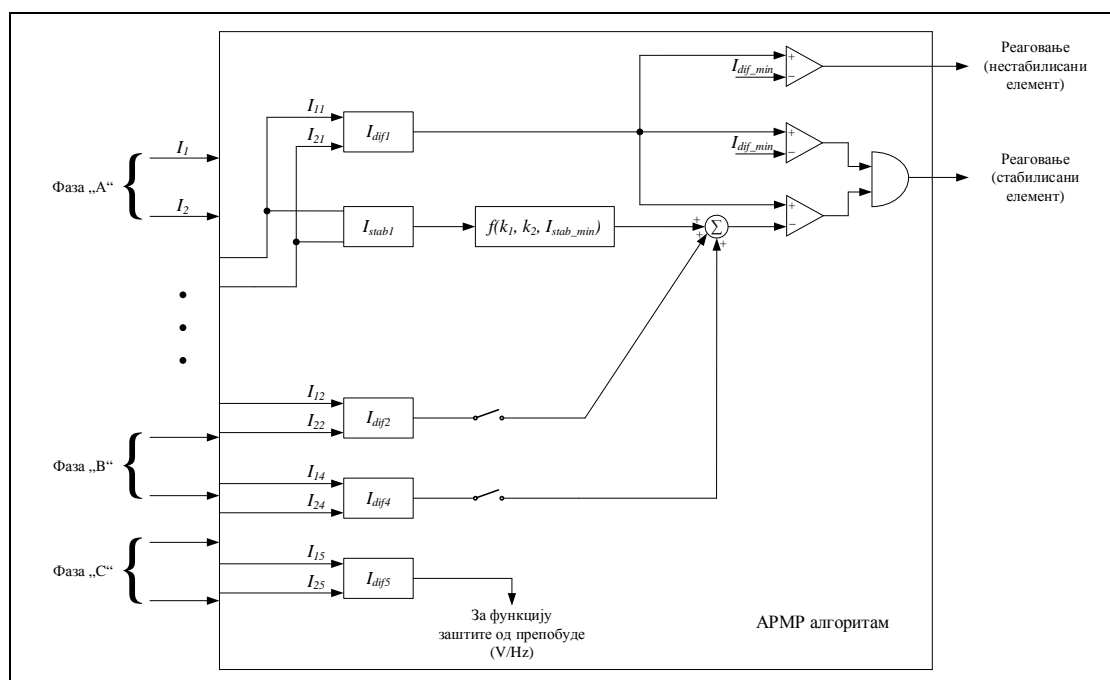
где је f_{od} фреквенција одабирања изабрана на основу услова да буде барем двоструко већа од највише значајне фреквенције сигнала који се дискретизује. Величина прозора података се бира на основу услова $n \geq m$, али се мора водити рачуна да се њиме обухвати динамика сигнала. Наиме, уз велику фреквенцију одабирања и минималан број одбирака добили бисмо прозор података на само једном кратком сегменту таласа, који може бити узрок некоректних резултата. Обично се узима да је величина прозора података $T_0/2$, T_0 или $2T_0$, где је T_0 периода одабирања. Дужи прозор података генерално значи и спорији одзив. На бази претходних разматрања долази се до детаљног блок дијаграма реализације функције диференцијалне заштите енергетског трансформатора базиране на АРМР алгоритму, Сл. 6.85. Ознаке струја на Сл. 6.85 су: i -индекс фазног намотаја примара (1) и секундара (2); j ($j = 1, 2, \dots, 5$)-ознака реда хармоника струје и I_{ij} - j -ти хармоник у струји намотаја i . Алгоритам је тестиран и проверен за низ синтетички генерисаних сигнала, као и за реална мерења реализована на моделима енергетских трансформатора у лабораторијским условима, сходно експериментима реализованим према Сл. 6.19. Трећу групу реализованих експеримената чине резултати тестирања са сигналима струја добијеним из реалних услова рада дигиталних заштита енергетских трансформатора.

6.8.1 Резултати тестирања АРМР алгоритма на синтетички генерисаним сигналама струја

Приликом анализе рада алгоритма у овом сегменту тежиште је постављено на испитивање утицаја следећих битих параметара:

- величина прозора података,
- сложеност примењеног модела сигнала, односно број виших хармоника и број чланова реда којим је апроксимирана једносмерна компонента,
- промена основне фреквенције сигнала,
- промена фреквенције одабирања.

Величина прозора података мењана је од минималне (одређене условом да је број мерења већи или једнак броју непознатих модела) па до неких уобичајених карактеристичних вредности као што су T_0 или $2T_0$. Показано је да за правилан рад алгоритма треба већи прозор података како би се правилно обухватила динамика сигнала. С друге стране, време потребно за конвергенцију једнако је прозору података што значи да је пожељан што краћи прозор података. За оптималну величину прозора података испоставило се трајање периоде сигнала T_0 .

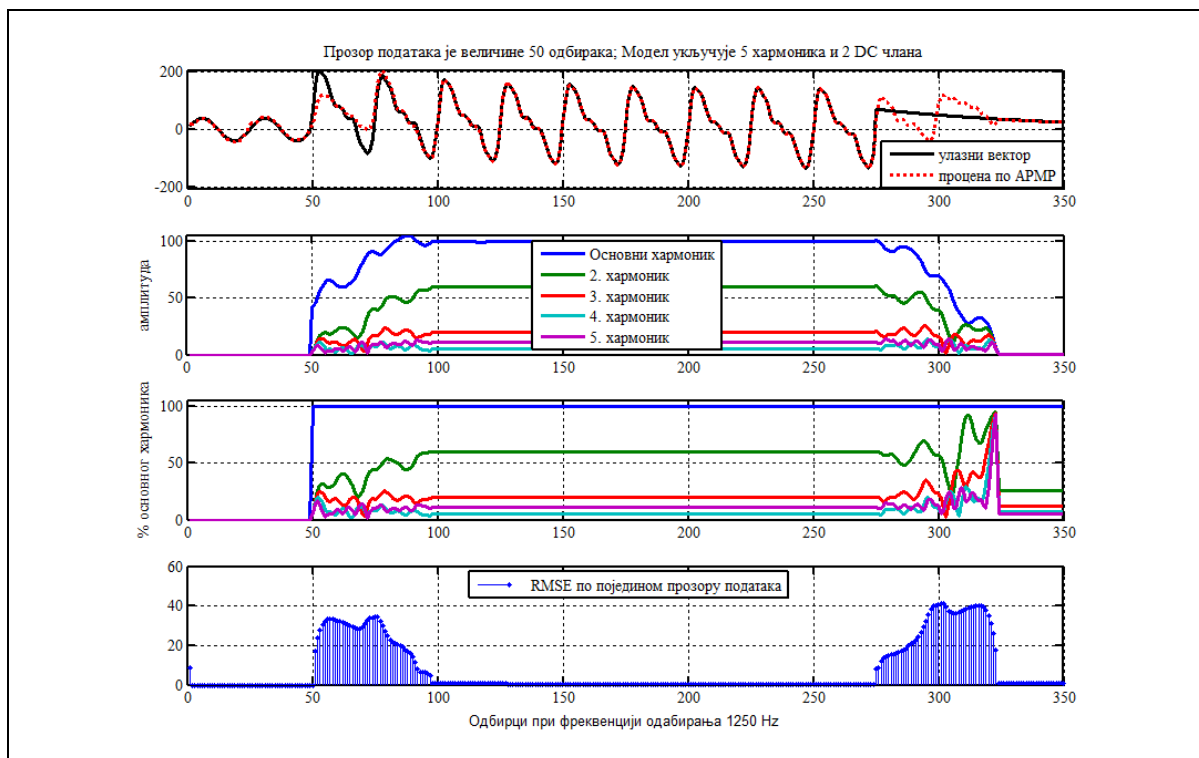


Сл. 6.85. Блок дијаграм реализације функције диференцијалне заштите енергетског трансформатора базиране на АРМР алгоритму

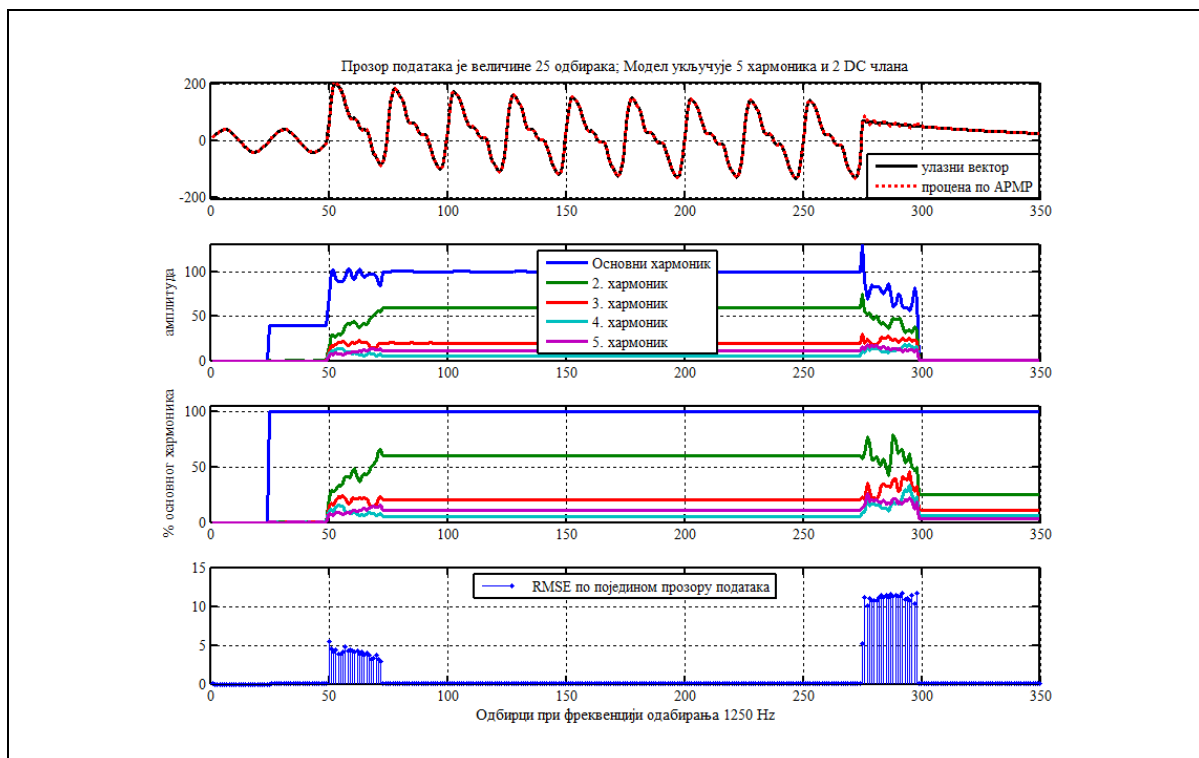
Директно у вези са овим је и избор фреквенције одабирања оригиналног сигнала, која би требало да буде што нижа, наравно уз задовољење Никвистовог критеријума.

Разматрана је фреквенција одабирања од 2500 Hz што одговара основном периоду и овако изабраном прозору података величине 50 одбирака. Под полазом претпоставком да је највиша фреквенција у сигналу од интереса $5 \times 50 \text{ Hz} = 250 \text{ Hz}$ размотрене су и фреквенције одабирања од 625 Hz, односно 1250 Hz што пак одговара прозору података од 13 одбирака, односно прозору података од 25 одбирака, респективно.

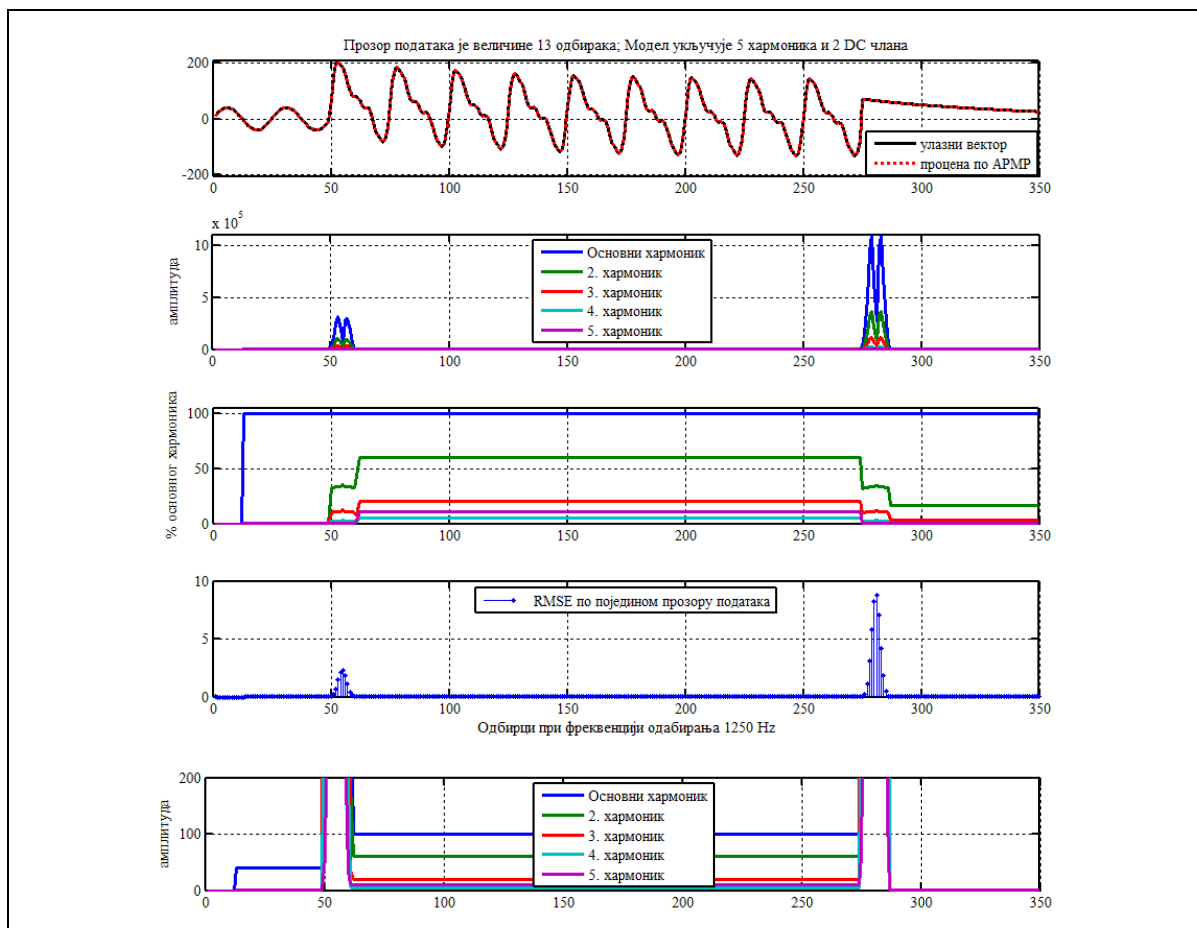
На сликама Сл. 6.86 до Сл. 6.88 приказани су резултати рада алгоритма за случај када су сви улазни подаци једнаки осим прозора података. Обрађени сигнал је моделован са првих пет хармоика и два члана једносмерне компоненте, константним и линеарним, (вектор непознатих величина има дванаест непознатих) и у свим ситуацијама сигнали су одмеравани са фреквенцијом од 1250 Hz. За прозор података величине 50 одбирака ($2T_0$) резултати су дати на Сл. 6.86, за прозор података величине 25 одбирака (T_0) резултати су приказани на Сл. 6.87 а за прозор података од 13 одбирака (значи нешто преко $T_0/2$ уз обезбеђење услова $n \geq m$) резултати су приказани на Сл. 6.88. Како је сигнал коректно моделован добијају се задовољавајући резултати у естимацији вектора непознатих параметара сигнала уз напомену да за најкраћи прозор података од 13 одбирака процене непознатих параметара сигнала су осетљивије него што је то у случају прозора података дужине T_0 или $2T_0$. Како се бржи одзив добија за краћи прозор података то би најлогичније било изабрати најкраћи прозор података као препоручљиво решење. С друге стране, прозор података дужине $2T_0$ не доприноси значајније тачности естимације а условљава нешто спорији одзив. Из ових разлога је као финално решење, у овом контексту, препоручен прозор података дужине T_0 као компромис тачности и стабилности естимације параметара са једне стране и брзине одзива алгоритма са друге стране.



Сл. 6.86. Одзив ARMP алгоритма за модел сигнала са пет хармоника и два члана једносмерне компоненте и прозор података од 50 одбирака



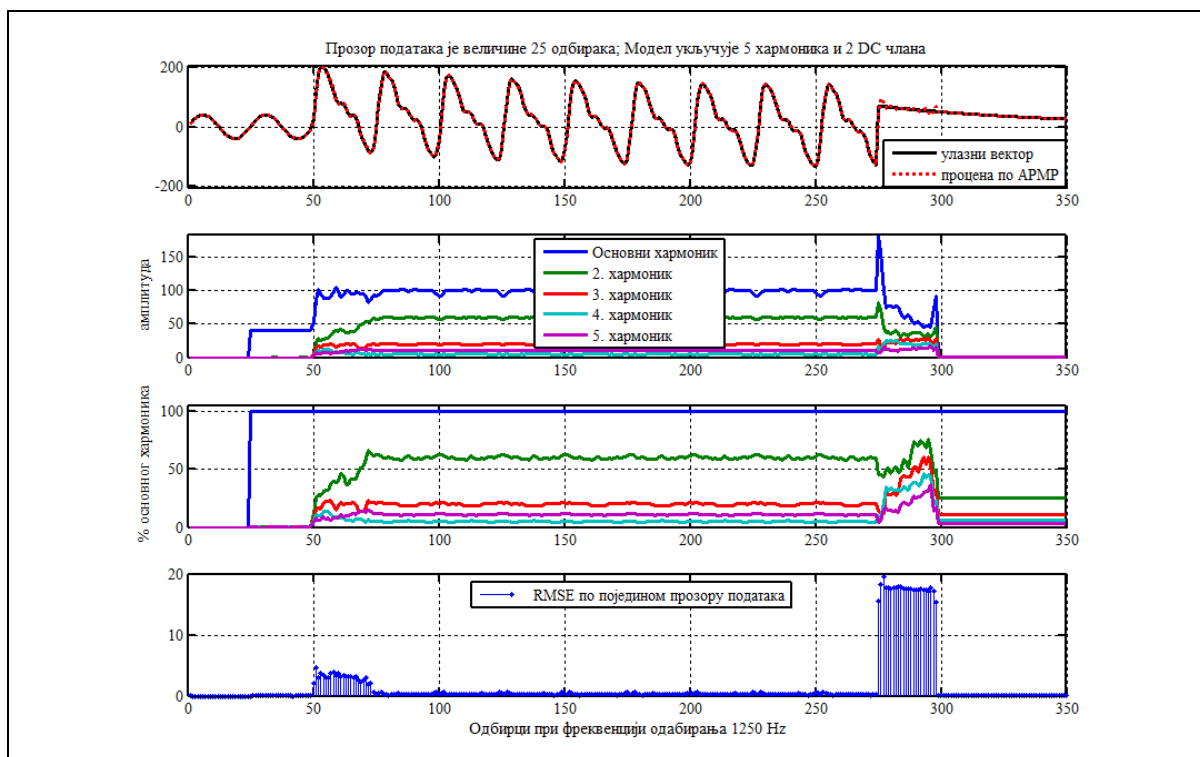
Сл. 6.87. Одзив ARMP алгоритма за модел сигнала са пет хармоника и два члана једносмерне компоненте и прозор података од 25 одбирака



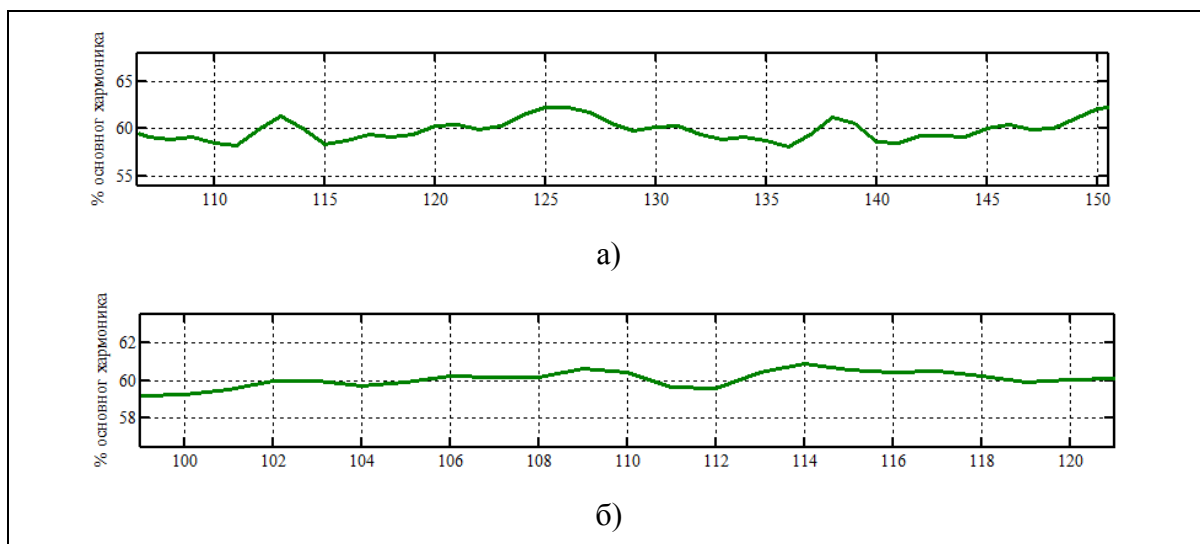
Сл. 6.88. Одзив ARMP алгоритма за модел сигнала са пет хармоника и два члана једносмерне компоненте и прозор података од 13 одбирака са детаљем везаним за амплитуде хармоника

Утицај променљиве фреквенције анализиран је на сликама Сл. 6.89 и Сл. 6.90. Овде је коришћен модел сигнала као и у претходним анализама али је мењана основна фреквенција у сигналу, коришћене су фреквенције веће или мање од 50 Hz, дакле различите вредности фреквенције у односу на 50 Hz колико је претпостављено у моделу сигнала. Резултат који имамо јесте да иначе гладак одзив алгоритма, какав се има за прозор од 25 одбирака и модел сигнала од 5 хармоника и два једносмерна члана, при одступању фреквенције од номиналне постаје мање или више осцилаторан. На Сл. 6.90 види се одступање, на пример, процентуалне вредности другог хармоника од тачне дефинисане вредности од 60 % износа основног хармоника, за предефинисане вредности основне фреквенције сигнала од 49.5 Hz (Сл. 6.90а) и 50.2 Hz (Сл. 6.90б)). Већа грешка у естимацији параметара очекивано се има за случај када је и одступање фреквенције веће. Ситуација се драстично погоршава уколико размотримо краће прозоре података и то, прозор података са 13 одбирака (Сл. 6.91) и прозор података од 19 одбирака (Сл. 6.92). Резултати анализе нам намећу следеће решење у случају значајнијег одступања

фреквенције у реалном сигналу: пошто АРМР прецизно одређује у реалном времену и фреквенцију процесираниг сигнала то је блоку који рачуна диференцијалну струју неопходно из оквира блока фреквентног алгоритма прослеђивати тачну вредност естимиране фреквенције и наставити рад алгоритма диференцијалне заштите са моделом од пет хармоника и два члана једносмерне компоненте са претходно оптимално изабраним прозором података од 25 одбирака.

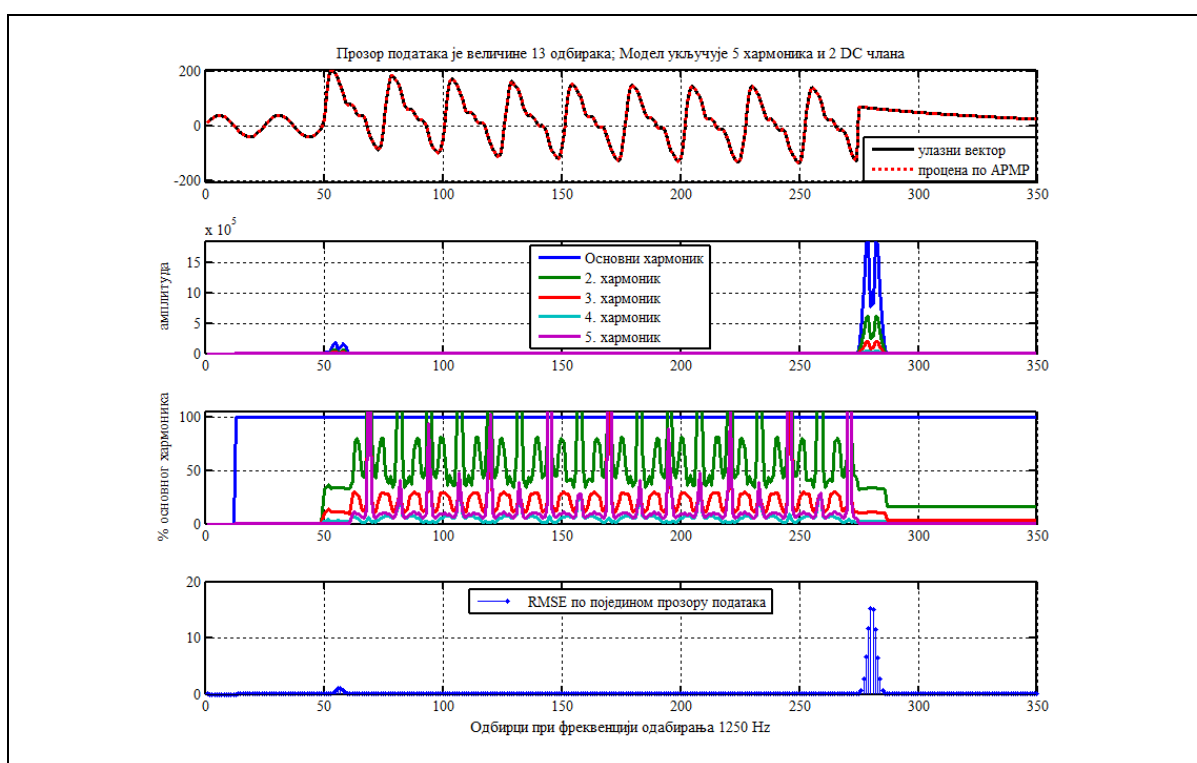


Сл. 6.89. Утицај променљиве основне фреквенције на рад АРМР алгоритма

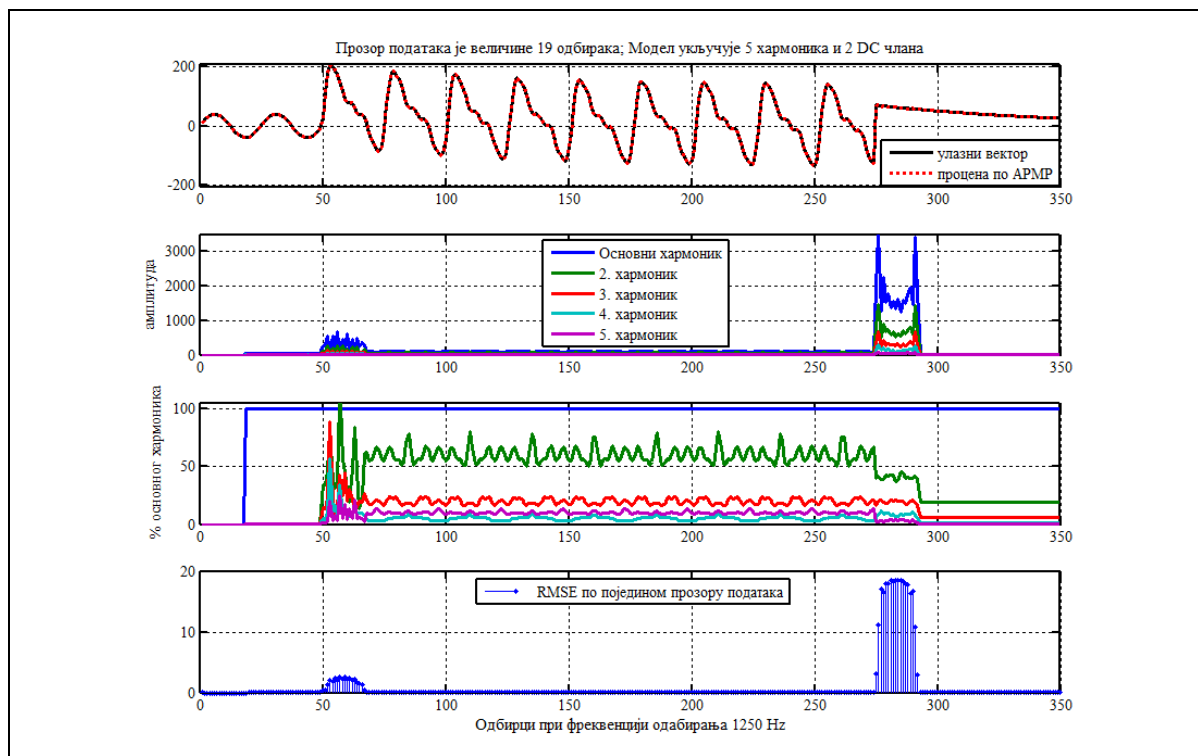


Сл. 6.90. Процена амплитуде другог хармоника струје при основној фреквенцији од 49.5 Hz (а) и 50.2 Hz (б)

Следећи сегмент тестирања АРМР алгоритма за процесирање сигнала диференцијалне струје односи се на анализу броја уважених хармоника као и броја чланова реда којим је апроксимирана експоненцијално опадајућа једносмерна компонента. Анализа показује да овај сегмент има највећи утицај на рад развијеног алгоритма. На Сл. 6.93 су приказани резултати алгоритма када у модел сигнала није укључена једносмерна компонента. Видимо да су процене померене и иако се током времена добијају приближно тачне вредности амплитуда хармоника, одзив је недопустиво спор. Осим тога, у тренуцима непосредно након настанка квара, који је у разматраном контексту диференцијалне заштите и најважнији, одзив је осцилаторан тако да се резултати тешко могу искористити за поуздан рад ове функције заштите.

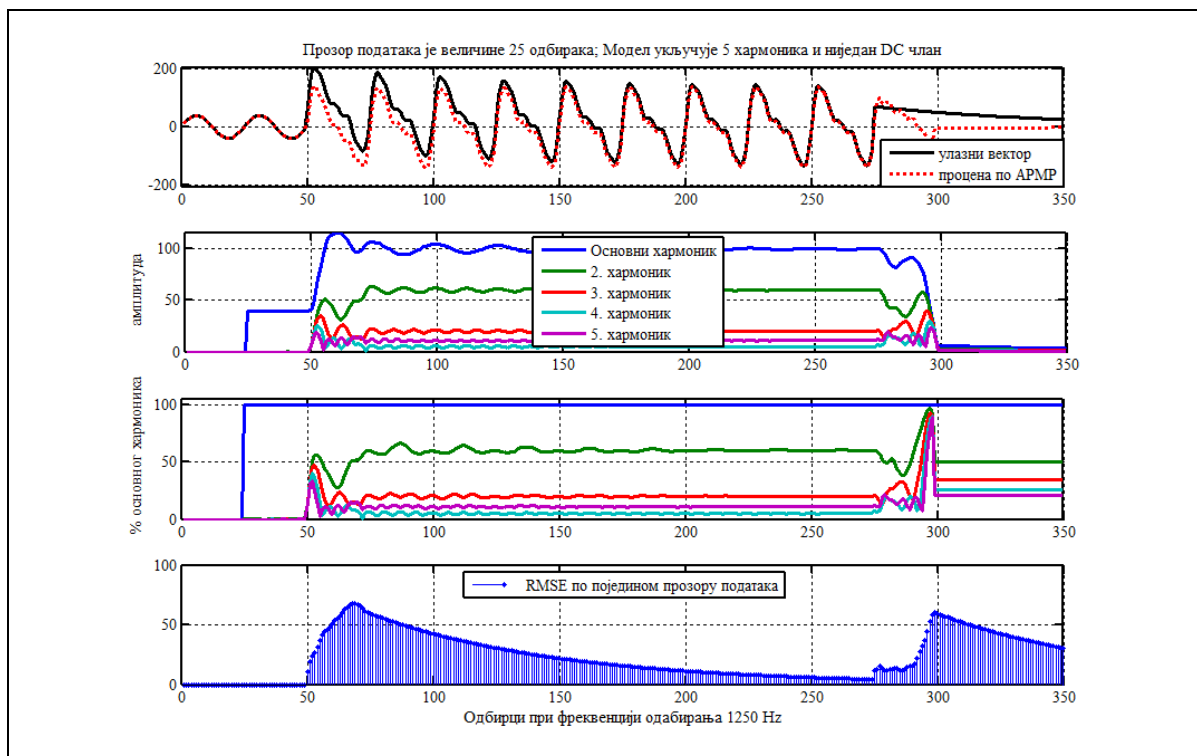


Сл. 6.91. Резултат рада АРМР алгоритма за случај одступања стварне фреквенције сигнала (49.5 Hz) од оне претпостављене у моделу (50 Hz) за прозор података од 13 одбирака



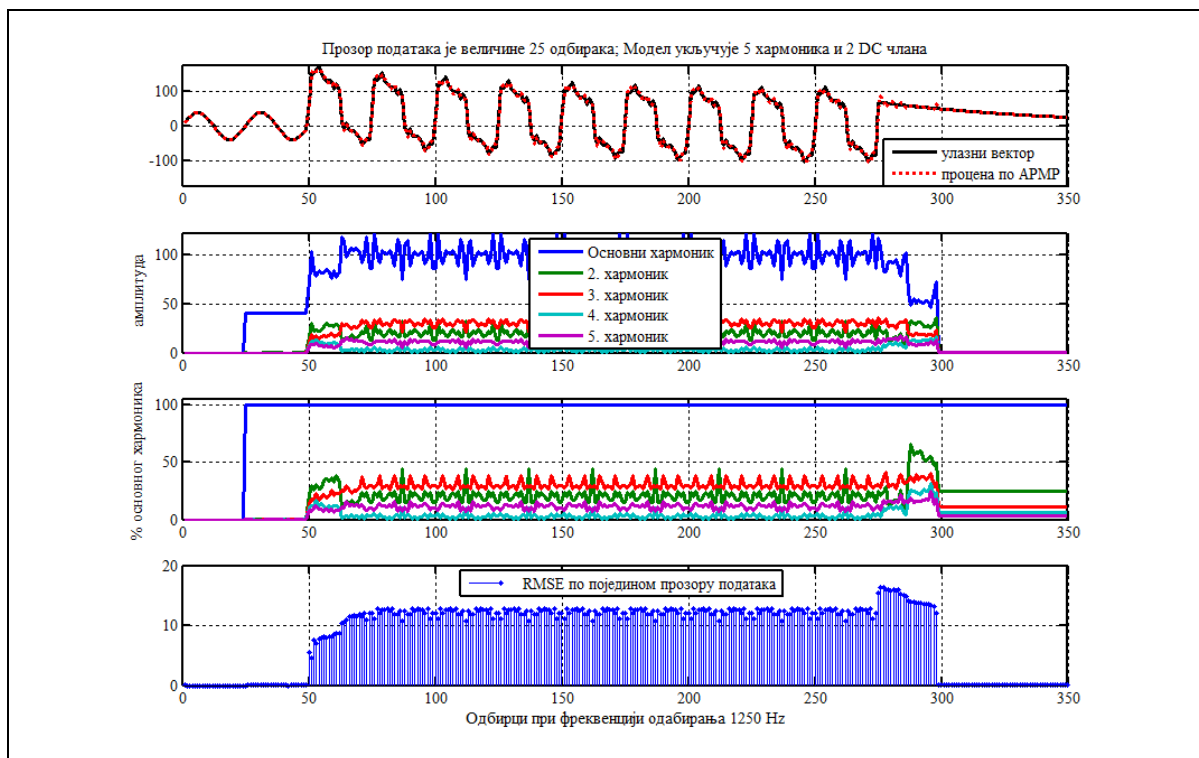
Сл. 6.92. Резултат рада ARMP алгоритма за случај одступања стварне фреквенције сигнала (49.5 Hz) од оне претпостављене у моделу (50 Hz) за прозор података од 19 одбирака

Исказана осцилаторност која траје неколико периода, опада са укључивањем више чланова реда којим је моделована експоненцијално опадајућа једносмерна компонента јер се ситуација значајно побољшава укључивањем и само константног члана еквивалентног реда а са додатком и линеарног члана из еквивалентног реда већ се добија коректан гладак одзив естимираних параметара. Укључење већег броја чланова еквивалентног реда којим је моделована једносмерна компонента није неопходно са аспекта тачности естимације а нарушавало би брзину рада алгоритма и стога није препоручљиво.

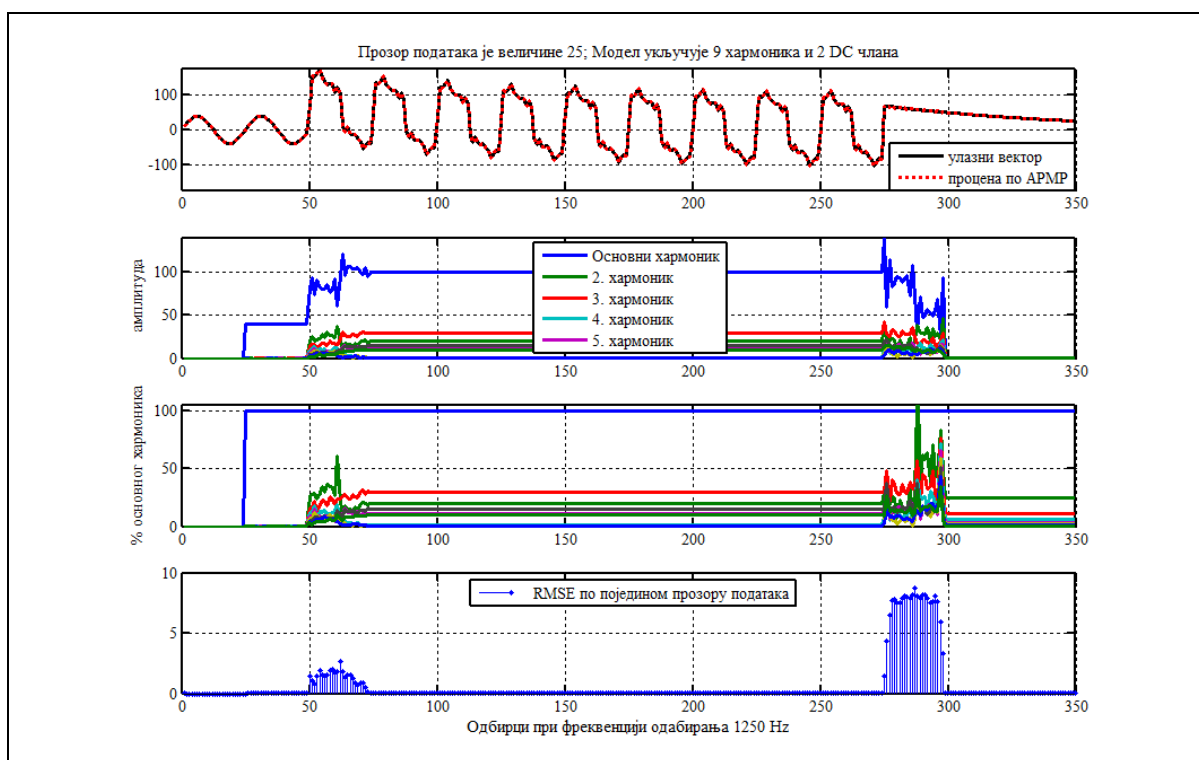


Сл. 6.93. Резултат рада ARMP алгоритма за случај када у модел није укључена једносмерна компонента

Утицај присуства виших хармоника у тест сигналу а који нису обухваћени моделом сигнала такође је веома изражен. Провере су реализоване на тест сигналу који садржи хармонике реда већег од 5. (и то 15 % садржаја хармоника реда 7. и 10 % садржаја хармоника реда 9.) на до сада дефинисаном моделу сигнала који садржи пет хармоника и два члана једносмерне компоненте (резултати приказани на Сл. 6.94) као и на коректном моделу сигнала који укључује и присуство виших хармоника генерисаних у тест сигналу (Сл. 6.95). На бази ових резултата јасно се види да би за овакве генерисане тест сигнале дефинисани модел са пет хармонијских компоненти и два члана једносмерне компоненте практично био неупотребљив. Односно, неопходно је да се у ARMP алгоритму користи модел сигнала диференцијалне струје који верно одсликава реалне процесе у енергетском трансформатору. Стога се овде реално намеће и употреба *anti-aliasing* филтера који ће практично искључити све немоделоване компоненте диференцијалне струје како би ARMP алгоритам дао коректне резултате у диференцијалној заштити трансформатора у присуству појаве импулсног шума и outlier-a.



Сл. 6.94. Резултат рада APMP алгоритма за случај нетачног модела сигнала када тест сигнал садржи хармонике закључно са редом 9. а модел сигнала је са хармоницима закључно са редом 5.



Сл. 6.95. Резултат рада APMP алгоритма за случај када тест сигнал садржи хармонике закључно са редом 9. а модел сигнала је са хармоницима закључно са редом 9.

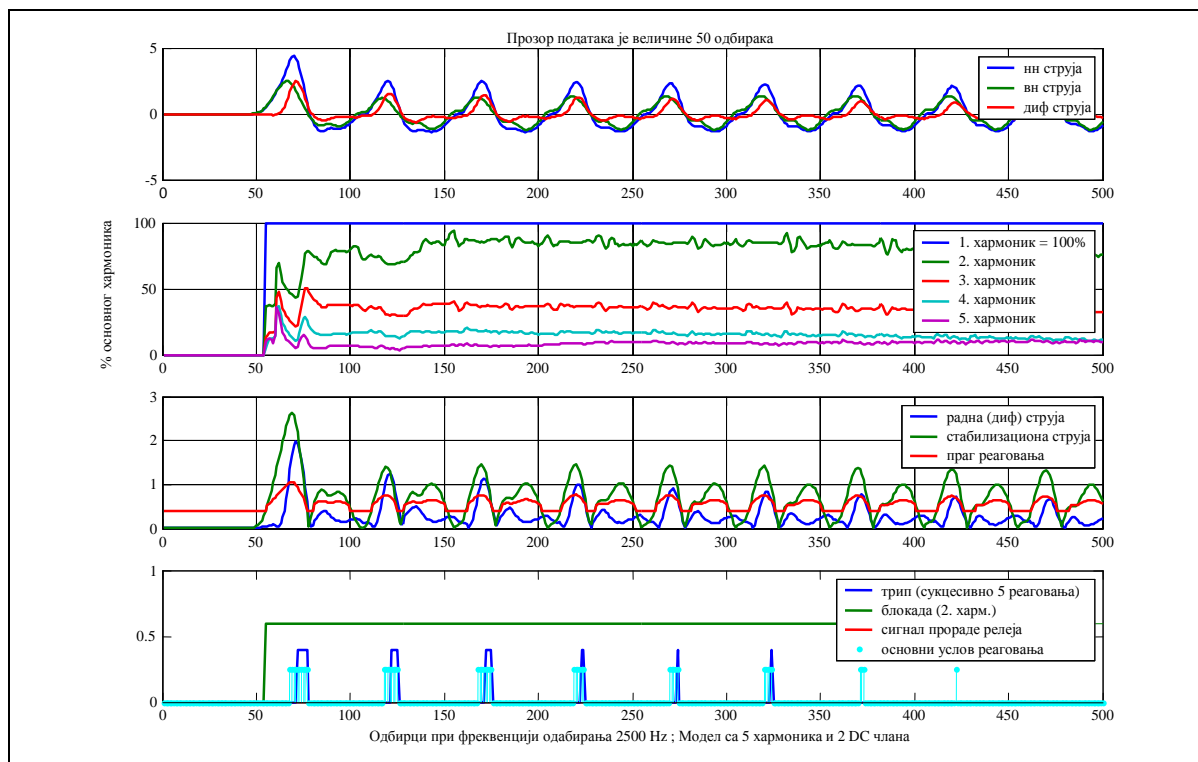
6.8.2 Резултати тестирања АРМР алгоритма сигнаlima струја снимљеним на моделима трансформатора у лабораторијским условима

Излази АРМР алгоритма за диференцијалну заштиту трансформатора који су посматрани у овој анализи су: улазни сигнали струје, проценат хармоника од интереса, диференцијална и стабилизациона струја и сигнали прораде и блокирања на основу дефинисаних прагова виших хармоника од интереса. Диференцијална струја се прорачунава на основу израза (6.72), стабилизациона струја се прорачунава на бази израза (6.73)(б) а праг реаговања одговара процентуалној карактеристици са једноструким нагибом од 25 % и константним делом за мале вредности $I_{stab_min} = 0.5$, сходно карактеристици на Сл. 6.84, док је вредност минималне диференцијалне струје I_{dif_min} дефинисана са вредношћу од 40 % од номиналне струје (овај праг може бити и мањи уколико се због несавршености експерименталних мерења струје фазно коригују пошто резултати добијени у лабораторијским условима имају у конкретном случају благи раскорак између струја са високонапонске и нисконапонске струје за сва реализована мерења). Релеј реагује ако је $I_{dif} > kI_{stab}$, и то за одређен број сукцесивних прозора (на графицима сигнал означен са трип), и уколико нема блокаде услед присуства виших хармоника. За блокаду је коришћен други хармоник са подешеним прагом од 20 % основног хармоника ($prag2hr$). Илустровани су резултати за већи број мерења, негде више резултата и за исте улазне податке али за различите параметре програма. Анализиране су следеће експериментално реализоване ситуације на моделима трансформатора у лабораторијским условима:

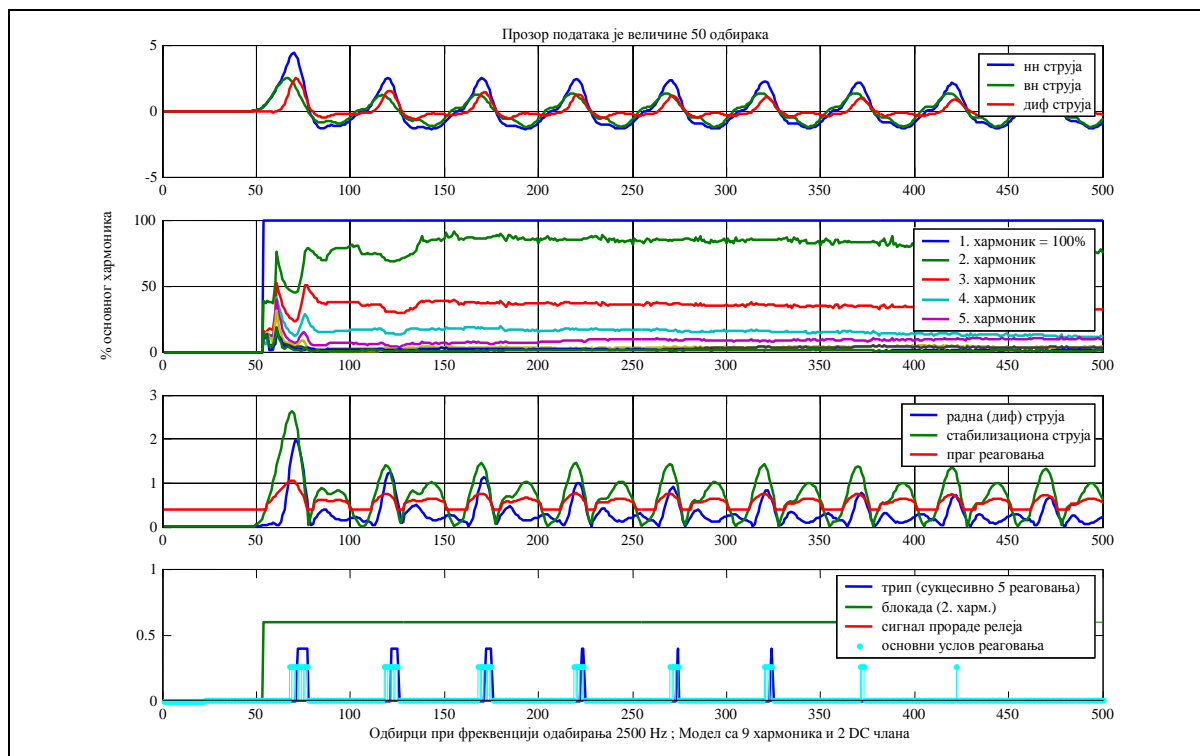
- укључење на моделу једнофазног трансформатора под оптерећењем,
- кратак спој на позицији 20 % извода високонапонске стране на моделу једнофазног трансформатора и
- укључење на моделу трофазног трансформатора под оптерећењем.

Реализоване су следеће анализе: утицај модела (број хармоника и број чланова једносмерне компоненте) што је илустровано на сликама Сл. 6.96 до Сл. 6.99; могућност коришћења ниже фреквенције одабирања од стандардно коришћене фреквенције 2500 Hz а резултати ових анализа су приказани на сликама Сл. 6.100 и Сл. 6.101; утицај фазне неподешености улазних струја на подешавање процентуалне карактеристике релеја што је илустровано на сликама Сл. 6.102 и Сл. 6.103, односно на сликама Сл. 6.105 и Сл.

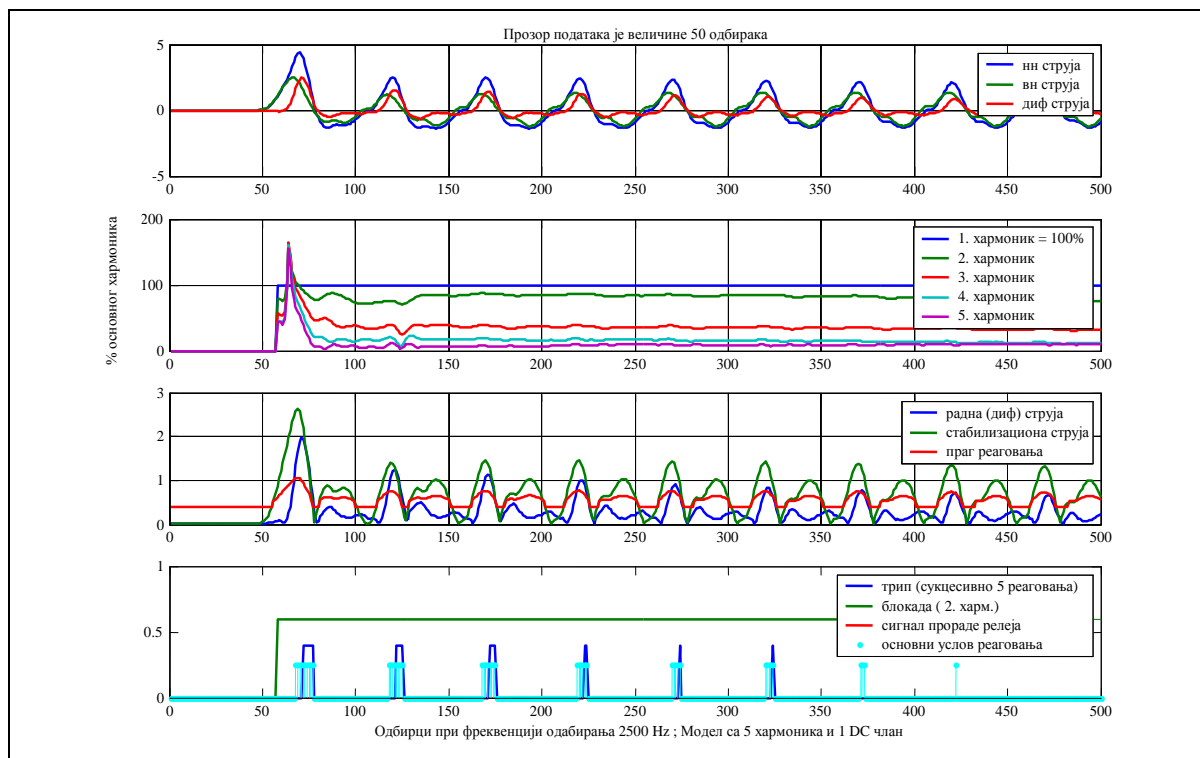
6.106; осетљивост на приближно нулте улазне сигнале што су ситуације које објективно не одговарају реалним условима експлоатације а што је пак илустровано на Сл. 6.104 (теоријски и ово се може решити тако што се за вредност основног хармоника испод неког прага узима да су процентуалне вредности виших хармоника практично једнаке нули); случај нежељеног реаговања релеја услед пада удела другог хармоника и случај потенцијалног превазилажења оваквог нежељеног реаговања што је приказано на сликама Сл. 6.107 и Сл. 6.108.



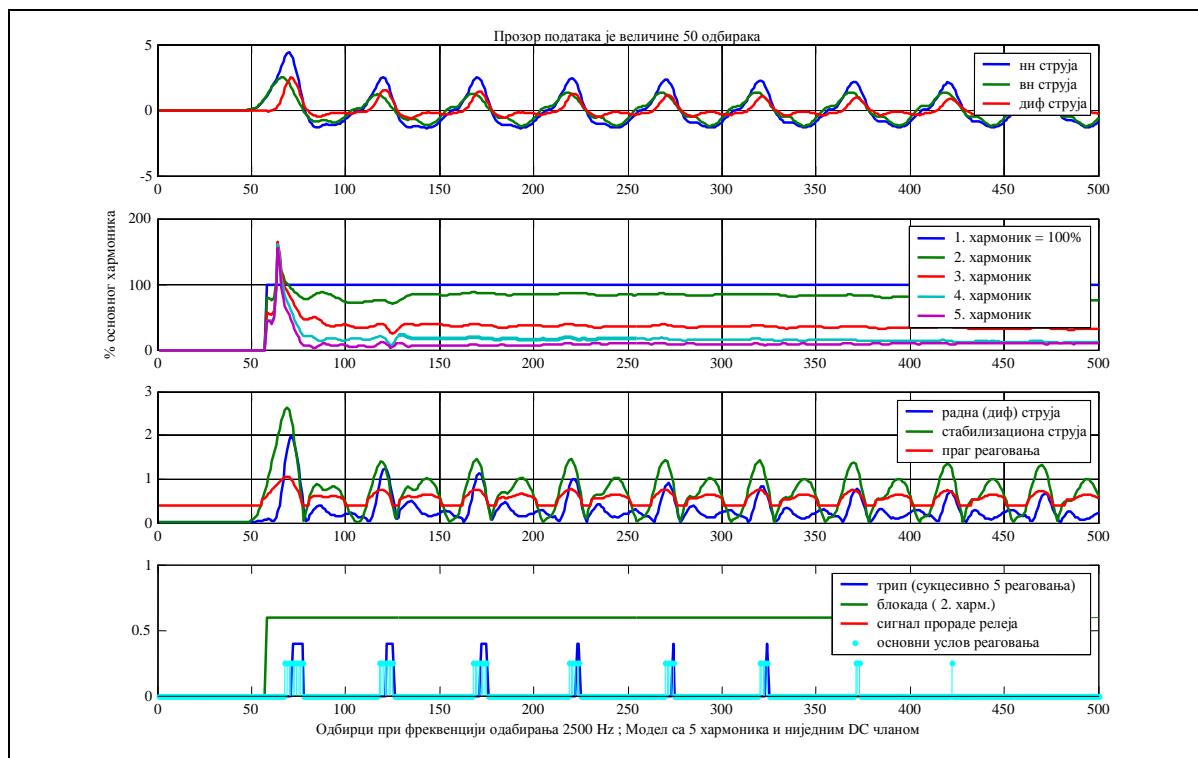
Сл. 6.96. Утицај модела сигнала на рад АРМР алгоритма (модел са 5 хармоника и 2 dc члана) за случај укључења модела једнофазног трансформатора под оптерећењем



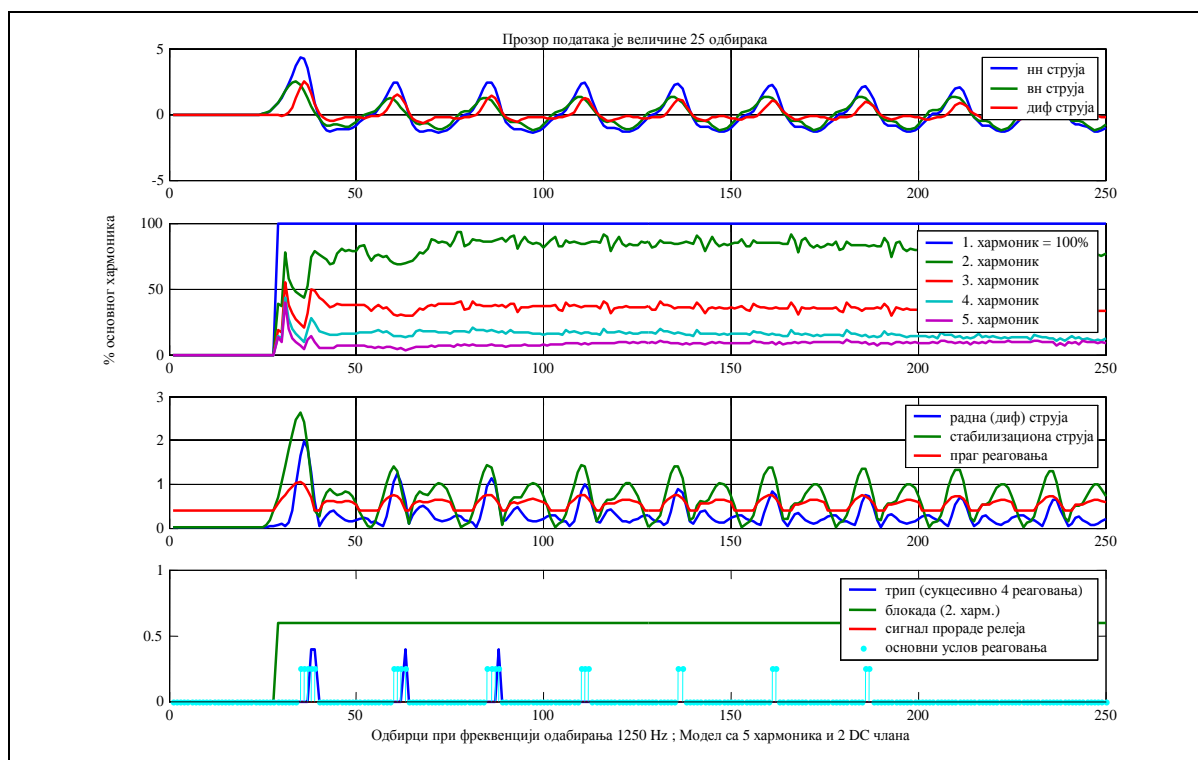
Сл. 6.97. Утицај модела сигнала на рад АРМР алгоритма (модел са 9 хармоника и 2 dc члана) за случај укључења модела једнофазног трансформатора под оптерећењем



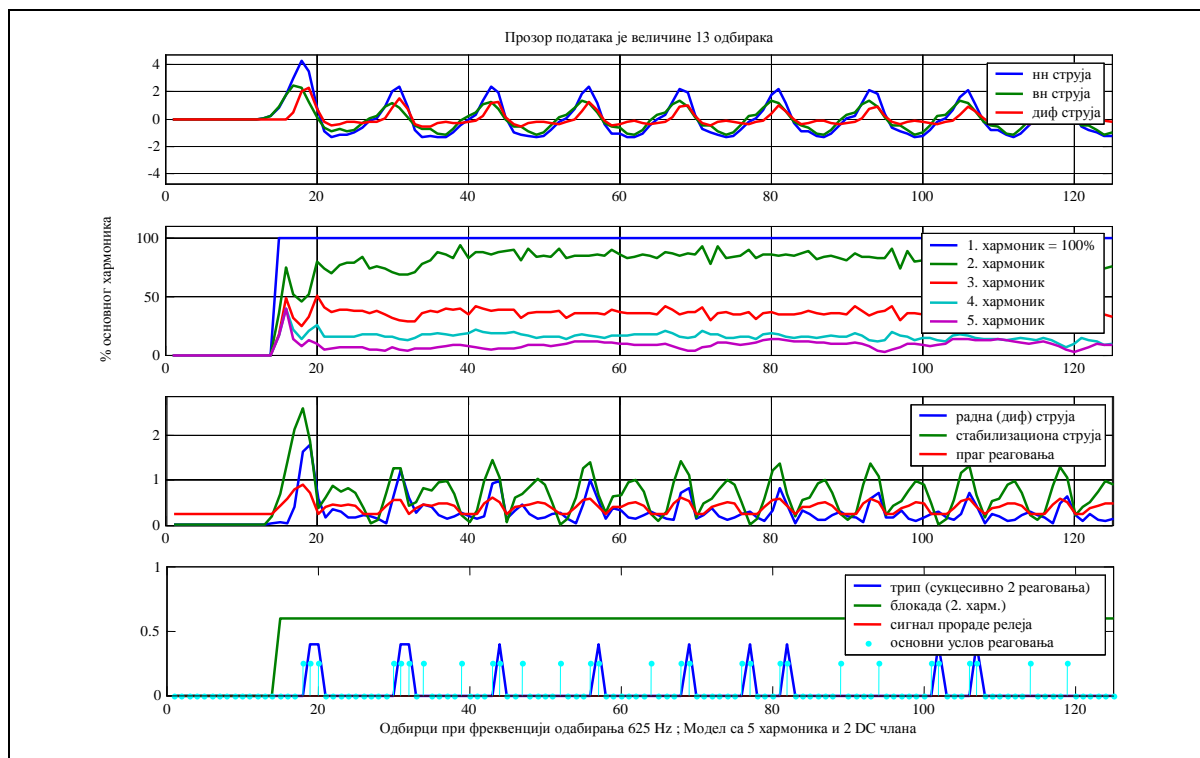
Сл. 6.98. Утицај модела сигнала на рад АРМР алгоритма (модел са 5 хармоника и 1 dc чланом) за случај укључења модела једнофазног трансформатора под оптерећењем



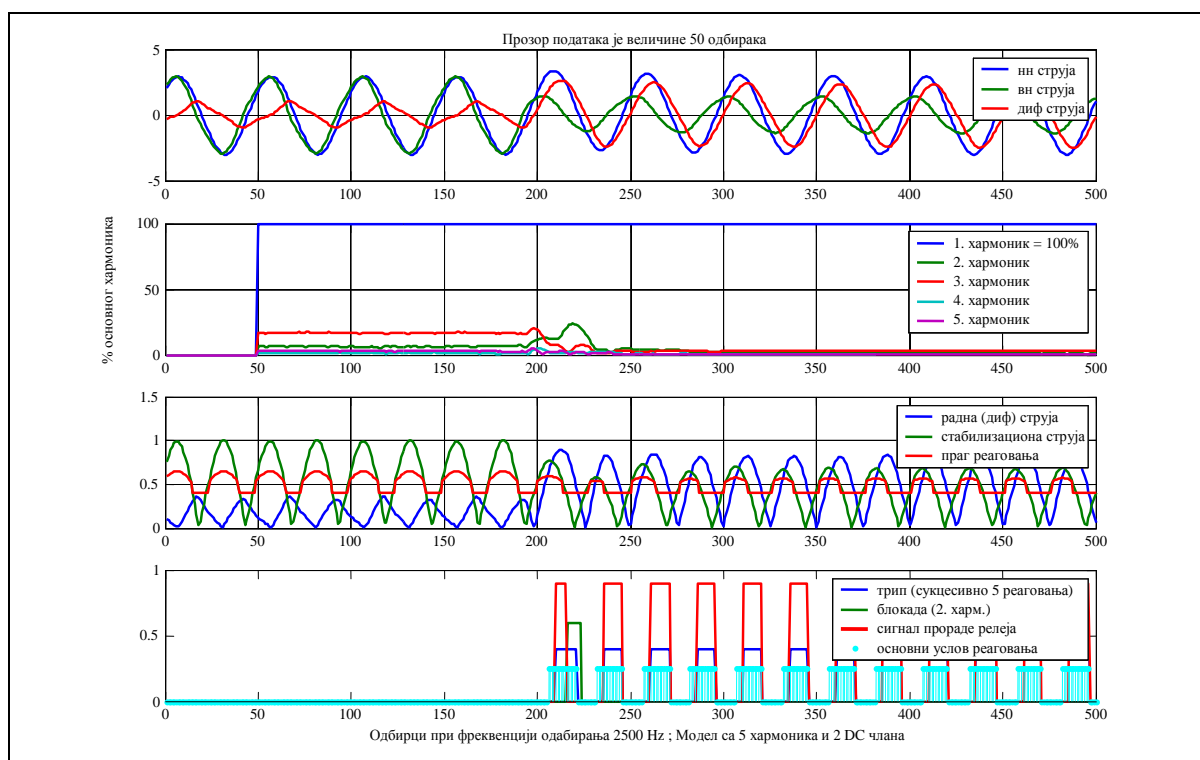
Сл. 6.99. Утицај модела сигнала на рад АРМР алгоритма (модел са 5 хармоника и занемареним члановима једносмерне компоненте сигнала) за случај укључења модела једнофазног трансформатора под оптерећењем



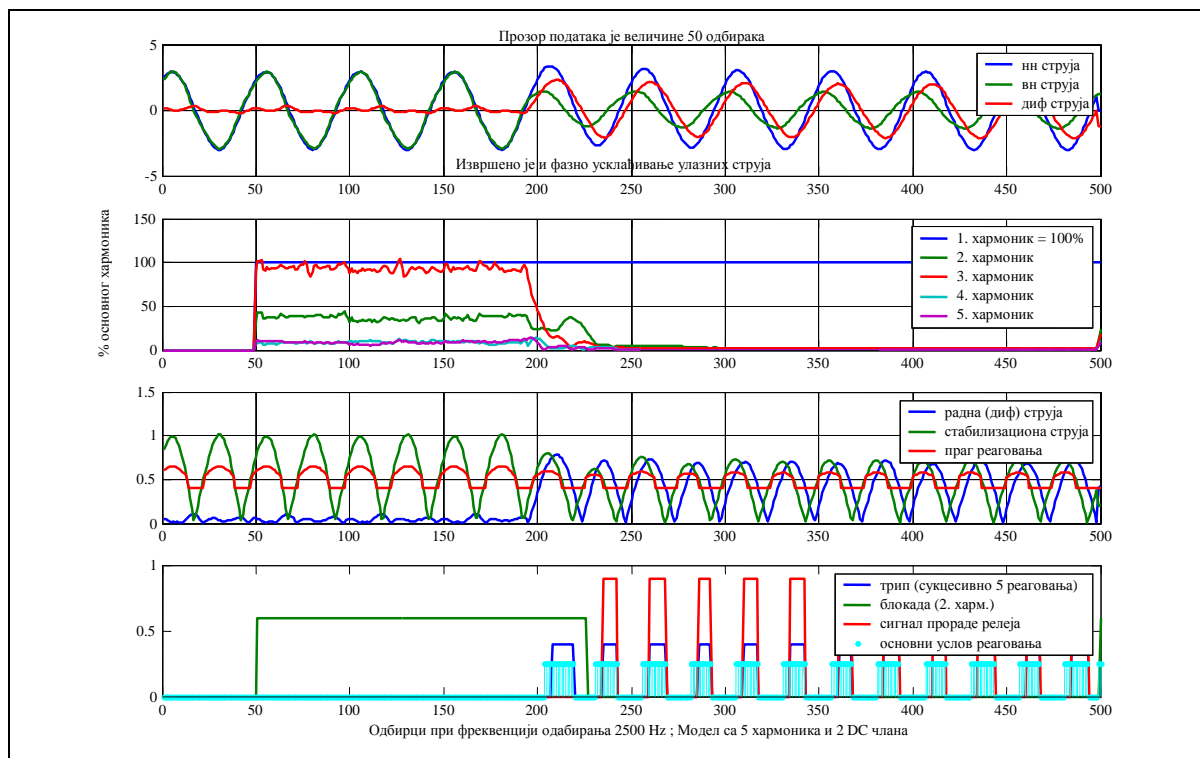
Сл. 6.100. Утицај фреквенције одабирања сигнала на рад АРМР алгоритма када је фреквенција одабирања 1250 Hz, за случај укључења модела једнофазног трансформатора под оптерећењем



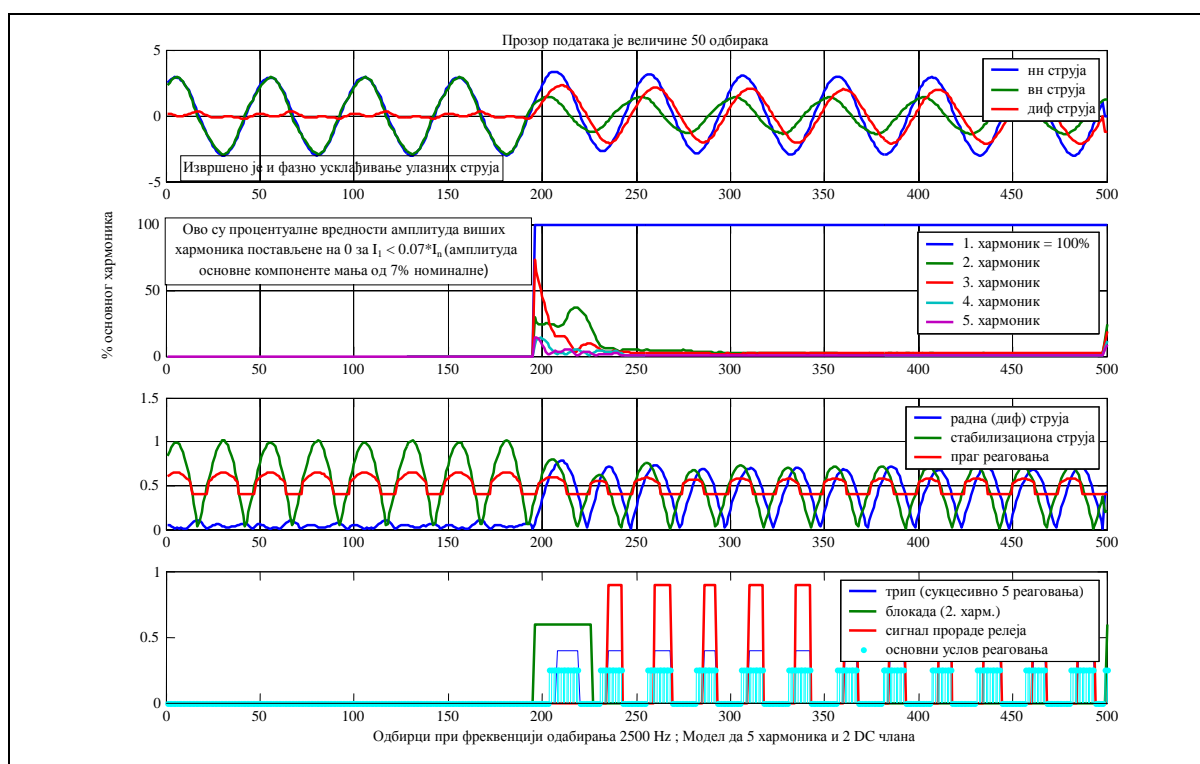
Сл. 6.101. Утицај фреквенције одабирања сигнала на рад АРМР алгоритма када је фреквенција одабирања 625 Hz, за случај укључења модела једнофазног трансформатора под оптерећењем



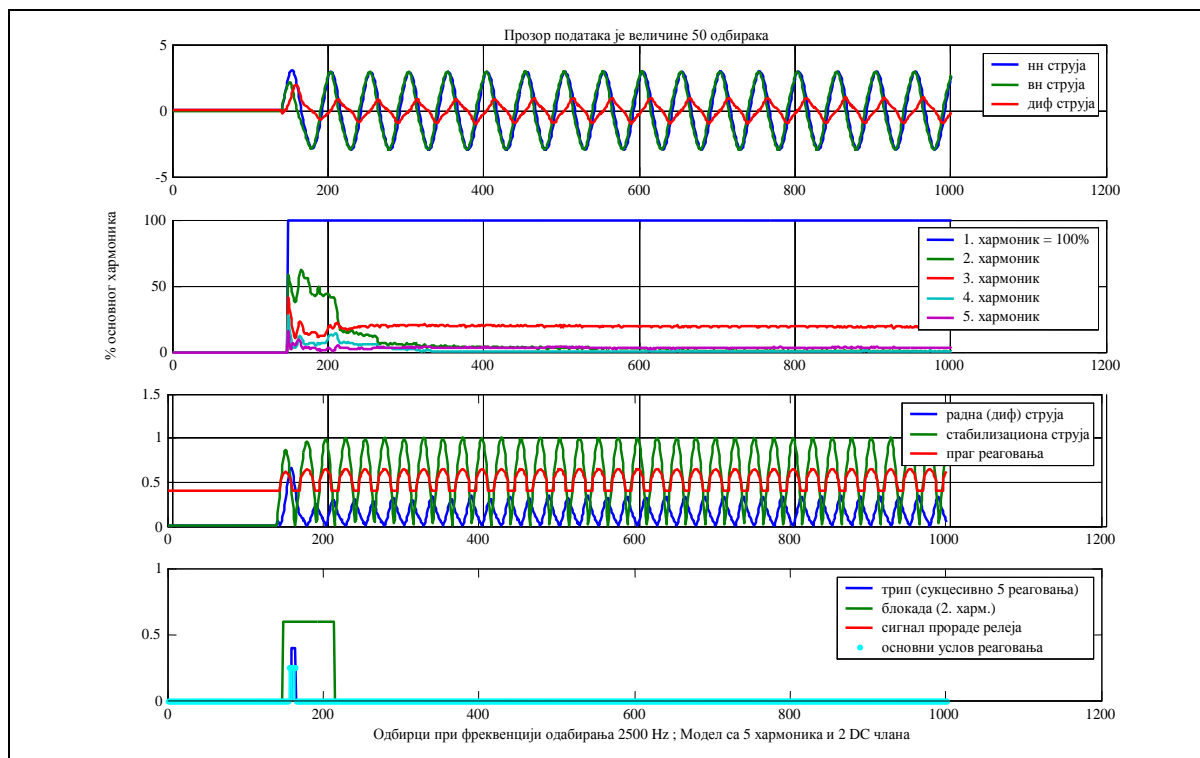
Сл. 6.102. Утицај фазне неподешености улазних струја на рад АРМР алгоритма за случај унутрашњег квара у моделу једнофазног трансформатора на позицији 20 % извода високонапонске стране



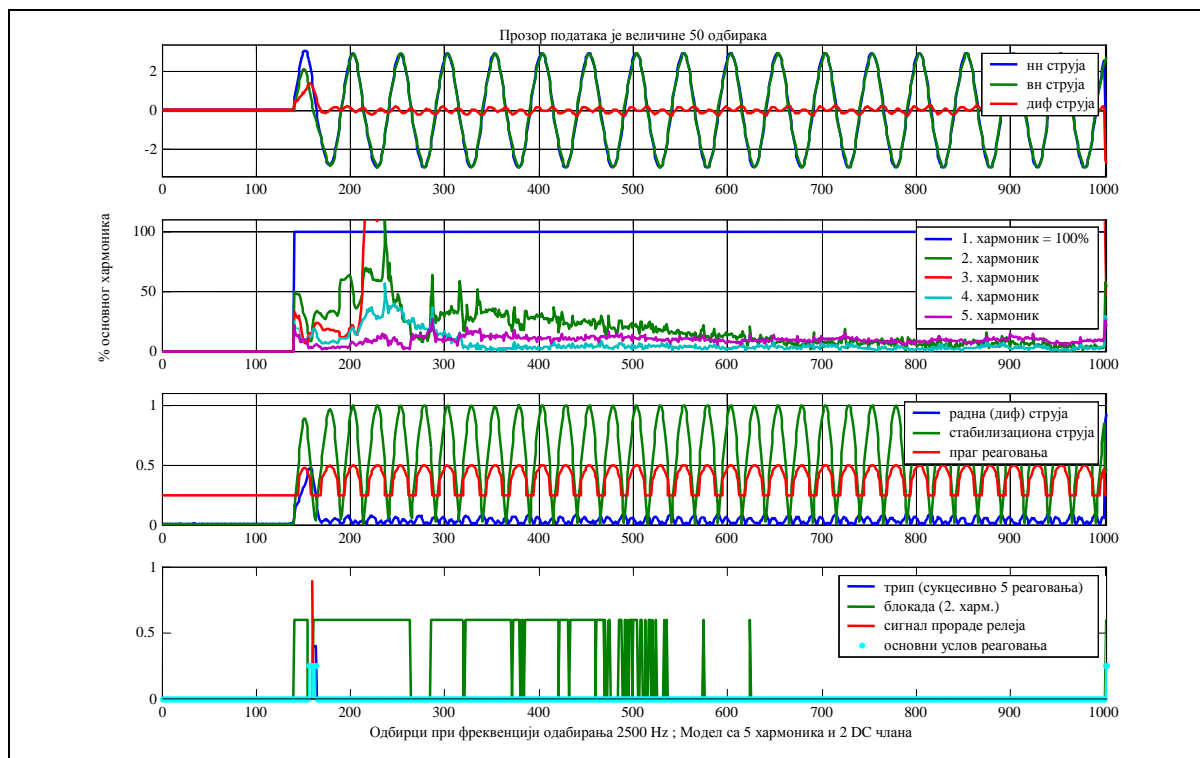
Сл. 6.103. Утицај фазне подешености улазних струја на рад АРМР алгоритма за случај унутрашњег квара у моделу једнофазног трансформатора на позицији 20 % извода високонапонске стране



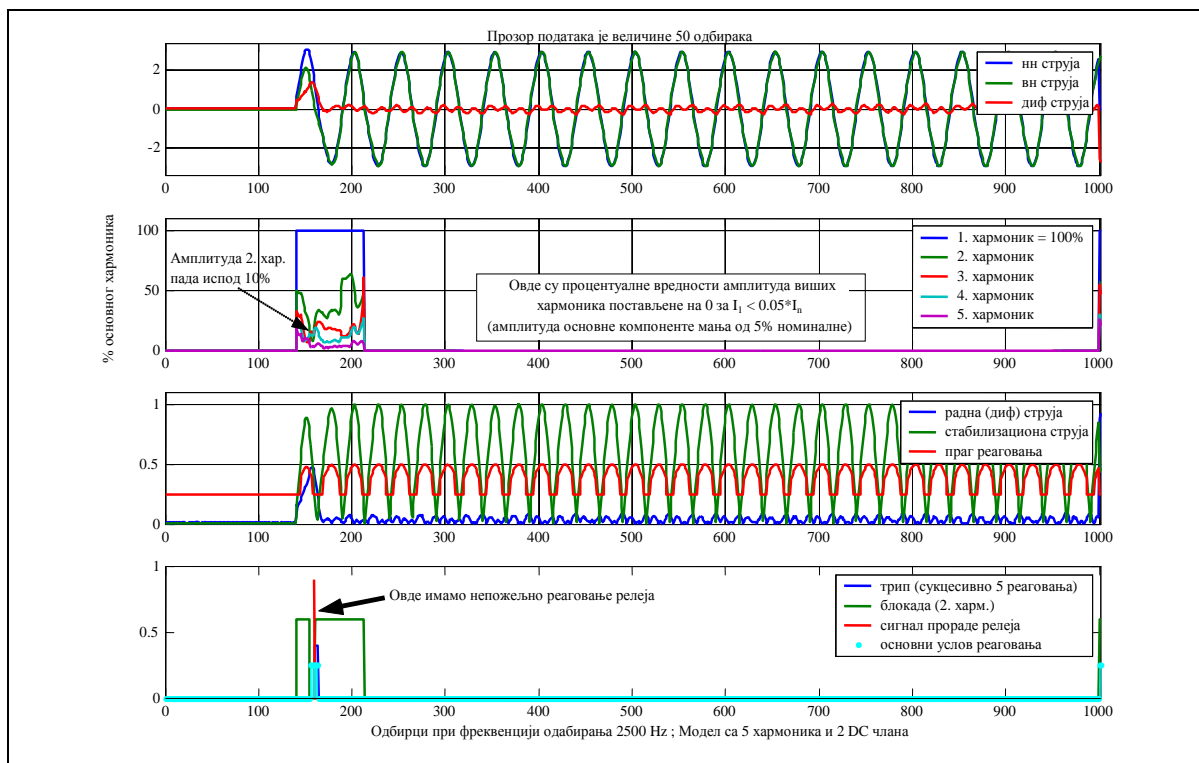
Сл. 6.104. Рад АРМР алгоритма када се процентуална вредност виших хармоника не рачуна за мале сигнале (вредности) диференцијалне струје у случају унутрашњег квара у моделу једнофазног трансформатора на позицији 20 % извода високонапонске стране



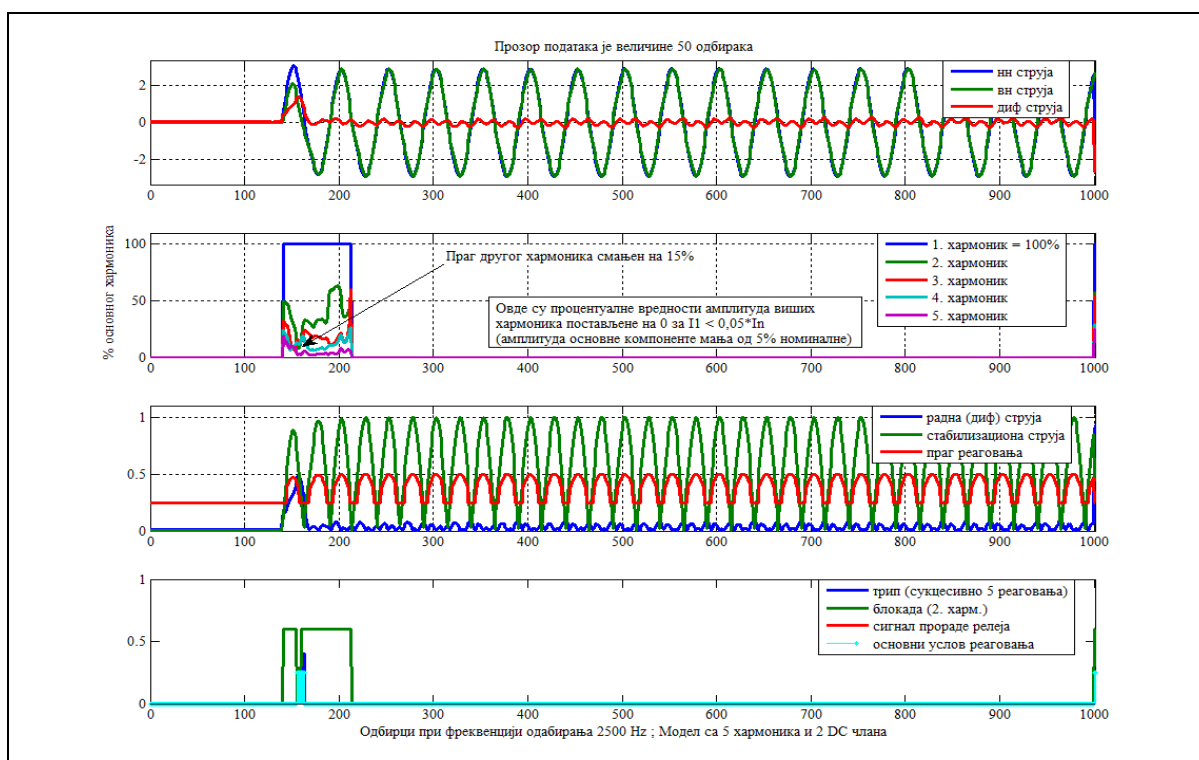
Сл. 6.105. Рад APMP алгоритма за случај укључења модела трофазног трансформатора под оптерећењем када су улазне струје фазно неподешене



Сл. 6.106. Рад APMP алгоритма за случај укључења модела трофазног трансформатора под оптерећењем када су улазне струје фазно подешене



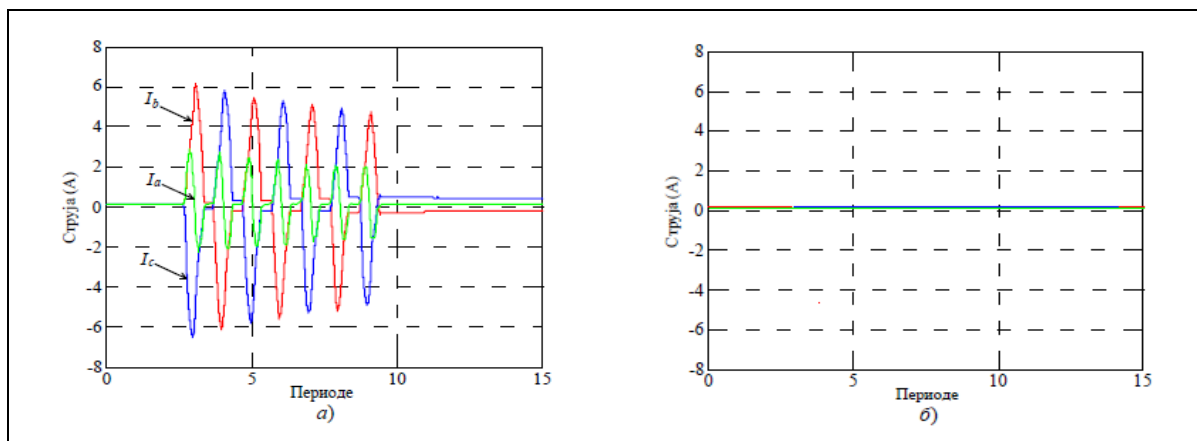
Сл. 6.107. Нежељено реаговање АРМР алгоритма услед пада удела другог хармоника испод 10 % у току прелазног периода за случај укључења модела трофазног трансформатора под оптерећењем

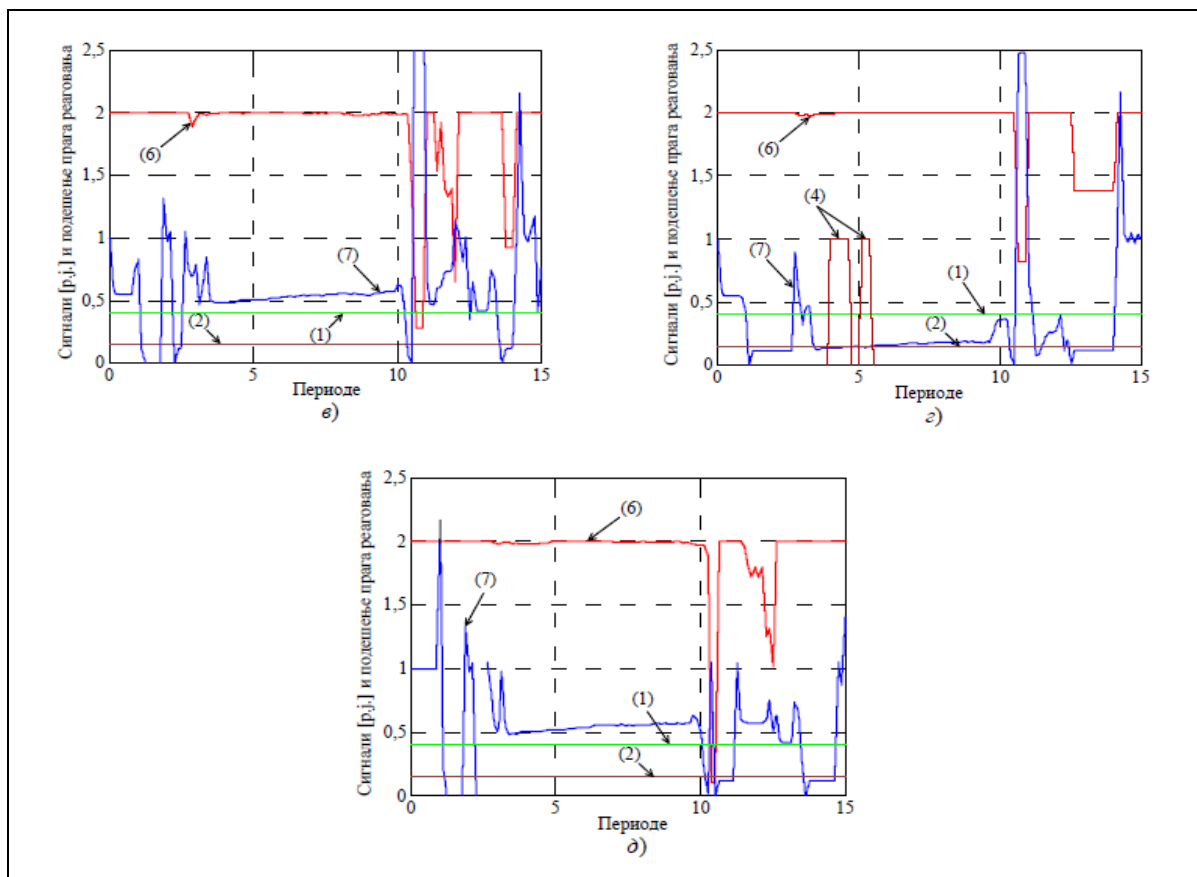


Сл. 6.108. Превазилажење нежељеног реаговања АРМР алгоритма услед пада удела другог хармоника испод 10 % у току прелазног периода укључења модела трофазног трансформатора под оптерећењем, смањењем прага блокаде 2. хармоника

6.8.3 Резултати карактеристичних тестова АРМР алгоритма сигнаlima струја добијеним из реалних услова рада заштите енергетског трансформатора

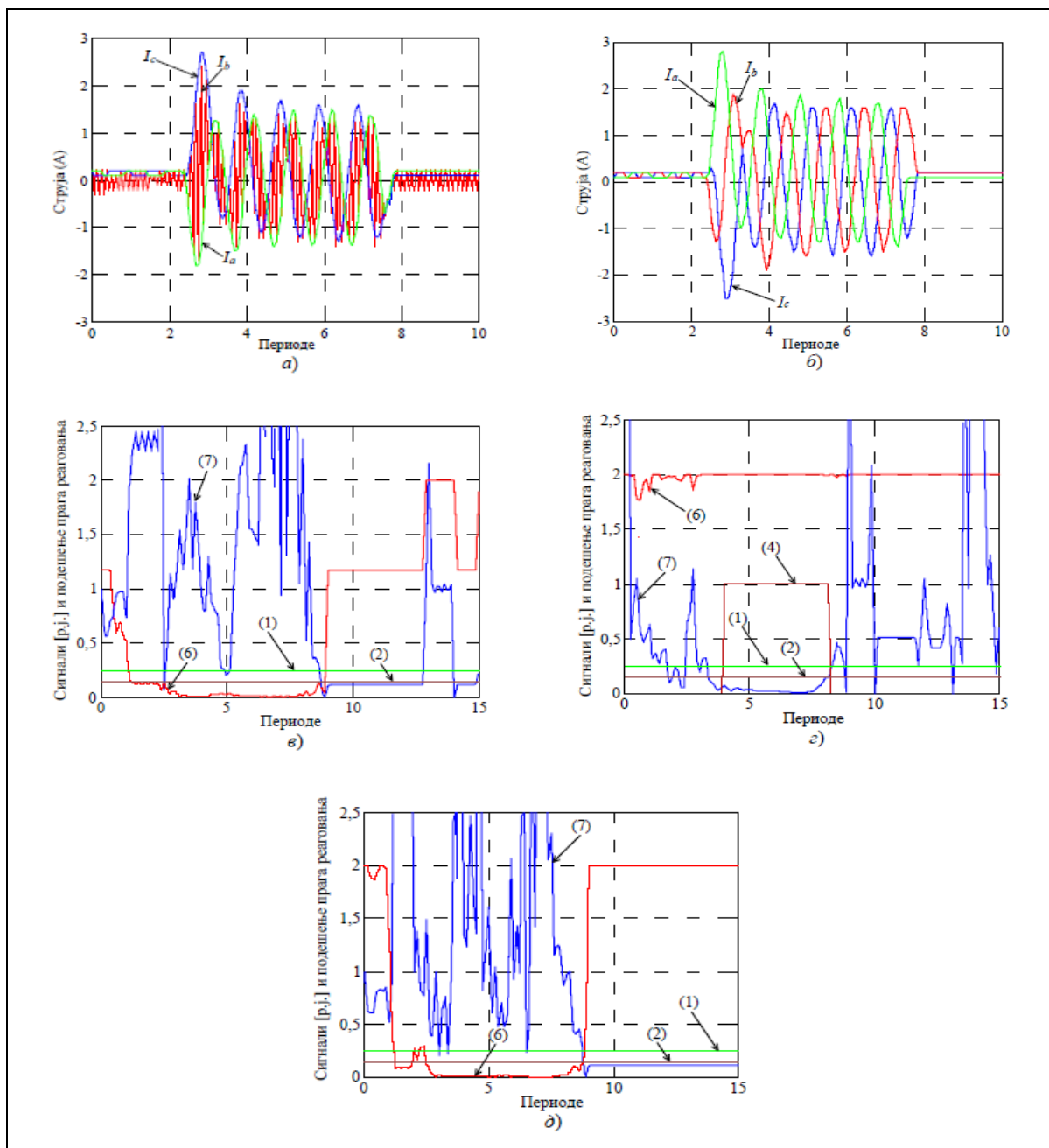
У овом делу је анализиран рад АРМР алгоритма у неколицини ситуација за које се располагало снимцима струја из експеримената испитивања реалних диференцијалних релеја. Ови снимци струја су нумерички процесирани АРМР алгоритмом уз стандардно суперпонирање компоненте импулсног шума, односно outlier-а и анализирани су резултати рада алгоритма имајућу у виду да су ситуације у којима су снимци струја реализовани познате. Резултати ових анализа су детаљно приказани на сликама Сл. 6.109 до Сл. 6.114. На њима су: (а)-струје намотаја 1, (б)-струје намотаја 2, (в)-подешења и сигнали реаговања у фази А, (г)-подешења и сигнали реаговања у фази В, (д)-подешења и сигнали реаговања у фази С. Ознаке параметара на овим сликама су: k -нагиб процентуалне карактеристике (1), $prag2hr$ -праг реаговања 2. хармоника (2), I_{dif_min} -подешење стабилисаног диференцијалног елемента (3), трип1-сигнал реаговања стабилисаног елемента (4), $I_{nestab} = I_{dif_max}$ - подешење нестабилисаног диференцијалног елемента (5), I -однос диференцијалне и стабилизационе струје I_{dif}/I_{stab} (6), I_{dif2} -други хармоник диференцијалне струје (7), трип2-сигнал реаговања нестабилисаног елемента (8). Прва анализирана ситуација се односи на искључење енергетског трансформатора у току магнећења при спреси енергетског трансформатора троугао звезда, што је илустровано на Сл. 6.109. У овом случају подешења су имала следеће вредности: $k = 0.4$; $prag2hr = 0.15$; $I_{dif_min} = 0.3$.





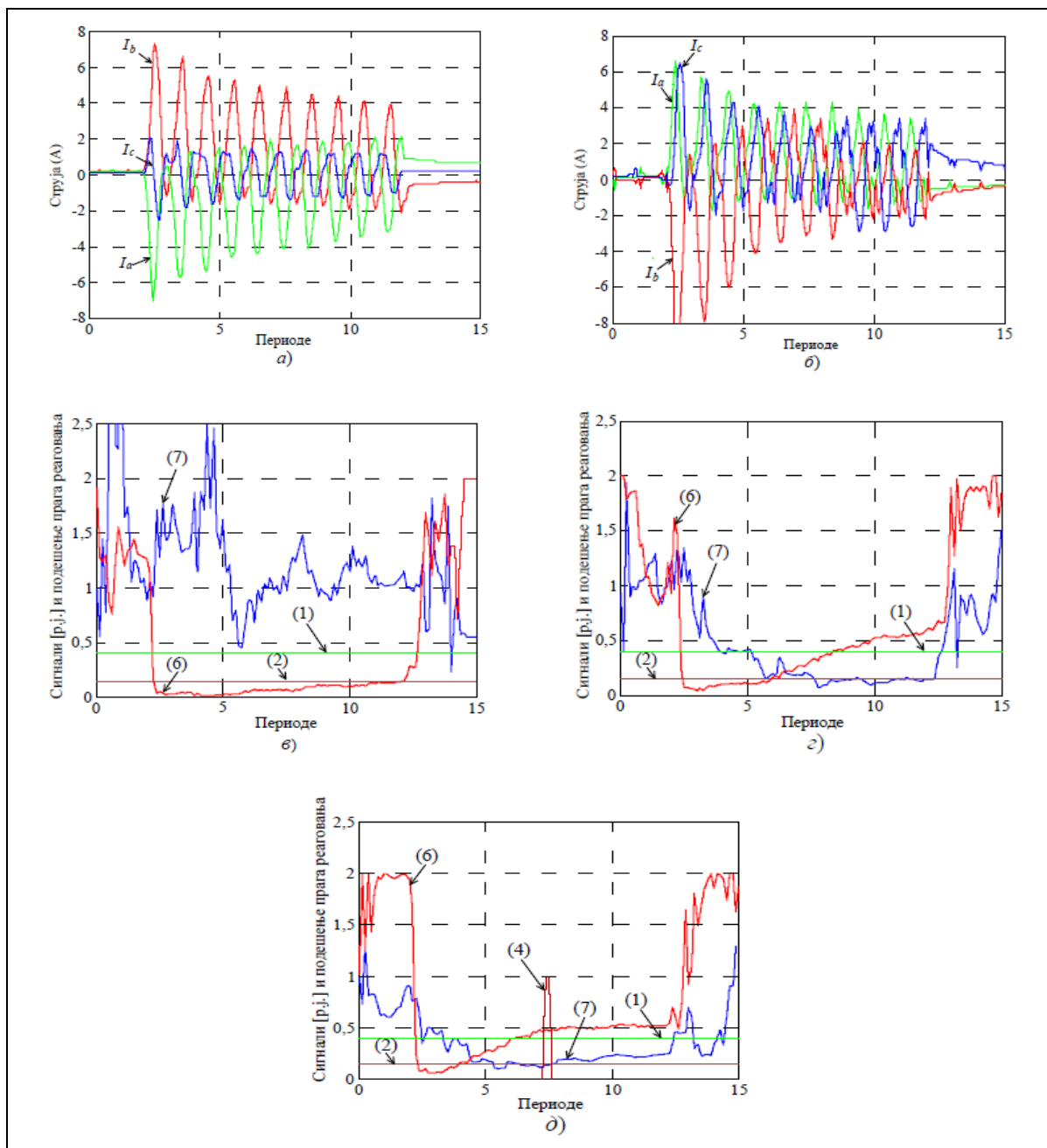
Сл. 6.109. Резултат рада АРМР алгоритма диференцијалне заштите трансформатора за случај искључења трансформатора у току магнећења и при спреси троугао звезда

У овој ситуацији се искључење јавља у фази В због малог садржаја другог хармоника. До искључења долази због струје магнећења јер су струје у фазама В и С једнаких амплитуда али супротних смерова. Други хармоник је значајно умањен због одузимања струја што је условљено спрегом троугао. Проблем се може избећи избором опције блокирања искључења за хармонијска изобличења у свакој фази понаособ. Следећа размотрена ситуација у анализи је било искључење услед деловања диференцијалне заштите због квара струјног трансформатора, што је илустровано графицима на Сл. 6.110. У овом случају подешења су имала следеће вредности: $k = 0.25$; $prag2hr = 0.15$; $I_{dif_min} = 0.3$. Овде практично имамо искључење са нормалном струјом оптерећења услед кога је дошло до квара у фази С првог намотаја струјног трансформатора.



Сл. 6.110. Резултат рада АРМР алгоритма диференцијалне заштите трансформатора за случај искључења услед деловања диференцијалне заштите које је условљено кваром струјног трансформатора

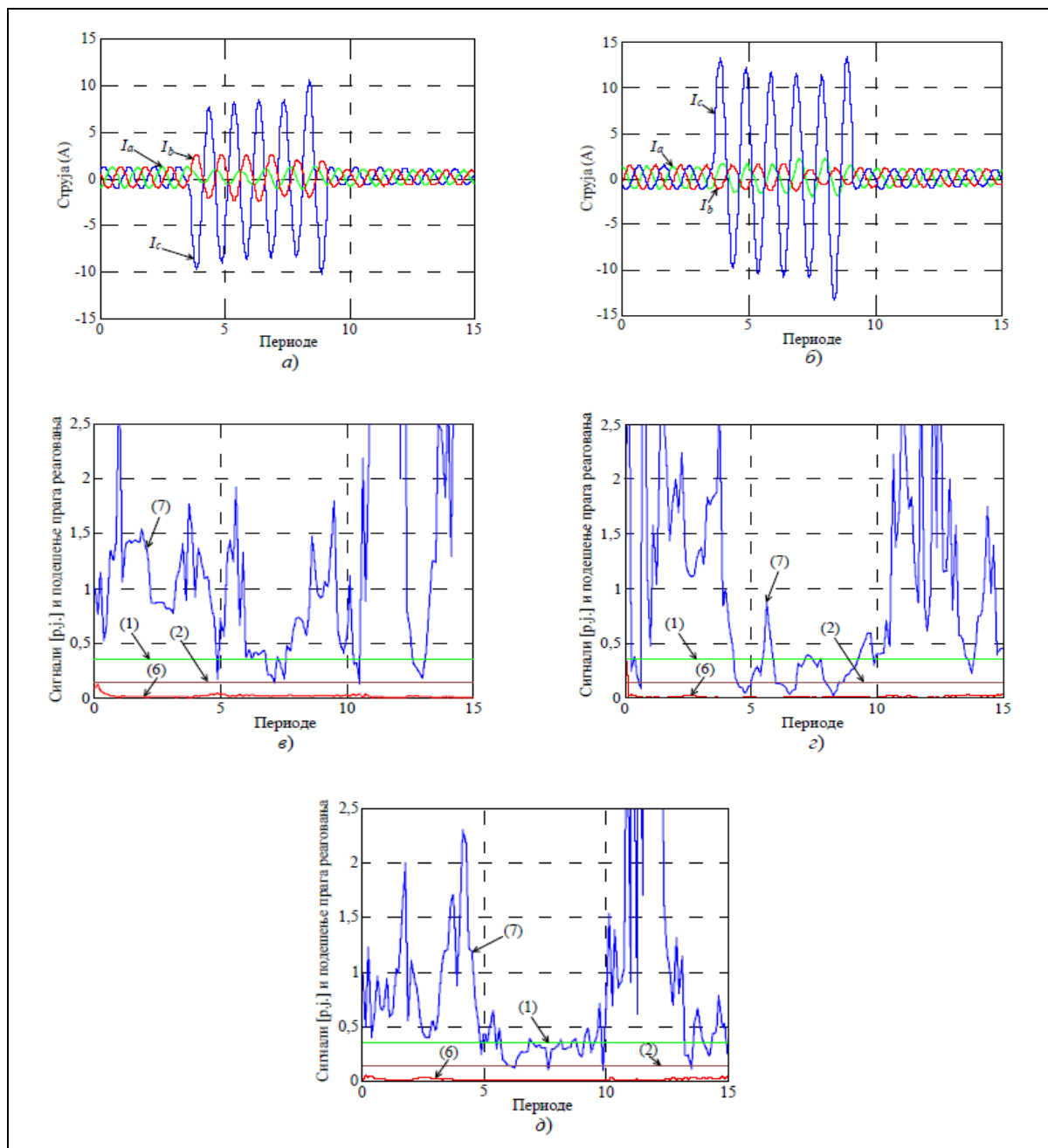
У овом случају се има велика интермитентна струја што је приказано на Сл. 6.110а). Реаговање релеја у фази В приказује диференцијални сигнал трип1 који је на максималној вредности и сигнал искључења као резултат квара струјног трансформатора. Сл. 6.111 илуструје непознат узрок раста диференцијалне струје уз појаву лука у трансформатору. Диференцијалне струје у фазама В и С превазилазе праг реаговања. У овом случају подешења су имала следеће вредности: $k = 0.4$; $prag2hr = 0.15$; $I_{dif_min} = 0.3$.



Сл. 6.111. Резултат рада АРМР алгоритма диференцијалне заштите трансформатора за случај када је непознат узрок раста диференцијалне струје

Ограничење другим хармоником блокира искључење у фази В али пад вредности другог хармоника испод подешене вредности у фази С омогућава искључење. Решење се може пронаћи у подизању прага диференцијалне струје на вредност од 0.5 и на тај начин спречити непотребно реаговање диференцијалне заштите. На Сл. 6.112 илустрована је ситуација номиналног спољашњег квара, односно квара ван зоне диференцијалне заштите. Струје које се имају у намотајима енергетског трансформатора су последица спољашњег квара у фази С. Параметри енергетског трансформатора су: 112 MVA, 161/69 kV/kV, Y_u , $CT_1=600/5$ A/A и 2.5 Ω , $CT_2=1200/5$ A/A и 1.5 Ω . У овом случају

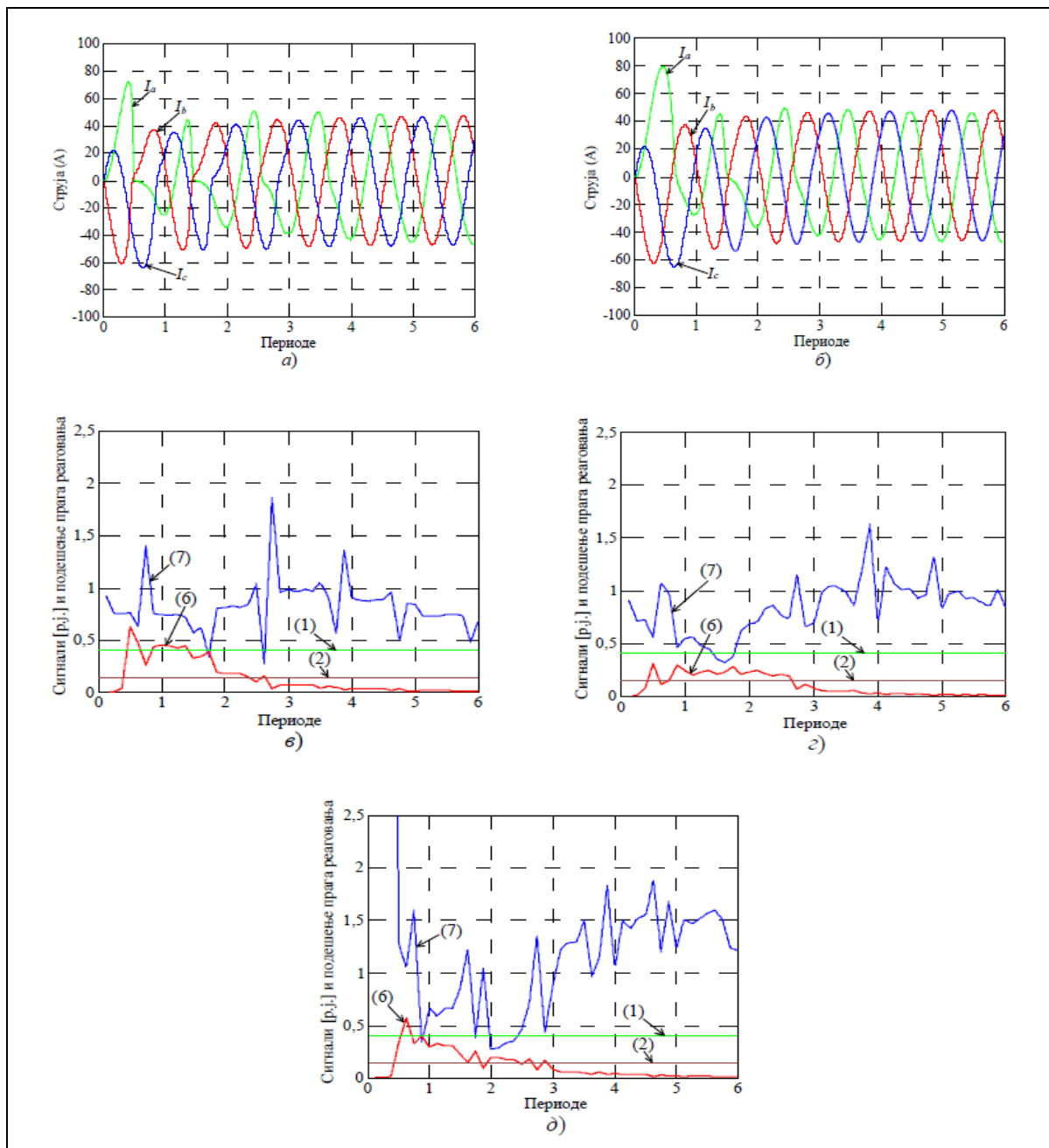
подешања су имала следеће вредности: $k = 0.35$ у фази А (0.4 у друге две фазе); $prag2hr = 0.15$ у фази А (0.1 у друге две фазе); $I_{dif_min} = 0.3$.



Сл. 6.112. Резултат рада АРМР алгоритма диференцијалне заштите трансформатора за случај номиналног спољашњег квара

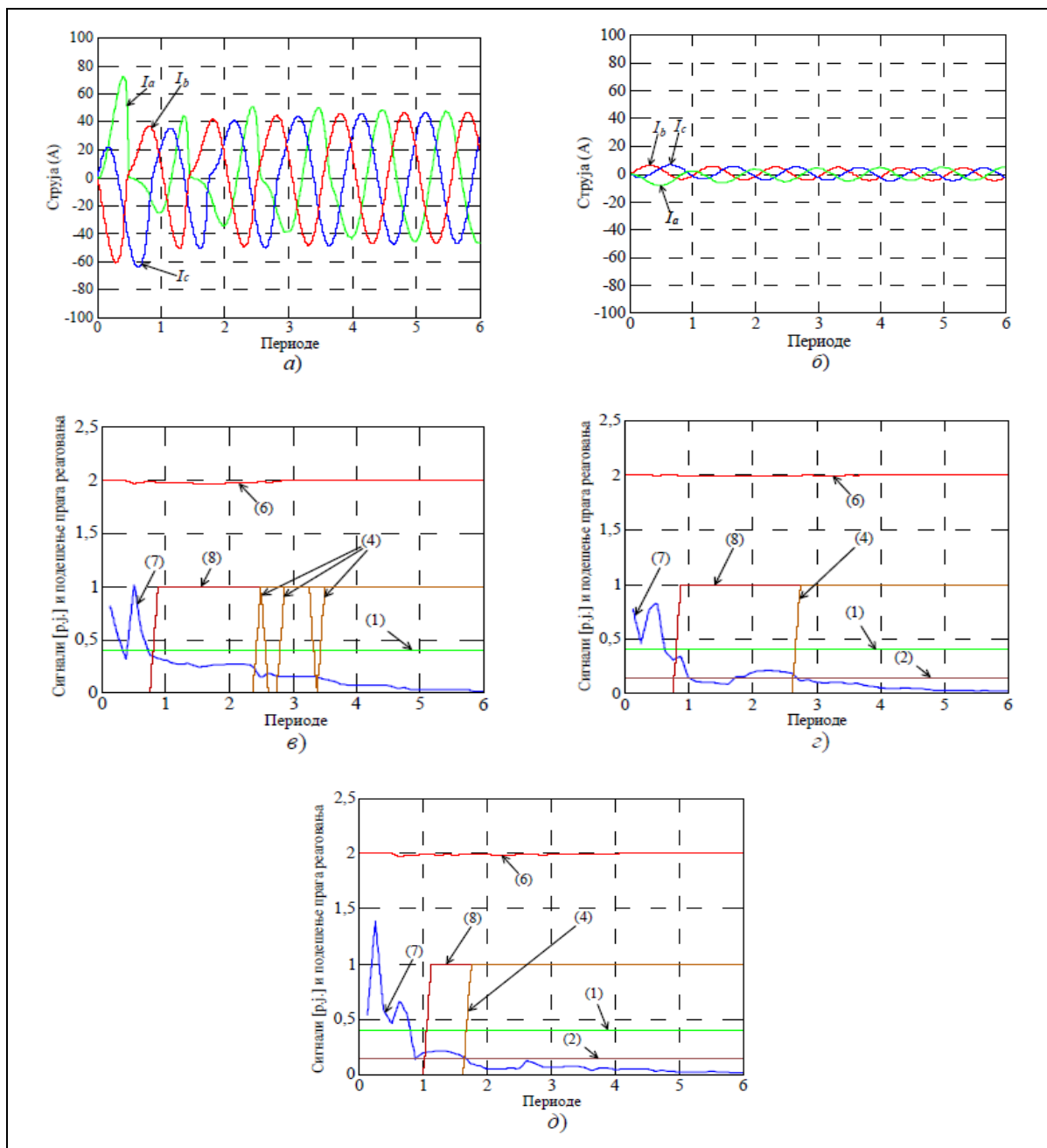
Евидентно је, полазећи од Сл. 6.112, да су радне струје диференцијалног релеја у све три фазе практично једнаке нули. На овај начин су доказане потребне перформансе алгоритма уз коришћење адекватних струјних трансформатора. На Сл. 6.113 илустрован је случај трофазног спољашњег квара струјног трансформатора. У овом случају

подешања су имала следеће вредности: $k = 0.4$; $prag2hr = 0.15$; $I_{dif_min} = 0.3$; $I_{nestab} = I_{dif_max} = 8$.



Сл. 6.113. Резултат рада АРМР алгоритма диференцијалне заштите трансформатора за случај трофазног спољашњег квара струјног трансформатора

Овде је евидентно да практично долази до реаговања и нестабилисаног и стабилисаног диференцијалног елемента. Практично овде имамо случај неконтролисаног искључења. Даље је, на Сл. 6.114, илустрована ситуација трофазног унутрашњег квара струјног трансформатора. У овом случају подешања су имала следеће вредности: $k = 0.4$; $prag2hr = 0.15$; $I_{dif_min} = 0.3$; $I_{nestab} = I_{dif_max} = 8$.



Сл. 6.114. Резултат рада АРМР алгоритма диференцијалне заштите трансформатора за случај унутрашњег квара струјног трансформатора

За ову ситуацију има се реаговање у свакој фази. Искључење је одложено за неко време због високог удела другог хармоника услед магнећења на страни већег оптерећења. Иако имамо временски одложено искључење стабилсаног диференцијалног елемента нестабилсани елемент доводи до брзог искључења у свакој фази.

Тестирања базирана на снимцима струја из експеримената испитивања реалних диференцијалних релеја су показала неколико битних резултата: спрега троугао може снизити други хармоник диференцијалне струје у односу на граничну вредност и тада се мора користити опција блокирања искључења како би се спречила нежељена

реаговања диференцијалне заштите; показано је да се хармонијским ограничењима, конкретно блокадом базираном на другом хармонику диференцијалне струје, може сачувати ефикасност алгоритма и за случај засићења струјних трансформатора када се има појава једносмерне компоненте или спољашњег асиметричног квара; искључење при засићењу струјног трансформатора за време постојања једносмерне компоненте при појави унутрашњег квара је одложено због дефинисаног хармонијског ограничења, мада нестабилисани елемент може условити појаву брзог искључења; АРМР алгоритам и у овом случају ефикасно отклања утицај суперпонираног импулсног шума и outlier-а.

Претходне анализе су показале да је имплементација функције диференцијалне заштите трансформатора у оквиру АРМР алгоритма, у контексту израчунавања кључних саставних компоненти сигнала диференцијалне струје, у потпуности оправдана и да представља реалан основ за практичну примену. Под овим пре свега подразумевамо тачност алгоритма у процени непознатих параметара анализираних кључних сигнала ове функције заштите као и брзину одзива. Наиме, уз задовољавајући модел диференцијалне струје АРМР алгоритму треба време приближно једнако трајању прозора података да генерише поуздану информацију о кључним параметрима сигнала као и да генерише адекватан сигнал реаговања. Анализе су показале да прозор података у овом случају треба да буде величине основне периоде сигнала што за резултат има да је време реаговања мало веће од T_0 (20 ms за $f=50$ Hz) што је задовољавајући резултат у анализама које се могу реализовати на персоналном рачунару. У анализама су констатовани и потенцијални проблеми у раду АРМР алгоритма у примени за реализацију функције диференцијалне заштите трансформатора и то: потенцијална неадекватност модела сигнала који у уобичајеној реалној пракси чини модел са првих пет хармоника и два члана једносмерне компоненте као оптимум услова адекватности и потребне брзине рада; значајнија промена фреквенције реалног сигнала у односу на номиналну вредност која је имплементирана у модел сигнала.

Већ је дефинисано да се у диференцијалној заштити осим основног хармоника додатно користе и хармонијске компоненте другог, четвртог и петог хармоника струје. Уколико би стварни сигнали струје садржали немоделоване компоненте на вишим фреквенцијама долазило би до одступања у раду алгоритма што се реално решава употребом адекватног предфилтра који развијеном алгоритму на обраду препушта само кључне компоненте сигнала које су од интереса за рад диференцијалне заштите трансформатора, док остале вишехармонијске компоненте ефикасно филтрира. Алтернатива би могао бити и

алгоритам који садржи у моделу сигнала и већи број хармонијских компоненти али то не би одговарало реалним процесима и непотребно би усложњавало модел сигнала, односно успоравало би сам рад алгоритма. Када је у питању једносмерна компонента диференцијалне струје оптимално решење је уважавање прва два члана (константног и линеарног) који у апроксимативном реду моделују једносмерну компоненту. Неукључивање једносмерне компоненте у модел сигнала није прихватљиво јер би одзив АРМР алгоритма био спорији и нестабилнији у раду. Укључивање већег броја чланова реда којим је моделована једносмерна компонента такође је неоправдао пошто не доприноси тачности процене параметара модела а потенцијално условљава нумеричку нестабилност алгоритма. Уколико стварна фреквенција у систему одступа од номиналне вредности (50 Hz) јављају се незнатна одступања у проценама вредности амплитуда свих хармоника, посматрано у опсегу толерантних вредности фреквенције у околини њене номиналне вредности. Као што је већ и напоменуто решење за ове ситуације јесте кориговање фреквенције у моделу сигнала тачним вредностима фреквенције из АРМР алгоритма за одређивање фреквенције сигнала. Обзиром да се значајније промене фреквенције у ЕЕС-у немају често то би ова ажурирања фреквенције било довољно реализовати једном у неколико периода основног хармоника.

Закључак

У овој докторској дисертацији пажња је посвећена различитим аспектима идентификације непознатих параметара сигнала и њихове примене у оквиру сигурносног концепта управљања савременим електроенергетским системима. У оквиру овог концепта управљања ЕЕС-ом потребно је одговарајуће функције надзора и управљања у систему проширити адекватним приступима сигурносне анализе базираним на савременим технолошким достигнућима. Захтев за новим и усавршеним сигурносним функцијама произилази из чињенице да управљање у оквиру ЕЕС-а треба да задовољи не само границе нормалних радних режима већ и границе сигурног рада а све то у циљу повећања поузданости рада ЕЕС-а. Са становишта адекватне и функционалне реализације сигурносног концепта управљања квалитетна обрада великог броја сигнала у ЕЕС-у је императив. Тежиште истраживања је постављено на проблем адекватне обраде сигнала у ЕЕС-у када су мерења из процеса у овом систему непоуздана услед различитих утицаја несавршености сензора и актуатора, несавршености мерних трансформатора, затим утицаја присутних електромагнетних зрачења или пак саме природе процеса на коме се мерења реализују. Јасно је да коначан резултат ефикасне обраде сигнала претходи правовременој и поузданој дијагностици стања кључних елемената ЕЕС-а (синхроних машина великих снага, енергетских трансформатора, високонапонске расклопне опреме) као и правилној и правовременој детекцији и изолацији нежељених хаваријских режима, и да исти у великој мери зависи од приступа на који се овако зашумљена мерења процесирају.

Без обзира на састав и квалитет програмских пакета који се користе за потребе сигурносног управљања ЕЕС-ом овим пакетима је неопходна комплетна, веродостојна и конзистентна база података о текућем стању свих елемената у овом систему као основна улазна информација за извршавање програма и функција за анализу сигурности и

доношење адекватних управљачких акција. Скуп сирових мерених сигнала, прикупљених из система, најчешће не задовољава кључне услове за примену у оваквим апликацијама реалног времена пре свега због низа различитих паразитних компоненти суперпонираних корисној компоненти сигнала. Стога овакви сирови мерни сигнали морају бити адекватно процесирани јер у противном може доћи било до лажне слике о неком елементу у систему било до погрешне управљачке акције.

Пошто је у пракси чест случај појаве лоших мерења, у оквиру скупа сирових мерених сигнала, која утичу на то да расподеле мерења излазе из оквира претпостављених Гаусовских, тада се перформансе класичних процедура обраде сигнала значајно деградирају а добијени резултати се не могу даље користити, јер је довољна појава малог броја мерења која ће утицати на значајно одступање естимираних параметара сигнала од њихових стварних вредности. У одређеним апликацијама није могуће избећи, нити пак ефикасно спречити појаву лоших мерења (исказаних кроз импулсни шум, outlier-е) због саме конструкције мерних сензора или пак због саме природе процеса у ЕЕС-у, па је стога потребно изнаћи начин како би се, ако не поништио у потпуности, онда бар максимално могуће умањио њихов утицај. У оквиру тезе је предложен ефикасан поступак који омогућава минимизацију утицаја лоших мерних реализација високог интензитета на идентификацију параметара сигнала у ЕЕС-у.

У раду је развијена и имплементирана М-робусна естимација обраде сигнала у ЕЕС-у при чему је јасно дефинисана њена улога а функционалност верификована у оквиру савремених мултифункционалних интегрисаних система дијагностике, управљања, заштите и мерења, односно у оквиру низа апликација које се у систему реализују у реалном времену. Практично су специфицирани место и међусобна интеракција предложене и развијене М-робусне обраде сигнала са значајним функцијама данашњих надзорних техничко-информационих система (система управљања и надзора различитих хијерархијских нивоа) у оквиру ЕЕС-а. Предложени естиматор припада класи робусних естиматора и у потпуности је у стању да превазиђе недостатке класичних естиматора. Концепт М-робусне естимације је проширен и на процесирање скупа великог броја сигнала мултиваријабилног система, какав је ЕЕС и сам по својој природи, за реализацију одређених системских апликација које третирају систем у целини а не само његове индивидуалне компоненте. У овом контексту је естиматор типа максималне веродостојности проширен у форму генерализованог М-естиматора која је добијена увођењем одговарајућих тежинских фактора придружених појединачним мерењима. У

склопу реализације генерализованог М-естиматора предложена је адекватна нелинеарна функција скаларног резидуала у виду Хубер-Швепеове функције, на основу које је добијена адекватна критеријумска функција. Елиминисање апострофираних недостатака мерних података путем развијене адаптивне рекурзивне М-робусне обраде сигнала доводи до одговарајуће комплетне, конзистентне и веродостојне базе података.

Како се развијени АРМР (Адаптивни Рекурзивни М-Робусни) алгоритам извршава у реалном времену у рекурзивној форми, и обавља континуалну естимацију непознатих параметара сигнала у присуству импулсног шума и outlier-a, он инхерентно поседује и имплементирану особину адаптивности. Овој особини је посвећена значајна пажња пошто је неопходно постићи компромис између противуречних захтева адаптивности и квалитета естимације. Предложена методологија припада класи робусних субоптималних процедура. Робусност је базирана на адекватно изабраној функцији утицаја која се процењује на погодно одабраним секвенцама мерења и којом се класификују и сузбијају лоша мерења. Субоптималност је базирана на усвајању одређене класе расподеле из које стохастички процес шума мерења може потицати означених као контаминирана нормална расподела или нормална расподела са отежалим крајевима. Нови приступ у обради сигнала у ЕЕС-у изведен је из принципа максималне веродостојности којим се ефикасна естимација добија максимизирањем условне функције густине вероватноће мерења. Предности примене представљеног приступа су демонстриране кроз компаративну анализу са класичним методама обраде сигнала, до сада највише заступљеним у овом сегменту инжењерске праксе. Показано је да се новоразвијена метода успешно носи са појавом импулсног шума високог интензитета, значајно ефикасније од класичних метода. Урађене симулације показују ефикасност АРМР алгоритма и потврђено је и да се за различите статистике шума које нису претпостављене нормалне расподеле (у раду су анализирани случајеви када шум мерења има униформну или Лапласову расподелу) постижу бољи резултати него код до сада традиционално коришћених процедура. На овај начин је потврђена ефикасност развијене адаптивне рекурзивне М-робусне процедуре.

Рад на дисертацији је резултовао следећим најважнијим доприносима:

- Дат је преглед до сада најчешће коришћених приступа у обради сигнала у ЕЕС-у у временском домену.
- Приказани су и детаљно елаборирани кључни узроци који ограничавају примену класичних метода за обраду сигнала у ЕЕС-у.

- Образложена је потреба за робусном естимацијом параметара сигнала и дефинисани основи робусне процене непознатих параметара сигнала у ЕЕС-у у временском домену чиме је практично трасиран пут за имплементацију робусних приступа у овом контексту.
- Предложен је нови метод за робусну идентификацију параметара сигнала у ЕЕС-у базиран на робусној субоптималној М-естимацији.
- Извршена је компаративна анализа предложеног метода са познатим конвенционалним техникама и приступима за естимацију параметара сигнала.
- Реализована је вишеструка примена на решавању битних конкретних проблема у раду реалних ЕЕС-а и то, сходно појединим кључним елементима ових система:
 - Естимација параметара синхроних генератора великих снага. Ефикасна дијагностика стања ових кључних елемената ЕЕС-а је од виталног значаја за поуздану производњу електричне енергије. Показано је да се on-line праћењем кључних параметара синхроне машине, што су генерално реактансе и отпорности чији је утицај доминантан у нормалним радним режимима, практично индиректно имају битне информације о стању у магнетном колу, намотајима, изолацији, односно о свим кључним подсистемима синхроне машине.
 - Поуздана детекција струја инверзног редоследа на синхроним машинама великих снага и ефикасно одређивање времена у којем се исцрпљује дозвољени топлотни капацитет, односно импулс, на ротору машине. Ово је илустровано за кварове типа редних асиметрија који резултују малим вредностима струја квара. што је свакако теже за детекцију и реализацију адекватног концепта заштите јер су ове вредности струја квара значајно мање од нормалних радних струја и стога је ово утолико тежи случај за детекцију који захтева алгоритам високе поузданости и осетљивости.
 - Дијагностика појаве интерног лука у великим јединицама енергетских трансформатора заснована на анализи звучног сигнала регистрованога у непосредној спољашњости трансформатора. Дефинисана су два индикатора који поуздано указују на појаву интерног лука у трансформатору и то значајно пре него што интерни лук резултује у повећаним вредностима струја (јер тада је већ деградација изолације дефинитивна и озбиљан квар трансформатора дефинитиван) у намотајима

трансформатора и тиме се створе услови за реаговање струјних заштита (диференцијалне, краткоспојних, прекострујних). Сама чињеница да предложени индикатори указују поуздано на појаву интерног лука, значајно пре већег недозвољеног пораста струје, исти омогућавају спречавање већих хаварија на важним трансформаторским јединицама. Овде додатно долази до изражаја значај новоразвијеног алгоритма јер се у мереном сигналу звука има велики садржај outlier-а изазваних радом вентилатора уљних пумпи, радом регулационе преклопке код регулације напона под оптерећењем али и огромног броја суперпонираних шумава најразличитијих врста који долазе из реалног спољашњег окружења трансформатора.

- Квалитетна обрада телеметричних сигнала који се са различитих позиција у ЕЕС-у, коришћењем разноврсних комуникационих канала, преносе у центре управљања различитих хијерархијских нивоа.
- Имплементација стандардно коришћених функција заштите, било елемената ЕЕС-а (диференцијалне, дистантне, прекострујне) било системске фреквентне заштите. Посебан акценат је стављен на детекцију квара преко велике импедансе и за овај проблем је конципиран и предложен показатељ, базиран на АРМР алгоритму, који ефикасно детектује кварове који се дешавају преко велике импедансе (који су најчешће праћени појавом вишеструког лука на месту квара и малим вредностима струје квара што такође додатно отежава поуздану детекцију ових кварова).

Реализоване апликације, генерално гледано, омогућавају детекцију преласка елемената ЕЕС-а из исправног, регуларног стања у неко недозвољено стање, односно стање отказа али и изолацију појединих нерегуларних стања у смислу исправне детекције елемента код којег је настао квар. Ово је од изузетне важности како би се могла извршити благовремена аутоматизована интервенција у систему и спречити испад или хаварија значајних производних и трансформаторских јединица јер би ови могли потенцијално угрозити стабилност у систему и изазвати прекиде у производњи, преносу или дистрибуцији електричне енергије. Али и спречити нежељене финансијске губитке јер, на пример, само један непланирани и неселективни застој (испад) блока (генератор-трансформатор) значајне снаге проузрокује штету која се изражава у стотинама хиљада

еура (трошкови заустављања, поновног покретања и потрошње енергената за покретање, губитака због произведене електричне енергије, плаћања пенала због неиспоручене уговорене електричне енергије потрошачима, односно непоштовања уговорених обавеза). Показано је да се употребом робусне идентификације процесирање сигнала реализује са високом поузданошћу без обзира на шум мерења чија расподела значајно одступа од нормалне расподеле.

Правци за будућа истраживања у предметној области би потенцијално били следећи: развој новог концепта за заштиту средњенапонских и нисконапонских развода који би био заснован на анализи звука а који би био конкурентан постојећем arc-flash концепту заштите који је базиран на примени сензора светлости; проширење функције естиматора параметара на енергетске трансформаторе, асинхроне моторе и на остале кључне компоненте ЕЕС-а; реализација хибридног естиматора стања преносне и дистрибутивне мреже који би био конципиран на комбинацији делимичне расположивости синхрофазорских мерења и имплементације концепта М-робусне естимације; истраживање могућности примене М-робусне естимације сигнала у домену најбржих, електромагнетних, прелазних процеса у ЕЕС-у; наставак у правцу развоја и унапређења многобројних функција заштите пре свега у оптимизацији предложене процедуре у погледу критичног времена реализације што је за функције заштите од круцијалног интереса.

Прилози

Прилог 1: Теорема о инверзији матрица

Ако су P_1, P_2, H и R матрице које задовољавају једначине:

$$P_2^{-1} = P_1^{-1} + H^T R^{-1} H \text{ и } P_2 = P_1 - P_1 H^T (H P_1 H^T + R)^{-1} H P_1 \text{ тада важе једначине (3.14).}$$

Прилог 2: Теорема о асимптотској матрици коваријансе грешке процене

Ако су задовољене следеће претпоставке:

П₁: Функција ризика $\Phi(\cdot)$ у индексу перформансе (3.5) је парна, два пута диференцијабилна и конвексна;

П₂: Функција расподеле поремећаја $\xi(\cdot)$ у моделу (3.4) задовољава претпоставке (3.3) и постоји апсолутно непрекидна функција густине вероватноће $p(z) = dP(z)/dz$;

П₃: Матрица:

$$K(\alpha^*, \sigma_\xi^2) = E[\nabla \vartheta(i, \alpha^*) \nabla^T \vartheta(i, \alpha^*)] = K_1(\alpha^*) + \sigma_\xi^2 K_2(\alpha^*), \quad (\text{П2.1})$$

где су:

σ_ξ^2 -дисперзија поремећаја,

K -позитивно дефинитна матрица ($K > 0$),

тада је асимптотска матрица коваријансе грешке процене (3.17) дефинисана изразом:

$$V(\Phi, p) = \frac{\text{alfa}}{\text{beta}^2} K^{-1}(\alpha^*, \sigma_\xi^2), \quad (\text{П2.2})$$

где су:

$$\alpha = E_{\xi}[\Psi^2(z)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi^2(z)p(z)dz \quad (\text{П2.3})$$

$$\beta = E_{\xi}[\Psi'(z)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi'(z)p(z)dz; \quad \Psi(z) = \Phi'(z). \quad (\text{П2.4})$$

Прилог 3: Фишера количина информације

$$I(p) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{p'^2(z)}{p(z)} dz = E \left\{ \left[\frac{p'(z)}{p(z)} \right]^2 \right\} \quad (\text{П3.1})$$

Прилог 4: Најнеповољнија густина вероватноће и функције губитака

Ако су задовољене следеће претпоставке:

П₁: Задовољене су све претпоставке дефинисане у Прилогу 2;

П₂: Права расподела поремећаја $\xi(\cdot)$ у моделу (3.4) припада класи P конвексних функција расподела које поседују апсолутно непрекидне густине $p(z) = dP(z)/dz$;

П₃: Постоји најнеповољнија густина вероватноће у оквиру дате класе P , која се добија као решење варијационог задатка:

$$p_o(z) = \arg \min_{p \in P} I(p)K[\alpha^*, \sigma_{\xi}^2(p)]; \quad (\text{П4.1})$$

П₄: Функција губитака:

$$\Phi_o(z) = -\log[p(z)], \quad (\text{П4.2})$$

задовољава све претпоставке дефинисане у Прилогу 2, тада пар (p_o, Φ_o) задовољава услов седласте тачке асимптотске матрице коваријансе грешке (П2.2) у оквиру класе расподела P и класе парних критеријумских функција $\Phi(\cdot)$, тј:

$$V(\Phi, p_o) \geq V(\Phi_o, p_o) \geq V(\Phi_o, p), \quad (\text{П4.3})$$

где је $V(\Phi_o, p_o)$ -граница робусности.

Уколико решење $p_o(\cdot)$ задатка минимизације матричног критеријума (П4.1) постоји оно се поклапа са решењем које минимизира одговарајући скаларни критеријум, тј:

$$p_o(z) = \arg \min_{p \in P} T_r[I(p)K(\alpha^*, \sigma_\xi^2)], \quad (\text{П4.4})$$

где је $T_r(\cdot)$ операција трага матрице. Ако решење матричног проблема оптимизације (П4.1) не постоји матрични принцип минимаксне оптималности (П4.3) у оквиру претпостављене класе више не важи. Међутим, и у последњем случају остаје у важности скаларни принцип оптималности:

$$T_r[V^{-1}(\Phi, p_o)] \leq T_r[V^{-1}(\Phi_o, p_o)] \leq T_r[V^{-1}(\Phi_o, p)] \quad (\text{П4.5})$$

где је оптимална робусна критеријумска функција и даље дефинисана релацијом (П4.2), али се сада најнеповољнија густина вероватноће одређује из услова (П4.4).

Прилог 5: *Теорема о асимптотској матрици коваријансе грешке алгоритма стохастичке апроксимације и испуњеност услова седласте тачке*

Ако су задовољене следеће претпоставке:

П₁: Права густина расподеле вероватноће поремећаја $\xi(i)$ у моделу сигнала (3.4) припада некој класи функција P које задовољавају претпоставке дефинисане у Прилогу 2 и Прилогу 4;

П₂: Критеријумска функција у индексу перформансе (3.5) дата је изразом $\Phi_o(z) = -\log[p(z)]$, при чему најнеповољнија густина вероватноће $p_o(\cdot)$ у оквиру дате класе, у смислу минимума критеријума (П4.1), задовољава претпоставке дефинисане у Прилогу 4;

П₃: Параметри рекурзивног алгоритма стохастичке естимације (3.47) који итеративно, у реалном времену, минимизира критеријум (П4.1) су нелинеарна трансформација резидуала:

$$\Psi_o(z) = \Phi_o'(z) = -[\log p_o(z)]' \quad (\text{П5.1})$$

и матрица појачања:

$$\Gamma(i) = i^{-1}\Gamma(0) \quad (\text{П5.2})$$

при чему је константна симетрична позитивно дефинитна матрица $\Gamma(0)$ дата следећом релацијом:

$$\Gamma^{-1}(0) = \text{beta}(p_o, p)K(\alpha^*, \sigma_\xi^2)$$

где је $beta(\cdot)$ дефинисано изразом (П2.4) а матрица $K(\cdot)$ изразом (П2.1), Прилог 2, тада асимптотска матрица коваријансе грешке алгоритма стохастичке апроксимације задовољава услов седласте тачке:

$$V(\alpha_s, p_o) \geq V(\alpha_o, p_o) \geq V(\alpha_o, p), \text{ за } \forall p \in P \quad (\text{П5.3})$$

где је са $V(\alpha_s, p_o)$ означена асимптотска матрица коваријансе грешке произвољног естиматора α_s , који генерише непомерене процене вектора параметара α , а α_o је процена добијена алгоритмом стохастичке естимације (3.47).

Прилог 6: Лема о инверзији матрица:

$$(A + BCD)^{-1} = A^{-1} + A^{-1}B(C + DA^{-1}B)^{-1}DA^{-1},$$

важи за све матрице одговарајућих димензија и несингуларну матрицу A .

Прилог 7: Коefицијенти система диференцијалних једначина (6.11)

$$a_0 = \frac{a_8}{a_7}; a_1 = \frac{a_9}{a_7}; a_2 = \frac{a_{10}}{a_7}; a_3 = \frac{a_{11}}{a_7}; a_4 = \frac{a_{12}}{a_7}; a_5 = \frac{a_{13}}{a_7}; a_6 = \frac{a_{14}}{a_7}$$

$$a_7 = d_7B + q_6C - \sqrt{6}L_2 + b_7A;$$

$$a_8 = -b_0A - U[3\cos(\omega_{st} + \alpha) - \sqrt{3}\sin(\omega_{st} + \alpha)] - q_8C$$

$$a_9 = -b_1A - d_3B; a_{10} = -b_2A - d_1B - q_1C + \sqrt{6}R_2; a_{11} = -b_3A - d_2B - q_2C - \sqrt{6}R_2$$

$$a_{12} = -b_4A - d_4B - q_3C; a_{13} = -b_5A - d_5B - q_4C; a_{14} = -b_6A - d_6B - q_5C$$

$$B = 3\sin\theta + \sqrt{3}\cos\theta; C = \sqrt{3}\sin\theta - 3\cos\theta; A = d_8B + q_7C + \sqrt{6}L_2$$

$$b_0 = \frac{\sqrt{6}[q_8\cos\theta - U\cos(\omega_{st} + \alpha)]}{P_1}; b_1 = -\frac{\sqrt{6}d_3\sin\theta}{P_1}; b_2 = \frac{\sqrt{6}(q_1\cos\theta - d_1\sin\theta) + K_3}{P_1}$$

$$b_3 = \frac{\sqrt{6}(q_2\cos\theta - d_2\sin\theta) + K_4}{P_1}; b_4 = \frac{\sqrt{6}(q_3\cos\theta - d_4\sin\theta)}{P_1};$$

$$b_5 = \frac{\sqrt{6}(q_4\cos\theta - d_5\sin\theta)}{P_1}; b_6 = \frac{\sqrt{6}(q_5\cos\theta - d_6\sin\theta)}{P_1};$$

$$b_7 = \frac{\sqrt{6}(q_6\cos\theta - d_7\sin\theta) - K_1}{P_1}; P_1 = K_2 + \sqrt{6}(d_8\sin\theta - q_7\cos\theta)$$

$$F_0 = \frac{L_D - z_1M_d}{P}; F_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{M_d\Lambda_D(1 - z_1)}{P} \omega \cos\theta; F_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{M_d\Lambda_D(1 - z_1)}{P} \omega \left(\sin\theta - \frac{\cos\theta}{\sqrt{3}} \right)$$

$$F_3 = -\frac{R_f(L_D - z_1 M_d)}{P}; F_4 = \frac{R_D M_d(1 - z_1)}{P}; F_5 = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{M_d \Lambda_D(1 - z_1)}{P} \sin\theta$$

$$F_6 = -\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{M_d \Lambda_D(1 - z_1)}{P} \left(\cos\theta + \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}} \right)$$

$$D_0 = -\frac{M_d(1 - z_1)}{P}; D_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{M_d \Lambda_f(1 - z_1)}{P} \omega \cos\theta;$$

$$D_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{M_d \Lambda_f(1 - z_1)}{P} \omega \left(\sin\theta - \frac{\cos\theta}{\sqrt{3}} \right); D_3 = \frac{M_d R_f(1 - z_1)}{P}$$

$$D_4 = -\frac{R_D(L_f - z_1 M_d)}{P}; D_5 = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{M_d \Lambda_f(1 - z_1)}{P} \sin\theta$$

$$D_6 = -\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{M_d \Lambda_f(1 - z_1)}{P} \left(\cos\theta + \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}} \right)$$

$$Q_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{M_q}{L_q} \omega \sin\theta; Q_2 = -\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{M_q}{L_q} \omega \left(\cos\theta + \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}} \right); Q_3 = -\frac{R_Q}{L_q}$$

$$Q_4 = -\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{M_q}{L_q} \cos\theta; Q_5 = -\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{M_q}{L_q} \left(\sin\theta - \frac{\cos\theta}{\sqrt{3}} \right)$$

$$m_1 = \frac{\omega_s^2}{T_m S_n}; m_2 = \frac{1}{3} (L_d - z_1 M_d - L_q) \sin 2\theta; m_5 = m_6 = -\sqrt{\frac{2}{3}} M_d (1 - z_1) \cos\theta;$$

$$m_7 = -\sqrt{\frac{2}{3}} M_q \sin\theta; m_3 = \frac{1}{2} \left(\sin\theta - \frac{\cos\theta}{\sqrt{3}} \right) \left(\cos\theta + \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}} \right) (L_q - L_d + z_1 M_d)$$

$$m_4 = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\cos 2\theta + \frac{\sin 2\theta}{\sqrt{3}} \right) (L_q - L_d + z_1 M_d);$$

$$m_8 = m_9 = -\frac{1}{\sqrt{2}} M_d (1 - z_1) \left(\sin\theta - \frac{\cos\theta}{\sqrt{3}} \right); m_{10} = \frac{1}{\sqrt{2}} M_q \left(\cos\theta + \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}} \right)$$

$$m_{11} = \sqrt{\frac{2}{3}} z_2 \cos\theta; m_{12} = \frac{1}{\sqrt{2}} z_2 \left(\sin\theta - \frac{\cos\theta}{\sqrt{3}} \right)$$

$$d_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \omega \cos\theta \left[L_d - z_1 M_d - L_q - \frac{M_d^2 (1 - z_1)^2 (\Lambda_f + \Lambda_D)}{P} \right] + R \sin\theta \right\};$$

$$d_3 = -\frac{M_d \Lambda_D (1 - z_1)}{P}; d_6 = -\omega M_q$$

$$d_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \omega \left(\sin\theta - \frac{\cos\theta}{\sqrt{3}} \right) \left[L_d - z_1 M_d - L_q - \frac{M_d^2 (1 - z_1)^2 (\Lambda_f + \Lambda_D)}{P} \right] - R \left(\cos\theta + \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}} \right) \right\}$$

$$d_4 = \frac{R_f M_d \Lambda_D (1 - z_1)}{P}; d_5 = \frac{R_D M_d \Lambda_f (1 - z_1)}{P};$$

$$d_7 = \sqrt{\frac{2}{3}} \sin\theta \left[L_d - z_1 M_d - \frac{M_d^2 (1 - z_1)^2 (\Lambda_f + \Lambda_D)}{P} \right]$$

$$d_8 = -\frac{1}{\sqrt{2}} \left(\cos\theta + \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}} \right) \left[L_d - z_1 M_d - \frac{M_d^2 (1 - z_1)^2 (\Lambda_f + \Lambda_D)}{P} \right]$$

$$q_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\omega \sin\theta \left(L_q - \frac{M_q^2}{L_Q} - L_d + z_1 M_d \right) - R \cos\theta \right]; q_3 = q_4 = \omega M_d (1 - z_1)$$

$$q_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\omega \left(\cos\theta + \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}} \right) \left(L_d - z_1 M_d - L_q + \frac{M_q^2}{L_Q} \right) - R \left(\sin\theta - \frac{\cos\theta}{\sqrt{3}} \right) \right]$$

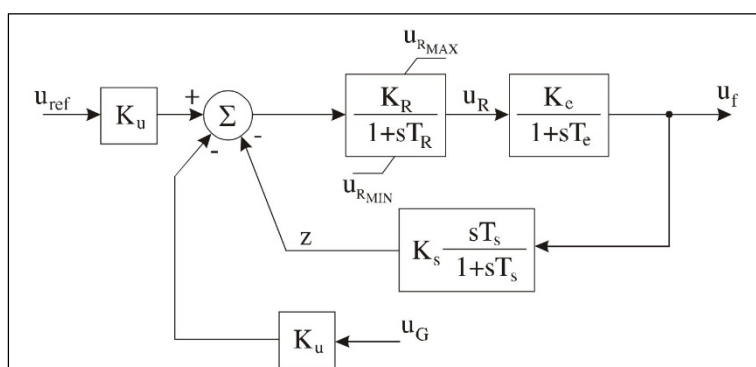
$$q_5 = \frac{M_q R_Q}{L_Q}; q_6 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\theta \left(\frac{M_q^2}{L_Q} - L_q \right);$$

$$q_7 = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{M_q^2}{L_Q} - L_q \right) \left(\sin\theta - \frac{\cos\theta}{\sqrt{3}} \right); q_8 = -\omega z_2$$

$$K_1 = L_0 - 2L_2 - L_{02}; K_2 = L_0 - L_{02} + L_2$$

$$K_3 = 2R_2 + R_{02} - R_0; K_4 = R_{02} - R_2 - R_0$$

Прилог 8: Блок дијаграм коришћеног модела побуде синхроне машине у поглављу 6.2.1.



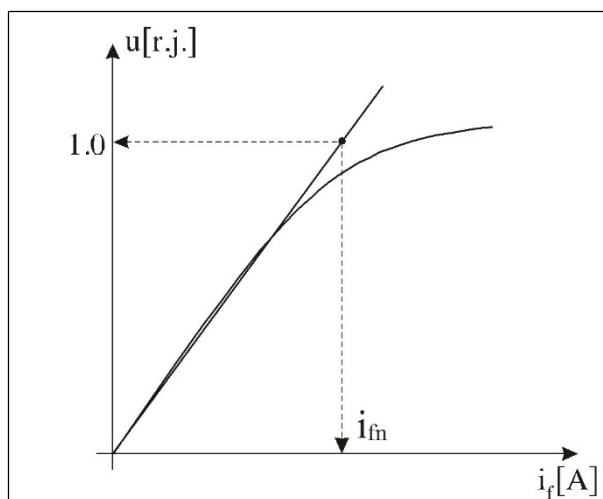
Сл. П.8.1. Блок дијаграм модела побуде

Посматран је побудни систем којег реално чини електромашинска побудница са једном временском константом и који је опремљен регулатором побуде који се може моделовати инерционим колом првог реда и са диференцијалном стабилизационом повратном спрегом по напону побуде. Ознаке величина на блок дијаграму побудног система имају следећа значења:

u_G -напон на статорским прикључцима синхроног генератора; u_{ref} -референтна вредност побудног напона; u_R -сигнал на излазу из регулатора побуде; z -сигнал на излазу стабилизационе диференцијалне повратне спреге; K_u -коэффициент свођења напона; K_R, T_R -коэффициент појачања и временска константа регулатора побуде; K_e, T_e -коэффициент појачања и временска константа побуднице; K_S, T_S -коэффициент појачања и временска константа стабилизационе диференцијалне повратне спреге; u_{RMAX}, u_{RMIN} -максимална и минимална вредност сигнала на излазу из регулатора побуде.

Прилог 9: Модел засићења синхроне машине у поглављу 6.2.1.

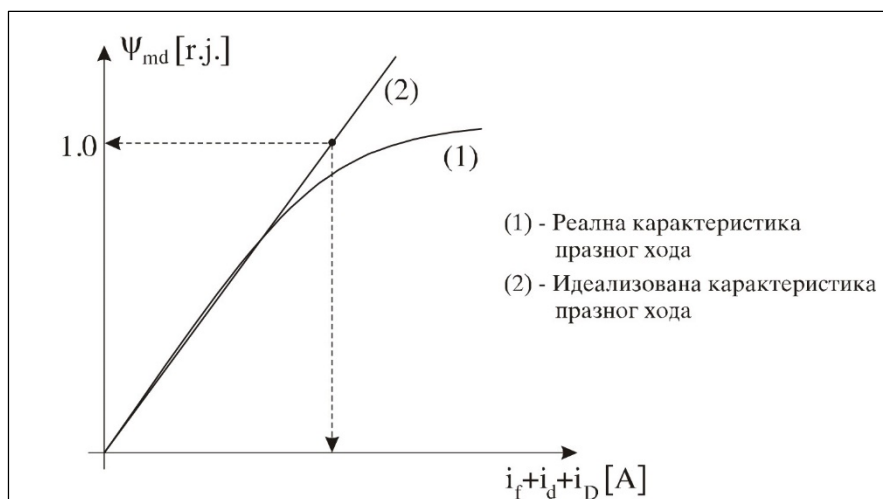
Карактеристика празног хода синхроне машине, снимљена при отвореном статорском колу, даје зависност напона на отвореном статору у зависности од побудне струје синхроне машине, Сл. П.9.1. На Сл. П.9.1 права линија даје зависност напона на статорским прикључцима у функцији побудне струје у ваздушном процепу (зазору) и назива се идеалном карактеристиком празног хода.



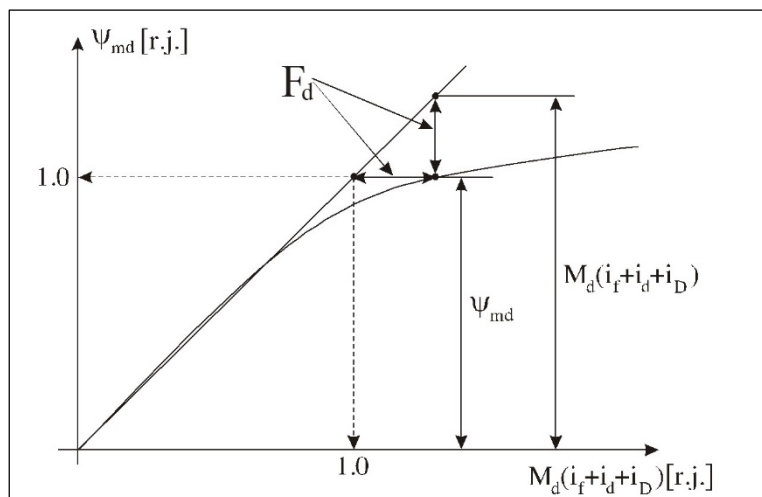
Сл. П.9.1. Карактеристика празног хода синхроне машине

Када су крајеви статорског намотаја отворени, статорска струја је нула а такође је $\psi_q = 0$ и $u_d = 0$. Због тога је напон u_q једнак максималној вредности фазног напона отвореног статорског намотаја, односно $u = u_q$. Осим тога, напон u_q је тада једнак флуксу ψ_d који је истовремено и флукс ψ_{md} јер је статорска струја једнака нули. На тај

начин напон u са Сл. П.9.1 може да се замени флуksom ψ_{md} . Уколико се, међутим, на ординату постави флуks магнећења по d -оси ψ_{md} , тада се на апсциси уместо побудне струје i_f налази укупна струја магнећења по d -оси ($i_f + i_d + i_D$). На тај начин се долази до карактеристике приказане на Сл. П.9.2, која је еквивалентна карактеристици на Сл. П.9.1. Ово је пак zgodно за цртање криве магнећења са размером по апсциси тако да је идеална карактеристика празног хода под 45° и таква карактеристика-модификована карактеристика засићења је приказана на Сл. П.9.3 (тачка у којој је флуks ψ_{md} једнак 1.0 r.j. је тачка у којој је производ $M_d(i_f + i_d + i_D)$ једнак 1.0 r.j.).



Сл. П.9.2. Еквивалентна карактеристика карактеристици празног хода на Сл. П.9.1



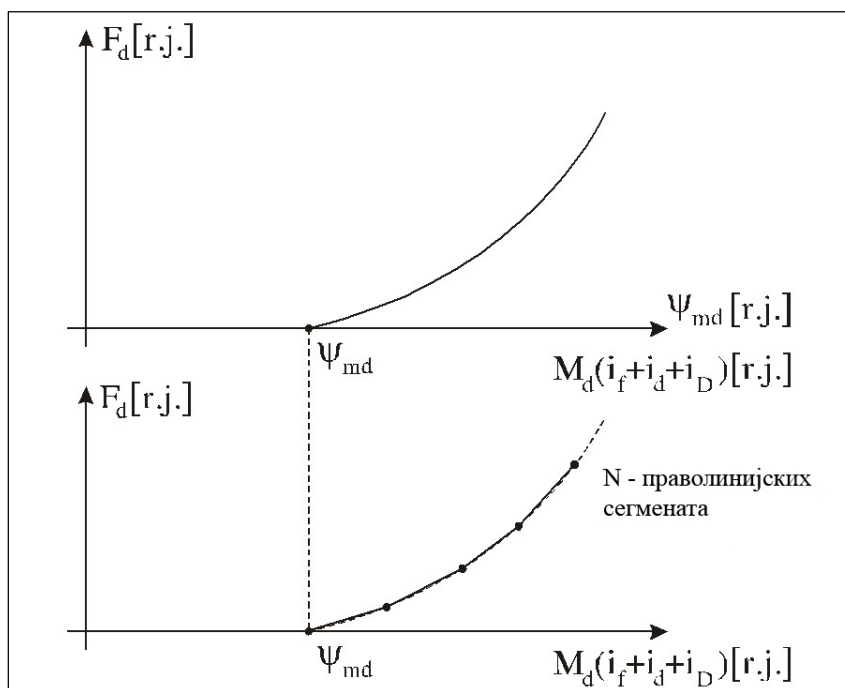
Сл. П.9.3. Модификована карактеристика засићења синхроне машине

Функција засићења по d -оси, сходно карактеристици приказаној на Сл. П.9.3, може се дефинисати на следећи начин:

$$F_d = z_1 M_d(i_f + i_d + i_D) + z_2 \quad (\text{П.9.1})$$

где су z_1 и z_2 коефицијенти засићења.

Значи, за формирање крајње форме кроз коју ће бити уважено засићење синхроне машине по d -оси формира се функција засићења као што је дефинисано релацијом (П.9.1), а што је илустровано на Сл. П.9.4. На крају, функцију засићења приказану на Сл. П.9.4 можемо апроксимирати са произвољним бројем праволинијских сегмената од којих ће сваки бити дефинисан коефицијентима засићења z_1 и z_2 .



Сл. П.9.4. Функција засићења и њена апроксимација са произвољним бројем праволинијских сегмената

На сваком од праволинијских сегмената функција засићења се може дефинисати као:

$$F_{di} = z_{1i}M_d(i_f + i_d + i_D) + z_{2i}, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (\text{П.9.2})$$

где је N број праволинијских сегмената. У зависности од степена нелинеарности функције засићења са Сл. П.9.4, она може бити представљена као изломљена крива линија са праволинијским сегментима где је сваки сегмент дефинисан релацијом (П.9.2) али са различитим вредностима коефицијената z_{1i} и z_{2i} .

Описаним поступком се преко коефицијената z_1 и z_2 , који су у ствари коефицијенти праве линије, апроксимира крива разлике између идеализоване и стварне карактеристике празног хода синхроног генератора. Сада се флуks магнећења по d -оси, уз уважавање карактеристике магнећења синхроне машине, може изразити на следећи начин:

$$\psi_{md} = M_d(1 - z_1)i_d + M_d(1 - z_1)i_f + M_d(1 - z_1)i_D - z_2. \quad (\text{П.9.3})$$

Прилог 10: Коефицијенти система диференцијалних једначина (6.13)

$$a_1 = \frac{K_1(q_1 \cos\theta - d_1 \sin\theta) + K_2}{P_1}; \quad a_2 = -\frac{K_1 d_2 \sin\theta}{P_1}; \quad a_3 = \frac{K_1(q_2 \cos\theta - d_3 \sin\theta)}{P_1}$$

$$a_4 = \frac{K_1(q_3 \cos\theta - d_4 \sin\theta)}{P_1}; \quad a_5 = \frac{K_1(q_4 \cos\theta - d_5 \sin\theta)}{P_1}$$

$$a_6 = \frac{K_1 q_6 \cos\theta + K_3 U \cos(\omega_s t + \alpha)}{P_1}; \quad P_1 = 1 + K_1(d_6 \sin\theta - q_5 \cos\theta)$$

$$F_0 = \frac{L_D - z_1 M_d}{P}; \quad F_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{M_d \Lambda_D (1 - z_1)}{P} \omega \cos\theta; \quad F_2 = -\frac{R_f (L_D - z_1 M_d)}{P}$$

$$F_3 = \frac{R_D M_d (1 - z_1)}{P}; \quad F_4 = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{M_d \Lambda_D (1 - z_1)}{P} \sin\theta$$

$$D_0 = -\frac{M_d (1 - z_1)}{P}; \quad D_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{M_d \Lambda_f (1 - z_1)}{P} \omega \cos\theta; \quad D_2 = \frac{M_d R_f (1 - z_1)}{P}$$

$$D_3 = -\frac{R_D (L_f - z_1 M_d)}{P}; \quad D_4 = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{M_d \Lambda_f (1 - z_1)}{P} \sin\theta$$

$$Q_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{M_q}{L_Q} \omega \sin\theta; \quad Q_2 = -\frac{R_Q}{L_Q}; \quad Q_3 = -\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{M_q}{L_Q} \cos\theta$$

$$m_1 = \frac{\omega_s^2}{T_m S_n}; \quad m_2 = \frac{1}{3} (L_d - z_1 M_d - L_q) \sin 2\theta; \quad m_3 = m_4 = -\sqrt{\frac{2}{3}} M_d (1 - z_1) \cos\theta$$

$$m_5 = -\sqrt{\frac{2}{3}} M_q \sin\theta; \quad m_6 = \sqrt{\frac{2}{3}} z_2 \cos\theta$$

$$d_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \omega \cos\theta \left[L_d - z_1 M_d - L_q - \frac{M_d^2 (1 - z_1)^2 (\Lambda_f + \Lambda_D)}{P} \right] + R \sin\theta \right\}$$

$$d_2 = -\frac{M_d \Lambda_D (1 - z_1)}{P}; \quad d_5 = -\omega M_q; \quad d_3 = \frac{R_f M_d \Lambda_D (1 - z_1)}{P}$$

$$d_4 = \frac{R_D M_d \Lambda_f (1 - z_1)}{P}; \quad d_6 = \sqrt{\frac{2}{3}} \sin\theta \left[L_d - z_1 M_d - \frac{M_d^2 (1 - z_1)^2 (\Lambda_f + \Lambda_D)}{P} \right]$$

$$q_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\omega \sin \theta \left(L_q - \frac{M_q^2}{L_Q} - L_d + z_1 M_d \right) - R \cos \theta \right]; q_2 = q_3 = \omega M_d (1 - z_1)$$

$$q_4 = \frac{M_q R_Q}{L_Q}; q_5 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cos \theta \left(\frac{M_q^2}{L_Q} - L_q \right); q_6 = -\omega z_2$$

$$K_1 = \frac{\sqrt{6}}{L_0 - 2L_2 - L_{02}}; K_2 = \frac{2R_2 + R_{02} - R_0}{L_0 - 2L_2 - L_{02}}$$

Прилог 11: Коефицијенти система диференцијалних једначина (6.64), (6.67) и (6.70)

$$A_1 = \frac{1}{L_{\gamma s}}; A_2 = \frac{R_m}{L_{\gamma s}}; A_3 = \frac{R_m + R_s}{L_{\gamma s}}; A_4 = \frac{L_m}{L_{\gamma r}}; A_5 = \frac{R_m}{L_{\gamma r}}; A_6 = \frac{R_m + R_r}{L_{\gamma r}};$$

$$A_7 = \frac{R_m}{L_m}; A_8 = \frac{3L_m P^2}{2J}; A_9 = \frac{P}{J}; A_{10} = C; A_{11} = \frac{1}{C}$$

$A_{12} = CV_{sm}$, V_{sm} -амплитуда фазног напона

Литература

- [1] J. Gertler, *Fault Detection and Diagnosis in Engineering Systems*, Marcel Dekker, New York, 2007.
- [2] V.D. Barnett, T. Levis, *Outliers in Statistical Data*, John Wiley & Sons, Ltd., New York, 1978.
- [3] L. Ljung, *System Identification, Theory for the User*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1987.
- [4] J. Mendel, *Discrete Techniques of Parameter Estimation*, Marcel Dekker, New York, 1983.
- [5] A. Gelb, *Applied Optimal Estimation*, The MIT Press, 1974.
- [6] G. Đukić, A. Čukarić, *New Algorithm for Detecting Power Transformer Faults Based on M-robust Estimation of Sound Signals*, IET Generation, Transmission and Distribution, Volume 8, Issue 6, pp.1117-1126, 2014.
- [7] G. Đukić, M. Zindović, *New M-robust Algorithm for the Calculation of the Negative Sequence Current of a Synchronous Generator*, Electric Power System Research, Volume 121, pp.145-151, 2015.
- [8] Г.В. Микуцкий, *Исследование помехоустойчивости устройств релейной защиты*, Труды ВНИИЭ No.45. М. «Энергия», 1974.
- [9] Ј. Гајица, *Техника преноса сигнала по водовима високог напона дигиталним ВФ везама*, Академска мисао-Институт Михајло Пупин, Београд, 2007.
- [10] M.M. Adibi, R.J. Kafka, *Minimization of Uncertainties in Analog Measurements for Use in State Estimation*, IEEE Transactions on Power Systems, Vol.5, No.3, pp.902-910, 1990.
- [11] Б.Д. Ковачевић, *Прилог робусним методама идентификације система у реалном времену*, Докторска дисертација, ЕТФ Универзитета у Београду, Београд, 1984.

- [12]R.Baldick, K.A.Clements, Z.Pinjo-Dzagal, P.W.Davis, *Implementing Nonquadratic Objective Functions for State Estimation and Bad Data Rejection*, IEEE Transactions on Power Systems, Vol.12, No.1, pp.376-382, 1997.
- [13]E.B.Muhando, T.Senju, H. Kinjo, T. Funabashi, *Extending the Modeling Framework for Wind Generation Systems: RLS-Based Paradigm for Performance Under High Turbulence Inflow*, IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol.24, No.1, pp.211-221, 2009.
- [14]S.Chakrabarti, E.Kyriakides, *PMU Measurement Uncertainty Considerations in WLS state Estimation*, IEEE Transactions on Power Systems, Vol.24, No.2, pp.1062-1071, 2009.
- [15]S.P.Valsan, K.S.Swarup, *Wavelet Transform Based Digital Protection for Transmission Lines*, EPES, Volume 31, Issue 7-8, pp.379-388, 2009.
- [16]E.T.Wanderley Neto, E.G.da Costa, M.J.A.Maia, *Artificial Neural Networks Used for ZnO Arresters Diagnosis*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.24, No.3, pp.1390-1395, 2009.
- [17]C.I.Chen, G.W.Chang, R.C.Hong, H.M.Li, *Extended Real Model od Kalman Filter for Time-Varying Harmonic Estimation*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.25, No.1, pp.17-26, 2010.
- [18]J.Warichet, T.Sezi, J.C. Maun, *Considerations About Synchrophasors Measurement in Dynamic System Conditions*, EPES, Volume 31, Issue 9, pp.452-464, 2009.
- [19]E.M.Voumvoulakis, N.Hatziargyriou, *A Particle Swarm Optimization Method for Power System Dynamic Security Control*, IEEE Transactions on Power Systems, Vol.25, No.2, pp.1032-1041, 2010.
- [20]E.Laroche, M.Boutayeb, *Identification of the Induction Motor in Sinusoidal Mode*, IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol.25, No.1, pp.11-19, 2010.
- [21]V.M.Catterson, S.D.J.McArthur, G. Moss, *Online Conditional Anomaly Detection in Multivariate Data for Transformer Monitoring*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.25, No.4, pp.2556-2564, 2010.
- [22]C.M.Chu, J.F.Moon, H.T.Lee, J.C.Kim, *Extraction of Time-Varying Failure Rates on Power Distribution System Equipment Considering Failure Modes and Regional Effects*, EPES, Volume 32, Issue 6, pp.721-727, 2010.

- [23]R. Singh, B.C.Pal, R.A.Jabr, *Statistical Presentation of Distribution System Loads Using Gaussian Mixture Model*, IEEE Transactions on Power Systems, Vol.25, No.1, pp.29-37, 2010.
- [24]R.J.Bessa, V.Miranda, J.Gama, *Entropy and Correntropy Against Minimum Square Error in Offline and Online Three-Day Ahead Wind Power Forecasting*, IEEE Transactions on Power Systems, Vol.24, No.4, pp.1657-1666, 2009.
- [25]H.H.Hguyen, T.Q.Bui, *Bit-Interleaved Coded OFDM with Iterative Decoding in Impulsive Noise*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.23, No.2, pp.640-649, 2008.
- [26]C.Rakpenthai, S.Premrudeepreechacharn, S.Uatrongjit, N.R.Watson, *An Interior Point Method for WLAV State Estimation of Power System with UPFCS*, EPES, Volume 32, Issue 6, pp.671-677, 2010.
- [27]U.D.Dwivedi, S.N.Singh, *Enhanced Detection of Power Quality Events Using Intra and Interscale Dependencies of Wavelet Coefficients*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.25, No.1, pp.358-366, 2010.
- [28]F.Zhuang, R.Balasubramanian, *Bad Data Processing In Power System State Estimation By Direct Data Detection And Hypothesis Tests*, IEEE Transactions On Power Systems, Vol.PWRS-2, No.2, pp.321-330, 1987.
- [29]A.Abur, *A Bad Data Identification Method For Linear Programming State Estimation*, IEEE Transactions On Power Systems, Vol.5, No.3, pp.894-901, 1990.
- [30]W.J.J.Rey, *Robust Statistical Methods*, Springer-Verlag, New York, 1991.
- [31]P.J.Huber, *Robust Statistics*, John Wiley, New York, 1981.
- [32]F.Hampel, *The Influence Curve and Its Role in Robust Estimation*, Journal Amer. Stat. Assoc., Vol.69, pp.383-389, 1974.
- [33]L.Milli, V.Phaniraj, P.J.Rousseeuw, *Robust Estimation Theory For Bad Data Diagnostics In Electric Power Systems; Control And Dynamic Systems: Advances In Theory And Applications; Advances In Industrial Systems*, edited by C.T.Leondes, Academic Press, Vol.XXXVI, 1990.
- [34]R.Hogg, *Statistical Robustness, One View of Its Use in Applications Today*, Amer. Statistic., Vol.33, pp.108-115, 1979.
- [35]С.Аљанчић, *Увод у реалну и функционалну анализу*, Грађевинска књига, Београд, 1979.

- [36]J.R.Collins, *Robust Estimation of a Location Parameter in the Presence of Assymetry*, Ann. Math. Stat., 4:68-85, 1976.
- [37]L.A.Jaeckel, *Robust Estimates of Location: Symmetry and Assymmetric Contamination*, Ann. Math. Stat., 42(3):1020-1034, 1971.
- [38]J.W.Tukey, D.H.Laughlin, *Less Vulnerable Confidence and Significance Procedures for Location Based on a Single Sample: Trimming/Winsorization*, 1. Sankya, A(25), pp.331-352, 1963.
- [39]R.D.Martin, and D.J.Thomson, *Robust Resistant Spectrum Estimation*, Proc. IEEE, 70 (9), pp.1097-1114, 1982.
- [40]C.H.Lee, *On Robust Linear Prediction of Speech*, IEEE Trans.Acoust. Speech Signal Processing, 41 (2), pp.642-650, 1988.
- [41]S.X.Ding, *Model-Based Fault Diagnosis Techniques*, Springer, Berlin, 2008.
- [42]J.V.Candy, *Signal Processing. The Model-Based Approach*, McGraw-Hall, New York, 1986.
- [43]P.R.Kumar, P.Varaiya, *Stochastic Systems: Estimation, Identification, and Adaptive Control*, Prentice-Hall, New Jersey, 1986.
- [44]R.Dutter, *Numerical Solution of Robust Regression Problems: Computational Aspects, a Comparison*, J.Stat.Comp.Simulat., 5, 207., 1977.
- [45]S.S.Stanković, B.D.Kovačević, *Analysis of Robust Stochastic Approximation Algorithms for Process Identification*, Automatika, 4, 483, 1986.
- [46]Ya.Z.Tsympkin, *Foundations of Informational Theory and Identification*, Nauka, Moscow, 1984.
- [47]T. Soderstrom, *An On-Line Algorithm for Approximate Maximum Likelihood Identification of Linear Dynamic Systems*, Rep.7308, Lund Institute of Technology, 1973.
- [48]L.Ljung, T.Soderstrom, *Theory and Practice of Recursive Identification*, MIT Press, Cambridge, Massachusetts, 1983.
- [49]P.P.J. van den Bosch, A.C. van der Klauw, *Modeling, Identification and Simulation of Dynamical Systems*, CRC Press, Boca Raton, 1994.

- [50] Y.S.Cho, S.B.Kim, E.J.Powers, *Time Varying Spectral Estimation Using AR Models with Variable Forgetting Factors*, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol.39, No.6, pp.1422-1426, 1991.
- [51] T.R.Fortescue, L.S.Kershenbaum, B.E.Ydstie, *Implementation of Self-Tuning Regulators with Variable Forgetting Factors*, Automatica, Vol.17, No.6, pp.831-835, 1981.
- [52] D.G.Messerschmitt, *Echo Cancellation in Speech and Data Transmission*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.SAC-2, No.2, pp.283-296, 1984.
- [53] S.V.Veseghi, *Advanced Signal Processing and Digital Noise Reduction*, John Wiley&Sons, New York, 1996.
- [54] J.Chambers, O.Tanrikulu, A.G.Constantinides, *Least Mean Mixed-Norm Adaptive Filtering*, Electronic Letters, Vol.30, pp.1574-1575, 1994.
- [55] Y.Bard, *Nonlinear Parameter Estimation*, Academic Press, New York, 1974.
- [56] V.Solo, X.Kong, *Adaptive Signal Processing Algorithms-Stability and Performance*, Prentice Hall, New Jersey, 1999.
- [57] B.Widrow, *Stationary and Nonstationary Learning Characteristics of LMS Adaptive Filters*, Proc. IEEE, Vol.64, No.8, pp.1-151, 1976.
- [58] Ya.Z.Tsytkin, *Optimality in Identification of Linear Plants*, International Journal of System Science, Vol.14, No.1, pp.59-74, 1983.
- [59] R.R.Wilcox, *Introduction to Robust Estimation and Hypothesis Testing*, Academic Press, New York, 1997.
- [60] A.V.Oppenheim, R.W.Schafer, J.R.Buch, *Discrete-Time Signal Processing*, Prentice Hall, New Jersey, 1999.
- [61] L.Milli, M.G.Cheniae, N.S.Vichare, P.J.Rousseuw, *Robust State Estimation Based on Projection Statistics*, IEEE Transactions on Power Systems, Vol.11, No.2, pp.1118-1127, 1996.
- [62] J.W.Tukey, D.H.Laughlin, *Less Vulnerable Confidence and Significance Procedures for Location Based on a Single Sample: Trimming/Winsorization*, 1.Sankhya, A(25), pp.331-352, 1963.
- [63] IEEE Std C37.102-2006, IEEE Guide for AC Generator Protection, 2006.

- [64]Г.Ђукић, *Процена угрожености ротора синхроних генератора при асиметричним режимима*, ЈУКО-ЦИГРЕ, Р34-11, Бања Врућица, 25-30.мај 2003.
- [65]G.Hosemann, T.Lobos, *Ermittlung der symmetrischen Komponenten durch Abtastalgorithmen*, Archiv für Elektrotechnik 68, 1-16, 1985.
- [66]Г.Ђукић, *Анализа редних несиметрија синхроне машине изазваних заказивањем полова прекидача на високонапонској страни у временском домену*, Магистарски рад, Електротехнички факултет у Београду, 2002.
- [67]G.Ђукић, B.Ковачевић, V.Терзија, *Static Estimation Of The Synchronous Generator Parameter*, ICEM 2000, pp.1038-1041, Espoo Finland, August 2000.
- [68]P.M.Anderson, A.A.Fouad, *Power System Control and Stability*, The Iowa State University Press, 1977.
- [69]M. Djuric, Z. Radojevic, V. Terzija, *Time domain solution of fault distance calculation and arcing faults detection on overhead lines*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.14, No.1, pp. 60-67, 1999.
- [70]L. Eriksson, M. Saha, G.D. Rockfeller, *An accurate fault locator with compensation for apparent reactance in the fault resistance resulting from remote-end infeed*, IEEE Transactions on PAS, Vol. PAS-104, No.2, pp. 424-436, 1985.
- [71]G.Ђукић, M.Zindović, *New M-robust Algorithm for Detection of One-Phase Fault with Electrical Arc on Overhead Line in Time Domain*, Енергетика 2015, стр.55-65, Златибор, март 2015.
- [72]G.Ђукић, M.Ђурић, D.Aničić, G.Ivanović, *Time Domain Approach to the Faults with Electric Arc on Transmission Lines*, PSP-Power System Protection, 15th International Conference, pp.255-264, Bled, Slovenia, September 6-8, 2006.
- [73]B.D.Russell, B.M.Aucoin, T.J.Talley, *Detection of Arcing Faults on Distribution Feeders*, EPRI Final Report, EPRI EL-2757, 1982.
- [74]S.J.Balser, K.A.Clements, D.J.Lawrence, *A Microprocessor-Based Technique for Detection of High Impedance Faults*, IEEE Transactions Power Delivery, Vol.3, pp. 252-258, 1986.

- [75] A.P.Apostolov, J.Bronfeld, C.H.M.Saylor, P.B.Snow, *An Artificial Neural Network Approach to the Detection of High Impedance Faults*, International Conference on Expert System Applications for the Electrical Power Industry Proceedings, 1993.
- [76] C.J.Kim, B.D.Russell, *Classification of Faults and Switching Events by Inductive Reasoning and Expert System Methodology*, IEEE Transactions Power Delivery, Vol.3, pp. 1631-1637, 1989.
- [77] М.Ђурић, Г.Ђукић, *Прелазни процеси при земљоспоју у изолованој мрежи*, ЈУКО ЦИГРЕ, Р33-07, Врњачка Бања, 17-20.октобар, 1999.
- [78] М.Ђурић, Г.Ђукић, Џ.Ђуришић, *Microprocessor Protection Algorithms Of Distributive Leads MPZ-ZIM*, Regional Conference And Exhibition On Electricity Distribution, R-4.3, Herceg-Novi, October 5-8, 2004.
- [79] Г.Ђукић, Ж.Љубоја, *Једна варијанта алгоритма за дигиталну усмерену заштиту-део 1-алгоритам усмереног релеја*, Енергетика 2009, стр.220-232, Златибор, март 2009.
- [80] М.Ђурић, Г.Ђукић, *Модификовани рекурзивни Фуријеов алгоритам за мерење снаге периодичних сигнала*, Електропривреда, Број 1, стр.32-38, 2005.
- [81] Г.Ђукић, Ж.Љубоја, *Једна варијанта алгоритма за дигиталну усмерену заштиту-део 2-симулација рада усмереног релеја*, Енергетика 2009, стр.233-241, Златибор, март 2009.
- [82] Ж.Ђуришић, *Анализа услова за пребацивање високонапонских асинхроних мотора са једног на други систем сабирница*, Дипломски рад, Електротехнички факултет у Београду, Београд, 1999.
- [83] Г.Ђукић, М.Апостоловић, *Model Of Induction Motor For Terminal Voltage Transient Calculation During Transitory Supply Interruption*, ACEMP 2004, pp.414-419, Istanbul-Turkey, May 26-28, 2004.
- [84] Г.Ђукић, М.Апостоловић, *Анализа прелазног процеса асинхроног мотора при краткотрајном прекиду напајања-математички модел*, Енергетика 2012, стр.175-182, Златибор, март 2012.
- [85] Г.Ђукић, М.Апостоловић, *Анализа прелазног процеса асинхроног мотора при краткотрајном прекиду напајања-резултати симулације*, Енергетика 2012, стр.167-174, Златибор, март 2012.

[86]M.A.Rahman, P.K.Dash, E.R.Downton, Digital Protection of Power Trasformer Based on Weighted Least Square Algorithm, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-101, No.11, pp.4202-4209, 1982.

[87]M.A.Rahman, B.Jeyasurya, A State-Of-The-Art Review of Transformer Protection Algorithms, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.3, No.2, pp.534-544, 1988.

[88]M.S.Sachdev, M.Nagpal, A Recursive Least Error Squares Algorithm for Power System Relaying ad Measurement Applications, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.6, No.3, pp.1008-1015, 1991.

Списак слика

Сл. 2.1. Преглед реалних сигнала у оквиру једог карактеристичног поља високонапонског разводног постројења.....	9
Сл. 2.2. Илустрација захвата сигнала из сегмента средњенапонске надземне електроенергетске мреже	10
Сл. 2.3. Приказ снага карактеристичних шумова у електроенергетском систему у каналима високофреквентне везе.....	12
Сл. 2.4. Блок дијаграм карактеристичног мерног система (а) и његова еквивалентна шема (б).....	13
Сл. 2.5. Третман outlier-а: различити интереси и циљеви у случају обраде података у условима несагласних опсервација.....	16
Сл. 2.6. Околина F и $P(T_n, F)$ у простору расподеле вероватноће	19
Сл. 2.7. Приказ контаминираног мерног узорка.....	20
Сл. 2.8. Функција $p(u)$: Гаусова расподела (а) и експоненцијална расподела (б).....	36
Сл. 4.1. Блок дијаграм за адаптивну рекурзивну М-робусну идентификацију параметара сигнала	61
Сл. 4.2. Облик функције утицаја Ψ за различите карактеристичне естиматоре	65
Сл. 4.3. Дијаграм тока адаптивног рекурзивног М-робусног алгоритма.....	72
Сл. 4.4. Грешка естимације (4.25) за карактеристичне различите алгоритме у присуству Гаусовог шума.....	74
Сл. 4.5. Грешка естимације (4.25) за карактеристичне различите алгоритме у присуству импулсног шума, односно када се има присуство outlier-а	75
Сл. 4.6. Грешка естимације (4.25) за различите вредности вероватноће $P[a(k)=1]$ појаве импулсних реализација шума и $\text{var}[A(k)]=10^4/12$ израчуната на основу 100 Монте-Карло покушаја.....	75

Сл. 5.1. Комплетан алгоритам генерализованог М-робусног естиматора непознатих параметара сигнала мултиваријабилног система	93
Сл. 6.1. Синтетички генерисан тест сигнал са суперпонираним outlier-има и резултати процене параметра овог сигнала WLS и АРМР алгоритмом	103
Сл. 6.2. Синтетички генерисан тест сигнал 1	104
Сл. 6.3. Синтетички генерисан тест сигнал 2	105
Сл. 6.4. Синтетички генерисан тест сигнал 3	105
Сл. 6.5. Тест сигнал 1 естимиран АРМР алгоритмом	106
Сл. 6.6. Тест сигнал 2 естимиран АРМР алгоритмом	106
Сл. 6.7. Тест сигнал 3 естимиран АРМР алгоритмом	106
Сл. 6.8. Телеметрисани сигнал снаге размене по интерконективном воду	107
Сл. 6.9. Произвољан телеметрисани сигнал	107
Сл. 6.10. Телеметрисани сигнал снаге размене по интерконективном воду са Сл. 6.8 процесирани АРМР алгоритмом	108
Сл. 6.11. Произвољан телеметрисани сигнал са Сл. 6.9 процесирани АРМР алгоритмом	108
Сл. 6.12. Модел система синхронизационог генератора блок-трансформатора за анализу редних асиметрија (асиметрија типа прекида) на високонапонској страни	113
Сл. 6.13. Таласни облици струја при двофазном раду на високонапонској страни блока генератора трансформатора (генератор остаје у синхронизму); двофазни рад настаје из трофазног режима дефинисаног са: $U_G=1.00$ r.j; $P_G=0.7$ r.j; $Q_G=0.35$ r.j. (а) Струја фазе А; (б) Струја фазе В;	116
Сл. 6.14. Временски ток ефективне вредности инверзне компоненте струје (а) и топлотног импулса ротора генератора (б) за случај двофазног рада који настаје из трофазног режима и који је дефинисан са $U_G=1.00$ r.j; $P_G=0.7$ r.j; $Q_G=0.35$ r.j.....	116
Сл. 6.15. Таласни облик струје фазе А при монофазном раду на високонапонској страни блока генератора трансформатора (генератор остаје у синхронизму); једнофазни рад настаје из трофазног режима дефинисаног са: $U_G=1.00$ r.j; $P_G=0.3$ r.j; $Q_G=0.1$ r.j.	117

- Сл. 6.16. Временски ток ефективне вредности инверзне компоненте струје (а) и топлотног импулса ротора генератора (б) за случај монофазног рада који настаје из трофазног режима и који је дефинисан са $U_G=1.00$ r.j; $P_G=0.3$ r.j; $Q_G=0.1$ r.j..... 117
- Сл. 6.17. Криве дозвољеног трајања двофазног рада (а) и монофазног рада (б) у зависности од оптерећења које се има непосредно пред настанак асиметричног радног режима типа редне асиметрије; напон на крајевима генератора непосредно пред асиметрични радни режим је параметар приказаних кривих 118
- Сл. 6.18. Синхрони генератор који је преко блок-трансформатора везан на мрежу бесконачне снаге 122
- Сл. 6.19. Лабораторијска испитивања (за снимање звучних сигнала) реализована на моделима једнофазног (а) и трофазног (б) трансформатора у ваздуху и у уљу 130
- Сл. 6.20. Карактеристичан сигнал звука трофазног трансформатора при појави електричног лука у уљу (а) и одговарајући сонограм (спектограм-временски ток спектра) (б)..... 130
- Сл. 6.21. Сигнал звука при појави квара са електричним луком у уљу снимљен на моделу једнофазног трансформатора (а), критеријумски параметри $FLAG_1$ (б) и $FLAG_2$ (в) за овај случај 134
- Сл. 6.22. Сигнал звука при појави квара са електричним луком у ваздуху снимљен на моделу једнофазног трансформатора (а), критеријумски параметри $FLAG_1$ (б) и $FLAG_2$ (в) за овај случај 134
- Сл. 6.23. Сигнал звука при појави квара са електричним луком у уљу снимљен на моделу трофазног трансформатора (а), критеријумски параметри $FLAG_1$ (б) и $FLAG_2$ (в) за овај случај..... 134
- Сл. 6.24. Сигнал звука при појави квара са електричним луком у уљу снимљен на моделу трофазног трансформатора (б), струја у фази погођеној кваром (а) критеријумски параметри $FLAG_1$ (в) и $FLAG_2$ (г) за овај случај 135
- Сл. 6.25 Сигнал звука (а) и спектар хармонијских компоненти сигнала звука у нормалном раду (б) снимљен на трансформатору T_1 у ТС 110/10 kV/kV "Бежанијска коса"..... 137

Сл. 6.26. Сигнал звука (а) и спектар хармонијских компоненти сигнала звука у нормалном раду (б) снимљен на трансформатору T_2 у ТС 110/10 kV/kV "Бежанијска коса".....	138
Сл. 6.27. Сигнал звука (а) и спектар хармонијских компоненти сигнала звука у нормалном раду (б) снимљен на трансформатору T_3 у ТС 35/10 kV/kV "Нови Београд 1"	138
Сл. 6.28. Сигнал звука (а) и спектар хармонијских компоненти сигнала звука у нормалном раду (б) снимљен на трансформатору T_4 у МВТС 10/0.4 kV/kV "Блок 70" Нови Београд	138
Сл. 6.29. Једнополни кратак спој са земљом преко електричног лука на трофазном воду	144
Сл. 6.30. Еквивалентно коло директног (инверзног) редоследа	144
Сл. 6.31. Еквивалентно коло нултог редоследа	145
Сл. 6.32. Тест мрежа на којој су симулирани једнополни кратки спојеви	149
Сл. 6.33. Временска промена напона на страни мреже А при једнополном кратком споју на почетку вода ($l=10$ km)	150
Сл. 6.34. Временска промена струја на страни мреже А при једнополном кратком споју на почетку вода ($l=10$ km)	150
Сл. 6.35. Временска промена напона на страни мреже А при једнополном кратком споју на средини вода ($l=50$ km).....	150
Сл. 6.36. Временска промена струја на страни мреже А при једнополном кратком споју на средини вода ($l=50$ km).....	151
Сл. 6.37. Напон лука (а), удаљеност места квара (б) и отпор R_e (в) за квар на почетку вода ($l=10$ km).....	151
Сл. 6.38. Напон лука (а), удаљеност места квара (б) и отпор R_e (в) за квар на средини вода ($l=50$ km).....	152
Сл. 6.39. Напон лука (а), удаљеност места квара (б) и отпор R_e (в) за квар на крају вода ($l=95$ km)	152

Сл. 6.40. Блок дијаграм детекције квара преко велике импедансе базиран на АРМР алгоритму.....	154
Сл. 6.41. Илустрација прорачуна суме диференцијалних струја на произвољном таласном облику у временском домену.....	155
Сл. 6.42. Предложена карактеристика решења детекције кварова преко велике импедансе конципирана на АРМР алгоритму	156
Сл. 6.43. Струја једнофазног квара са вишеструким паљењем електричног лука преко велике импедансе	157
Сл. 6.44. Временска промена критеријумског параметра за детекцију квара преко велике импедансе FLAG	157
Сл. 6.45. Карактеристика усмерености релеја	160
Сл. 6.46. Карактеристика релеја активне снаге (а) и карактеристика релеја реактивне снаге (б).....	161
Сл. 6.47. Улазне величине за усмерени релеј у фази А (спрега 90 је на слици а))	162
Сл. 6.48. Генерисани синтетички сигнали напона и струја за тестирање функционалности усмереног релеја.....	170
Сл. 6.49. Реаговање релеја	171
Сл. 6.50. Блокирање релеја	172
Сл. 6.51. Двострано напајана мрежа – симулација једнополног кратког споја.....	173
Сл. 6.52. Сигнали напона и струје при једнополном кратком споју на воду са Сл. 6.51	173
Сл. 6.53. Мерене струје и снаге при једнополном кратком споју на воду са Сл. 6.51..	174
Сл. 6.54. Излазни сигнали релеја при једнополном кратком споју на воду са Сл. 6.51	174
Сл. 6.55. Задати сигнал и одступање фреквенције за случај сигнала Тест 1 из Таб. 6.6	176
Сл. 6.56. Задати сигнал и одступање фреквенције за случај сигнала Тест 2 из Таб. 6.6	176

Сл. 6.57. Задати сигнал и одступање фреквенције за случај сигнала Тест 3 из Таб. 6.6	177
Сл. 6.58. Задати сигнал и одступање фреквенције за случај сигнала Тест 4 из Таб. 6.6	178
Сл. 6.59. Систем за анализу рада АРМР алгоритма за аутоматску измену извода.....	180
Сл. 6.60. „d - q” модификована заменска шема напојни вод-асинхрони мотор; (а) заменска шема по q-оси; (б) заменска шема по d-оси	181
Сл. 6.61. Временска промена брзине обртања (номинални режим).....	187
Сл. 6.62. Временска промена статорских фазних напона (номинални режим).....	187
Сл. 6.63. Временска промена напона између контаката прекидача по појединим фазама (номинални режим).....	187
Сл. 6.64. Временска промена статорских фазних струја, кратак интервал непосредно пре базнапонске паузе (номинални режим)	188
Сл. 6.65. Временска промена статорских фазних напона, кратак интервал непосредно пре базнапонске паузе (номинални режим)	188
Сл. 6.66. Временска промена брзине обртања (празан ход).....	188
Сл. 6.67. Временска промена статорских фазних напона (празан ход)	189
Сл. 6.68. Временска промена напона између контаката прекидача по појединим фазама (празан ход)	189
Сл. 6.69. Временска промена статорских фазних струја, кратак интервал непосредно пре базнапонске паузе (празан ход)	189
Сл. 6.70. Временска промена статорских фазних напона, кратак интервал непосредно пре базнапонске паузе (празан ход)	190
Сл. 6.71. Статорске струје и напони за струју прекидања од $i_{pr} = 140$ А	191
Сл. 6.72. Статорске струје и напони за струју прекидања од $i_{pr} = 110$ А	191
Сл. 6.73. Статорске струје и напони за струју прекидања од $i_{pr} = 80$ А	191
Сл. 6.74. Статорске струје и напони за струју прекидања од $i_{pr} = 50$ А	191
Сл. 6.75. Статорске струје и напони за струју прекидања од $i_{pr} = 20$ А	191

Сл. 6.76. Статорске струје и напони за струју прекидања од $i_{pr} = 0$ А	192
Сл. 6.77. Фазорски дијаграм напона мреже (U_x), напона статора (U_x') и напона између контаката прекидача (U_{xx}').....	192
Сл. 6.78. Резултат који се има у случају аутоматске измене извода применом методе истовременог брзог пребацивања	197
Сл. 6.79. Резултат који се има у случају аутоматске измене извода применом методе секвенцијалног брзог пребацивања.....	197
Сл. 6.80. Резултат који се има у случају аутоматске измене извода применом методе пребацивања у фази	198
Сл. 6.81. Резултат који се има у случају аутоматске измене извода применом резидуалне методе.....	199
Сл. 6.82. Илустрација кључних параметара предложених техника аутоматске измене извода	200
Сл. 6.83. Принципијелна општа блок шема диференцијалне заштите.....	202
Сл. 6.84. Процентуална карактеристика функције диференцијалне заштите енергетског трансформатора.....	203
Сл. 6.85. Блок дијаграм реализације функције диференцијалне заштите енергетског трансформатора базиране на АРМР алгоритму.....	207
Сл. 6.86. Одзив АРМР алгоритма за модел сигнала са пет хармоника и два члана једносмерне компоненте и прозор података од 50 одбирака	209
Сл. 6.87. Одзив АРМР алгоритма за модел сигнала са пет хармоника и два члана једносмерне компоненте и прозор података од 25 одбирака	209
Сл. 6.88. Одзив АРМР алгоритма за модел сигнала са пет хармоника и два члана једносмерне компоненте и прозор података од 13 одбирака са детаљем везаним за амплитуде хармоника	210
Сл. 6.89. Утицај променљиве основне фреквенције на рад АРМР алгоритма	211
Сл. 6.90. Процена амплитуде другог хармоника струје при основној фреквенцији од 49.5 Hz (а) и 50.2 Hz (б).....	211

Сл. 6.91. Резултат рада АРМР алгоритма за случај одступања стварне фреквенције сигнала (49.5 Hz) од оне претпостављене у моделу (50 Hz) за прозор података од 13 одбирака.....	212
Сл. 6.92. Резултат рада АРМР алгоритма за случај одступања стварне фреквенције сигнала (49.5 Hz) од оне претпостављене у моделу (50 Hz) за прозор података од 19 одбирака.....	213
Сл. 6.93. Резултат рада АРМР алгоритма за случај када у модел није укључена једносмерна компонента	214
Сл. 6.94. Резултат рада АРМР алгоритма за случај нетачног модела сигнала када тест сигнал садржи хармонике закључно са редом 9. а модел сигнала је са хармоницима закључно са редом 5.	215
Сл. 6.95. Резултат рада АРМР алгоритма за случај када тест сигнал садржи хармонике закључно са редом 9. а модел сигнала је са хармоницима закључно са редом 9.	215
Сл. 6.96. Утицај модела сигнала на рад АРМР алгоритма (модел са 5 хармоника и 2 dc члана) за случај укључења модела једнофазног трансформатора под оптерећењем....	217
Сл. 6.97. Утицај модела сигнала на рад АРМР алгоритма (модел са 9 хармоника и 2 dc члана) за случај укључења модела једнофазног трансформатора под оптерећењем....	218
Сл. 6.98. Утицај модела сигнала на рад АРМР алгоритма (модел са 5 хармоника и 1 dc чланом) за случај укључења модела једнофазног трансформатора под оптерећењем.	218
Сл. 6.99. Утицај модела сигнала на рад АРМР алгоритма (модел са 5 хармоника и занемареним члановима једносмерне компоненте сигнала) за случај укључења модела једнофазног трансформатора под оптерећењем	219
Сл. 6.100. Утицај фреквенције одабирања сигнала на рад АРМР алгоритма када је фреквенција одабирања 1250 Hz, за случај укључења модела једнофазног трансформатора под оптерећењем	219
Сл. 6.101. Утицај фреквенције одабирања сигнала на рад АРМР алгоритма када је фреквенција одабирања 625 Hz, за случај укључења модела једнофазног трансформатора под оптерећењем.....	220

- Сл. 6.102.** Утицај фазне неподешености улазних струја на рад АРМР алгоритма за случај унутрашњег квара у моделу једнофазног трансформатора на позицији 20 % извода високонапонске стране.....220
- Сл. 6.103.** Утицај фазне подешености улазних струја на рад АРМР алгоритма за случај унутрашњег квара у моделу једнофазног трансформатора на позицији 20 % извода високонапонске стране.....221
- Сл. 6.104.** Рад АРМР алгоритма када се процентуална вредност виших хармоника не рачуна за мале сигнале (вредности) диференцијалне струје у случају унутрашњег квара у моделу једнофазног трансформатора на позицији 20 % извода високонапонске стране221
- Сл. 6.105.** Рад АРМР алгоритма за случај укључења модела трофазног трансформатора под оптерећењем када су улазне струје фазно неподешене222
- Сл. 6.106.** Рад АРМР алгоритма за случај укључења модела трофазног трансформатора под оптерећењем када су улазне струје фазно подешене222
- Сл. 6.107.** Нежељено реаговање АРМР алгоритма услед пада удела другог хармоника испод 10 % у току прелазног периода за случај укључења модела трофазног трансформатора под оптерећењем223
- Сл. 6.108.** Превазилажење нежељеног реаговања АРМР алгоритма услед пада удела другог хармоника испод 10 % у току прелазног периода укључења модела трофазног трансформатора под оптерећењем, смањењем прага блокаде 2. хармоника.....223
- Сл. 6.109.** Резултат рада АРМР алгоритма диференцијалне заштите трансформатора за случај искључења трансформатора у току магнећења и при спрези троугао звезда225
- Сл. 6.110.** Резултат рада АРМР алгоритма диференцијалне заштите трансформатора за случај искључења услед деловања диференцијалне заштите које је условљено кваром струјног трансформатора226
- Сл. 6.111.** Резултат рада АРМР алгоритма диференцијалне заштите трансформатора за случај када је непознат узрок раста диференцијалне струје.....227
- Сл. 6.112.** Резултат рада АРМР алгоритма диференцијалне заштите трансформатора за случај номиналног спољашњег квара228

Сл. 6.113. Резултат рада АРМР алгоритма диференцијалне заштите трансформатора за случај трофазног спољашњег квара струјног трансформатора.....	229
Сл. 6.114. Резултат рада АРМР алгоритма диференцијалне заштите трансформатора за случај унутрашњег квара струјног трансформатора	230
Сл. П.8.1. Блок дијаграм модела побуде	244
Сл. П.9.1. Карактеристика празног хода синхроне машине.....	245
Сл. П.9.2. Еквивалентна карактеристика карактеристици празног хода на Сл. П.9.1 .	246
Сл. П.9.3. Модификована карактеристика засићења синхроне машине.....	246

Биографија

Горан Ђукић је рођен 10.01.1968. године у Добоју где је завршио основно и средњешколско образовање а затим је уписан на Електротехнички факултет у Београду који је завршио 1996. године са просечном оценом 9.13. Потом ради као асистент на Катедри за Електроенергетске системе Електротехничког факултета у Београду где је завршио и постдипломске студије и магистрирао 2002. године а за свој Магистарски рад награђен је наградом Привредне коморе града Београда за најбољи Магистарски рад школске 2002/2003. године. У периоду од 2003. године до данас ангажован је у пословно-техничкој сарадњи са водећом светском компанијом у домену савремених система заштите и управљања у електроенергетским системима, компанијом SEL-Schweitzer Engineering Laboratories Inc, USA. Сарадња се реализује у два правца: један је развој и дизајнирање нових производа и решења а други је у домену инжењеринга и то кроз домаћу компанију Saturn Electric d.o.o. где је тренутно на позицији директора.

Доминантне научно истраживачке активности има у следећим областима: заштита и обрада сигнала у електроенергетици; координација система заштите; управљање, надзор и мониторинг постројења високог напона; аутоматизација дистрибутивних мрежа; квалитет и рационално коришћење електричне енергије; синхроне машине. Редован је члан српских секција и стручних комитета CIGRE (Б5 Заштита и аутоматизација) и CIRED (СТК 3 Управљање и заштита).

Аутор/коаутор је: приручника за наставу на Енергетском одсеку Електротехничког факултета у Београду (Лабораторијске вежбе из електричних мерења и Лабораторијске вежбе из мерења у електроенергетици), 3 рада у међународним часописима са SCI листе, 10 радова у националним часописима, 11 радова у зборницима међународних скупова, 53 рада у зборницима националних скупова, два Интерна стандарда (Заштитни уређаји у електранама, ЕПС ИС 03 и Координација заштитних уређаја електрана и преносне мреже, ЕПС ИС 06), 40 студија и елабората, 120 пројеката. Део истраживачког тима на 6 пројеката финансираних од стране Министарства Републике Србије, у континуитету у периоду 1998-2016. године.

Прилог 1.

Изјава о ауторству

Потписани-~~х~~ Горан Ђукић
број уписа _____

Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

Робусна обрада сигнала у електроенергетским системима

- резултат сопственог истраживачког рада,
- да предложена дисертација у целини ни у деловима није била предложена за добијање било које дипломе према студијским програмима других високошколских установа,
- да су резултати коректно наведени и
- да нисам кршио/ла ауторска права и користио интелектуалну својину других лица.

У Београду, 05.05.2016. год.

Потпис докторанда



Прилог 2.

**Изјава о истоветности штампане и електронске верзије
докторског рада**

Име и презиме аутора	<u>Горан Ђукић</u>
Број уписа	<u></u>
Студијски програм	<u>Електроенергетске мреже и системи</u>
Наслов рада	<u>Робусна обрада сигнала у електроенергетским системима</u>
Ментор	<u>Др Бранко Ковачевић, редовни професор, Универзитет у Београду – Електротехнички факултет</u>

Потписани Горан Ђукић

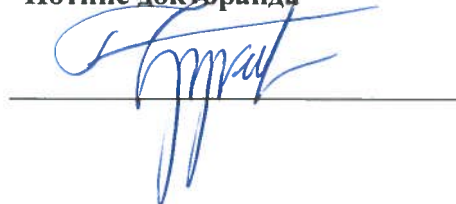
Изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао/ла за објављивање на порталу **Дигиталног репозиторијума Универзитета у Београду**.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци везани за добијање академског звања доктора наука, као што су име и презиме, година и место рођења и датум одбране рада.

Ови лични подаци могу се објавити на мрежним страницама дигиталне библиотеке, у електронском каталогу и у публикацијама Универзитета у Београду.

У Београду, 05.05.2016. год.

Потпис докторанда



Прилог 3.

Изјава о коришћењу

Овлашћујем Универзитетску библиотеку “Светозар Марковић” да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду унесе моју докторску дисертацију под насловом:

Робусна обрада сигнала у електроенергетским системима

која је моје ауторско дело.

Дисертацију са свим прилозима предао/ла сам у електронском формату погодном за трајно архивирање.

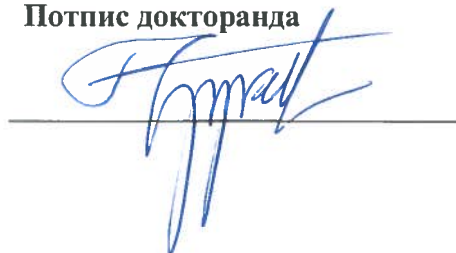
Моју докторску дисертацију похрањену у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons) за коју сам се одлучио/ла.

1. Ауторство
2. Ауторство – некомерцијално
3. Ауторство – некомерцијално – без прераде
4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима
5. Ауторство – без прераде
6. Ауторство – делити под истим условима

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци, кратак опис лиценци дат је на полеђини листа).

У Београду, 05.05.2016. год.

Потпис докторанда



1. Ауторство – Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце, чак и у комерцијалне сврхе. Ово је најслободнија од свих лиценци.
2. Ауторство – некомерцијално. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела.
3. Ауторство – некомерцијално – без предаде. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела. У односу на све остале лиценце, овом лиценцом се ограничава највећи обим права коришћења дела.
4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада.
5. Ауторство – без предаде. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела.
6. Ауторство – делити под истим условима. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада. Слична је софтверским лиценцама, односно лиценцама отвореног кода.