



УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ

ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

Никола Л. Георгијевић

ОТКРИВАЊЕ РЕДНОГ ЕЛЕКТРИЧНОГ ЛУКА  
У ЈЕДНОСМЕРНОМ КОЛУ  
ФОТОНАПОНСКИХ СИСТЕМА

- докторска дисертација -

Београд, 2020.



UNIVERSITY OF BELGRADE

SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Nikola L. Georgijević

# THE DETECTION OF SERIES ARC FAULT IN DC CIRCUIT OF PHOTOVOLTAIC SYSTEMS

-Doctoral Dissertation-

Belgrade, 2020.



## Захвалница

*Пре свега, желео бих да се захвалим ментору проф. др Зорану Радаковићу, који ме је увео у област дигиталне обраде сигнала и заштите фотонапонских система.*

*Захваљујем се др Марку Јанковићу, сараднику из Електротехничког института „Никола Тесла“, који ми је приближио различите концепте статистике, вештачке интелигенције и машинског учења. Његов несебичан и отворен однос према млађим колегама и сарадницима ћу свакако памтити и неговати у будућем раду.*

*Захваљујем се др Ђорђу Стојићу, руководиоцу потпројекта „Развој регулатора и система побуде“ у оквиру пројекта TP33020. Својим коментарима и сугестијама је дао значајан допринос квалитету ове дисертације.*

*Захваљујем се и др Саши Милићу, руководиоцу пројекта TP33024, преко којег је обезбеђен део опреме који се користио приликом експеримената спроведених у оквиру ове дисертације.*

*Захваљујем се проф. др Жељку Ђуришићу, који ми је омогућио приступ фотонапонском систему на коме сам обавио бројне експерименте и тестирао различите кварове.*

*Захвалио бих се колегама из Електротехничког института „Никола Тесла“: др Дејану Мисовићу, Благоји Бабићу, Николи Цакићу, Зорану Анђелковићу и Марјану Стојковићу, који су ми помагали приликом израде прототипа и мотивисали ме да се бавим науком у тренуцима када ме је воља напустила.*

*Коначно, желим да се захвалим својој супрузи, деци и родитељима на подршци и разумевању.*

# ОТКРИВАЊЕ РЕДНОГ ЕЛЕКТРИЧНОГ ЛУКА У ЈЕДНОСМЕРНОМ КОЛУ ФОТОНАПОНСКИХ СИСТЕМА

## Резиме

Како се развија технологија и расте брига за заштиту животне средине, обновљиви извори електричне енергије узимају све већи удео у глобалној производњи електричне енергије, са тенденцијом да се што више потисне употреба фосилних горива. Једна од врста обновљивих извора су и фотонапонски системи, који користе енергију сунчевог зрачења и претварају је директно у електричну енергију. Градивни елемент фотонапонског система су фотонапонске ћелије које се везују на ред и чине фотонапонске модуле. Везивањем фотонапонских модула на ред и у паралелу добија се фотонапонско поље, које се обично прикључује на наизменичну мрежу преко једносмерног претварача и инвертора. Један од начина монтаже фотонапонских (соларних) панела је и монтажа на кровове зграда и кућа, јер се тако не захтева додатни простор и пружају се бројне друге могућности у погледу аутономног напајања, растерећења дистрибутивне мреже итд. Међутим, пракса је показала да у фотонапонским системима може доћи до различитих кварова, који могу имати катастрофалне последице по околину и људе.

Један од кварова који може настати у фотонапонском (ФН) систему је електрични лук, који се може појавити услед старења и хабања каблова, конектора и изолације. У зависности од места у електричном колу фотонапонског система и начина на који електрични лук може да се успостави, издвајају се два главна типа електричног лука: редни и паралелни. Паралелни електрични лук може настати на местима дотрајале или оштећене изолације, док се редни електрични лук може јавити на местима лоших контаката. Како код паралелног, тако и код редног електричног лука, долази до појаве плазме високе температуре, која може да изазове пожар. Међутим, механизми настајања редног и паралелног електричног лука су различити и за њихово откривање се користе различите методе. Када се јави паралелни електрични лук, најчешће долази до појаве високих вредности струје и пропада напона на прикључцима фотонапонског поља, те је откривање паралелног електричног лука једноставно у већини случајева. Будући да се редни електрични лук у квазистационарном стању понаша као отпорност која је додата у коло, приликом појаве редног електричног лука долази до релативно малог смањења вредности струје у једносмерном колу, а вредности напона на прикључцима се практично не мењају. Због тога се од редног електричног лука не може штитити прекострујном заштитом, нити праћењем пропада напона на прикључцима фотонапонског поља, већ је неопходна употреба специјалних врста заштита прилагођених фотонапонским системима. Предмет истраживања ове дисертације усмерен је на израду показатеља који се могу користити за откривање редног електричног лука у једносмерном колу фотонапонских система. Циљ је развој нових метода за откривање редног електричног лука које омогућују брзо реаговање и спречавање настанка пожара.

У оквиру ове дисертације најпре су приказане типичне организације фотонапонских система које се могу пронаћи у пракси. Приказане су најчешће коришћене топологије претварача и анализиран је њихов утицај на таласне облике струје и напона у фотонапонском систему. Након анализе таласних облика сигнала који се јављају у фотонапонском систему у режимима без квара, анализиран је утицај и редног електричног лука, при чему су истакнути и проблеми који се могу имати приликом откривања редног електричног лука у колу са енергетским претварачима.

У овој дисертацији предложене су две нове методе којима се редни електрични лук може открити у једносмерном колу фотонапонских система. Прва метода је заснована на континуалном праћењу Цалисове ентропије таласног сигнала струје једносмерног кола. Предложени алгоритам одређује присуство лука израчунавањем линеарне трансформације Цалисове ентропије прорачунате над скупом одбирака струје ФН поља. Пратећи ентропију

сигнала струје, алгоритам је способен да разликује стања са редним електричним луком (РЕЛ), која карактеришу хаотичне варијације струје, од стања без РЕЛ, која карактеришу варијације уређене прекидачком логиком претварача.

Друга предложена метода је заснована на континуалном праћењу импедансе фотонапонског поља са стране прикључака инвертора. За примену ове методе потребно је мерити напон и струју на прикључцима претварача преко којих је повезано фотонапонско поље. Услед прекидачких активности транзистора уграђених у енергетске претвараче, у једносмерном колу долази до појаве хармоника који су последица прекидања струје. Користећи технику фазно спрегнуте петље за синхронизацију са хармоницима присутним у таласном облику напона и струје, извршено је континуално праћење фазе и амплитуде хармоника напона и струје изазваних комутацијама. Када се одреде амплитуда и фаза хармоника који су присутни у сигнаlima струје и напона, одређивање импедансе на учестаности комутација извршено је дељењем комплексних бројева који представљају фазоре напона и струје хармоника у систему синхроним са напоном првог хармоника. У односу на случајеве када нема редног електричног лука и када се импеданса фотонапонског поља споро мења, у случајевима са луком, у једносмерно коло се додаје импеданса лука који слободно гори у простору. Услед изузетно хаотичне природе електричног лука, чија се дужина и геометрија стално мењају, у импеданси коју чини фотонапонско поље и лук уочава се додатни шум. Овај шум је један од показатеља присуства редног електричног лука који се користи у овој методи.

Након анализе рада предложених метода, извршена су бројна експериментална мерења на комерцијалном фотонапонском систему. Мерењима су обухваћени експерименти са редним електричним луком при различитим вредностима струје, али и различите ситуације које се могу јавити у нормалним радним режимима. На бази добијених резултата мерења извршене су рачунарске симулације предложених алгоритама и испитане су њихове перформансе у погледу откривања редног електричног лука.

Како би се потврдила могућност примене у пракси, у оквиру ове дисертације је направљен и прототип детектора редног електричног лука. Извршени су тестови на комерцијалном фотонапонском систему, у којима су анализирани могућности у погледу откривања редног електричног лука, али и имуности на догађаје у нормалном раду фотонапонског система. Потврђена је робусност обе методе на лажно реаговање, али и ефективност приликом откривања редног електричног лука.

**Кључне речи:** редни електрични лук, фотонапонски систем, обновљиви извори електричне енергије.

**Научна област:** Техничке науке – Електротехника

**Ужа научна област:** Енергетски претварачи и погони

**УДК:** 621.3

# THE DETECTION OF SERIES ARC FAULT IN DC CIRCUIT OF PHOTOVOLTAIC SYSTEMS

## Abstract

As technology evolves and environmental concerns grow, renewables generate an increasing share of global electricity production, with a tendency to suppress the usage of fossil fuels as much as possible. Photovoltaic systems are one of the most widespread forms of renewable energy. They use sun energy and convert it directly to electric energy. The building blocks of a photovoltaic system are photovoltaic cells that are connected in series and form photovoltaic modules. By connecting photovoltaic modules in series and in parallel, a photovoltaic array is obtained, which is usually connected to an AC network with an inverter. One popular approach to mount photovoltaic (solar) panels is to mount it on the roofs of buildings and houses. This approach does not require additional space and provides numerous other possibilities in terms of autonomous power supply, lowering load of the distribution network, etc. However, practice has shown that various faults can occur in photovoltaic systems and that many faults can have catastrophic consequences for the environment and humans.

One of the failures that can occur in a photovoltaic system is an electric arc, which can occur due to aging and wear of cables, connectors, and insulation. Depending on the location in the electric circuit of the photovoltaic system and how the electric arc can be established, there are two main types of an electric arc: series and parallel. A parallel electric arc can occur in places of damaged insulation, while series electric arc can occur in case of poor contact. Both parallel and series electric arc cause high-temperature plasma, which can cause a fire. However, the mechanisms of formation of series and parallel electric arc are different and different methods are used for their detection. When parallel electric arc occurs, high current values and voltage decays are most commonly encountered at photovoltaic array terminals, and detection of parallel electric arc is easy in most cases. Since a series electric arc behaves as a resistance added to the circuit in a quasi-stationary state, the series electric arc can cause small decrease in the value of the current, while the voltage values remain almost the same. Therefore, it is not possible to protect from a series electric arc with overcurrent protection device, or by monitoring the voltage drop at the photovoltaic array terminals, but it is necessary to use special protection devices for photovoltaic systems.

The subject of this dissertation is focused on the development of indicators that can be used to detect a series electric arcs in a dc circuit of photovoltaic systems. The goal is to develop new methods for detecting series electric arcs that could provide low detection time and reduce the probability of electric fire. This dissertation first outlines typical organizations of photovoltaic systems that can be found in practice. The most commonly used topologies are shown and their effect on the current and voltage waveforms of a photovoltaic system is analyzed. After analyzing the waveforms of the signals occurring in the photovoltaic system in fault-free regimes, the influence of a series electric arc was also analyzed, and the problems that may be encountered in detecting the series electric arc in a circuit with power converters were highlighted.

In this dissertation, two novel methods are proposed by which a series electric arc can be detected in a dc circuit of photovoltaic systems. The first method is based on continuous monitoring of the modified Tsallis entropy of a dc current signal. The proposed algorithm determines the presence of an arc by calculating the linear transformation of the Tsallis entropy calculated over the set of photovoltaic array current samples. By monitoring the entropy of the current signal, the algorithm is able to differentiate states with a series electric arc, which are characterized by chaotic current variations, from states without a series electric arc, which are characterized by variations governed by the switching logic of the power converter.

The second proposed method is based on continuous monitoring of the impedance of a photovoltaic array that is connected to the inverter terminals. For application of this method, it is necessary to measure the voltage and the current at the terminals of the inverter through which the

photovoltaic array is connected. Since there are switching activities of transistors built into the power converters, harmonics are always present in the dc circuit. Using the phase-locked loop technique to synchronize with harmonics present in the voltage and current waveforms, continuous monitoring of the phase and amplitude of the voltage and current harmonics caused by the switching activities is performed. After the determination of amplitude and phase of the harmonics present in the current and voltage signals, the impedance at the switching frequency is determined by simple division of the complex numbers. When compared to regimes without series electric arc and when the impedance of the photovoltaic array changes slowly, in cases with an arc, the impedance of an arc is added to the dc circuit. Due to the extremely chaotic nature of the electric arc, whose length and geometry are constantly changing, additional noise is observed in the measured impedance.

After the analysis of the operation of the proposed methods, a number of experimental measurements were carried out on a commercial photovoltaic system. The measurements included experiments with series electric arcs at different dc current levels, as well as different situations that may occur in normal operating modes without an arc. Based on the obtained measurement results, computer simulations of the proposed algorithms were performed and their performance was investigated.

In order to confirm the feasibility of the two proposed methods, a prototype of a series arc fault detector was made. Multiple tests were carried out on a commercial photovoltaic system. These tests analyzed the possibilities to detect a series electric arc, as well as immunity to events in the normal operation of a photovoltaic system. The robustness to false triggering and the effectiveness in detection of a series arc were confirmed for both proposed methods.

**Keywords:** series electric arc, photovoltaic, renewable energy sources.

**Scientific field:** Technical science – Electrical engineering

**Specific scientific field:** Power Converters and Drives

**UDK:** 621.3



# Садржај

1. УВОД.....	1
2. ОРГАНИЗАЦИЈА ФН СИСТЕМА .....	4
2.1. Топологије DC/DC претварача за прилагођење напона на ФН панелима .....	6
3. МЕХАНИЗАМ НАСТАЈАЊА И МАНИФЕСТАЦИЈА РЕЛ.....	12
4. СТАЊЕ ТЕХНИКЕ .....	17
4.1. Методе засноване на брзој Фуријеовој трансформацији (FFT) и кратковременској брзој Фуријеовој трансформацији (STFFT) .....	17
4.2. Методе засноване на таласићима .....	18
4.3. Статистичке методе .....	18
4.4. Методе засноване на математичким моделима .....	19
4.5. Методе засноване на вештачкој интелигенцији .....	19
4.6. Остале методе.....	19
4.7. Упоредни приказ предности и мана досадашњих техника за откривање РЕЛ.....	20
4.8. Фиксне и адаптивне границе за функционисање алгоритама за детекцију РЕЛ.....	22
5. МЕТОДА ЗА ОТКРИВАЊЕ РЕЛ ПОМОЋУ ЕНТРОПИЈЕ СТРУЈЕ ЈЕДНОСМЕРНОГ КОЛА .....	23
5.1. Шенонова ентропија дискретних догађаја .....	23
5.2. Континуална и дискретна расподела вероватноће .....	24
5.3. Цалисова ентропија дискретних догађаја.....	25
5.4. Унутрашња карактеристика синтетичких сигнала који опонашају рад ФН система са и без РЕЛ.....	27
5.5. Рекурзивна имплементација алгорита за прорачун УКС .....	30
5.6. Алгоритам методе за откривање РЕЛ помоћу ентропије сигнала струје једносмерног кола.....	32
6. МЕТОДА ЗА ОТКРИВАЊЕ РЕЛ ПОМОЋУ ИДЕНТИФИКАЦИЈЕ ИМПЕДАНСЕ ФН ПОЉА .....	33
6.1. Динамички модел ФН ћелије.....	33
6.2. Утицај РЕЛ на импедансу ФН ћелије на мале поремећаје .....	35
6.3. Импеданса РЕЛ која се односи на мале поремећаје.....	35
6.4. Алгоритам методе за откривање РЕЛ на основу праћења импедансе ФН поља на учестаности комутација .....	38
6.4.1 Детекција шума изазваног РЕЛ.....	42
6.4.2 Детекција степ промене реактансе .....	42
7. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА МЕРЕЊА НА КОМЕРЦИЈАЛНОМ ФН СИСТЕМУ.....	44
7.1. Експериментална поставка за прикупљање података .....	44
7.2. Резултати мерења и фреквентна анализа.....	47
7.2.1 Тестови којима се испитује робусност алгоритама на транзијенте у нормалним радним режимима.....	47
7.2.2 Тестови којима се испитује осетљивост алгоритама .....	60

7.3.	Испитивање стања укључености ФН инвертора .....	67
8.	ВЕРИФИКАЦИЈА МЕТОДЕ ЗАСНОВАНЕ НА ПРАЋЕЊУ ЕНТРОПИЈЕ СИГНАЛА СТРУЈЕ .....	69
8.1.	Верификација тестовима којима се испитује робусност алгоритма на транзијенте који се могу јавити у нормалном раду .....	69
8.1.1	Подизање снаге након синхронизације .....	69
8.1.2	Покретање ФН система окретањем ручице за прикључење .....	70
8.1.3	Осцилације снаге услед кретања облака .....	71
8.1.4	Осцилације снаге услед брзих парцијалних сенки.....	72
8.1.5	Нагло укључивање и искључивање ФН система .....	73
8.2.	Верификација над тестовима којима се испитује осетљивост алгоритма на откривање РЕЛ .....	74
8.2.1	РЕЛ при струји ФН поља од 5 А до 6 А.....	74
8.2.2	РЕЛ при струјама од 2 А до 3 А.....	75
8.2.3	РЕЛ при струјама од 1,5 А до 3 А.....	76
8.3.	Дискусија о граници за реаговање заштите .....	78
9.	ВЕРИФИКАЦИЈА МЕТОДЕ ЗАСНОВАНЕ НА ПРАЋЕЊУ ИМПЕДАНСЕ ФН ПОЉА НА УЧЕСТАНОСТИ КОМУТАЦИЈА .....	79
9.1.	Верификација методе тестовима којима се испитује робусност алгоритма на транзијенте који се могу јавити у нормалном раду .....	79
9.1.1	Подизање снаге након синхронизације .....	79
9.1.2	Покретање ФН система окретањем ручице за прикључење .....	80
9.1.3	Осцилације снаге услед кретања облака .....	81
9.1.4	Осцилације снаге услед брзих парцијалних сенки.....	82
9.1.5	Нагло укључивање и искључивање ФН система .....	83
9.2.	Верификација методе тестовима којима се испитује осетљивост алгоритма на откривање РЕЛ.....	84
9.2.1	РЕЛ при струји ФН поља од 5 А до 6 А.....	84
9.2.2	РЕЛ при струји ФН поља од 2 А до 3 А.....	85
9.2.3	РЕЛ при струјама од 1,5 А до 3 А.....	86
9.3.	Дискусија о границама за реаговање заштите .....	87
10.	ТЕСТИРАЊЕ ПРОТОТИПА ДЕТЕКТОРА РЕЛ.....	89
10.1.	Опис прототипа и опреме за верификацију .....	89
10.2.	Верификација методе засноване на праћењу ентропије сигнала струје.....	90
10.3.	Верификација методе засноване на праћењу импедансе која се односи на мале поремећаје.....	93
11.	ЗАКЉУЧАК .....	96
12.	ЛИТЕРАТУРА .....	98
13.	ПРИЛОЗИ.....	104
13.1.	Пројектовање кола за детекцију фазе намењених за једнофазне системе .....	104
13.2.	Одабир оптималних параметара кола за детекцију фазе (PLL) .....	110

## ЛИСТА АКРОНИМА

ADC	аналогно-дигитални конвертор (енг. Analog-to-digital converter)
FFT	брза Фуријеова трансформација (енг. Fast Fourier Transformation)
FIFO	ФИФО бафер (енг. First In First Out)
FPU	Јединица за процесирање бројева са померајућом децималном тачком (енг. Floating Point Unit)
HPF	филтер пропусник високих учестаности (енг. High Pass Filter)
LPF	филтер пропусник ниских учестаности (енг. Low Pass Filter)
MCU	микроконтролер (енг. Micro Controller Unit)
MPP	тачка максималне снаге (енг. Maximum Power Point)
MPPT	коло за праћење тачке максималне снаге (енг. Maximum Power Point Tracker)
PCA	анализа главних компоненти матрице (енг. Principal Component Analysis)
PLL	фазно затворена петља (енг. Phase Locked Loop)
PWM	импулсно-ширинска модулација (енг. Pulse Width Modulation)
QSG	генератор квадратуре сигнала (енг. Quadrature Signal Generator)
SOGI	генерализовани интегратор другог реда (енг. Second Order Generalized Integrator)
SSTDR	широкопојасна рефлектометрија у временском домену (енг. Spread-Spectrum Time-Domain Reflectometry)
STFFT	кратковременска брза Фуријеова трансформација (енг. Short Time Fast Fourier Transformation)
WT	декомпозиција на таласиће (енг. Wavelet Transformation)
ZOH	коло задршке нултог реда (енг. Wavelet Transformation)
ВФ	високофреквентни
ЕЛ	електрични лук
РЕЛ	редни електрични лук
УКС	унутрашња карактеристика сигнала
ФН	фотонапонски

## ЛИСТА СЛИКА

Сл. 1.1 Пример пожара на ФН систему [6].....	1
Сл. 1.2 Могућа места настанка и типови електричног лука у једносмерном колу ФН система: 1) редни ЕЛ, 2) паралелни ЕЛ и 3) земљоспојни ЕЛ [11] .....	2
Сл. 2.1 Структура ФН система: а) ћелија, б) модул, в) низ, г) поље.....	4
Сл. 2.2 Напонско-струјна (V-I) карактеристика ФН ћелије у зависности од а) осветљености и б) температуре [15] .....	5
Сл. 2.3 Типови ФН система повезаних на АС мрежу: а) неизоловани, б) изоловани са трансформатором који ради на фреквенцији мреже ц) изоловани са трансформатором који ради на високим фреквенцијама [14] .....	6
Сл. 2.4 Топологија DC/DC претварача са LC филтером .....	7
Сл. 2.5 Таласни облици за време рада буст претварача .....	7
Сл. 2.6 . Буст конвертор са ВФ трансформатором.....	8
Сл. 2.7 Таласни облици приликом рада буст конвертора са ВФ трансформатором .....	8
Сл. 2.8 Поворка импулса фиксне фреквенције са дефиницијом фактором попуне ( $D$ ).....	9
Сл. 2.9 Временски облик и Фуријеови коефицијенти (линијски спектар) поворке четвртки $x(t)$ са $D' = 0,9$ .....	10
Сл. 2.10 Примери спектра DC струје ФН поља који су измерени код различитих типова комерцијалних претварача [25] .....	11
Сл. 3.1 Пример лошег контакта на месту лоше причвршћеног шрафа [29].....	12
Сл. 3.2 Оптичка слика тињајуће стазе кроз мост сачињен од оксидованог бакра [31].....	12
Сл. 3.3 Илустрација нестабилисаног електричног лука који слободно гори у простору [32]..	13
Сл. 3.4 Пример V-I карактеристика електричног лука [33] .....	13
Сл. 3.5 Напон и струја РЕЛ у колу једносмерне струје које чине буст претварач и пасивна отпорност [34] .....	14
Сл. 3.6 Спектрална карактеристика РЕЛ за различите струје, напоне, материјале и геометрије електрода [37].....	15
Сл. 3.7 Спектар струје ФН поља које инјектира снагу преко претварача са и без ЕЛ [38] .....	16
Сл. 5.1 Шенонова ентропија у случају догађаја са два исхода вероватноћа $p$ и $q = 1-p$ .....	24
Сл. 5.2 Цалисова ентропија у случају догађаја са два исхода вероватноћа $p_1=p$ и $p_2=1-p$ , за различите вредности параметра $q$ .....	26
Сл. 5.3 Временски облици и амплитудски спектар сигнала $s_1$ , $s_2$ и $s_3$ .....	28
Сл. 5.4 Временски облици сигнала $s_1$ , $s_2$ и $s_3$ увеличани по временској оси. ....	28
Сл. 5.5 УКС сигнала $s_1$ , $s_2$ и $s_3$ са Сл. 5.3 .....	29
Сл. 5.6 Друга етапа прорачуна УКС сигнала $s_1$ , $s_2$ и $s_3$ са Сл. 5.3.....	29
Сл. 5.7 Илустрација прорачуна УКС са померањем прозора .....	30
Сл. 5.8 Циркуларни бафер са $N$ одбирака.....	30
Сл. 5.9 Алгоритам за откривање РЕЛ помоћу ентропије сигнала струје једносмерног кола...	32
Сл. 6.1 Једнодиодни модел ФН ћелије.....	33

Сл. 6.2 Модел ФН ћелије који се односи на мале поремећаје: (а) проширени модел (б) модел са интегрисаним паралелним елементима.....	34
Сл. 6.3 Пример зависности еквивалентне паралелне капацитивности ФН ћелије од напона [86].....	34
Сл. 6.4 Утицај РЕЛ на напон ФН ћелија у ФН низу: (а) шематски дијаграм (б) позиције радних тачака на V-I карактеристици ФН ћелије .....	35
Сл. 6.5 Електрична проводност плазме азота у зависности од температуре [88].....	36
Сл. 6.6 Пример линеаризације радне тачке V-I карактеристике стационарног електричног лука.....	36
Сл. 6.7 Поступак одређивања импедансе РЕЛ која се односи на мале поремећаје на фреквенцији од 300 Hz на основу експерименталног узорка [88] .....	37
Сл. 6.8 Заменска шема РЕЛ у једносмерном колу за мале поремећаје [88] .....	37
Сл. 6.9 Упоредни приказ прорачунатих и мерених вредности импедансе РЕЛ која се односи на мале поремећаје, приказаних у функцији учестаности [88] .....	38
Сл. 6.10 Илустрација примене Кларкине трансформације .....	39
Сл. 6.11 Илустрација рада QSG структуре .....	39
Сл. 6.12 Предложени алгоритам за откривање РЕЛ праћењем импедансе ФН поља на учестаности комутација.....	40
Сл. 6.13 Илустрација $\alpha\beta/dq$ трансформације.....	40
Сл. 6.14 Илустрација $dq$ компоненти напона и струје у $d-q$ координатном систему који је синхронизован са сигналом $v_a(t) = v_{PV}(t)$ .....	41
Сл. 6.15 Детекција шума изазваног РЕЛ.....	42
Сл. 6.16 Илустрација клизајућих прозора .....	42
Сл. 6.17 Перформансе $X_{step}$ индикатора у односу на таласни облик сигнала $X$ .....	43
Сл. 7.1 Лабораторијска поставка .....	44
Сл. 7.2 Шематски приказ експерименталне поставке .....	45
Сл. 7.3 Коло за прилагођење и аквизицију сигнала.....	45
Сл. 7.4 Амплитудска карактеристика филтера пропусника опсега учестаности .....	46
Сл. 7.5 Генератор РЕЛ.....	47
Сл. 7.6 Снимак покретања ФН система .....	48
Сл. 7.7 Увеличан снимак покретања ФН система .....	49
Сл. 7.8 Шиљци у таласном облику струје приликом енергизације претварача.....	50
Сл. 7.9 Спектрограм сигнала $v_{BPF}$ и вредност струје $i_{PV}$ приликом покретања ФН система....	50
Сл. 7.10 Снимак подизања снаге ФН система након синхронизације.....	51
Сл. 7.11 Спектрограм сигнала $v_{BPF}$ и вредност струје $i_{PV}$ приликом подизања снаге .....	52
Сл. 7.12 Заротиран спектрограм сигнала $v_{BPF}$ и вредност струје $i_{PV}$ приликом подизања снаге.....	53
Сл. 7.13 Снимак осцилација снаге ФН система услед кретања облака .....	54
Сл. 7.14 Тренутна снага ФН система на улазу у ФН инвертор .....	54

Сл. 7.15 Спектрограм сигнала $v_{BPF}$ и вредност струје $i_{PV}$ приликом осцилација снаге услед кретања облака .....	55
Сл. 7.16 Снимак осцилација снаге ФН система услед брзих парцијалних сенки.....	56
Сл. 7.17 Увеличан снимак осцилација снаге ФН система услед брзих парцијалних сенки .....	57
Сл. 7.18 Спектрограм сигнала $v_{BPF}$ и вредност струје $i_{PV}$ приликом осцилација снаге услед брзих парцијалних сенки.....	58
Сл. 7.19 Снимак наглих искључења и укључења ФН система.....	59
Сл. 7.20 Спектрограм сигнала $v_{BPF}$ и вредност струје $i_{PV}$ приликом наглих искључења и укључења ФН система.....	59
Сл. 7.21 Ротирани спектрограм сигнала $v_{BPF}$ и вредност струје $i_{PV}$ приликом наглих искључења и укључења ФН система .....	60
Сл. 7.22 Снимак релевантних карактеристика ФН поља са више РЕЛ при струјама од 5 А до 6 А.....	61
Сл. 7.23 Лук који искри (енг. <i>spark ark</i> ).....	62
Сл. 7.24 Одржив лук (енг. <i>sustained arc</i> ).....	62
Сл. 7.25 Спектрограм сигнала $v_{BPF}$ и вредност струје $i_{PV}$ приликом РЕЛ при струјама од 5 А до 6 А.....	63
Сл. 7.26 Ротирани спектрограм сигнала $v_{BPF}$ и вредност струје $i_{PV}$ приликом РЕЛ при струјама од 5 А до 6 А.....	63
Сл. 7.27 Снимак релевантних карактеристика ФН поља са више РЕЛ при струјама од 2 А до 3 А.....	64
Сл. 7.28 Спектрограм сигнала $v_{BPF}$ и вредност струје $i_{PV}$ приликом РЕЛ при струјама од 2 А до 3 А.....	65
Сл. 7.29 Снимак релевантних карактеристика ФН поља са више РЕЛ при струјама од 1,5 А до 3 А.....	66
Сл. 7.30 Спектрограм сигнала $v_{BPF}$ и вредност струје $i_{PV}$ приликом РЕЛ при струјама од 1,5 А до 3 А.....	67
Сл. 8.1 Прорачуни УКС у две етапе и $ns$ приликом покретања ФН система из стања мировања	70
Сл. 8.2 Прорачуни УКС у две етапе и $ns$ приликом покретања ФН система.....	71
Сл. 8.3 Прорачуни УКС у две етапе и $ns$ приликом кретања облака.....	72
Сл. 8.4 Прорачуни УКС у две етапе и $ns$ приликом брзих парцијалних сенки .....	73
Сл. 8.5 Прорачуни УКС у две етапе и $ns$ приликом наглих укључења и искључења ФН система .....	74
Сл. 8.6 Прорачуни УКС и $ns$ у две етапе приликом појаве РЕЛ при струјама од 5 А до 6 А ..	75
Сл. 8.7 Прорачуни УКС и $ns$ у две етапе приликом појаве РЕЛ при струјама од 2 А до 3 А ..	76
Сл. 8.8 Прорачуни УКС и $ns$ у две етапе приликом појаве РЕЛ при струјама од 1,5 А до 3 А	77
Сл. 8.9 Графички приказ минималних и максималних вредности сигнала $ns$ који се користи као индикатор појаве РЕЛ.....	78
Сл. 9.1 Променљиве алгоритма заснованог на праћењу импедансе приликом укључења ФН система након дужег периода ван погона .....	79
Сл. 9.2 Сигнал кружне учестаности који се добија са PLL (Сл. 6.12) .....	80

Сл. 9.3 Променљиве алгоритма заснованог на праћењу импедансе приликом укључења ФН система окретањем ручице.....	81
Сл. 9.4 Променљиве алгоритма заснованог на праћењу импедансе приликом укључења ФН система окретањем ручице.....	82
Сл. 9.5 Променљиве алгоритма заснованог на праћењу импедансе услед појаве брзих парцијалних сенки .....	83
Сл. 9.6 Променљиве алгоритма заснованог на праћењу импедансе услед наглих укључења и искључења ФН система.....	84
Сл. 9.7 Променљиве алгоритма заснованог на праћењу импедансе услед појаве РЕЛ при струјама од 5 А до 6 А.....	85
Сл. 9.8 Променљиве алгоритма заснованог на праћењу импедансе услед појаве РЕЛ при струјама од 2 А до 3 А.....	86
Сл. 9.9 Променљиве алгоритма заснованог на праћењу импедансе услед појаве РЕЛ при струјама од 1,5 А до 3 А.....	87
Сл. 9.10 Графички приказ карактеристичних вредности сигнала $X_{step}$ и $n_p$ добијених приликом извршених експеримената.....	88
Сл. 10.1 F28379D Delfino Experimenter Kit гарнитура произвођача Texas Instruments [105] ...	89
Сл. 10.2 TMS320F28379D микроконтролер (MCU) произвођача Texas Instruments [105] .....	89
Сл. 10.3 Екран осцилоскопа са приказом сигнала у случају брзих парцијалних сенки.....	90
Сл. 10.4 Одзив прототипа детектора за време окретања ручице за покретање .....	91
Сл. 10.5 Одзив прототипа детектора за време подизања снаге ФН система после дужег периода мировања.....	91
Сл. 10.6 Одзив прототипа детектора у случају брзих парцијалних сенки .....	92
Сл. 10.7 Одзив прототипа детектора у случају наглих укључења и искључења ФН система .	92
Сл. 10.8 Одзив прототипа детектора у случају РЕЛ.....	93
Сл. 10.9 Одзив прототипа детектора за време окретања ручице за покретање .....	93
Сл. 10.10 Одзив прототипа детектора за време подизања снаге ФН система после дужег периода мировања.....	94
Сл. 10.11 Одзив прототипа детектора у случају брзих парцијалних сенки .....	94
Сл. 10.12 Одзив прототипа детектора у случају наглог укључења и искључења ФН система	95
Сл. 10.13 Одзив прототипа детектора у случају РЕЛ.....	95
Сл. 13.1 Шематски дијаграм стандардног рPLL .....	104
Сл. 13.2 Шематски приказ PLL за трофазне системе .....	104
Сл. 13.3 Шематски приказ QSG PLL за једнофазне системе.....	105
Сл. 13.4 Стандардна SOGI QSG структура [90].....	105
Сл. 13.5 Амплитудске и фазне карактеристике преносне функције стандардне SOGI QSG структуре за излазе по каналима $v_\alpha$ и $v_\beta$ .....	106
Сл. 13.6 SOGI QSG са могућношћу естимације и елиминације једносмерне компоненте [90]	106
Сл. 13.7 Амплитудске и фазне карактеристике преносне функције стандардне SOGI QSG структуре и структуре са могућношћу естимације и елиминације једносмерне компоненте по каналима $v_\alpha$ и $v_\beta$ .....	107

Сл. 13.8 QSG структура за естимацију и елиминацију другог хармоника и једносмерне компоненте употребом два паралелна SOGI блока [90] .....	107
Сл. 13.9 Амплитудске и фазне карактеристике QSG структура за: естимацију и елиминацију једносмерне компоненте (2) и естимацију и елиминацију једносмерне компоненте и другог хармоника (3).....	108
Сл. 13.10 ZOH имплементација SOGI у дискретом домену [112].....	108
Сл. 13.11 Амплитудске и фазне карактеристике дискретне (4) и континуалне (3) форме QSG структуре за естимацију и елиминацију другог хармоника и једносмерне компоненте .....	109
Сл. 13.12 Испитивање перформанси предложеног QSG.....	110
Сл. 13.13 Генерички линеаризовани PLL модел [110] .....	110
Сл. 13.14 Амплитудска и фазна карактеристика система у отвореној спрези са Сл. 13.13, за три вредности $\omega_g$ и $K_p$ и $K_i$ постављеним на $10e3$ и $1e6$ .....	111
Сл. 13.15 Одзив система у затвореној спрези са Сл. 13.13, за три вредности $\omega_g$ и $K_p$ и $K_i$ постављеним на $10e3$ и $1e6$ .....	111



## ЛИСТА ТАБЕЛА

Таб. 4.1 Сумарни приказ предности и мана постојећих метода за откривање РЕЛ.....	21
Таб. 8.1 Минималне и максималне вредности сигнала $ns$ који се користи као индикатор појаве РЕЛ.....	78
Таб. 9.1 Сумарни приказ екстремних вредности сигнала $Xstep$ и $np$ добијених приликом извршених експеримената.....	88

# 1. УВОД

Системи за генерисање електричне енергије помоћу фотонапонских (ФН) модула су у последњој деценији доживели глобалну експанзију. У 2018. години укупни инсталирани капацитет прешао је границу од 500 GW, а само у 2018. години изграђено је више од 100 GW [1].

ФН системи се начелно сматрају безбедним, али је у пракси, са брзим растом инсталираних капацитета, дошло до бројних хаваријских ситуација и нових искустава у погледу кварова. У [2] су побројани и категоризовани различити типови кварова у ФН системима, као и метода за мониторинг и детекцију. Један од кварова који се јавља у пракси је електрични лук (ЕЛ) у једносмерном колу система кога чине ФН панели, инвертор и проводници [3], [4]. При појави ЕЛ настаје плазма високе температуре која може да доведе до запаљења изолације и појаве пожара. Поред тога, у тесној вези са проблемом лука је и чињеница да ФН панели не могу нагло да се угасе. Заправо, на крајевима ФН панела се генерише напон све време док су осветљени, без обзира на то да ли је ФН систем физички повезан са инвертором. Због тога је отежано отклањање кварова, те се повећава вероватноћа настанка пожара и отежава његово гашење. Примери пожара проузрокованих ЕЛ су наведени у [5], а једна илустрација последица пожара је дата на Сл. 1.1. У овом случају, заштита није детектовала квар у систему, те је након одређеног времена дошло до пожара. [6]

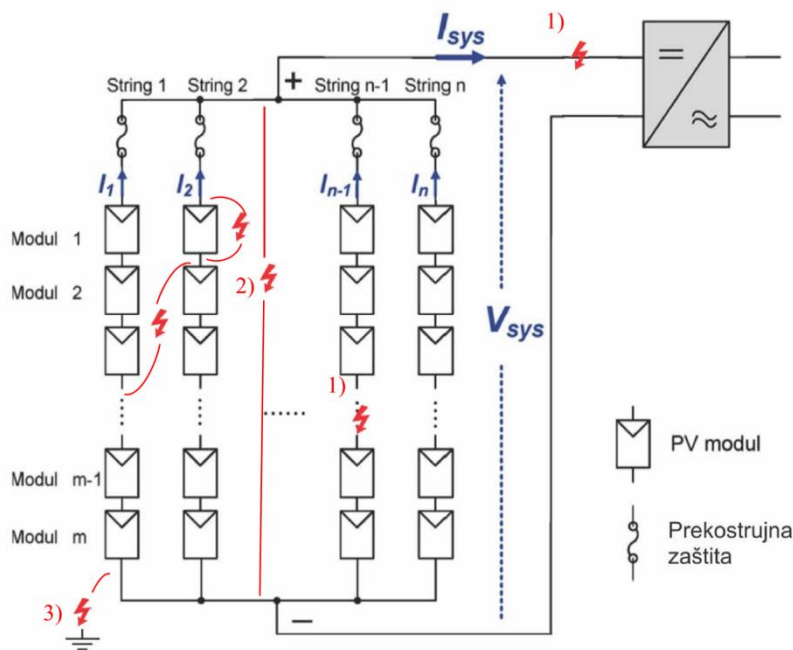


Сл. 1.1 Пример пожара на ФН систему [6]

Због случајева пожара проузрокованих ЕЛ у ФН системима стандардом NEC 690.11, из 2011. године у САД је прописано да сваки систем са ФН панелима уграђеним на зградама, са напонима од 80 V до 1000 V, мора да садржи и уређај за заштиту од ЕЛ [7]. Накнадно, стандардом NEC 690.14 из 2014. захтева се да сваки ФН систем у САД мора имати уређај за откривање и гашење ЕЛ. Поред тога, извршена су и одређена истраживања како би се одредиле карактеристике уређаја који би вршили овакву заштиту и дефинисао процес њихове сертификације [8]. Ово је приморало произвођаче да и они покрену истраживања како би се направиле заштите које би могле у довољно кратком року да открију и уклоне ЕЛ из једносмерног кола ФН система. Међутим, ова проблематика се показала као врло

комплексна због специфичности ФН система, али и различитих типова ЕЛ који могу настати у њима. Поред тога, бројна су и негативна искуства са уређајима који су прошли сертификацију, а у пракси се показали као неефикасни [9].

У зависности од места у електричном колу и начина на који ЕЛ може да се успостави, издвајају се два главна типа ЕЛ: редни и паралелни. Неки аутори као посебан тип паралелног лука издвајају и земљоспојни лук [4], док аутори у [10] као поткатогеорије паралелног ЕЛ наводе и ЕЛ унутар једног низа (енг. *Intrastring*) и ЕЛ између различитих низова ФН модула (енг. *Cross-string*). Побројани примери ЕЛ приказани су и назначени на Сл. 1.2. Редни електрични лук (РЕЛ) се појављује при лошем контакту или прекиду проводника струјног кола, а паралелни ЕЛ се појављује као електрично пражњење између два проводника који се налазе на различитим потенцијалима.



Сл. 1.2 Могућа места настанка и типови електричног лука у једносмерном колу ФН система: 1) редни ЕЛ, 2) паралелни ЕЛ и 3) земљоспојни ЕЛ [11]

Приликом успостављања паралелног ЕЛ вредности струје у највећем броју случајева прелазе номиналне вредности, те се квар најчешће може открити прекострујном заштитом. У случају квара према земљи (земљоспојни лук), квар је могуће открити мерењем диференцијалне струје на прикључцима ФН система [10].

За разлику од паралелног лука, приликом настанка РЕЛ долази до смањења струје у једносмерном колу, јер се стационарни РЕЛ понаша као отпорност додата у коло. Приликом деловања система за праћење тачке максималне снаге ФН система (енг. *Maximum Power Point Tracking – MPPT*) струја за време РЕЛ може чак и да се врати до вредности блиске оној која се имала у колу пре квара. Због тога се од РЕЛ није могуће штитити помоћу прекострујне или диференцијалне заштите. Имајући у виду да се РЕЛ најчешће јавља на местима лошег контакта ([12], [13]), као и велики број места у којима се остварују електрични контакти између појединих компоненти, у ФН системима постоји релативно велики ризик од појаве РЕЛ. Због тога је потребно развити посебне методе и уређаје за откривање РЕЛ, који су способни да брзо и без лажног реаговања открију његово присуство, што је управо и циљ ове дисертације.

Дисертација је организована у једанаест поглавља. Након увода, у другом поглављу, представљена је и анализирана организација ФН система прикљученог на јавну (АС) електродистрибутивну мрежу. Анализирани су и типови претварача који се користе у овим системима, као и њихов утицај на таласне облике струје и напона у једносмерном колу.

У трећем поглављу представљени су механизми настајања РЕЛ, али и утицај који РЕЛ има на остатак једносмерног кола са ФН панелима. Закључци из овог поглавља се касније користе као полазна тачка за претпоставке о понашању РЕЛ у ФН систему и на тој бази се израђују алгоритми за његово откривање.

Преглед тренутног стања технике у области откривања РЕЛ у једносмерном колу ФН система дат је у четвртном поглављу. Ту су представљене и класификоване методе које се користе за откривање РЕЛ у пракси, а дат је и упоредни приказ њихових предности и мана.

Две нове методе за откривање РЕЛ, које су и главни допринос ове дисертације, представљене су у петом и шестом поглављу. Методе су изложене хронолошки – уређене су по реду којим су настајале, при чему је током израде друге методе постојала тежња да се исправе мане уочене приликом тестирања прве методе.

Прва метода за откривање РЕЛ је представљена у петом поглављу. Заснована је на праћењу ентропије сигнала струје у једносмерном колу ФН система. У оквиру овог поглавља најпре је анализирана Шенонова ентропија дискретних догађаја и дискутовано је о њеној примени на континуалну расподелу вероватноће. Након тога, приказана је Цалисова ентропија као генерализација Шенонове ентропије и приказане су могућности њене употребе за откривање РЕЛ. На крају поглавља приказан је комплетан алгоритам за откривање РЕЛ, као и могућа имплементација прорачуна Цалисове ентропије у рекурзивној форми. Прорачуном у рекурзивној форми значајно је смањен број инструкција процесора потребних за прорачуне и омогућен је рад алгоритма на високим учестаностима.

У шестом поглављу приказана је метода за откривање РЕЛ заснована на праћењу импедансе ФН система на учестаности комутација транзистора ФН инвертора. У оквиру шестог поглавља приказани су и динамички модели ФН ћелије и електричног лука на мале поремећаје, као и утицај који РЕЛ има на остатак ФН система. Приказан је и алгоритам који се користи за откривање РЕЛ, при чему су појединачно разматране све компоненте алгоритма.

У седмом поглављу приказани су резултати експерименталних мерења која су спроведена на реалном ФН систему. Најпре су описани експериментална поставка и систем за мерење и аквизицију сигнала. Резултати експерименталних мерења у карактеристичним ситуацијама у којима се може наћи ФН систем су приказани у временском домену, а извршена је и спектрална анализа појединих сигнала.

У осмом и деветом поглављу извршене су рачунарске симулације предложених алгоритама над узорцима који су добијени мерењима. Разматрани су карактеристични показатељи присуства РЕЛ код обе методе и дискутовано је о одређивању граница за реаговање заштите.

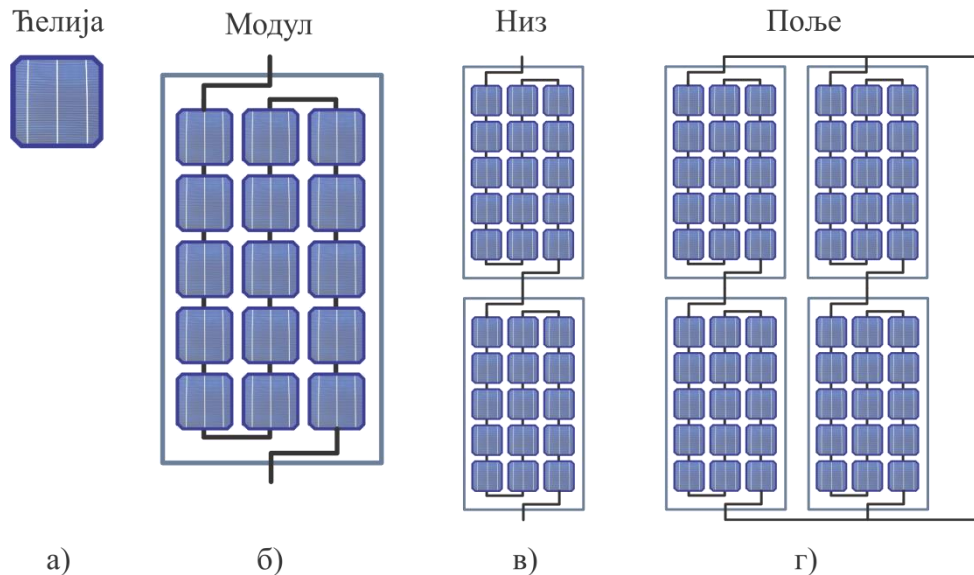
У оквиру ове дисертације направљен је и прототип детектора РЕЛ. Резултати тестирања прототипа приказани су у десетом поглављу. Тестирање је вршено при карактеристичним ситуацијама са и без РЕЛ.

Конечно, у једанаестом поглављу су сумирани основни закључци ове докторске дисертације и наглашени су њени главни доприноси као и могућности примене у пракси.

## 2. ОРГАНИЗАЦИЈА ФН СИСТЕМА

Имајући у виду да је тема ове дисертације откривање РЕЛ у једносмерном колу ФН система, циљ овог поглавља је да се опишу рад и компоненте ФН система, са посебним акцентом на делове који имају највећи утицај на успостављање и откривање РЕЛ.

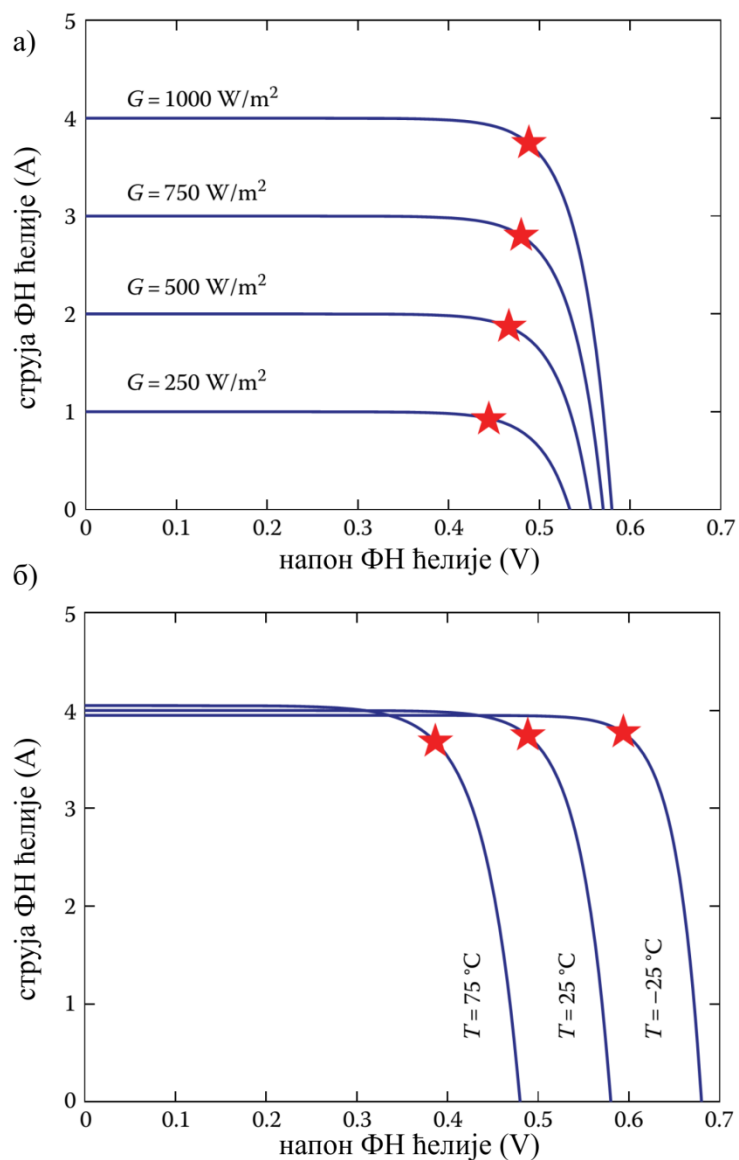
Градивни елементи ФН система су ФН ћелије (Сл. 2.1а)). Један ФН модул (енг. *module*) приказан је на Сл. 2.1б). Модул се формира везивањем ФН ћелија на ред. Редна веза више ФН модула чини ФН низ (енг. *string*), што је илустровано на Сл. 2.1в), а паралелна веза више ФН низова чини ФН поље (енг. *array*) (Сл. 2.1г)).



Сл. 2.1 Структура ФН система: а) ћелија, б) модул, в) низ, г) поље.

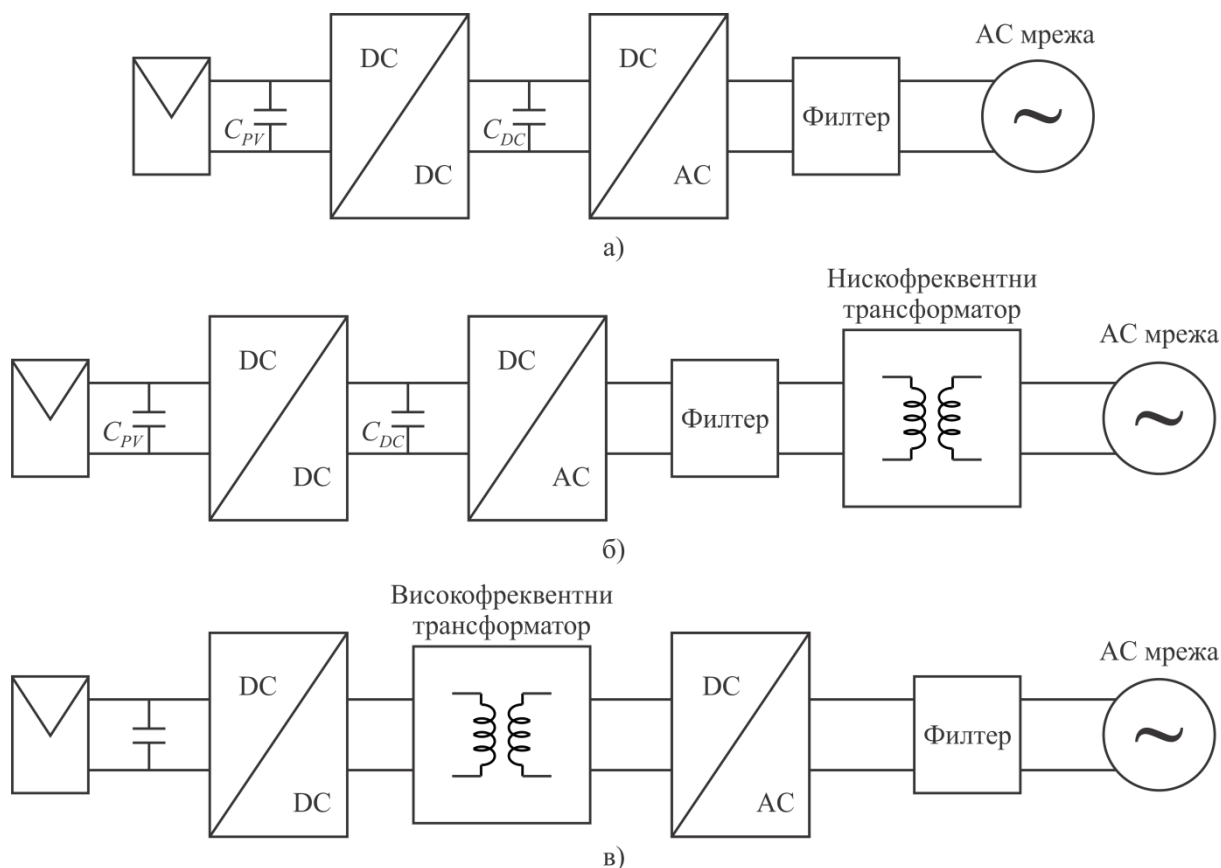
ФН системи имају нелинеарну напонско-струјну ( $V-I$ ) карактеристику која се мења у зависности од температуре и осветљености, што је илустровано на Сл. 2.2. На Сл. 2.2а) приказана је промена  $V-I$  карактеристике ФН ћелије у односу на осветљеност, а на Сл. 2.2б) промена у односу на амбијенталну температуру, при чему је звездицом означена тачка у којој се из ФН ћелије извлачи максимална снага. На Сл. 2.2, са  $G$  је обележена инсолација - енергија укупног зрачења Сунца која прође атмосферу и у јединици времена доспе на површину земље.

Дакле, како би се ФН поље користило на оптималан начин, потребно је држати напон напајања на оптималној вредности (вредност при којој се генерише максимална снага), а та вредност се мења у зависности од температуре и осветљености. Због тога се, у највећем броју случајева, користи енергетски претварач који има функцију праћења тачке са максималном снагом. Сврха ове функције је да одреди и подеси напон на прикључцима ФН поља на оптималну вредност. Енергетски претварач се обично реализује као двостепени, где у првом степену има описану функцију праћења тачке максималне снаге, а у другом степену се ради о инвертору. Дакле енергетски претварач служи као спона између прикључака ФН поља са једне стране и мреже са наизменичним напоном (АС мреже) са друге стране. Неопходно је и да претварач задовољи одређене стандарде (нпр. EN 50106, IEEE 1547.1–2005, IEC61727 или VDE0126-1-1), при чему су различити стандарди на снази у различитим земљама [14]. Ови стандарди се баве темама као што су: тотална хармонијска дисторзија, струје цурења, инјектовање једносмерних струја, фактор снаге итд. и дефинишу различита ограничења. Пошто у различитим земљама важе различити стандарди, а последично и различита ограничења, произвођачи користе различите структуре система за различите регионе како би минимизовали трошкове производње и/или побољшали неке карактеристике енергетског претварача, на пример, ефикасност.



**Сл. 2.2 Напонско-струјна (V-I) карактеристика ФН ћелије у зависности од а) осветљености и б) температуре [15]**

Тако се, према својој структури, ФН системи повезани на АС мрежу могу поделити на неизоловане (Сл. 2.3а)) и изоловане. Код изолованих система издвајају се структуре са трансформатором који ради на учестаности мреже (Сл. 2.3б)) и структуре са трансформатором који ради на високим фреквенцијама (Сл. 2.3ц)).



**Сл. 2.3 Типови ФН система повезаних на АС мрежу: а) неизоловани, б) изоловани са трансформатором који ради на фреквенцији мреже ц) изоловани са трансформатором који ради на високим фреквенцијама [14]**

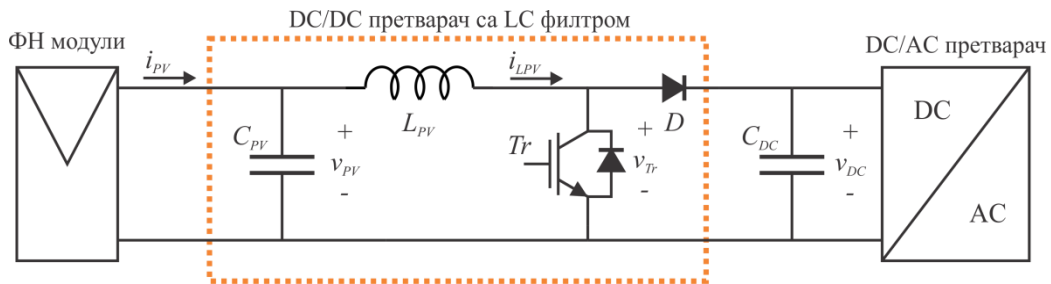
У земљама попут Италије и Велике Британије галванска изолација је захтев дефинисан стандардом и имплементира се користећи високофреквентни трансформатор унутар претварача или нискофреквентни трансформатор на страни мреже ([14]). Одабир типа трансформатора се врши узимајући у обзир снагу система, тежину, величину и цену. Нискофреквентни трансформатори повећавају тежину, а решења са високофреквентним трансформатором су, према [14], мање ефикасна. Са друге стране, у земљама као што су Шпанија и Немачка галванска изолација није неопходна ([14]), те се друга технолошка решења користе за раздвајање АС мреже и ФН поља. На Сл. 2.3а) приказан је типичан ФН систем без трансформатора, који смањује сложеност, тежину, цену и величину претварача. Једна од мана ових система је што се у АС систем може инјектовати ДС струја, чиме се могу изазвати различити проблеми [16]. Предност неизолованог система је значајно повећање ефикасности (око 2 %) у односу на решења са галванском изолацијом [14].

Без обзира на галванску изолацију, све структуре представљене на Сл. 2.3 имају DC/DC претварач чија је улога да оптимизује вредност напона на прикључцима ФН поља и DC/AC претварач којим се са DC прикључака снага инјектира у АС мрежу. Кондензатор  $C_{DC}$  се користи за декупловање АС и DC стране, а  $C_{PV}$  за филтрирање напона на излазу DC/DC претварача. За ову дисертацију је од великог интереса DC/DC претварач због утицаја који има на вредности напона и струје у DC колу ФН система. Са друге стране, утицај DC/AC претварача је готово занемарљив због  $C_{DC}$  кондензатора.

## 2.1. Топологије DC/DC претварача за прилагођење напона на ФН панелима

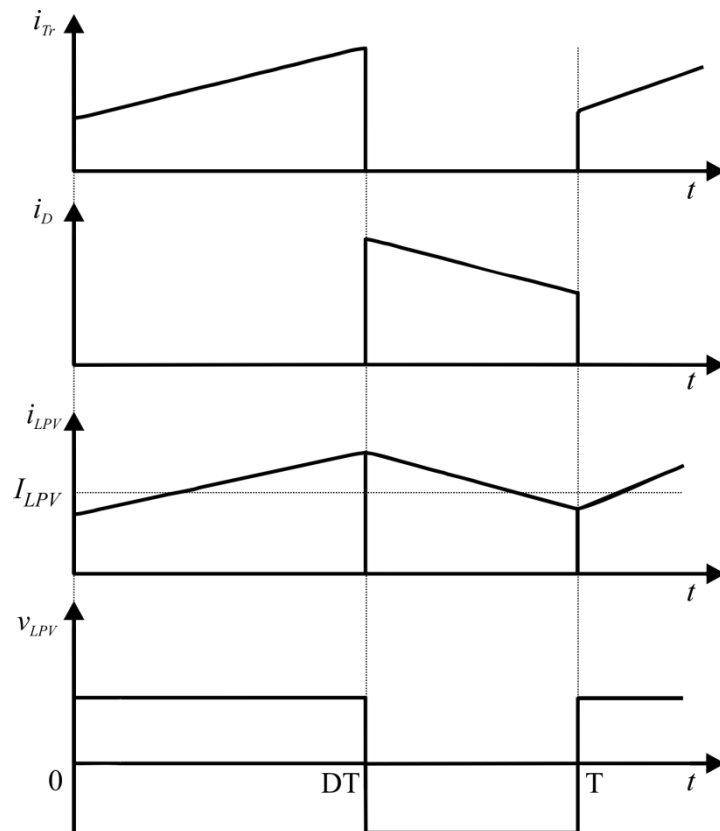
Како је наведено, DC/DC претварач има доминантан утицај на DC коло ФН система и због тога ће његов рад бити додатно анализиран у овом потпоглављу. Једна од уобичајених

топологија DC/DC претварача која се користи код неизолованих ФН система и ФН система који су изоловани са нискофреквентним трансформатором приказана је на Сл. 2.4.



Сл. 2.4 Топологија DC/DC претварача са LC филтером

То је претварач типа буст (енг. *boost*) [15], [16]. Овај претварач на излазу ( $v_{DC}$ ) даје виши напон од напона на улазу ( $v_{PV}$ ), при чему су  $v_{DC}$  и  $v_{PV}$  истог поларитета. Његов рад је заснован на периодичном укључивању и искључивању транзистора  $Tr$  и илустрован је на Сл. 2.5. Када је транзистор  $Tr$  укључен, струја и магнетни флуks у језгру  $L_{PV}$  почињу да расту, а диода  $D$  је искључена. Када се транзистор искључи (закочи), струја кроз  $L_{PV}$  почиње да се смањује и напон на  $L_{PV}$  ( $v_{LPV}$ ) добија супротан знак. Тада диода почиње да проводи и пуни се кондензатор  $C_{DC}$ .



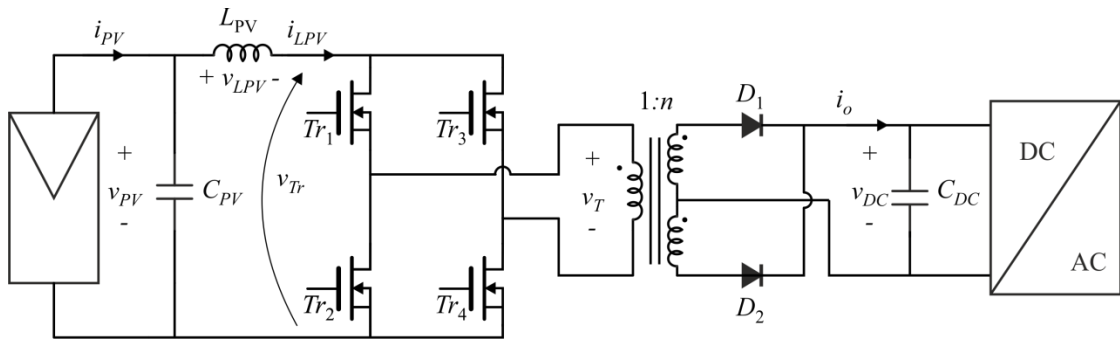
Сл. 2.5 Таласни облици за време рада буст претварача

У квазистационарном стању једносмерна компонента напона на  $C_{PV}$  је у директној вези са напонем на  $C_{DC}$  и односом укључености и искључености транзистора (енг. *duty cycle*)  $D$  и може се упрошћено представити са:

$$V_{PV} = (1 - D)V_{DC} \quad (2.1)$$

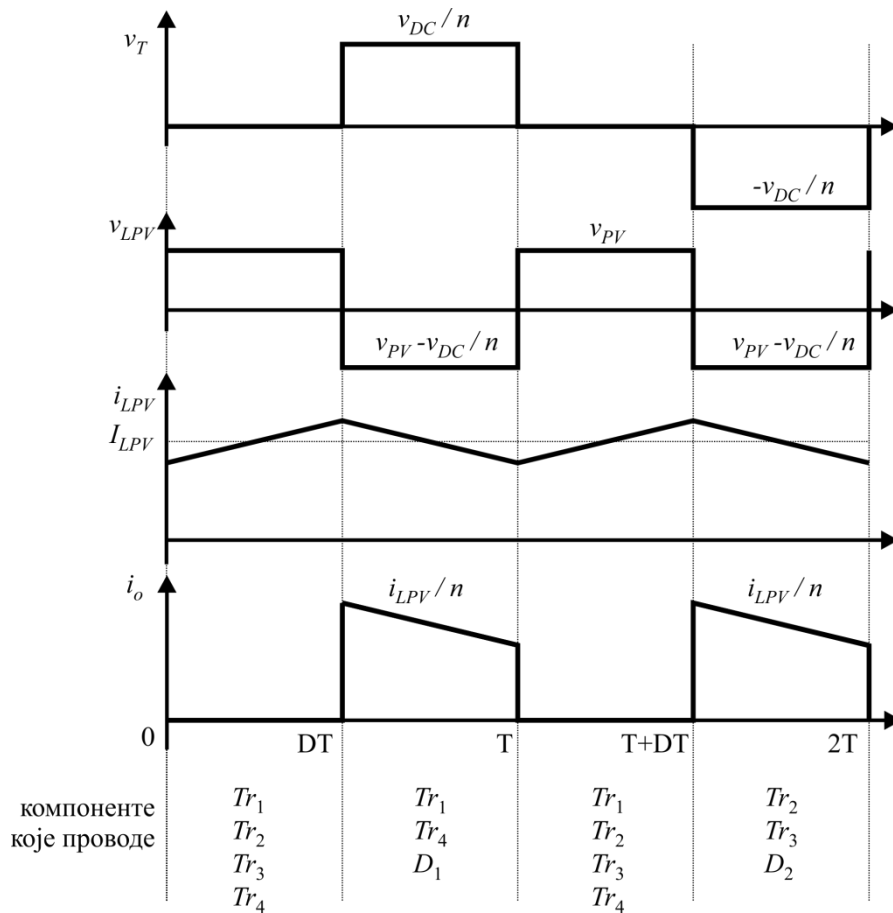
Код ФН система који су изоловани преко високофреквентног (ВФ) трансформатора најчешће се користи топологија приказана на Сл. 2.6. То је буст са ВФ трансформатором (енг. *isolated boost converter*) [16]–[18].





Сл. 2.6 . Буст конвертор са ВФ трансформатором

Таласни облици који се успостављају приликом рада конвертора приказани су на Сл. 2.7.



Сл. 2.7 Таласни облици приликом рада буст конвертора са ВФ трансформатором

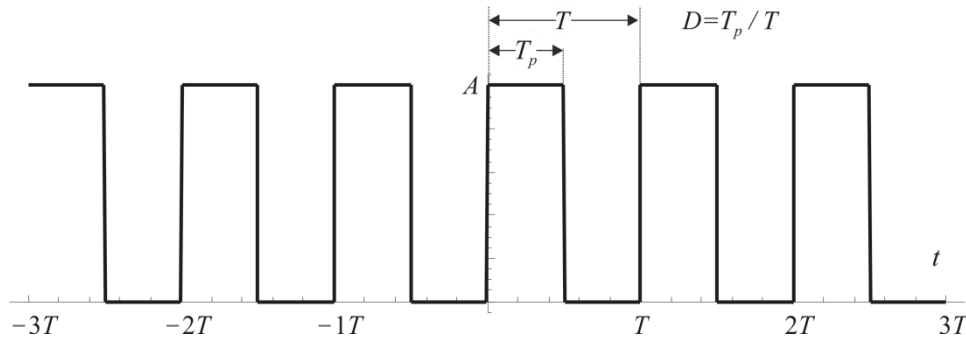
У првом интервалу сва четири транзистора су у стању провођења. Напон на пригушници је позитиван и приближно једнак напону  $v_{PV}$ , а струја кроз пригушницу расте. За то време, напон  $v_T$  је једнак нули, јер су прикључци трансформатора краткоспојени са транзисторима. У другом интервалу гасе се транзистори 2 и 3 и напон на трансформатору постаје позитиван, док кроз диоду  $D_1$  тече струја која пуни кондензатор  $C_{DC}$ . Трећи интервал је идентичан као први. У четвртном интервалу, за разлику од другог интервала, проводе транзистори 2 и 3. Због тога је напон  $v_T$  негативан, а проводи диода  $D_2$ . У квазистационарном стању однос напона  $v_{PV}$  и  $v_{DC}$  има сличну форму као у (2.1):

$$\frac{V_{DC}}{V_{PV}} = \frac{n}{(1-D)}, \quad (2.2)$$

при чему у формули (2.2) још фигурише и преносни однос ВФ трансформатора ( $n$ ).

Иако се топологије са и без ВФ трансформатора разликују, напон на индуктору  $v_{LPV}$ , тј напон  $v_{tr}$  је истог облика у оба случаја - има облик четвртки са променљивим фактором попуне. Детаљнија анализа рада ова два типа претварача може се пронаћи у [17], [19], а за потребе ове дисертације важно је анализирати какав утицај њихов рад има на таласни облик струје  $i_{PV}$  и напона  $v_{PV}$ . Наиме, услед рада транзистора, напон  $v_{tr}$  има облик поворке импулса са променљивим фактором попуне. Фактор попуне  $D$  се дефинише као однос трајања правоугаоног импулса ( $T_p$ ) и периоде ( $T$ ), што је илустровано на Сл. 2.8.

$$D = T_p / T \quad (2.3)$$



Сл. 2.8 Поворка импулса фиксне фреквенције са дефиницијом фактором попуне ( $D$ )

Како би се варирао фактор попуне ( $D$ ), могуће је мењати трајање правоугаоног импулса ( $T_p$ ) или трајање периоде ( $T$ ). У пракси се готово увек фиксира трајање периоде ( $T$ ), тј. ради се са константном фреквенцијом прекидања, а варира се период трајања правоугаоног импулса. Предности овог приступа су бројне, при чему се издвајају: већа ефикасност, једноставније пројектовање LC филтера и једноставнији дизајн магнетног материјала

Применом Фуријеове трансформације могуће је извршити трансформацију сигнала поворке правоугаоних импулса са Сл. 2.8 из временског домена у фреквентни домен. Коефицијенти Фуријеовог реда ( $a_k$  и  $a_0$ ) за периодичан сигнал са Сл. 2.8 су, према [20]:

$$a_k = \frac{2A \sin(k\pi D)}{k\pi}, \quad (2.4)$$

$$a_0 = DA, \quad (2.5)$$

те се сигнал са Сл. 2.8 може представити као:

$$x(t) = a_0 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(k\omega_0 t), \quad (2.6)$$

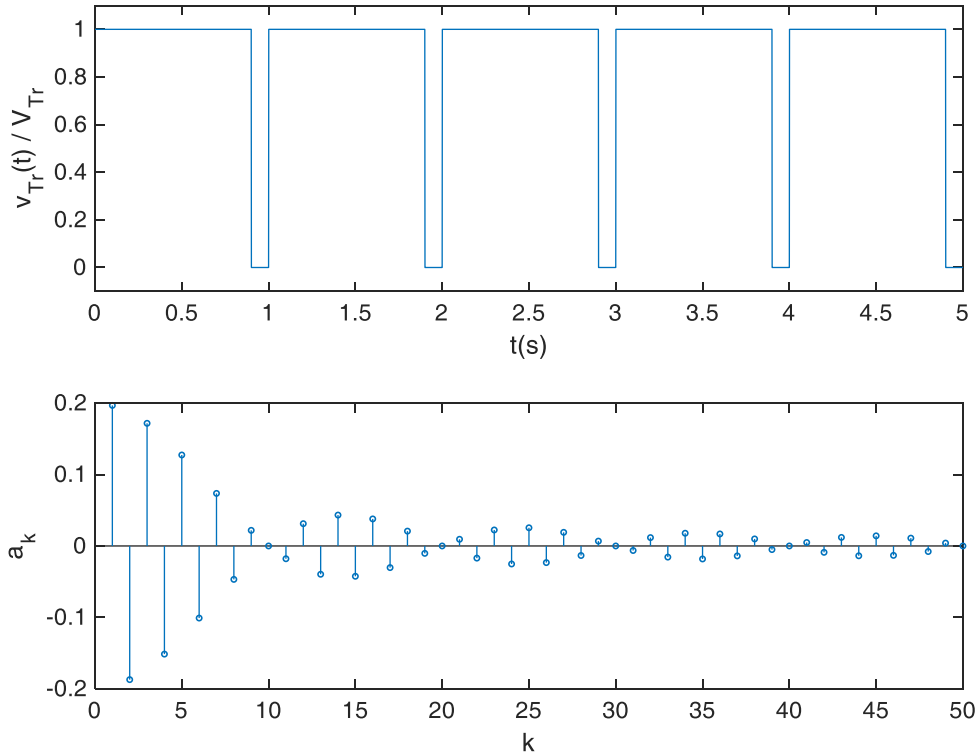
где су:

$x(t)$  - сигнал поворке импулса,

$A$  - амплитуда импулса,

$\omega_0$  - кружна учестаност основног хармоника поворке импулса.

У случајевима претварача са Сл. 2.4 и Сл. 2.6, таласни облик напона  $v_{Tr}$  такође има облик поворке импулса са променљивим фактором попуне, али је инвертован у односу на таласни облик са Сл. 2.8, јер је напон на транзистору приближно једнак нули када је транзистор укључен. Због тога ће се фактор попуне таласног облика напона  $v_{tr}$  обележити са  $D'$  ( $D' = 1-D$ ). Као илустрација, на Сл. 2.9 приказан је нормализовани таласни облик  $v_{Tr}$  са  $D' = 0,9$ , а приказане су и вредности коефицијената  $a_k$  у зависности од  $k$ .



**Сл. 2.9** Временски облик и Фуријеови коефицијенти (линијски спектар) поворке четвртки  $x(t)$  са  $D' = 0,9$

Дакле, код линијског спектра поворке четвртки највећу амплитуду има први хармоник ( $a_1$ ), а амплитуде осталих хармоника опадају, као према (2.4).

Како би се на страни ФН панела добио једносмерни напон са што мање изобличења, у DC коло се додаје филтер. На Сл. 2.4 то је LC филтер, али важно је истаћи да постоје и бројне друге изведбе [17]. LC филтер има функцију да на ФН страни пригуши хармонике који су последица рада једног или више транзистора. На страни ФН поља таласни облици напона  $v_{PV}$  и струје  $i_{PV}$  са Сл. 2.4 зависе од прекидачких активности транзистора, односно напона  $v_{Tr}$  и фреквентне карактеристике кола које чине LC филтер и ФН поља са проводницима. Ако са  $H(s)$  назначимо преносну функцију LC филтера и ФН поља са проводницима:

$$H(s) = I_{PV}(s) / V_T(s), \quad (2.7)$$

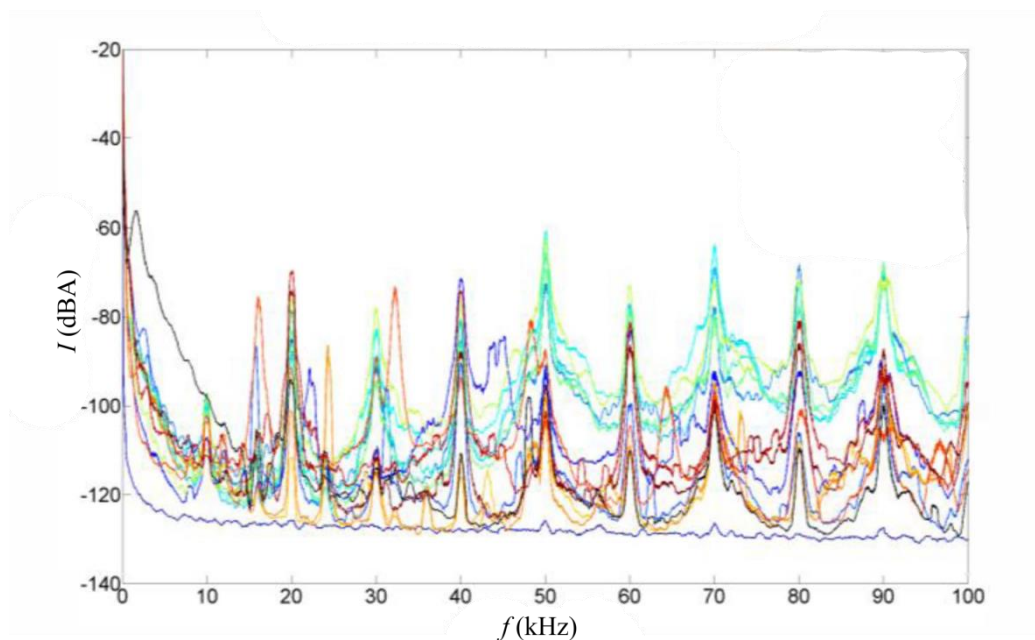
тада се таласни облик струје  $i_{PV}(t)$  може представити као:

$$i_{PV}(t) = H(0)D'V_{Tr} + \sum_{k=1}^{\infty} \|H(kj\omega_0)\| \cdot \frac{2V_{Tr}}{k\pi} \sin(k\pi D') \cdot \cos(k\omega_0 t + \angle H(kj\omega_0)) \quad (2.8)$$

Другим речима, амплитуда хармоника струје на учестаностима  $k\omega_0$  зависи од амплитудске карактеристике  $H(s)$ , то јест доминантно од пригушења LC филтера. Детаљна процедура за одабир параметара LC филтера није у фокусу ове дисертације, али је важно истаћи да се ови параметри бирају тако да значајно пригуше хармонике који су проузроковани радом транзистора [17], [21], [22]. Наравно, топологије са Сл. 2.4 и Сл. 2.6 нису једине које се користе у пракси ([15], [16], [23], [24]), али у свим постојећим решењима постоје транзистори који својим радом у DC коло ФН система уносе више хармонике.

Примера ради, на Сл. 2.10 приказани су спектри DC струја ФН поља који су измерени код различитих типова комерцијалних претварача [25]. Различитим бојама представљени су узорци са различитих претварача. Ова слика има за циљ да илуструје да не постоји стандардизована фреквенција прекидања, већ да су готово све изведбе различите. Стога је

практично немогуће пронаћи неки део спектра који, у општем случају, није под утицајем рада претварача. Ово има за последицу отежано откривање ЕЛ, што ће бити описано у наредним поглављима.

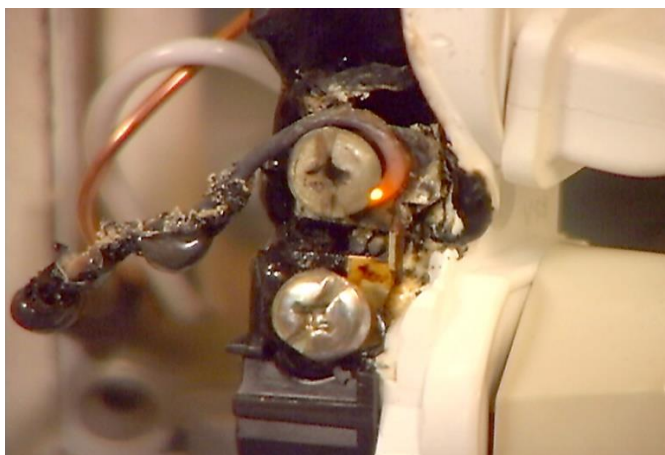


**Сл. 2.10 Примери спектра DC струје ФН поља који су измерени код различитих типова комерцијалних претварача [25]**

### 3. МЕХАНИЗАМ НАСТАЈАЊА И МАНИФЕСТАЦИЈА РЕЛ

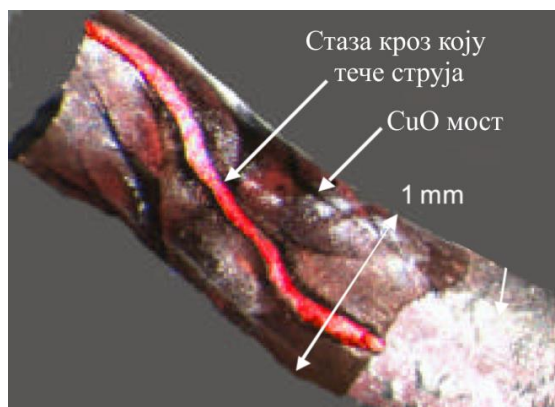
Иако се ваздух сматра за непроводни медијум, велика разлика потенцијала између два блиска проводника може да доведе до раздвајања молекула ваздуха на јонизоване делове и формирања плазме. Услед присуства ових наелектрисаних честица, плазма може да проводи струју. Електрични лук је облак плазме који се састоји од електрона и јонизованих атома и кроз коју протиче струја [26].

Механизми настајања РЕЛ у ФН системима су различити, а различите су и локације на којима може настати. РЕЛ може настати у малим ваздушним просторима на стезаљкама за причвршћивање проводника, у разводним кутијама (енг. *combiner box*), али и унутар самих ФН модула [3]. Током експлоатације ФН система, на овим местима може најпре доћи до појаве тзв. лоших контаката [27]. Лоши контакти се могу појавити услед постепеног деловања корозије, механичких оштећења проузрокованих ветром или деловања људи или животиња. Лоши контакти се могу развити и на местима лоше причвршћених шrafoва (Сл. 3.1) и контаката са непотпуним преклапањем [13], [28].



Сл. 3.1 Пример лошег контакта на месту лоше причвршћеног шrafoва [29]

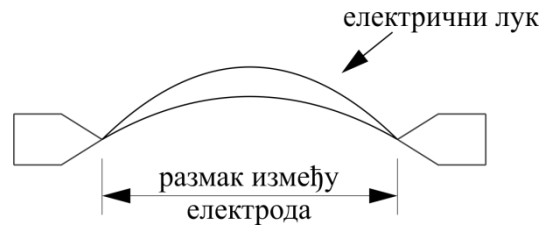
Према [12], услови за појаву РЕЛ могу настати тако што се спој електрода, које су у почетку чврсто спојене, загрева до високих температура. Загревањем чврст материјал се на месту контакта преводи из чврсте фазе, преко течне и гасовите фазе, у фазу непотпуно јонизоване плазме, у којој се налази велики број слободних електрона, због којих се успоставља струја - струја РЕЛ. Међутим, различити су механизми настанка лука за различите материјале од којих су начињени проводници (електроде) [30]. Механизми настајања топлих места и настанка електричног лука код бакарних електрода описани су у [31]. Код електрода које су начињене од бакра приликом загревања најпре се прави мост од слабопроводног бакар-оксида, али и стаза богата елементарним бавром кроз коју тече већи део струје (Сл. 3.2).



Сл. 3.2 Оптичка слика тињајуће стазе кроз мост сачињен од оксидованог бакра [31]

Протицањем струје кроз део проводника смањеног попречног пресека долази до даљег локалног повећања температуре. Повећање температуре може довести до топљења слоја бакар-оксида, када се на месту прекинутог проводног канала успоставља РЕЛ.

РЕЛ спада у категорију нестабилисаних лукова који слободно горе у простору и налазе се у сталном покрету [32]. Према [32], геометрија лука који слободно гори у простору изгледа као на Сл. 3.3.

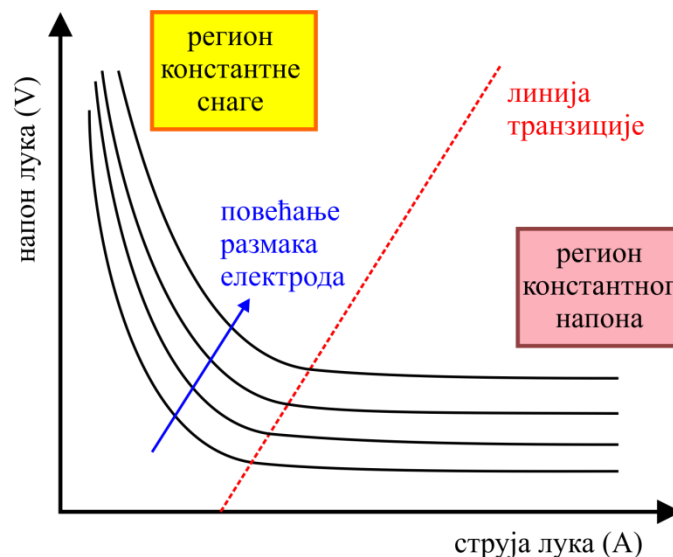


**Сл. 3.3 Илустрација нестабилисаног електричног лука који слободно гори у простору [32]**

Како је приказано на Сл. 3.3, дужина лука је већа од размака између електрода, јер електрични лук греје околни ваздух и услед струјања ваздуха добија закривљени облик. Нестабилисани лук је изузетно хаотичне природе. Брзо се помера, тако да се његова дужина и геометрија стално мењају. Фактори који доминантно доприносе динамичкој природи ЕЛ су:

- пренос топлоте на околни ваздух конвекцијом,
- електромагнетске силе,
- сагоревање материјала електрода.

У зависности од намене, постоји више математичких модела којима се могу описати неке карактеристике електричног лука. Често се у литератури могу срести V-I карактеристике ([33]), којима се електрични лук може описати у квазистационарном стању. Илустрација V-I карактеристика дата је на Сл. 3.4.



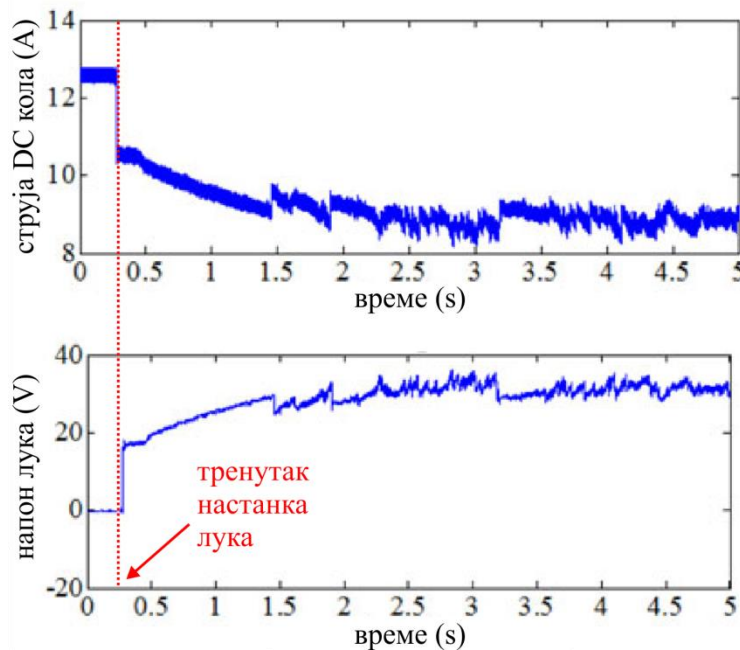
**Сл. 3.4 Пример V-I карактеристика електричног лука [33]**

Може се уочити да у делу V-I карактеристике са Сл. 3.4 који је лево од назначене линије транзиције напон лука расте са смањењем струје лука, то јест да је снага лука (производ струје и напона) приближно константна. Десно од карактеристике транзиције напон престаје да опада услед повећања струје [33]. Ово је врло упрошћен приказ који илуструје како изгледају V-I карактеристике лука и како се мењају у зависности од удаљености електрода. Аутори [34] су вршили бројне експерименте и предложили емпиријску формулу за израчунавање напона лука у зависности од струје лука и размака између електрода:

$$V_{arc} = \frac{20.19 + 526.2L}{I_{arc}^{0.1174 + 1.888L}}, \quad (3.1)$$

у којој су  $V_{arc}$ ,  $I_{arc}$  напон и струја лука, а  $L$  размак између електрода. Ова формула описује напон лука у квазистационарном стању, без високофреквентних компоненти.

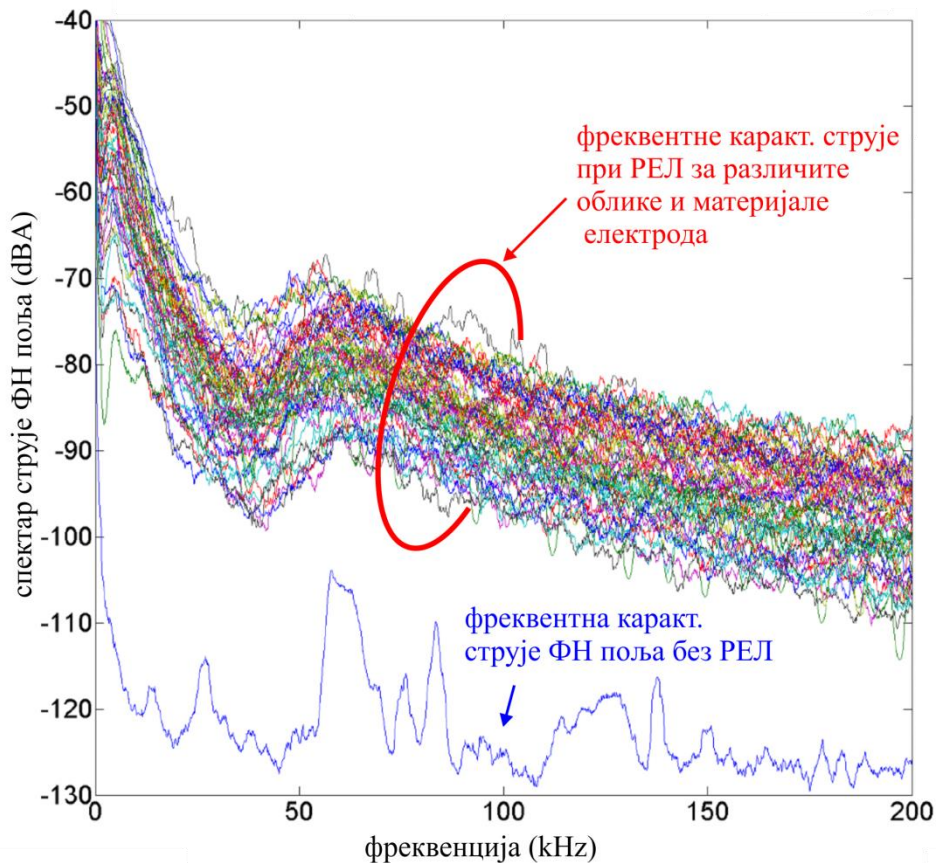
Један реалан снимак РЕЛ, преузет из [34], дат је на Сл. 3.5. Ту су приказани струја и напон РЕЛ у једносмерном колу које чине претварач типа буст и пасивна отпорност. На Сл. 3.5 уочава се да се средња вредност струје у DC колу смањује након настанка РЕЛ, јер се у колу додаје нелинеарна отпорност РЕЛ.



**Сл. 3.5 Напон и струја РЕЛ у колу једносмерне струје које чине буст претварач и пасивна отпорност [34]**

Поред размака електрода, на V-I карактеристике утичу температура, влажност ваздуха и материјал електрода [32], али то излази из оквира ове дисертације. Оно што је овде важно јесте да се електрични лук понаша као нелинеарна отпорност у квазистационарном стању, а да при томе генерише високофреквентни шум у колу у коме се налази због своје хаотичне природе. Овај шум је у тесној вези са импедансом лука, која опет зависи од његове геометрије и дужине која се стално мења.

Бројним експериментима је установљено да се приликом појаве РЕЛ на једносмерну компоненту струје ФН панела суперпонира шум чији фреквентни спектар има карактеристике ружичастог шума ([35], [36]). Спектрална густина ружичастог шума је обрнуто пропорционална фреквенцији, због чега се ружичасти шум још зове и  $1/f$  шум. Као илустрација, на Сл. 3.6 су приказане фреквентне карактеристике струје једног ФН поља у стањима са и без РЕЛ, добијене експерименталним анализама спроведеним у [37].

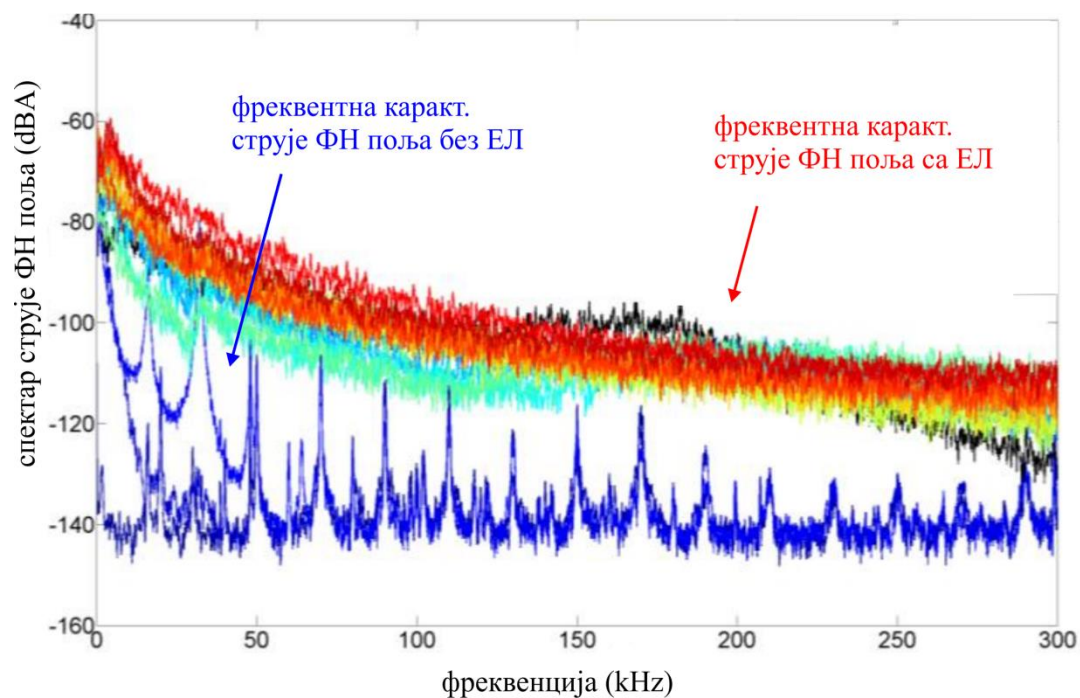


**Сл. 3.6 Спектрална карактеристика РЕЛ за различите струје, напоне, материјале и геометрије електрода [37]**

Аутори [37] су анализирали различите материјале, облике и пречнике електрода и различите вредности струја и напона у ФН систему. У [37] је истакнуто да фреквентна карактеристика РЕЛ зависи од бројних параметара, али и да снага шума који генерише лук у сваком од анализираних случаја има много већу вредност у односу на шум који је мерен без присуства лука. Међутим, у [37], тј. на слици Сл. 3.6, није анализиран рад енергетског претварача, већ су мерења вршена на ФН пољу које напаја само пасивну отпорност.

У практичним имплементацијама, где у DC колу постоји претварач, фреквентна карактеристика ЕЛ се суперпонира на фреквентну карактеристику претварача, што је илустровано на Сл. 3.7.





**Сл. 3.7** Спектар струје ФН поља које инјектира снагу преко претварача са и без ЕЛ [38]

Коначно, проблематика откривања РЕЛ у једносмерном колу ФН система може се описати помоћу Сл. 3.4, Сл. 3.6 и Сл. 3.7. РЕЛ се у квазистационарном стању понаша као нелинеарна отпорност (Сл. 3.4), а при томе генерише високофреквентни шум у колу (Сл. 3.6). Међутим, на таласни облик струје ФН поља велики утицај има рад претварача (Сл. 3.7). Поред тога, електричне карактеристике ФН поља мењају се у зависности од радних услова. Због тога је потребно развити технике које су способне да разликују присуство РЕЛ од шума генерисаног од стране претварача и транзијената који се дешавају у нормалном раду ФН система.

## 4. СТАЊЕ ТЕХНИКЕ

У литератури су до сада представљене бројне технике за детекцију ЕЛ у ФН системима и постоји стална тежња за њиховим унапређењем у погледу брзине реаговања, имуности на лажно реаговање, али и цене уређаја. У недавно објављеним прегледним радовима [3], [10], [39] описана је проблематика откривања ЕЛ у ФН системима и приказане су различите методе, како за откривање тако и за гашење ЕЛ. Према [3], методе за детекцију ЕЛ могу се поделити на:

- методе засноване на брзој Фуријеовој трансформацији (енг. *Fast Fourier Transformation* - FFT),
- методе засноване на кратковременској брзој Фуријеовој трансформацији (енг. *Short Time Fast Fourier Transformation* - STFFT),
- методе засноване на таласићима (енг. *Wavelet Transformation* - WT),
- статистичке методе,
- методе засноване на математичком моделу ФН система и ЕЛ,
- методе засноване на вештачкој интелигенцији,
- остале методе.

Краћи опис ових метода дат је у наредним потпоглављима у којима су истакнуте њихове предности и мане.

### 4.1. Методе засноване на брзој Фуријеовој трансформацији (FFT) и кратковременској брзој Фуријеовој трансформацији (STFFT)

Ове методе су се наметнуле као могуће решење проблема након што је установљено да се приликом појаве електричног лука на једносмерну компоненту струје ФН панела суперпонира компонента чији фреквентни спектар има карактеристике ружичастог шума [35], [36]. Детаљним анализама које су спроведене у [40], утврђено је да је спектар струје у колу са електричним луком подложен различитим утицајима, од којих су најважнији: утицај шума који генерише инвертор и утицај проводника, панела и конектора у струјном колу. Поред тога, каблови којима су повезани ФН модули и инвертор у неким случајевима могу бити прилично дуги, због чега на њима могу да се појаве високофреквентне сметње, нарочито у опсегу од 100 kHz до 500 MHz [40], [3]. Са друге стране, утврђено је да локација РЕЛ веома мало утиче на фреквентни спектар струје.

Међутим, претварачи преко којих су ФН системи спојени на мрежу генеришу шум чија је снага често већа од снаге шума РЕЛ. У [35] су вршена испитивања фреквентних карактеристика струја без квара у DC колу (испитивања струјних потписа претварача) на више ФН модула и резултати су били различити за сваки ФН систем. Међутим, вишеструка узастопна мерења су показала да је струјне потписе могуће репродуковати, тј. да су њихови таласни облици уређени прекидачком логиком претварача.

Аутори [41] су експериментално утврдили да се струјни потпис инвертора разликује ако се уместо правих ФН панела користи симулатор ФН панела. Како је закључено у [41], детектор РЕЛ треба да буде тестиран на реалном ФН систему, а не на систему који се састоји од инвертора и симулатора, или система који се састоји од ФН панела и пасивног оптерећења, јер су за наведене случајеве значајно различити струјни потписи. Последично, алгоритми који су калибрисани на једном систему могу да имају потешкоће са правилном детекцијом кварова на другом систему. Анализом извршеном у [40] показано је да одређени делови спектра струје панела пружају више информација неопходних за детекцију лука. Наиме, показано је да на опсегу учестаности између 100 Hz и 100 kHz могу да се уоче веће разлике у спектру струје између случајева са РЕЛ и случајева без РЕЛ.

Поред директног мерења струја у DC колу, постоје приступи у којима се мере друге величине. На пример, у [42] је приказан приступ за детекцију и локализацију кварова у ФН систему на основу фреквенцијских и временских карактеристика струја кондензатора везаних у паралели са ФН модулима. Када дође до РЕЛ, високофреквентне компоненте струје пролазе кроз кондензатор у једносмерном чвору. Поларитет и амплитуда, као и фреквенцијски спектар сигнала, анализирани су како би се РЕЛ разликовао од нормалних транзијената. Међутим, овим приступом се захтева уградња додатне опреме чиме се повећава укупна цена система.

STFFT као метод који се користи за детекцију РЕЛ ([43]–[45]) рачуна се као FFT на померајућем прозору података. Идеја иза STFFT је да се сигнал подели на краће сегменте (прозоре), те да се примени FFT на сваком од прозора [46]. Тиме се добија спектрограм који је функција времена и фреквенције. Проблем са STFFT је што ради са фиксном дужином прозора. Када је ширина прозора већа, добија се већа спектрална резолуција, али се повећава и време прикупљања одбирака, а тиме и време прорачуна и ресурси потребни за процесирање. Са друге стране, STFFT са кратким прозором је прикладан за брзопроменљиве процесе, али се губи на спектралној резолуцији.

## 4.2. Методе засноване на таласићима

Поређење метода за откривање РЕЛ таласићима и помоћу FFT и STFFT извршено је у [47]. У [47] су креирани синтетички таласни облици, направљени од комбинација мерења у реалним системима, који су коришћени за упоређивање ова два приступа. Аутори [47] су закључили да се таласићима, чак и са мањом фреквенцијом одабирања, могу добити бољи резултати у односу на FFT. У [48] су аутори такође поредили FFT и таласиће. Експериментална поставка у [48] се састојала од ФН панела, генератора лука и пасивне отпорности. Аутори су истакли да је таласићима могуће открити присуство РЕЛ у временском домену, али да сигнал који је последица РЕЛ може бити маскиран утицајем инвертора или околног шума.

Методе за откривање РЕЛ у ФН системима засноване на таласићима приказане су и у [34] и [49]. У [34] су аутори извршили бројна мерења и приказали зависности напона лука од струје лука и дужине ваздушног зазора. Затим су предложили нови модел РЕЛ који је заснован на модификацији Пукертове (енг. *Paukert*) V-I једначине, а коефицијенти су касније фитовани на основу експерименталних резултата. Коначно, аутори [34] су представили и експериментално верификовали алгоритам за детекцију РЕЛ заснован на таласићима. Експериментална поставка се састојала од исправљача, генератора лука, претварача типа буст (подизач напона) и пасивних елемената, али нису коришћени ФН панели.

## 4.3. Статистичке методе

Статистичке методе за откривање РЕЛ ослањају се на различите статистичке параметре сигнала напона и струје у DC колу у режимима са и без квара. У [50] је испитано понашање класичних статистичких показатеља, као што су средња вредност и стандардна девијација. Средња вредност струје за време РЕЛ опада, али расте вредност стандардне девијације.

Различите методе за откривање тзв. отпадника из дистрибуције (енг. *Outlier*) приказане су у [51]. Испитано је како се мењају вредности статистичких показатеља као што су 3-сигма (три пута стандардна девијација), Хампелов идентификатор и методе засноване на приказу дистрибуције помоћу кутијастог дијаграма (енг. *Boxplot rule*). Аутори [51] закључују да *Boxplot rule* има најбоље перформансе од ова три индикатора. Овим приступом су успешно откривени сви кварови, али су истакнуте лоше перформансе у случају великих варијанси

сигнала у режимима без квара. За експерименте које су спровели ови аутори коришћен је комплетан ФН систем са комерцијалним ФН модулима и ФН инвертором.

#### 4.4. Методе засноване на математичким моделима

Методе засноване на математичким моделима прате стање система помоћу различитих мерења и пореде га са очекиваним одзивима претходно дефинисаних математичких модела. Перформансе оваквих метода су ограничене прецизношћу математичких модела којима су описани стварни физички системи. Једна од таквих метода приказана је у [52]. Ту је формиран математички модел РЕЛ и остатка система који је затим искоришћен за стварање базе података са великим бројем синтетичких снимака режима са и без квара. Анализирањем ових података који су генерисани симулацијама, показано је да је помоћу таласића могуће доћи до различитих особности система погодних за откривање РЕЛ. Ове особности различитих режима су искоришћене за тренирање скривених Марковљевих модела како би се разликовали нормални транзијенти од стања са РЕЛ.

Аутори у [53] и [54] анализирали су могућности прављења модела за велике промене (енг. *large-signal models*) и мале промене (енг. *small-signal models*) у микромрежама, које су, између осталог, сачињене и од соларних панела. Према [53], моделима за велике промене би се могли анализирати утицаји различитих локација кварова на падове напона. Са друге стране, моделима за мале промене сигнала могла би се анализирати пропација високофреквентног шума кроз електричну мрежу, те се могу одредити најповољнији фреквенцијски опсежи за откривање електричног лука. У [53] је приказана и импеданса ФН модула са кабловима као функција једносмерног напона и ирадијансе при различитим температурама, која је добијена експерименталном анализом. Показано је да на импедансу ФН модула највећи утицај има једносмерни напон модула, али и да се напон модула значајно мења за време квара.

#### 4.5. Методе засноване на вештачкој интелигенцији

Метода за детекцију кратког споја са масом и кратког споја између проводника различитих потенцијала, заснована на фази логици и таласићима, приказана је у [55]. Као улаз у фази систем за закључивање (енг. *Fuzzy Inference System - FIS*) коришћени су сигнали напона и струје у једносмерном колу, ирадијансе измерене у реалном времену, али и вредности добијене декомпозицијом на таласиће.

Метода вектора подршке (енг. *Support Vector Machine*) предложена је у [56]. Као и у [55], аутори су извршили декомпозицију на таласиће, али сада сигнала добијеног након одређених алгебарских операција над измереним струјама и напонима у једносмерном колу. Након што је процесиран сигнал, процес одлучивања је заснован на методу вектора подршке. Експерименталном анализом је показано да је предложеним алгоритмом могуће постићи задовољавајућу тачност за детекцију кратких спојева између проводника на различитим потенцијалима при различитим радним условима. Међутим, ни у [56], као ни у [55], нису анализирани транзијенти који се могу појавити у нормалним радним режимима.

#### 4.6. Остале методе

Праћење сигнала електромагнетског зрачења помоћу специјалне антене за потребе откривања ЕЛ испитано је у [57]. Установљено је да се приликом ЕЛ у опсегу од 39 MHz до 41 MHz појављују електромагнетски импулси велике снаге у односу на околни шум. Предност овог приступа је у томе што се рад инвертора уочава на знатно нижим учестаностима, те је инвертором врло тешко изазвати лажно реаговање ове методе.

У [58] је представљен аутономни детектор редног и паралелног лука, који врши детекцију лука на основу мерења напона на улазу у инвертор. Детектор садржи два спрегнута резонантна кола, чија је резонантна учестаност подешена на неколико стотина kHz. У случају појаве ЕЛ, у овим колима се детектује високофреквентни сигнал, чијим се процесирањем закључује да ли постоји ЕЛ и генерише сигнал постојања лука. Међутим, овај детектор је лажно реаговао при укључењу и искључењу инвертора [58].

У [59] је предложена употреба анализе звука и светлости уз опциони мониторинг струје. Међутим, захтевано је постављање сензора светлости на места са којих се могу директно видети сва места на којима може доћи до појаве електричног лука. Како су соларни панели често постављени на крововима и повезани дугим проводницима, откривање РЕЛ у ФН системима анализом светлости и звука није наишло на ширу практичну примену.

У [60] је представљена метода која се заснива на спектроскопији импедансе низа ФН панела. Методе засноване на спектроскопији су идентификоване као могуће решење за откривање РЕЛ, али је као велики проблем препозната чињеница да се резултати спектроскопије разликују за различите произвођаче система [61], за различите радне услове [62], [63], али и да се мењају како систем стари [64].

Приступу који су првенствено намењени за откривање кратких спојева према маси у САД, а засновани су на широкопојасној рефлектометрији у временском домену (енг. *Spread-spectrum time-domain reflectometry - SSTDR*), приказани су у [65] и [66]. Уређаји који су засновани на *SSTDR* најпре побуђују систем сигнаlima из широког фреквентног спектра. Након што се снимом рефлектовани сигнал, врши се корелација рефлектованог сигнала и копије послатог сигнала. На основу облика резултата аутокорелације могуће је одредити различите поремећаје. Мотивација за [65] и [66] је да се услед квара мењају рефлектовани сигнали у односу на стање пре квара. Потенцијални проблем може бити то што је за овај приступ неопходно познавати како изгледају рефлектовани сигнали пре квара. Са друге стране, квар као што је електрични лук изазива варијације у коефицијентима рефлексије због променљиве импедансе лука, те се методе засноване на широкопојасној рефлектометрији могу применити и на откривање ЕЛ. Тако је у [67] представљена техника за предвиђање и детекцију ЕЛ, како редног тако и паралелног, која не зависи од нивоа осветљености ФН панела.

#### **4.7. Упоредни приказ предности и мана досадашњих техника за откривање РЕЛ**

Све приказане методе имају своје предности и мане. При различитим радним условима (различитим вредностима напона, струје, температуре, осветљености и влажности ваздуха) разликује се и снага шума који генерише ЕЛ. То отежава постављање одговарајућих граница реаговања заштите. У [68] је анализиран и ефекат преслушавања (енг. *crosstalk*) на могућност лажног реаговања. Овај ефекат је уочљив у случајевима када се шум, који је последица лука у делу система са кваром, „преслушава“ у систему без квара преко електромагнетске спреге и изазива лажно реаговање у систему у коме нема квара. Поред овога, лажно реаговање могу изазвати и брзе промене које су последица прелетања птица, облака, механичких вибрација услед деловања ветра [69] и операција приликом укључења и искључења уређаја.

Имајући у виду претходно наведене методе, али и потешкоће које се могу јавити у њиховој примени, у Таб. 4.1 дат је сумарни приказ предности и мана метода које су анализирани у овој дисертацији.

**Таб. 4.1 Сумарни приказ предности и мана постојећих метода за откривање РЕЛ**

Метода за откривање (алатка)	Предности	Мане
Анализа спектра струје (FFT и STFFT)	Висока прецизност у откривању.	Захтева Фуријеову трансформацију сигнала. Шум инвертора може изазвати лажно реаговање. Резолуција зависи од ширине прозора. За већу резолуцију потребно је више одбирака, те се продужава време реаговања.
Таласићи (брза таласна трансформација)	Мање захтевне методе у погледу оптерећења процесора од FFT. Обезбеђују резултате у форми спектрограма.	Шум инвертора може изазвати лажно реаговање. Не постоји општа процедура за одабир базне функције нити коефицијената који се прате.
Статистичке методе	Једноставне за разумевање.	Лоше перформансе у случају сигнала са великим варијансама без квара.
Методе засноване на математичким моделима	Нису потребна експериментална мерења. Подаци се генеришу симулацијама.	Прецизност модела утиче на прецизност резултата.
Методе засноване на вештачкој интелигенцији	Висока прецизност за појединачне случајеве.	Потребно је много података за обучавање (проналажење оптималних вредности параметара). Приступ је тешко генерализовати.
Широкопојасна рефлектометрија (SSTDR)	Без мерења напона и струје. Тестови могу да се раде и у мраку. Могу се предвидети ЕЛ и открити топле тачке мерењем отпорности.	Врло висока учестаност одабирања (реда 100 MHz). Шум инвертора може да изазове лажно реаговање. Тражи базни снимак са низом без квара са којим се пореде сви остали снимци (а систем се мења како стари). Висока цена.
Рефлектометрија	Без мерења напона и струје. Потребан је тон генератор. Тестови могу да се раде и у мраку. Могу се предвидети ЕЛ и утврдити топле тачке мерењем отпорности.	Врло висока учестаност одабирања. Шум инвертора може да изазове лажно реаговање. Тражи базни снимак са низом без квара са којим се пореде сви остали снимци (систем се мења како стари).
Анализа звука и светлости	Брзо и прецизно откривање квара.	Непрактична примена на ФН системима. Потребан је велики број сензора.
Мерење електромагнетског зрачења	Брзо и прецизно откривање квара.	Будући да се за мерење зрачења користи антена, упитно је колико удаљеност антене од РЕЛ утиче на тачност мерења.

#### **4.8. Фиксне и адаптивне границе за функционисање алгоритама за детекцију РЕЛ**

У пракси су се до сада наметнула два приступа за одабир граница за реаговање заштите [3], [34]. Први начин је да се најпре изведе серија експеримената на бази којих ће се анализирати резултати рада алгорита за откривање РЕЛ. Затим се на основу анализе резултата формирају критеријуми за реаговање заштите. У овој дисертацији је искоришћен управо овај приступ.

Други начин је да се границе реаговања заштите прилагоде задатом систему и евентуално мењају (адаптирају) током експлоатације. Код овог приступа се границе за реаговање заштите прорачунавају динамички у односу на узорак који се добија са система који се штити од квара. На овај начин се избегава потреба да се врше експерименти пре имплементације заштите, већ се овај процес одвија аутоматски. Међутим, и овај приступ има мане. У случају да у систему већ постоји квар, извршила би се адаптација на систем са кваром, а сам квар би остао неopaжен.

## 5. МЕТОДА ЗА ОТКРИВАЊЕ РЕЛ ПОМОЋУ ЕНТРОПИЈЕ СТРУЈЕ ЈЕДНОСМЕРНОГ КОЛА

Један од доприноса ове дисертације јесте алгоритам за откривање РЕЛ заснован на праћењу ентропије високофреквентног дела сигнала струје у једносмерном колу ФН система [70]. Предложени алгоритам одређује присуство лука израчунавањем линеарне трансформације Цалисове ентропије прорачунате над скупом одбирака струје ФН поља. Пратећи ентропију сигнала струје, алгоритам је способан да разликује стања са РЕЛ која карактеришу хаотичне варијације струје, од стања без РЕЛ која карактеришу варијације изазване прекидачком логиком претварача.

Како би се на интуитиван начин описале карактеристике ентропије и могућност њене примене на откривање РЕЛ, најпре ће се приказати Шенонова ентропија дискретних догађаја [71], а затим њена генерализација применом Цалисове формуле [72]. Пошто је предложена метода за откривање РЕЛ заснована на мерењу струје која спада у категорију континуалних величина, појасниће се веза која је овде примењена и са којом се мерења из континуалног домена преводе у дискретни домен. На крају поглавља приказана је имплементација алгоритма у форми врло погодне за рад на микроконтролеру, као и резултати примене на синтетичке сигнале који oponашају рад ФН система у режимима са и без РЕЛ.

### 5.1. Шенонова ентропија дискретних догађаја

Када се говори о ентропији у оквиру теорије информација, обично се мисли на Шенонову ентропију [71], која има различите интерпретације. У контексту ове дисертације ентропија се може посматрати као мера неодређености придружена случајној променљивој.

Претпоставимо да имамо скуп  $n$  могућих дискретних догађаја са вероватноћом појаве  $p_1, p_2, p_3, \dots, p_n$ . Претпоставимо и да су ове вероватноће појављивања познате, али да је то једино што знамо о догађајима. Клод Шенон је у [71] разматрао како да пронађе меру која би описивала колико избора постоји у одабиру догађаја и колико је несигуран исход догађаја. Ако постоји таква мера, коју је он обележио са  $H(p_1, p_2, p_3, \dots, p_n)$ , онда она треба да има следеће карактеристике:

1.  $H$  треба да буде континуална функција од  $p$ .
2. Ако су сви  $p_i$  једнаки ( $p = 1/n$ ), тада  $H$  треба да буде монотонно растућа функција у зависности од  $n$ , јер са једнако вероватним догађајима постоји више избора, те је већа и несигурност исхода.
3. Ако се један избор може поделити на два или више сукцесивних избора, оригинално  $H$  треба да буде сума индивидуалних  $H$ .

Разматрајући ове три карактеристике, Шенон је у [71] закључио да једино  $H$  које задовољава ова три захтева јесте:

$$H = -K \sum_{i=1}^n p_i \ln p_i, \quad (5.1)$$

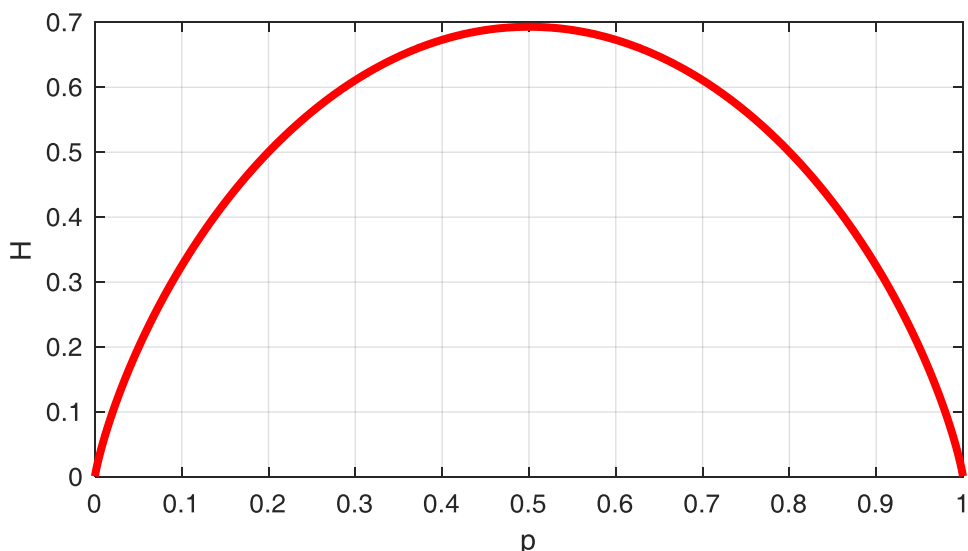
где је  $K$  позитивна константа чија је једина улога свођење на одређену јединицу мере. Форма (5.1) се поклапа са извесним формулацијама статистичке механике [72], [73], али то је ван оквира ове дисертације.

Ентропија прорачуната према (5.1), у случају да скуп догађаја има само два члана са вероватноћама  $p_1=p$  и  $p_2=q=1-p$ , може се написати као функција од  $p$ :

$$H = -(p \log p + q \log q) \quad (5.2)$$

и приказати графички у зависности од  $p$  (Сл. 5.1). На Сл. 5.1 коефицијент свођења  $K$  је постављен на јединицу.





Сл. 5.1 Шенонова ентропија у случају догађаја са два исхода вероватноћа  $p$  и  $q = 1-p$

Анализирајући Сл. 5.1, закључује се да  $H$  има бројне интересантне карактеристике, а неке од њих су:

1.  $H$  је нула ако и само ако је неко од  $p_i$  једнако 1. Ово важи само када смо сигурни који ће бити исход догађаја, те је и неодређеност једнака нули.
2. За дато  $n$ ,  $H$  има максималну вредност када су сви  $p_i$  једнаки, тј. када је  $p_i = 1/n$ . Ово је интуитивно и најнеизвеснија ситуација.

## 5.2. Континуална и дискретна расподела вероватноће

Шенон је у [71], [74], по угледу на ентропију дискретне променљиве (5.1), дефинисао и ентропију континуалне расподеле вероватноће  $p(x)$  као:

$$H = - \int_{-\infty}^{+\infty} p(x) \log p(x) dx. \quad (5.3)$$

Међутим, Шенон није извео ову формулу, већ је само претпоставио да је то тачан аналогни представник ентропије дискретне променљиве (5.1), што се касније испоставило да није тачно [75]. Заправо, код континуалних сигнала се показало да кључну улогу има релативна ентропија (енг. *Kullback–Leibler divergence*), којом се квантификује колико се једна расподела вероватноће разликује од друге (референтне) расподеле вероватноће [75].

Са друге стране, и само одређивање функције непознате расподеле вероватноће  $p(x)$  на основу узорака  $x$  није једноставно. У овој дисертацији бавимо се мерењима високофреквентних компоненти струје и замисао је да на основу одређеног броја одбирака  $x_i$ ,  $i \in \{1, 2, \dots, N\}$  брзо и лако процењујемо каква је расподела вероватноће и како се она мења у случају појаве РЕЛ. Неки од приступа за одређивање непознате функције континуалне расподеле су: употреба хистограма, естимација преко кернелских функција [76], Гаусових микстура [77], итд. Међутим, ови приступи могу бити врло захтевни у погледу рачунарских ресурса и махом нису прикладни за имплементацију на микропроцесору.

Поред одређивања континуалне функције расподеле вероватноће на основу скупа узорака, у научној литератури се могу пронаћи различите генерализације у погледу интерпретације функције вероватноће [78]–[81]. У [79] се уместо одређивања континуалних функција расподеле, одређена вероватноћа додељује сваком од одбирака мерених из неког континуалног домена, при чему се предложена метода заснива на анализи главних компоненти матрице (енг. *Principal Component Analysis - PCA*). PCA има бројне примене у

различитим научним дисциплинама, а можда најпознатије примене су: редукција димензионалности матрица са редудантним информацијама, компресија података, обрада слика, препознавање шаблона и предикција вредности одбирака [81]. У [79] аутори су на бази РСА предложили генерализовани модел вероватноће вишедимензионалне случајне променљиве  $\mathbf{x}$  из скупа  $N$ -димензионих вектора података  $\{\mathbf{x}_i\}$ ,  $i \in \{1, 2 \dots N\}$ , који су одабирани из неке дистрибуције у временским тренуцима  $t = iT$ , где је  $T$  период одабирања. У општем случају, у [79]  $\mathbf{x}$  и  $\mathbf{x}_i$  су вектори димензија  $N$ , те су због тога назначени замашћено (болдовано). Математичким извођењем уз одређене претпоставке у [79] је показано да се са уважавањем:

$$p(\mathbf{x} = \mathbf{x}_i) \propto \frac{\|\mathbf{x}_i\|_2^2}{\sum_{k=1}^N \|\mathbf{x}_k\|_2^2} \quad (5.4)$$

задовољавају услови за дефиницију генерализоване вероватноће [78], [79]. У (5.4), са  $\|\mathbf{x}_i\|_2$  је означена Еуклидова векторска норма. Детаљи извођења су ван оквира ове дисертације, али се могу пронаћи у [79]. У [79] је наведено да се  $p(\mathbf{x})$  може сматрати генерализованом мером вероватноће скупа одбирака  $\mathbf{x}_i$ ,  $i \in \{1, 2 \dots N\}$ , ако функција  $p(\mathbf{x})$  задовољава услове:

- за свако  $\mathbf{x}$ ,  $0 \leq p(\mathbf{x}) \leq 1$ , и
- $\sum_i p(\mathbf{x}_i) = 1$ .

Сводећи (5.4) на једнодимензиони проблем (заменом вектора  $\mathbf{x}_i$  скаларом  $x_i$ ), мера вероватноће из (5.4) се своди на:

$$p(x = x_k) = \frac{x_k^2}{\sum_{k=1}^N x_k^2} . \quad (5.5)$$

Посматрајући (5.5), лако се може закључити да су услови генерализоване мере вероватноће задовољени ( $0 \leq p(x) \leq 1$  и  $\sum_i p(x_i) = 1$ ) [79].

### 5.3. Цалисова ентропија дискретних догађаја

Константино Цалис је у [72] извршио генерализацију израза ентропије, која је довела до нових открића у оквиру генерализоване статистичке механике и теорије информација [73]. Цалис је генерализовао Шенонову ентропију дискретних догађаја и постулирао је као:

$$H_q = K \frac{1 - \sum_{i=1}^N p_i^q}{q-1} , \quad (5.6)$$

где су  $K$  и  $q$  произвољне константе, док је сума вероватноћа појављивања сваког од  $N$  могућих дискретних догађаја једнака јединици:

$$\sum_{i=1}^N p_i = 1 . \quad (5.7)$$

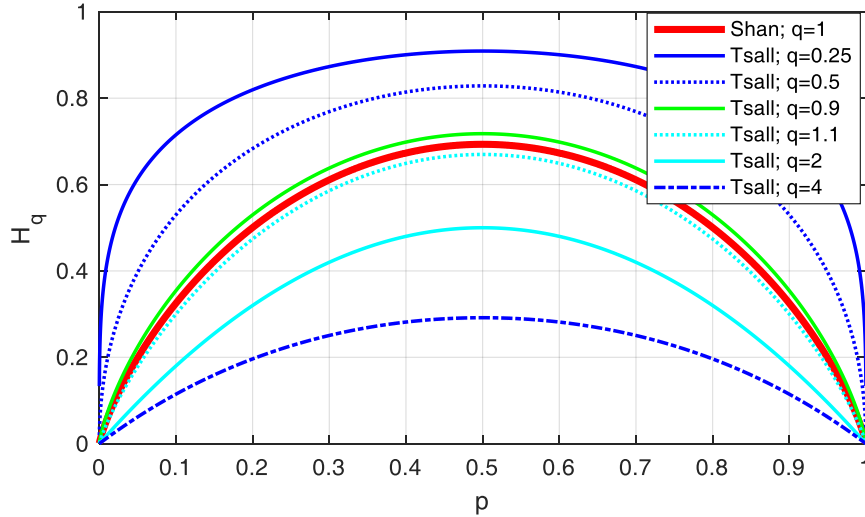
Цалисова ентропија је генерализација Шенонове ентропије, јер се за  $q = 1$  добија Шенонов израз (5.1) за прорачун ентропије. Применом Лопиталовог правила у другом кораку (5.8), (5.6) постаје:

$$H_1 = \lim_{q \rightarrow 1} K \frac{1 - \sum_{i=1}^N p_i^q}{q-1} = K \lim_{q \rightarrow 1} \frac{\frac{\partial}{\partial q} \left( 1 - \sum_{i=1}^N p_i^q \right)}{\frac{\partial}{\partial q} (q-1)} = K \lim_{q \rightarrow 1} \frac{-\sum_{i=1}^N \frac{\partial}{\partial q} (p_i^q)}{1} . \quad (5.8)$$

Имајући у виду да је  $\frac{\partial}{\partial q}(p_i^q) = p_i^q \ln(p_i)$ ,

$$H_1 = -K \lim_{q \rightarrow 1} \sum_{i=1}^N p_i^q \ln p_i = -K \sum_{i=1}^N p_i \ln p_i . \quad (5.9)$$

По угледу на Сл. 5.1, на Сл. 5.2 приказана је ентропија за дискретни скуп од два исхода вероватноћа  $p_1 = p$  и  $p_2 = 1-p$ , за различите вредности параметра  $q$  из (5.6).



**Сл. 5.2 Цалисова ентропија у случају догађаја са два исхода вероватноћа  $p_1=p$  и  $p_2=1-p$ , за различите вредности параметра  $q$**

Примећује се да се са Цалисовом ентропијом добијају сличан облик и карактеристике формуле Шенонове ентропије, као и да за вредности  $q$  које су блиске 1 (0,9 и 1,1) Цалисова ентропија тежи ка Шеноновој ентропији.

У овој дисертацији прелазак са Шенонове на Цалисову ентропију извршен је зато што у Цалисовој ентропији не фигурише логаритамска функција која захтева релативно велики број инструкција процесора. Поред тога, погодним одабиром параметра  $q$  могуће је израз за Цалисову ентропију представити у рекурзивној форми и омогућити рад алгоритма на високим учестаностима одабирања са много мањим бројем инструкција него приликом прорачуна у директној форми.

Ако узмемо да је  $q$  константно, можемо дефинисати и  $M$ , које је линеарна трансформација Цалисове ентропије ( $H_q$ ):

$$M = 1 - (q-1)H_q = \sum_{i=1}^N p(x_i)^q \quad (5.10)$$

Када се у (5.10) уврсти израз генерализоване мере вероватноће (5.4), добијамо да је:

$$M = \frac{\sum_{i=1}^N x_i^{2q}}{\left(\sum_{i=1}^N x_i^2\right)^q} . \quad (5.11)$$

На овај начин смо (у (5.11)) из формуле за прорачун  $M$  избацили вероватноће  $p(x_i)$ , те у (5.11) фигуришу само  $x_i$ . У случају да  $q$  узима вредности из скупа природних бројева,  $M$  је могуће срачунати основним аритметичким операцијама (сабирање, одузимање, множење и дељење), што је мање захтевно са аспекта оптерећења микропроцесора у односу на прорачун логаритма или степеновања нецелобројним експонентима. Ове карактеристике су врло повољне за прорачун  $M$  у реалном времену, те ће се због тога  $M$ , које је линеарно зависно од Цалисове ентропије  $H_q$ , овде узети као мера којом се описује уређеност скупа одбирака

сигнала.  $M$  ће се у даљем тексту називати и унутрашња карактеристика сигнала или скраћено УКС.

#### 5.4. Унутрашња карактеристика синтетичких сигнала који опонашају рад ФН система са и без РЕЛ

Како би се илустровали понашање и могућности Цалисове ентропије за откривање РЕЛ, УКС, као њена линеарна трансформација, биће анализирана најпре на синтетичким сигнаlima. Анализирани сигнали су направљени тако да верно опонашају високофреквентне компоненте издвојене из струје једносмерног кола ФН система, које се могу измерити у пракси. Анализирана су три синтетичка сигнала ( $s_1$ ,  $s_2$  и  $s_3$ ):

- $s_1$  одговара стационарним режимима у којима нема квара,
- $s_2$  одговара режимима без квара, али са осцилацијама у снази сигнала,
- $s_3$  одговара режимима са РЕЛ.

Оваква три сигнала су изабрана јер представљају три карактеристичне ситуације које се могу имати у пракси. Најчешћи су управо (квази)стационарни режими у којима нема брзих промена у раду ФН система. Услед промене радних режима долази и до промене односа укључености и искључености транзистора, а тиме и временског облика и снаге сигнала струје. У овој анализи је претпостављено да ДС компонента и све компоненте испод 1 kHz нису присутне у сигнаlima  $s_1$ ,  $s_2$  и  $s_3$ , јер се сматра да се ови сигнали добијају филтрирањем сигнала струје једносмерног кола ФН система помоћу филтра пропусника високих учестаности.

Први сигнал ( $s_1$ ) представља збир три синусоиде са учестаностима 10 kHz, 20 kHz и 30 kHz, које имају за циљ да представе шум претварача у стационарном стању који ради са учестаношћу прекидања од 10 kHz. Ово је упрошћени приказ где су све компоненте са фазом једнаком нули. У пракси готово увек долази до изобличења амплитуде и фазе што је описано у поглављу 2.1, тј. у (2.8).

$$s_1 = 1.0 \cdot \sin(2\pi t \cdot 10\text{kHz}) + 0.8 \cdot \sin(2\pi t \cdot 20\text{kHz}) + 0.6 \cdot \sin(2\pi t \cdot 30\text{kHz}), \quad (5.12)$$

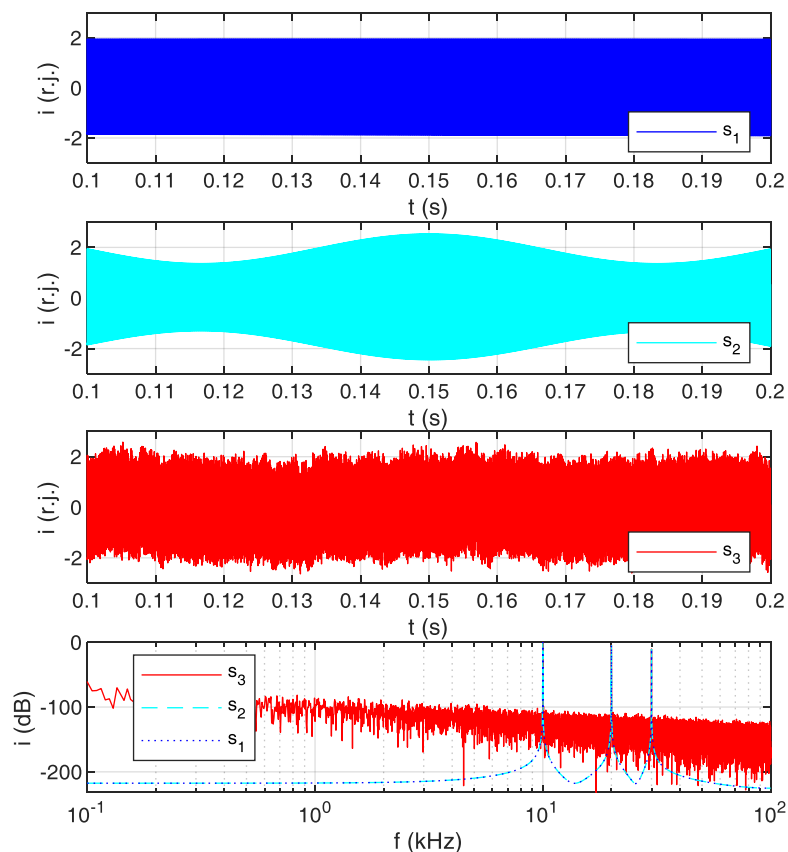
У [25] је примећено да један претварач има исти струјни потпис уколико се налази у устаљеном радном режиму, али и да струјни потпис може да се мења у зависности од метеоролошких услова (појаве облака, промена осветљености...). Дакле, у случају да се промене метеоролошки услови, доћи ће и до промене УКС, а према [25], [69], [82], ове промене су из фреквентног домена који је испод 15 Hz, тј. те промене су доста споре у односу на динамику рада транзистора. Како би се анализирале те споре промене, направљен је још један сигнал  $s_2$ , представљен као:

$$s_2 = s_1 \cdot (1 + 0.3 \sin(2\pi t 15\text{Hz})). \quad (5.13)$$

Овим сигналом ( $s_2$ ) могу се представити осцилације снаге високофреквентног сигнала струје које могу бити изазване, на пример, вибрацијама услед деловања ветра [82].

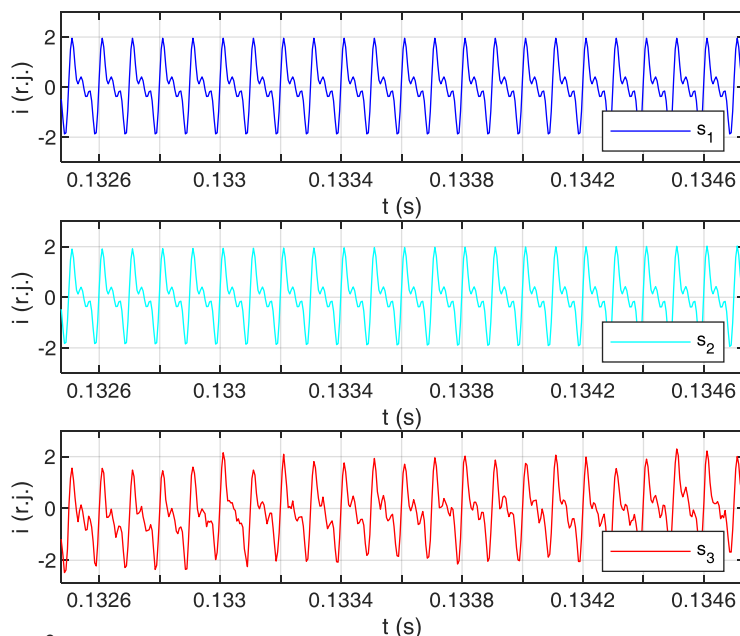
Синтетички сигнал који представља рад ФН система са РЕЛ ( $s_3$ ) добијен је сабирањем  $s_1$  и ружичастог шума којим је представљен РЕЛ.

Временски облици и амплитудски спектри сигнала  $s_1$ ,  $s_2$  и  $s_3$  приказани су на Сл. 5.3, при чему је за фреквенцију одабирања узето 200 kHz. Вредност од 200 kHz је одабрана зато што је фреквентни опсег од 1 kHz до 100 kHz оптималан за детекцију РЕЛ. [40]



**Сл. 5.3** Временски облици и амплитудски спектар сигнала  $s_1$ ,  $s_2$  и  $s_3$

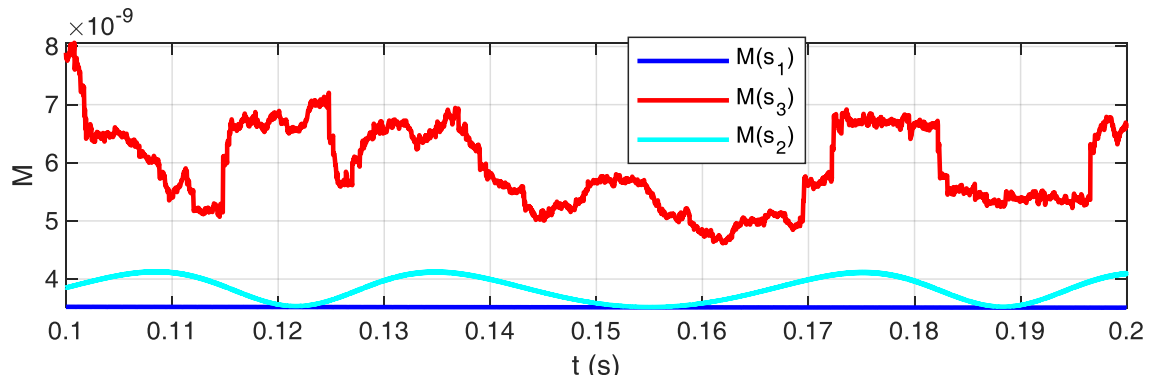
Како би се стекао бољи утисак о временском облику сигнала  $s_1$ ,  $s_2$  и  $s_3$ , они су приказани и на Сл. 5.4, али увеличани по временској оси.



**Сл. 5.4** Временски облици сигнала  $s_1$ ,  $s_2$  и  $s_3$  увеличани по временској оси.

УКС сигнала  $s_1$ ,  $s_2$  и  $s_3$  са Сл. 5.3, израчуната према формули (5.11), приказана је на Сл. 5.5. Овде је  $N$  из (5.11) постављено на 4000, а  $q$  је постављено на 4. Вредност  $q$  у општем случају може бити и другачија, али се избором целобројних вредности може значајно поједноставити прорачун и извести у рекурзивној форми, о чему ће бити речи у даљем

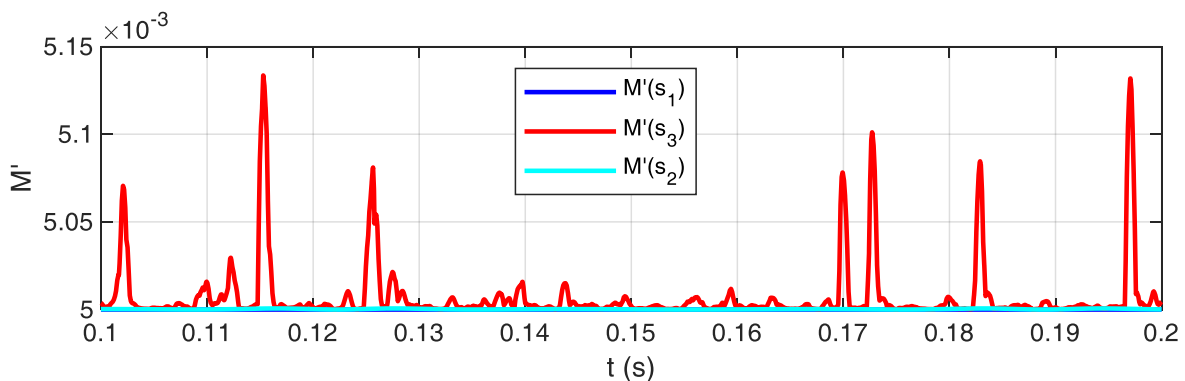
тексту. Прва вредност УКС је срачуната након што је прикупљено  $N$  одбирака, а свака следећа вредност је срачуната клизањем прозора од  $N$  одбирака који се помера за по један одбирак. На Сл. 5.3 са  $M$  су обележени сигнали који су резултат прорачуна према (5.11).



Сл. 5.5 УКС сигнала  $s_1$ ,  $s_2$  и  $s_3$  са Сл. 5.3

Како се може закључити са слике Сл. 5.5, варијанса сигнала  $M(s_1)$  је врло мала у поређењу са варијансама  $M(s_2)$  и  $M(s_3)$ . Ови резултати се могу интерпретирати према уобичајеном тумачењу ентропије - као мере неуређености сигнала. Наиме, ако се сигнал мења према неком шаблону на неком интервалу (као  $s_1$ ), може се сматрати да је једнако уређен на том интервалу и да му је мера неуређености константна. Са друге стране, ако се на неки уређени сигнал дода стохастички сигнал као што је ружичасти шум (као код  $s_3$ ), тада ће се и мера неуређености понашати стохастично.

Како би се превазишао утицај релативно спорих промена на УКС, тј. како би се спречило лажно реаговање алгоритма за откривање РЕЛ, добијене вредности  $M$  се могу пропустити кроз још један функционални блок за прорачун УКС на узорку од  $N'$  одбирака, при чему би се добиле вредности  $M'$ . Вредности  $M'$  из друге етапе прорачуна УКС могу се прорачунати како би се квантификовала мера неуређености сигнала  $M$  (из прве етапе прорачуна УКС). Резултати прорачуна друге етапе УКС сигнала  $s_1$ ,  $s_2$  и  $s_3$  са Сл. 5.3 приказани су на Сл. 5.6, при чему је за  $N'$  узето 200 одбирака, а  $q'$  је постављено на 2. Посматрајући Сл. 5.6 може се закључити да су варијације  $M'$  у случајевима без РЕЛ врло мале у односу на случај са РЕЛ, а да се у таласном облику  $M'(s_3)$  могу уочити импулси великих амплитуда у односу на  $M'(s_1)$  и  $M'(s_2)$ .



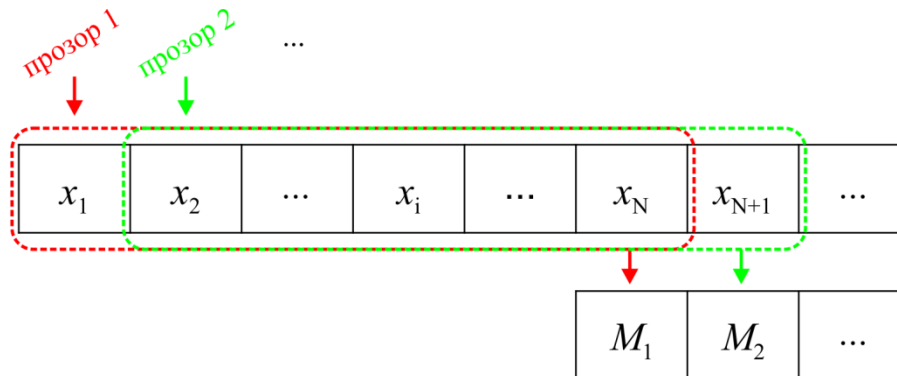
Сл. 5.6 Друга етапа прорачуна УКС сигнала  $s_1$ ,  $s_2$  и  $s_3$  са Сл. 5.3

Вредности  $N$  и  $N'$  су одабране тако да одговарајући периоди на којима се рачуна УКС буду довољно кратки, тј. да прорачун УКС буде бржи од динамике промене радних режима ФН система. На пример, ако је сигнал струје одабиран са 200 kHz и ако су  $N$  и  $N'$  постављени на 4000, односно 200 одбирака, тада су одговарајући периоди на којима се рачуна УКС 20 ms за прву, односно 1 ms за другу фазу прорачуна УКС. Пошто се за детекцију користи друга фаза прорачуна УКС, која траје 1 ms, и пошто се у нормалном раду не очекују осцилације

које су брже од 15 Hz, не очекују се високе вредности  $M'$ , те ни лажно реаговање алгоритма услед осцилација у радним режимима без квара. Ово је потврђено на Сл. 5.6, где су приказане вредности  $M'(s_2)$ , које представљају сигнал са променљивом снагом, значајно ниже од вредности  $M'(s_3)$ , које представљају сигнал са РЕЛ.

### 5.5. Рекурзивна имплементација алгоритма за прорачун УКС

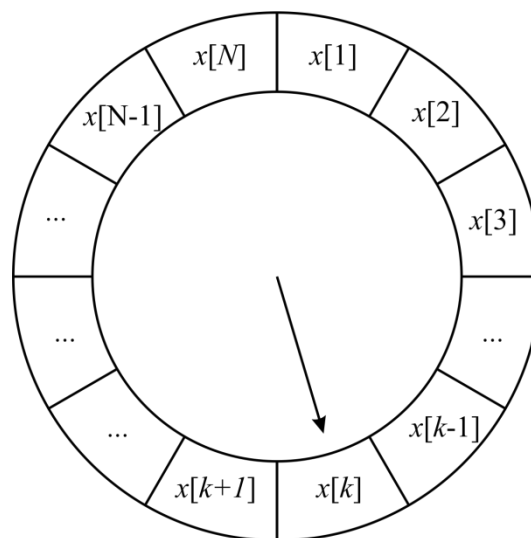
У претходном поглављу је наведено да се УКС рачуна тако што се посматра прозор  $N$  одбирака над којим се примењује формула (5.11), а затим се прозор у итерацијама помера за по један одбирак и поново примењује формула (5.11). Овај поступак је графички илустрован на Сл. 5.7.



Сл. 5.7 Илустрација прорачуна УКС са померањем прозора

Комплексност алгоритма за прорачун једне вредности  $M$  је линеаран, тј.  $O(N)$ , јер у (5.11) фигуришу две суме. Како је овде циљ да се  $M$  рачуна за сваки одбирак, резултантни алгоритам је комплексности  $O(N^2)$ , што при великим вредностима  $N$  и великим фреквенцијама одабирања може бити непремостив проблем за довољно брз прорачун на микропроцесору. Због тога се овде предлаже имплементација прорачуна у рекурзивној форми која има резултантну комплексност  $O(N)$ .

За предложену имплементацију најпре је потребно формирати ФИФО (енг. *First in First Out* – FIFO) циркуларни бафер (Сл. 5.8). На Сл. 5.8 индексом  $k$  који узима вредности из скупа  $k=\{1,2,\dots, N\}$ , назначен је најстарији одбирак ( $x_s$ ) из скупа одбирака, а одбирак  $k-1$  је узорак који је у затеченом тренутку најновији. Када дође нови одбирак ( $x_n$ ), он се уписује на место  $x[k]$ , а вредност  $k$  се инкрементира (или враћа на 1 ако пређе вредност  $N$ ).



Сл. 5.8 Циркуларни бафер са  $N$  одбирака

Циркуларни бафер се најпре може попунити насумичним вредностима и прва  $M$  вредност се може срачунати над тим насумичним вредностима као:

$$M[i] = \frac{\sum_{j=1}^N x[j]^{2q}}{\left(\sum_{j=1}^N x[j]^2\right)^q} . \quad (5.14)$$

Форма (5.14) је готово иста као форма (5.11). Једина разлика је примена нотације која се користи у пољу дигиталне обраде сигнала. Даље, (5.14) се може представити као:

$$M[i] = \frac{A[i]}{B[i]^q} \quad (5.15)$$

где су:

$$\begin{aligned} A[i] &= \sum_{j=1}^N x[j]^{2q} \\ B[i] &= \sum_{j=1}^N x[j]^2 \end{aligned} \quad (5.16)$$

Помоћу нових и старих одбирака ( $x_n$  и  $x_s$ ),  $A[i]$  и  $B[i]$  се могу рачунати у рекурзивној форми као:

$$\begin{aligned} A[i] &= A[i-1] + x_n^{2q} - x_s^{2q} \\ B[i] &= B[i-1] + x_n^2 - x_s^2 \end{aligned} \quad (5.17)$$

За прорачун  $A[i]$  и  $B[i]$  према (5.17) потребан је мали број инструкција процесора. Међутим, sukcesивно сабирање и одузимање вредности према (5.17) може довести до нумеричких нестабилности због акумулисане грешке у заокруживању приликом сваке од аритметичких операција. Због тога је повремено потребно срачунати праве вредности  $A[i]$  и  $B[i]$  према (5.16) и „освежити“  $A[i]$  и  $B[i]$ , које се рачунају итеративно. Тачне вредности  $A[i]$  и  $B[i]$  се могу срачунати на периоду од  $N \cdot T_s$  (где је  $T_s$  период одабирања) преко  $A_2[i]$  и  $B_2[i]$ , које ће се рачунати у паралели са (5.17) као:

$$\begin{aligned} A_2[i] &= A_2[i-1] + x_{new}^{2q} \\ B_2[i] &= B_2[i-1] + x_{new}^2 \end{aligned} \quad (5.18)$$

при чему су  $A_2[0]$  и  $B_2[0]$  једнаки 0.

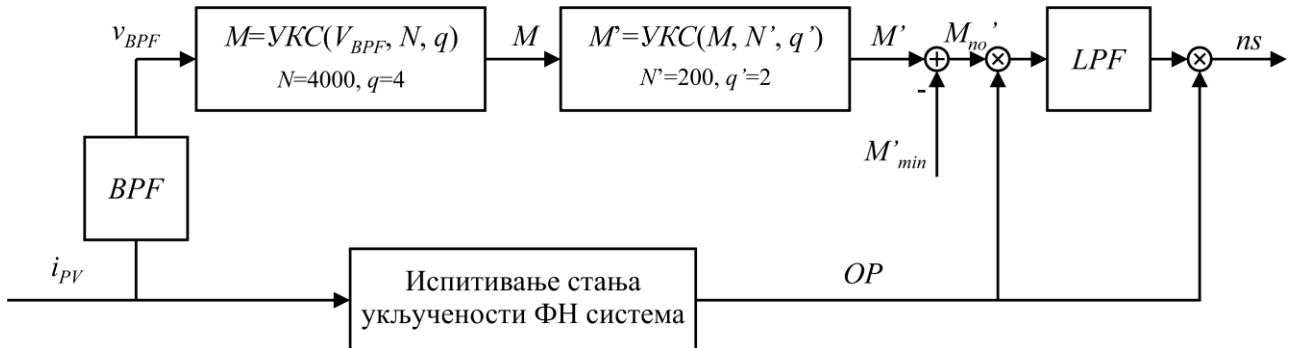
Након  $N$  итерација  $A_2[i]$  и  $B_2[i]$  имају тачније вредности од оних које су рачунате према (5.16). Затим се текуће вредности  $A[i]$  и  $B[i]$  освежавају вредностима  $A_2[i]$  и  $B_2[i]$  како би се поништила акумулисана грешка приликом заокруживања, а вредности  $A_2[i]$  и  $B_2[i]$  се постављају на нулу и креће се у нови циклус.

Закључно, уместо прорачуна вредности  $M$  преко алгоритма комплексности  $O(N^2)$  из (5.11), прорачуном одређених међупараметара према формулама (5.15), (5.17) и (5.18) вредност  $M$  је могуће срачунати алгоритмом комплексности  $O(N)$ . Тиме је заправо и омогућена примена предложене методе, јер време прорачуна према (5.11), комплексности  $O(N^2)$ , траје предуго на микропроцесорима који су били комерцијално доступни у тренутку писања ове дисертације.



## 5.6. Алгоритам методе за откривање РЕЛ помоћу ентропије сигнала струје једносмерног кола

Узимајући у обзир карактеристике две етапе прорачуна УКС описане у 5.4 и рекурзивну имплементацију алгоритма за прорачун УКС која је описана у 5.5, алгоритам који се овде користи за откривање РЕЛ приказан је на Сл. 5.9.



Сл. 5.9 Алгоритам за откривање РЕЛ помоћу ентропије сигнала струје једносмерног кола

Дакле, на улазу алгоритма налази се сигнал струје ФН поља ( $i_{PV}$ ). Са *BPF* (енг. *Band Pass Filter*) означен је филтер пропусник опсега учестаности, на чијем излазу је сигнал  $v_{BPF}$ . Овај филтер се користи како би се из сигнала струје извукао део спектра од 1 kHz до 100 kHz у коме је најоучљивији РЕЛ [40]. *BPF* је у практичној реализацији изведен као аналогни филтер детаљно описан у поглављу 7.1. У доњој грани алгоритма налази се блок за испитивање стања укључености ФН система на основу струје  $i_{PV}$ . Овај блок се користи како би се блокирао рад алгоритма за детекцију РЕЛ у случајевима када је систем искључен, а детаљно је описан у поглављу 7.3 након анализе мерних резултата.

У горњој грани алгоритма налазе се два блока за прорачун две етапе УКС, са излазима  $M$  и  $M'$ . Приликом анализе различитих сигнала установљено је да вредност  $M'$  има минимум који зависи од периода  $N'$ .  $M'$  је минимално када су сви одбирци  $x_i$  једнаки. Заменом свих  $x_i$  из (5.11) са  $z$  и фиксирањем  $q'$  на 2 добијамо:

$$M(x_i = z) = \frac{\sum_{i=1}^{N'} z^{2 \cdot 2}}{\left(\sum_{i=1}^{N'} z^2\right)^2} = \frac{N' \cdot z^4}{(N' \cdot z^2)^2} = \frac{1}{N'} \quad (5.19)$$

Стога за  $N'=200$  имамо  $M'_{min} = 0,005$ . Одузимањем минимума се олакшава одређивање границе реаговања заштите, јер се на тај начин одузима офсет који постоји приликом прорачуна. Разлика  $M' - M'_{min}$ , која је овде назначена са  $M'_{no}$  (енг. *no offset* – без офсета), доводи се на улаз филтера пропусника ниских учестаности (енг. *Low Pass Filter* – LPF), али се пре и после LPF множи са логичком променљивом која представља стање укључености ФН система. LPF је додат да би се уклонили краткотрајни импулси  $M'$  који се могу појавити током транзијената у нормалном раду. Ако је ФН систем искључен, множење са нулом заправо представља блокирање рада алгоритма. Множење пре LPF служи да се спречи ефекат намотавања интегратора LPF (енг. *anti-windup*), а множење после LPF да се блокира излаз алгоритма. Излаз LPF на Сл. 5.9 је назначен са  $ns$ , и представља сигнал шума који се овде анализира.

У нормалном раду ФН система очекују се спорпроменљиве вредности  $M$ ,  $M'$ , а тиме и  $ns$ . У случају појаве лука, у сигналу  $v_{BPF}$  појављује се шум, те долази до скокова вредности  $M$ ,  $M'$  и  $ns$ , што ће бити детаљније испитано на основу експерименталних мерења спроведених у поглављу 7.

## 6. МЕТОДА ЗА ОТКРИВАЊЕ РЕЛ ПОМОЋУ ИДЕНТИФИКАЦИЈЕ ИМПЕДАНСЕ ФН ПОЉА

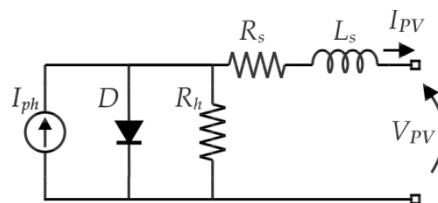
У овом поглављу је описана нова метода за откривање РЕЛ која је заснована на континуалном праћењу импедансе ФН поља на учестаности комутација претварача [83]. За примену ове методе потребно је мерити напон и струју на прикључцима претварача преко којих је повезано ФН поље. Услед прекидачких активности транзистора уграђених у енергетске претвараче (преко којих су ФН поља прикључена на мрежу), у једносмерном колу долази до појаве хармоника који су последица прекидања струје. Користећи технику фазно затворене петље (енг. *phase locked loop* – PLL) за синхронизацију са хармоницима присутним у таласном облику напона и струје, могуће је континуално (и са врло малим кашњењем) пратити фазу и амплитуду хармоника напона и струје изазваних комутацијама. Познавањем амплитуде и фазе хармоника који су присутни у сигнаlima струје и напона ФН система, могуће је одредити импедансу ФН система на учестаности комутација простим дељењем комплексних бројева који представљају фазоре напона и струје хармоника.

У односу на случајеве када нема РЕЛ и када се импеданса ФН поља споро мења, у случајевима са РЕЛ, у колу са ФН пољем се додаје импеданса РЕЛ који слободно гори у простору. Услед изузетно хаотичне природе РЕЛ, чија се дужина и геометрија стално мењају, у импеданси коју чини ФН поље и лук уочава се додатни шум. Овај шум је један од показатеља присуства РЕЛ који се користи у овој методи. Други показатељ који ће се овде користити је имагинарни део импедансе кола – реактансе коју чине ФН систем и потенцијални редни лук. Приликом појаве лука долази до пораста реактансе кола које укључује ФН поље и РЕЛ, што ће у даљем тексту бити теоретски, а затим и експериментално показано. Комбинацијом ова два показатеља омогућено је поуздано и брзо откривање РЕЛ, са имуношћу на спољашњи шум који није последица лука.

Како би се појаснило понашање импедансе ФН поља приликом појаве РЕЛ, у поглављу 6.1 ће се најпре описати динамички модел ФН ћелије и његова линеаризација, која се може користити за мале промене у околини радне тачке. Затим ће у 6.2 бити показано како појава РЕЛ утиче на реактансу ФН поља, док је у поглављу 6.3 описан модел који се односи на мале поремећаје и самог РЕЛ. На крају овог поглавља представљен је и комплетан алгоритам, при чему су сви његови функционални делови посебно описани.

### 6.1. Динамички модел ФН ћелије

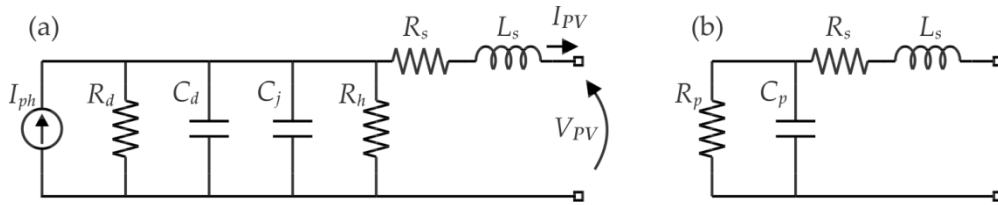
У доступној литератури се могу пронаћи бројни математички модели за статичко и динамичко моделовање ФН ћелије [84]–[87]. На Сл. 6.1 приказан је класични једнодиодни модел ФН ћелије, који се често користи како би се моделовала било једна ФН ћелија, било поље ФН ћелија које се налази у хомогеним условима. Параметар  $I_{ph}$  се рачуна као функција ирадијансе и температуре, док се редна (паразитна) индуктивност, као и редна и паралелна отпорност ( $R_s$  и  $R_t$ ) често сматрају константним [85].



Сл. 6.1 Једнодиодни модел ФН ћелије

Једнодиодни модел се може користити и за динамичко моделовање ФН ћелије, али динамички параметри који описују понашање диоде морају бити изабрани тако да прецизно опонашају физички модел ФН ћелије.

На Сл. 6.2а) приказан је модел ФН ћелије који се односи на мале поремећаје, где је диода замењена двама паралелним капацитивностима ( $C_d$  и  $C_j$ ) и еквивалентном отпорношћу ( $R_d$ ) [86], [87].



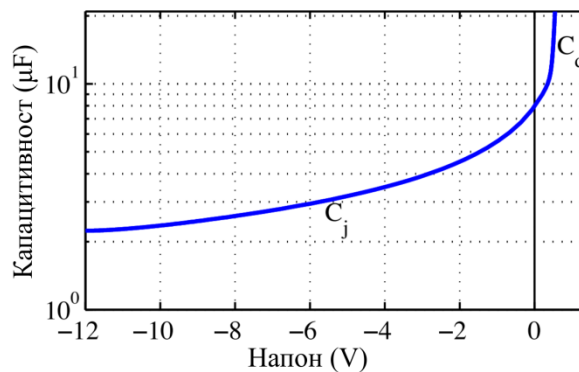
Сл. 6.2 Модел ФН ћелије који се односи на мале поремећаје: (а) проширени модел (б) модел са интегрисаним паралелним елементима

Капацитивност просторног товара ( $C_j$ ) долази као последица промене наелектрисања приликом промене напона у области просторног товара PN споја, док је дифузиона капацитивност ( $C_d$ ) последица присуства наелектрисања у области изван просторног товара. Приликом анализе која се односи на мале поремећаје, DC компоненте (струјни и напонски извори) могу се занемарити, а паралелни елементи ( $R_d$ ,  $R_h$ ,  $C_d$  и  $C_j$ ) са Сл. 6.2а) могу се интегрисати у еквивалентну паралелну отпорност  $R_p$  и капацитивност  $C_p$ , као на Сл. 6.2б).

На учестаности  $\omega$  импеданса еквивалентног кола са Сл. 6.2б) може се написати као:

$$Z = R_s + \frac{R_p}{(\omega R_p C_p)^2 + 1} + j \left[ L_s \omega - \frac{\omega R_p^2 C_p}{(\omega R_p C_p)^2 + 1} \right]. \quad (6.1)$$

Аутори [85], [86] су теоретски и експериментално показали да су параметри  $R_p$  и  $C_p$  изразито нелинеарни. Њихове вредности зависе од вредности напона ФН ћелије, ирадијансе и од саме технологије производње. Када је температура приближно константна, напон ФН ћелије има најзначајнији утицај на вредности  $R_p$  и  $C_p$  [87]. При константној ирадијанси пораст напона ФН ћелије изазива смањење вредности  $R_p$  и експоненцијално повећање вредности  $C_p$ . Математичко извођење и представа вредности  $R_p$  и  $C_p$  у зависности од напона излазе из оквира ове дисертације, а комплетан поступак је дат у [86]. Овде је довољно истаћи да се капацитивност  $C_p$  значајно повећава приликом пораста напона ФН ћелије, а имагинарни део  $Z$  из (6.1), тј. реактанса  $X$ , расте као последица пораста напона. Ово је графички илустровано на Сл. 6.3, преузетој из [86], где је приказана вредност еквивалентне паралелне капацитивности  $C_p$  једне ФН ћелије у зависности од напона.

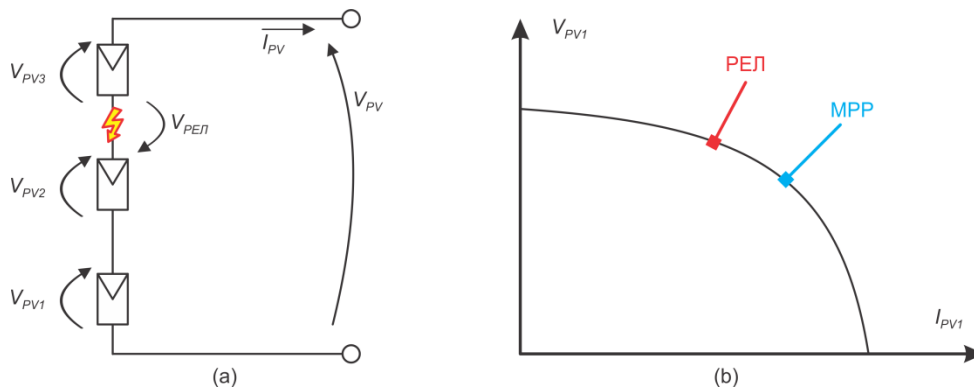


Сл. 6.3 Пример зависности еквивалентне паралелне капацитивности ФН ћелије од напона [86]

На слици је назначено да при инверзној поларизацији ФН ћелије доминантни удео у  $C_p$  има капацитивност просторног товара ( $C_j$ ), док у области директне поларизације доминира дифузиона капацитивност ( $C_d$ ). У нормалном раду (без квара), ФН ћелија се готово увек налази у области директне поларизације, где доминира  $C_d$ . Због тога напон има огроман утицај на еквивалентну капацитивност ФН ћелије ( $C_p$ ) [86].

## 6.2. Утицај РЕЛ на импедансу ФН ћелије на мале поремећаје

На Сл. 6.4а) приказана је једна од могућих локација РЕЛ у ФН низу који је начињен од три ФН ћелије. На овој слици су  $V_{PV}$  и  $I_{PV}$  ознаке за напон и струју ФН низа, док су  $V_{PV1}$ ,  $V_{PV2}$  и  $V_{PV3}$  ознаке за напоне на ФН ћелијама. У овом примеру је претпостављено да је пре РЕЛ радна тачка била близу тачке максималне снаге (MPP) (Сл. 6.4б)). Када дође до појаве РЕЛ, импеданса РЕЛ се додаје на ред са осталим компонентама у колу. У случају да је напон  $V_{PV}$  фиксиран или одржаван на фиксној вредности од стране претварача, РЕЛ изазива нагли пораст напона на ФН ћелијама и помера радну тачку на V-I карактеристици ФН ћелије (Сл. 6.4б)). Нагли пораст напона на ФН ћелијама изазива и нагли пораст  $C_p$ , а тиме и реактансе ФН низа. Овај пораст реактансе се касније користи за откривање РЕЛ.

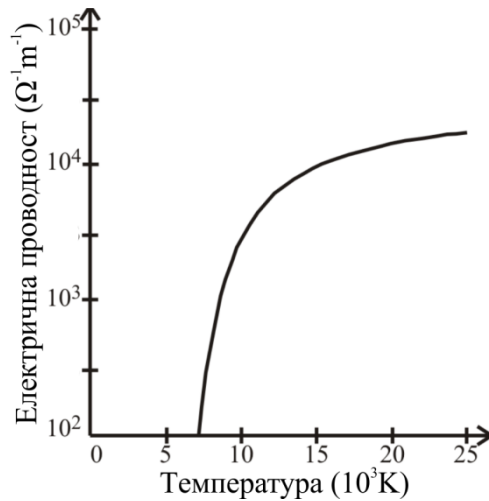


Сл. 6.4 Утицај РЕЛ на напон ФН ћелија у ФН низу: (а) шематски дијаграм (б) позиције радних тачака на V-I карактеристици ФН ћелије

## 6.3. Импеданса РЕЛ која се односи на мале поремећаје

У поглављу 3 је било речи о V-I карактеристикама електричног лука, са примером приказаним на Сл. 3.4. Међутим, карактеристика са Сл. 3.4 је статичка и поставља се питање како изгледа динамичка карактеристика РЕЛ код којег, поред велике једносмерне компоненте, постоји и побуда са сигнаlima малих амплитуда. Циљ овог поглавља је управо да опише понашање РЕЛ у колу једносмерне струје у коме постоји додатна побуда малих амплитуда, која може бити изазвана радом енергетског претварача.

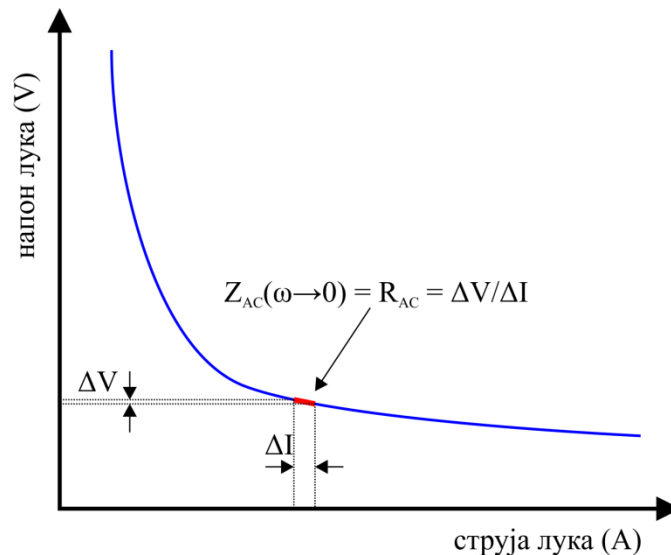
Детаљна теоријска и експериментална анализа, као и описивање једносмерног РЕЛ одговарајућим математичким моделом који се односи на мале поремећаје извршени су у [88]. Овде је важно истаћи да, према [88], електрична проводност РЕЛ доминантно зависи од температуре плазме електричног лука. Примера ради, електрична проводност плазме азота у зависности од температуре приказана је на Сл. 6.5, где се може уочити да, како расте температура, расте и проводност плазме.



Сл. 6.5 Електрична проводност плазме азота у зависности од температуре [88]

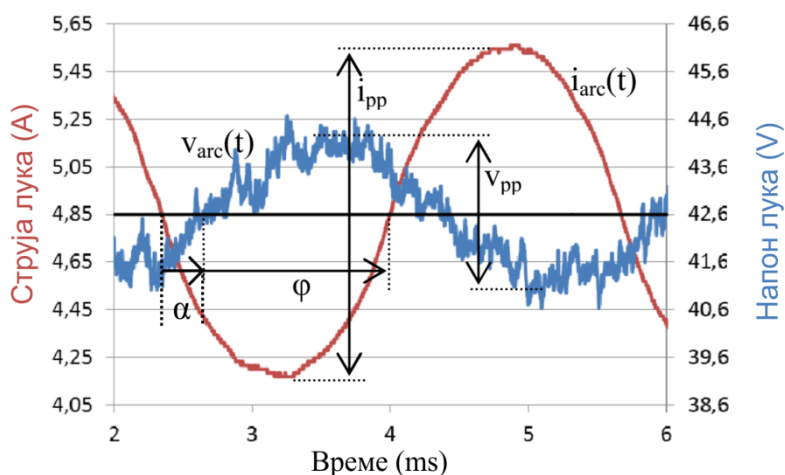
Са друге стране, свака промена струје РЕЛ утиче и на промену температуре плазме, што опет утиче на проводност плазме. Због тога се при повећању вредности струје, услед пораста температуре плазме, смањује отпорност лука. Међутим, због термичког капацитета загрејаног гаса (плазме) и услед ограничене брзине дисипације топлоте, температура плазме не може да се мења тренутно и касни за променама вредности струје.

У случајевима када су промене струје електричног лука врло споре у односу на динамички процес промене температуре плазме, отпорност РЕЛ која се односи на мале поремећаје је заправо негативна, јер се при порасту струје и температуре повећава проводност плазме у односу на стационарну вредност. Ово је у складу са Сл. 3.4 где је дат пример V-I карактеристике електричног лука. На Сл. 6.6 приказана је линеаризација једне радне тачке на V-I карактеристици стационарног електричног лука. При малим и спорим поремећајима, отпорност лука у одређеној радној тачки која се односи на мале поремећаје је једнака првом изводу V-I карактеристике, а први извод је негативан.



Сл. 6.6 Пример линеаризације радне тачке V-I карактеристике стационарног електричног лука

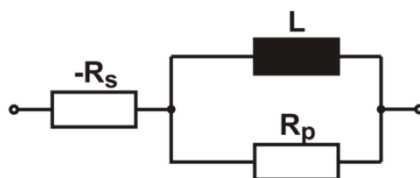
Овај феномен се може уочити на експерименталном узорку који је добијен мерењима спроведеним у [88], приказаним на Сл. 6.7.



**Сл. 6.7** Поступак одређивања импедансе РЕЛ која се односи на мале поремећаје на фреквенцији од 300 Hz на основу експерименталног узорка [88]

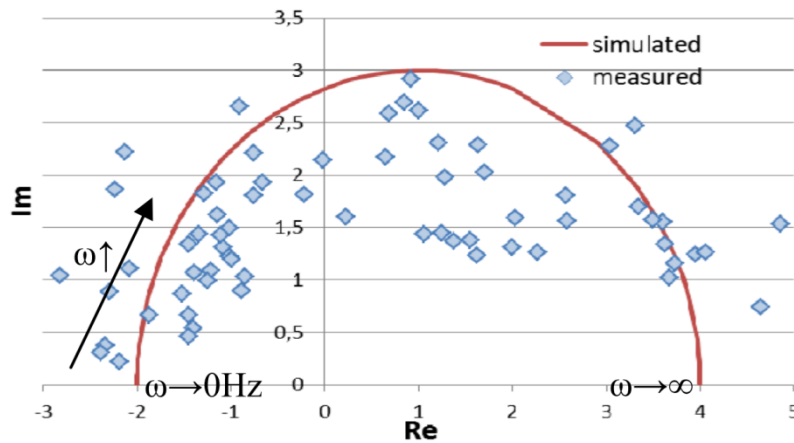
На Сл. 6.7 приказани су таласни облици напона и струје једносмерног РЕЛ са суперпонираном синусоидом мале амплитуде и релативно мале учестаности од 300 Hz. Уочава се да РЕЛ има DC вредност струје од око 4,85 A, на коју је суперпонирана синусоидална компонента од 0,5 A. На основу амплитуда струје ( $i_{pp}/2$ ) и напона ( $v_{pp}/2$ ), као и фазе ( $\varphi$ ) могуће је добити импедансу РЕЛ у облику комплексног броја. Угао ( $\alpha = \pi - \varphi$ ) је последица ограничене брзине промене температуре плазме, односно проводности електричне плазме у односу на промену струје.

Како расте фреквенција ( $\omega$  са Сл. 6.6), расте и угао  $\alpha$  (Сл. 6.7) услед кашњења промене температуре плазме. Због тога температура РЕЛ и проводност плазме постају практично константни при врло брзим променама струје (на високим учестаностима), а отпорност РЕЛ која се односи на мале поремећаје постаје позитивна. Узимајући у обзир ове карактеристике, у [88] је предложена заменска шема РЕЛ за мале поремећаје у форми приказаној на Сл. 6.8.



**Сл. 6.8** Заменска шема РЕЛ у једносмерном колу за мале поремећаје [88]

Примењујући заменску шему са Сл. 6.8 и фитовање у односу на резултате великог броја мерења спроведених у [88], импеданса РЕЛ која се односи на мале поремећаје, у функцији учестаности, при струји лука од око 5 A, приказана је на Сл. 6.9. У приказаном примеру импеданса РЕЛ која се односи на мале поремећаје на учестаности од око  $2\pi \cdot 1$  kHz има карактеристике идеалне пригушнице (реални део импедансе - отпорност је приближно једнак нули).



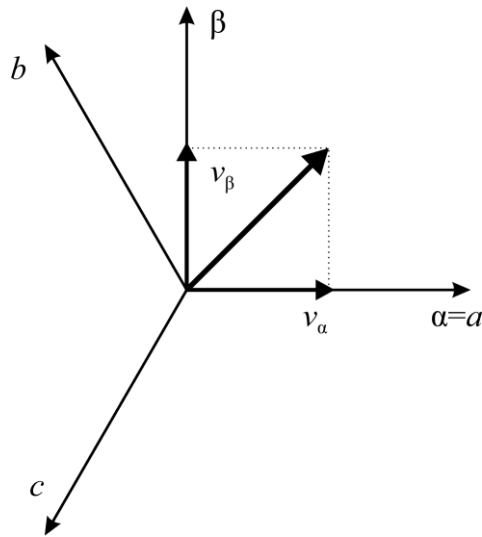
Сл. 6.9 Упоредни приказ прорачунатих и мерених вредности импедансе РЕЛ која се односи на мале поремећаје, приказаних у функцији учестаности [88]

За потребе ове дисертације није важно одређивање тачних вредности импедансе лука која се односи на мале поремећаје у зависности од учестаности, али је важно истаћи да је реактанса лука при малим поремећајима увек позитивна. Ово је последица кашњења промене температуре плазме у односу на струју РЕЛ, што је детаљно објашњено у [88]. У случају РЕЛ у колу са ФН панелима, где су присутни хармоници изазвани комутацијама претварача, поред пораста реактансе панела на учестаности комутација описаног у поглављу 6.2 појављује се и реактанса самог РЕЛ. Дакле, са појавом РЕЛ повећава се укупна реактанса ФН система која се односи на мале поремећаје која се може мерити са стране прикључака претварача.

#### 6.4. Алгоритам методе за откривање РЕЛ на основу праћења импедансе ФН поља на учестаности комутација

Предложени алгоритам за откривање РЕЛ заснован је на методама које су нашле широку примену у областима које се баве брзом естимацијом фазе и амплитуде сигнала напона у једнофазним електричним мрежама са високим хармонијским дисторзијама. Наиме, дисторзије у таласном облику напона могу да изазову тешкоће приликом синхронизације уређаја енергетске електронике на електричну мрежу, тако да су бројни приступи предложени како би се решио овај проблем [89], [90]. Развој у овој области је прилично унапредовао и у време писања ове дисертације у доступној литератури су се могле пронаћи технике којима је могуће одредити тренутну фазу и амплитуду основног хармоника сигнала на временском интервалу који траје половину периоде основног хармоника. Поред тога, савремене методе постају врло робусне за више хармонике [90], те се у оквиру стандардних тестова нових метода испитују и перформансе приликом синхронизације на таласне облике високих дисторзија, па чак и на поворку четвртки [91].

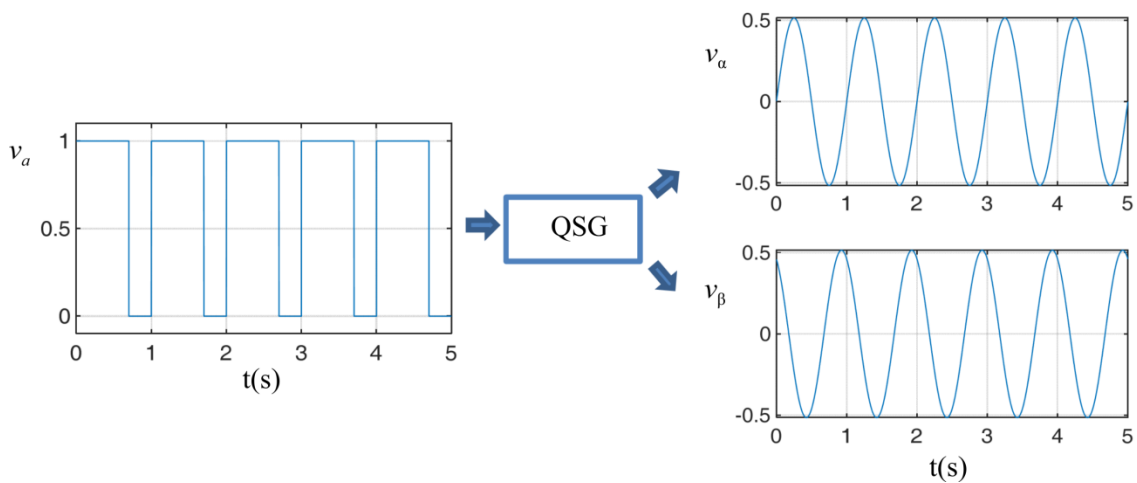
Подсећања ради, код трофазних система је релативно једноставно извршити тзв. Кларкину трансформацију [16], те из тренутних вредности сигнала у  $abc$  координатном систему добити вредности у фиксном  $\alpha\text{-}\beta$  координатном систему, што је илустровано на Сл. 6.10. Дакле, применом Кларкине трансформације једноставно се добијају вредности фазе и амплитуде фазора у фиксном  $\alpha\text{-}\beta$  координатном систему.



Сл. 6.10 Илустрација примене Кларкине трансформације

За разлику од трофазних система, код једнофазних система постоји само једна фаза, тј. једно мерење. Због тога се не може применити Кларкина трансформација и добити тренутна амплитуда и фаза сигнала. Једно од решења којим је могуће превазилажење проблема синхронизације на једнофазни систем је употреба генератора квадратуре сигнала (енг. *Quadrature Signal Generator* – QSG) и склопа за детекцију фазе (енг. *Phase Locked Loop* – PLL) [90]. У овом раду се користи управо QSG структура како би се у односу на први хармоник сигнала од интереса генерисао сигнал фиктивне квадратуре – сигнал који је померен за  $90^\circ$  у односу на сигнал који се анализира. На тај начин се, поред  $\alpha$  компоненте сигнала која је у фази са основним хармоником, вештачки генерише  $\beta$  компонента која је у квадратури са основним хармоником.

Само пројектовање QSG структуре и одабир оптималних параметара QSG и PLL нису у главном фокусу ове дисертације и биће описани у прилогу (поглавља 13.1 и 13.2). За опис предложене методе довољно је ослонити се на илустрацију дату на Сл. 6.11. Дакле, према Сл. 6.11, на улазу у QSG блок налази се периодичан сигнал  $v_a(t)$  са значајним садржајем виших хармоника и једносмерном компонентом. Као излаз из QSG структуре, у идеализованом случају, добијају се синусоиде  $v_a(t)$  и  $v_\beta(t)$ . Учестаности и амплитуде  $v_a(t)$  и  $v_\beta(t)$  једнаке су учестаности и амплитуди основног хармоника  $v_a(t)$ , при чему је  $v_a(t)$  у фази, а  $v_\beta(t)$  у квадратури са  $v_a(t)$ .

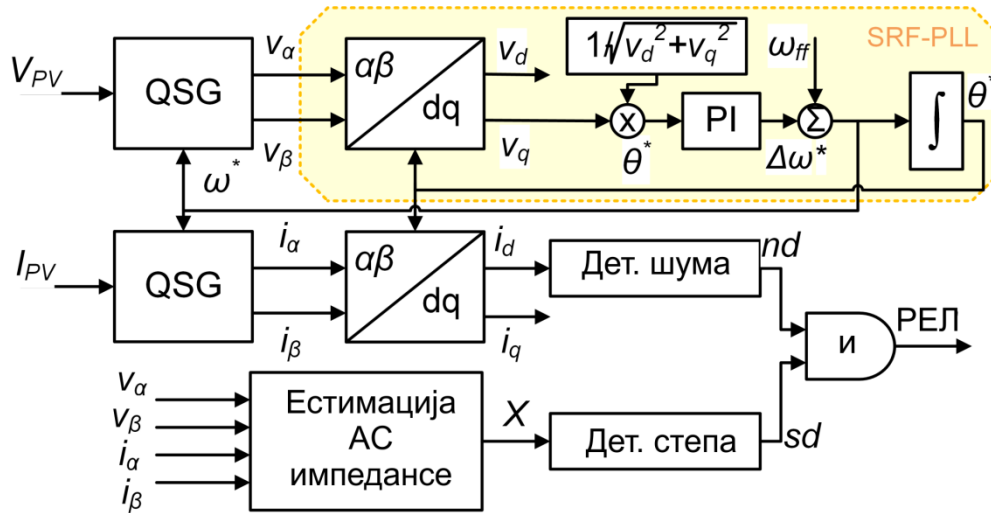


Сл. 6.11 Илустрација рада QSG структуре

Познавањем  $\alpha$  и  $\beta$  компоненти једноставно је одредити амплитуду и фазу тачке у  $\alpha$ - $\beta$  координатном систему, које у овом случају представљају тренутну амплитуду и фазу основног хармоника сигнала  $v_a(t)$ .



Имајући у виду функционисање QSG структуре, предложени алгоритам ће бити описан према илустрацији са Сл. 6.12, при чему ће компоненте које се користе за детекцију шума и детекцију степ промене бити описане у посебним поглављима. На Сл. 6.12 користе се два QSG блока, на чије се улазе доводе сигнали напона и струје на прикључцима ФН поља. Излази из QSG блокова су  $\alpha$  и  $\beta$  компоненте основних хармоника струје и напона изазваних радом претвараача у фиксном  $\alpha$ - $\beta$  координатном систему. Предложене QSG структуре имају могућност компензације једносмерне компоненте улазних сигнала, те није потребно вршити никакву филтрацију пре QSG блокова.

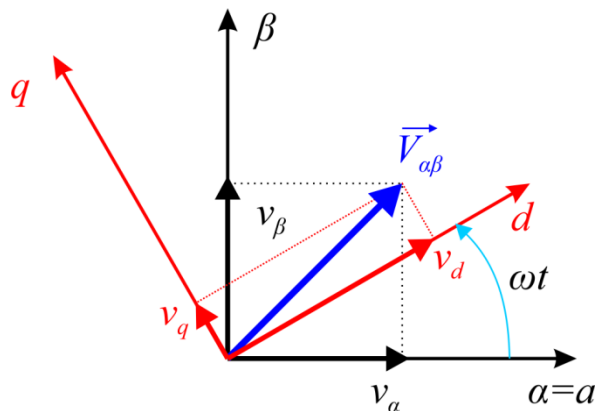


Сл. 6.12 Предложени алгоритам за откривање РЕЛ праћењем импедансе ФН поља на учестаности комутација

Излази сигнала струје и напона из QSG у  $\alpha$ - $\beta$  координатном систему се доводе на улаз блокова за  $\alpha\beta/dq$  трансформацију. Блок  $\alpha\beta/dq$  врши трансформацију компоненти из неротирајућег  $\alpha$ - $\beta$  координатног система у ротирајући  $d$ - $q$  координатни систем. Формула за  $\alpha\beta/dq$  трансформацију је:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta_0) & \sin(\omega t + \theta_0) \\ -\sin(\omega t + \theta_0) & \cos(\omega t + \theta_0) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}, \quad (6.2)$$

а графичка илустрација  $\alpha\beta/dq$  трансформације приказана је на Сл. 6.13.



Сл. 6.13 Илустрација  $\alpha\beta/dq$  трансформације

Поред  $\alpha\beta$  вредности, за  $\alpha\beta/dq$  трансформацију потребна је и вредност угла ( $\theta^*$  на Сл. 6.12) са којим ротира  $d$ - $q$  координатни систем. Ако се вектор  $\vec{V}_{\alpha\beta}$  ротира константном угаоном брзином  $\omega$ , тада се ротирањем  $d$ - $q$  координатног система, такође угаоном брзином  $\omega$ , имају једносмерне вредности  $v_d$  и  $v_q$ .

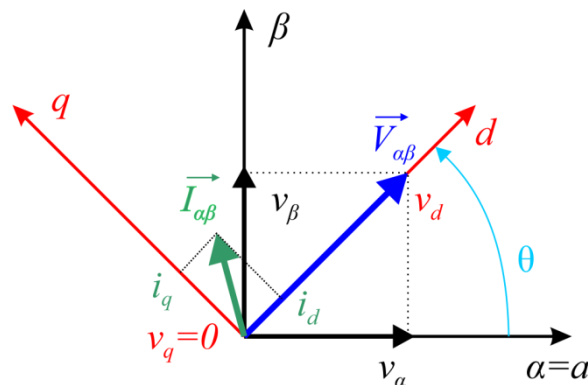
У применама где се сличне структуре користе за синхронизацију са напоном АС мреже познато је да се кружна учестаност  $\omega$  налази у близини  $2\pi \cdot 50$  Hz или  $2\pi \cdot 60$  Hz. Због тога се та информација користи као почетна вредност излаза интегратора PI регулатора са Сл. 6.12. Друга опција је да се на излаз интегратора чија је почетна вредност нула дода нека константна вредност. На Сл. 6.12 приказана је друга опција, а константна вредност са којом се сабира излаз PI регулатора означена је са  $\omega_{ff}$  (енг. *feedforward*). Пошто се техника предложена у овој дисертацији користи за синхронизацију са основним хармоником учестаности која није унапред позната,  $\omega_{ff}$  заправо представља иницијално претпостављену фреквенцију основног хармоника помножену са  $2\pi$ .

У горњој грани алгоритма са Сл. 6.12 налази се још и дељење са амплитудом  $\vec{V}_{\alpha\beta}$  (чланом  $1/\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}$ ), које служи за нормализацију сигнала. Нормализована вредност  $v_q$  се користи као грешка која се доводи на улаз PI регулатора, а нормализација се врши да се избегне промена динамичких карактеристика PLL са променама амплитуде  $\vec{V}_{\alpha\beta}$ .

Како би се описао рад PLL кола са Сл. 6.12, замислимо да су нам познате вредности  $v_\alpha$  и  $v_\beta$  и да имамо неку претпоставку о  $\omega_{ff}$  и почетни услов ( $\theta_0$ ) на интегратору са чијег излаза се генерише угао  $\theta^*$ , према (6.3).

$$\theta^* = \int \omega^* dt + \theta_0 \quad (6.3)$$

Вредност  $\omega^*$  је естимација кружне учестаности основног хармоника, добијена као збир  $\omega_{ff}$  и  $\Delta\omega$ . На пример, ако је  $v_q$  компонента у анализираном тренутку већа од нуле, деловањем PI регулатора повећава се вредност  $\Delta\omega$  (убрзава се ротирање  $d$ - $q$  координатног система), чиме се смањује  $v_q$  компонента. Када  $v_q$  компонента деловањем PI регулатора конвергира ка вредностима које су врло блиске нули, сматрамо да се PLL синхронизовао са вектором  $\vec{V}_{\alpha\beta}$ , тј. да се  $\vec{V}_{\alpha\beta}$  и  $d$  оса поклапају. У том случају,  $\omega^*$  има вредност која је једнака правој вредности  $\omega$ , а угао  $\theta^*$  је једнак тренутној фази  $\vec{V}_{\alpha\beta}$ . Ако се  $\theta^*$  искористи за  $\alpha\beta/dq$  трансформацију вектора  $\vec{I}_{\alpha\beta}$ , тада имамо и вредности  $i_d$  и  $i_q$  које се налазе у истом координатном систему као и вредности  $v_d$  и  $v_q$ . Ово је илустровано на Сл. 6.14, где су приказане  $dq$  компоненте  $\vec{V}_{\alpha\beta}$  и  $\vec{I}_{\alpha\beta}$  у  $d$ - $q$  координатном систему који је синхронизован са  $\vec{V}_{\alpha\beta}$  –  $v_d$  компонента се поклапа са  $d$ -осом, а  $v_q$  компонента је једнака нули.



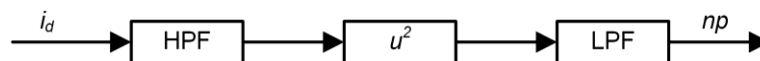
Сл. 6.14 Илустрација  $dq$  компоненти напона и струје у  $d$ - $q$  координатном систему који је синхронизован са сигналом  $v_a(t) = v_{PV}(t)$

У нормалним радним условима ФН система очекиване су споропроменљиве вредности напона и струја у  $d$ - $q$  координатном систему, али и вредности реактансе  $X$  која се може

добити као имагинарни део количника комплексних бројева  $v_\alpha + j \cdot v_\beta$  и  $i_\alpha + j \cdot i_\beta$ . Како је напон на прикључцима ФН поља ( $V_{PV}$ ) мање подложен утицају шума због кондензатора  $C_{PV}$  (приказаног на Сл. 2.4), вредности струја основног хармоника изазваног комутацијама претвараача у  $d$ - $q$  координатном систему долазе као последица присуства наизменичне компоненте напона између прикључака ФН поља и импедансе ФН поља. Када се у колу појави РЕЛ, хаотична импеданса се додаје на ред у ово коло. Како је PLL синхронизован са напоном ( $\vec{V}_{\alpha\beta}$ ), хаотична природа РЕЛ се манифестује као шум присутан у амплитуди и фази  $\vec{I}_{\alpha\beta}$ , а тиме и у  $d$ - $q$  компонентама струје. Овде је изабрана  $i_d$  компонента за праћење шума у колу, иако се шум може уочити у обе компоненте. Закључно, ако поред појаве додатног шума дође и до нагле позитивне скоковите промене реактансе  $X$ , сигнализира се присуство РЕЛ.

#### 6.4.1 Детекција шума изазваног РЕЛ

Процес детекције шума изазваног РЕЛ илустрован је на Сл. 6.15. Сигнал  $i_d$ , који представља  $d$  компоненту струје хармоника изазваног комутацијама, филтрира се филтером пропусником високих учестаности другог реда (енг. *High Pass Filter* – HPF) са непропусним опсегом од 5 kHz. Ово филтрирање се врши како би се елиминисао утицај рада МРРТ, али и других спорих пролазних процеса који се могу јавити при нормалном раду. Након HPF сигнал се квадрира како би се добила снага сигнала, а затим филтрира филтером пропусником ниских учестаности (енг. *Low Pass Filter* – LPF) првог реда са пропусним опсегом од 15 Hz. LPF се додаје да би се уклонили краткотрајни импулси који се могу појавити током транзијената у нормалном раду.

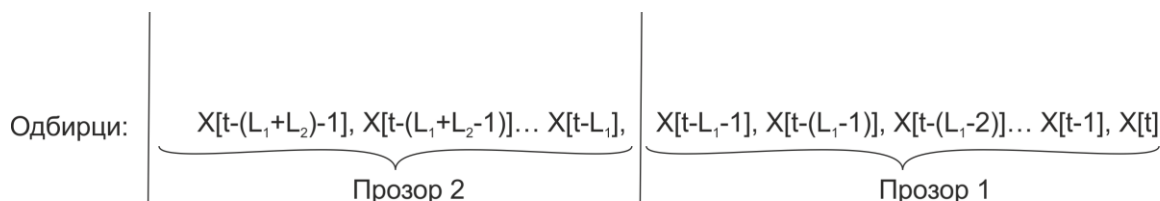


Сл. 6.15 Детекција шума изазваног РЕЛ

#### 6.4.2 Детекција степ промене реактансе

У поглављу 6.2 препознато је да РЕЛ изазива наглу (степ) промену реактансе ФН поља ( $X$ ), али остаје питање како открити да ли се та промена догодила. Штавише, вредност реактансе ФН поља није унапред позната, нити се зна колико ће повећање  $X$  изазвати РЕЛ. Срећом, овај проблем, познат као детекција степ промена, добро је описан у научној литератури [92]. Према [92], откривање степ промена може се сматрати процесом проналажења наглих промена средње вредности сигнала. У овој дисертацији је имплементирана хеуристичка метода која се заснива на статистичким својствима сигнала пре појаве и за време трајања РЕЛ.

Предложена техника откривања степ промена заснива се на два клизајућа прозора који садрже вредности  $X$ . Прозор 1 је дужине  $L_1$ , док је прозор 2 дужине  $L_2$  и клизи иза прозора 1. Ово је илустровано на Сл. 6.16, где су приказана два прозора са припадајућим вредностима  $X$ . На Сл. 6.16 са  $X[t]$  приказана је најновија вредност  $X$ , са  $X[t-1]$  прва вредност пре ње итд.



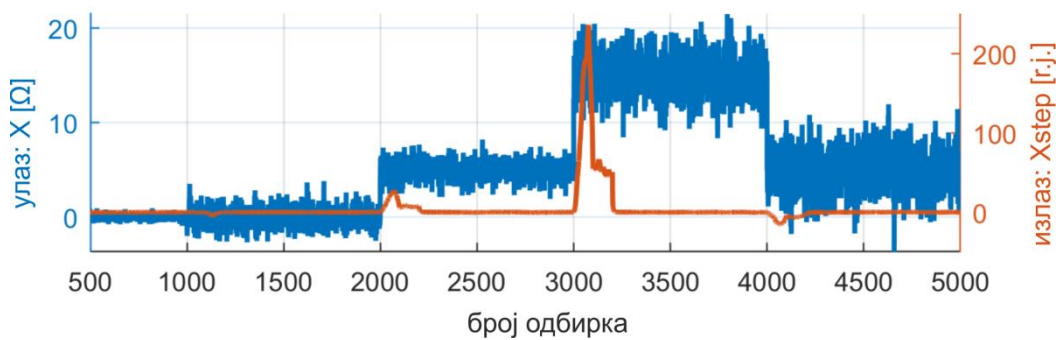
Сл. 6.16 Илустрација клизајућих прозора

Дефинисаће се  $\mu_1$  и  $\mu_2$  као средње вредности узорака из прозора 1 и прозора 2, а  $\sigma_1^2$  и  $\sigma_2^2$  као њихове варијансе. Општи приступ за упоређивање ова два скупа података може бити испитивање две хипотезе:  $H_0$  – статистичка расподела вредности у оба прозора је иста и  $H_1$  –

дистрибуције се значајно разликују и  $H_0$  се може одбити. Као што је претходно речено, услед појаве РЕЛ расте реактанса ФН поља и уноси се ружичасти шум у коло. Дакле, након појаве РЕЛ очекујемо пораст средње вредности, али и варијансе  $X$ . Стога можемо да тестирамо ове две хипотезе:  $H'_0 - \mu_1$  и  $\sigma_1^2$  нису већи од  $\mu_2$  и  $\sigma_2^2$ , и  $H'_1 - \mu_1$  и  $\sigma_1^2$  су значајно већи од  $\mu_2$  и  $\sigma_2^2$ . Како би се провериле ове хипотезе, дефинисаће се  $Xstep$  индикатор као:

$$Xstep = \frac{\mu_1 - \mu_2}{\sigma_2 \cdot \left(\frac{\sigma_2}{\sigma_1}\right)^2} . \quad (6.4)$$

У бројиоцу (6.4) је разлика између средњих вредности, која расте када се средња вредност прозора 1 повећа у односу на прозор 2. У имениоцу је стандардна девијација прозора 2 (са вредностима  $X$  без квара) помножена са односом варијанси  $\sigma_1^2$  и  $\sigma_2^2$  прозора 1 и прозора 2. Дакле,  $Xstep$  постаје већи када је степ промена средње вредности праћена повећањем варијансе сигнала. Перформансе  $Xstep$  индикатора тестиране су најпре на синтетичком сигналу приказаном на Сл. 6.17, док су дужине оба прозора ( $L_1$  и  $L_2$ ) постављене на 200.



Сл. 6.17 Перформансе  $Xstep$  индикатора у односу на таласни облик сигнала  $X$

Пре 1000. одбирка  $X$  има нормалну дистрибуцију са нултом средњом вредношћу и варијансом од 0.1. Након 1000. одбирка варијанса се изненада повећава десетоструко – на вредност 1, али  $Xstep$  сигнал остаје на ниској вредности. Ово понашање је корисно у случају шума који може бити индукован неким другим спољњим догађајима, а не услед појаве РЕЛ, јер појава самог шума без степ промене средње вредности неће изазвати лажно реаговање алгоритма. Након 2000. одбирка са (Сл. 6.17) средња вредност  $X$  расте на 5 и долази до одређеног пораста  $Xstep$  сигнала. Међутим, највеће повећање  $Xstep$  сигнала уочава се када се повећају и средња вредност и варијанса, што је симулирано након 3000. одбирка. Ту је средња вредност постављена на 15, а варијанса на 5. У случају да се промени средња вредност на доле, (после 4000. одбирка), долази до промене  $Xstep$  сигнала на доле, тако да се степови на горе и на доле могу лако разликовати.

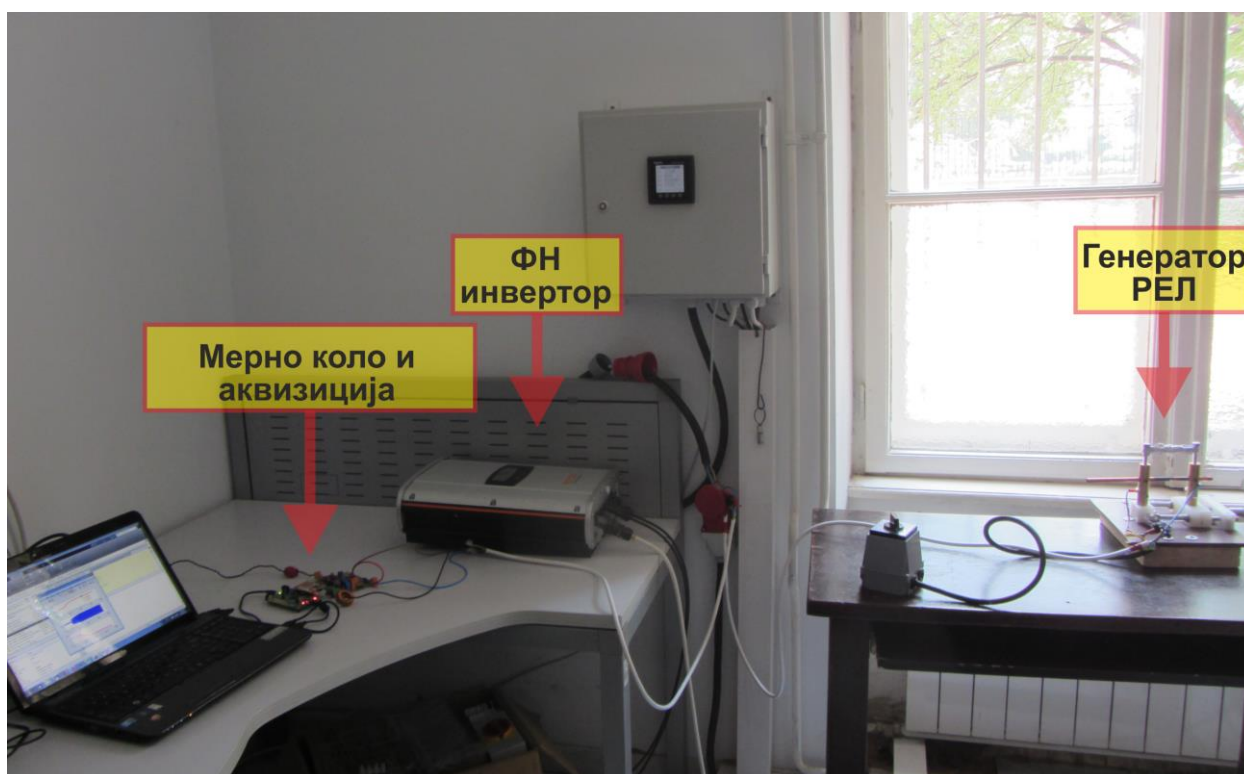
Дакле, за примену предложене методе, којом се прати појава степ промена, није потребно познавати стварне вредности  $X$  пре и после квара. Једина вредност која је овде потребна је вредност границе реаговања алгоритма за  $Xstep$  сигнал. Овде треба нагласити да је део формуле (6.4) (без  $(\sigma_2/\sigma_1)^2$ ) заснован на познатој формули која се користи за скалирање нормалне дистрибуције на стандардну нормалну дистрибуцију (дистрибуција са нултом средњом вредношћу и јединичном стандардном девијацијом). Стога се  $Xstep$  индикатор може посматрати као множилац стандардне девијације узорака из прозора пре евентуалног квара ( $\sigma_2$ ). Због тога су вредности  $Xstep$  повезане са вероватноћом догађаја преко емпиријских „сигма правила“. Подсећања ради, ако се анализира стандардна нормална дистрибуција, 99,73% одбирака се налази унутар интервала  $\pm 3 \sigma$ , а 99,9999% унутар  $\pm 5 \sigma$ . Стога је вероватноћа појаве одбирка који је ван опсега од, на пример,  $\pm 5 \sigma$  мања од 0,0001%.

## 7. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА МЕРЕЊА НА КОМЕРЦИЈАЛНОМ ФН СИСТЕМУ

У овом поглављу су приказани резултати мерења спроведених на комерцијалном ФН систему који се налази у Лабораторији за високи напон у оквиру Електротехничког факултета у Београду. Најпре је приказана експериментална поставка помоћу које су извршена мерења, а затим су приказани и анализирани резултати мерења у временском и фреквентном домену.

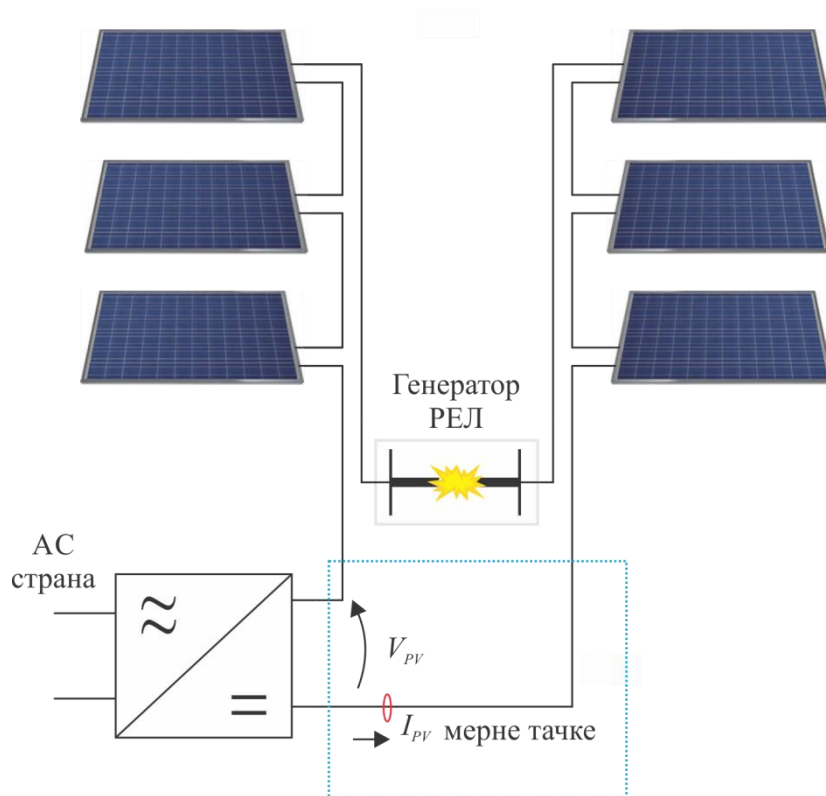
### 7.1. Експериментална поставка за прикупљање података

Сва мерења су извршена на комерцијалном ФН систему који је повезан на јавну АС мрежу. ФН поље се састоји од 6 ФН панела (*First Solar ZDNY-235P60*) повезаних на ред и са укупном инсталисаном снагом од 1,41 kW. ФН поље је повезано на SG 1K5TL-31 соларни инвертор, назначене снаге 1,6 kW. Лабораторијска поставка је приказана на Сл. 7.1, где су приказани ФН инвертор, генератор РЕЛ, мерно коло и уређај за аквизицију сигнала.



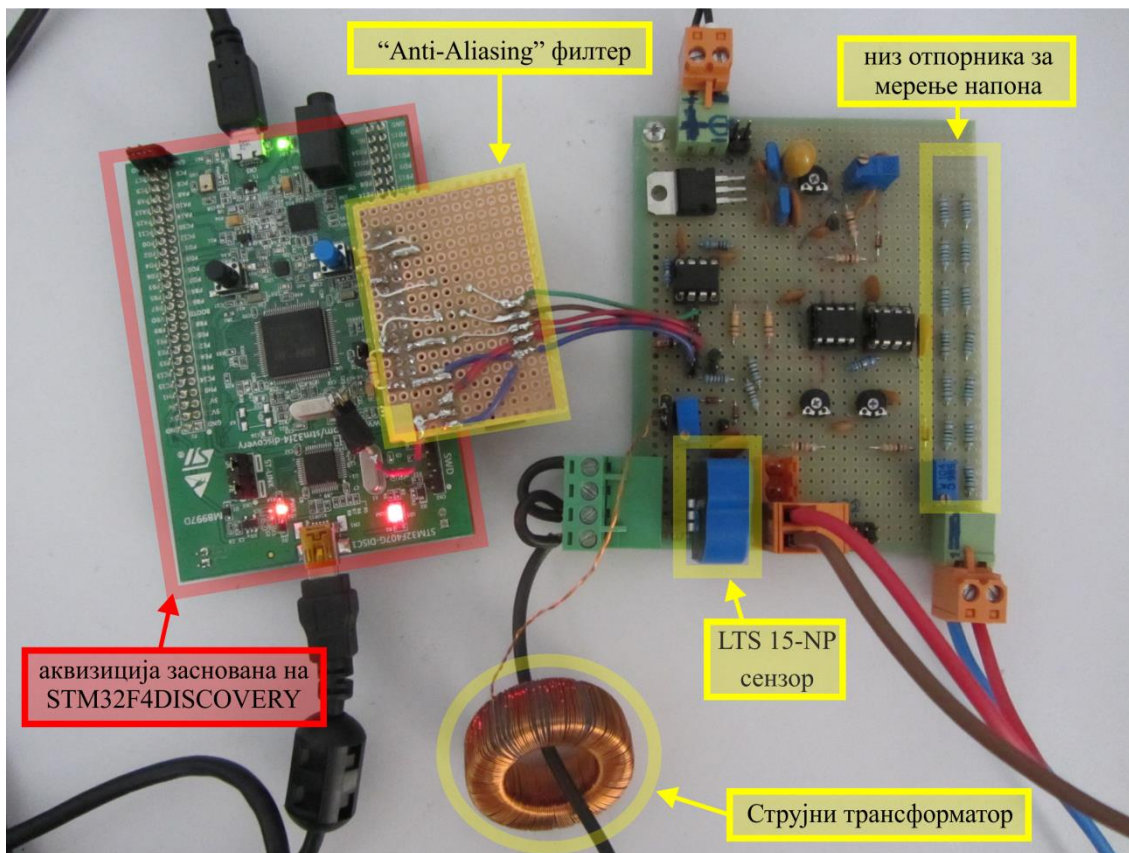
Сл. 7.1 Лабораторијска поставка

Шематски приказ експерименталне поставке дат је на Сл. 7.2. ФН панели су лоцирани поред зграде Електротехничког факултета.



Сл. 7.2 Шематски приказ експерименталне поставке

Мерно коло и аквизиција су детаљније приказани на Сл. 7.3.

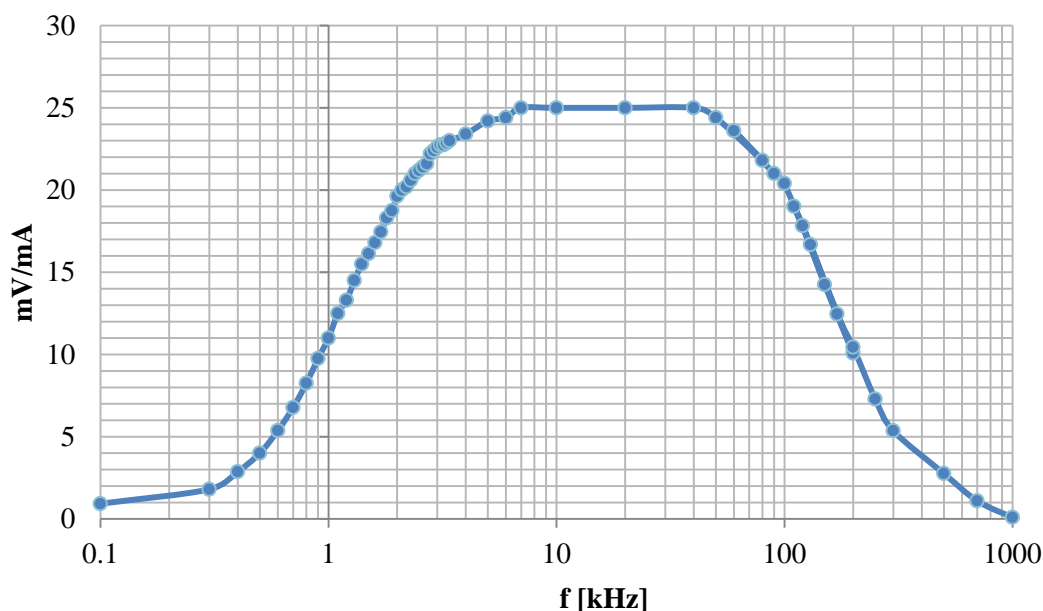


Сл. 7.3 Коло за прилагођење и аквизицију сигнала

Мерно коло је направљено да би се сигнали напона и струје ФН поља тако прилагодили да су на излазу мерног кола напони који се крећу од 0 V до 3,3 V. Као излаз из мерног кола, добијена су три сигнала:

1. напон ФН поља ( $v_{PV}$ ),
2. струја ФН поља ( $i_{PV}$ ),
3. филтрирана вредност струје ФН поља (са филтером пропусником опсега учестаности), која је добијена у облику напона ( $v_{BPF}$ ).

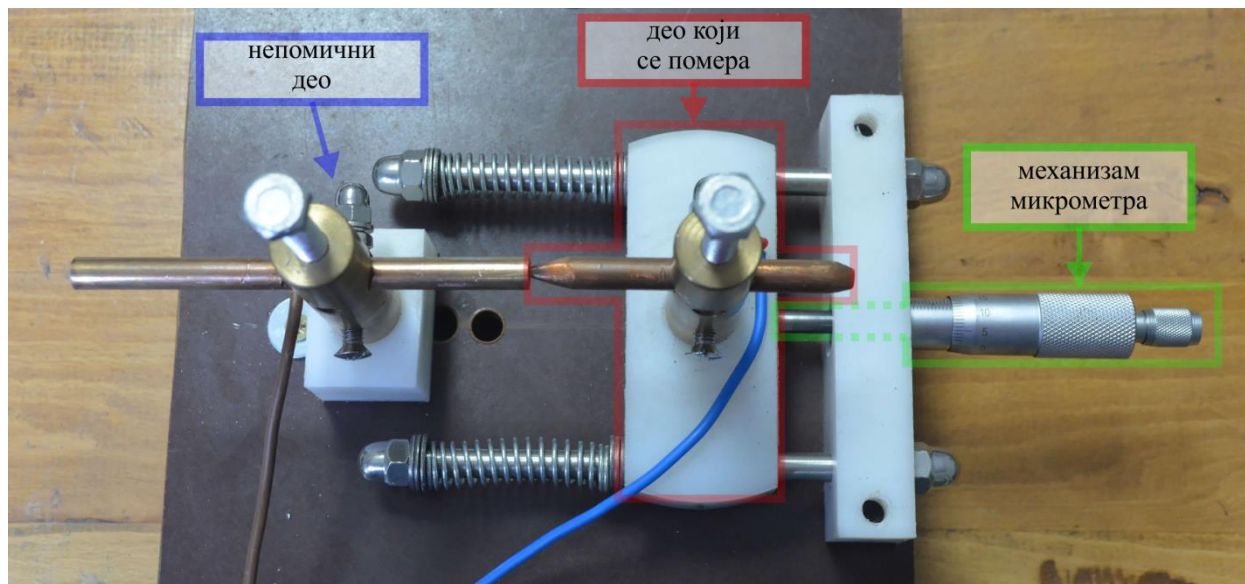
Напон ФН поља је добијен помоћу напонског разделника који је формиран од низа отпорника. Мерни опсег напона је од 0 V до 330 V. Сигнал струје ФН поља је добијен мерењем струје помоћу струјног сензора LTS 15-NP, произвођача LEM [93]. LTS 15-NP сензор користи Холов ефекат за мерење струје, те може да мери и једносмерну компоненту струје. Мерни опсег је  $\pm 15$  A. Међутим, поред једносмерне компоненте струје, овде је потребно измерити и сигнал струје из опсега учестаности од 1 kHz до 100 kHz, који је од интереса за откривање РЕЛ. Овај сигнал може бити врло мале снаге у односу на једносмерну компоненту. Због тога је посебно направљен филтер пропусник учестаности на који је доведен сигнал са струјног трансформатора направљеног од језгра торусног облика T106-52, произвођача *Micrometals* [94]. Резултантна амплитудска карактеристика преносне функције филтера пропусника учестаности на излазу мерног кола (сигнал  $v_{BPF}$ ) приказана је на Сл. 7.5. Са Сл. 7.5 се може закључити да овај филтер има оквирни пропусни опсег од 2 kHz до 100 kHz.



Сл. 7.4 Амплитудска карактеристика филтера пропусника опсега учестаности

У основи система за аквизицију података који је овде примењен и приказан на Сл. 7.3 је STM32F407 микроконтролер (енг. *Digital Signal Processor – MCU*) [95], тј. STM32DISCOVERY гарнитура [96], која у себи садржи STM32F407 MCU. Процесор STM32F407 садржи три АД конвертора са дванаестобитном резолуцијом, којима може независно да се управља. Аквизиција је за потребе ове дисертације подешена тако да три АД конвертора истовремено одабирају сигнале са три различита канала: напон ФН поља ( $v_{PV}$ ), струју ФН поља ( $i_{PV}$ ) и излаз филтера ( $v_{BPF}$ ). Учестаност одабирања је подешена на 200 kHz. На STM32F407 чипу је формиран ФИФО бафер, на који се складиште вредности које су добијене мерењима, а са кога се, у паралели, подаци пребацују на персонални рачунар преко USB порта. Дакле, помоћу ове аквизиције је могуће паралелно снимати 3 канала са учестаности одабирања од 200 kHz у временском интервалу који је практично неограничен. У овој фази, никакви прорачуни нису вршени на MCU. MCU је овде употребљен само за аквизицију сигнала.

Генератор РЕЛ је приказан на Сл. 7.5. Опруге са Сл. 7.5 су напегнуте тако да помични део, који клизи по две цилиндричне вођице, налаже на навој микрометра.



Сл. 7.5 Генератор РЕЛ

Ротацијом микрометра се помера помични део, те се мења размак између електрода. Електроде које су се користиле у експериментима су од бабра, што је у складу са препорукама из [37]. Када су електроде спојене, постоји електрични контакт између електрода и нема РЕЛ. Окретањем микрометра, електроде се полако раздвајају и омогућава се појава РЕЛ.

## 7.2. Резултати мерења и фреквентна анализа

Како би се анализирале перформансе предложених алгоритама, извршено је више мерења у различитим радним режимима и при различитим поремећајима, од којих ће се овде приказати само карактеристични. Резултати мерења су подељени у две групе:

1. тестови којима се испитује робусност алгоритама, тј. да ли ће алгоритми лажно реаговати у случајевима транзијента који се могу јавити у нормалном раду;
2. тестови којима се испитује осетљивост алгоритама, тј. могућност откривања РЕЛ у различитим условима.

### 7.2.1 Тестови којима се испитује робусност алгоритама на транзијенте у нормалним радним режимима

Пре него што се крене са представљањем резултата, важно је описати начин рада SG 1K5TL-31 соларног инвертора. Наиме, покретање инвертора из стања мировања врши се окретањем ручице прекидача са задње стране, услед чега се на први поглед ништа не дешава (али је мерењима показано другачије). Тек после неколико минута, на дисплеју инвертора се може уочити да је инвертор под напоном, а снага која се инјектује у мрежу подиже се са нулте вредности тек нешто касније. За наведен процес сигурно постоји техничко образложење, јер сваки инвертор пре подизања снаге мора да прође кроз фазе пуњења кондензатора и синхронизације са мрежом, које у овом случају трају необично дуго.

Тестови који су спроведени у оквиру испитивања робусности алгоритама су:

1. покретање ФН система из стања мировања (окретање ручице за покретање),
2. подизање снаге након синхронизације (хладан старт),
3. осцилације снаге услед кретања облака,
4. осцилације снаге услед брзих парцијалних сенки,
5. нагло искључивање и укључивање (врућ старт).



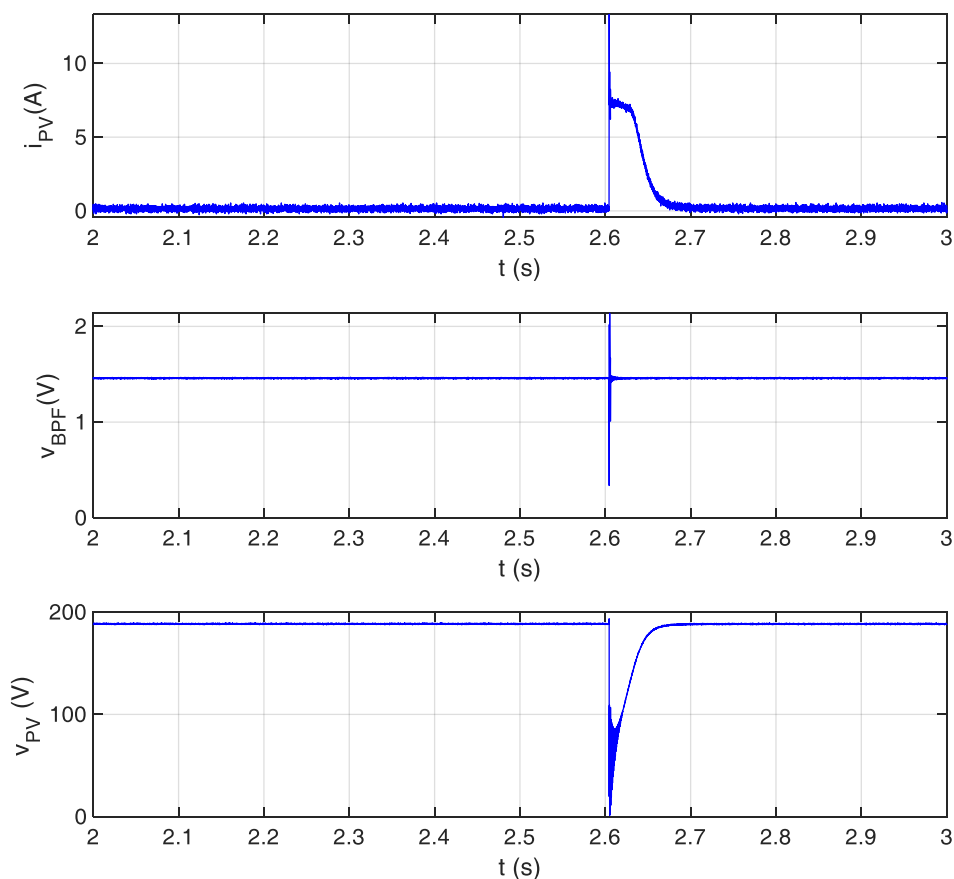
Ови тестови су извршени како би се испитала имуност предложених алгоритама на лажно реаговање у случајевима поремећаја који се могу јавити у нормалним радним режимима ФН система. У овим транзијентима мењају се електричне карактеристике ФН поља, али и режими рада енергетског претварача, па тиме и таласни облици струје и напона на ФН систему.

#### 7.2.1.1 Покретање ФН система окретањем ручице за покретање

Снимак покретања ФН система окретањем ручице приказан је на Сл. 7.6. Снимање је започето непосредно пре окретања ручице. Пре покретања, струја ФН система је на нули, а напон ФН поља је на вредности напона празног хода.

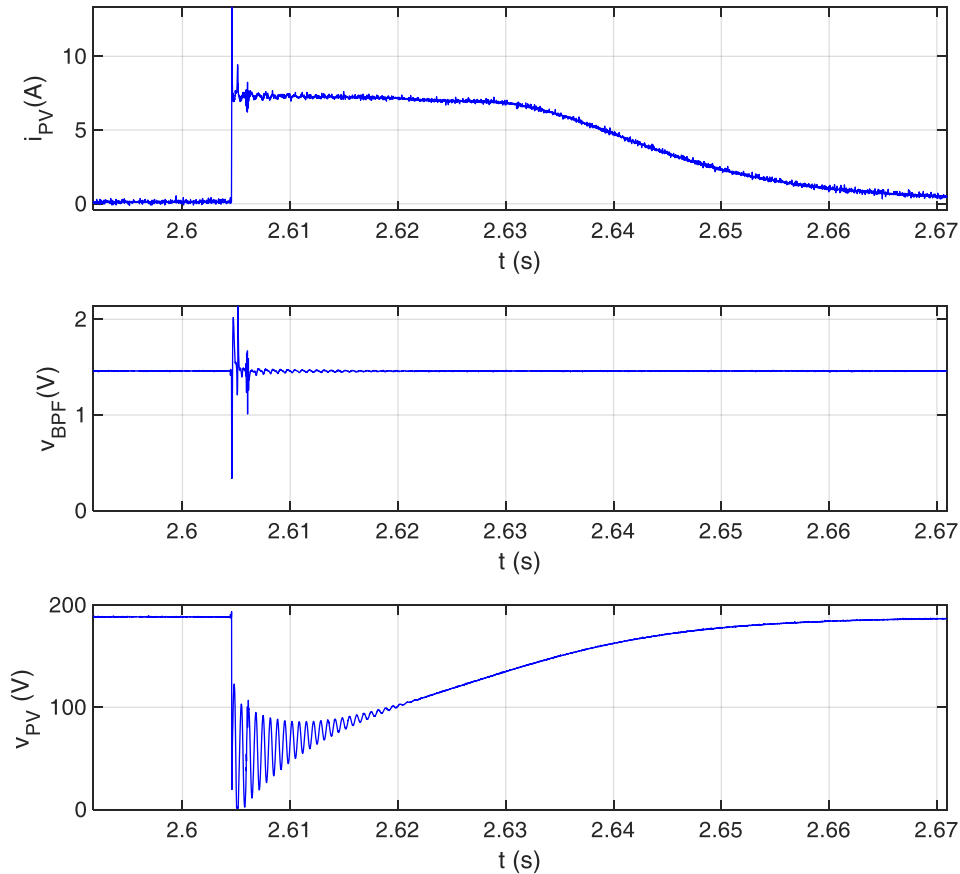
Треба напоменути и да је процес стартовања било ког претварача врло динамичан и често тешко контролабилан процес [97]. Због тога се приликом покретања претварача користе специјалне стратегије којима се избегавају могући проблеми са пренапонима и преоптерећењима различитих компоненти. И док се у научној литератури може пронаћи мноштво различитих топологија претварача и управљачких алгоритама, готово да не постоје радови који се баве стратегијама покретања претварача [97]. Публикована решења се скоро искључиво могу пронаћи у форми заштићене интелектуалне својине (патента) [98]–[100]. Непубликована решења остају тајна произвођача.

Код претварача који је овде анализиран примећено је да приликом покретања долази до наглог пораста струје и пада напона ФН система на нулту вредност (Сл. 7.6).



**Сл. 7.6 Снимак покретања ФН система**

Након пропада напона, у таласном облику напона се могу приметити пригушене осцилације, које су јасније уочљиве на Сл. 7.7, где је Сл. 7.6 зумирана по x-оси.

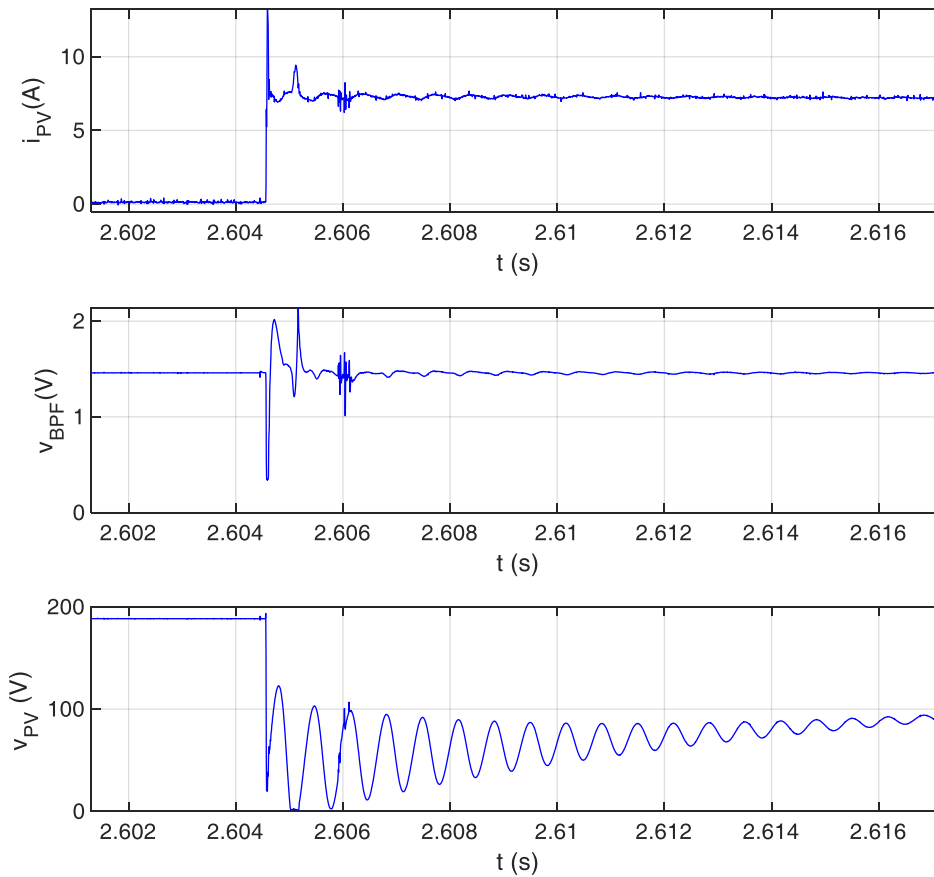


**Сл. 7.7 Увеличан снимак покретања ФН система**

Структура комерцијалног претварача који се овде користи није позната, али се анализирањем Сл. 7.6 ово понашање може приближити уз претпоставку да претварач има топологију која одговара топологији са Сл. 2.4. Наиме, кондензатори  $C_{PV}$  и  $C_{DC}$  су приликом овог експеримента били празни, а ФН поље искључено. Окретањем ручице ФН поље се прикључује на ФН инвертор и долази до пуњења кондензатора  $C_{PV}$  и  $C_{DC}$ . Како ФН поље има паразитну оточну капацитивност, а поред LC филтера присутне су и паразитна индуктивност и отпорност каблова којима је ФН поље повезано, долази до осцилација приликом пуњења кондензатора. Фреквенција осцилација и пригушење зависе од електричних карактеристика ФН поља, LC филтера, кондензатора  $C_{DC}$  и кабла којим је ФН поље прикључено (Сл. 2.4).

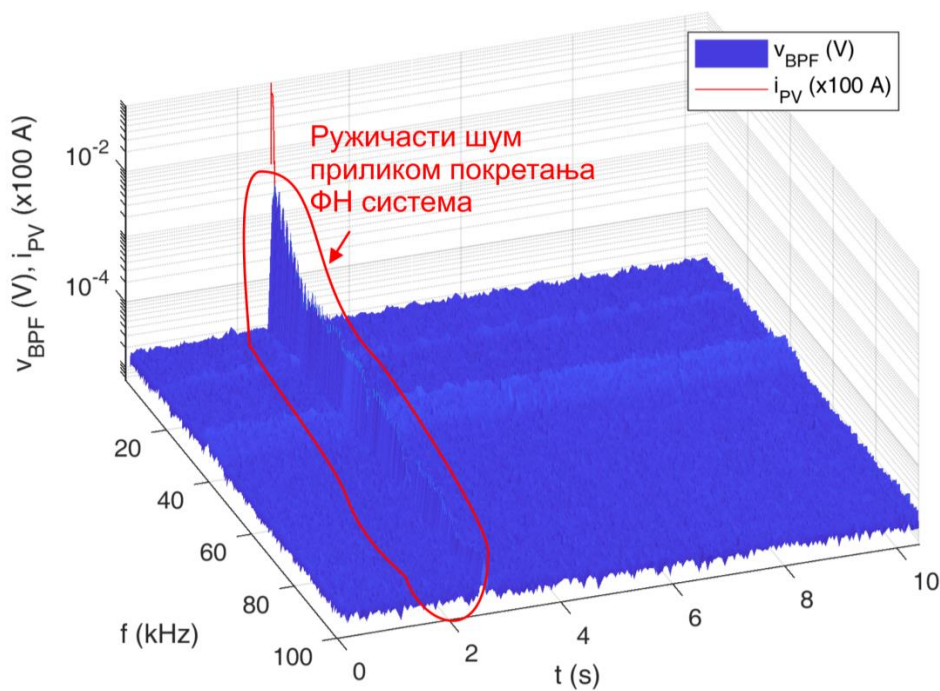
Интересантно је и да сигнал  $v_{BPF}$ , поред пригушених осцилација, карактеришу и оштри позитивни и негативни шиљци (енг. *spikes*), детаљније приказани на Сл. 7.8 (око 2,606 s), при чему се ови шиљци у мањем броју могу уочити и у сигнаlima  $i_{PV}$  и  $v_{PV}$ .

Узрок ових шиљака није утврђен, али се претпоставља да су они последица рада специјалног кола које се користи за безбедно покретање и енергизацију (енг. *pre-charge*) претварача. Тачан узрок за потребе ове дисертације није од битног утицаја, јер се у овом периоду не може јавити редни лук пошто се не успоставља стационарна струја ФН панела.



**Сл. 7.8** Шилци у таласном облику струје приликом енергизације претварача

Анализирањем сигнала  $v_{BPF}$  у фреквентном домену (Сл. 7.9) може се установити да процес укључења претварача карактерише значајан садржај шума на вишим учестаностима. На Сл. 7.9 приказан је спектрограм сигнала  $v_{BPF}$  који је добијен Фуријеовим трансформацијама над прозором одбирака  $v_{BPF}$  који се помера у времену. Спектрограм је заправо визуелни приказ спектра фреквенција сигнала  $v_{BPF}$  који варира временом.



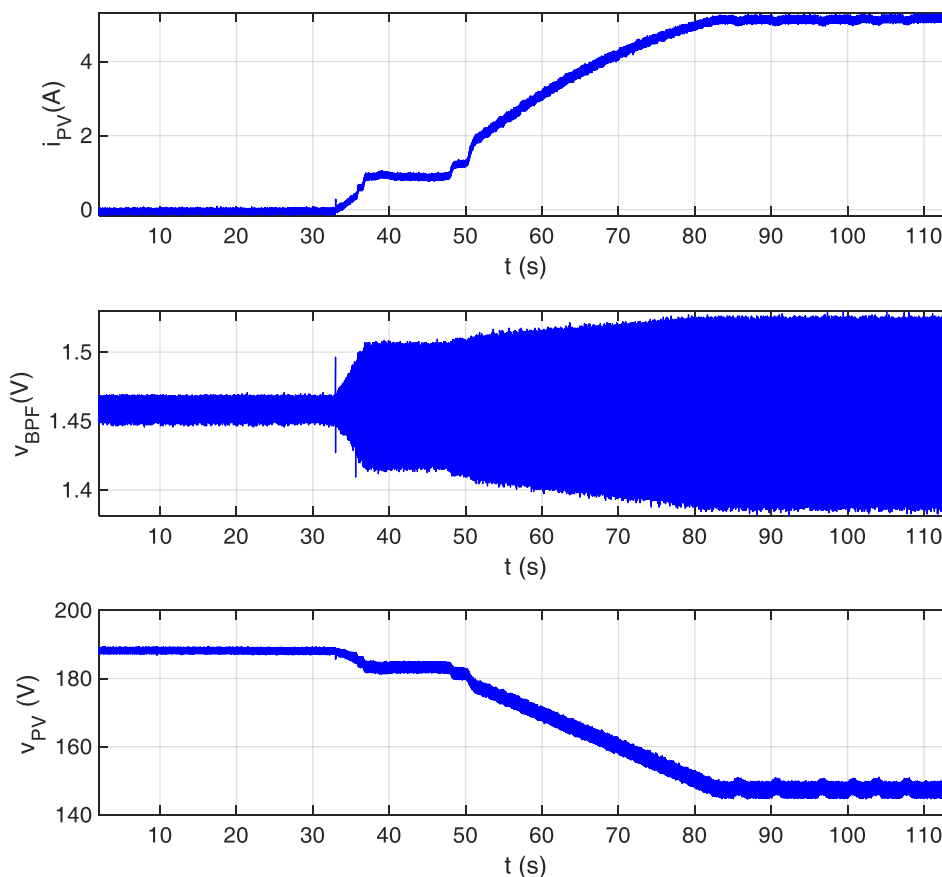
**Сл. 7.9** Спектрограм сигнала  $v_{BPF}$  и вредност струје  $i_{PV}$  приликом покретања ФН система

На x-оси на Сл. 7.9 приказана је учестаност. С обзиром на то да је учестаност одабирања 200 kHz, горње ограничење x-осе је 100 kHz. На y-оси на Сл. 7.9 приказано је време, при чему се време ружичастог шума поклапа са временом импулса са Сл. 7.6 и Сл. 7.7. На z-оси на Сл. 7.9 приказана је амплитуда која је добијена Фуријеовим трансформацијама померајућих прозора. Поред амплитудске карактеристике  $v_{BPF}$  на Сл. 7.9 приказан је и сигнал  $i_{PV}$  у временском домену као крива црвене боје у тродимезионалном простору (на учестаности 0). С обзиром на то да је z-оса логаритамска, а  $i_{PV}$  у овом експерименту углавном једнако нули, на Сл. 7.9 се види само краткотрајни импулс  $i_{PV}$ .

Дакле, због шиљака који се уочавају у сигналу  $v_{BPF}$  за време укључења ФН поља, спектар сигнала  $v_{BPF}$  постаје врло фреквентно садржајан. Заправо, примећује се шум на целом опсегу од 0 kHz до 100 kHz, који подсећа на шум који може бити последица РЕЛ, што је илустровано на Сл. 3.6. Због тога је неопходно изградити алгоритам помоћу којег би се разликовали режими у којима претварач заправо и није у нормалном погону (а постоји шум) од режима у којима енергетски претварач јесте у нормалном погону.

### 7.2.1.2 Подизање снаге након синхронизације (хладан старт)

На Сл. 7.10 приказан је снимак подизања снаге ФН система након синхронизације. Како је појашњено у поглављу 7.2.1, након што се покрене ручица, ФН систем се синхронизује са мрежом и након одређеног времена започиње процес подизања снаге. Пошто подизање снаге почиње неколико минута након окретања ручице, овај снимак је посебно приказан на Сл. 7.10.

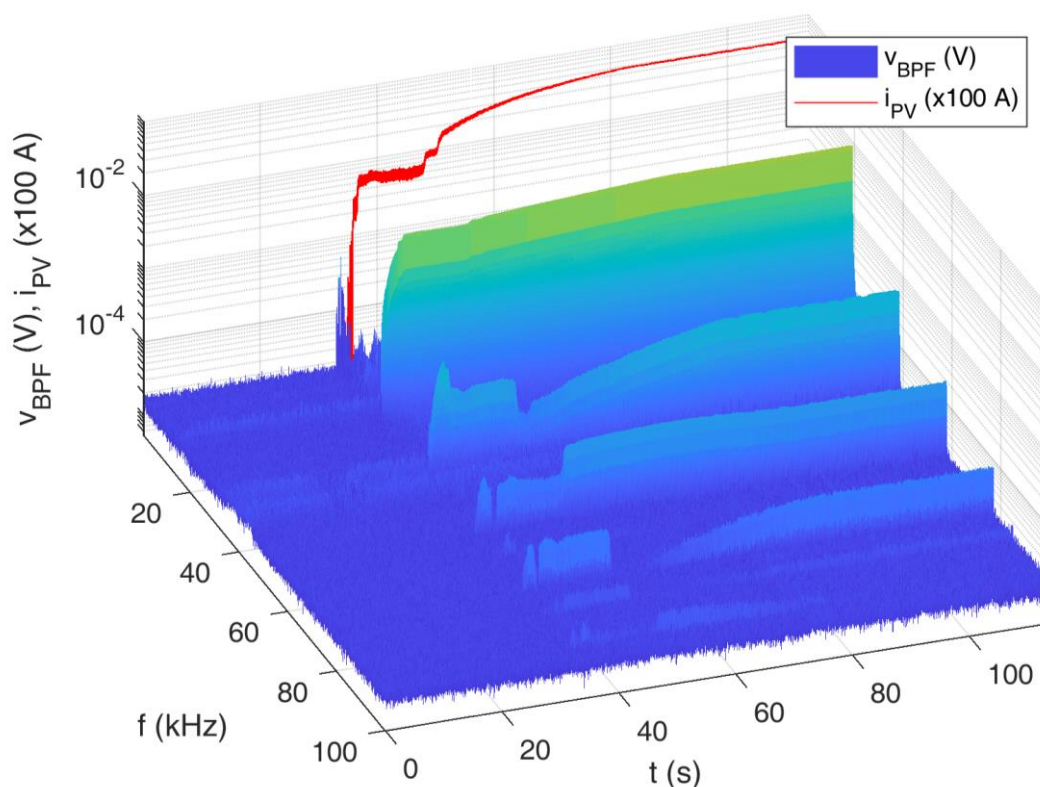


Сл. 7.10 Снимак подизања снаге ФН система након синхронизације

Процес подизања снаге на овом снимку почиње нешто након 30. секунде. Пре 30. секунде, тј. у временском интервалу у коме претварач није радио, у сигналу  $v_{BPF}$  се може уочити спољни шум који је индукован на кабловима релативно велике дужине (укупно око 200 m). Након 30 s претварач почиње са радом. Ово се на Сл. 7.10 уочава као пораст струје и

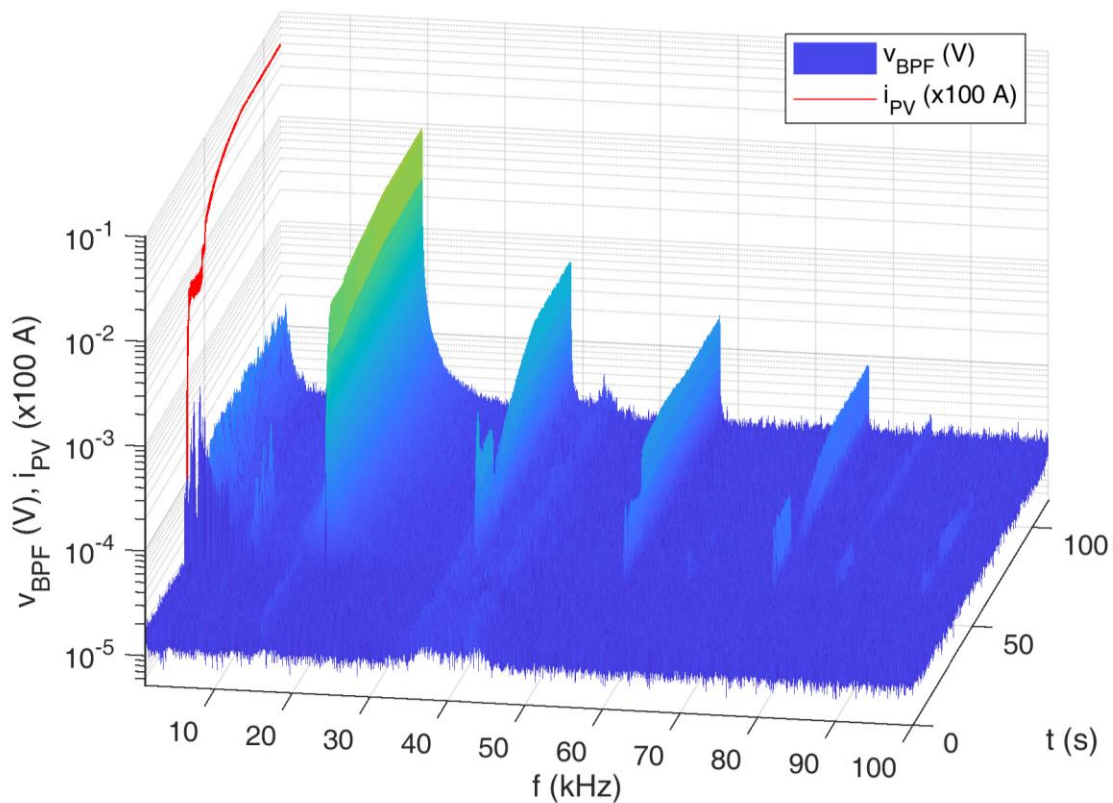
снаге шума на  $v_{BPF}$ , који су последица прекидања. Деловањем МРРТ кола ФН систем конвергира ка тачки максималне снаге и након 80 s улази у стационарно стање.

Спектрограм сигнала  $v_{BPF}$  приликом подизања снаге приказан је на Сл. 7.11. Приликом подизања снаге мењају се амплитуде хармоника који су изазвани комутацијама претварача, али су хармоници увек истих учестаности. Ово је последица константне фреквенције прекидања са променљивим фактором попуне која је описана у поглављу 2.1. Услед константне фреквенције прекидања постоје хармоници на фреквенцијама које су целобројни умношци фреквенције прекидања, а њихова амплитуда се мења како се мења фактор попуне. Фреквенција основног хармоника приказаног на Сл. 7.11 је 19,19 kHz.



Сл. 7.11 Спектрограм сигнала  $v_{BPF}$  и вредност струје  $i_{PV}$  приликом подизања снаге

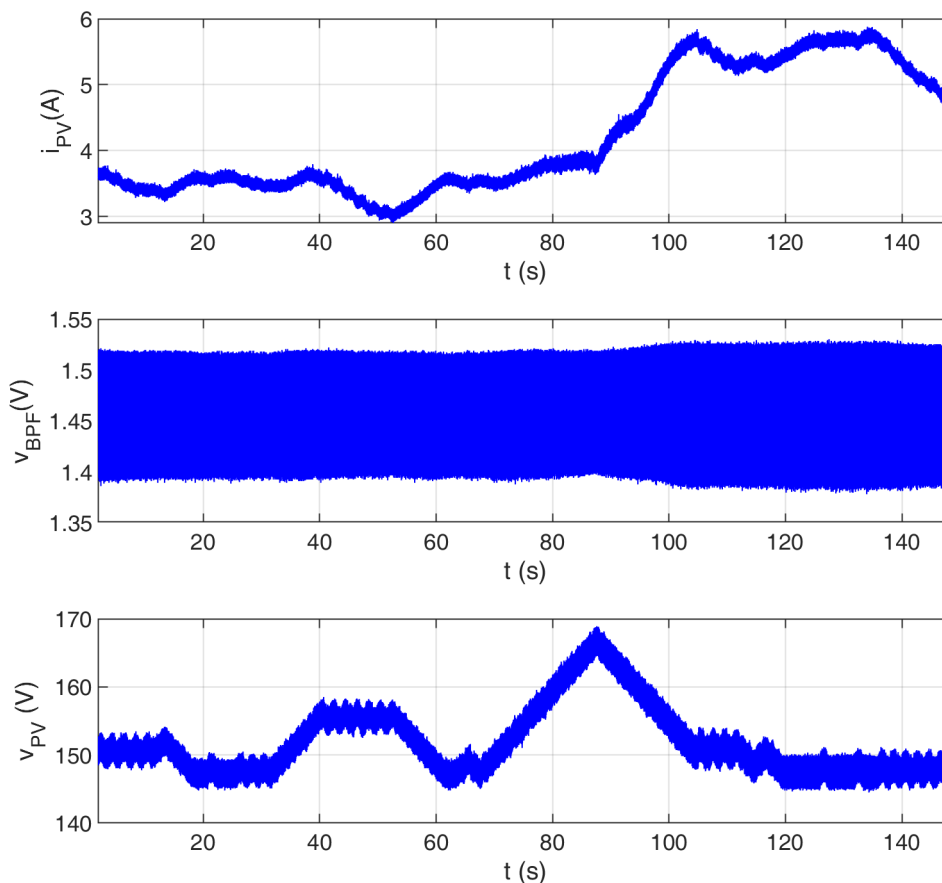
Без обзира на шум који је последица рада претварача, у увалама које се налазе између хармоника који су изазвани радом претварача нема додатног шума, што се јасније може уочити на Сл. 7.12.



Сл. 7.12 Заротиран спектрограм сигнала  $v_{BPF}$  и вредност струје  $i_{PV}$  приликом подизања снаге

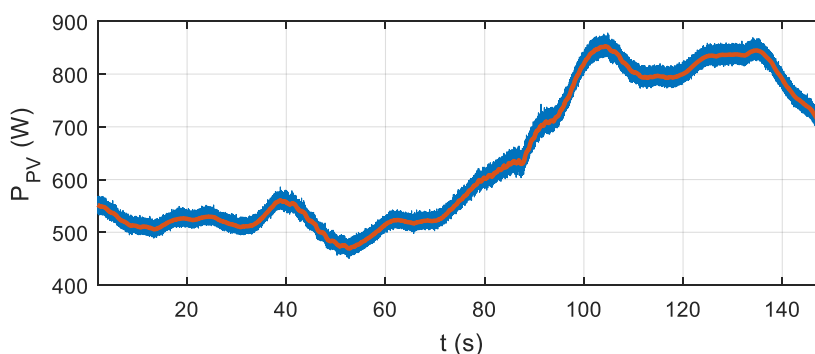
### 7.2.1.3 Осцилације снаге услед кретања облака

Снимак осцилација снаге услед кретања облака приказан је на Сл. 7.13. Услед кретања облака мењају се V-I карактеристике ФН поља и помера се тачка максималне снаге. Деловањем МРРТ кола енергетски претварач мења напон на прикључцима ФН поља, што доводи до додатних транзијената у погледу промена амплитуда виших хармоника струје и шума претварача.



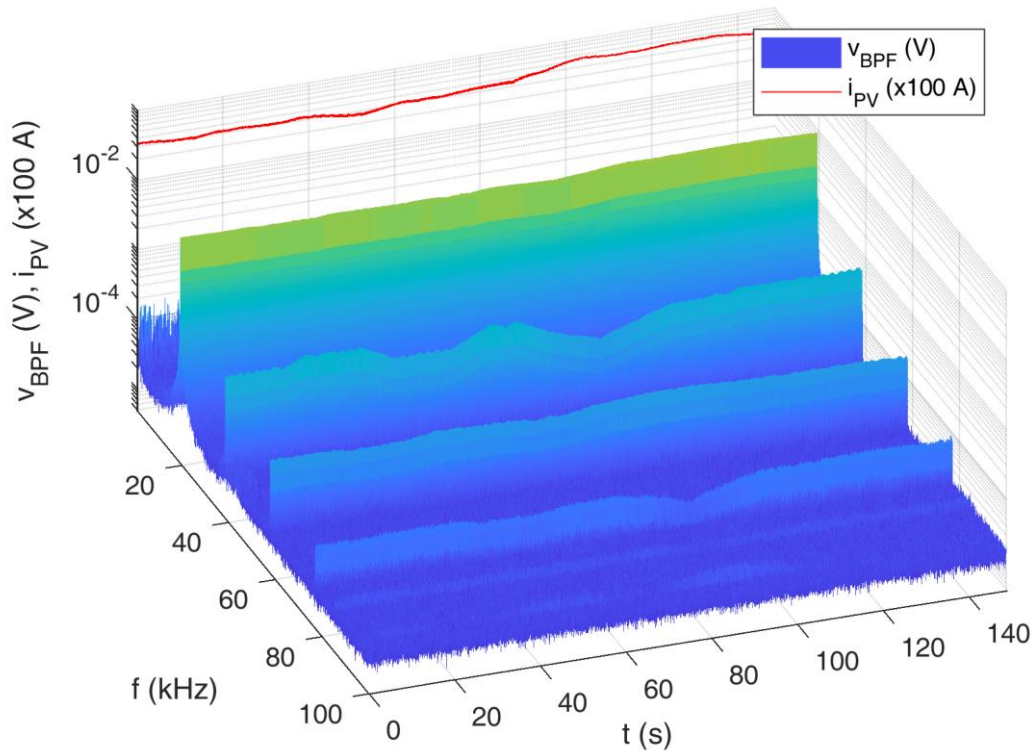
Сл. 7.13 Снимак осцилација снаге ФН система услед кретања облака

Услед кретања облака изнад ФН система долази до спорих промена инсолације, а тиме и до спорих промена снаге ФН система. На Сл. 7.14 плавом бојом је приказана тренутна снага ФН поља добијена множењем струје и напона ФН поља. Црвеном бојом је означена вредност добијена филтрирањем са филтром пропусником ниских учестаности. Уочава се да је на почетку експеримента ФН поље већ било под утицајем облака, јер је радило са смањеном снагом. У интервалу од око 70. до 100. секунде, снага ФН система расте, док после 135. секунде већ почиње да опада. Дакле, овим експериментом су делимично обухваћене промене инсолације на горе и на доле услед кретања облака.



Сл. 7.14 Тренутна снага ФН система на улазу у ФН инвертор

Спектрограм сигнала  $v_{BPF}$  приказан је на Сл. 7.15. Овај спектрограм подсећа на спектрограм који је добијен приликом подизања снаге (Сл. 7.11). Као и на Сл. 7.11, услед спорих промена радне тачке, приметне су и релативно споре промене амплитуда хармоника који су изазвани радом претварача, али без додатног шума који може бити изазван РЕЛ.

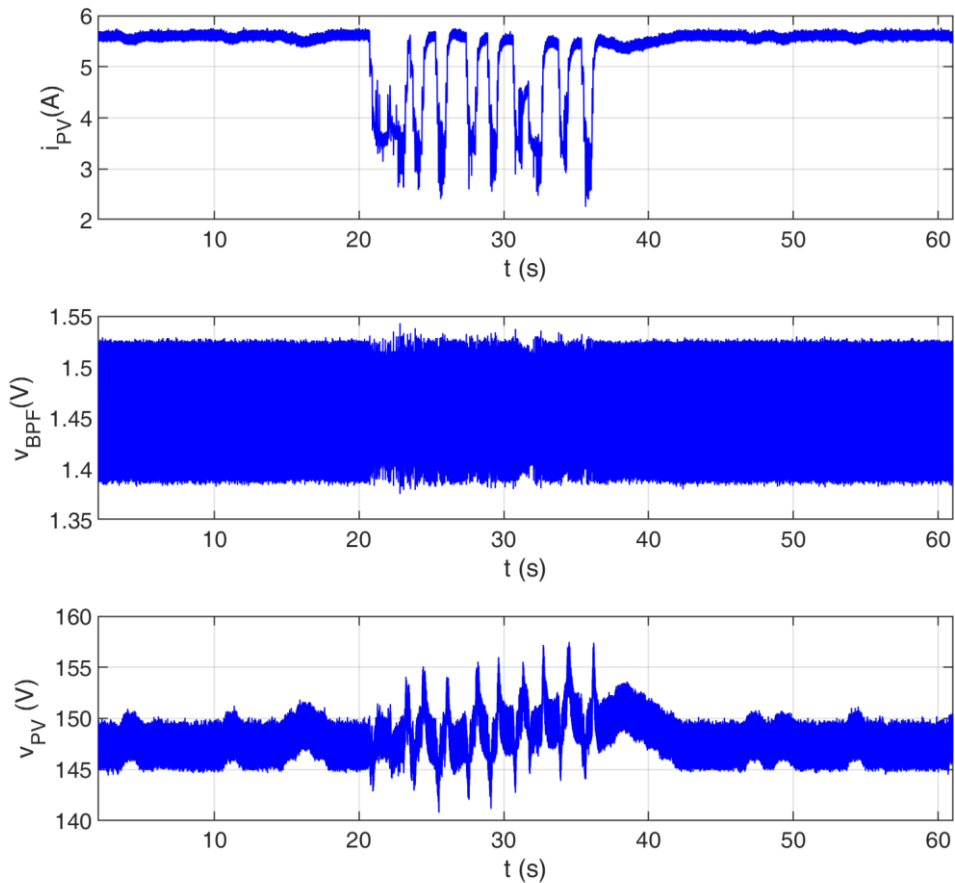


Сл. 7.15 Спектрограм сигнала  $v_{BPF}$  и вредност струје  $i_{PV}$  приликом осцилација снаге услед кретања облака

#### 7.2.1.4 Осцилације снаге услед брзих парцијалних сенки

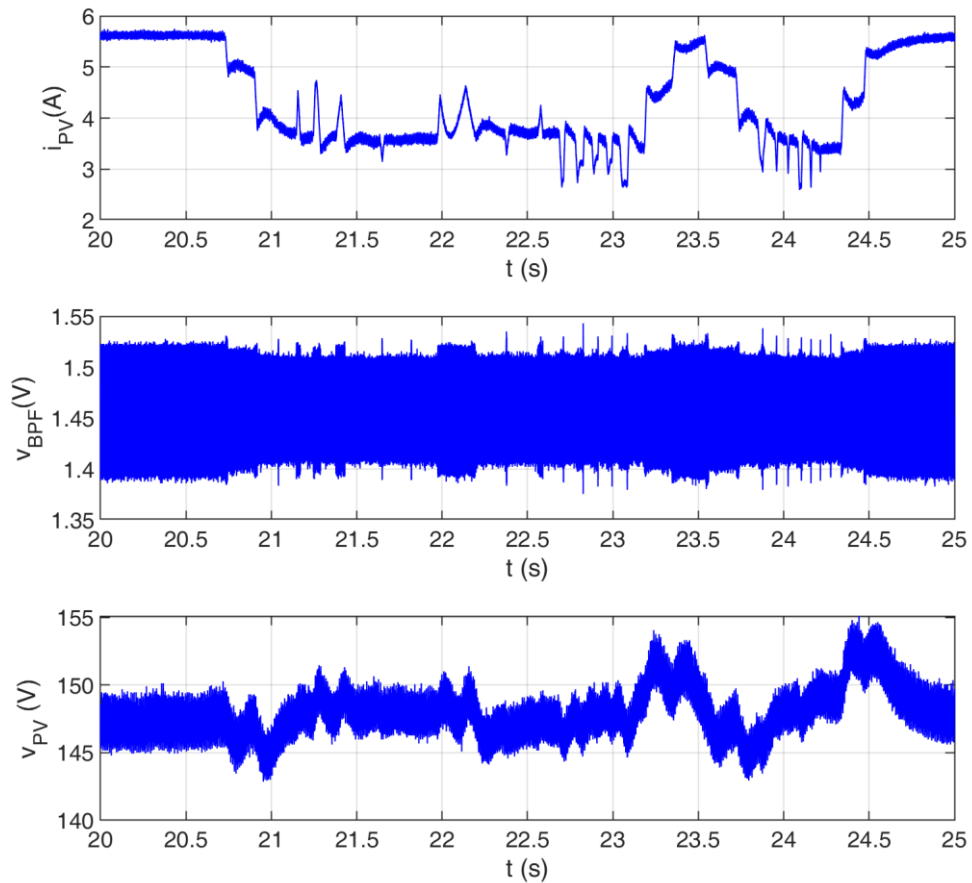
Снимак осцилација услед брзих парцијалних сенки које прелазе преко ФН поља приказан је на Сл. 7.16. Брзе парцијалне сенке су приликом овог експеримента изазване махањем заставе изнад ФН поља. У нормалном раду, брзе парцијалне сенке могу бити изазване прелетом птица, проласком људи или животиња. Према Сл. 7.16, брзе парцијалне сенке се могу окарактерисати наглим пропадима и порастима струје ФН поља, који су праћени поигравањем напона ФН поља и променама у сигналу  $v_{BPF}$ .





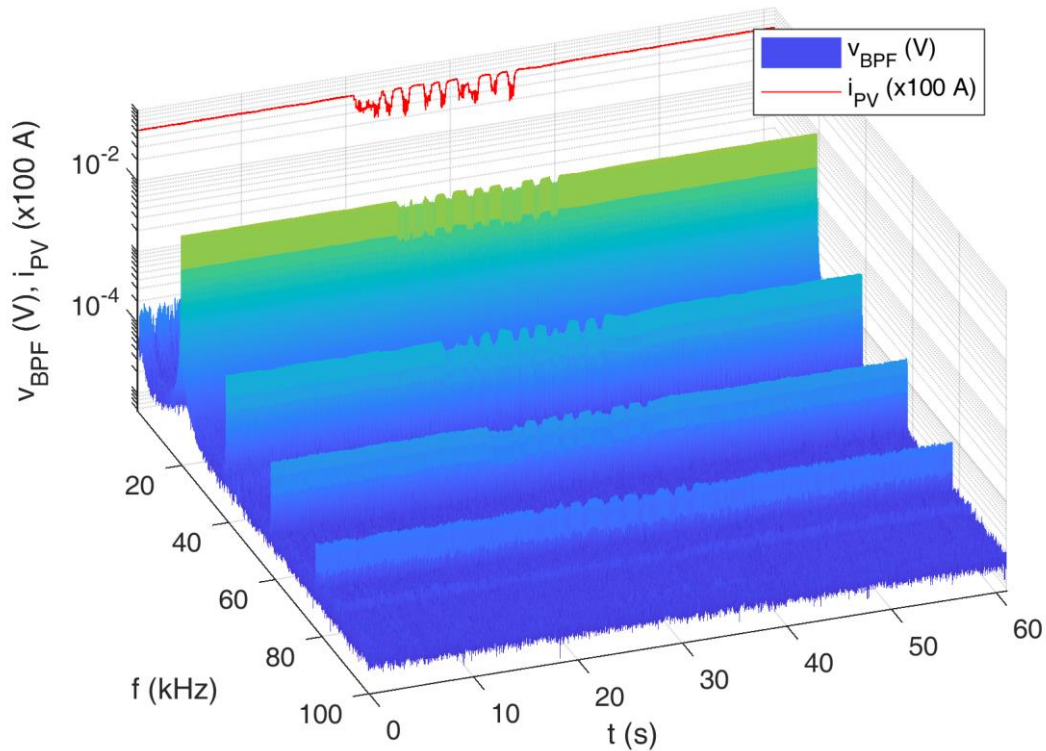
**Сл. 7.16 Снимак осцилација снаге ФН система услед брзих парцијалних сенки**

Ово се може јасније уочити на Сл. 7.17, где је приказан увеличан снимак по  $x$ -оси. Наиме, услед промене осветљености долази до промене  $V$ - $I$  карактеристика ФН ћелија које су у сенци. Промене на сигналу  $v_{PV}$  уочавају се као поремећаји на које претварач брзо одговара тако што мења фактор попуње, чиме се  $v_{PV}$  враћа на референтну вредност. Референтну вредност задаје коло за праћење тачке максималне излазне снаге (MPPT), а динамика MPPT је спорија од динамике брзих парцијалних сенки. Због тога се вредности напона  $v_{PV}$  не мењају у широком опсегу. Са друге стране, парцијалне сенке имају значајан утицај на вредности  $i_{PV}$  које овде осцилују и до 50% у односу на почетну вредност.



**Сл. 7.17** Увеличан снимак осцилација снаге ФН система услед брзих парцијалних сенки

Спектрограм сигнала  $v_{BPF}$  приказан је на Сл. 7.18. Уочавају се нагле промене амплитуда хармоника изазваних радом претварача, али нема ружичастог шума који би могао бити последица РЕЛ.

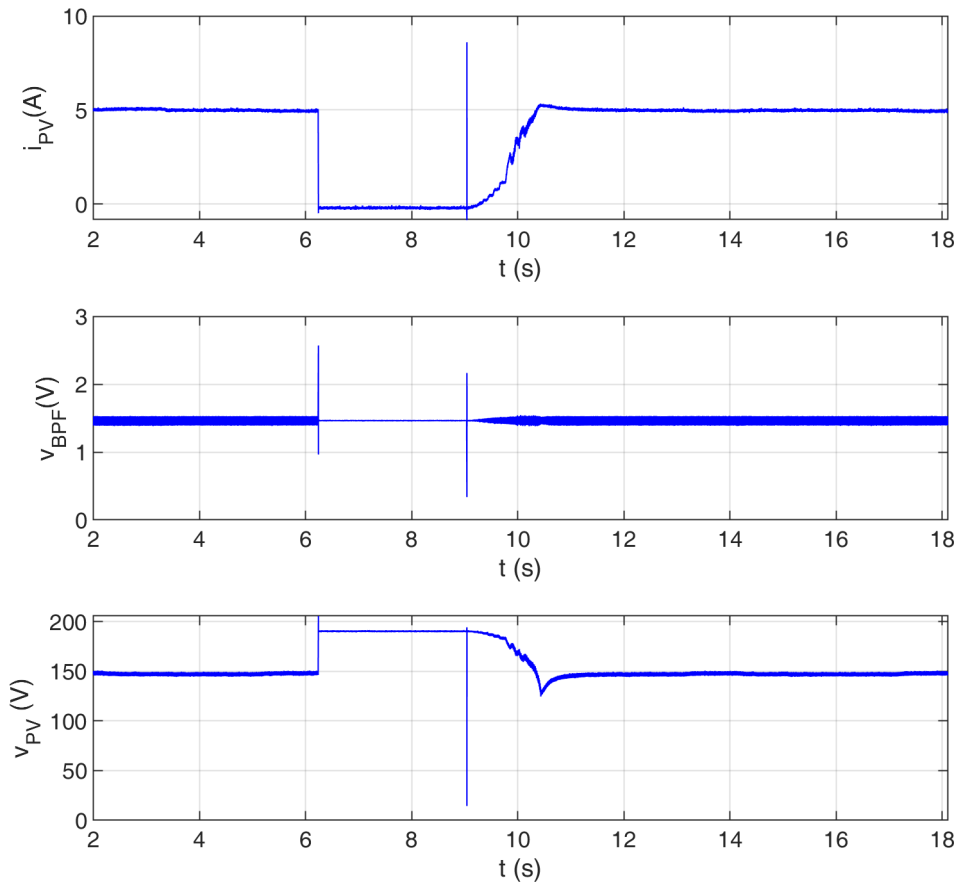


**Сл. 7.18** Спектрограм сигнала  $v_{BPF}$  и вредност струје  $i_{PV}$  приликом осцилација снаге услед брзих парцијалних сенки

#### 7.2.1.5 Нагло искључивање и укључивање ФН система (врућ старт)

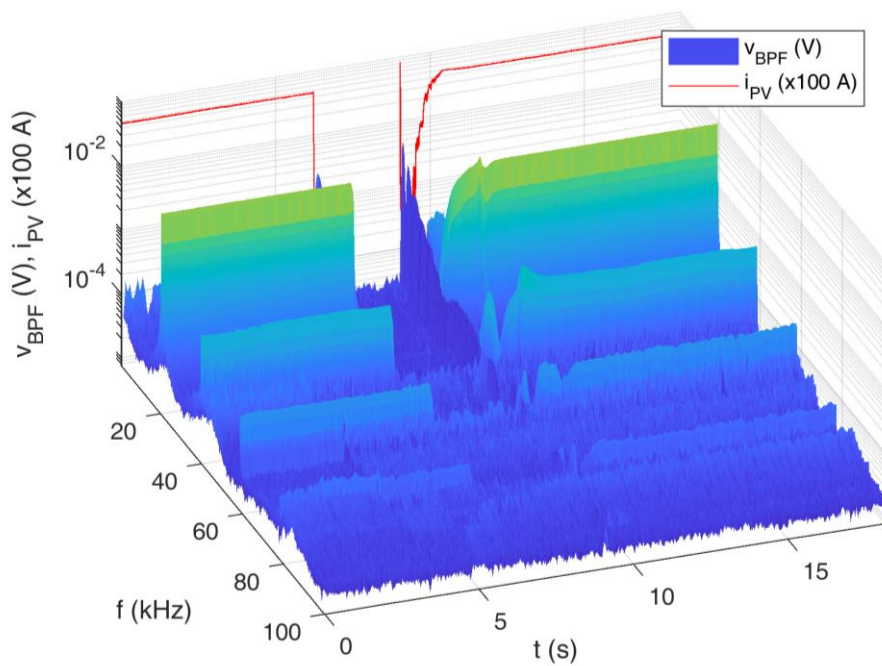
Наглим укључивањем и искључивањем система изазива се степ промена струје на доле и брза промена струје на горе у односу на подизање снаге након синхронизације. Снимак наглих укључења и искључења приказан је на Сл. 7.19. Како приликом искључења тако и приликом укључења долази до појаве шиљака у свим приказаним сигнаlima. Највеће амплитуде шиљака се уочавају у сигналу  $v_{BPF}$ , што је донекле и очекивано, јер је  $v_{BPF}$  заправо (неидеални) диференцијатор струје  $i_{PV}$ .

Промена снаге на горе након наглог укључења траје много краће него у случају из поглавља 7.2.1.2, где је анализирано подизање снаге након синхронизације (хладан старт). Разлог је у томе што је у овом случају ФН инвертор меморисао информацију о радној тачки пре искључења, те се у њу вратио много брже него приликом хладног старта.

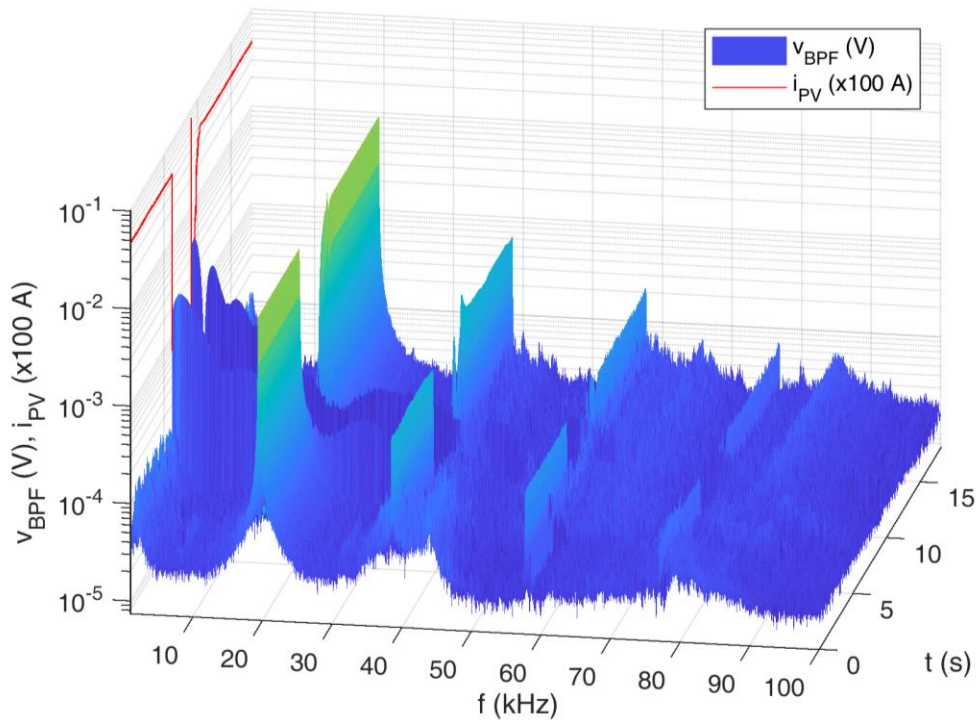


Сл. 7.19 Снимак наглих искључења и укључења ФН система

Спектрограми сигнала  $v_{BPF}$  приказани су на Сл. 7.20 и Сл. 7.21. На Сл. 7.20 и Сл. 7.21 уочава се ружичасти шум који је последица отварања и затварања контаката прекидача.



Сл. 7.20 Спектрограм сигнала  $v_{BPF}$  и вредност струје  $i_{PV}$  приликом наглих искључења и укључења ФН система



**Сл. 7.21** Ротирани спектрограм сигнала  $v_{BPF}$  и вредност струје  $i_{PV}$  приликом наглих искључења и укључења ФН система

### 7.2.2 Тестови којима се испитује осетљивост алгоритама

Тестови којима се испитује осетљивост алгорита на откривање РЕЛ вршени су при различитим нивоима струје ФН поља. Поред бројних извршених тестова овде ће се приказати три снимка са различитим вредностима струје којима се обухватају различите радне тачке ФН поља. У даљем тексту ови тестови су подељени у три групе, тј. приказани су у оквиру три експеримента:

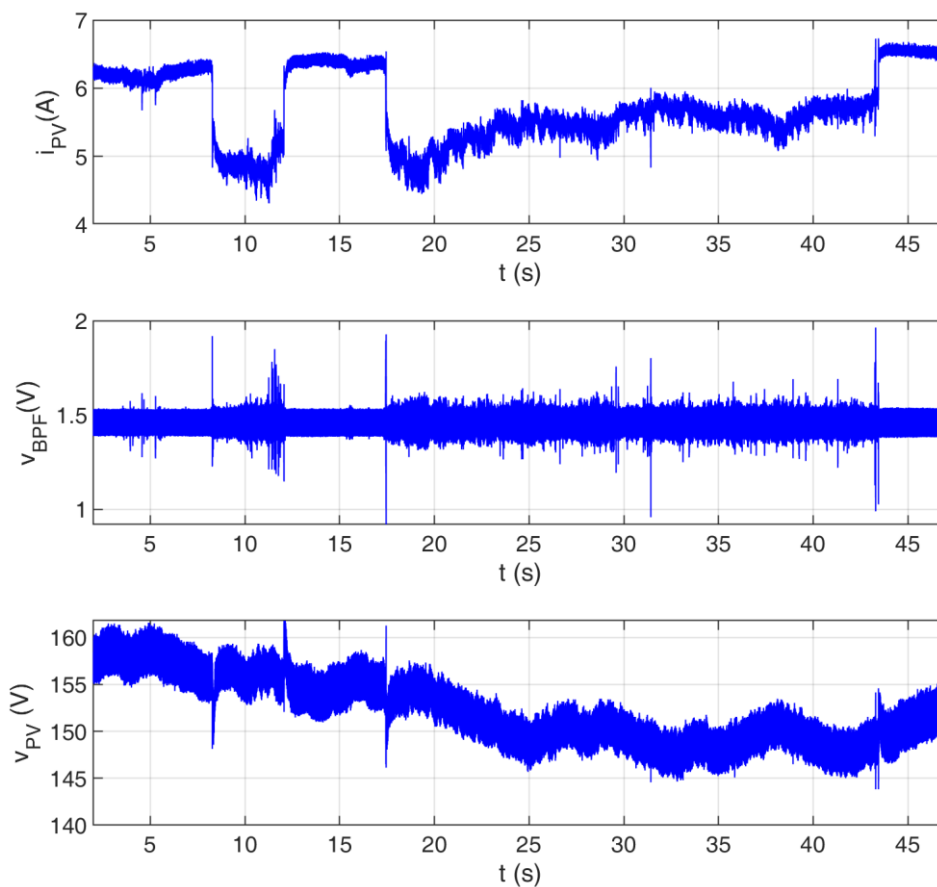
- РЕЛ при струји ФН поља од 5 А до 6 А,
- РЕЛ при струји ФН поља од 2 А до 3 А,
- РЕЛ при струји ФН поља од 1,5 до 3 А.

Овде је важно истаћи да вредност струје ФН поља зависи од амбијенталних услова (температуре и осветљености), рада МРРТ и отпорности РЕЛ, те у овом систему није могуће одржавати струју на некој одређеној вредности. Због тога су резултати приказани за оквирни опсег вредности струја ФН поља које су мерене током експеримента.

Максималне вредности струје током експеримента практично нису прелазиле вредност од 7 А. Уочено је да се при већим вредностима струје јавља нешто мањи шум приликом појаве РЕЛ. Са друге стране, при вредностима струја мањим од око 1,5 А било је практично немогуће успоставити стабилан електрични лук у ФН систему. У случајевима са малим струјама приликом раздвајања електрода долази до потпуног прекида струје једносмерног кола. Ове карактеристике РЕЛ поклапају се са карактеристикама које су описане у [10], [38].

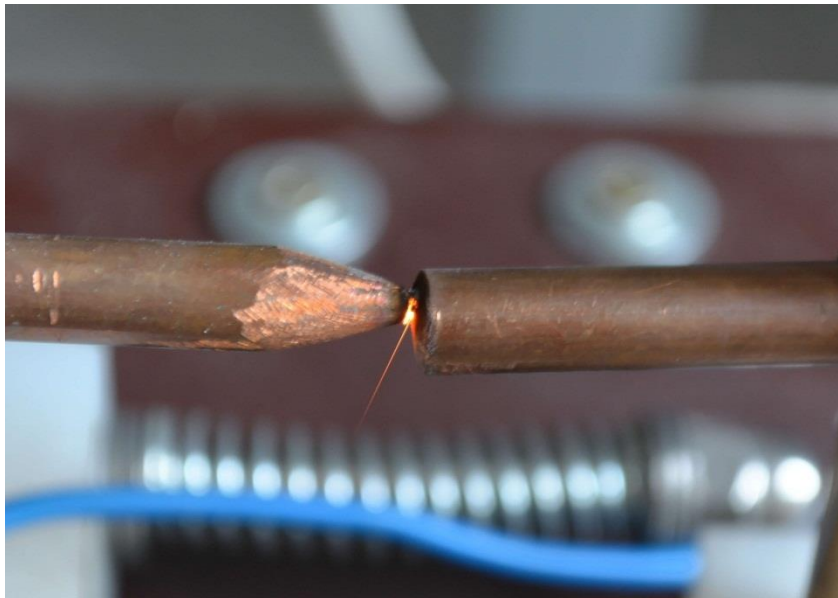
### 7.2.2.1 РЕЛ при струји ФН поља од 5 А до 6 А

На Сл. 7.22 приказан је снимак релевантних карактеристика ФН поља са више различитих РЕЛ при струјама од око 5 А до 6 А.



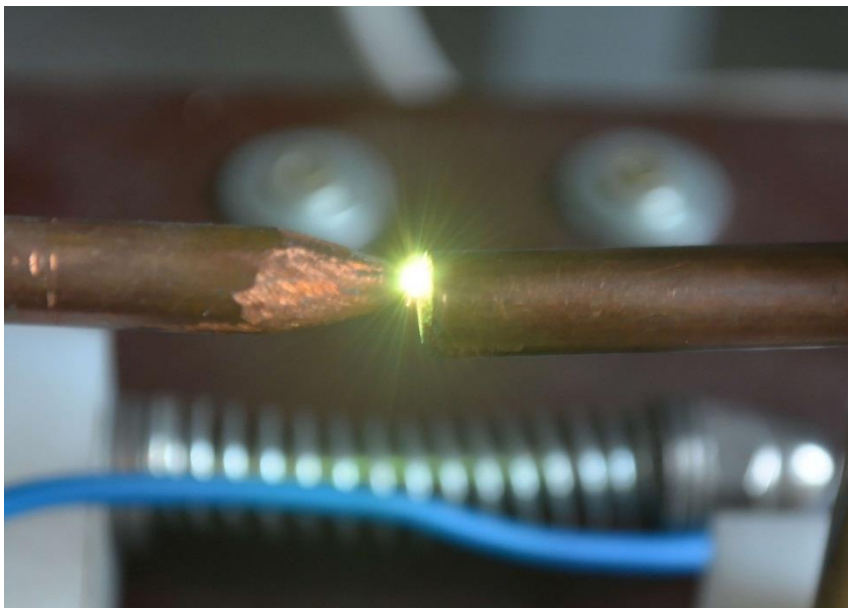
Сл. 7.22 Снимак релевантних карактеристика ФН поља са више РЕЛ при струјама од 5 А до 6 А

РЕЛ се изазива спорим окретањем ручице микрометра са Сл. 7.5, услед чега се микрометар увлачи, а опруге делују тако да раздвоје електроде. На снимку се најпре могу уочити два краткотрајна пропада струје око 5. секунде. Услед смањења контактне силе повећава се отпорност контакта и у неким случајевима долази до РЕЛ врло кратког трајања. Овакве појаве неки аутори називају и лук који искри (енг. *spark ark*), јер није одржив и не може дуго да траје [101]. Фотографија оваквог лука приказана је на Сл. 7.23.



Сл. 7.23 Лук који искри (енг. *spark ark*)

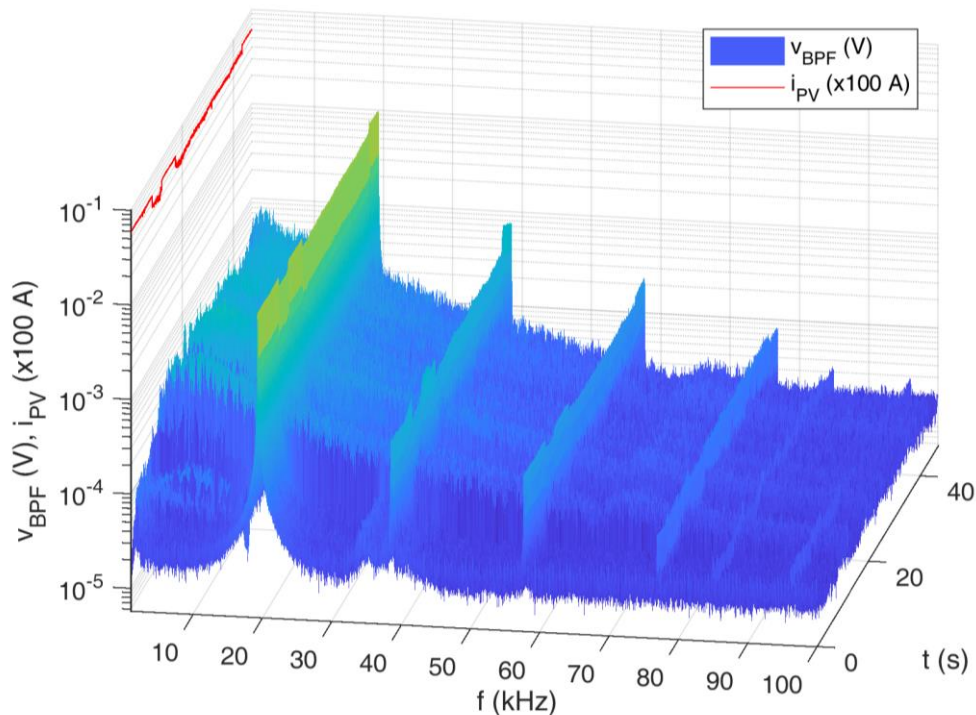
Након овог краткотрајног лука, на Сл. 7.22 могу се уочити још два РЕЛ која трају нешто дуже. За време њиховог трајања долази до наглог пропада вредности струје и повећања шума у сигналу  $v_{BPF}$ . У литератури се за овај тип лука користи и термин одржив лук (енг. *sustained arc*) [101], за који се сматра да је много опаснији од искрећег лука са аспекта изазивања пожара [102].



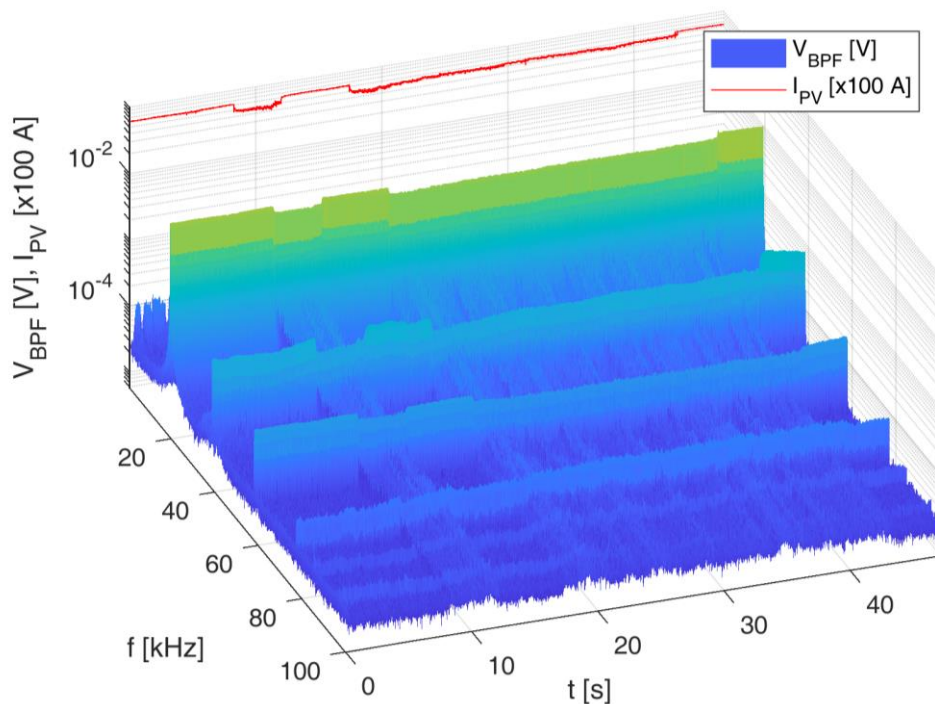
Сл. 7.24 Одржив лук (енг. *sustained arc*)

Разлог је у томе што се за време одрживог лука ослобађа много већа енергија, којом се може изазвати пожар. За разлику од одрживог лука, због своје мале енергије и кратког трајања, искрећи лук се сматра готово безопасним [102]. Овде је важно истаћи и да се америчким стандардом UL Subject 1699В – који се бави заштитама од електричног лука у ФН системима [102] (енг. *Standard for Photovoltaic (PV) DC Arc-Fault Circuit Protection*) – не третирају топле тачке, већ само електрични лук. Дакле, поред тога што се топлим тачкама такође може изазвати пожар ([28], [103]), у UL Subject 1699В не предвиђа се заштита од топлих тачака. Алгоритми приказани у овој дисертацији такође нису намењени откривању топлих тачака, већ само редног електричног лука.

Спектрограми сигнала  $v_{BPF}$  приказани су на Сл. 7.25 и Сл. 7.26. На овим сликама се може уочити ружичасти шум у нишама које се налазе између хармоника који су изазвани радом претварача. Интересантно је и да је снага шума РЕЛ у овом случају мања него приликом шума који се јавља приликом манипулација ручицом за покретање ФН система (Сл. 7.9 и Сл. 7.21). Због тога је врло важно разликовати режиме укључења и искључења од режима са устаљеним радом претварача.



Сл. 7.25 Спектрограм сигнала  $v_{BPF}$  и вредност струје  $i_{PV}$  приликом РЕЛ при струјама од 5 А до 6 А

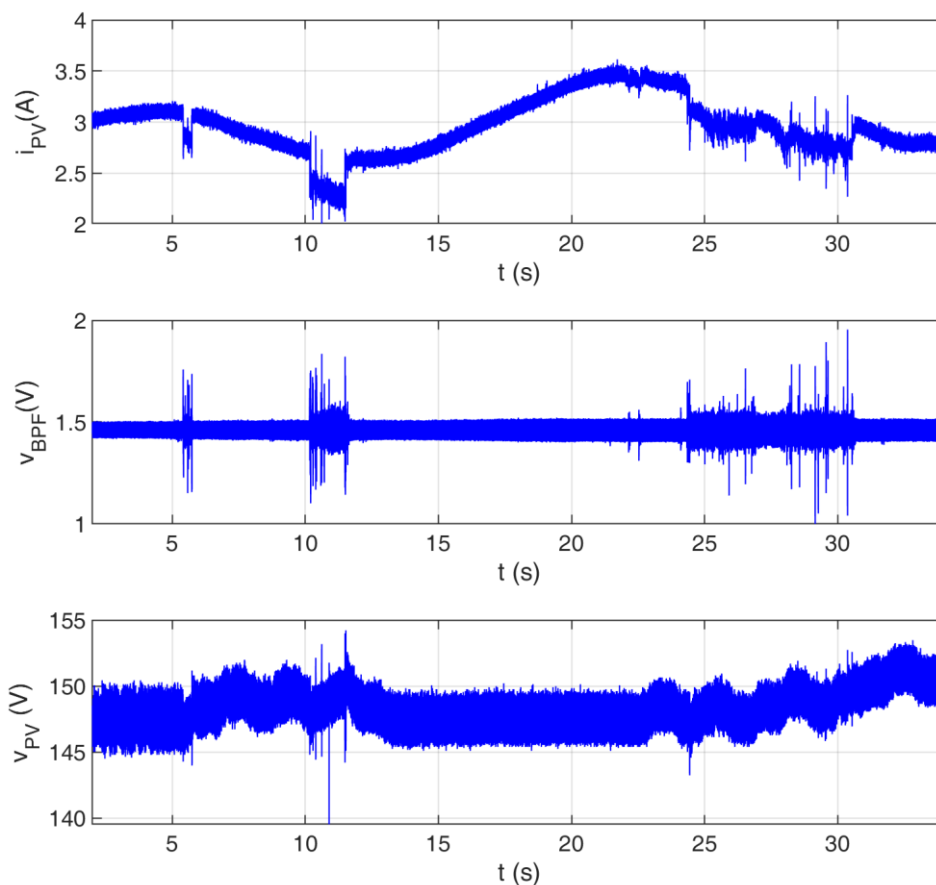


Сл. 7.26 Ротирани спектрограм сигнала  $v_{BPF}$  и вредност струје  $i_{PV}$  приликом РЕЛ при струјама од 5 А до 6 А



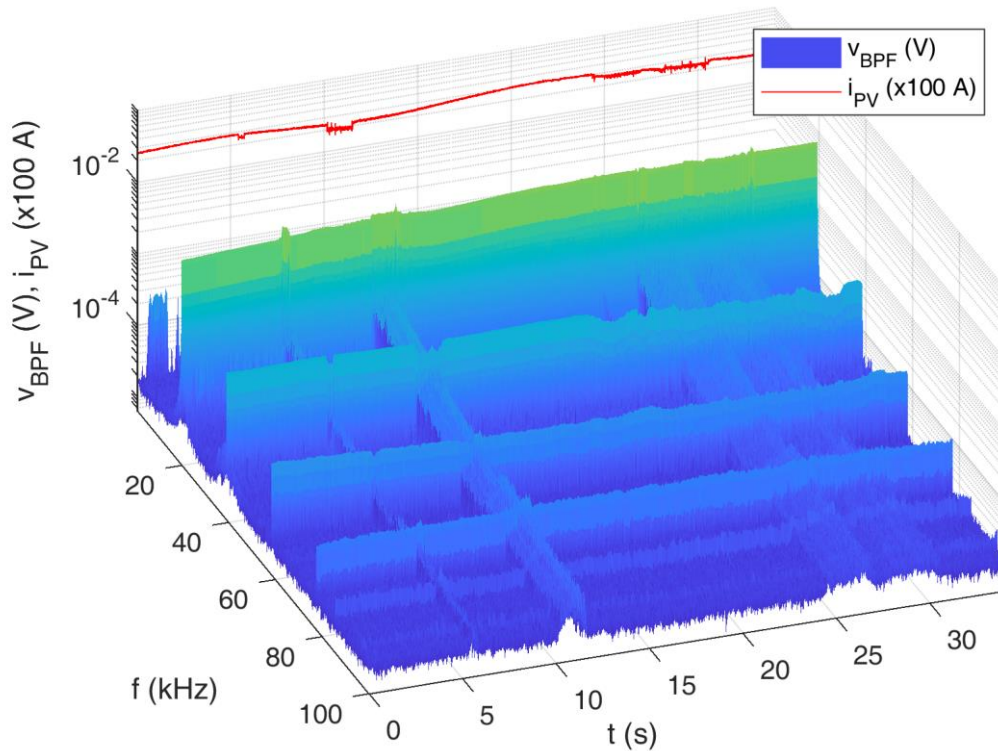
### 7.2.2.2 РЕЛ при струјама од 2 А до 3 А

На Сл. 7.27 приказан је снимак релевантних карактеристика ФН поља са неколико РЕЛ при струјама од око 2 А до 3 А. Приметан је шум у сигналу  $v_{BPF}$  који је нешто виши у односу на случај са Сл. 7.22, где је РЕЛ генерисан при већим струјама. Ови резултати се поклапају са резултатима из [37], где је наведено да РЕЛ већих струја проузрокује шум мањег интензитета у сигналу струје ФН поља.



**Сл. 7.27 Снимак релевантних карактеристика ФН поља са више РЕЛ при струјама од 2 А до 3 А**

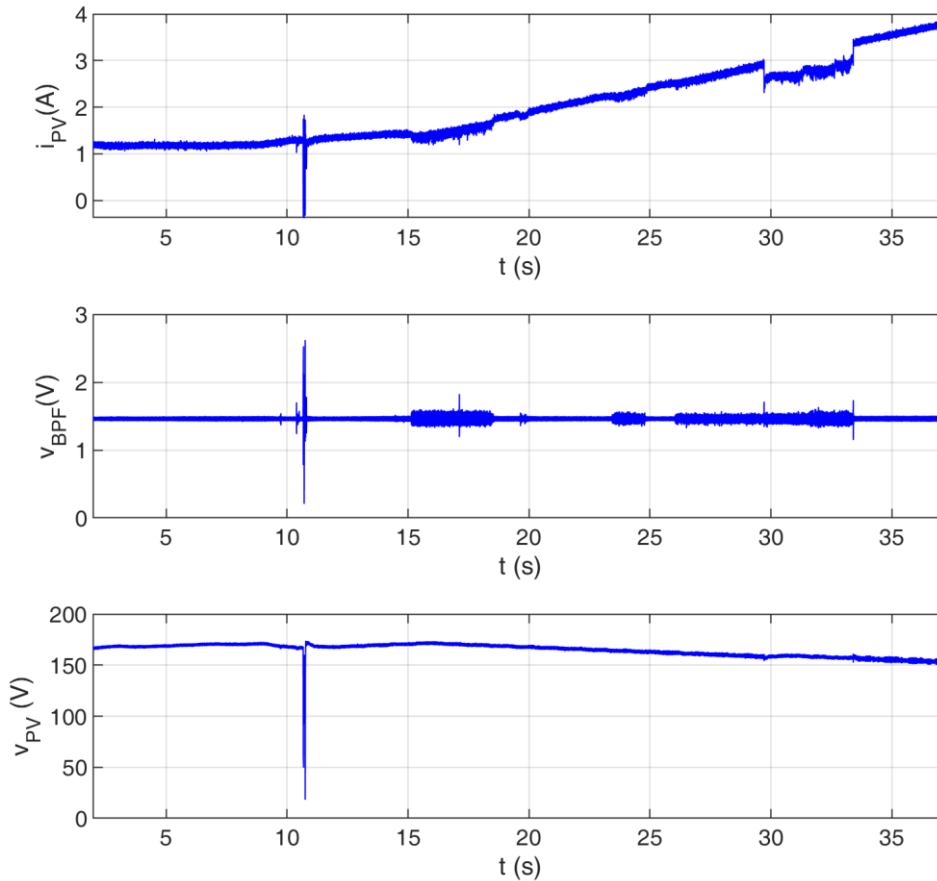
Спектрограм снимка је приказан на Сл. 7.28. Тренуци (оквирно око 6, 10 и 24. секунде) у којима долази до РЕЛ могу се јасно уочити на Сл. 7.28 као тренуци у којима долази до појаве ружичастог шума.



Сл. 7.28 Спектрограм сигнала  $v_{BPF}$  и вредност струје  $i_{PV}$  приликом РЕЛ при струјама од 2 А до 3 А

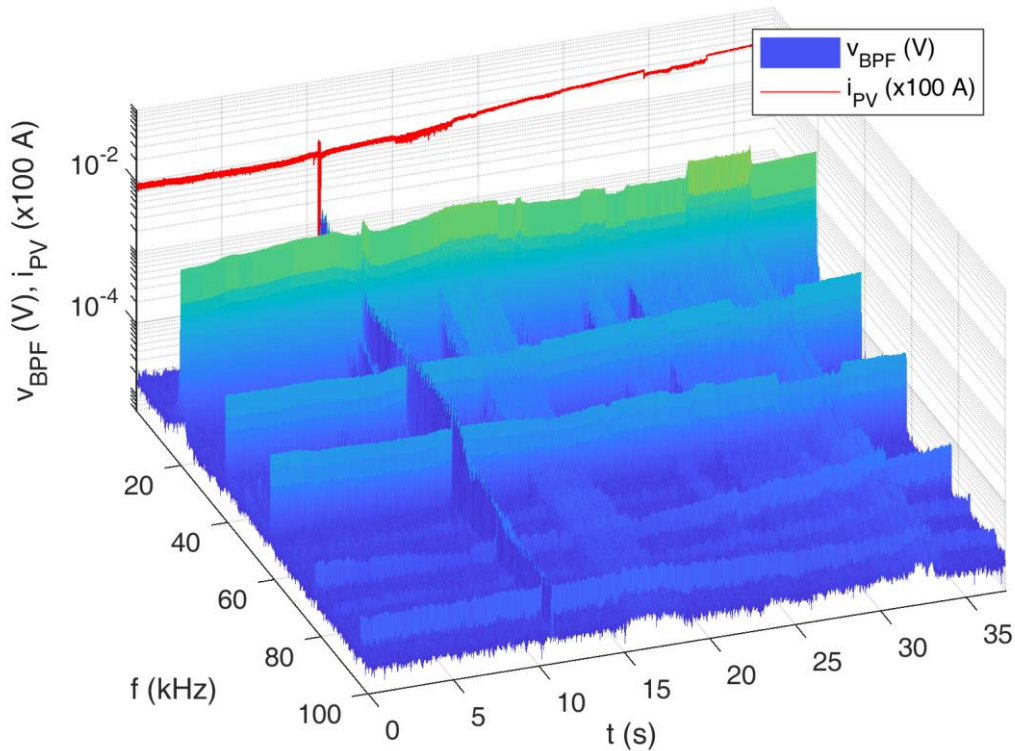
### 7.2.2.3 РЕЛ при струјама од 1,5 А до 3 А

На Сл. 7.29 приказан је снимак релевантних карактеристика ФН поља са више РЕЛ при струјама од 1,5 А до 3 А. Око 11. секунде се може уочити велики пропад струје и напона који је настао као последица раздвајања електрода. Наиме, при струјама које су релативно мале (мање од око 1,5 А) уочено је да у ФН систему не може да се успостави трајни РЕЛ. Приликом раздвајања контаката при малим вредностима струје може да се успостави РЕЛ врло кратког трајања, након чега долази до потпуног прекида струје у једносмерном колу. Ови резултати се поклапају са резултатима из [10], [38]. У [10], [38] је још истакнуто да у системима са кратким кабловима и мањим бројем соларних ћелија у низу теже долази до успоставе РЕЛ него у већим системима и системима са дужим кабловима.



**Сл. 7.29 Снимак релевантних карактеристика ФН поља са више РЕЛ при струјама од 1,5 А до 3 А**

Спектрограм сигнала  $v_{BPF}$  и вредност струје  $i_{PV}$  приказани су на Сл. 7.30. Око 11. секунде уочљив је шум који је последица РЕЛ праћеног великим пропадом струје, након чега су електроде поново спојене. Даље, око 15. секунде долази до успоставе РЕЛ при струји од око 1,5 А, који траје до 18. секунде. Око 19. секунде појављује се искрећи РЕЛ, који практично не изазива ружичасти шум (Сл. 7.30). Након овог догађаја, око 23. и 27. секунде, појављују се два трајна РЕЛ, код којих је (за разлику од случајева са већим струјама) приметан врло мали пропад струје  $i_{PV}$  (Сл. 7.29). Како се повећава размак између електрода, око 29. секунде долази до већег пропада струје, док се РЕЛ коначно није угасио око 34. секунде спајањем електрода.



Сл. 7.30 Спектрограм сигнала  $v_{BPF}$  и вредност струје  $i_{PV}$  приликом РЕЛ при струјама од 1,5 А до 3 А

### 7.3. Испитивање стања укључености ФН инвертора

Како је установљено приликом анализе мерења приказаних у поглављу 7.2.1, транзијенти који су последица манипулација прекидачем ФН инвертора могу да изазову велике поремећаје у мереним сигнаlima и лажно реаговање заштите. Због тога је потребно израдити алгоритам помоћу којег би се могла разликовати стања укључености ФН инвертора од стања у којима је у току процес укључења или искључења.

У овој дисертацији то је урађено праћењем минимума струје ФН поља на померајућем (клизајућем) прозору одређене дужине. У поглављу 7.2.2, али и у [10], [38], установљено је да се РЕЛ не успоставља при релативно ниским вредностима струје. Због тога је овде усвојен следећи приступ: уколико је минимална вредност струје ФН поља у клизајућем прозору од  $N_k$  одбирака мања од 0,5 А, сматра се да је ФН систем у процесу укључења или искључења и због тога се излаз алгоритма којим се прати присуство РЕЛ блокира на логичку нулу. Овде је  $N_k$  одабрано тако да дужина клизајућег прозора у временском домену износи 500 ms.

Вредност од 0,5 А је изабрана зато што је при овој струји практично немогуће успостављање одрживог РЕЛ у анализираном систему. Ово се може показати апроксимативним прорачуном напона РЕЛ Нотингемовом инверзном карактеристиком [32]:

$$V_{arc} = A + \frac{B}{I_{arc}^n} \quad (7.1)$$

Параметри  $A$ ,  $B$  и  $n$  зависе од материјала електрода и дужине лука. Ако се напон РЕЛ рачуна за бакарне електроде и за дужине лука из опсега од 1 mm до 10 mm, користи се емпиријска формула:

$$V_{arc} = 27.5 + \frac{44}{I_{arc}^{0.67}} \quad (7.2)$$

Заменом вредности струје од 0,5 А, за вредност напона лука добија се око 115 V.

Са друге стране, на Сл. 6.4б) је показано да приликом појаве РЕЛ долази до пораста напона на ФН пољу, а последично и смањења струје. Коначно, ако би се и успоставио краткотрајни РЕЛ при струји од 0,5 А, на ФН пољу би дошло до великог скока напона (реда величине 100 V). Овај скок напона би довео до додатног смањења струје у складу са Сл. 6.4б), те до моменталног гашења РЕЛ.

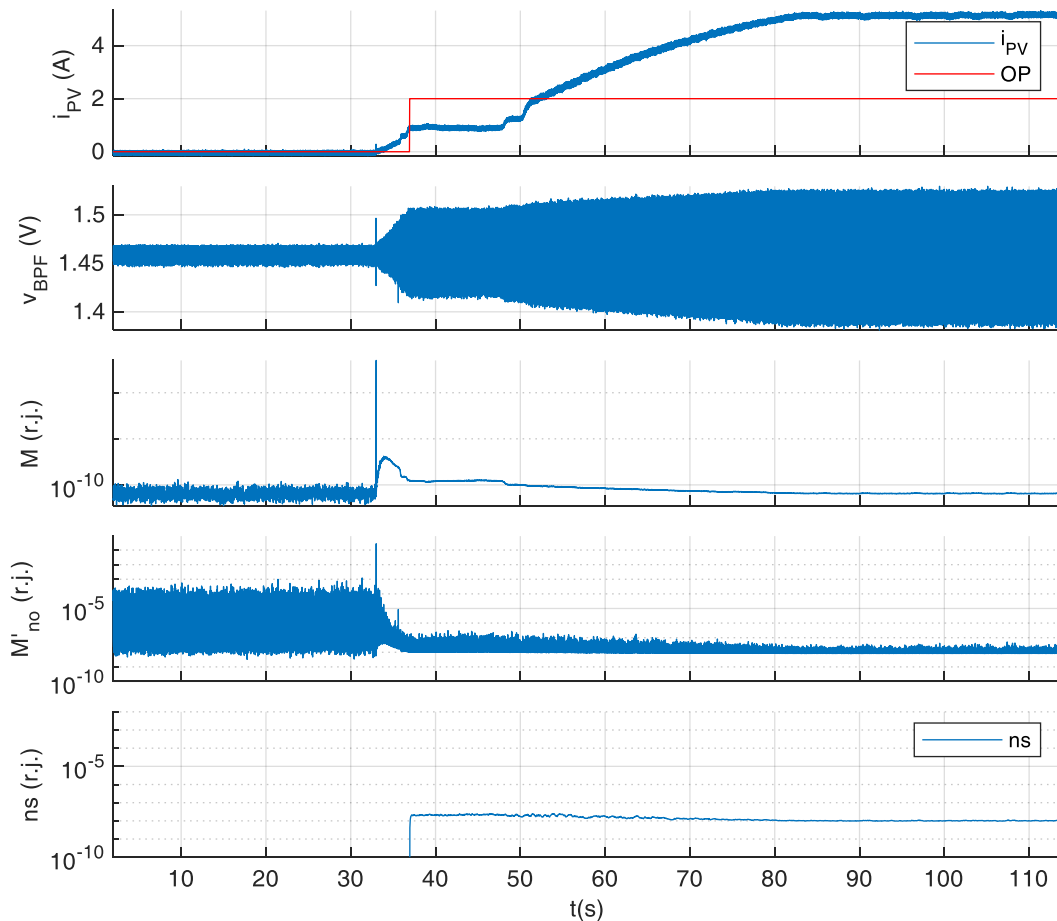
## 8. ВЕРИФИКАЦИЈА МЕТОДЕ ЗАСНОВАНЕ НА ПРАЋЕЊУ ЕНТРОПИЈЕ СИГНАЛА СТРУЈЕ

Верификација методе засноване на праћењу ентропије сигнала струје извршена је на истим узорцима мерења који су приказани у поглављу 7.2. За верификацију је коришћен алгоритам описан у поглављу 5.6. Као и приликом експеримената, верификација је подељена на делове у којима су извршени тестови којима се најпре испитује робусност, а затим и осетљивост алгоритма за детекцију РЕЛ.

### 8.1. Верификација тестовима којима се испитује робусност алгоритма на транзијенте који се могу јавити у нормалном раду

#### 8.1.1 Подизање снаге након синхронизације

На Сл. 8.1 приказани су снимци  $i_{PV}$  и  $v_{BPF}$ , као и резултати прорачуна унутрашње карактеристике сигнала (УКС) у две етапе (Сл. 5.9) приликом покретања ФН система из стања дужег мировања након синхронизације (поглавље 7.2.1.2). На првом подграфику приказане су: снимљена вредност струје  $i_{PV}$  и логичка вредност којом се испитује стање укључености ФН инвертора, која је означена са ОР (енг. *Operation*). Приступ испитивању укључености је описан у поглављу 7.3. Логичка нула ОР представља стање када алгоритам види систем као угашен, или у процесу укључења или искључења. Логичка јединица је овде скалирана са 2 како би график био читљивији. На другом подграфику приказане су мерене вредности сигнала  $v_{BPF}$  који се користи као улаз за прву етапу прорачуна УКС, која је на трећем подграфику Сл. 8.1 обележена са  $M$ . На четвртном подграфику приказани су резултати друге етапе прорачуна УКС (са одузетим офсетом), која је обележена са  $M'_{no}$ . Вредности  $M$  и  $M'_{no}$  приказане су са логаритамском у-осом ради лакше анализе. Интересантно је да УКС, које су линеарне трансформације ентропије (срачунате према опису из поглавља 5.5), на Сл. 8.1 имају релативно високе вредности пре него што ФН инвертор започне са радом. Ово је донекле и очекивано, јер у том периоду у сигналу  $v_{BPF}$  нема никаквог корисног сигнала, већ само постоји индукован шум. Шум је врло неуређен, па су и вредности  $M'_{no}$  високе. Са почетком рада претварача око 35. s, у  $v_{BPF}$  сигналу се уочава повећање снаге сигнала, тј. појављују се таласни облици који су последица рада претварача. Услед повећања снаге сигнала које је последица рада претварача, варијанса вредности  $M$  се значајно смањује, а  $M'_{no}$  опада неколико десетина пута.

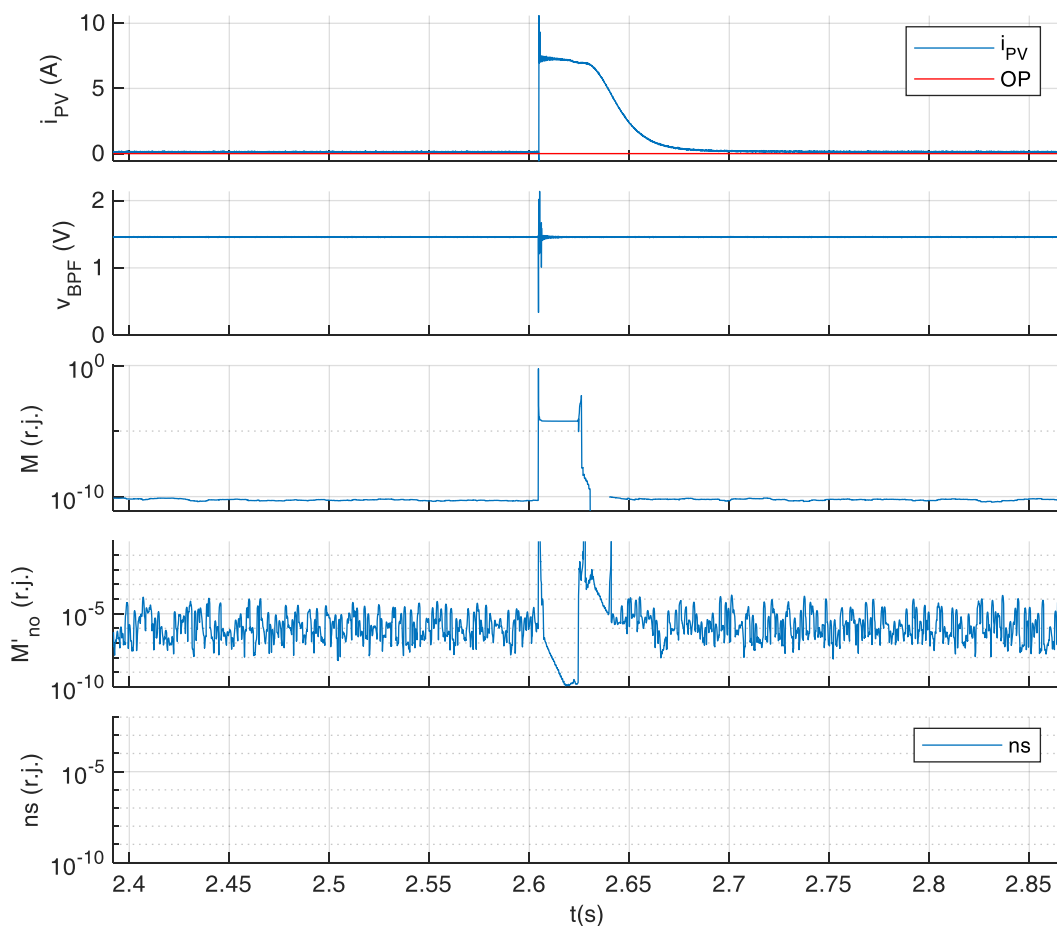


**Сл. 8.1** Прорачуни УКС у две етапе и *ns* приликом покретања ФН система из стања мировања

Када сигнал *OP* скочи на логичку вредност 1, алгоритам за детекцију РЕЛ постаје одблокиран и примећује се нагли скок сигнала *ns*. Због читљивости сигнал *ns* је такође приказан на логаритамској у-оси. Вредности сигнала *ns* у овом случају су у сваком тренутку испод  $1e-7$  r.j., што је вишеструко мање него у случајевима са РЕЛ који ће бити приказани у поглављу 8.2.

**8.1.2** Покретање ФН система окретањем ручице за прикључење

На Сл. 8.2 приказане су главне променљиве алгоритма за откривање РЕЛ приликом покретања ФН система.



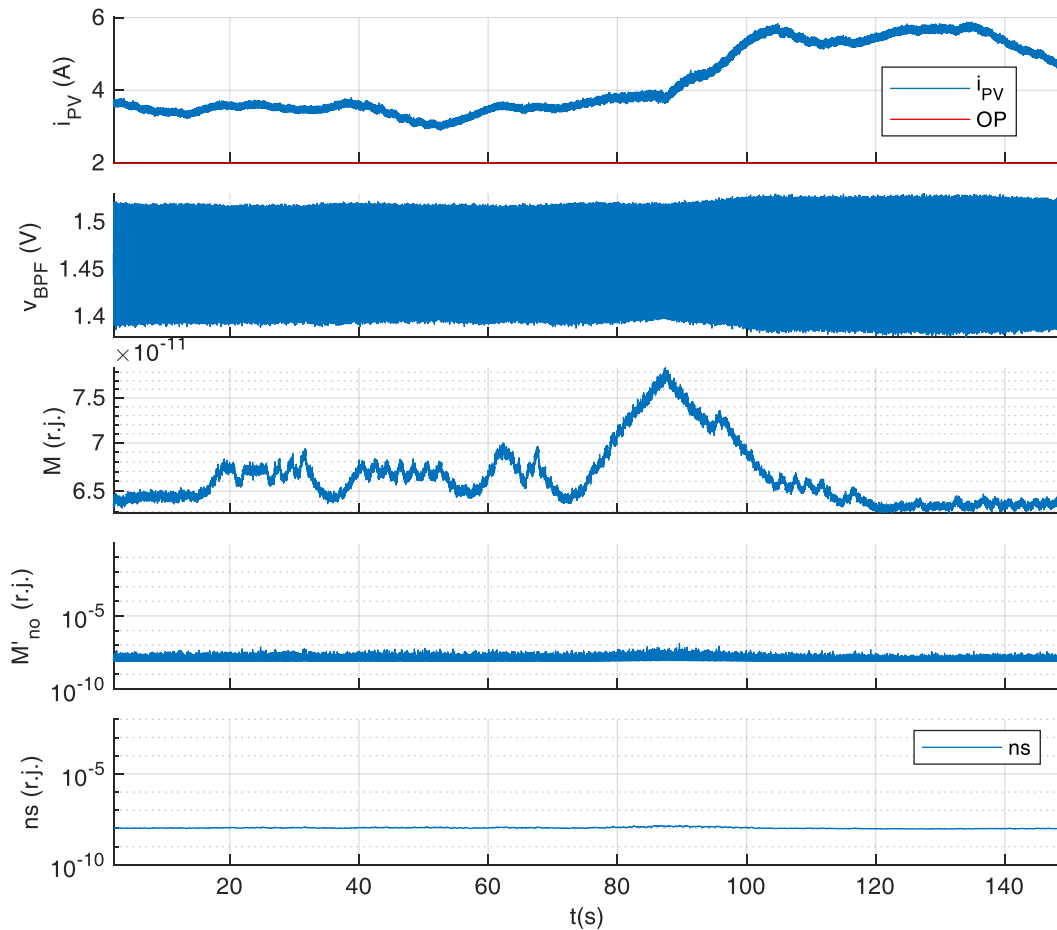
Сл. 8.2 Прорачуни УКС у две етапе и  $ns$  приликом покретања ФН система

Резултати су слични као у претходном случају. Без рада претварача, на снимку је само шум који је врло неуређен, те су вредности  $M'_{no}$  високе. Окретањем ручице за прикључење долази до импулса у вредности струје који траје релативно кратко (око 50 ms), те алгоритам није регистровао да је систем почео са радом (сигнал  $OP$  је на нули) и излаз ( $ns$ ) остаје блокиран на вредности 0. Сигнал  $ns$  се не види на Сл. 8.2, јер је график на коме је приказано  $ns$  логаритамски, а вредност  $ns$  је приликом овог експеримента стално била на нули.

### 8.1.3 Осцилације снаге услед кретања облака

На Сл. 8.3 приказане су главне променљиве алгоритма за откривање РЕЛ услед кретања облака. Споре промене радних режима изазивају споре промене у вредности  $M$ , што је у складу са анализом из поглавља 5.4. Вредности  $M'_{no}$  су врло ниске, а вредности сигнала  $ns$  сличне су онима код процеса подизања снаге (испод  $1e-7$  r.j.).

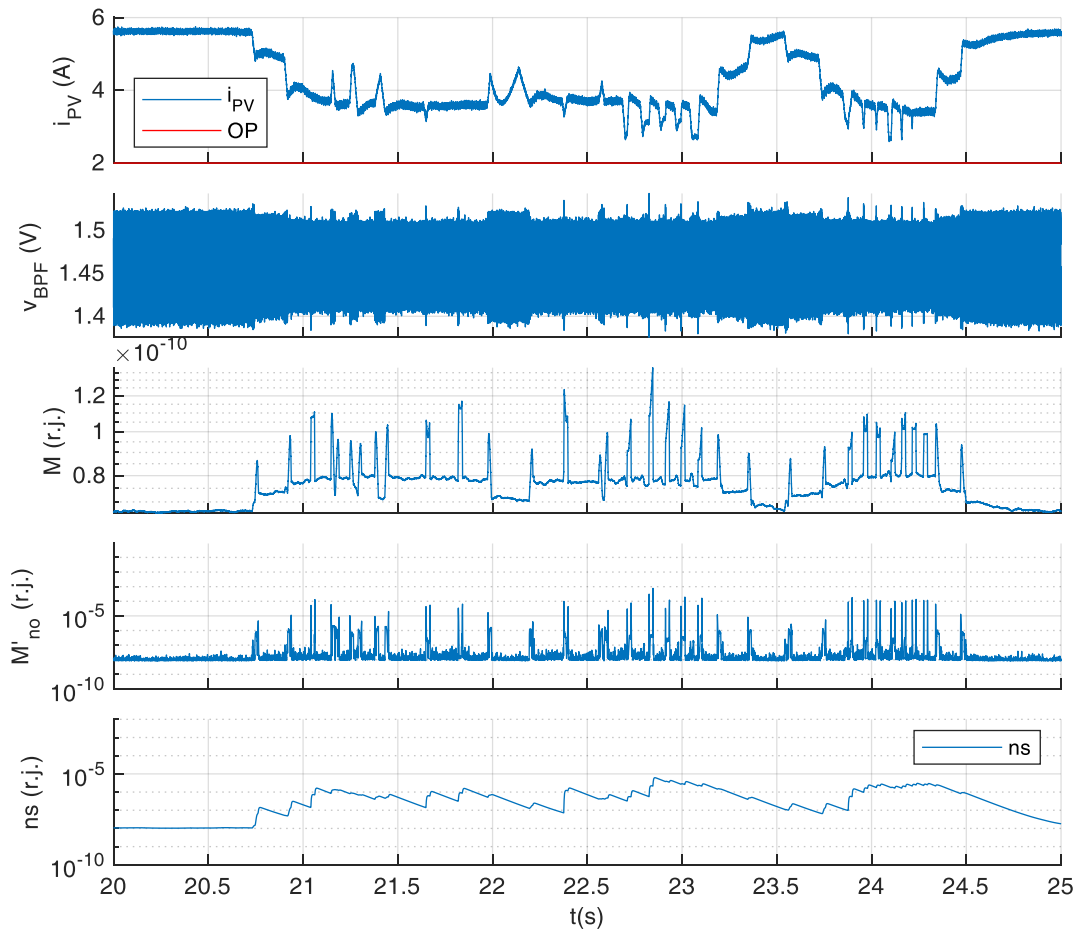




Сл. 8.3 Прорачуни УКС у две етапе и  $ns$  приликом кретања облака

#### 8.1.4 Осцилације снаге услед брзих парцијалних сенки

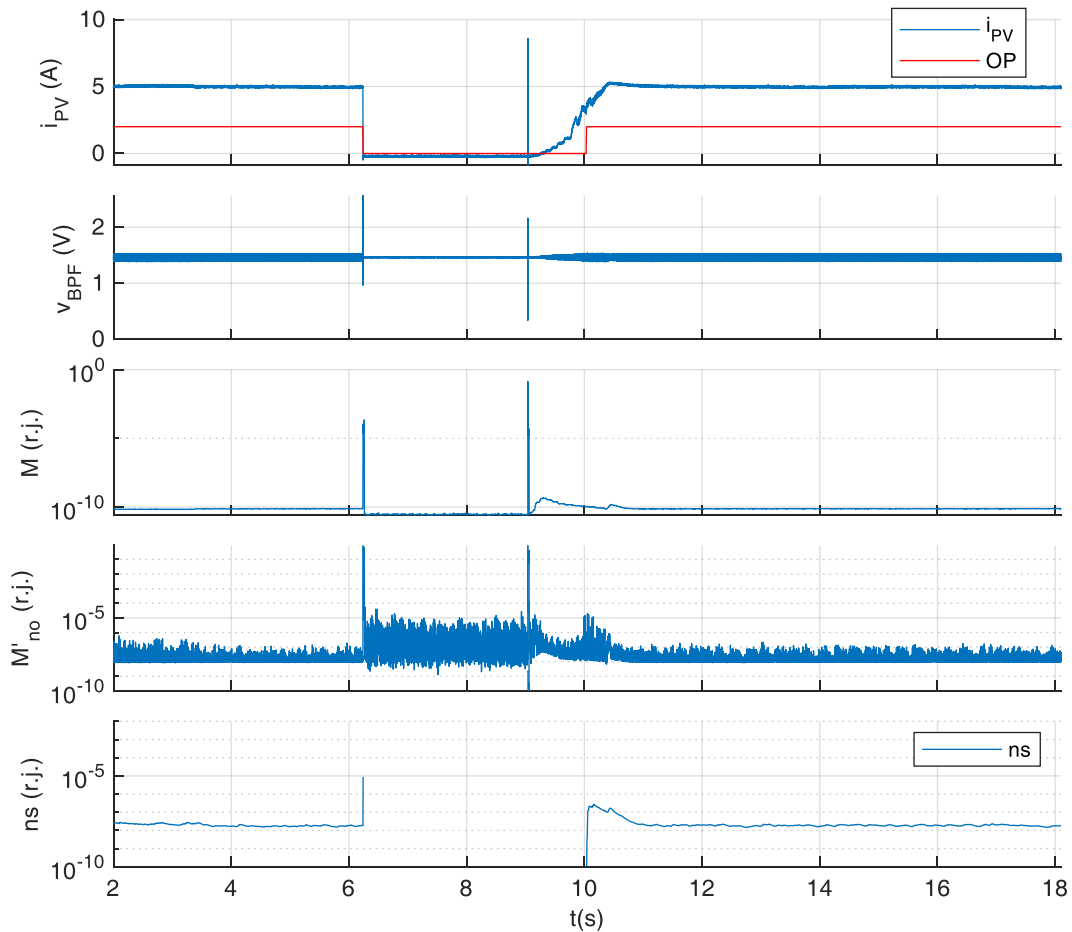
Прорачунате вредности  $M$ ,  $M'_{no}$  и  $ns$  услед брзих парцијалних сенки приказане су на Сл. 8.4. Брзе парцијалне сенке изазивају брзе промене у таласном облику  $v_{BPF}$ . У тренуцима када се појављују шиљци у таласном облику  $v_{BPF}$  долази и до појаве шиљака и високих вредности у сигналима  $M$  и  $M'_{no}$ . Срећом, шиљци у таласном облику  $M'_{no}$  нису толико чести и нису тако великих амплитуда као у случајевима са РЕЈ, што ће бити накнадно приказано. Након што се  $M'_{no}$  филтрира са LPF (алгоритам са LPF је приказан на Сл. 5.9), вредност  $ns$  се пење до вредности од око  $7e-6$  r.j.



Сл. 8.4 Прорачуни УКС у две етапе и  $ns$  приликом брзих парцијалних сенки

### 8.1.5 Нагло укључивање и искључивање ФН система

На Сл. 8.5 приказане су прорачунате вредности УКС и  $ns$  у случају наглих укључења и искључења ФН система. Приликом искључења система појављују се шиљци у таласном облику  $v_{BPF}$  који су последица наглог прекида струје. Међутим, услед искључења струја брзо пада испод 0,5 А и алгоритам се блокира. Након искључења следи укључење и алгоритам се одблокира око 10. секунде. Максимална вредност индикатора  $ns$  у овом експерименту износила је око  $9e-6$  r.j.



Сл. 8.5 Прорачуни УКС у две етапе и  $ns$  приликом наглих укључења и искључења ФН система

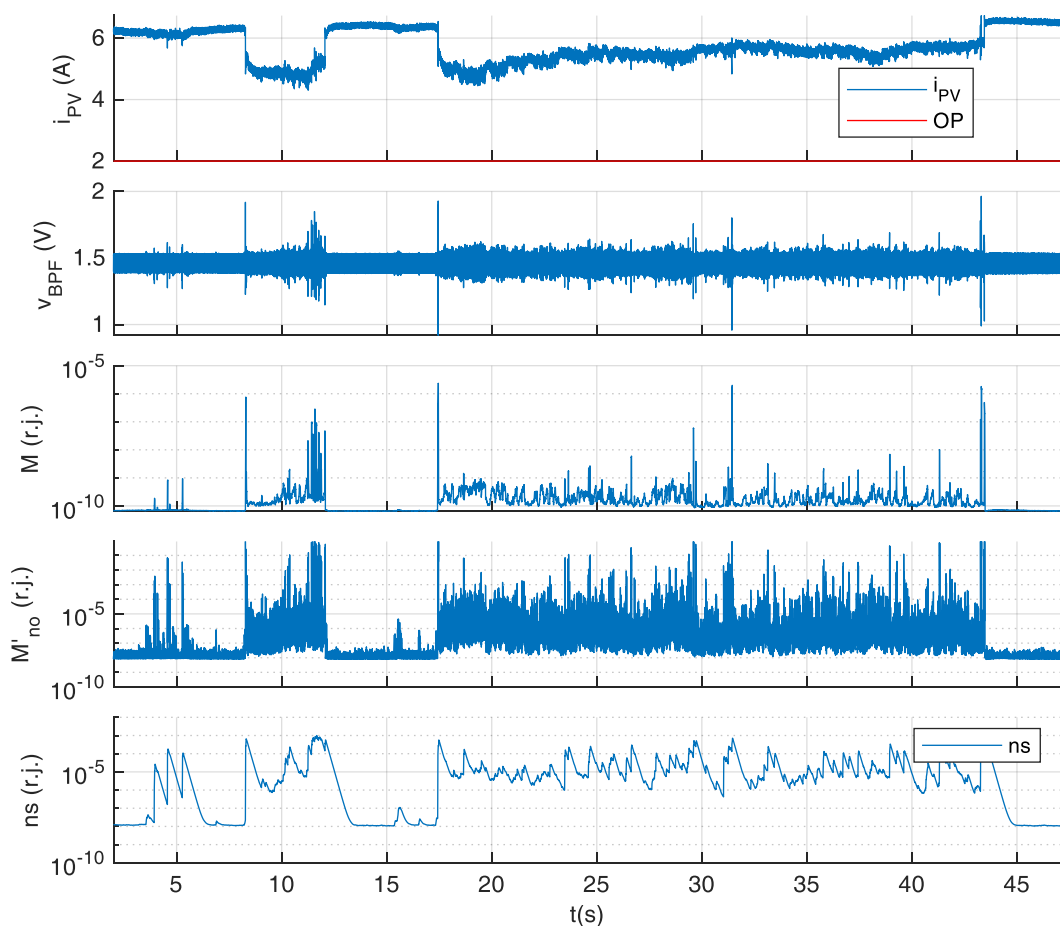
## 8.2. Верификација над тестовима којима се испитује осетљивост алгоритма на откривање РЕЛ

### 8.2.1 РЕЛ при струји ФН поља од 5 А до 6 А

На Сл. 8.6 приказани су резултати прорачуна УКС и  $ns$  при струјама ФН поља од 5 А до 6 А. Приказани су искрећи РЕЛ око 5. секунде и два одржива РЕЛ од 7. до 12. секунде и од 17. до 42. секунде.

Како је напоменуто у 7.2.2.1, до искрећег РЕЛ око 5. секунде дошло је услед спорог раздвајања електрода окретањем ручице микрометра. Без обзира на интензитет РЕЛ, у сигнаlima  $M$ ,  $M'_{no}$  и  $ns$  уочавају се промене које могу да указују на постојање РЕЛ. Наредна два РЕЛ, која су проузроковала веће пропаде струје  $i_{PV}$ , карактеришу више вредности  $M$ ,  $M'_{no}$  и  $ns$ .

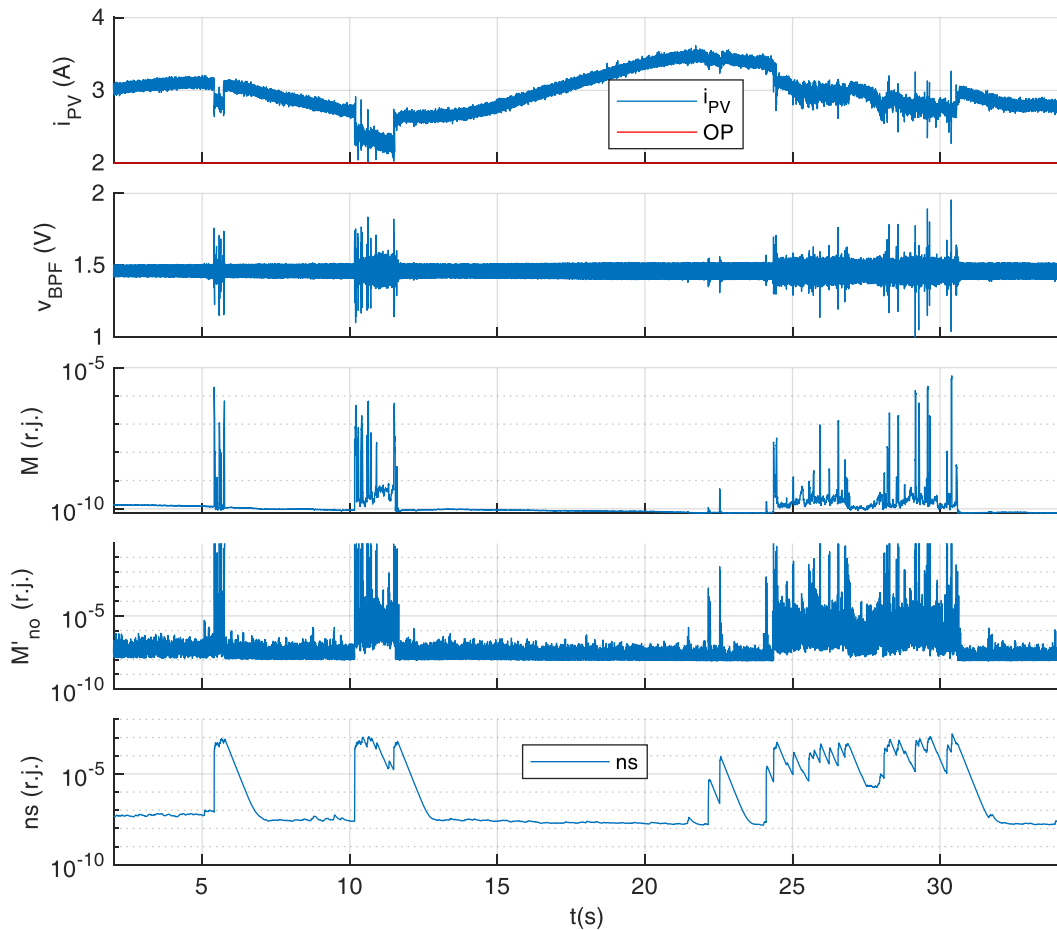
На Сл. 8.6 уочава се да сигнал  $ns$  достиже до вредности које су преко  $1e-4$  r.j. у тренуцима када започињу два одржива РЕЛ. Вредности  $ns$  су ниже за време искрећег лука, али, како је напоменуто, искрећи лук је мање опасан због врло кратког трајања.



Сл. 8.6 Прорачуни УКС и  $ns$  у две етапе приликом појаве РЕЛ при струјама од 5 А до 6 А

### 8.2.2 РЕЛ при струјама од 2 А до 3 А

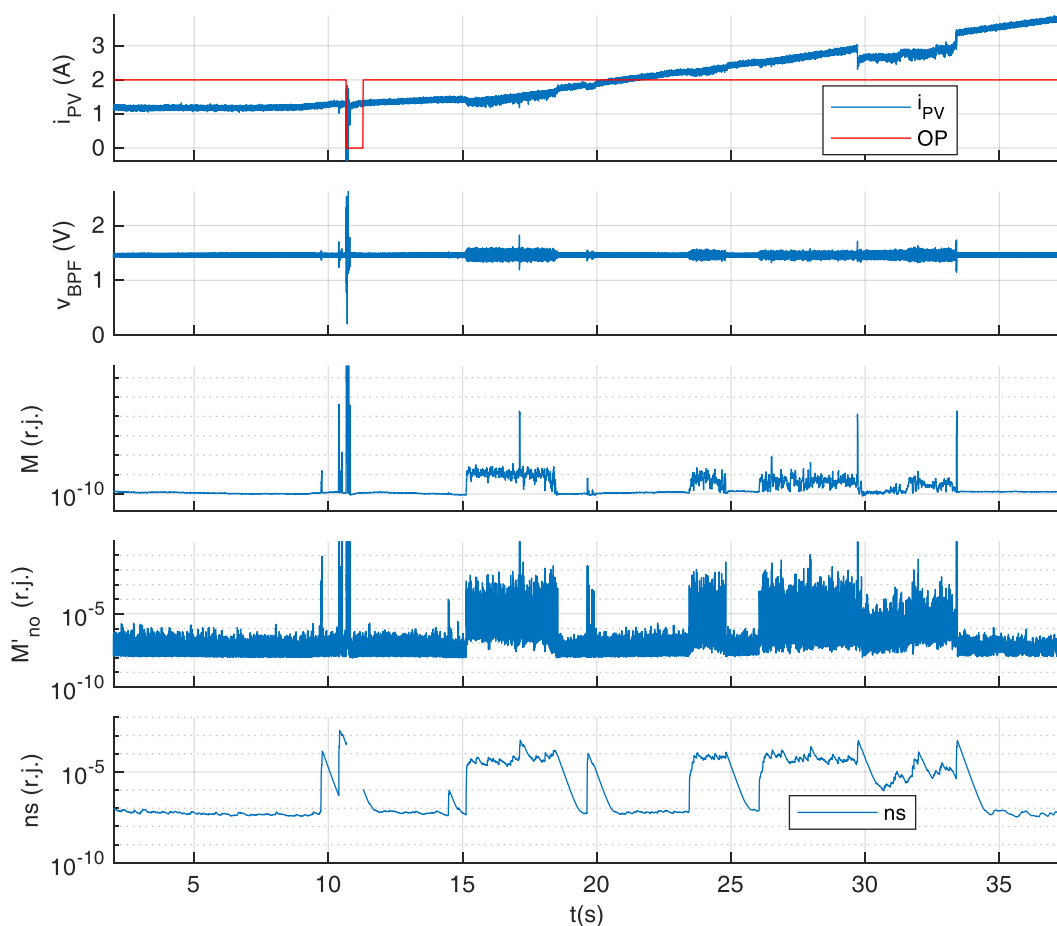
На Сл. 8.7 приказани су прорачуни УКС у две етапе приликом појаве РЕЛ при струјама од 2 А до 3 А. Вредности сигнала  $ns$  су нешто више у односу на РЕЛ са већим струјама из претходног случаја (Сл. 8.6), што је у складу са опажањима датим упоредо са спектрограмима ових сигнала (Сл. 7.26 и Сл. 7.28). Поред три одржива РЕЛ, око 22. секунде појављује се искрећи лук који узрокује нешто мање порасте параметара  $M$ ,  $M'_{no}$  и  $ns$  у односу на оне које одговарају устаљеним РЕЛ. Сигнал  $ns$  достиже вредности које су преко  $1e-4$  у тренуцима када започињу сва три одржива РЕЛ.



Сл. 8.7 Прорачуни УКС и  $ns$  у две етапе приликом појаве РЕЛ при струјама од 2 А до 3 А

### 8.2.3 РЕЛ при струјама од 1,5 А до 3 А

На Сл. 8.8 приказане су прорачунате вредности УКС при струјама једносмерног кола од 1,5 А до 3 А. Око 11. секунде долази до краткотрајног лука који је праћен пропадом струје испод 0,5 А услед раздвајања електрода. Алгоритам је овај догађај окарактерисао као тренутни прекид рада ФН система (сигнал ОП и  $ns$  падају на нулу), због чега детекција лука остаје блокирана наредних 0,5 s.



Сл. 8.8 Прорачуни УКС и  $ns$  у две етапе приликом појаве РЕЛ при струјама од 1,5 А до 3 А

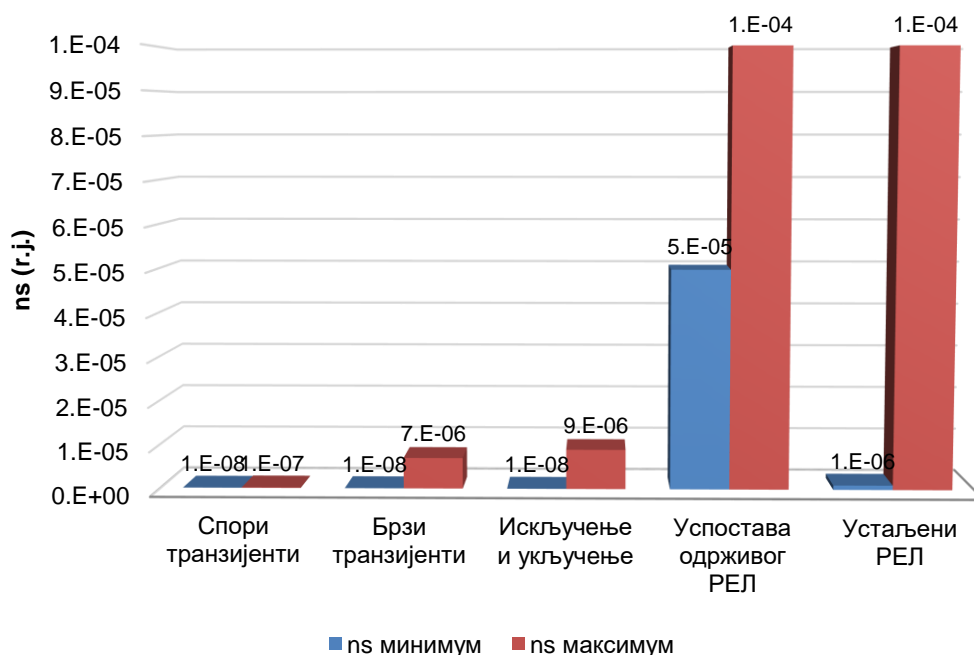
Након овог догађаја, око 15, 23. и 27. секунде појављују се три трајна РЕЛ, код којих је (за разлику од претходних случајева) приметан врло мали пропад струје  $i_{PV}$ . Међутим, иако је пропад струје врло мали, шум у сигналу  $v_{BPF}$  је прилично велик, и због чега изазива велике скокове у вредностима  $M$ ,  $M'_{no}$  и  $ns$ . Како се повећава размак између електрода, око 29. секунде долази до већег пропада струје, док се РЕЛ коначно није угасио око 34. секунде спајањем електрода. У случају када се успоставе одрживи РЕЛ, вредност сигнала  $ns$  у сваком од наведених случајева прелази вредност  $5e-5$  r.j.

### 8.3. Дискусија о граници за реаговање заштите

Симулирајући алгоритам над узорцима мерења приказаним у поглављу 8.2, добијене су вредности сигнала  $M$ ,  $M'_{no}$  и  $ns$  у различитим ситуацијама са и без РЕЛ. Максималне и минималне вредности сигнала  $ns$  који се користи као индикатор детекције РЕЛ дате су у Таб. 8.1, а графички приказ ових вредности дат је на Сл. 8.9.

Таб. 8.1 Минималне и максималне вредности сигнала  $ns$  који се користи као индикатор појаве РЕЛ

Показатељ	$ns$ (г.ј.)	
	минимум	максимум
Спори транзијенти	<1.E-08	<1.E-07
Брзе парцијалне сенке	<1.E-08	<7.E-06
Искључивање и укључивање система	<1.E-08	<9.E-06
Успостављање одрживог РЕЛ	>5.E-05	>1.E-04
Устаљени РЕЛ	>1.E-06	>1.E-04



Сл. 8.9 Графички приказ минималних и максималних вредности сигнала  $ns$  који се користи као индикатор појаве РЕЛ

С обзиром на то да је за откривање РЕЛ најважнији период успостављања (почетка) одрживог РЕЛ, може се рећи да је максимална вредност границе за откривање одрживог РЕЛ у анализираним случајевима увек виша од  $5e-5$  г.ј. за сигнал  $ns$ . Са друге стране, највеће вредности сигнала  $ns$  у нормалном раду јавиле су се за време брзих транзијената са максимумима око  $7e-6$  г.ј. У случају да се искључи ФН систем, сигнал  $ns$  узима највише вредности у режимима без квара (нешто испод  $9e-6$  г.ј.).

Дакле, услед појаве РЕЛ сигнал  $ns$  прелази вредности које су око 1000 пута веће него у случајевима спорих транзијената. Међутим, ова метода се показује као осетљива на брзе транзијенте као што су брзе парцијалне сенке, које могу бити изазване прелетом птица, или на транзијенте који су последица процеса искључења ФН система. Узимајући у обзир вредности из Таб. 8.1, граница за реаговање алгоритма за детекцију РЕЛ постављена је на  $2e-5$  г.ј.

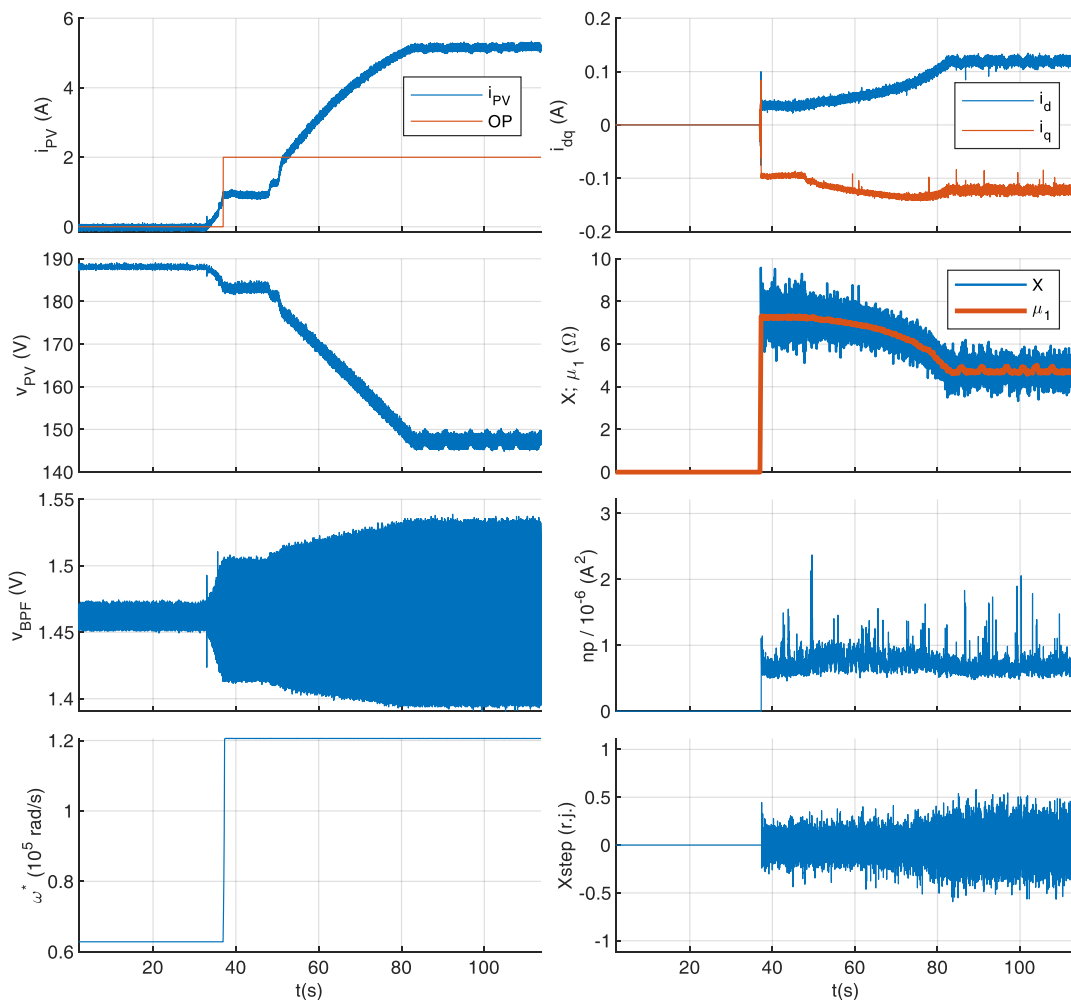
## 9. ВЕРИФИКАЦИЈА МЕТОДЕ ЗАСНОВАНЕ НА ПРАЋЕЊУ ИМПЕДАНСЕ ФН ПОЉА НА УЧЕСТАНОСТИ КОМУТАЦИЈА

Верификација методе засноване на праћењу импедансе ФН поља на учестаности комутација извршена је на истим узорцима мерења чији су таласни облици са резултатима фреквентне анализе приказани у поглављу 7.2. За верификацију је коришћен алгоритам описан у поглављу 6.4. Као и приликом експеримената, верификација је подељена на делове у којима су извршени тестови којима се најпре испитује робусност, а затим и осетљивост алгоритма за детекцију РЕЛ. Параметри PLL и QSQ су описани у прилозима (поглавље 13).

### 9.1. Верификација методе тестовима којима се испитује робусност алгоритма на транзијенте који се могу јавити у нормалном раду

#### 9.1.1 Подизање снаге након синхронизације

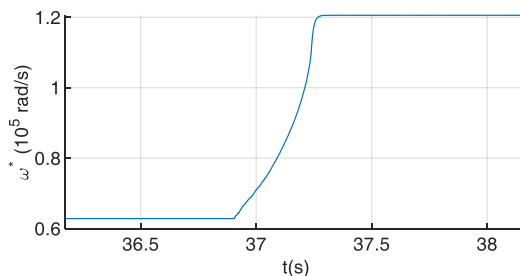
Први спроведен тест имао је за циљ да испита могућности синхронизације PLL-а са хармоницима изазваним радом претварача за време процедуре подизања снаге након дужег периода ван рада. Снимак подизања снаге са карактеристичним сигнаlima алгоритма заснованог на праћењу импедансе ФН система приказан је на Сл. 9.1. Пре него што је систем почео са радом, напон ФН поља био је на вредности напона празног хода, а ФН инвертор је почео са радом око 30. секунде



Сл. 9.1 Променљиве алгоритма заснованог на праћењу импедансе приликом укључења ФН система након дужег периода ван погона



Пошто процес идентификације импедансе нема сврхе без рада претварача, алгоритам је блокиран док се не детектује да је систем почео са радом (поглавље 7.3). У овом тесту  $\omega_{ff}$  са Сл. 6.12 подешено је на  $2\pi \cdot 10$  kHz, због чега се 10 kHz може сматрати за почетну претпоставку о фреквенцији прекидања претварача. Када алгоритам детектује да је претварач почео са радом, PLL конвергира на праву вредност  $\omega$  за мање од 0,5 секунди. Ово је приказано на Сл. 9.2, где је сигнал  $\omega^*$  увеличан по x-оси.



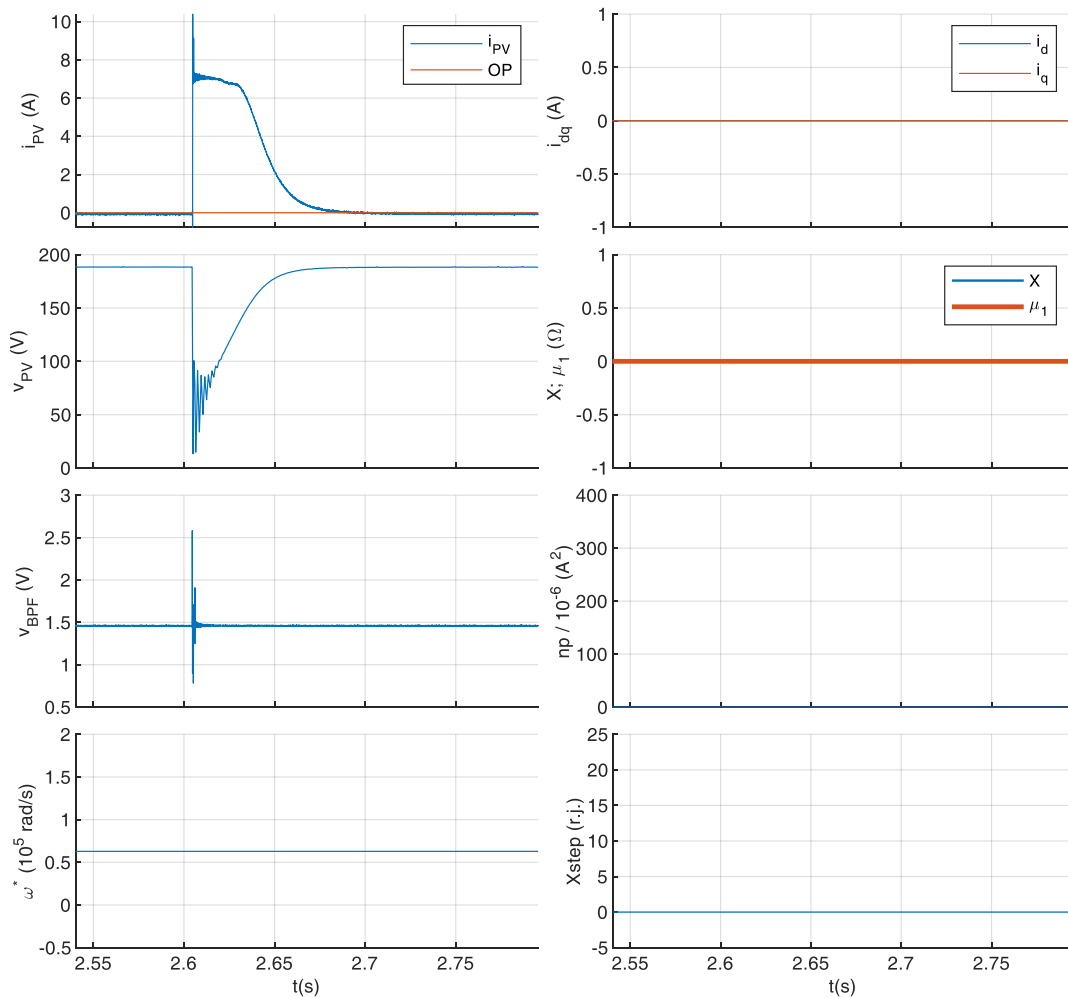
**Сл. 9.2** Сигнал кружне учестаности који се добија са PLL (Сл. 6.12)

У исто време  $dq$  компоненте струје ( $i_{dq}$ ) и реактанса  $X$  померају се са нултих вредности (Сл. 9.1). Дужине прозора ( $L_1$  и  $L_2$ ) који се користе за детекцију степ промене реактансе (поглавље 6.4.2) подешене су на 200, док се њихови одбирци освежавају на 20 kHz (извршено је супсемпловање и узима се сваки 10. одбирак). Ово значи да сваки прозор има податке о реактанси из узорка који траје 10 ms и да у случају степ промене  $X_{step}$  достиже максималну вредност за највише 10 ms.

За време рада МРРТ долази до пораста струје и смањења напона док систем не достигне тачку са максималном снагом. На Сл. 9.1 може се уочити да како се смањује напон  $v_{PV}$ , опада и вредност реактансе  $X$  док систем не уђе у стационарно стање око 90. секунде. Како је наведено у поглављу 6.1, вредност реактансе која се односи на мале поремећаје доминантно зависи од оточне капацитивности  $p_n$  споја ФН ћелије, а капацитивност доминантно зависи од напона (Сл. 6.3). Како пада напон, смањује се капацитивност, те повећава реактанса  $X$ , у складу са формулом (6.1). Средња вредност сигнала  $np$  (излаз блока за детекцију снаге шума - Сл. 6.15) на анализираном периоду, у којем је алгоритам одблокиран, износи око  $8e-7$  A<sup>2</sup>. На Сл. 9.1 уочавају се и шиљци са максималним вредностима које су испод  $3e-6$  A<sup>2</sup>. Ови шиљци су изазвани шумом који је индукован на релативно дугим кабловима којима су повезани ФН инвертор и ФН поље. Сигнал  $X_{step}$ , који се користи као индикатор степ промене реактансе на горе, такође има релативно ниске вредности које се налазе у опсегу од око  $\pm 0,5$  г.ј.

### 9.1.2 Покретање ФН система окретањем ручице за прикључење

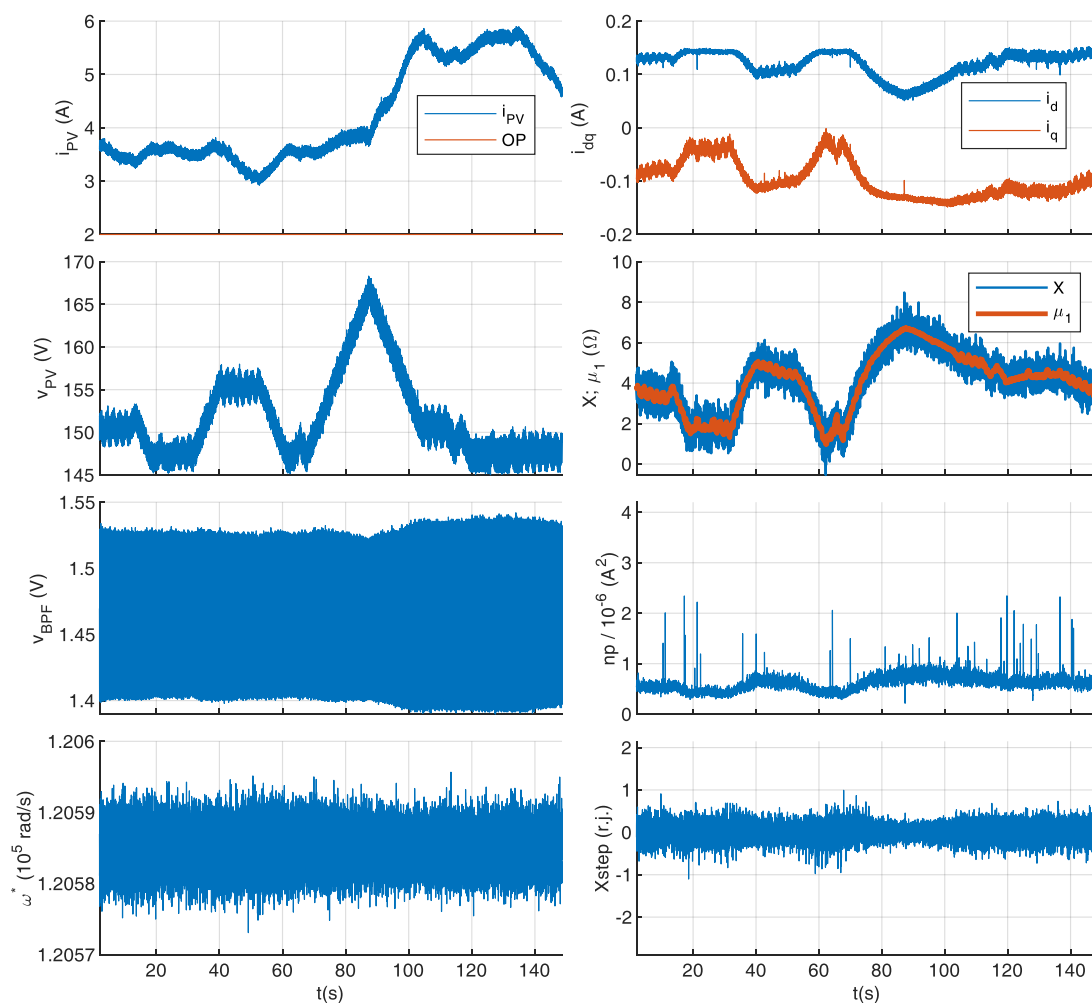
Рад алгоритма за време покретања система окретањем ручице приказан је на Сл. 9.3. Окретањем ручице долази до импулса у вредности струје који траје релативно кратко (мало дуже од 50 ms), због чега алгоритам није регистровао да је систем почео са радом (сигнал  $OP$  је на нули) и променљиве које се користе за праћење импедансе ФН система остају блокиране на нултој вредности.



**Сл. 9.3** Променљиве алгоритма заснованог на праћењу импедансе приликом укључења ФН система окретањем ручице

### 9.1.3 Осцилације снаге услед кретања облака

Мерења спроведена у оквиру овог теста и излази алгоритма приказани су на Сл. 9.4. Услед кретања облака МРРТ изазива значајне промене у вредности  $v_{PV}$ , што за последицу има варијације у вредностима  $dq$  компоненти струје, али и у вредности реактансе  $X$ . Сигнал  $np$  којим се прати снага шума стално је на ниској вредности, као и сигнал  $Xstep$ , јер током овог мерења не долази до додатног шума, као ни до наглих промена радних режима.

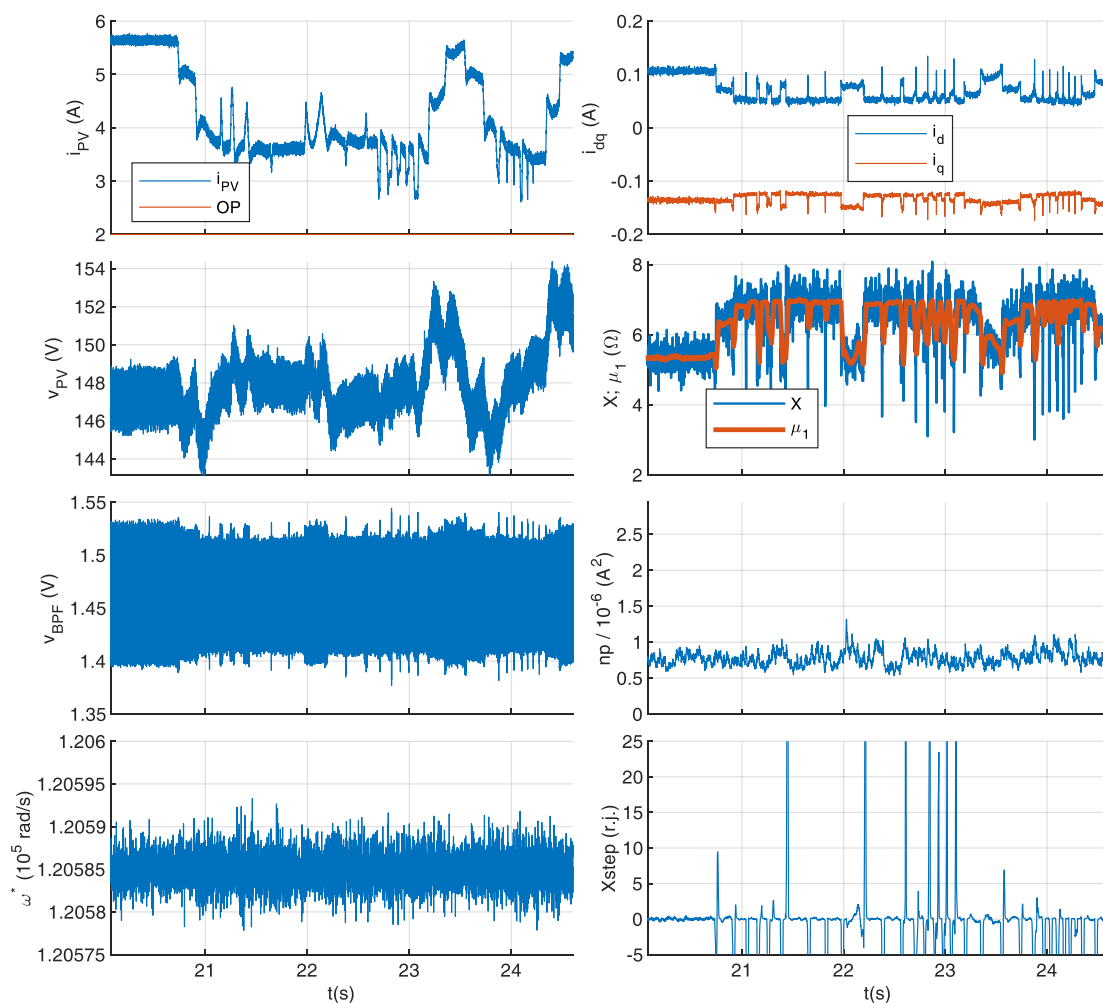


**Сл. 9.4** Променљиве алгоритма заснованог на праћењу импедансе приликом укључења ФН система окретањем ручице

#### 9.1.4 Осцилације снаге услед брзих парцијалних сенки

Снимци транзијената услед брзих парцијалних сенки, које су настале махањем заставе изнад ФН поља, приказани су на Сл. 9.5. Када се парцијална сенка појави изнад ФН поља, мењају се V-I карактеристике ћелија које су у сенци и долази до промена у сигналима  $i_{PV}$  и  $v_{PV}$ . Управљачки алгоритам енергетског претварача покушава да пригуши настале поремећаје и одржава  $v_{PV}$  близу референце која је задата од стране МРРТ. Парцијалне сенке изазивају повећање капацитивности  $pn$  споја ФН ћелија које су у сенци и последично долази до повећања реактансе  $X$ , што је у складу са (6.1). Овакво понашање се поклапа са резултатима из [86], [87], где је формиран динамички модел ФН ћелије који се односи на мале поремећаје, а капацитивност  $pn$  споја искоришћена као један од индикатора за откривање ФН ћелија које су у заклону парцијалних сенки.

Иако парцијалне сенке изазивају велике и брзе транзијенте у ФН систему и скоковите промене вредности  $X$ , нема додатног шума регистрованог у  $pn$  који би могао бити последица РЕЛ.

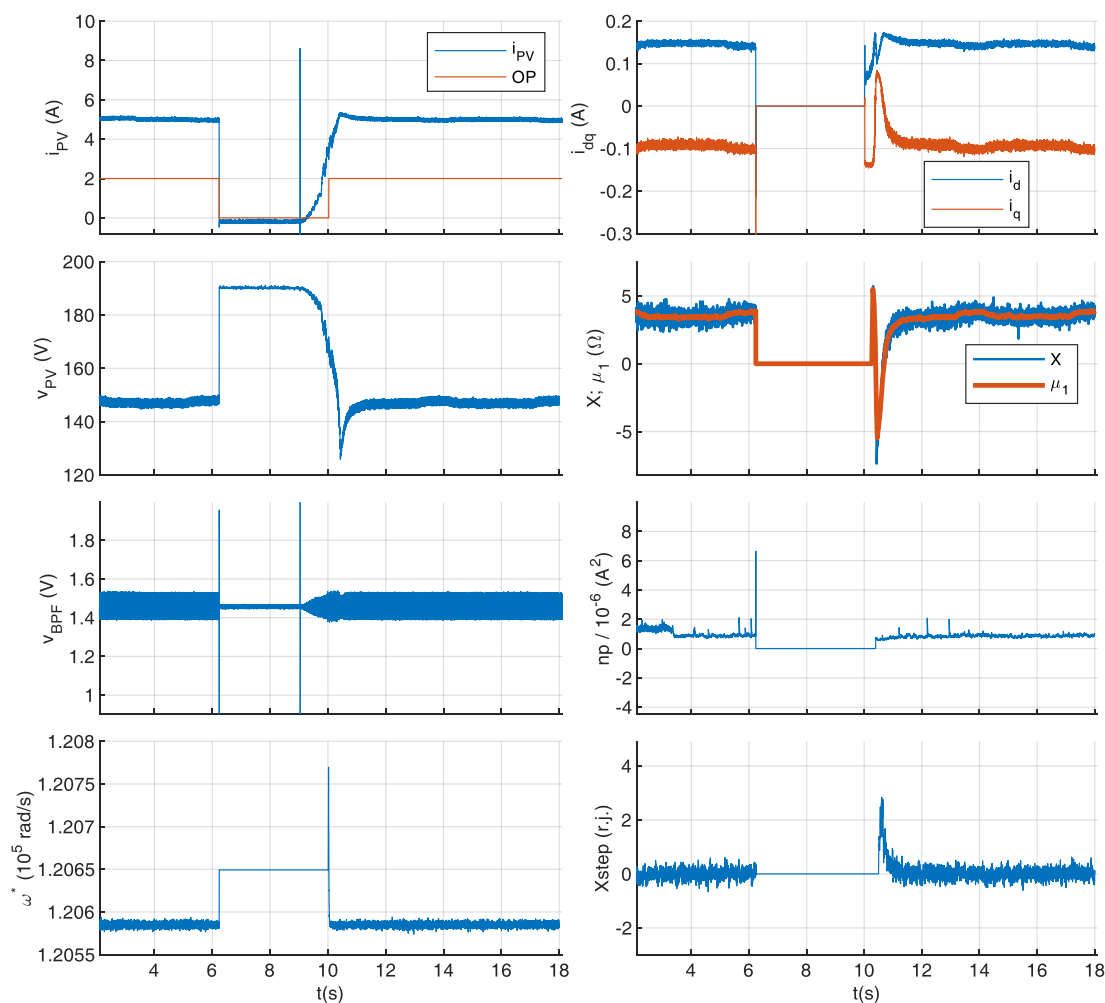


**Сл. 9.5** Променљиве алгоритма заснованог на праћењу импедансе услед појаве брзих парцијалних сенки

### 9.1.5 Нагло укључивање и искључивање ФН система

На Сл. 9.6 приказан је снимак наглих укључења и искључења ФН система са променљивама које описују рад алгоритма заснованог на праћењу импедансе.

Непосредно пре комплетног искључења долази до брзих транзијената у сигналу  $v_{BPF}$  приликом окретања ручице прекидача. Подсећања ради, алгоритам којим се испитује стање укључености ФН система заснован је на праћењу и поређењу струје  $i_{PV}$  са вредности од 0,5 А (поглавље 7.3). Са друге стране, за идентификацију импедансе користи се сигнал  $v_{BPF}$  који је излаз пропусника опсега учестаности сигнала струје. Стога, пре него што струја падне испод вредности од 0,5 А и алгоритам се блокира, долази до високих вредности у  $v_{BPF}$  које доводе до пораста вредности  $nr$ . Ипак, струја релативно брзо пада испод 0,5 А и алгоритам се блокира пре него што  $nr$  достигне високе вредности. Након искључења следи брзо укључење и алгоритам се одблокира око 10. секунде. Вредности  $nr$  и  $Xstep$  које се користе као индикатори присуства РЕЈ не прелазе  $7 \text{ A}^2$  и 3 г.ј., респективно.

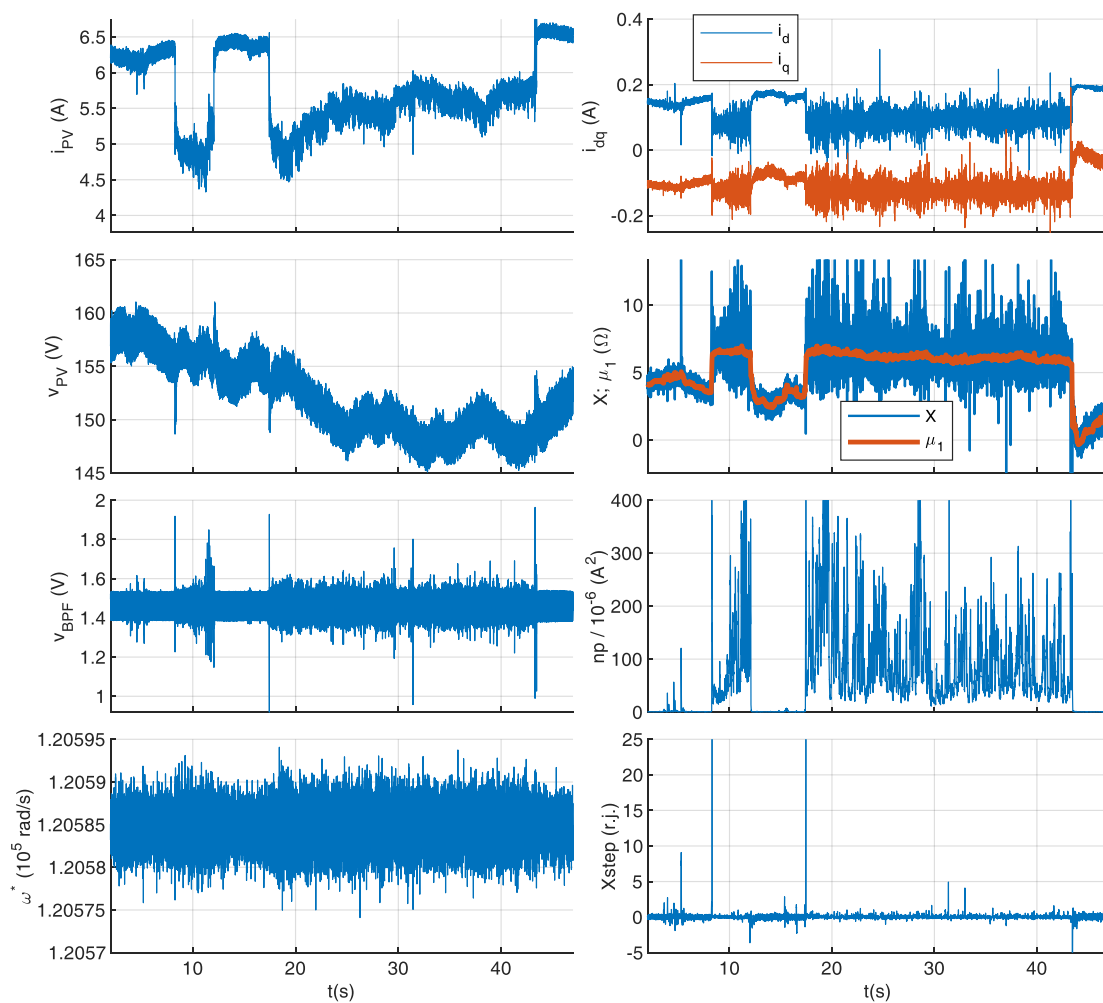


Сл. 9.6 Променљиве алгоритма заснованог на праћењу импедансе услед наглих укључења и искључења ФН система

## 9.2. Верификација методе тестовима којима се испитује осетљивост алгоритма на откривање РЕЛ

### 9.2.1 РЕЛ при струји ФН поља од 5 А до 6 А

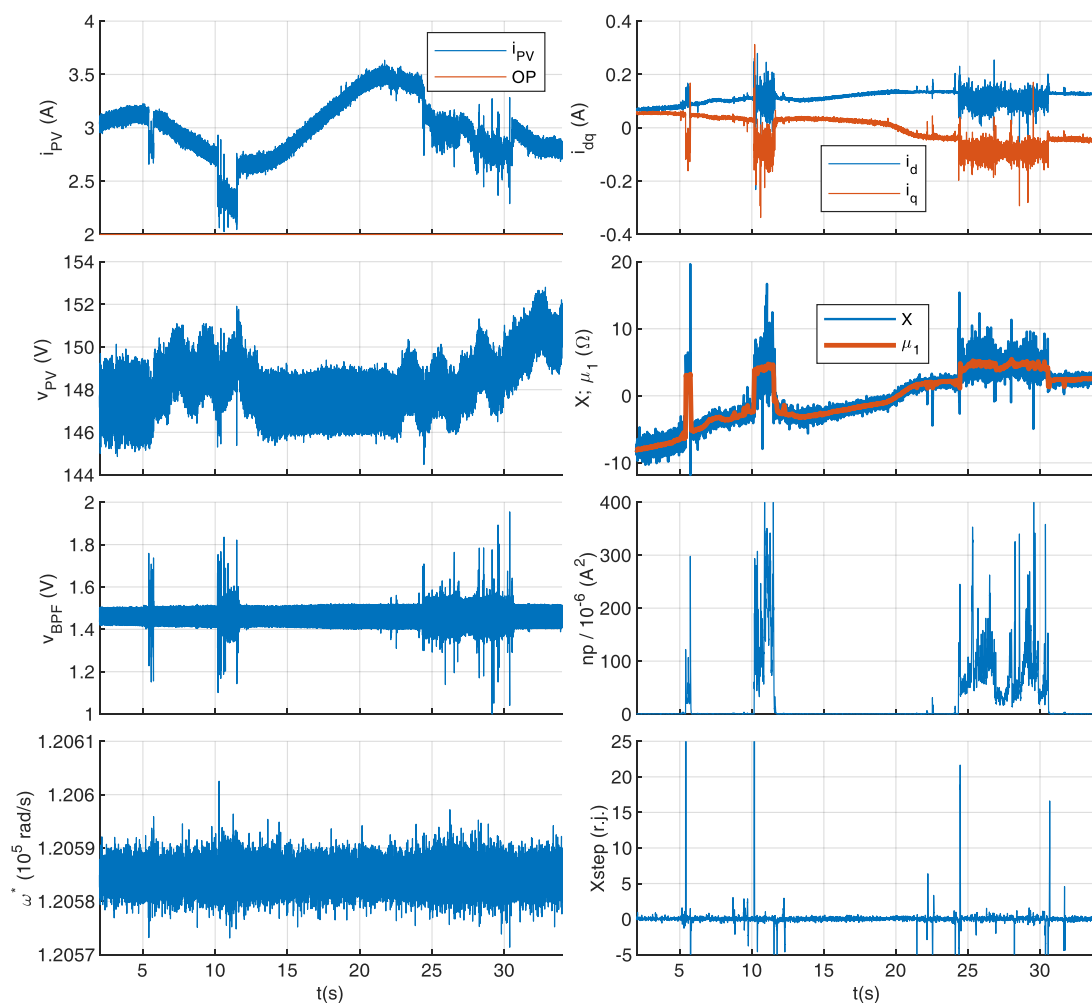
Резултати експеримента са два РЕЛ при струјама од 5 А до 6 А приказани су на Сл. 9.7. Непосредно пре но што се појаве ова два трајна РЕЛ, у вредности идентификоване реактансе  $X$  уочавају се мале варијације око 5. секунде. Ове варијације су изазване спорим раздвајањем електрода. Наиме, електроде се споро раздвајају и импеданса изазвана лошим контактом додаје се у коло. Када се успостави РЕЛ око 7. секунде, у коло се додаје додатна импеданса која се мења стохастично и изазива хаотичне варијације у струји  $i_{PV}$ , које се јасније уочавају у сигналу  $v_{BPF}$ . Пошто је PLL синхронизован са хармоником напона, хаотично понашање РЕЛ изазива високофреквентни шум у таласним облицима сигнала  $i_d$  и  $i_q$ . Снага шума који се уочава у сигналу  $np$  вишеструко је већа него у случајевима без лука. Стога се додатни шум изазван РЕЛ може лако уочити праћењем сигнала  $np$ . У исто време када се појављује шум, РЕЛ изазива и скоковите промене средње вредности, али и варијансе реактансе  $X$ . Ове скоковите промене се могу лако уочити праћењем сигнала  $Xstep$ , који у овом експерименту приликом успостављања одрживог РЕЛ прелази вредност 25 r.j.



**Сл. 9.7** Променљиве алгоритма заснованог на праћењу импедансе услед појаве РЕЛ при струјама од 5 А до 6 А

### 9.2.2 РЕЛ при струји ФН поља од 2 А до 3 А

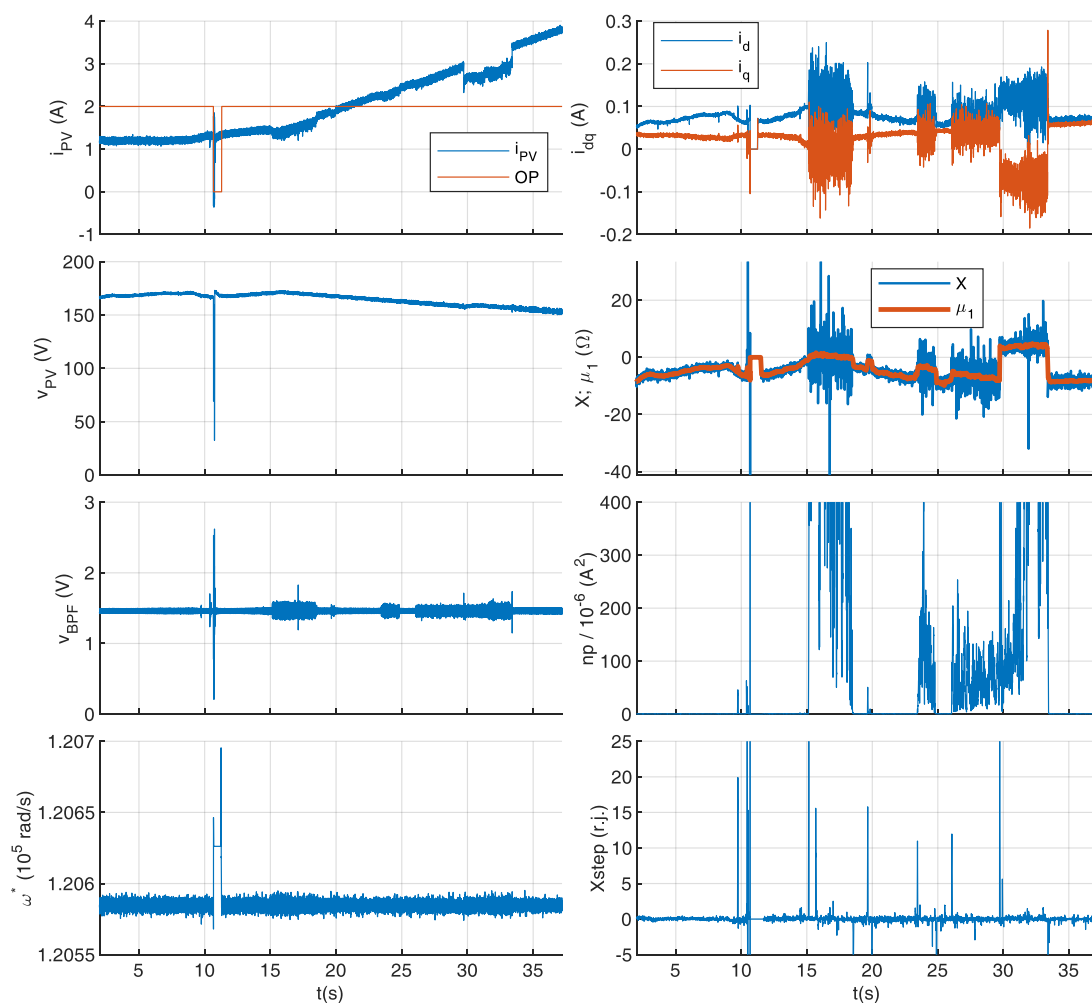
Резултати рада алгоритма у случају РЕЛ који се појављује при струјама од 2 А до 3 А приказани су на Сл. 9.8. Приликом појаве сваког од три одржива РЕЛ долази до појаве високих вредности у сигналу  $np$ , као и појаве импулса великих амплитуда у сигналу  $Xstep$ . Приликом успостављања РЕЛ вредности  $np$  и  $Xstep$  прелазе вредности  $100e-6 \text{ A}^2$  и 10 r.j.



**Сл. 9.8** Променљиве алгоритма заснованог на праћењу импедансе услед појаве РЕЛ при струјама од 2 А до 3 А

### 9.2.3 РЕЛ при струјама од 1,5 А до 3 А

На Сл. 9.9 приказани су сигнали који карактеришу рад алгоритма при струјама од 1,5 А до 3 А. Око 11. секунде долази до краткотрајног лука који је праћен пропадом струје испод 0,5 А услед раздвајања електрода. Алгоритам је овај догађај окарактерисао као тренутни прекид рада ФН система (сигнали  $OP$ ,  $i_d$ ,  $i_q$  и  $np$  фиксирају се на нулу), због чега је детекција лука блокирана наредних 0,5 секунди.



Сл. 9.9 Променљиве алгоритма заснованог на праћењу импедансе услед појаве РЕЛ при струјама од 1,5 А до 3 А

Након овог догађаја, око 15, 23. и 27. секунде појављују се три трајна РЕЛ, код којих је (за разлику од претходних случајева) приметан врло мали пропад струје  $i_{PV}$ . Иако су пропади струје  $i_{PV}$  у ова три случаја са РЕЛ мали, на Сл. 9.9 се могу јасно уочити скокови средње вредности и варијансе реактансе  $X$ . Око 19. секунде се појављује искрећи РЕЛ, који практично не изазива никакав шум (Сл. 7.29), али посредно доводи до појаве пораста  $X$  услед лошег контакта који се додаје у коло.

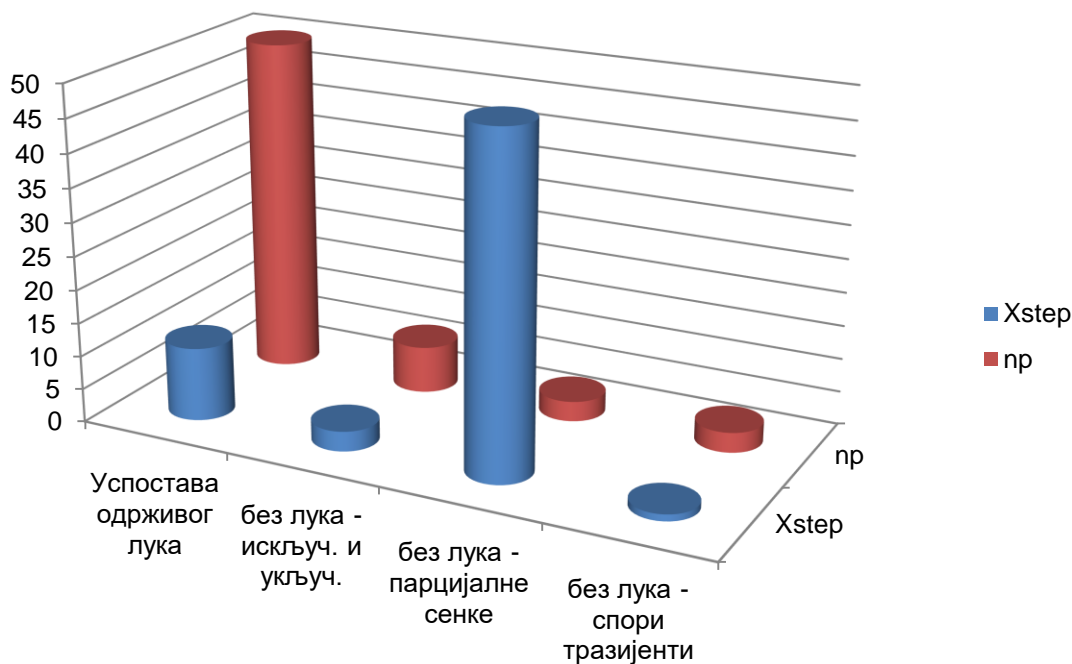
### 9.3. Дискусија о границама за реаговање заштите

У Таб. 9.1 дат је сумарни приказ карактеристичних вредности сигнала  $Xstep$  и  $np$  приликом извршених експеримената, а на Сл. 9.10 њихов графички приказ. За стања без лука приказане су максималне вредности  $Xstep$  и  $np$  као критичне у погледу могућег лажног реаговања. За стања са луком приказане су минималне вредности  $Xstep$  и  $np$  које се јављају приликом успостављања лука. Пошто је тежња да се РЕЛ открије што брже, како би се минимизовала опасност од пожара, анализиран је временски опсег око успоставе одрживог РЕЛ.



**Таб. 9.1 Сумарни приказ екстремних вредности сигнала  $Xstep$  и  $np$  добијених приликом извршених експеримената**

	$Xstep$ [r.j.]		$np[10^{-6}A^2]$	
	min	max	min	max
без лука - спори транзијенти	/	<1	/	<3
без лука - брзе парцијалне сенке	/	<50	/	<3
без лука - искључивање и укључивање ФН система	/	<3	/	<7
успостављање одрживог лука	>11	/	>50	/



**Сл. 9.10 Графички приказ карактеристичних вредности сигнала  $Xstep$  и  $np$  добијених приликом извршених експеримената**

У режимима без РЕЛ вредности сигнала  $np$  су врло мале у односу на случајеве са РЕЛ. Једина мања разлика је уочена у експерименту у коме је анализирано искључивање ФН система, али је и ту сигнал  $np$  био више него седам пута мањи од минималне вредности  $np$  за време успоставе РЕЛ.

Вредности сигнала  $Xstep$  су мале у режимима без квара, осим у случајевима брзих парцијалних сенки. Ово је и очекивано, јер се вредности реактансе које се односе на мале поремећаје у неким ситуацијама користе управо као индикатори топлих тачака услед парцијалних сенки [87]. Имајући у виду да се сигнал  $Xstep$  користи само као потврда присуства РЕЛ којим се може елиминисати утицај преслушавања, границе реаговања за  $Xstep$  могу се поставити тако да буду увек испод  $Xstep$  у случају лука, а изнад  $Xstep$  у случају спорих транзијената.

У случају да је граница реаговања за  $np$  постављена на  $20e-6 A^2$ , а за  $Xstep$  на 5 r.j., детектовали би се сви РЕЛ у анализираним случајевима. У случају брзих парцијалних сенки детектовале би се скоковите промене реактансе, али због непостојања додатног шума у сигналу  $np$  не би било лажног реаговања.

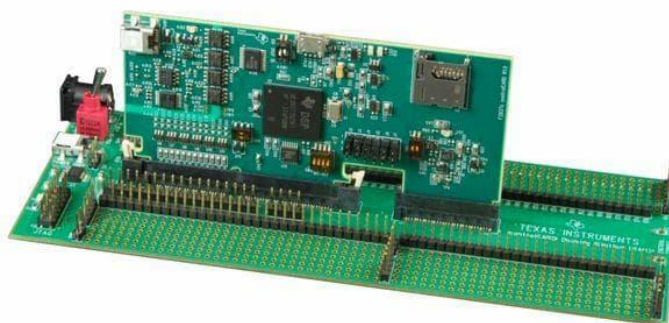
## 10. ТЕСТИРАЊЕ ПРОТОТИПА ДЕТЕКТОРА РЕЛ

У овом поглављу су приказани резултати тестова прототипа детектора РЕЛ на коме су имплементиране методе предложене у поглављима 5 и 6. Циљ верификације био је да покаже да је предложене методе могуће имплементирати на комерцијално доступни микропроцесор, као и да се испита брзина реаговања заштите.

Након описа прототипа детектора, верификација је представљена у два потпоглавља, где су две различите методе третиране посебно.

### 10.1. Опис прототипа и опреме за верификацију

Прототип детектора РЕЛ који је направљен за потребе ове дисертације састоји се од кола за прилагођавање сигнала (приказаног на Сл. 7.3) и F28379D *Delfino Experimenter Kit* гарнитуре, произвођача Texas Instruments [104]. Заправо, уместо STM32DISCOVERY картице која се користила за аквизицију података (Сл. 7.3) прикључена је F28379D *Delfino Experimenter Kit* гарнитура приказана на Сл. 10.1.



Сл. 10.1 F28379D *Delfino Experimenter Kit* гарнитура произвођача Texas Instruments [105]

Централни део ове гарнитуре је TMS320F28379D микроконтролер (енг. *Micro Controller Unit* - MCU) са два микропроцесорска језгра [106], приказан на Сл. 10.2.



Сл. 10.2 TMS320F28379D микроконтролер (MCU) произвођача Texas Instruments [105]

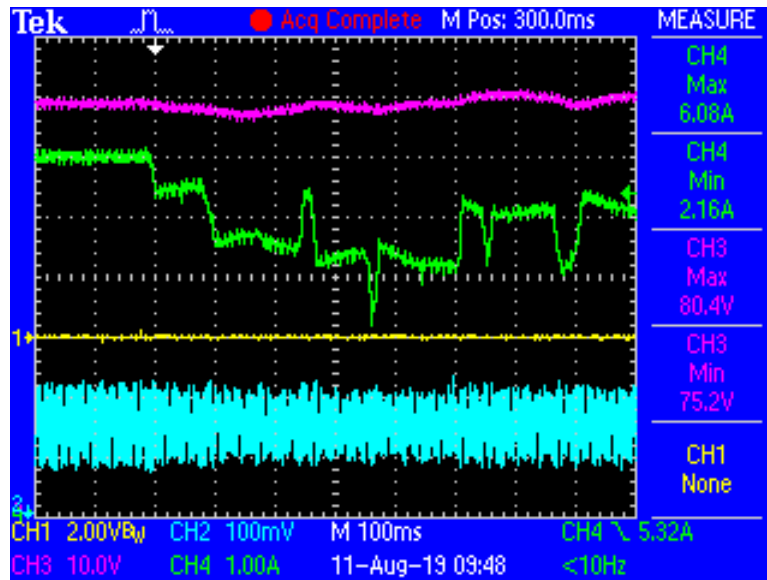
Дакле, након што су алгоритми симулирани на рачунару са подацима који су снимљени на реалном ФН систему, оба алгоритма су имплементирани и на TMS320F28379D микроконтролеру.

Овај MCU је оптимизован за мерења и обраду сигнала у контролним апликацијама које раде у реалном времену. Сваки од два процесора садржи јединицу за аритметичке операције са померајућом децималном тачком (енг. *Floating Point Unit* - FPU), што омогућава рад са широким опсегом бројева и већу прецизност у односу на процесоре који користе фиксну децималну тачку.

Још једна карактеристика која издваја овај MCU је јединица за тригонометријске математичке операције. Користећи ову јединицу, значајно се смањује број инструкција потребних за израчунавање тригонометријских функција ([107]), те се скраћује време

потребно за прорачун и омогућава рад са мањим периодом одабирања. Ово је од великог значаја за алгоритме који садрже релативно велики број тригонометријских операција, какав је уосталом и алгоритам заснован на праћењу импедансе ФН система (поглавље 6.4, Сл. 6.12 и Сл. 13.10). У време писања ове дисертације цена TMS320F28379D микроконтролера износила је око 15 \$ по комаду за наруџбине веће од 1000 комада [108], тј. цена је веома мала у односу на укупну цену ФН система.

За приказ логичког излаза прототипа детектора РЕЛ и сигнала са ФН система коришћен је Tektronix TDS2014В осцилоскоп. Овај осцилоскоп има четири канала за мерење и пропусни опсег од 100 MHz. Пример снимка екрана осцилоскопа у случају брзих парцијалних сенки дат је на Сл. 10.3.



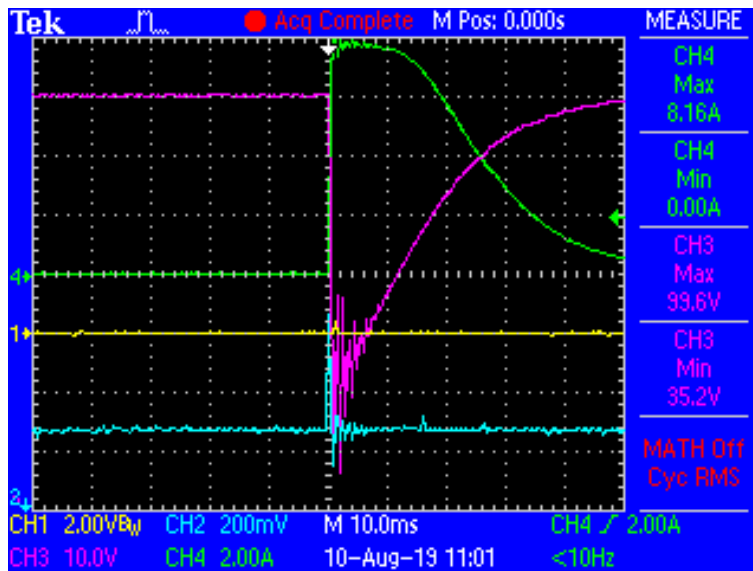
Сл. 10.3 Екран осцилоскопа са приказом сигнала у случају брзих парцијалних сенки

У свим експериментима канали осцилоскопа су повезани на следећи начин:

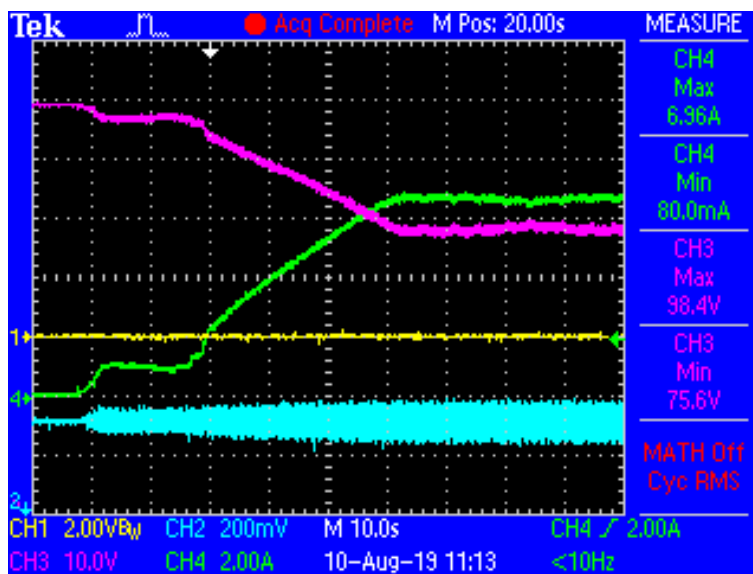
- Канал 1 (CH1), који је приказан жутом бојом, прикључен је на логички излаз прототипа детектора РЕЛ;
- Канал 2 (CH2), повезан на излаз филтера пропусника опсега учестаности ( $v_{BPF}$ ), приказан је светлоплавом бојом.
- Канал 3 (CH3), повезан напонском сондом на половину разделника напона којим се мери напон ФН поља ( $v_{PV}$ ), приказан је љубичастом бојом. Стога, напон који је приказан на Сл. 10.3 има вредности које су два пута мање од стварних. Ово је урађено да би се осцилоскоп заштитио од могућих пренапона приликом експеримената;
- Канал 4 (CH4), који је приказан зеленом бојом, повезан је на Fluke i30s струјну сонду ([109]), којом се мери струја једносмерног кола ( $i_{PV}$ ).

## 10.2. Верификација методе засноване на праћењу ентропије сигнала струје

Слично као у 7.2, прототип је најпре тестиран у условима без квара, затим у случајевима са РЕЛ. Овде је граница реаговања за  $ns$  постављена на  $2e-5$  г.ј., што је у складу са дискусијом датом у поглављу 8.3. Одзиви прототипа приликом експеримента укључења окретањем ручице и приликом експеримента подизања снаге након синхронизације приказани су на Сл. 10.4 и Сл. 10.5. Ни у једном од ова два случаја није дошло до лажног реаговања, што се може утврдити инспекцијом сигнала CH1 жуте боје.

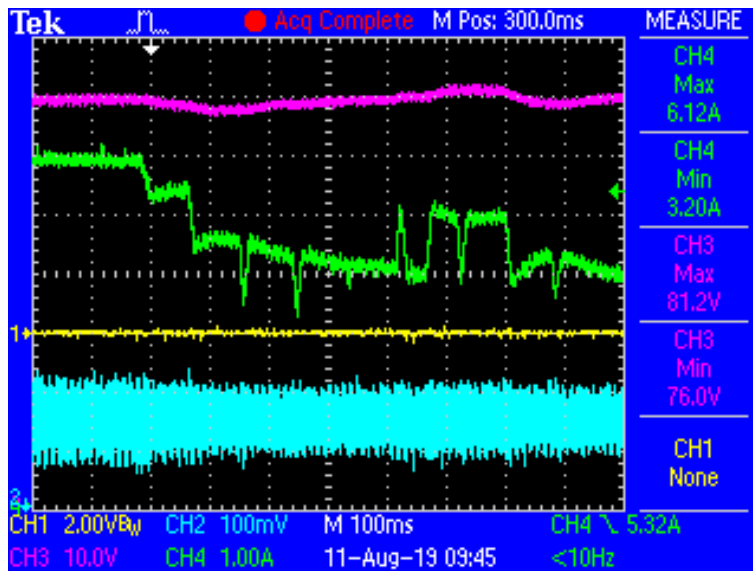


Сл. 10.4 Одзив прототипа детектора за време окретања ручице за покретање

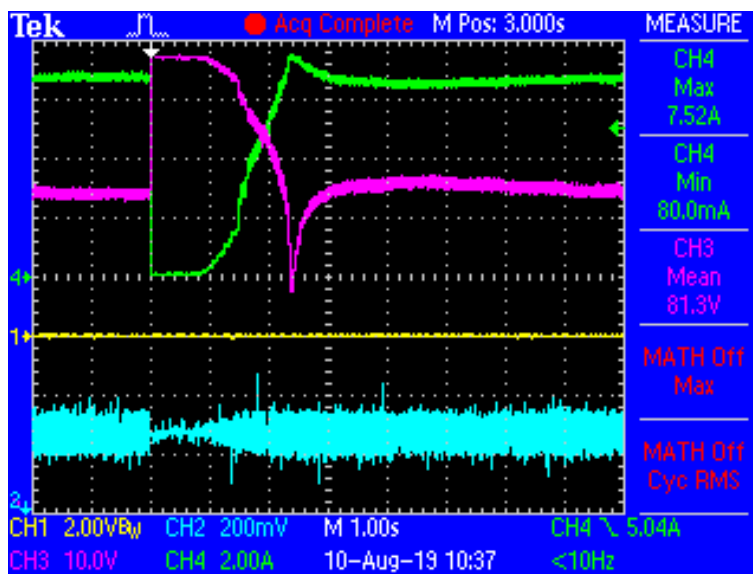


Сл. 10.5 Одзив прототипа детектора за време подизања снаге ФН система после дужег периода мировања

Одзив прототипа је анализиран у случају брзих парцијалних сенки (Сл. 10.6), као и у случају наглих укључења и искључења ФН система (Сл. 10.7). На Сл. 10.6 и на Сл. 10.7 уочава се да је излаз детектора на СН1 миран, тј. да нема лажног реаговања.

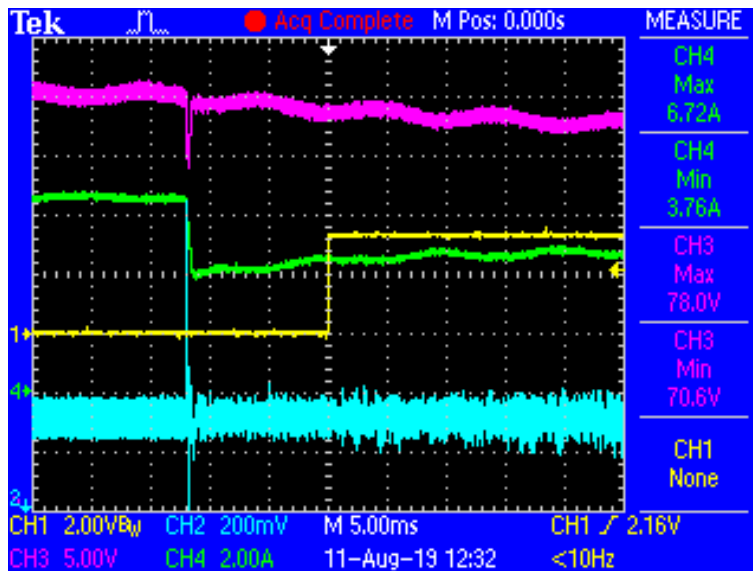


Сл. 10.6 Одзив прототипа детектора у случају брзих парцијалних сенки



Сл. 10.7 Одзив прототипа детектора у случају наглих укључења и искључења ФН система

Одзив прототипа детектора заснованог на праћењу ентропије сигнала струје у случају РЕЛ приказан је на Сл. 10.8. Тренутак успоставе РЕЛ се на снимку може уочити као тренутак када долази до пропада струје (CH4). Имајући у виду да је хоризонтална резолуција на Сл. 10.8 постављена на 5 ms, време реаговања заштите је око 12 ms.

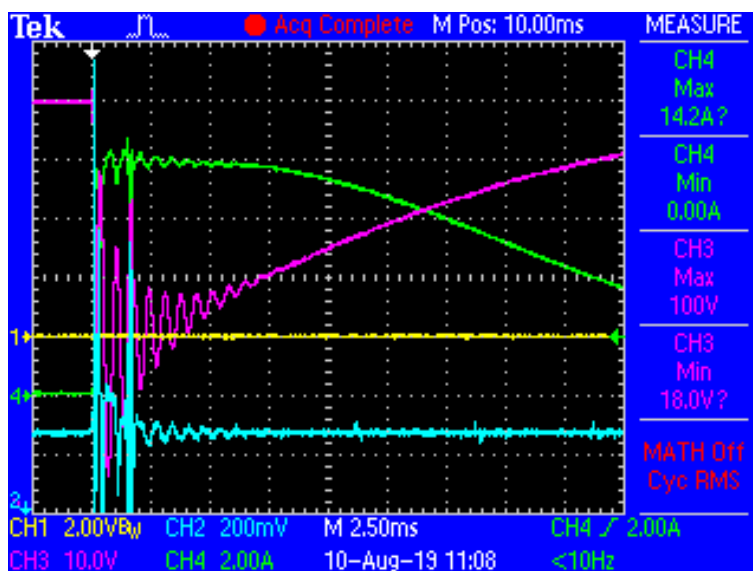


Сл. 10.8 Одзив прототипа детектора у случају РЕЛ

### 10.3. Верификација методе засноване на праћењу импедансе која се односи на мале поремећаје

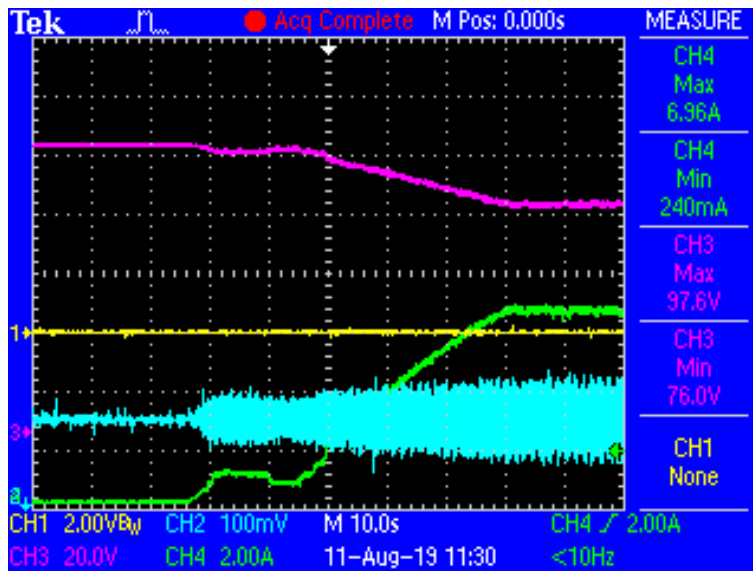
Овај одељак приказује скуп експеримената при којима је имплементиран метод заснован на праћењу импедансе која се односи на мале поремећаје. Експериментална поставка је описана у одељку 10.1. Прототип је најпре тестиран у условима без квара, а затим у случајевима са РЕЛ. Овде је граница реаговања за *nr* постављена на  $20e-6 A^2$ , а за *Xstep* на 10 r.j., што је у складу са дискусијом датом у поглављу 9.3.

Снимак екрана осцилоскопа приликом окретања ручице за покретање приказан је на Сл. 10.9. На Сл. 10.9 може се видети да је приликом овог експеримента излаз детектора РЕЛ био фиксиран на логичку нулу. Окретањем ручице долази до наглог скока струје чије вредности прелазе 14 А.



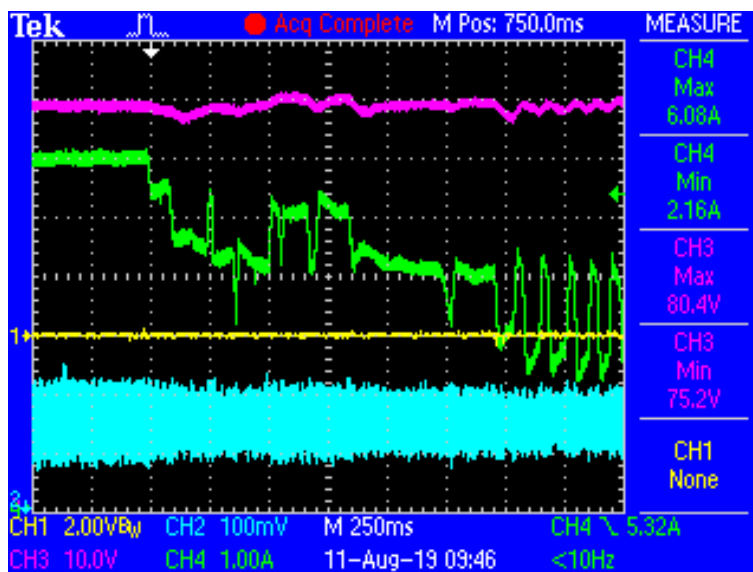
Сл. 10.9 Одзив прототипа детектора за време окретања ручице за покретање

Снимак покретања ФН система после дужег периода мировања приказан је на Сл. 10.10. Приликом покретања долази до пораста једносмерне струје и смањења напона. Почетак рада претварача се на Сл. 10.10 уочава као пораст шума на каналу 4 (CH4). Посматрањем CH1 уочава се да није дошло до лажног реаговања детектора.

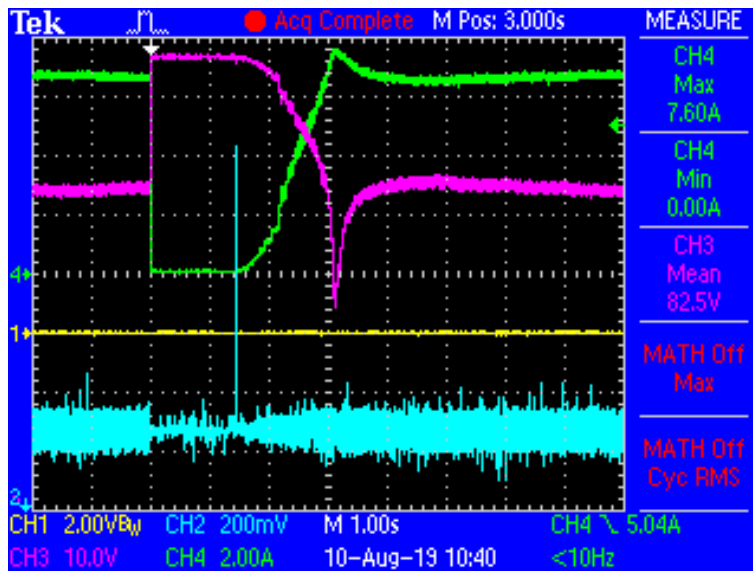


Сл. 10.10 Одзив прототипа детектора за време подизања снаге ФН система после дужег периода мировања

Рад прототипа детектора РЕЛ анализиран је и у случајевима брзих транзијената. На Сл. 10.11 приказан је експеримент са брзим парцијалним сенкама, а на Сл. 10.12 експеримент у коме је анализиран рад прототипа приликом брзих укључења и искључења ФН система. Ни у једном од ова два случаја није дошло до лажног реаговања прототипа.

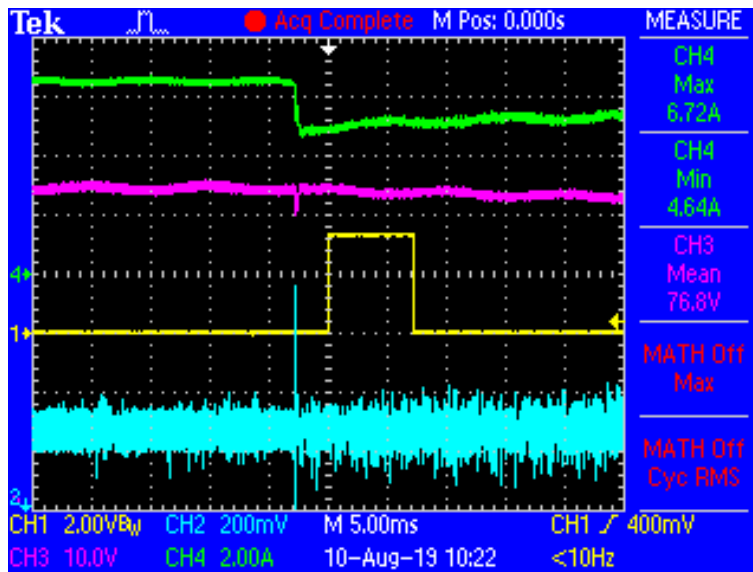


Сл. 10.11 Одзив прототипа детектора у случају брзих парцијалних сенки



Сл. 10.12 Одзив прототипа детектора у случају наглог укључења и искључења ФН система

Одзив прототипа детектора у случају РЕЛ приказан је на Сл. 10.13. Тренутак успостављања РЕЛ поклапа се са тренутком у којем долази до пропада струје (CH4). Пошто је хоризонтална резолуција на Сл. 10.13 подешена на 5 ms, анализирањем CH1 може се уочити да је РЕЛ откривен за мање од 5 ms од тренутка пропада струје, што је значајно брже у односу на алгоритам који је заснован на праћењу ентропије високофреквентних компоненти струје (Сл. 10.8).



Сл. 10.13 Одзив прототипа детектора у случају РЕЛ



## 11. ЗАКЉУЧАК

У овој дисертацији је обрађена проблематика откривања РЕЛ у једносмерном колу ФН система. Најпре је описана организација ФН система који се прикључују на АС мрежу, а затим и утицај енергетског претварача на таласне облике струје и напона у једносмерном колу. Након што је описана манифестација РЕЛ у једносмерном колу ФН система, дате су индикације о томе како РЕЛ може бити откривен и истакнути су могући проблеми које може изазвати рад претварача.

У дисертацији су представљене две нове методе за откривање РЕЛ: метода заснована на праћењу ентропије струје у једносмерном колу ФН система и метода заснована на праћењу импедансе ФН система на учестаности комутација претварача. Извршена су и бројна експериментална мерења на комерцијалном ФН систему и направљени снимци над којима су се вршиле рачунарске симулације предложених алгоритама. Приликом експеримената су анализирани устаљени режими и режими са РЕЛ, али и различити транзијенти који се могу јавити у нормалном раду. Експерименти спроведени у овој дисертацији показали су да су брзи транзијенти критични по питању лажног реаговања и да их је неопходно уврстити у скуп експеримената за испитивање лажног реаговања заштите од РЕЛ.

Први алгоритам је заснован на прорачуну вредности модификоване Цалисове ентропије струје ФН система, која је у дисертацији названа унутрашња карактеристика сигнала (УКС). Показано је да алгоритам може да разликује стања без РЕЛ, која карактеришу сигнали који су уређени прекидачком логиком енергетског претварача, од стања са луком, која карактеришу хаотичне варијације струје. Предности оваквог приступа у односу на остале методе засноване на статистичким показатељима су у томе што овај алгоритам није осетљив на сигнале са великом варијансом. У односу на широко распрострањене алгоритме који су засновани на FFT, код предложеног алгоритма није потребно познавање свих спектралних компоненти струје претварача (струјног потписа) са којим би се вршила поређења. Овде се подаци из клизајућег прозора описују само једним бројем којим се квантификује уређеност скупа одбирака. Алгоритам заснован на ентропији је и мање захтеван у погледу оптерећења процесора у односу на FFT, те се за његову имплементацију може користити јефтинији микропроцесор и смањити укупан трошак уређаја. Анализом резултата мерења је показано да код ове методе вредности индикатора који се користи за откривање РЕЛ постају преко 1000 пута веће у случајевима са РЕЛ у односу на случајеве устаљеног рада и спорих транзијената. Међутим, овај алгоритам је испољио одређене слабости приликом брзих транзијената, а нарочито приликом експеримента у коме је анализиран рад ФН поља у случају парцијалних сенки које се брзо померају. Примећено је да у овом случају долази до брзих промена у таласном облику струје ФН поља, што за последицу има и нагле скокове у прорачунатим вредностима УКС.

Други алгоритам је заснован на праћењу импедансе ФН система на учестаности комутација претварача. Када дође до појаве РЕЛ, импеданса РЕЛ се додаје у коло и долази до нагле промене реактансе ФН система у фреквентном опсегу од 10 kHz до 70 kHz, што је и најчешћи опсег учестаности комутација претварача који се користе у ФН системима. У дисертацији су управо ове активности претварача искоришћене као побуда ФН поља у процесу идентификације импедансе, чиме је избегнуто коришћење додатног кола за побуђивање. У имплементацији предложене методе коришћене су најмодерније технике које се користе за праћење фазе основног хармоника сложено-периодичног сигнала, а одговарајућим подешањима је омогућен рад у широком опсегу вредности учестаности прекидања претварача. Предложена структура се аутоматски адаптира на учестаност прекидања претварача и потискује шум изазван његовим радом. На улазу у предложену структуру налазе се мерени сигнали струје и напона на прикључцима ФН система, а као излаз се добијају вредности струје и напона основног хармоника у фиксном  $\alpha$ - $\beta$  координатном систему, али и у ротирајућем  $d$ - $q$  координатном систему. С обзиром на то да је ротирајући координанти систем фиксиран за основни хармоник у сигналу напона, додатни

шум изазван хаотичном импедансом РЕЛ манифестује се као шум у  $dq$  компонентама сигнала струје. Комбинацијом овог шума и праћења наглих промена у реактанси ФН система омогућено је врло брзо откривање РЕЛ са имуношћу на лажно реаговање које може бити изазвано ефектом преслушавања. Ова метода се показала и као имуна на брзе парцијалне сенке, што је побољшање у односу на методу која је заснована на праћењу ентропије, док је уочено и да је време реаговања нешто брже. У односу на FFT, који се врши сукцесивним процесирањем података прозор по прозор, у предложеној методи се прорачун врши рекурзивно и резултат је доступан након сваког новог одбирка. Због тога ова метода има значајно краће време реаговања од метода заснованих на FFT.

Након што је анализиран рад предложених метода помоћу рачунарских симулација на експерименталним подацима, направљен је и прототип детектора РЕЛ на комерцијално доступном микропроцесору. Границе реаговања заштите су одређене на бази резултата рачунарских симулација, а рад детектора је испитан у реалним условима на правом ФН систему. Потврђена је робусност обе методе на лажно реаговање приликом транзијената који се могу појавити у нормалном раду, али и ефективност приликом откривања РЕЛ.

## 12. ЛИТЕРАТУРА

- [1] “Global Market Outlook for Solar Power 2017-2021,” *SolarPower Europe*, 2017. [Online]. Available: <http://www.solarpowereurope.org/>. [Accessed: 27-Oct-2017].
- [2] A. Triki-Lahiani, A. Bennani-Ben Abdelghani, and I. Slama-Belkhodja, “Fault detection and monitoring systems for photovoltaic installations: A review,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 82, pp. 2680–2692, Feb. 2018.
- [3] S. Lu, B. T. Phung, and D. Zhang, “A comprehensive review on DC arc faults and their diagnosis methods in photovoltaic systems,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 89, pp. 88–98, Jun. 2018.
- [4] J. Yuventi, “DC electric arc-flash hazard-risk evaluations for photovoltaic systems,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 29, no. 1, pp. 161–167, 2014.
- [5] J. Johnson, B. Moore, C. Oberhauser, S. McCalmont, and B. LaRocca, “Arc-fault Protection in PV Installations: Ensuring PV Safety and Bankability,” *World Renew. Energy Forum*, 2012.
- [6] “Fire Investigation - Solar Photovoltaic System Investigation Techniques.” [Online]. Available: <https://www.firehouse.com/prevention-investigation/article/12216062/fire-investigation-solar-photovoltaic-system-investigation-techniques>. [Accessed: 14-May-2019].
- [7] M. W. Earley, J. S. Sargent, C. D. Coache, and R. J. Roux, *National electrical code handbook*. National Fire Protection Association, 2011.
- [8] P. Pv and D. C. A. Circuit, “UL Subject 1699b Outline Of Investigation For Photovoltaic Photovoltaic (Pv) Dc Arc-Fault Circuit Protection,” 2011.
- [9] J. Johnson, K. M. Armijo, M. Avrutsky, D. Eizips, and S. Kondrashov, “Arc-fault unwanted tripping survey with UL 1699B-listed products,” in *2015 IEEE 42nd Photovoltaic Specialist Conference (PVSC)*, 2015, pp. 1–6.
- [10] M. K. Alam, F. Khan, J. Johnson, and J. Flicker, “A Comprehensive Review of Catastrophic Faults in PV Arrays: Types, Detection, and Mitigation Techniques,” *IEEE J. Photovoltaics*, vol. 5, no. 3, pp. 982–997, 2015.
- [11] Y. Zhao, J.-F. F. De Palma, J. Mosesian, R. Lyons, and B. Lehman, “Line-line fault analysis and protection challenges in solar photovoltaic arrays,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 9, pp. 3784–3795, May 2013.
- [12] I. S. Zarev and N. A. Hadžiefendić, “Otkrivanje rednog električnog luka u niskonaponskim električnim instalacijama upotrebom savremenih zaštitnih komponenti,” *Tehnika*, vol. 69, no. 4, pp. 637–644.
- [13] N. Hadžiefendić, M. Davidović, V. Djordjević, and M. Kostić, “The Impact of an Incomplete Overlap of a Copper Conductor and the Corresponding Terminal on the Contact Temperature,” *IEEE Trans. Components, Packag. Manuf. Technol.*, vol. 7, no. 10, pp. 1644–1654, Oct. 2017.
- [14] F. Blaabjerg and Lonel Dan M., *Renewable Energy Devices and Systems with Simulations in MATLAB® and ANSYS®*. Taylor & Francis Group, 6000 Broken Sound Parkway NW, Suite 300, Boca Raton, FL 33487-2742: CRC Press, 2017.
- [15] M. Shayestegan *et al.*, “An overview on prospects of new generation single-phase transformerless inverters for grid-connected photovoltaic (PV) systems,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 82, no. April 2017, pp. 515–530, 2018.
- [16] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez, “Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems,” *Grid Convert. Photovolt. Wind Power Syst.*, 2010.
- [17] R. W. (Robert W. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of power electronics*. Kluwer Academic, 2001.
- [18] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, Wiley, 2002.
- [19] B. Dokic, *Energetska elektronika - pretvarači i regulatori*. Akademska misao, 2007.

- [20] S. W. Smith, *Digital Signal Processing: A Practical Guide for Engineers and Scientists*, Newnes; 2002.
- [21] M. Liserre, F. Blaabjerg, and A. Dell'aquila, "Step-by-step design procedure for a grid-connected three-phase PWM voltage source converter," *Int. J. Electron.*, vol. 91, no. 8, pp. 445–460, 2004.
- [22] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, 2005.
- [23] K. Ogura, T. Nishida, E. Hiraki, M. Nakaoka, and S. Nagai, "Time-sharing boost chopper cascaded dual mode single-phase sinewave inverter for solar photovoltaic power generation system," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 6, pp. 4763–4767, 2004.
- [24] Y. H. Kim, J. G. Kim, Y. H. Ji, C. Y. Won, and Y. C. Jung, "Photovoltaic parallel resonant DC-link soft switching inverter using hysteresis current control," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, pp. 2275–2280, 2010.
- [25] J. Johnson and J. Kang, "Arc-fault detector algorithm evaluation method utilizing prerecorded arcing signatures," in *Conference Record of the IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, 2012, pp. 1378–1382.
- [26] W. Y. Kong, "Review of DC Circuit Breakers for Submarine Applications," *Aust. Def. Science Technol. Organ. Marit. Platforms Div.*, 2012.
- [27] N. Hadziefendic, J. Trifunovic, and M. Kostic, "Effects of a Reduced Torque on Heating of Electrical Contacts in Plugs and Receptacles," *IEEE Trans. Components, Packag. Manuf. Technol.*, vol. 8, no. 11, pp. 1905–1913, Nov. 2018.
- [28] N. Hadziefendic, J. Trifunovic, and M. Kostic, "Effects of a Reduced Torque on Heating of Electrical Contacts in Plugs and Receptacles," *IEEE Trans. Components, Packag. Manuf. Technol.*, vol. 8, no. 11, pp. 1905–1913, Nov. 2018.
- [29] Y. Zhao, "Fault detection, classification and protection in solar photovoltaic arrays," Boston, Massachusetts : Northeastern University, 2015.
- [30] J. J. Shea and X. Zhou, "Material effect on glowing contact properties," *IEEE Trans. Components Packag. Technol.*, vol. 32, no. 4, pp. 734–740, 2009.
- [31] J. Shea, "Glowing Contact Physics," in *Electrical Contacts - 2006. Proceedings of the 52nd IEEE Holm Conference on Electrical Contacts*, 2006, pp. 48–57.
- [32] R. F. Ammerman, T. Gammon, P. K. Sen, and J. P. Nelson, "DC-Arc Models and Incident-Energy Calculations," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no. 5, 2010.
- [33] A. D. Stokes and W. T. Oppenlander, "Electric arcs in open air," *J. Phys. D. Appl. Phys.*, vol. 24, no. 1, pp. 26–35, Jan. 1991.
- [34] X. Yao, L. Herrera, S. Ji, K. Zou, and J. Wang, "Characteristic Study and Time Domain-Discrete Wavelet Transform Based Hybrid Detection of Series DC Arc Faults," *IEEE Trans. power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 3103–3115, 2014.
- [35] W. Bower, J. Johnson, S. Kuszmaul, and D. Schoenwald, "Using Pv Module and Line Frequency Response Data To Create Robust Arc Fault," *26th Eur. Photovolt. Sol. Energy Conf.*, pp. 3745–3750, 2011.
- [36] C. E. Restrepo, "Arc fault detection and discrimination methods," in *Electrical Contacts, Proceedings of the Annual Holm Conference on Electrical Contacts*, 2007, pp. 115–122.
- [37] J. Johnson and K. Armijo, "Parametric study of PV arc-fault generation methods and analysis of conducted DC spectrum," in *2014 IEEE 40th Photovoltaic Specialist Conference (PVSC)*, 2014, pp. 3543–3548.
- [38] J. Johnson *et al.*, "Differentiating series and parallel photovoltaic arc-faults," in *Conference Record of the IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, 2012, pp. 720–726.
- [39] X. Yao, J. Wang, and D. L. Schweickart, "Review and recent developments in DC arc fault detection," in *2016 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC)*, 2016, pp. 467–472.
- [40] J. Johnson *et al.*, "Photovoltaic DC arc fault detector testing at Sandia National

- Laboratories,” in *Conference Record of the IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, 2011, no. 1, pp. 003614–003619.
- [41] F. Reil, A. Sepanski, S. Raubach, M. Vosen, and E. Dietrich, “Comparison of different DC Arc spectra — Derivation of proposals for the development of an international arc fault detector standard,” in *2013 IEEE 39th Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*, 2013, pp. 1589–1593.
- [42] Q. Xiong *et al.*, “Detecting and localizing series arc fault in photovoltaic systems based on time and frequency characteristics of capacitor current,” *Sol. Energy*, vol. 170, pp. 788–799, Aug. 2018.
- [43] S. Chen and X. Li, “PV series arc fault recognition under different working conditions with joint detection method,” in *2016 IEEE 62nd Holm Conference on Electrical Contacts (Holm)*, 2016, pp. 25–32.
- [44] S. Chen, X. Li, and J. Xiong, “Series Arc Fault Identification for Photovoltaic System Based on Time-Domain and Time-Frequency-Domain Analysis,” *IEEE J. Photovoltaics*, vol. 7, no. 4, pp. 1105–1114, Jul. 2017.
- [45] C. Krumpolz, Z. Radakovic, N. Georgijevic, S. Srdic, “Arc detection,” US Patent number US20140347069A1 May 2014.
- [46] E. Kisić, “Primena T2 kontrolnih dijagrama i skrivenih markovljevih modela na prediktivno održavanje tehničkih sistema,” Univerzitet u Beogradu, 2016.
- [47] Z. Wang, S. McConnell, R. S. Balog, and J. Johnson, “Arc fault signal detection - Fourier transformation vs. wavelet decomposition techniques using synthesized data,” *2014 IEEE 40th Photovolt. Spec. Conf. PVSC 2014*, pp. 3239–3244, 2014.
- [48] Z. Wang and R. S. Balog, “Arc fault and flash detection in DC photovoltaic arrays using wavelets,” *Conf. Rec. IEEE Photovolt. Spec. Conf.*, pp. 1619–1624, 2013.
- [49] X. Yao, L. Herrera, and J. Wang, “A series DC arc fault detection method and hardware implementation,” *2013 Twenty-Eighth Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 2444–2449, 2013.
- [50] M. Zhen, W. Li, and S. U. N. Qiangang, “The Characteristics of DC arc Faults Current.”, 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), pp 120-126, 2015.
- [51] Y. Zhao, B. Lehman, R. Ball, J. Mosesian, and J.-F. de Palma, “Outlier detection rules for fault detection in solar photovoltaic arrays,” *2013 Twenty-Eighth Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 2913–2920, 2013.
- [52] R. D. Telford, S. Galloway, B. Stephen, and I. Elders, “Diagnosis of Series DC Arc Faults—A Machine Learning Approach,” *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 13, no. 4, pp. 1598–1609, Aug. 2017.
- [53] C. Strobl, “Arc fault detection in DC microgrids,” in *2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, 2015, pp. 181–186.
- [54] C. Strobl, “Arc Fault Detection – a Model-based Approach.”, *ICEC 2014; The 27th International Conference on Electrical Contacts*, pp. 521-529, 2014.
- [55] Z. Yi, S. Member, and A. H. Etemadi, “Fault Detection for Photovoltaic Systems Based on Multi-Resolution Signal Decomposition and Fuzzy Inference Systems,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 3053, no. c, pp. 1274–1283, May 2016.
- [56] Z. Yi and A. Etemadi, “Line-to-Line Fault Detection for Photovoltaic Arrays Based on Multi-resolution Signal Decomposition and Two-stage Support Vector Machine,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 1–1, 2017.
- [57] Q. Xiong, S. Ji, L. Zhu, L. Zhong, and Y. Liu, “A Novel DC Arc Fault Detection Method Based on Electromagnetic Radiation Signal,” *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 45, no. 3, pp. 472–478, Mar. 2017.
- [58] H. Haeberlin and M. Real, “Arc Detector for Remote Detection of Dangerous Arcs on the DC Side of PV Plants.”, *22nd European Photovoltaic Solar Energy Conference, Milano, Italy*, 2007.

- [59] P. Parikh, R. Luna, M. Pilon, and R. Mao, "A novel approach for Arc-Flash detection and mitigation: At the speed of light and sound," *2013 66th Annu. Conf. Prot. Relay Eng. CPRE 2013*, vol. 50, no. 2, pp. 227–233, 2013.
- [60] D. Schoenwald, W. Bower, S. Kuszmaul, J. Strauch, and J. Johnson, "Characterizing PV Arcing Conditions with Impedance Spectroscopy and Frequency Response Analysis," in *26th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition*, 2011, pp. 3751–3756.
- [61] J. Johnson, D. Schoenwald, S. Kuszmaul, J. Strauch, and W. Bower, "Creating dynamic equivalent PV circuit models with impedance spectroscopy for arc fault modeling," *Conf. Rec. IEEE Photovolt. Spec. Conf.*, pp. 002328–002333, 2011.
- [62] D. Chenvidhya, K. Kirtikara, and C. Jivacate, "PV module dynamic impedance and its voltage and frequency dependencies," *Sol. Energy Mater. Sol. Cells*, vol. 86, no. 2, pp. 243–251, Mar. 2005.
- [63] W. Kim, V.-H. Duong, T.-T. Nguyen, and W. Choi, "Analysis of the effects of inverter ripple current on a photovoltaic power system by using an AC impedance model of the solar cell," *Renew. Energy*, vol. 59, pp. 150–157, Nov. 2013.
- [64] P. Bhatt, K. Pandey, P. Yadav, B. Tripathi, and M. Kumar, "Impedance Spectroscopic Investigation of the Degraded Dye-Sensitized Solar Cell due to Ageing," *Int. J. Photoenergy*, vol. 2016, pp. 1–9, 2016.
- [65] M. K. Alam, F. Khan, J. Johnson, and J. Flicker, "PV ground-fault detection using spread spectrum time domain reflectometry (SSTDR)," *2013 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2013*, pp. 1015–1020, 2013.
- [66] S. Roy, M. K. Alam, F. Khan, J. Johnson, and J. Flicker, "An Irradiance Independent, Robust Ground Fault Detection Scheme for PV Arrays Based on Spread Spectrum Time Domain Reflectometry (SSTDR)," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 1–1, 2017.
- [67] M. K. Alam, F. H. Khan, J. Johnson, and J. Flicker, "PV arc-fault detection using spread spectrum time domain reflectometry (SSTDR)," *2014 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2014*, pp. 3294–3300, 2014.
- [68] J. Johnson, C. Oberhauser, M. Montoya, A. Fresquez, S. Gonzalez, and A. Patel, "Crosstalk nuisance trip testing of photovoltaic DC arc-fault detectors," in *Conference Record of the IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, 2012, pp. 1383–1387.
- [69] J. Schmid, M. Drapalik, E. Kancsar, V. Schlosser, and G. Klinger, "A study of power quality loss in PV modules caused by wind induced vibration located in Vienna," *Sol. Energy*, vol. 85, no. 7, pp. 1530–1536, Jul. 2011.
- [70] N. L. Georgijevic, M. V. Jankovic, S. Srdic, and Z. Radakovic, "The Detection of Series Arc Fault in Photovoltaic Systems Based on the Arc Current Entropy," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 8, pp. 5917–5930, 2016.
- [71] C. E. Shannon, "A Mathematical Theory of Communication," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 27, no. 3, pp. 379–423, Jul. 1948.
- [72] C. Tsallis, "Possible generalization of Boltzman-Gibbs Statistics," *J.Stat.Phys.*, vol. 52, no. 1/2, pp. 479–487, 1988.
- [73] A. Plastino and I. Introduction, "Tsallis Entropy and Jaynes ' Information II Basic ideas of Jaynes ' IT ap- proach III The maximum entropy probability," *Brazilian J. Phys.*, vol. 29, no. 1, pp. 50–60, 1999.
- [74] C. E. Shannon and W. Weaver, "The Mathematical Theory of Communication," *Math. theory Commun.*, vol. 27, no. 4, p. 117, 1949.
- [75] C. Marsh, "Introduction to Continuous Entropy," [http://www.crmarsch.com/static/pdf/Charles\\_Marsh\\_Continuous\\_Entropy.pdf](http://www.crmarsch.com/static/pdf/Charles_Marsh_Continuous_Entropy.pdf). Accessed 13 December 2013
- [76] S. (Sucharita) Ghosh, *Kernel smoothing : principles, methods and applications*, Wiley, 2017.
- [77] R. Adams, I. Murray, and D. J. C. MacKay, "The Gaussian Process Density Sampler," *Adv. Neural Inf. Process. Syst.*, vol. 21, pp. 1–8, 2008.

- [78] M. K. Warmuth and D. Kuzmin, "Bayesian generalized probability calculus for density matrices," *Mach. Learn.*, vol. 78, no. 1–2, pp. 63–101, 2010.
- [79] M. V. Jankovic and M. Sugiyama, "Probabilistic principal component analysis based on joystick probability selector," in *Proceedings of the International Joint Conference on Neural Networks*, 2009, pp. 1414–1421.
- [80] M. V. Jankovic and N. Georgijevic, "Applications of probabilistic model based on joystick probability selector," in *Proceedings of the International Joint Conference on Neural Networks*, 2014, pp. 1028–1035.
- [81] E. Michael and Christopher M, "Probabilistic Principal Component Analysis," *J. R. Stat. Soc. Ser. B (Statistical Methodol.*, vol. 61, pp. 611–622, 1999.
- [82] J. Schmid, E. Kancsar, M. Drapalik, V. Schlosser, and G. Klinger, "A Study of the Current Disturbance Caused by Wind Induced Vibrations of Photovoltaic Modules Key words," in *International Conference on Renewable Energyies and Power Quality*, 2010, pp. 1–6.
- [83] N. L. Georgijevic, D. Stojic, and Z. Radakovic, "Series arc fault detection in photovoltaic system by small-signal impedance and noise monitoring," *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, no. May, pp. 1–15, 2019.
- [84] D. S. Pillai and N. Rajasekar, "Metaheuristic algorithms for PV parameter identification: A comprehensive review with an application to threshold setting for fault detection in PV systems," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 82, pp. 3503–3525, Feb. 2018.
- [85] G. Petrone, C. A. Ramos-Paja, and G. Spagnuolo, *Photovoltaic Sources Modeling*. John Wiley & Sons, 2017.
- [86] K. A. Kim, C. Xu, L. Jin, and P. T. Krein, "A dynamic photovoltaic model incorporating capacitive and reverse-bias characteristics," *IEEE J. Photovoltaics*, vol. 3, no. 4, pp. 1334–1341, 2013.
- [87] K. A. Kim, G. S. Seo, B. H. Cho, and P. T. Krein, "Photovoltaic Hot-Spot Detection for Solar Panel Substrings Using AC Parameter Characterization," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 2, pp. 1121–1130, 2016.
- [88] M. Streck, F. Nothnagel, and F. Berger, "Parameters' values of small signal equivalent circuit of electric arc gaps in DC networks," in *2015 50th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, 2015, pp. 1–6.
- [89] Y. Han, M. Luo, X. Zhao, J. M. Guerrero, and L. Xu, "Comparative Performance Evaluation of Orthogonal-Signal-Generators-Based Single-Phase PLL Algorithms - A Survey," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 5, pp. 3932–3944, 2016.
- [90] S. Golestan, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, "Single-phase PLLs: A review of recent advances," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 12, pp. 9013–9030, 2017.
- [91] D. Stojić, N. Georgijević, M. Rivera, and S. Milić, "Novel orthogonal signal generator for single phase PLL applications," *IET Power Electron.*, vol. 11, no. 3, pp. 427–433, Oct. 2018.
- [92] C. Truong, L. Oudre, and N. Vayatis, "A review of change point detection methods," ArXiv, <https://arxiv.org/abs/1801.00718>, 2018.
- [93] "LTS 15-NP | LEM." [Online]. Available: <https://www.lem.com/en/lts-15np>. [Accessed: 16-Jul-2019].
- [94] "Micrometals Powder Core Solutions T106-52." [Online]. Available: <https://micrometalsarnoldpowdercores.com/pdf/T106-52-DataSheet.pdf>. [Accessed: 16-Jul-2019].
- [95] "STM32F407/417 - STMicroelectronics." [Online]. Available: <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f407-417.html>. [Accessed: 16-Jul-2019].
- [96] "STM32F4DISCOVERY - Discovery kit with STM32F407VG MCU \* New order code STM32F407G-DISC1 (replaces STM32F4DISCOVERY) - STMicroelectronics." [Online]. Available: <https://www.st.com/en/evaluation-tools/stm32f4discovery.html>. [Accessed: 16-Jul-2019].

- [97] I. Roasto and T. Jalakas, "Startup strategy for grid connected PV micro inverter," in *2016 15th Biennial Baltic Electronics Conference (BEC)*, 2016, pp. 187–190.
- [98] "Resistorless precharging," EU Patent EP2871760A1, Nov. 2013.
- [99] "Precharge circuit for DC/DC boost converter startup," US Patent US7276888B2, Feb. 2005.
- [100] "Pre-charge method for isolated boost converter," US Patent US20070029982A1, Aug. 2005.
- [101] C. J. Kim, "Electromagnetic radiation behavior of low-voltage arcing fault," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 24, no. 1, pp. 416–423, 2009.
- [102] T. Zgonena, L. Ji, and D. Dini, "Photovoltaic DC Arc-Fault Circuit Protection and UL Subject 1699B," *Photovolt. Modul. Reliab*, February, 2011.
- [103] N. Hadziefendic, N. Kostic, J. Trifunovic, and M. Kostic, "Detection of Poor Contacts in Low-Voltage Electrical Installations," *IEEE Trans. Components, Packag. Manuf. Technol.*, vol. 9, no. 1, pp. 129–137, Jan. 2019.
- [104] "TMDSDOCK28379D F28379D Delfino Experimenter Kit | TI.com." [Online]. Available: <http://www.ti.com/tool/TMDSDOCK28379D>. [Accessed: 08-Oct-2019].
- [105] "TMDSDOCK28379D F28379D Delfino Experimenter Kit | TI.com." .
- [106] "TMS320F2837xD Dual-Core Microcontrollers: Technical Reference Manual," *Texas Instruments Incorporated*, no. December. p. 155, 2019.
- [107] "TMS320F2837xD Dual-Core Microcontrollers: Technical Reference Manual," *Texas Instruments Incorporated*, no. December. p. 155, 2019.
- [108] "TMS320F28379D Delfino™ 32-bit MCU with 800 MIPS, 2xCPU, 2xCLA, FPU, TMU, 1024 KB Flash, CLB, EMIF, 16b ADC | TI.com." [Online]. Available: <http://www.ti.com/product/TMS320F28379D>. [Accessed: 08-Oct-2019].
- [109] "Fluke I30s AC/DC Current Clamp | Fluke." [Online]. Available: <https://www.fluke.com/en/product/accessories/current-clamps/fluke-i30s>. [Accessed: 08-Oct-2019].
- [110] S. Golestan, M. Monfared, F. D. Freijedo, and J. M. Guerrero, "Dynamics Assessment of Advanced Single-Phase PLL Structures," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 6, pp. 2167–2177, Jun. 2013.
- [111] S. Golestan, M. Monfared, and J. M. Guerrero, "Second order generalized integrator based reference current generation method for single-phase shunt active power filters under adverse grid conditions," *PEDSTC 2013 - 4th Annu. Int. Power Electron. Drive Syst. Technol. Conf.*, pp. 510–517, 2013.
- [112] B. P. McGrath and D. G. Holmes, "Accurate state space realisations of resonant filters for high performance inverter control applications," *2016 IEEE 2nd Annu. South. Power Electron. Conf. SPEC 2016*, p. 201DUMMY, 2016.



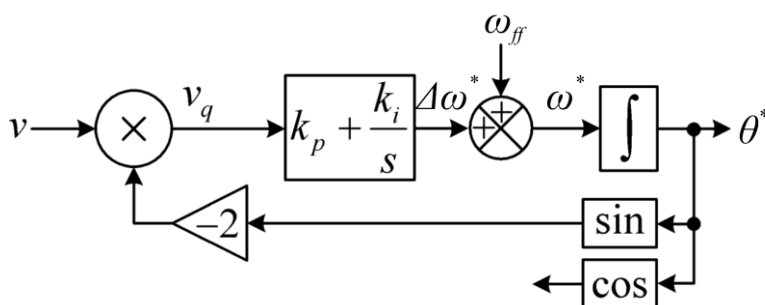
## 13. ПРИЛОЗИ

### 13.1. Пројектовање кола за детекцију фазе намењених за једнофазне системе

Методе које се користе приликом пројектовања кола за детекцију фазе (PLL) намењених за једнофазне системе могу се класификовати на две подврсте [90]:

- PLL методе засноване на миксирању (енг. *power-based PLL* – pPLL),
- PLL методе засноване на генерисању фиктивне квадратуре сигнала (*quadrature signal generation-based PLL* – QSG-PLL).

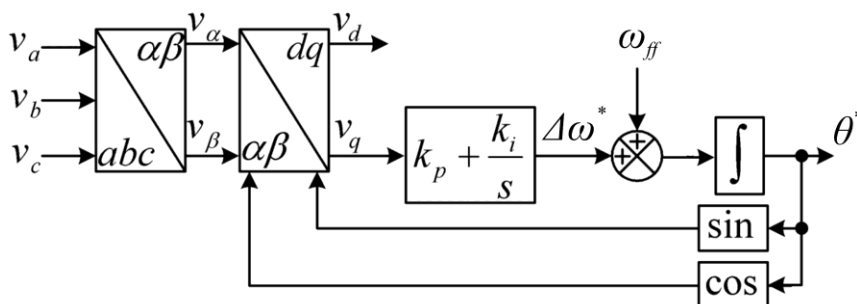
Методе засноване на миксирању су карактеристичне по томе што се сигнал којим се врши синхронизација ( $v$ ) множи са  $\sin(\theta^*)$ , како је назначено на Сл. 13.1.



Сл. 13.1 Шематски дијаграм стандардног pPLL

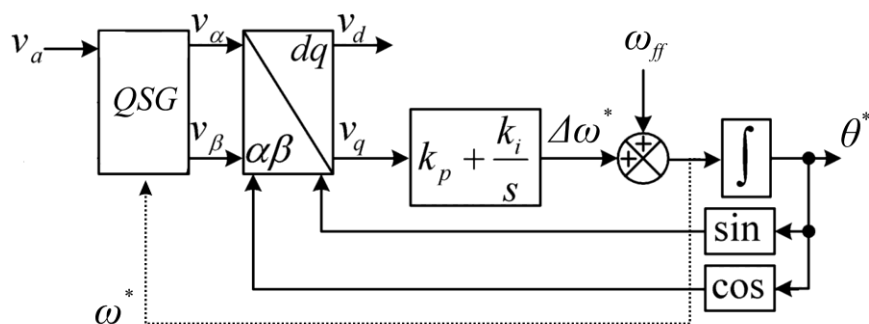
На Сл. 13.1,  $\theta^*$  и  $\omega^*$  представљају естимиране вредности кружне учестаности и фазе сигнала  $v$ . Као и у претходном случају,  $\omega^*$  је претпостављена вредност кружне учестаности, а  $k_p$  и  $k_i$  су пропорционално и интегрално дејство PI регулатора, који овде има и улогу филтера пропусника ниских учестаности. Како би се направила грешка фазе ( $v_q$ ), користи се тзв. миксер, тј. сигнал  $v$  се множи са  $\sin(\theta^*)$ . Нуспроизвод множења два синусоидална сигнала истих (или врло блиских) учестаности је и компонента грешке која има осцилаторни карактер са учестаности која је приближно једнака  $2 \cdot \omega$ . Због тога је грешку  $v_q$  често потребно филтрирати, што успорава динамику pPLL. Поред овог проблема, представљени pPLL не даје информацију о амплитуди сигнала  $v$ . Због ових недостатака стандардни pPLL није прикладан за примену у проблематици која се анализира у овој дисертацији.

QSG PLL су једнофазне варијанте конвенционалних трофазних PLL (Сл. 6.4), са том разликом што се уместо Кларкине трансформације врши генерисање фиктивне квадратуре сигнала (Сл. 13.2).



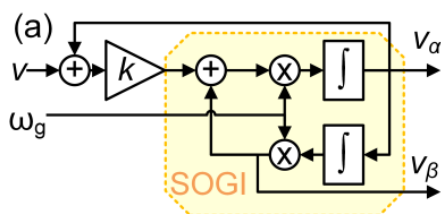
Сл. 13.2 Шематски приказ PLL за трофазне системе

Дакле, уместо  $abc/\alpha\beta$  трансформације са Сл. 13.2, за коју су улази  $v_a$ ,  $v_b$  и  $v_c$ , код QSG PLL постоји QSG блок код кога је улаз само један сигнал (нпр.  $v_a$ ), а у зависности од одабране QSG методе и сигнал  $\omega^*$ . Шематски приказ QSG PLL за једнофазне системе дат је на Сл. 13.3.



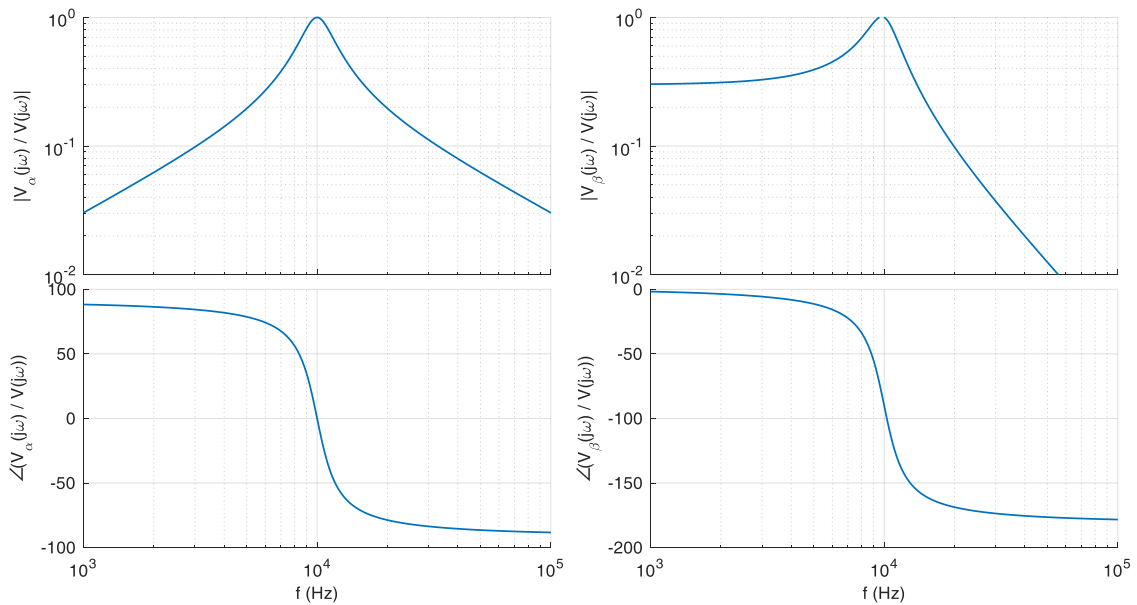
Сл. 13.3 Шематски приказ QSG PLL за једнофазне системе

Бројне су и QSG структуре које се могу пронаћи у литератури [90]. У овој дисертацији се користи структура која је заснована на генерализованим интеграторима другог реда (енг. *second-order generalized integrator* – SOGI), чија је стандардна структура приказана на Сл. 13.4. Ова структура генерише фиктивни сигнал  $v_\beta$ , који је у квадратури са сигналом  $v$ , при чему може да пригуши више хармонике и једносмерну компоненту у сигналу  $v_\alpha$ , који је у фази са сигналом  $v$ . Динамичка анализа и анализа стабилности ове структуре су детаљно извршене у [110]. Поред тога, у [110] је приказан систематичан приступ одабиру слободних параметара, којим се гарантује брз динамички одзив, високе могућности за пригушење спољњих поремећаја и робусне перформансе.



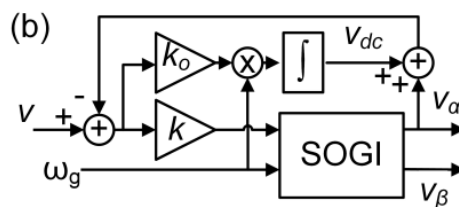
Сл. 13.4 Стандардна SOGI QSG структура [90]

SOGI са Сл. 13.4 има два улаза и два излаза. Један улаз је сигнал  $v$  са којим се врши синхронизација, а други улаз је кружна учестаност сигнала  $v$  ( $\omega_g$ ), чија вредност се може добити са PLL (Сл. 13.3), или се може фиксирати ако је унапред позната. Дакле, SOGI QSG генерише  $v_\alpha$  и  $v_\beta$  за периодични сигнал учестаности  $\omega_g$ . Амплитудске и фазне карактеристике стандардне SOGI QSG структуре приказане су на Сл. 13.5 за оба канала ( $v_\alpha$  и  $v_\beta$ ), при чему је за параметар  $k$  са Сл. 13.5 изабрана вредност 0,15, а  $\omega_g$  је постављено на  $2\pi \cdot 10$  kHz.



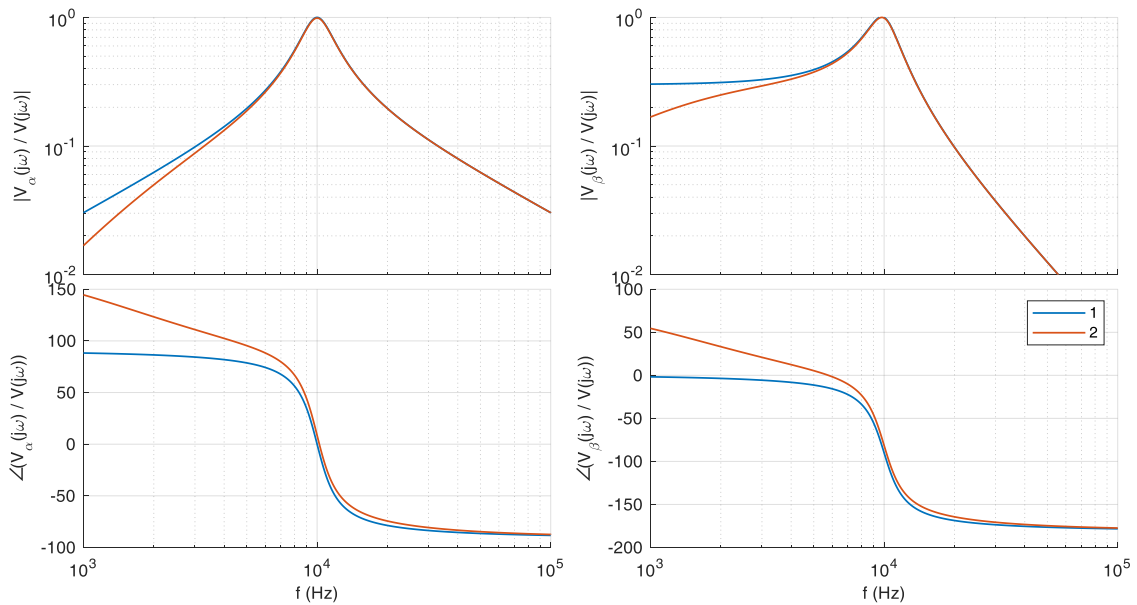
**Сл. 13.5 Амплитудске и фазне карактеристике преносне функције стандардне SOGI QSG структуре за излазе по каналима  $v_\alpha$  и  $v_\beta$**

На Сл. 13.5 може се уочити да на учестаности од 10 kHz SOGI QSG има јединично појачање на оба канала. Фаза на 10 kHz по каналу  $\alpha$  износи  $0^\circ$ , а по каналу  $\beta$  тачно  $-90^\circ$ , што заправо значи да ако се на улаз SOGI доведе сигнал синусоиде учестаности  $2\pi \cdot 10$  kHz,  $v_\alpha$  ће бити у фази, а  $v_\beta$  у квадратури са улазном синусоидом. Међутим, за разлику од канала  $\alpha$ , једносмерна компонента није у потпуности пригушена по каналу  $\beta$ , што може изазвати лоше перформансе предложене методе за откривање РЕЛ. Један од начина да се одстри једносмерна компонента ( $v_{dc}$ ) је да се прво процени њен износ интеграљењем, па да се одузме од улазног сигнала, што је показано на структури са Сл. 13.10. Грешка која се доводи на улаз интегратора ( $v - v_\alpha - v_{dc}$ ) множи се са  $\omega_g$  и  $k_0$ , те се слободним параметром  $k_0$  може утицати на пропусни опсег  $v_{dc}$ .



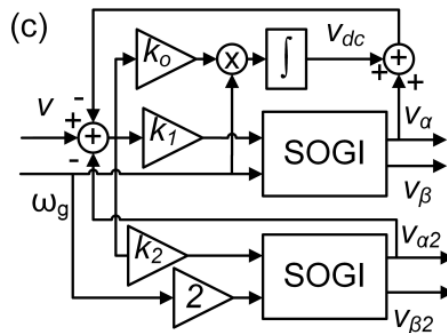
**Сл. 13.6 SOGI QSG са могућношћу естимације и елиминације једносмерне компоненте [90]**

Применом SOGI QSG структуре са Сл. 13.6 могуће је елиминисати једносмерну компоненту ( $v_{dc}$ ), како из  $v_\alpha$ , тако и из  $v_\beta$  сигнала. Амплитудске и фазне карактеристике преносне функције SOGI QSG структуре са могућношћу естимације и елиминације једносмерне компоненте приказане су на Сл. 13.7. Параметар  $k_0$  је у овом случају подешен на 0,15. Карактеристике структуре са елиминацијом једносмерне компоненте на Сл. 13.7 назначене су у легенди бројем 2 и дате су упоредо са карактеристикама стандардне SOGI QSG структуре, назначене бројем 1. Најзначајнија разлика карактеристика 1 и 2 се уочава у амплитудској карактеристици преносне функције  $V_\beta(j\omega)/V(j\omega)$ . Када се елиминише једносмерна компонента, појачање по каналу  $\beta$  са смањењем учестаности тежи ка нули.



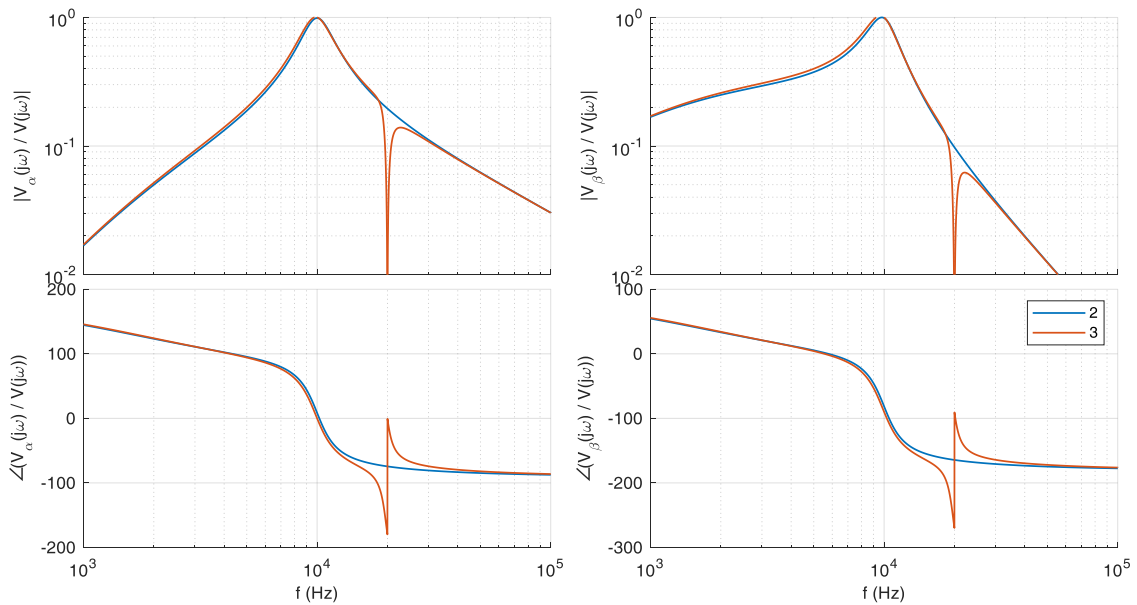
**Сл. 13.7 Амплитудске и фазне карактеристике преносне функције стандардне SOGI QSG структуре и структуре са могућношћу естимације и елиминације једносмерне компоненте по каналима  $v_{\alpha}$  и  $v_{\beta}$**

Поред побољшања у погледу елиминације једносмерне компоненте, QSG са Сл. 13.6 је могуће надоградити тако да се поједини виши хармоници елиминишу у потпуности. Ово се може постићи комбиновањем више SOGI блокова у паралели, што је приказано на Сл. 13.8.



**Сл. 13.8 QSG структура за естимацију и елиминацију другог хармоника и једносмерне компоненте употребом два паралелна SOGI блока [90]**

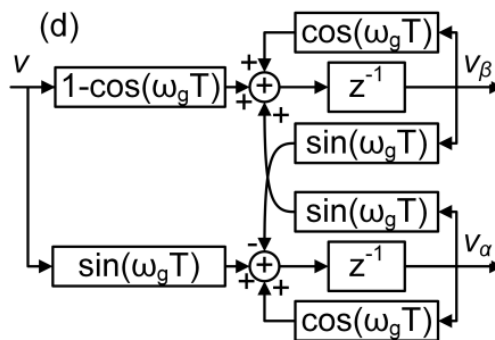
Додатак у односу на структуру са Сл. 13.6 је други SOGI блок на чији улаз се поред грешке доводи и сигнал  $2 \cdot \omega_g$ , што значи да је други SOGI намењен естимацији  $\alpha\beta$  компоненти другог хармоника улазног сигнала  $v$ , које су на Сл. 13.8 назначене са  $v_{\alpha 2}$  и  $v_{\beta 2}$ . У односу на претходни случај, сигнал грешке је  $v - v_{\alpha} - v_{\alpha 2} - v_{dc}$ , тј. од улазног сигнала се одузимају једносмерна компонента, први и други хармоник. Амплитудске и фазне карактеристике QSG структуре за естимацију и елиминацију другог хармоника и једносмерне компоненте приказане су на Сл. 13.9 и у легенди означене бројем 3. У приказаном случају, параметар  $k_2$  је постављен на вредност 0,1. У односу на QSG код којег се потискује само једносмерна компонента, чије су карактеристике на Сл. 13.9 означене бројем 2 у легенди, QSG са паралелним SOGI блоком на учестаностима око  $2 \cdot \omega_g$  ( $2\pi \cdot 10$  kHz) има и карактеристике ускопојасно-непропусног филтера (енг. *notch*). Дакле, овим QSG се комплетно одстрањују компоненте на учестаности  $2 \cdot \omega_g$ , која у овом примеру износи  $2\pi \cdot 20$  kHz.



**Сл. 13.9 Амплитудске и фазне карактеристике QSG структура за: естимацију и елиминацију једносмерне компоненте (2) и естимацију и елиминацију једносмерне компоненте и другог хармоника (3)**

Комбинујући више SOGI блокова у паралели, може се направити QSG који је способан да у потпуности уклони већи број виших хармоника. У случајевима синхронизације на јавну електричну мрежу, могу се пронаћи примери ([111]) где се естимирају и уклањају хармоници реда 3, 5, 7...

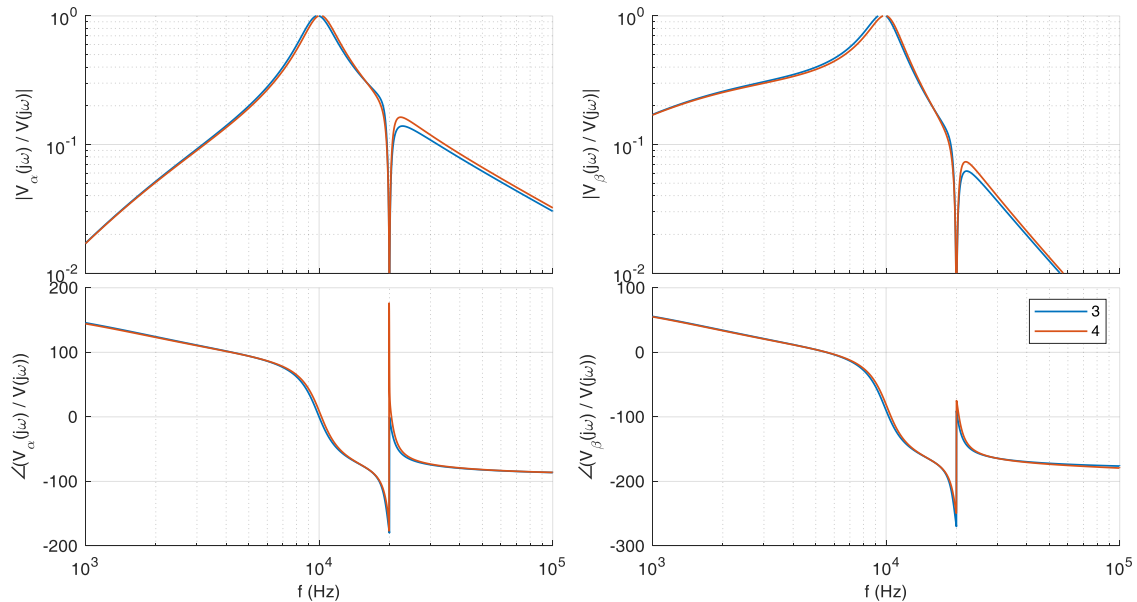
Важно је истаћи да QSG структуре које су до сада овде приказане припадају континуалном ( $s$ ) домену. Како би се QSG имплементирао у дигиталној форми погодној за рад на микропроцесору, неопходан је прелазак из континуалног у дискретни ( $z$ ) домен. Ово се у пракси најчешће ради апроксимативно, заменом интегратора SOGI блока (са Сл. 13.4) из континуалног домена еквивалентима из дискретног домена. У случајевима када је фреквенција одабирања много већа од учестаности основног хармоника, ово упрошћење даје задовољавајуће резултате. У супротном, услед неадекватне дискретизације, може доћи до неприхватљивих девијација резултата, које могу значајно да смање прецизност праћења фазе и амплитуде сигнала [112]. Због тога је пожељно користити прецизне дискретне реализације SOGI, од којих су многе дате у [112]. У овој дисертацији користиће се дискретна реализација SOGI структуре, формирана помоћу кола задршке нултог реда (енг. *Zero-Order Hold – ZOH*). Ова структура је приказана на Сл. 13.10, где је  $z^{-1}$  оператор кашњења за један одбирак, а  $T$  време одабирања.



**Сл. 13.10 ZOH имплементација SOGI у дискретом домену [112]**

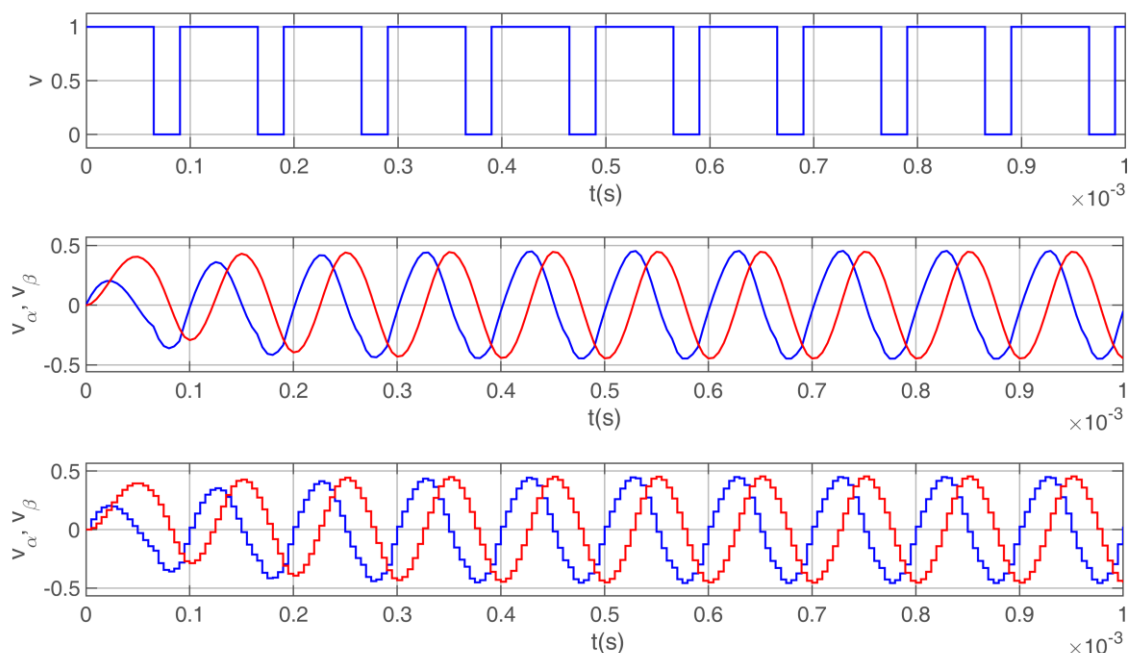
Дакле да би се имплементирао QSG са Сл. 13.8, сваки SOGI се мења са структуром са Сл. 13.10. На тај начин се добија дигитална имплементација QSG-а са минималним

изобличењима амплитудске и фазне карактеристике у односу на QSG из континуалног домена. Амплитудске и фазне карактеристике дискретне и континуалне форме QSG структуре за естимацију и елиминацију другог хармоника и једносмерне компоненте приказане су на Сл. 13.11. Карактеристике континуалне форме означене су бројем 3, а дискретне форме бројем 4. Приликом израде дијаграма за учестаност одабирања ( $1/T$ ) узето је 200 kHz. Са Сл. 13.11 може се уочити да предложена дискретна форма QSG врло верно опонаша континуалну. У овој дисертацији се користи управо ова дискретна структура QSG као део предложене методе за откривање РЕЛ.



**Сл. 13.11 Амплитудске и фазне карактеристике дискретне (4) и континуалне (3) форме QSG структуре за естимацију и елиминацију другог хармоника и једносмерне компоненте**

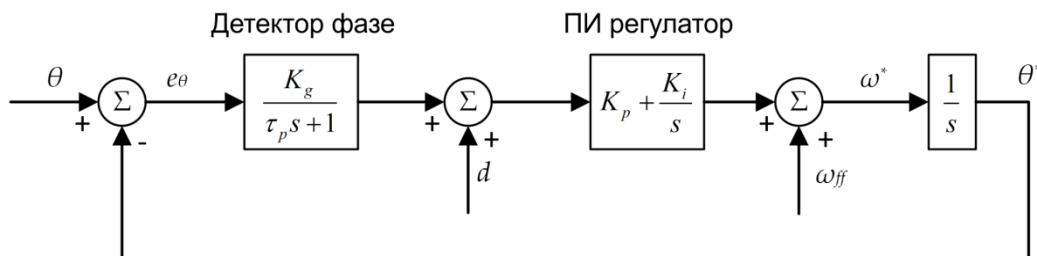
Перформансе предложене структуре QSG испитане су на тест сигналу ( $v$ ) који има облик поворке импулса учестаности од 10 kHz са фактором попуне који је већи од 0,5 (Сл. 13.12). На Сл. 13.12 приказани су и одзиви QSG којима се врши елиминација другог хармоника и једносмерне компоненте из нултих почетних услова, при чему су на другом графику приказани резултати континуалне, а на трећем графику дигиталне имплементације QSG. Може се уочити да излази оба QSG брзо конвергирају ка вредностима компоненти  $v_\alpha$  и  $v_\beta$  које имају облике готово идеалних синусоида. Поред очигледне елиминације виших хармоника, у компонентама  $v_\alpha$  и  $v_\beta$  елиминисана је и једносмерна компонента, што је у складу са амплитудским карактеристикама приказаним на Сл. 13.11.



Сл. 13.12 Испитивање перформанси предложеног QSG

### 13.2. Одабир оптималних параметара кола за детекцију фазе (PLL)

Процедура за одабир параметара PLL-а са слике Сл. 6.12 заснована је на анализи генеричког линеаризованог PLL модела ([110]), приказаног на Сл. 13.13. Овај модел са Сл. 13.13 садржи детектор фазе, који је за ове потребе моделован као трансфер функција првог реда са временском константом  $\tau_p$  и појачањем  $K_g$ . Ту је и PI регулатор, чији се параметри траже, а и интегратор којим се  $\omega^*$  претвара у  $\theta^*$ . Детектор фазе у овом случају апроксимује динамику QSG и  $\alpha$ - $\beta$  трансформацију у горњој грани приказаној на Сл. 6.12.



Сл. 13.13 Генерички линеаризовани PLL модел [110]

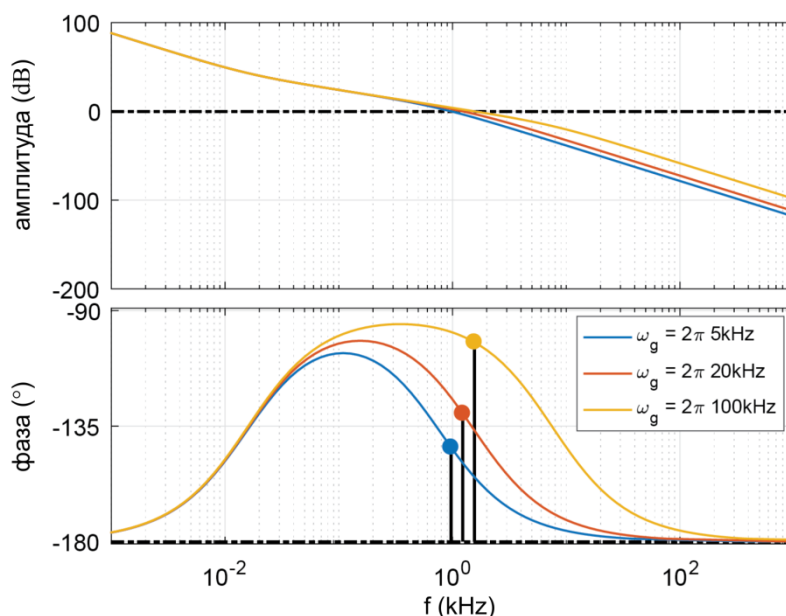
Преносна функција система са Сл. 13.13 у отвореној спрези се може написати као:

$$G_{ot} = \frac{s\tau_z + 1}{s\tau_p + 1} \frac{K_g K_i}{s^2}, \quad (7.3)$$

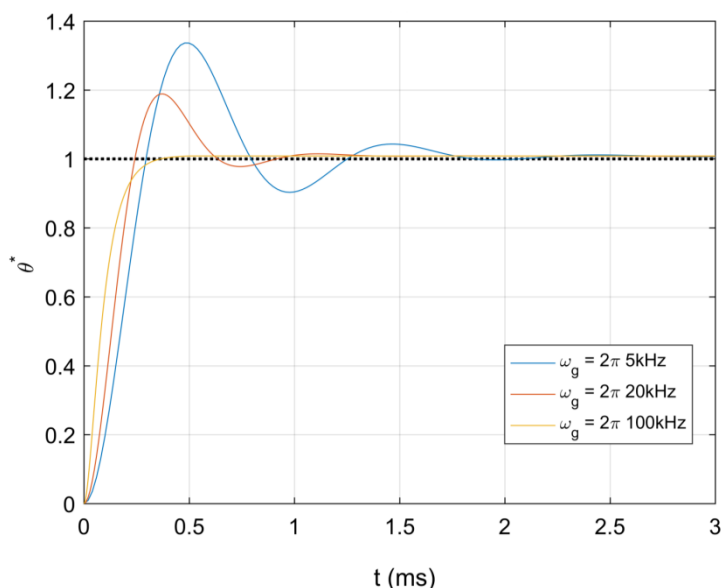
где је  $\tau_p = 1/\omega_g$  (важи када је појачање SOGI  $k < 0$ , што овде јесте случај),  $\tau_z = K_p/K_i$ , и  $K_g = 1$  ако је  $v_q$  нормализовано квадратним кореном ( $v_d^2 + v_q^2$ ) као на Сл. 6.12. QSG уноси кашњење у систем које је пропорционално  $1/\omega_g$ , док су параметри PI регулатора слободни и могу се користити како би се оптимално подесила динамика система са повратном спрегом. Када се PLL користи за синхронизацију са јавном електричном мрежом, избор параметара  $K_p$  и  $K_i$  се заснива на компромису између брзине рада PLL и пригушења високофреквентних поремећаја. Уобичајени приступ одабиру ових параметара би могао да буде приступ заснован на методи симетричног оптимума [110], помоћу које се вредности параметара  $K_p$  и  $K_i$  бирају тако да задовоље задате услове у погледу жељене пресечне учестаности кола са отвореном спрегом, пртека фазе и пригушења на учестаности  $2 \cdot \omega_g$ . Али, за потребе ове

дисертације, полази се од тога да није позната учестаност прекидања енергетског претварача ( $\omega_g / 2\pi$ ). Због тога параметри  $K_p$  и  $K_i$  треба да буду одабрани тако да се гарантује стабилан рад PLL за широки опсег вредности  $\omega_g$  (која је у директној вези са временском константом  $\tau_p$ ). У овом раду  $K_p$  и  $K_i$  су постављени на  $10e3$  и  $1e6$ , користећи приступ покушаја и грешке у овиру неколико итерација. Ове вредности  $K_p$  и  $K_i$  обезбеђују стабилан рад PLL за фреквенције прекидања из опсега који је уобичајен за енергетске претвараче који се користе у ФН системима (од  $10 \text{ kHz}$  до  $70 \text{ kHz}$ ), са пресечном фреквенцијом и претеком фазе већим од  $1,59 \text{ kHz}$  и  $80^\circ$ .

На Сл. 13.14 приказане су амплитудска и фазна карактеристика система (Бодеев дијаграм) у отвореној спрези са Сл. 13.13, док је одзив на степ побуду система у затвореној спрези представљен на Сл. 13.15. Бодееве карактеристике линеаризованог PLL модела нацртане су за три различите вредности  $\omega_g$ .



Сл. 13.14 Амплитудска и фазна карактеристика система у отвореној спрези са Сл. 13.13, за три вредности  $\omega_g$  и  $K_p$  и  $K_i$  постављеним на  $10e3$  и  $1e6$



Сл. 13.15 Одзив система у затвореној спрези са Сл. 13.13, за три вредности  $\omega_g$  и  $K_p$  и  $K_i$  постављеним на  $10e3$  и  $1e6$



Резултати са Сл. 13.14 и Сл. 13.15 потврђују да изабране вредности  $K_p$  и  $K_i$  обезбеђују стабилан рад PLL у широком распону фреквенција прекидања (од 5 kHz до 70 kHz). Фазна маргина је у сваком од анализираних случајева већа од  $35^\circ$ , док је време успона сигнала мање од 0,5 ms у најгорем случају. Ово значи да, у случају да се нагло промени фактор попуне претварача, PLL региструје промену фазе за мање од 0,5 ms, што је довољно брзо за откривање РЕЛ.

## БИОГРАФСКИ ПОДАЦИ О АУТОРУ ДИСЕРТАЦИЈЕ

Никола Л. Георгијевић рођен је 31. 3. 1987. године у Београду. Основну школу завршио је у Шимановцима. Потом је похађао Земунску гимназију, коју је завршио са одличним успехом. Уписао је Електротехнички факултет у Београду 2006. године. На Електротехничком факултету изабрао је Одсек за енергетику, а затим и Смер за електроенергетске системе. Дана 11. 10. 2010. године завршио је основне академске студије на студијском програму Основне академске студије Електротехника и рачунарство, модул Енергетика – Смер електроенергетски системи, у трајању од четири године, обима 240 ЕСПБ бодова, са просечном оценом 9,02.

Мастер студије на Електротехничком факултету, Смер за електроенергетске системе, уписао је 2010. године. У току мастер студија остварио је просечну оцену 9,33. Мастер студије је завршио 1. 11. 2011. године, са оценом 10.

Докторске студије на Електротехничком факултету у Београду уписао је школске 2011/2012. године. Тренутно је студент докторских студија.

Од 1. 4. 2011. године запослен је у Електротехничком институту „Никола Тесла“, који је део Универзитета у Београду. Ангажован је на изради пројеката и студија који се баве регулацијом и експлоатацијом електроенергетских система, као и интеграцијом обновљивих извора електричне енергије.

Аутор је три рада у научним часописима међународног значаја са SCI листе, од тога једног категорије M21a, једног категорије M21, и једног категорије M22. Наведен је као проналазач једног међународног патента (категирија M91).

Активно се служи енглеским језиком.

## ИЗЈАВА О АУТОРСТВУ

Потписани: Никола Ј. Георгијевић

Број уписа: 5046/2011

### Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

#### **Откривање редног електричног лука у једносмерном колу фотонапонских система**

- 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 ауторска права и користио интелектуалну својину других лица.

Потпис докторанда



У Београду, 14.05.2020.

**ИЗЈАВА О ИСТОВЕТНОСТИ ШТАМПАНЕ И ЕЛЕКТРОНСКЕ ВЕРЗИЈЕ  
ДОКТОРСКЕ ДИСЕРТАЦИЈЕ**

Име и презиме аутора: Никола Ј. Георгијевић

Број уписа: 5046/2011

Студијски програм: Електротехника и рачунарство

Наслов рада: Откривање редног електричног лука у једносмерном колу фотонапонских система

Ментор: др Зоран Радаковић, редовни професор

Потписани: Никола Ј. Георгијевић

Изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао 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.

Потпис докторанда



У Београду, 14.05.2020.

## ИЗЈАВА О КОРИШЋЕЊУ

Овлашћујем Универзитетску библиотеку „Светозар Марковић“ да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду унесе моју докторску дисертацију под насловом:

### Откривање редног електричног лука у једносмерном колу фотонапонских система

која је моје ауторско дело.

Дисертацију са свим прилозима предао 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.

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

Потпис докторанда



У Београду, 14.05.2020.