



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ
ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА



МЕТОД ЗА ПРОШИРЕЊЕ ФРЕКВЕНЦИЈСКОГ ОПСЕГА ЕТАЛОНИРАЊА СЕНЗОРА РФ СНАГЕ

ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА

Ментор:
проф. др Зоран Митровић

Кандидат:
Неда Спасојевић

Нови Сад, 2023. године

КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА¹

Врста рада:	Докторска дисертација
Име и презиме аутора:	Неда Спасојевић
Ментор (титула, име, презиме, звање, институција)	др Зоран Митровић, редовни професор, Факултет техничких наука
Наслов рада:	Метод за проширење фреквенцијског опсега еталонирања сензора РФ снаге
Језик публикације (писмо):	Српски (ћирилица)
Физички опис рада:	Унети број: Страница 148 Поглавља 8 Референци 108 Табела 8 Слика 64 Графикона 0 Прилога 0
Научна област:	Електротехничко и рачунарско инжењерство
Ужа научна област (научна дисциплина):	Електрична мерења, метрологија и биомедицина
Кључне речи / предметна одредница:	РФ снага, сензор снаге, еталон, термопретварач, фактор еталонирања, еталонирање, мерна несигурност
Резиме на језику рада:	Тема дисертације је унапређен метод еталонирања радио-фреквенцијских (РФ) сензора снаге у фреквенцијском опсегу испод 10 MHz. Метод подразумева одређивање фактора еталонирања комерцијалних сензора средње снаге, као најбитније карактеристике која се проверава приликом њиховог еталонирања. Критичне тачке у реализацији метода су биле селекција одговарајућег еталона РФ снаге у опсегу ниских фреквенција и постизање прихватљиве мерне несигурности. С обзиром да је један од основних услова истраживања био да се развијени метод реализује применом мерне опреме којом располаже већина метролошких лабораторија из области РФ домена, што подразумева одсуство типичног еталона РФ снаге у поменутом опсегу, одабрани еталон је требало да задовољи различите услове по питању својих метролошких карактеристика. Међутим, изнајажење одговарајућег еталона је био неопходан, али не и довољан услов за успешну реализацију метода. Формирање мерног ланца и успостављање таквог мерног поступка који ће обезбедити прихватљиву мерну несигурност, овом истраживању даје посебан значај.

¹ Аутор докторске дисертације потписао је и приложио следеће Обрасце:

5б – Изјава о ауторству;

5в – Изјава о истовестности штампане и електронске верзије и о личним подацима;

5г – Изјава о коришћењу.

Ове Изјаве се чувају на факултету у штампаном и електронском облику и не кориче се са тезом.

	<p>Дисертација обухвата анализу постојећих еталона РФ снаге и метода еталонирања сензора РФ снаге, развој новог метода, анализу мерне несигурности и постигнута побољшања метода са резултатима мерења. Побољшање метода се односи на вишеструко смањење мерне несигурности. Валидација метода еталонирања сензора је извршена у Техничком опитном центру Војске Србије, поређењем експерименталних резултата са познатим вредностима фактора еталонирања различитих типова сензора. Реализованим истраживањем успешно је потврђена дефинисана хипотеза дисертације да се може реализовати метод еталонирања сензора снаге у опсегу испод 10 MHz при одсуству одговарајућег еталона РФ снаге са прихватљивом мерном несигурношћу. Крајњи резултат истраживања јесте успостављена следивост РФ снаге у фреквенцијском опсегу испод 10 MHz, на основу које су проширене мерне могућности метролошке лабораторије Техничког опитног центра Војске Србије. Корисницима мерне опреме метод обезбеђује следивост РФ снаге у опсегу ниских фреквенција и смањење несигурности мерења РФ снаге сензорима и до седамдесет процената, корекцијом резултата мерења на основу добијених фактора еталонирања. Различите теоријске и практичне анализе, експериментални резултати и на основу њих донети закључци, спроведеном истраживању дају технички и научни значај за РФ метрологију у целини.</p>
Датум прихватања теме од стране надлежног већа:	22.12.2022.
Датум одбране: (Попуњава одговарајућа служба)	
Чланови комисије: (титула, име, презиме, звање, институција)	<p>Председник: др Марјан Урекар, доцент, ФТН Нови Сад Члан: др Драган Денић, редовни професор, Електронски факултет Ниш Члан: др Платон Совиљ, редовни професор, ФТН Нови Сад Члан: др Драган Пејић, ванредни професор, ФТН Нови Сад Члан: др Борис Антић, доцент, ФТН Нови Сад Члан: др Бранко Бркљач, доцент, ФТН Нови Сад Члан/ментор: др Зоран Митровић, редовни професор, ФТН Нови Сад</p>
Напомена:	

KEY WORD DOCUMENTATION²

Document type:	Doctoral dissertation
Author:	Neda Spasojević
Supervisor (title, first name, last name, position, institution)	PhD Zoran Mitrović, Full Profesor, Faculty of Technical Sciences
Thesis title:	The method for extending the frequency range of the RF power sensor calibration
Language of text (script):	Serbian language (cyrillic)
Physical description:	Number of: Pages 148 Chapters 8 References 108 Tables 8 Illustrations 64 Graphs 0 Appendices 0
Scientific field:	Electrical and computer engineering
Scientific subfield (scientific discipline):	Electrical measurements, metrology and biomedicine
Subject, Key words:	RF power, power sensor, standard, thermal converter, calibration factor, calibration, measurement uncertainty
Abstract in English language:	The topic of this dissertation is an improved method for radio-frequency (RF) power sensor calibration within the frequency range below 10 MHz. The method involves the calibration factor determination of commercial RF power sensors, as the most important characteristic, which measures during their calibration. The critical points in the method realization were the selection of the appropriate RF power standard in the low-frequency range and the achievement of acceptable measurement uncertainty. Given that one of the basic conditions of the research was that the developed method be realized with measuring equipment available to most metrology laboratories in the field of RF domain, which implies the absence of a typical RF power standard in the mentioned range, the selected standard had to satisfy various conditions terms of its metrological characteristics. However, the selection of an appropriate standard was a requirement but not a sufficient condition for the successful method implementation. The forming of the measuring chain and the establishment of such a measurement procedure that provided acceptable measurement uncertainty, gave this research a special importance.

² The author of doctoral dissertation has signed the following Statements:

5б – Statement on the authority,

5в – Statement that the printed and e-version of doctoral dissertation are identical and about personal data,

5г – Statement on copyright licenses.

The paper and e-versions of Statements are held at the faculty and are not included into the printed thesis.

	<p>The dissertation includes the analysis of the existing RF power standards and methods for RF power sensor calibration, the development of a new method, the analysis of a measurement uncertainty, improvement of the achieved method and experimental measurement results. The method improvement refers to the multiple reduction of measurement uncertainty. Validation of the method for power sensor calibration was performed at the Technical Test Center of Serbian Armed Forces, by comparing experimental results with known calibration factor values of different types of sensors. The possibility to realize the method for power sensor calibration in the range below 10 MHz in the absence of an appropriate RF power standard with acceptable measurement uncertainty is the hypothesis of the dissertation, which is confirmed by the successful realization of this research. The final result of the research is the established traceability of RF power in the frequency range below 10 MHz, which lead to the Technical Test Center of Serbian Armed Forces measuring capabilities expansion. The method ensures users the traceability of RF power within the low-frequency range and the reduction of the uncertainty of RF power measurements by sensors up to seventy percent, by applying the correction of measurement results using the obtained calibration factor values. Various theoretical and practical analyses, experimental results and derived conclusions, give the conducted research the technical and scientific importance for RF metrology as a whole.</p>
Accepted on Scientific Board on:	22.12.2022.
Defended: (Filled by the faculty service)	
Thesis Defend Board: (title, first name, last name, position, institution)	<p>President: PhD Marjan Urekar, assistant professor, Faculty of Technical Sciences Novi Sad Member: PhD Dragan Denić, full professor, Faculty of Electronic Engineering Niš Member: PhD Platon Sovilj, full professor, Faculty of Technical Sciences Novi Sad Member: PhD Dragan Pejić, associate professor, Faculty of Technical Sciences Novi Sad Member: PhD Boris Antić, assistant professor, Faculty of Technical Sciences Novi Sad Member: PhD Branko Brkljač, assistant professor, Faculty of Technical Sciences Novi Sad Member/mentor: PhD Zoran Mitrović, full professor, Faculty of Technical Sciences Novi Sad</p>
Note:	

САДРЖАЈ

1. УВОД.....	1
1.1 Предмет, проблем и циљ истраживања.....	1
1.2 Хипотеза и методологија истраживања	3
1.3 Организација дисертације	4
2. ТЕОРИЈА МЕРЕЊА РФ СНАГЕ.....	6
2.1 Значај мерења РФ снаге	6
2.2 Основни појмови и дефиниције.....	8
2.2.1 Појам и дефиниција снаге	8
2.2.2 Рефлексија, основни појмови и дефиниције	11
2.2.2.1 Анализа импеданси у РФ колу.....	16
2.2.2.2 С-параметри кола	19
2.2.3 Фактор еталонирања и ефективна ефикасност сензора	21
3. СЕНЗОРИ РФ СНАГЕ И ОСТАЛА МЕРИЛА РФ СНАГЕ	24
3.1 Сензори средње снаге са ватметром.....	25
3.1.1 Болометарски сензори снаге.....	26
3.1.1.1 Термисторски сензори снаге са ватметром	27
3.1.1.2 Ватметри за термисторске сензоре снаге.....	28
3.1.2 Термопретварачки сензори снаге са ватметром.....	34
3.1.2.1 Термопретварачки сензори снаге	34
3.1.2.2 Ватметри за термопретварачке сензоре снаге	37
3.1.3 Диодни сензори снаге са ватметром.....	39
3.1.3.1 Диодни сензори снаге.....	39
3.1.3.2 Савремени ватметри за диодне и термопретварачке сензоре снаге	44
3.2 Остала мерила РФ снаге.....	46
4. МЕТОДИ ЗА ЕТАЛОНИРАЊЕ СЕНЗОРА РФ СНАГЕ И ЕТАЛОНИ РФ СНАГЕ.....	48
4.1 Еталони РФ снаге	48
4.1.1 Микрокалориметри	50
4.1.2 Референтни и трансфер еталони РФ снаге.....	51
4.1.3 Термопретварачи	55
4.2 Методи за еталонирање сензора РФ снаге.....	60
4.2.1 Поређење снага методом супституције	61
4.2.2 Метод поређења снага применом разделника снаге.....	64
4.2.2.1 Метод истовременог поређења снага применом разделника снаге	64
4.2.2.2 Метод наизменичног поређења снага применом разделника снаге.....	66
4.2.2.3 Метод еталонирања сензора применом трансфер еталона РФ снаге.....	68

4.2.2.4	Метод еталонирања трансфер еталона РФ снаге	70
4.2.3	Метод еталонирања сензора РФ снаге применом векторског анализатора мреже.....	71
4.2.4	Метод поређења АС напона помоћу термопретварача	72
5.	ИСТРАЖИВАЊЕ МОГУЋНОСТИ ЕТАЛОНИРАЊА СЕНЗОРА РФ СНАГЕ ИСПОД 10 MHz	78
5.1	Одабир еталона	79
5.1.1	Расположивост еталона РФ снаге	79
5.1.2	Расположивост еталона АС напона.....	81
5.2	Избор и реализација погодног метода.....	83
5.2.1	Теоријске основе одабраног метода	84
5.2.2	Поступак еталонирања сензора снаге одабраним методом.....	85
5.3	Иницијална анализа мерне несигурности одабраног метода	87
5.4	Разделник снаге са два отпорника.....	88
5.5	Унапређење одабраног метода	92
5.6	Резултати одређивања фактора еталонирања сензора снаге.....	95
5.7	Поновљивост мерења фактора еталонирања.....	100
6.	МЕРНА НЕСИГУРНОСТ	103
6.1	Анализа мерне несигурности реализованог метода.....	103
6.1.1	Несигурност неприлагођења.....	105
6.1.1.1	Теорија несигурности неприлагођења	105
6.1.1.2	Несигурност неприлагођења реализованог метода	109
6.1.2	Несигурност фактора еталонирања на референтној фреквенцији	110
6.1.3	Несигурност ватметра	112
6.1.4	Несигурност симетрије разделника снаге.....	113
6.1.5	Несигурност DC калибратора.....	116
6.1.6	Несигурност термопретварача	116
6.1.7	Несигурност нановолтметра.....	117
6.1.8	Поновљивост мерења фактора еталонирања	118
6.1.9	Буџет мерне несигурности одређивања фактора еталонирања сензора	118
6.2	Дискусија	120
7.	ПРАВЦИ ДАЉЕГ ИСТРАЖИВАЊА	124
8.	ЗАКЉУЧАК	127
	ЛИТЕРАТУРА.....	128
	ПРЕГЛЕД СЛИКА	134
	ПРЕГЛЕД ТАБЕЛА.....	137
	СКРАЋЕНИЦЕ И ОЗНАКЕ	138

МЕТОД ЗА ПРОШИРЕЊЕ ФРЕКВЕНЦИЈСКОГ ОПСЕГА ЕТАЛОНИРАЊА СЕНЗОРА РФ СНАГЕ

РЕЗИМЕ

Тема дисертације је унапређен метод еталонирања радио-фреквенцијских (РФ) сензора снаге у фреквенцијском опсегу испод 10 MHz. Метод подразумева одређивање фактора еталонирања комерцијалних сензора средње снаге, као најбитније карактеристике која се проверава приликом њиховог еталонирања. Критичне тачке у реализацији метода су биле селекција одговарајућег еталона РФ снаге у опсегу ниских фреквенција и постизање прихватљиве мерне несигурности. С обзиром да је један од основних услова истраживања био да се развијени метод реализује применом мерне опреме којом располаже већина метролошких лабораторија из области РФ домена, што подразумева одсуство типичног еталона РФ снаге у поменутом опсегу, одабрани еталон је требало да задовољи различите услове по питању својих метролошких карактеристика. Међутим, изналажење одговарајућег еталона је био неопходан, али не и довољан услов за успешну реализацију метода. Формирање мерног ланца и успостављање таквог мерног поступка који ће обезбедити прихватљиву мерну несигурност, овом истраживању даје посебан значај.

Дисертација обухвата анализу постојећих еталона РФ снаге и метода еталонирања сензора РФ снаге, развој новог метода, анализу мерне несигурности и постигнута побољшања метода са резултатима мерења. Побољшање метода се односи на вишеструко смањење мерне несигурности. Валидација метода еталонирања сензора је извршена у Техничком опитном центру Војске Србије, поређењем експерименталних резултата са познатим вредностима фактора еталонирања различитих типова сензора.

Реализованим истраживањем успешно је потврђена дефинисана хипотеза дисертације да се може реализовати метод еталонирања сензора снаге у опсегу испод 10 MHz при одсуству одговарајућег еталона РФ снаге са прихватљивом мерном несигурношћу. Крајњи резултат истраживања јесте успостављена следивост РФ снаге у фреквенцијском опсегу испод 10 MHz, на основу које су проширене мерне могућности метролошке лабораторије Техничког опитног центра Војске Србије. Корисницима мерне опреме метод обезбеђује следивост РФ снаге у опсегу ниских фреквенција и смањење несигурности мерења РФ снаге сензорима и до седамдесет процената, корекцијом резултата мерења на основу добијених фактора еталонирања. Различите теоријске и практичне анализе, експериментални резултати и на основу њих донети закључци, спроведеном истраживању дају технички и научни значај за РФ метрологију у целини.

КЉУЧНЕ РЕЧИ: РФ снага, сензор снаге, еталон, термопретварач, фактор еталонирања, еталонирање, мерна несигурност.

THE METHOD FOR EXTENDING THE FREQUENCY RANGE OF THE RF POWER SENSOR CALIBRATION

ABSTRACT

The topic of this dissertation is an improved method for radio-frequency (RF) power sensor calibration within the frequency range below 10 MHz. The method involves the calibration factor determination of commercial RF power sensors, as the most important characteristic, which measures during their calibration. The critical points in the method realization were the selection of the appropriate RF power standard in the low-frequency range and the achievement of acceptable measurement uncertainty. Given that one of the basic conditions of the research was that the developed method be realized with measuring equipment available to most metrology laboratories in the field of RF domain, which implies the absence of a typical RF power standard in the mentioned range, the selected standard had to satisfy various conditions terms of its metrological characteristics. However, the selection of an appropriate standard was a requirement but not a sufficient condition for the successful method implementation. The forming of the measuring chain and the establishment of such a measurement procedure that provided acceptable measurement uncertainty, gave this research a special importance.

The dissertation includes the analysis of the existing RF power standards and methods for RF power sensor calibration, the development of a new method, the analysis of a measurement uncertainty, improvement of the achieved method and experimental measurement results. The method improvement refers to the multiple reduction of measurement uncertainty. Validation of the method for power sensor calibration was performed at the Technical Test Center of Serbian Armed Forces, by comparing experimental results with known calibration factor values of different types of sensors.

The possibility to realize the method for power sensor calibration in the range below 10 MHz in the absence of an appropriate RF power standard with acceptable measurement uncertainty is the hypothesis of the dissertation, which is confirmed by the successful realization of this research. The final result of the research is the established traceability of RF power in the frequency range below 10 MHz, which lead to the Technical Test Center of Serbian Armed Forces measuring capabilities expansion. The method ensures users the traceability of RF power within the low-frequency range and the reduction of the uncertainty of RF power measurements by sensors up to seventy percent, by applying the correction of measurement results using the obtained calibration factor values. Various theoretical and practical analyses, experimental results and derived conclusions, give the conducted research the technical and scientific importance for RF metrology as a whole.

KEY WORDS: RF power, power sensor, standard, thermal converter, calibration factor, calibration, measurement uncertainty

1. УВОД

1.1 Предмет, проблем и циљ истраживања

Радио-фреквенцијска (РФ) снага је међу основним величинама у области радио-фреквенција. Њено мерење је саставни део пројектовања, изградње, експлоатације, праћења и одржавања телекомуникационих и радарских система, као и процеса испитивања и еталонирања у овлашћеним лабораторијама. Са техничког аспекта, тачно мерење снаге је од кључног значаја за правилно функционисање система и мерне опреме, при чему се не може занемарити ни утицај на њихову економску ефикасност и одрживост. Тачност мерења снаге је саставни део спецификација мерних уређаја из области високих фреквенција. Развој технологије условљава све строже захтеве за тачношћу мерења снаге, односно за нижом мерном несигурношћу, који се разликују у зависности од области примене. Стога корисници мерне опреме, поред личних интереса за обезбеђењем што поузданијих мерења, имају и обавезу диктирану од стране различитих регулатива [1][2][3] да периодично метролошки проверавају своју мерну опрему, било да је у питању оверавање, еталонирање или метролошко потврђивање.

Типична мерила РФ снаге јесу сензори снаге (СС) са ватметрима, анализатори спектра, мерни пријемници, анализатори мреже итд. Због своје приступачне цене, једноставне употребе и карактеристика које задовољавају већину корисника мерне опреме, сензори снаге са ватметрима су међу најраспрострањенијим мерилима РФ снаге, те имају значајну улогу у метрологији радио-фреквенција.

Кључна карактеристика сензора снаге јесте фактор еталонирања ФЕ (енгл. *Calibration Factor*) који представља његову фреквенцијску карактеристику. Он обједињује грешку при мерењу снаге која настаје услед губитака у сензору који су последица његове несавршене конструкције и грешку која настаје због неприлагођења сензора, односно због његовог реалног коефицијента рефлексије. Фактор еталонирања мора бити познат за тачно мерење РФ снаге, ради примене корекције измерене снаге сензором. Одређивање фактора еталонирања је неизоставна провера приликом еталонирања сензора снаге. Мерна несигурност којом је одређен фактор еталонирања значајно доприноси укупној несигурности мерења апсолутне снаге сензором. Из тог разлога корисници мерне опреме, сходно својим потребама, пред лабораторије које се баве еталонирањем постављају захтеве за неопходном несигурношћу еталонирања сензора.

Сензори РФ снаге најчешће обухватају и област микроталаса, или чак милиметарских таласа, због чега ће се ради једноставности, „РФ“ у даљем тексту односити на радио-фреквенцијско, микроталасно и подручје милиметарских таласа.

Сензори снаге старије генерације су покривали опсег фреквенција од 100 kHz до неколико десетина GHz [4][5]. Услед развоја технологије и појаве нових примена мерења ове снаге, на тржишту је све већи број сензора снаге чији опсег почиње од фреквенција блиских DC. Сензори снаге се у подручју ниских фреквенција често примењују у тестирањима електромагнетне компатибилности (енгл. *Electromagnetic Compatibility*, EMC), код мерења снаге предајника и осетљивости пријемника, приликом еталонирања телекомуникационе мерне опреме и сл. Како је опсег ниских фреквенција атипичан за

сензоре РФ снаге, њихово еталонирање у поменутом подручју представља изазов за многе метролошке лабораторије широм света, што је случај и са лабораторијом за микроталасну технику МЛ 02 Техничког опитног центра (ТОЦ) у оквиру Војске Србије и Министарства одбране. Отуда и мотив за истраживање које је имало за циљ реализацију метода за еталонирање сензора снаге на ниским фреквенцијама и одређивање калибрационог фактора као њихове основне карактеристике.

Највећи број метролошких лабораторија за еталонирање мерне опреме у радио-фреквенцијском и микроталасном подручју покрива опсег од 10 MHz до 18 GHz или 26,5 GHz. Из практичних и економских разлога, овај опсег је најчешће заједнички за више физичких величина и условљен је одабиром одговарајућих еталона.

Еталони РФ снаге су микрокалориметри, посебно дизајнирани термисторски сензори снаге великих перформанси, као и трансфер еталони снаге [6][7][8]. Они су првенствено намењени за рад на високим фреквенцијама, те често не покривају опсег испод 10 MHz. Микрокалориметри, упркос томе што су примарни еталони РФ снаге, због своје смањене осетљивости на ниским фреквенцијама немају потребну тачност, што их чини неадекватним еталонима у поменутом фреквенцијском подручју [9]. Са друге стране, поједини трансфер еталони и термисторски еталонски сензори снаге новије генерације се производе за фреквенцијске опсеге већ од неколико kHz до максималних 18 GHz. Међутим, како су потребе данашњих метролошких лабораторија све више усмерене на опсег високих фреквенција реда неколико десетина, па и стотину GHz, еталони треба да покрију што шири фреквенцијски опсег, који уједно досеже до највиших фреквенција од интереса и да притом обезбеде потребну тачност, мерни опсег и низ других услова. Како већина лабораторија није у могућности да испуни све захтеве, неретко су принуђене да праве компромис пре свега у погледу фреквенцијског опсега својих еталона. С озиром на своју велику цену, оправданост куповине додатног еталона искључиво у сврху покривања релативно уског опсега од DC до 10 MHz је за већину лабораторија упитна.

С обзиром да је за истраживање од интереса фреквенцијски опсег који одговара опсегу АС напона, а узевши у обзир проблематику одсуства еталона РФ/микроталасне снаге у поменутом опсегу, размотрена је могућност еталонирања сензора употребом еталона за АС напон.

Циљ истраживања је развој метода који ће омогућити еталонирање сензора снаге у фреквенцијском опсегу испод 10 MHz. То подразумева анализу постојећих метода, на основу које би се извршио одабир одговарајућег еталона и модификација најпогоднијег метода који ће обезбедити прихватљиву мерну несигурност. Тако модификован метод би био применљив у већини метролошких лабораторија из области радио-фреквенција међу којима је и МЛ 02, како за еталонирање сензора средње снаге, тако и за еталонирање апсолутне вредности РФ снаге у опсегу испод 10 MHz. Метод уједно мора омогућити проширење мерних могућности лабораторије Техничког опитног центра у погледу РФ снаге, како би се задовољиле потребе за еталонирањем сензора снаге како корисника у Војсци Србије и Министарству одбране, тако и корисника из привреде.

1.2 Хипотеза и методологија истраживања

Истраживање је засновано на хипотези да је могуће реализовати еталонирање сензора РФ снаге у фреквенцијском опсегу испод 10 MHz, применом мерне опреме заступљене у већини метролошких лабораторија из области радио-фреквенција са прихватљивом мерном несигурношћу, узевши у обзир следећа ограничења:

- Комплексност мерења снаге на ниским фреквенцијама,
- Нерасположивост еталона РФ снаге у опсегу испод 10 MHz и
- Нерасположивост анализатора мреже за карактеризацију С-параметара мреже у опсегу испод 10 MHz.

У случају успешне реализације истраживања, развијени метод би лабораторијама омогућио остваривање следивости РФ снаге у опсегу испод 10 MHz или пак побољшање несигурности појединих мерења у подручју ниских фреквенција. Овакав метод би лабораторији МЛ 02 обезбедио проширење мерних могућности у области РФ/микроталасне снаге до DC. То подразумева проширење обима овлашћења код Министарства одбране и обима акредитације код Акредитационог тела Србије (АТС), уз задовољење свих захтеваних услова, као што је успешна валидација метода, прорачун мерне несигурности, израда целокупне документације и сл.

Метод би требало да омогући корисницима остваривање следивости РФ снаге у опсегу испод 10 MHz уз постизање прихватљиве несигурности мерења апсолутне снаге сензорима.

Програм истраживања обухвата:

- анализу постојећих метода за еталонирање сензора снаге,
- анализу постојећих еталона РФ снаге са акцентом на њихов фреквенцијски опсег,
- одабир погодног еталона РФ снаге сходно капацитетима лабораторије и анализу могућности примене одабраног еталона у постојећим методима еталонирања сензора,
- дефинисање мерног ланца за одређивање фактора еталонирања сензора,
- извођење експерименталних мерења и упоређење са познатим вредностима фактора еталонирања,
- анализу мерне несигурности,
- анализу могућих побољшања мерне несигурности,
- дефинисање мерног ланца за мерење симетрије разделника снаге,
- извођење експерименталних мерења симетрије разделника снаге,
- валидацију метода мерења симетрије разделника снаге,
- корекцију резултата фактора еталонирања,
- валидацију метода мерења фактора еталонирања,
- прорачун мерне несигурности унапређеног метода мерења фактора еталонирања, и
- правце даљег истраживања са циљем унапређења система.

1.3 Организација дисертације

Дисертацију чини осам поглавља.

У првом поглављу су представљени основни мотиви за покретање истраживања, проблем, предмет и циљ истраживања. Дефинисана је хипотеза и дата је методологија по којој ће се истраживање одвијати у циљу њене потврде.

У другом поглављу су дате теоријске основе и значај мерења РФ снаге и описани су основни појмови у области радио-фреквенција кључни за ову дисертацију. Такође су представљене специфичности РФ кола и његова анализа, која чини темељ даљих теоретских разматрања у дисертацији.

У трећем поглављу дисертације су описана мерила РФ снаге са посебним акцентом на сензоре снаге са ватметром, као предметима истраживања. Дате су врсте сензора снаге, њихове најзначајније карактеристике, опсези рада, као и принцип рада појединих типова сензора.

Четврто поглавље даје преглед еталона РФ снаге и метода еталонирања сензора снаге. Како од одабира еталона у одређеној мери зависи и селекција метода којим ће се вршити еталонирање сензора снаге, у овом поглављу су дате карактеристике еталона РФ снаге и њихов принцип рада. Такође је описан поступак еталонирања сензора најзаступљенијим методама, при чему су дате њихове предности и мане.

Пето поглавље се бави истраживањем могућности еталонирања сензора снаге у опсегу ниских фреквенција. Приказана је свеобухватна анализа прикладности постојећих, а потом и расположивих еталона РФ снаге и релевантних метода еталонирања сензора снаге. Описан је поступак селекције еталона, а потом и реализација одабраног метода. Дате су теоријске основе и поступак мерења реализованог метода, а затим и његово унапређење које се огледа у експерименталном одређивању најутицајнијег параметра несигурности - симетрије разделника снаге. Дат је и теоријски осврт на разделнике снаге са два отпорника, као значајног елемента мерног система који захтева посебну пажњу. На крају поглавља су приказани резултати валидације метода фактора еталонирања сензора снаге узетих за предмете еталонирања у опсегу испод 10 MHz, а која је реализована у Техничком опитном центру Војске Србије.

Шесто поглавље се бави мерном несигурношћу реализованог метода. Дат је његов математички модел, услови под којима се врши мерење и сви релевантни подаци неопходни за процену мерне несигурности. Утицајне величине су појединачно образложене и дати су буџети мерне несигурности за различите услове мерења. Такође су приказане измерене вредности свих корекционих фактора (симетрије разделника, AC/DC разлике термопретварача и фактора еталонирања на референтној фреквенцији), као и измерене вредности поновљивости фактора еталонирања. На крају поглавља је дискутовано о могућностима додатног смањења мерне несигурности, али и ситуацијама при којима поједини утицаји постају значајни. Такође је коментарисан допринос који реализовани метод у свом унапређеном облику пружа корисницима сензора снаге.

У седмом поглављу су предложени правци даљег истраживања, ослоњених на дисертацију. Предложен је наставак истраживања у три правца: први и други се односе на побољшање флексибилности избора нивоа снаге на коме се врши еталонирање сензора, док се трећи тиче комфорнијег мерења кроз аутоматизацију реализованог метода.

Осмо поглавље даје закључак са крајњим резултатом истраживања и у њему су истакнути научни и технички доприноси дисертације.

2. ТЕОРИЈА МЕРЕЊА РФ СНАГЕ

2.1 Значај мерења РФ снаге

Снага сигнала је кључна за перформансе РФ опреме на свим нивоима, почев од основних компоненти и уређаја, до целокупних система. Познавање тачне вредности снаге у свакој тачки система је од великог значаја за успешно функционисање тог система. Свака компонента система мора примити одговарајући ниво сигнала од претходне компоненте, и проследити потребан ниво сигнала следећој компоненти у систему. Уколико захтев за дефинисаним нивоом снаге није испуњен, може доћи до неосетљивости компоненти система, до грешака у њиховом функционисању, па чак и до њиховог оштећења. На пример, сигнал мора имати довољну снагу да превазиђе губитке у преносу, како би га пријемник детектовао у присуству шума. У супротном сигнал може бити маскиран шумом, због чега долази до његове деградације или потпуног губитка. Са друге стране, сигнал превелике снаге може довести до изобличења, засићења, губитка података, као и оштећења компоненти и опреме.

Мерење појединих физичких величина у области РФ као што су слабљење, појачање, напон на високим фреквенцијама, директивност и сл. се такође свде на мерење снаге. То значи да се и метролошка следивост појединих мерила и еталона често остварује преко РФ снаге.

На ниским фреквенцијама блиским DC, појава прелазних процеса и стојећих таласа је често занемарива, те се снага може мерити индиректно, мерењем напона и струја на улазу и излазу из система. На нешто већим фреквенцијама постоје услови за појаву стојећих таласа, па је за правилно мерење снаге на крајевима водова неопходно да излазна импеданса предајника и улазна импеданса пријемника буду савршено прилагођени, како по амплитуди, тако и по фази [10]. Да би прилагођење било што приближније идеалном (премда никада не може бити потпуно идеално) потребна је софистицирана и скупа мерна опрема и компоненте. Рачунање средње снаге апсорбоване на неком оптерећењу је прилично сложено уколико оно није чисто омско, јер поред тога што се напон и струја мењају по синусном закону, они су и фазно померени. На веома високим фреквенцијама, параметри вода диктирају чисто реалну карактеристичну импедансу која престаје зависити од фреквенције, па је мерење снаге једноставније. Карактеристична импеданса представља геометријску средину импедансе краткоспојеног и отвореног вода. Ове импедансе појединачно варирају са фреквенцијом, али се њихова геометријска средина стабилизује након одређене вредности, која за РФ мерења типично износи 10 MHz. Зато су опрема и методе које се користе изнад ових фреквенција у основи другачији и једноставнији. Мерење снаге испод овог опсега је знатно комплексније и захтева модификацију метода на начин који ће омогућити да се у обзир узме утицај комплексне вредности импедансе зависне од фреквенције.

Постоји много разлога за мерење РФ снаге. Неки од њих се тичу провере безбедности и ефикасности система и заштите компоненти. У индустрији телекомуникационе опреме постоји низ прописа које ова опрема мора да испуни. Регулаторне агенције одговорне за бежични пренос постављају строга ограничења у погледу снаге која се може емитовати у

одређеним опсезима, како би се осигурало да један уређај не изазива интерференције са другим. Стога снага предајника у многим комуникационим системима мора бити ограничена ради оптималног коришћења фреквенцијског опсега и географског подручја. Уколико два предајна уређаја раде у истом фреквенцијском опсегу и притом су физички близу један другом, може се догодити да пријемници не разликују сигнале, нарочито уколико је ниво једног од њих знатно виши од другог.

У системима великих снага, превелика снага може представљати опасност по живот и здравље људи и животиња, те се она мора ограничити. Један пример потенцијалне опасности од велике снаге високих фреквенција јесте микроталасна пећница. Такође, радна снага радио предајника и предајника радара може бити врло велика (реда kW и MW), те они представљају посебну опасност по здравље. Чак и РФ уређаји мале снаге као што су мобилни телефони, могу потенцијално изазвати трајне негативне биолошке ефекте. Из тог разлога се снага мора константно пратити, како би се одржавала унутар безбедносних стандарда.

Снага се мери приликом потврде спецификације РФ компоненти и опреме, те се проверава како у фази производње и тестирања, тако и приликом њихове испоруке, пријема, инсталације или пуштања у рад. Ова мерења се притом често врше у различитим државама, због чега је веома важно да она буду конзистентна унутар прихватљивих мерних несигурности. Потреба да се мерења исте снаге понове у различито време на различитим местима диктира да мерни уређаји и примењене технике мерења буду погодне, тачне, поновљиве и следиве. Управо због њеног значаја у области високих фреквенција, мерење снаге се мора непрестано усавршавати, како у смислу мерне опреме и метода, тако и тежње за што бољом мерном несигурношћу. Боља мерна несигурност најчешће подразумева додатно улагање у мерну опрему, али се не сме занемарити ни значај унапређивања метода којима се несигурност може смањити без додатних финансијских улагања. Од посебног значаја је улагање метролошких лабораторија у своју еталонску базу и методе еталонирања. Боља следивости мерне опреме корисницима омогућава побољшање несигурности коју постижу њеном применом.

Мерна несигурност значајно може утицати на одлуку о перформансама уређаја или система. Рецимо, уколико је приликом тестирања снаге предајника несигурност мерења снаге 0,5 dB, предајник у том случају може имати преко 10% нижу снагу од оне коју купац очекује на основу спецификације, што резултује смањеном географском покривеношћу предајника. Из тог разлога произвођач мора повећати снагу минимално за вредност несигурности, како би очувао специфициране вредности. Сваки децибел повећања снаге, нарочито када је реч о вишим нивоима снаге реда kW, подразумева већу цену производње, сложенији дизајн, потрошњу активних уређаја, захтевнију производњу, отежано тестирање и смањен степен поузданости [11]. Из наведених примера се види да је технички и економски аспект мерења снаге битан колико и аспект очувања безбедности и здравља људи и животне средине.

РФ сигнал може бити једноставан континуални сигнал, импулс, аналогно модулисан сигнал или дигитално модулисан сигнал. Међу типовима мерења РФ снаге, најједноставније је мерење средње снаге. Вршна (енгл. *peak*) снага јесте максимална вредност снаге током одређеног временског интервала. Може се мерити и снага поворке импулса усредњена дуж одређеног временског периода. РФ снага се може мерити и у неком фреквенцијском опсегу, што је случај нпр. са сигнаlima мобилне телефоније. Код дигиталних сигнала најчешће се специфицира вредност средње или вршне снаге сигнала.

Како су савремени сигнали често комплексни и подразумевају различите формате модулације, мерење тренутне снаге је комплексно и често не садржи корисне информације. Из тог разлога се у већини случајева мери средња снага. У овој дисертацији ће управо пажња бити усмерена на мерила која могу мерити средњу (енгл. *average*) снагу.

Један од најисплативијих уређаја за мерење РФ снаге јесу ватметри или мерила снаге са сензорима. У питању су уређаји веома приступачне цене и задовољавајуће тачности, а због својих релативно малих димензија и једноставне употребе, погодни су за различита мерења како у лабораторијским, тако и теренским условима. Сензори снаге, у зависности од њихове намене, могу мерити импулсну, вршну или средњу снагу. У питању су скаларни уређаји који не могу мерити фазу сигнала, већ само његов модуо. У циљу што тачнијег мерења снаге сензорима, треба водити рачуна о усклађености њихове импедансе са импедансом компоненте система на коју се везује, како би се смањила несигурност услед појаве неприлагођења. Сензори средње снаге, који су предмет овог истраживања, јесу широкопојасна мерила која све нежељене компоненте сигнала (хармоници, субхармоници, интермодулациони продукти и сл.) усредњавају заједно са основном компонентом сигнала. Иако обухватају и нежељене компоненте сигнала, њихове бројне предности их сврставају у ред најраспрострањенијих мерила РФ снаге. Динамички и фреквенцијски опсег ових мерила дефинише одабрани сензор снаге, што даје велику флексибилност у раду са овом врстом мерилима.

У литератури се срећу различите поделе електромагнетног спектра, због чега се не може дефинисати јасна граница између радио и микроталасног спектра. Према једној од најзаступљенијих подела, радио-фреквенције заузимају опсег од 30 kHz до 300 MHz, а микроталасне опсег од 300 MHz до 300 GHz [12]. Међутим, требало би имати у виду да микроталасне фреквенције представљају подопсег радио-спектра и да се под радио-фреквенцијама неретко сматрају све фреквенције до 300 GHz [13]. Како сензори снаге готово увек истовремено покривају део радио-спектра и микроталасног спектра, у литератури се срећу као „сензори РФ снаге“ и као „микроталасни сензори снаге“. С обзиром да је ова дисертација окренута ка ниским фреквенцијама и делу радио-опсега до 10 MHz, да би се избегла забуна везана за фреквенцијски опсег сензора, у њој ће се на даље користити појам „сензори РФ снаге“, без обзира што ће се под тиме подразумевати и микроталаси.

2.2 Основни појмови и дефиниције

2.2.1 Појам и дефиниција снаге

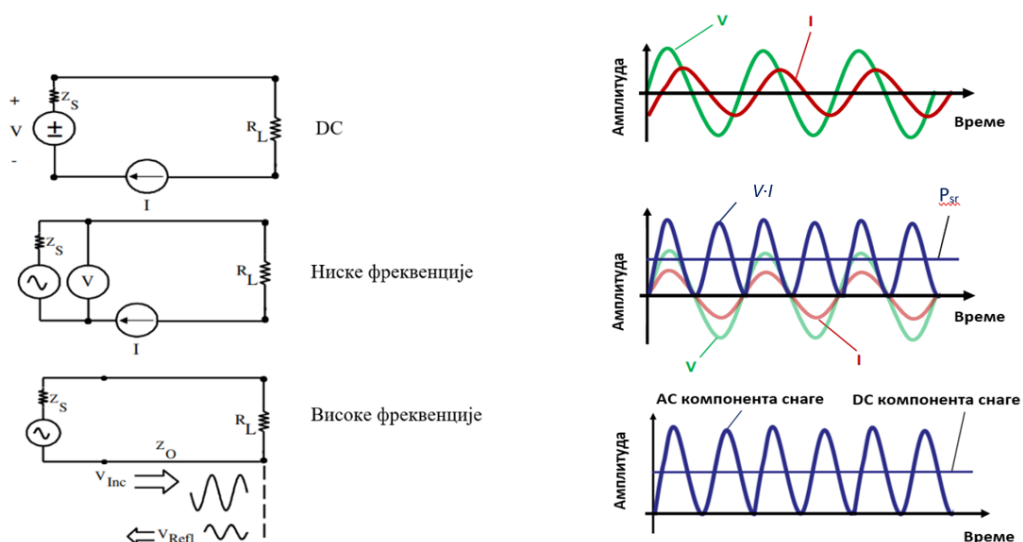
Снага је изведена физичка величина која се изражава у јединици „ват“ (W). Према Међународном систему јединица (SI), ват представља брзину којом се енергија претвара, користи или шири, а изражава се као џул по секунди ($W=J/s$). Поред вата, користе се још и јединица „волтампер“ (VA) за изражавање привидне снаге наизменичне електричне струје и „вар“ (var) за изражавање реактивне електричне снаге [14].

Једносмерна снага се мери индиректним путем, мерењем напона и струје применом амперметра и волтметра или на основу познате вредности отпорности оптерећења, као

што је приказано на слици 2.1 (лево). У том случају се снага P једноставно може израчунати применом формуле:

$$P = VI = \frac{V^2}{R_L} = R_L I^2 \quad (2.1)$$

где су V и I измерени напон и струја, а R_L отпорност оптерећења. Мерење једносмерне снаге волтметром и амперметром је због знатно мање грешке ових уређаја тачније од мерења снаге ватметром [15].



Слика 2.1: Мерење снаге у електричном колу (лево: R_L је отпорност оптерећења, Z_0 карактеристична импеданса вода, Z_s излазна имеданса извора, V_{inc} амплитуда инцидентног сигнала, V_{refl} амплитуда рефлектованог сигнала). Промена снаге у времену (десно: V је напон, I струја, а P_{sr} средња снага сигнала)

За разлику од једносмерне снаге, у наизменичном електричном колу, снага као резултат производа напона и струје се мења у сваком тренутку, што је приказано на слици 2.1 (десно). Међутим, овај производ има DC компоненту која је једина константна и она представља средњу снагу сигнала P_{sr} . Управо због своје константности, у већини случајева се мерење снаге као и термин „снага“, односи на средњу снагу сигнала.

Рачунање средње снаге апсорбоване на неком оптерећењу је прилично сложено уколико оптерећење није чисто омско, јер поред тога што се напон и струја мењају по синусном закону, они су и фазно померени. Из тог разлога није довољно наћи само производ ефективних вредности (енгл. *Root Mean Square, RMS*) напона V_{ef} и струје I_{ef} измерених волтметром и амперметром, већ се у обзир мора узети и њихов фазни померај φ :

$$P_{sr} = V_{ef} I_{ef} \cos \varphi \quad (2.2)$$

За мерење средње снаге се у овом случају користе ватметри. Део снаге која се не троши на оптерећењу, већ се са њега рефлектује узрокујући губитке у колу, представља реактивну снагу P_r дату изразом:

$$P_r = V_{ef} I_{ef} \sin \varphi \quad (2.3)$$

Јединица за реактивну снагу је var, а уређаји за мерење ове снаге су варметри. Активна (средња) и реактивна снага дају привидну снагу P_{pr} према изразу:

$$P_{pr} = \sqrt{P_{sr}^2 + P_r^2} = V_{ef} I_{ef} \quad (2.4)$$

Као што се види из израза (2.4), привидна снага представља производ ефективних вредности напона и струје. Стога би требало имати у виду да уколико се у коло наизменичне струје прикључе одговарајући амперметар и волтметар, производ њиховог читавања даје привидну снагу, а не средњу снагу [15].

Са математичког становишта, средња снага континуалног немодулисаног сигнала (енгл. *Continuous Wave, CW*) одговара просечној висини испод криве $V \cdot I$ на слици 1 (десно). Усредњавање се врши дељењем површине испод криве са временским интервалом који крива заузима, а према изразу:

$$P_{sr} = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} V_m \sin\left(\frac{2\pi}{T} t\right) I_m \sin\left(\frac{2\pi}{T} t + \varphi\right) dt \quad (2.5)$$

где су V_m и I_m максималне вредности напона и струје, T периода сигнала, n број обухваћених периода, а φ је фазни угао између струје и напона. Временски интервал усредњавања би требало да обухвати велики број периода сигнала ($n \gg 1$). Веза између ефективне и максималне вредности напона и струје је дата изразом:

Средња снага сигнала на фреквенцији $1/T$ се може приказати и као тренутна снага $p(t)$ усредњена у великом броју периода најниже фреквенције:

$$V_{ef} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \quad \text{и} \quad I_{ef} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad (2.6)$$

$$P_{sr} = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} p(t) dt = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} u(t) \cdot i(t) dt \quad (2.7)$$

где је n број периода најниже компоненте у спектру тренутног напона $u(t)$ и струје $i(t)$. За континуалан сигнал најнижа и највиша фреквенција су исте. Средња снага амплитудски модулисаног сигнала се добија усредњавањем тренутне снаге унутар временског периода кога чини велики број периода модулишућег сигнала ниске фреквенције. Време усредњавања за сензоре и мерила средње снаге је од неколико стотих делова секунде до неколико секунди.

Појам „ниво сигнала“ на високим фреквенцијама је еквивалентан појмовима „ниво снаге“ и „снага сигнала“. Ниво сигнала се може представити апсолутно у јединици ват, или релативно у односу на неку референтну вредност снаге. Релативно изражавање снаге је заступљено приликом мерења појачања, слабљења, односа две снаге и сл. Релативни однос снага представља логаритамски однос једног нивоа снаге P и референтног нивоа снаге P_{ref} и најчешће се изражава бездимензионо, у децибелима (dB) према изразу (2.8).

$$A(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{P_{\text{ref}}} \right) \quad (2.8)$$

Релативни однос две снаге изражен у децибелима се може једноставно конвертовати у проценте изразом:

$$\frac{P}{P_{\text{ref}}} (\%) = 100 \cdot 10^{\frac{A(\text{dB})}{10}} \quad (2.9)$$

За изражавање апсолутног нивоа снаге P веома често се користи и јединица „dBm“, а односи се на ниво снаге у односу на референтну снагу 1 mW у формули (2.8):

$$P(\text{dB}_m) = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{1 \text{ mW}} \right) \quad (2.10)$$

С обзиром да је снага P изражена у миливатима и да је једина променљива унутар логаритма у изразу (2.10), dBm се користи као јединица за апсолутну снагу [11]. Уколико сигнал генератор на свом излазу генерише +10 dBm, то значи да је овај ниво за 10 dB већи од нивоа снаге 1 mW. Притом би требало имати у виду на основу израза (2.10) да је ниво снаге 1 mW еквивалентан нивоу од 0 dBm. Оваква представа нивоа снаге олакшава калкулацију и стицање увида у очекивани ниво снаге на улазу и излазу појединих компоненти система. Апсолутна снага изражена у јединици dBm се инверзним поступком, на основу израза (2.10) може једноставно прерачунати у вате.

Средња снага се користи у готово свим РФ и микроталасним системима. Поред ње, мери се и импулсна снага (енгл. *Pulse Power*) и вршна снага анvelope (енгл. *Peak Envelope Power*), које су заступљеније у радарским, навигационим и бежичним комуникационим системима. Како се у лабораторији МЛ 02 за потребе еталонирања РФ мерне опреме примењује искључиво мерење средње снаге, ова дисертација детаљније разматра искључиво средњу снагу и мерила средње снаге.

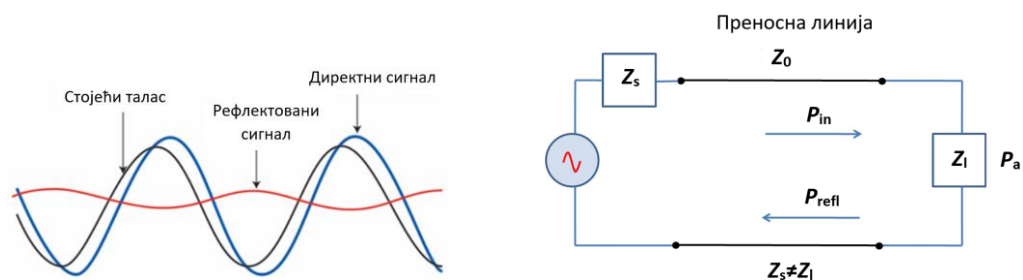
2.2.2 Рефлексија, основни појмови и дефиниције

Мерења на високим фреквенцијама подразумевају и одређене специфичности, почев од мерних уређаја предвиђених за те намене, метода мерења, до извесних физичких појава на које треба обратити пажњу у циљу остваривања што тачнијих мерења. Један од најчешћих извора несигурности мерења нивоа сигнала у области високих фреквенција, који је изражен већ на фреквенцијама реда неколико MHz, јесте несигурност услед неприлагођења импеданси извора (предајника) и пријемника. Са порастом фреквенције, несигурност неприлагођења (енгл. *Mismatch Uncertainty*) је све израженија. Како је неретко међу доминантним узроцима несигурности у области РФ, њеном смањењу се посвећује велика пажња.

На ниским фреквенцијама, таласна дужина сигнала се може сматрати много већом од дужине линије кроз коју се сигнал простире, тако да вредности струје и напона не зависе од посматране позиције на преносној линији. Са повећањем фреквенције, зависност од посматране тачке на преносном воду је све израженија, јер је притом таласна дужина

сигнала све блискија, или је чак много мања од дужине линије кроз коју се сигнал простира. Услед неупарености импеданси извора, преносне линије и пријемника (оптерећења) при преносу сигнала, јавља се рефлексија, због које долази до појаве стојећег таласа. Услед присуства рефлексије, односно стојећег таласа, вредност напона и струја се мења у свакој тачки преносне линије, односно мења се импеданса вода. Као што је већ раније поменуто, због ове појаве је мерење снаге на основу мерења напона и струје значајно отежано, а на фреквенцијама већ од 1 GHz неизводљиво. Формирање стојећег таласа и простирање снаге сигнала дуж преносне линије, при условима када се импеданса извора Z_s и оптерећења Z_l разликују ($Z_s \neq Z_l$) је приказано на слици 2.2. На слици 2.2, Z_0 представља карактеристичну импедансу преносне линије.

У области радио и микроталасне технике, овај феномен је од нарочитог интереса приликом пријема сигнала. Приликом преношења сигнала, циљ је да се снага са предајника



Слика 2.2: Формирање стојећег таласа (лево). Простирање снаге сигнала дуж преносне линије (десно)

испоручи пријемнику са што мањим губицима. У идеалном случају, када нема рефлексије, целокупна снага послата са предајника се испоручује пријемнику. Међутим, уколико постоји било каква неупареност импеданси предајника и пријемника, један део снаге ће завршити на пријемнику, док ће се део рефлектовати назад ка предајнику. Рефлектована снага представља губитке који се морају урачунати и на чијем се смањењу непрестано мора радити.

Веза између директне (инцидентне) снаге сигнала P_{in} , рефлектоване снаге P_{refl} и снаге апсорбоване на потрошачу P_a је дата изразом (2.11).

$$P_{in} = P_a + P_{refl} \quad (2.11)$$

Израз (2.11) подразумева случај делимичне рефлексије, када је снага коју пријемник измери умањена за снагу која се од њега рефлектује. Међутим, може се јавити и потпуна рефлексија, при којој нема апсорпције снаге на оптерећењу (пријемнику), већ се целокупна снага враћа ка предајнику. Потпуна рефлексија настаје када је на пријемној страни коло отворено или кратко спојено. У случају потпуне рефлексије настаје идеалан стојећи талас, при чему су снаге директног и рефлектованог таласа једнаке.

Управо због појаве рефлексије и стојећег таласа постоје и разлике у терминологији и представи појединих величина у случају нижих и виших фреквенција. Тако се уместо напона посматра и мери РФ снага, а уместо импедансе се посматрају коефицијенти рефлексије.

Као мера нехомогености простируће средине на преносној линији дефинише се коефицијент рефлексије Γ . Коефицијент рефлексије пријемника (оптерећења) Γ_1 дат је изразом:

$$\Gamma_1 = \frac{V_{\text{refl}}}{V_{\text{in}}} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (2.12)$$

где је V_{refl} амплитуда рефлектованог сигнала, V_{in} амплитуда директног, тј. инцидентног сигнала, Z_1 импеданса пријемника и Z_0 карактеристична импеданса преносне линије [16][17][18]. Варијације у зависности од типа преносног медијума су значајне и функција су електричне пермитивности изолације, тј. подужне капацитивности између проводних линија, али и геометрије проводника. Карактеристична импеданса коаксијалних каблова је обично 50Ω за примену у области РФ, док је за видео сигнале, импеданса коаксијалних каблова обично 75Ω . За упредене парице она се креће од 600Ω на ниским фреквенцијама до 4 kHz , а до 100Ω на фреквенцијама преко 1 MHz . Коефицијент рефлексије Γ_1 је комплексна величина, коју описују модуо $\rho_1 = |\Gamma_1|$ и фазни угао $\theta_1 = \arg(\Gamma_1)$. Модуо коефицијента рефлексије је константан, док се фаза мења дуж веза. Коефицијент рефлексије се налази у интервалу $[-1, 1]$, док његов модуо заузима вредности у интервалу $[0, 1]$. Коефицијент рефлексије је једнак нули у случају идеалног прилагођења, односно када нема рефлексије ($Z_1 = Z_0$). Максималну вредност 1 и -1 коефицијент рефлексије има у случају када је на пријемној страни отворена, односно кратка веза (потпуна рефлексија). При отвореној вези, директни и рефлектовани сигнал су у фази, док су при кратком споју они у противфази.

Веза између модула коефицијента рефлексије, инцидентне снаге и снаге рефлектоване од пријемника је дата изразом (2.13) [11][18].

$$\frac{P_{\text{refl}}}{P_{\text{in}}} = \rho^2 \quad (2.13)$$

Према изразима (2.11) и (2.13) апсорбована снага на потрошачу се може добити као:

$$P_a = P_{\text{in}}(1 - \rho^2) \quad (2.14)$$

Поред модула коефицијента рефлексије, дефинише се и коефицијент стојећег таласа КСТ (енгл. *Voltage Standing Wave Ratio*, *VSWR* или *Standing Wave Ratio*, *SWR*) као однос максималне и минималне амплитуде стојећег таласа (V_{max} и V_{min}) према изразу:

$$\text{VSWR} = \frac{V_{\text{max}}}{V_{\text{min}}} \quad (2.15)$$

Ознаке КСТ и *VSWR* се односе на исту величину „Коефицијент стојећег таласа“, али се у даљем тексту „КСТ“ користи као скраћеница, док је „*VSWR*“ примењен као променљива. Веза коефицијента стојећег таласа *VSWR* и модула коефицијента рефлексије ρ је дата изразом:

$$\text{VSWR} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} = \frac{1+\rho}{1-\rho} \quad (2.16)$$

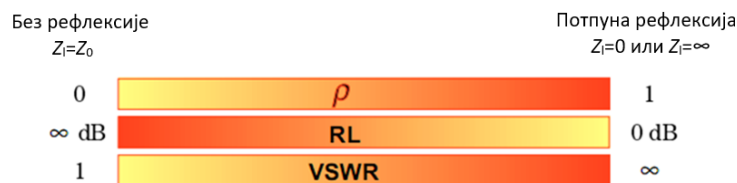
Оба коефицијента описују квалитет упарености импеданси, односно присуство рефлексије на преносној линији и бездимензионе су величине. У идеалном случају када нема рефлексије, КСТ има вредност 1, али је његова вредност за различите компоненте и уређаје најчешће у интервалу [1,2].

Поред коефицијента рефлексије и коефицијента стојећег таласа, два параметра која такође описују рефлексију на преносној линији јесу повратни губици RL (енгл. *Return Loss*) и Уколико посматрамо два крајња идеална случаја, када је рефлексија максимална и када она не постоји, вредности коефицијената рефлексије, стојећег таласа и вредности повратних губитака се могу представити као на слици 2.3. Описани параметри служе за процену стварне вредности снаге која се испоручује пријемнику, али и за процену несигурности узроковане неприлагођењем импеданси. Начин на који се рачуна ова несигурност је детаљно описан у поглављу 6.1.1., посвећеном мерној несигурностигубици услед неприлагођења ML (енгл. *Mismatch Loss*), дефинисани изразом (2.17).

$$RL(\text{dB}) = 10\log_{10} \frac{P_{\text{refl}}}{P_{\text{in}}} = 20\log_{10} |\rho| \quad (2.17)$$

$$ML(\text{dB}) = 10\log_{10} \frac{P_{\text{in}}}{P_{\text{in}} - P_{\text{refl}}} = -10\log_{10}(1 - \rho^2)$$

Уколико посматрамо два крајња идеална случаја, када је рефлексија максимална и када она не постоји, вредности коефицијената рефлексије, стојећег таласа и вредности повратних губитака се могу представити као на слици 2.3. Описани параметри служе за процену стварне вредности снаге која се испоручује пријемнику, али и за процену несигурности узроковане неприлагођењем импеданси. Начин на који се рачуна ова несигурност је детаљно описан у поглављу 6.1.1., посвећеном мерној несигурности.



Слика 2.3: Вредности модула коефицијента рефлексије, повратних губитака и коефицијента стојећег таласа у случају без рефлексије и са потпуном рефлексијом

Рефлексија је непожељна појава у области РФ, која се не може у потпуности избећи, али се тежи њеној минимизацији. Она може изазвати деградацију примљеног сигнала, односно појаву губитака на преносној линији. Ови губици могу настати и у самим електронским компонентама, као што су миксери (мешачи сигнала), филтри, појачавачи, ослабљивачи итд, где се неприлагођење јавља између њихових улаза и излаза. У случају каскадно везаних компоненти, неприлагођење се јавља између сваког пара суседних компоненти. Рефлексија такође може узроковати оштећења појединих компоненти система. На пример, сигнал који се рефлектује назад, може довести до загревања кабла, а уколико је довољне снаге, може спалити електронске компоненте предајника и осталих елемената система.

Проблем неприлагођења се може смањити адекватним одабиром компоненти преносног ланца, којим ће се обезбедити иста номинална импеданса, као и одабиром квалитетних електронских компоненти и добром конструкцијом система. Квалитетне компоненте подразумевају мањи коефицијент стојећег таласа, али и већу цену. Често се у пракси користе елементи за прилагођење, састављени од кондензатора и калемова, који се умећу између две компоненте система са различитим импедансама. Пример таквог елемента јесте такозвани балун (енгл. *balun*), који врши прилагођење са 50Ω на 75Ω и обрнуто. Једна од његових примена је код антенских и видео система. Поред тога, честу примену у области мерења имају и пролазна оптерећења од 50Ω , која прилагођавају 50-омски генератор са пријемником (нпр. осцилоскопом) велике улазне импедансе, најчешће $1 M\Omega$ (што се може сматрати отвореном везом).

Са повећањем фреквенције, све је већа потреба за минимизацијом КСТ-а на преносној линији. Са аспекта мерне технике, губици и грешке мерења услед неприлагођења се никада не могу у потпуности елиминисати, али уз адекватно мерење се могу свести на минимум. У циљу смањења рефлектованог сигнала, користе се и ослабљивачи и разделници снаге малог коефицијента рефлексације, који се умећу између предајника и пријемника. Иако уносе додатно слабљење у систем, то слабљење је познато, те се на основу њега може прорачунати снага на пријему, али се њиме истовремено слаби рефлектовани сигнал који путује ка предајнику. У том случају предајник „види“ мањи КСТ. Такође, постављањем упарених ослабљивача истих карактеристика између предајника и пријемника „мења“ се њихова импеданса, при чему предајник „види“ импедансу ослабљивача уместо стварне импедансе пријемника и обрнуто. С обзиром да су ослабљивачи истих карактеристика, њима се постиже боље прилагођење импеданси предајника и пријемника. У систему са каскадно везаним елементима, ослабљивач се поставља на оном крају преносне линије са највећим коефицијентом стојећег таласа.

Техничке спецификације телекомуникационе и мерне опреме дефинишу модуо коефицијента рефлексације ρ или $VSWR$. Ове спецификације често буду строго дефинисане, те је њихова стварна вредност неретко знатно мања од специфициране. Из тог разлога је значајно мерити неки од ова два параметра када за то постоје услови. Провера ове величине је саставни део еталонирања многих мерних уређаја и компоненти у области РФ технике, како пасивних, тако и активних. Међу њима су ослабљивачи, појачавачи, генератори сигнала, дирекциони спрежници, разделници снаге, микроталасни завршеци, али и сензори снаге, који су предмет истраживања ове дисертације. КСТ пасивних елемената може бити нарушен физичким оштећењима конектора или нечистоћама, које не морају увек бити видљиве голим оком. Заменом конектора (у случају физичких оштећења) и уклањањем присутних нечистоћа одговарајућим чишћењем конектора, КСТ се може значајно поправити.

Као основна мерила рефлексације користе се елементи који имају способност да разликују директни од рефлектованог сигнала. У таква мерила спадају дирекциони спрежници (каплери) и дирекциони мостови. Њихова основна карактеристика је директивност, која представља меру способности уређаја да раздваја сигнале који се кроз њега простиру у различитим смеровима. У смислу рефлексације, директивност мерила се може посматрати као динамички опсег у коме је могуће вршити мерења рефлексације.

Поред њих, као мерила КСТ-а велике тачности постоје и прорезани мерни водови, који су технолошким развојем потиснути и све мање заступљени.

Данас се за мерење параметара микроталасне импедансе претежно користе анализатори мреже, који могу бити скаларни и векторски. Скаларни анализатори мреже мере само скаларне параметре импедансе, а раздвајање и мерење директног и рефлектованог сигнала се врши уз помоћ додатне мерне опреме (разделника снаге, дирекционих спрежника/мостова, детектора итд.). Векторски анализатори мреже (VNA, енгл. *Vector Network Analyzer*) у себи садрже све делове система за импедансу, чиме представљају самосталне системе. Служе за мерење свих параметара импедансе, укључујући и фазу. То су најмодернија мерила која се користе у сврху оваквих мерења. Они све више потискују остала мерила импедансе, али су због своје виелике цене неприступачни већини комерцијално оријентисаних лабораторија.

Рефлексија се може мерити и посебном врстом проточних ватметара, предвиђених за ту сврху. Они обезбеђују истовремено мерење и испоруку снаге потрошачу, уз приказ коефицијента стојећег таласа на воду. Они представљају помоћно средство за мерење КСТ-а и немају већу примену у лабораторијским условима.

2.2.2.1 Анализа импеданси у РФ колу

У колу високих фреквенција, где се снага са генератора испоручује оптерећењу преко преносног вода чија је дужина много већа од таласне дужине сигнала, појам импедансе се замењује коефицијентом рефлексије, који представља однос рефлектованог и инцидентног (директног) таласа. Уколико се посматра дијаграм тока сигнала [19][20][21] генератора затвореног пасивним пријемником (енгл. *load*) на слици 2.4, коефицијент рефлексије пријемника се може представити изразом:

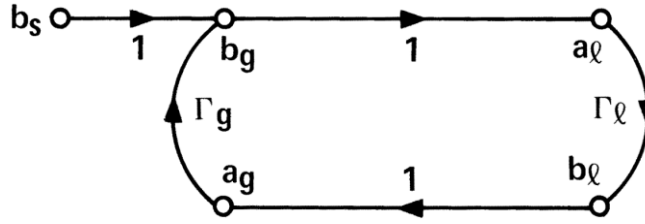
$$\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1} \quad (2.18)$$

где је a_1 пропорционално напону директног таласа (сигнала), а b_1 је пропорционално напону рефлектованог таласа. Оба параметра су комплексне величине, зависне од фреквенције, те је и коефицијент рефлексије комплексна величина. Посматрајући дијаграм тока сигнала на слици 2.4, чворови a_1 и b_1 су спојени стрелицом која означава прелазак стања a_1 у стање b_1 множењем са Γ_1 ($b_1 = a_1\Gamma_1$). На исти начин и генератор карактерише његов коефицијент рефлексије Γ_g и талас генерисан у генератору b_s , при чему је талас на излазу генератора b_g једнак:

$$b_g = b_s + a_g\Gamma_g \quad (2.19)$$

где је a_g инцидентни талас који се на генератору јавља као последица рефлексије од пријемника.

На слици 2.4 је приказан ток сигнала од генератора до пријемника, када су они спојени директно, без губитака. У том случају комплетан талас са излаза генератора се јавља на улазу пријемника као инцидентни, а комплетан талас рефлектован од пријемника се као инцидентни талас јавља на улазу генератора. Тада су чворови b_g и a_1 , као и чворови b_1 и a_g једнаки (коефицијент множења је једнак 1).



Слика 2.4: Дијаграм тока сигнала од генератора до оптерећења

Са слике 2.4 се види на који начин талас рефлектован од пријемника утиче на генератор, а потом и на пријемник. Снага са генератора се рефлектује од пријемника, враћајући се на генератор. Затим се она поново рефлектује од генератора, комбинујући се са интерном снагом генератора, при чему се формира нова инцидентна снага на пријемнику. Ова инцидентна снага се затим поново рефлектује од пријемника итд. Према описаном току сигнала важи следеће:

$$b_1 = a_1 \Gamma_1 = a_g \quad (2.20)$$

те се на основу израза (2.19) добија:

$$b_g = b_s + a_g \Gamma_g = a_1 \quad (2.21)$$

Из претходна два израза се добија инцидентни сигнал на пријемнику као:

$$a_1 = \frac{b_s}{1 - \Gamma_1 \Gamma_g} \quad (2.22)$$

а применом израза (2.22) и (2.20) и рефлектовани талас на пријемнику:

$$b_1 = \frac{b_s \Gamma_1}{1 - \Gamma_1 \Gamma_g} \quad (2.23)$$

Ако се a_1 и b_1 узму као ефективне вредности напона, које су нормализоване са $\sqrt{Z_0}$ (при чему је Z_0 карактеристична импеданса вода), тада су инцидентна снага P_{in} и рефлектована снага P_{refl} на пријемнику:

$$P_{in} = |a_1|^2 \quad \text{и} \quad P_{refl} = |b_1|^2 \quad (2.24)$$

На основу релација (2.24) и (2.11), апсорбована снага P_a на пријемнику је једнака:

$$P_a = P_{in} - P_{refl} = |a_1|^2 - |b_1|^2 \quad (2.25)$$

Према изразима (2.25) и (2.14) апсорбована снага на пријемнику је једнака:

$$P_a = P_{in}(1 - \rho_1^2) = |a_1|^2 - |b_1|^2 \quad (2.26)$$

Применом израза (2.22), (2.23) и (2.24), инцидентна и рефлектована снага на пријемнику се израчунава као:

$$P_{in} = |a_1|^2 = \frac{|b_s|^2}{|1 - \Gamma_1 \Gamma_g|^2} \quad (2.27)$$

$$P_{refl} = |b_1|^2 = \frac{|b_s|^2 |\Gamma_1|^2}{|1 - \Gamma_1 \Gamma_g|^2} \quad (2.28)$$

На основу израза (2.26), (2.27) и (2.28), снага коју апсорбује пријемник P_1 , импедансе Z_1 је једнака:

$$P_a = P_1 = P_{in} - P_{refl} = |b_s|^2 \frac{1 - |\Gamma_1|^2}{|1 - \Gamma_1 \Gamma_g|^2} \quad (2.29)$$

У идеалном случају, када је импеданса пријемника једнака карактеристичној импеданси вода ($Z_1 = Z_0$), на пријемнику нема рефлексије ($\Gamma_1 = 0$) и у том случају снага коју генератор генерише и коју потрошач апсорбује је једнака:

$$P_a = P_g \Big|_{Z_1=Z_0} = |b_s|^2 \quad (2.30)$$

Тада кажемо да је генератор прилагођен, а да је $P_{g_{Z_0}}$ снага коју генератор испоручује прилагођеном потрошачу.

Други специфичан случај јесте када су импедансе генератора и пријемника коњуговано комплексне ($Z_1 = Z_g^*$, односно $\Gamma_1^* = \Gamma_g$), при чему генератор испоручује максималну снагу пријемнику и тада се каже се да је генератор коњуговано прилагођен. Максимална снага коју генератор притом предаје пријемнику P_{gm} је одређена изразом:

$$P_{gm} \Big|_{Z_1=Z_g^*} = \frac{|b_s|^2}{1 - |\Gamma_g|^2} \quad (2.31)$$

Поредећи изразе (2.29) и (2.31) закључује се да је $P_{gm} \geq P_{g_{Z_0}}$.

Уколико посматрамо однос снаге која би се предала прилагођеном потрошачу и снаге која се заиста предаје реалном потрошачу импедансе Z_1 , тада имамо:

$$\frac{P_{g_{Z_0}}}{P_1} = \frac{P_{g_{Z_0}}}{P_a} = \frac{|1 - \Gamma_1 \Gamma_g|^2}{1 - |\Gamma_1|^2} \quad (2.32)$$

Када се овај однос прикаже у децибелима, добијају се губици које узрокује неприлагођење пријемника услед одступања његове импедансе од карактеристичне импедансе вода ($Z_1 \neq Z_0$):

$$10 \log_{10} \frac{P_{g_{Z_0}}}{P_1} = 10 \log_{10} |1 - \Gamma_1 \Gamma_g|^2 - 10 \log_{10} (1 - |\Gamma_1|^2) \quad (2.33)$$

Први део израза (2.33), $10\log_{10}|1 - \Gamma_1\Gamma_g|^2$ јесте несигурност неприлагођења и представља ефекте вишеструких рефлексија од пријемника и генератора, а за њено израчунавање је потребно потпуно познавање комплексних вредности Γ_1 и Γ_g .

Други део израза $10\log_{10}(1 - |\Gamma_1|^2) = 10\log_{10}(1 - \rho_1^2)$ представља губитке услед неприлагођења и они су искључиво функција модула коефицијента рефлексије пријемника. Они представљају снагу која се не апсорбује на потрошачу услед одступања његове импедансе од карактеристичне импедансе вода. Код појединих мерних уређаја попут сензора са ватметром, применом одговарајућег фактора еталонирања, врши се корекција свих познатих систематских грешака сензора, па и грешке губитака услед неприлагођења [21]. Како је најчешће познат само модуо коефицијента рефлексије (или коефицијент стојећег таласа), а не и његова фаза, ова дисертација се бави прорачуном мерне несигурности у случају непознате фазе коефицијента рефлексије који је описан у поглављу 6.1.1.

Коефицијент рефлексије пријемника се може дефинисати и преко његове импедансе Z_1 и карактеристичне импедансе система Z_0 према изразу (2.11). Напон на потрошачу V_1 је једнак збиру инцидентног и рефлектованог напона [19], односно:

$$V_1 = \sqrt{Z_0}(a_1 + b_1) \quad (2.34)$$

док је струја пријемника I_1 једнака разлици инцидентне и рефлектоване струје, односно:

$$I_1 = \frac{1}{\sqrt{Z_0}}(a_1 - b_1) \quad (2.35)$$

На основу израза (2.34) и (2.35), a_1 и b_1 постају:

$$a_1 = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}}(V_1 + Z_0 I_1) \quad (2.36)$$

$$b_1 = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}}(V_1 - Z_0 I_1) \quad (2.37)$$

Коефицијент стојећег таласа пријемника дефинисан изразима (2.15) и (2.16), се у скаду са приказаним дијаграмом тока сигнала и изразом (2.18) може представити као:

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{|a_1| + |b_1|}{|a_1| - |b_1|} = \frac{1 + \frac{|b_1|}{|a_1|}}{1 - \frac{|b_1|}{|a_1|}} = \frac{1 + \rho_1}{1 - \rho_1} \quad (2.38)$$

где је ρ_1 модуо коефицијента рефлексије пријемника.

2.2.2.2 С-параметри кола

Мерења на високим фреквенцијама се обично карактеришу параметрима расипања или скраћено С-параметрима (енгл. *Scattering parameters*). Будући да практичну карактеризацију мреже није могуће постићи са отвореним или кратко спојеним крајевима

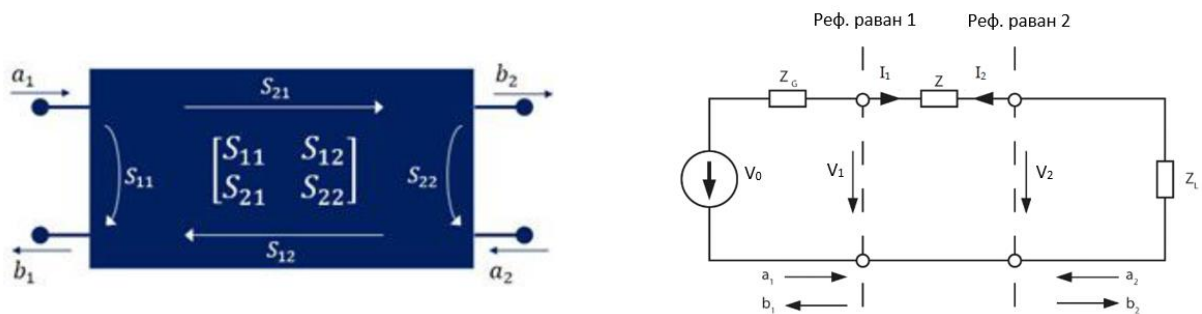
четворопола, на основу којих можемо доћи до Z или Y параметара, S -параметре је знатно лакше мерити. S -параметри омогућавају лакше дефинисање референтних равни преко улазних и излазних таласа. Они описују мрежу (уређај, компоненту, систем) са произвољним бројем портова, успостављајући везу између инцидентних, рефлектованих и пренетих таласа на сваком порту мреже у читавом фреквенцијском опсегу. У том смислу 4-полна мрежа овде постаје 2-портна, а $2n$ -полна мрежа постаје n -портна. У случају непарног броја полова (нпр. 3-полна мрежа), може се изабрати додатна заједничка референтна тачка као пол који се приписује и једном и другом порту [22]. На основу S -параметара мреже могу се прорачунати поједини параметри мреже као што су слабљење, појачање, импеданса, фазно кашњење, КСТ и сл. У овој дисертацији су укратко приказане теоријске основе S -параметара мреже, ради лакшег праћења теоријских анализа које користе приказ мреже (кола) преко ових параметара.

Двопортна мрежа редно везане импедансе Z , окарактерисана одговарајућим S -параметрима је приказана на слици 2.5. На слици су a_1 и b_1 означени као инцидентни и рефлектовани талас на порту 1, док су b_2 и a_2 одлазни (пренети) и рефлектовани талас на порту 2. Они се могу одредити на основу израза (2.36) и (2.37) уз замену одговарајућих вредности струје и напона као:

$$a_i = \frac{V_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} (V_i + Z_0 I_i) \quad (2.39)$$

$$b_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} (V_i - Z_0 I_i) \quad (2.40)$$

где је индекс $i = 1, 2$ у случају 2-портне мреже.



Слика 2.5: 2-портна мрежа: S -параметри мреже (лево). Серијски везана импеданса Z у електричном колу (десно)

Применом S -параметара, веза између таласа a_i и b_i је дата изразима (2.41) и (2.42):

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.41)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.42)$$

Параметар S_{11} означава коефицијент рефлексије улазног порта 1, када је излазни порт 2 затворен прилагођеним оптерећењем ($a_2 = 0$). Параметар S_{21} означава директну трансмисију од порта 1 до порта 2, а параметар S_{12} обрнуту трансмисију (од порта 2 ка 1). Параметар S_{22} представља коефицијент рефлексије излаза, односно порта 2.

Коришћењем израза (2.39), (2.40), (2.41) и (2.42), може се добити коефицијент рефлексије пријемника импедансе Z_1 везаног за генератор чија је импеданса $Z_g = Z_0$, уколико се претпостави да је $Z = 0$:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{V_1 - Z_0 I_1}{V_1 + Z_0 I_1} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} = \Gamma_1 \quad (2.43)$$

Ако се претпостави да је $Z_g = Z_1 = Z_0$, следи:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{V_1 - Z_0 I_1}{V_1 + Z_0 I_1}$$

$$\text{за } V_1 = V_0 \frac{Z_0 + Z}{2Z_0 + Z}, V_2 = V_0 \frac{Z_0}{2Z_0 + Z}, I_1 = \frac{V_0}{2Z_0 + Z} = -I_2$$

$$\Rightarrow S_{11} = \frac{Z}{2Z_0 + Z} \quad (2.44)$$

На исти начин се добија и параметар трансмисије S_{21} :

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{V_1 + Z_0 I_1} = \frac{2Z_0}{2Z_0 + Z} \quad (2.45)$$

Аналогно параметрима S_{11} и S_{21} , одређују се и параметри S_{22} и S_{12} као:

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{и} \quad S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.46)$$

У случају идеалне симетрије 2-портне мреже важи да је $S_{21} = S_{12}$ и да је $S_{11} = S_{22}$, те се добија да је $S_{11} + S_{21} = 1$. Матрица С-параметара мреже (S) са два порта је дата као:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Приликом мерења С-параметара, сви портови мреже морају бити затворени прилагођеним оптерећењем, укључујући и порт који је везан на генератор (прилагођен генератор). Мерење С-параметара се врши векторским анализаторима мреже, који мере комплексне вредности ових параметара. Међутим, када је реч о лабораторијским VNA, израђеним са опцијом велике тачности и широким фреквенцијским опсегом, требало би истаћи да им је цена изузетно велика, због чега га многе метролошке лабораторије не поседују.

2.2.3 Фактор еталонирања и ефективна ефикасност сензора

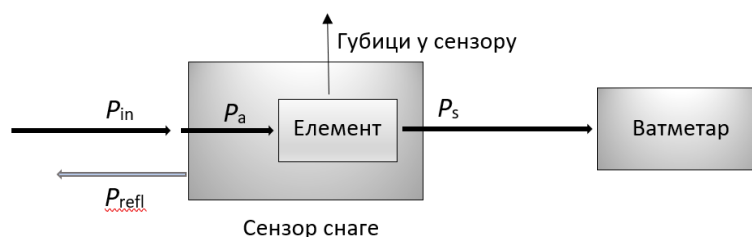
Како су сензори РФ снаге предмет спроведеног истраживања, овде су дефинисане две карактеристике које га одређују: фактор еталонирања и ефективна ефикасност сензора.

У идеалном случају, сензор апсорбује сву снагу доведену на његов улаз. У пракси, међутим, због несавршености сензора и мерног система то никада није случај. Први и већ

описан разлог се односи на неприлагођење карактеристичне импедансе преносне линије или генератора и улазне импедансе сензора. Према томе, део снаге која долази на сензор се рефлектује назад ка генератору, уместо што се дисипира на сензорском елементу. Веза између директне (инцидентне), рефлектоване и апсорбоване снаге је описана изразом (2.11), а веза инцидентне и рефлектоване снаге изразом (2.13). Модуо коефицијента рефлексије је важан део спецификације сензора, јер доприноси једном од најзначајних извора несигурности мерења снаге сензорима, а то је несигурност услед неприлагођења.

Други разлог несавршеног понашања налази се унутар сензора, где се део РФ снаге дисипира на сензорском елементу, а други ван њега (у зидовима кућишта, проводницима и осталим елементима сензора) и он представља губитке у сензору. Пошто сензор измери само део снаге који се дисипира на његовом претварачком елементу, учинак претварања РФ снаге унутар сензора је дефинисан ефективном ефикасношћу сензора η (енгл. *Effective Efficiency*). Она представља однос једносмерне или ниско-фреквентне супституисане снаге на излазу сензора P_s и снаге коју је сензор апсорбовао P_a , према изразу 2.48 и слици 2.6 [11][17][23][24]. Апсорбована снага је део инцидентне снаге, који је ушао у сензор.

$$\eta = \frac{P_s}{P_a} \quad (2.48)$$



Слика 2.6: Апсорпција РФ снаге у сензору снаге

Ефективна ефикасност сензора је један од параметара који се проверава приликом еталонирања сензора. Ефективна ефикасност се чешће одређује за референтне еталонске сензоре снаге, за разлику од комерцијалних сензора код којих је заступљенија карактеризација преко фактора еталонирања. Вредност ефективне ефикасности се налази у распону од 0 до 1. Вредност 1 (100%) означава да је сва снага која је ушла у сензор апсорбована у сензорском елементу и да је измерена ватметром, тј. да је претварање апсорбоване снаге извршено без губитака. Ефективна ефикасност се у литератури дефинише само за болометарске типове сензора, али не и за термопретварачке и диодне сензоре [25].

Други параметар који се у пракси више користи и чешће мери јесте фактор еталонирања сензора K . Дефинише се као однос супституисане једносмерне или ниско-фреквентне снаге на излазу сензора P_s и инцидентне РФ снаге на улазу сензора P_{in} [11][17][23][24]:

$$K = \frac{P_s}{P_{in}} \quad (2.49)$$

Он обухвата грешку узроковану несавршеном конструкцијом сензора и грешку услед рефлексије настале као последица несавршене улазне импедансе сензора. Односно, фактор еталонирања обједињује ефективну ефикасност сензора и коефицијент рефлексије према изразу:

$$K = \eta(1 - \rho^2) \quad (2.50)$$

Уколико је познат фактор еталонирања сензора за мерену фреквенцију, може се једноставно извршити корекција измерених вредности снаге и отклонити грешка услед губитака у сензору и услед рефлексије настале на улазу сензора. Међутим, фактором еталонирања се не могу у потпуности елиминисати укупни ефекти рефлексије, због непознате фазе коефицијента рефлексије сензора ($\arg(\Gamma)$) и генератора.

Фактор еталонирања се одређује приликом еталонирања сензора у метролошким лабораторијама. Он зависи како од фреквенције, тако и од нивоа снаге на коме се мери. Подложен је промени током времена, због чега га је и потребно периодично проверавати. Изражава се бездимензионо или у процентима. Данашњи типови сензора могу имати вредности фактора еталонирања и преко 100%, за разлику од старијих верзија, код којих су ФЕ нормализовани тако да не прелазе вредност 100%, због ограничења које су постављали старији типови ватметара (максимални ФЕ на ватметру је био 100%). Нормализовани фактор еталонирања подразумева дељење фактора еталонирања измереног на тест фреквенцији са фактором еталонирања добијеног на референтној фреквенцији, која најчешће износи 50 MHz.

3. СЕНЗОРИ РФ СНАГЕ И ОСТАЛА МЕРИЛА РФ СНАГЕ

Мерење снаге на високим фреквенцијама (ВФ) под којима се подразумевају фреквенције више од 100 kHz, подразумева другачије методе мерења, као и другачије мерне уређаје, који омогућавају њено директно мерење. Развојем технологије, ова мерила данас имају све шири фреквенцијски опсег који почиње од неколико kHz, па до стотину GHz.

Постоје различите поделе мерила снаге, на пример према конструкцији, месту на ком се снага мери, принципу рада итд. [11][12][15][26]. Одабир одговарајућег мерила снаге зависи од намене и услова у којима се примењују, од њиховог динамичког и фреквенцијског опсега, класе тачности и сл.

У зависности од конструкције, односно од места на ком се снага мери, мерила снаге се деле на завршне (апсорпционе) и проточне (пролазне). Апсорпциона мерила снаге се везују на крај преносне линије (вода) при чему је затварају, апсорбујући снагу са свог улаза. Неки од старијих типова апсорпционих мерила снаге се састоје од специјалног отпорника константне отпорности у широком фреквенцијском опсегу и високо-фреквенцијског волтметра. Намењени су за мерење средње и велике снаге најчешће до фреквенције 1 GHz [15]. У апсорпционе типове мерила снаге спадају калориметри, као и болометарска, термопретварачка и диодна мерила.

Проточна мерила снаге се постављају на преносној линији између извора снаге и пријемника, при чему се снага истовремено мери и испоручује пријемнику. Због своје мале потрошње, врло су корисни за мониторинг снаге која се преноси. Они се често користе за мерење излазне снаге радио предајника, а генерално за мерење средњих и великих снага до неколико GHz. Такође, имају могућност мерења рефлектоване снаге на преносној линији.

Према принципу рада, тј. начину претварања ВФ снаге у ниско-фреквенцијску (НФ) или једносмерну снагу, мерила снаге се деле на калориметарске и некалориметарске типове. У прву групу спадају статички основни и супституциони калориметар, проточни основни и супституциони калориметар, као и микрокалориметар који представља примарни еталон РФ/микроталасне снаге [15]. Заједничко за све калориметре је да мере количину топлоте настале под дејством ВФ снаге доведене на пријемник, а у складу са дефиницијом јединице ват (J/s). Наиме, они мере промену температуре флуида (или гаса) унутар калориметра, настале под дејством ВФ снаге. Детаљнији опис рада калориметарског типа мерила снаге дат је на примеру микрокалориметра, као еталона РФ и микроталасне снаге у поглављу 4.

Међу некалориметарским мерилима снаге су ватметар са отпорником фиксне отпорности и ВФ волтметром, мерило снаге (ватметар) са сензором РФ снаге (термисторски, темопретварачки или диодни сензор снаге), мерила базирана на принципу претварања ВФ снаге у механичку силу, као и мерила која се заснивају на другим принципима рада (на принципу фотометра, гасног пражњења, са магнетним ефектом и др.) [15]. У случају некалориметарских завршних мерила снаге, елемент који апсорбује ВФ снагу и претвара је у НФ снагу јесте сензор снаге. Они су намењени за мерење мале и средње снаге у широком фреквенцијском подручју.

Поједини наведени типови мерила снаге се више не производе, али заузимају значајно место у историји развоја мерила снаге. Данас се као најзаступљенија апсорпциона мерила снаге користе сензори снаге (термисторски, термопретварачки и диодни) са ватметром. Посебну групу термисторских сензора снаге велике тачности чине референтни и трансфер еталони снаге.

Како су сензори снаге са ватметрима предмет ове дисертације, њихов принцип рада и карактеристике су детаљније описани у овом поглављу. Такође, због значаја који заузимају у ланцу метролошке следивости, еталони РФ снаге су детаљније описани у наредном поглављу.

Мерила снаге се деле и према врсти снаге, односно облику сигнала који се мери. Тако постоје мерила средње снаге, мерила импулсне снаге и детектори анvelope модулисаних сигнала. Мерила средње снаге су због њеног значаја најраспрострањенија. Импулсна снага се најчешће мери сензорима импулсне снаге са ватметрима, али под одређеним условима који омогућавају усредњавање довољног броја импулса, ова снага се може мерити и индиректно, помоћу сензора средње снаге са ватметрима, фреквенцметрима и осцилоскопима.

Такође, према врсти преносне линије, односно система за вођење сигнала, мерила снаге се деле на коаксијалне и таласоводне. До пре само две деценије, на фреквенцијама реда десетина GHz и вишим, компоненте и везе између њих су искључиво рађене у техници таласовода. Развојем технике и технологије, таласоводи су све више замењивани коаксијалним водовима. Данас су таласоводи још увек незаменљиви у радарским системима на фреквенцијама вишим од 40 GHz, при великим снагама реда kW (чак и MW).

Тежиште ове дисертације је на коаксијалним апсорпционим мерилима средње снаге, прецизније на коаксијалним сензорима средње снаге са ватметром и методама њиховог еталонирања, те остали типови мерила нису детаљније разматрани. Стога се под појмом „мерило снаге са сензором“ у дисертацији подразумева сензор средње снаге са одговарајућим ватметром.

3.1 Сензори средње снаге са ватметром

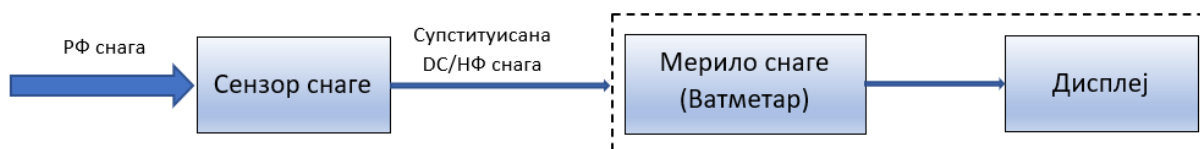
Постоје три врсте сензора (у литератури познати и као „детектори“ или „главе“) за мерење средње снаге у РФ подручју:

- болометарски сензори,
- термопретварачки и
- диодни сензори снаге.

Они се разликују према начину на који врше конверзију снаге. Како спадају у групу завршних мерила снаге, заједничко за све три врсте сензора је да врше претварање апсорбоване РФ снаге у НФ или једносмерну снагу, коју даље мери одговарајући ватметар, односно мерило снаге на који су повезани. Сензори снаге су елементи који у потпуности одређују фреквенцијски опсег мерила снаге. Како ватметар на који је сензор повезан мери НФ или DC снагу, фреквенцијски опсег ватметра је одређен опсегом свих сензора који се на

њега могу повезати. Стога је фреквенцијски опсег ватметара често врло широк, рецимо од 9 kHz до 110 GHz.

Мерило снаге са сензором се састоји од претварачког склопа који чини сензор снаге, једносмерног или НФ мерног уређаја у склопу ватметра и од дисплеја ватметра. Упрошћени приказ мерења снаге апсорпционим мерилом снаге са сензором дат је на слици 3.1 [27][28]. Сензор снаге се везује на крај преносне линије, при чему апсорбује РФ снагу претварајући је у супституисану DC или НФ снагу, пропорционалну РФ снази. Супституисана снага се одговарајућим каблом преноси до мерног уређаја (ватметра) који је појачава, мери и обрађује, а затим и приказује на екрану као снагу која одговара вредности мерене РФ снаге [23].



Слика 3.1: Упрошћени приказ мерења снаге апсорпционим мерилом снаге са сензором

Сензори снаге, било да је реч о болометарским, термопретварачким или диодним, својом конструкцијом требало би да задовоље следеће услове [23]:

- добро прилагођење на преносну линију (што мањи коефицијент рефлексије),
- минималне диелектричне и отпорне губитке унутар сензора, који би обезбедили да се снага дисипира само на сензорском елементу, а не и у другим деловима сензора,
- добру механичку и топлотну заштиту,
- добру електромагнетну заштиту, ради смањења утицаја спољашњег зрачења.

На ватметар се посебним каблом везује одговарајући сензор који је са њим компатибилан. Један ватметар одређеног произвођача је компатибилан са групом различитих сензора који не морају нужно бити истог типа. Најчешће се ватметри предвиђени за термопретварачке сензоре користе и за диодне сензоре. Једино су ватметри за болометарске (термисторске) сензоре искључиво намењени за овај тип сензора и нису компатибилни са осталим типовима. У овом поглављу су представљене основне карактеристике и принцип рада ова три типа сензора снаге, као и принцип рада типичних представника њима одговарајућих ватметара.

3.1.1 Болометарски сензори снаге

Болометарски сензор се састоји од болометарског елемента, кога чини отпорник смештен у кућишту сензора, чија се отпорност мења у складу са променом температуре. Промена температуре узрокована деловањем РФ снаге на болометарски елемент доводи до промене његове отпорности, која се детектује Витстоновим мостом. Болометарски елемент, дакле, претвара РФ енергију у топлотну. Свака промена РФ снаге на преносној

линији узрокује промену температуре, а самим тим и промену отпора болометарског елемента којим је вод затворен. Стога болометарски елемент мора бити довољно осетљив, како би се детектовале и мале промене снаге.

Болометарски сензори се према начину израде деле на баретере и термисторе. Баретер се састоји од танке отпорне металне жице или филма (танког металног премаза) са позитивним температурним коефицијентом отпорности, који узрокује повећање његове отпорности са порастом температуре. Отпорност баретера је између 100Ω и 200Ω . Баретери имају малу временску константу од $50 \mu s$ до $400 \mu s$ и линеарну промену отпорности за мале нивое РФ снаге. Баретери су се раније користили у метролошким лабораторијама, али су због своје осетљивости на преоптерећење (максимална снага коју могу мерити је $10 mW$) и лошијих карактеристика потиснути од стране термисторских елемената [12][15][23][24]. Како се од болометарских елемената данас користе искључиво термисторски сензори са ватметрима, у овом поглављу је детаљније описан њихов принцип рада.

Насупрот баретерима, термистори се праве од полупроводничког материјала који има негативни температурни коефицијент (са порастом температуре вредност његове отпорности опада). За разлику од баретера, термистори су робуснији и имају широку примену у мерењима снаге која захтевају већу тачност. Временска константа им је $0,1 s$, а отпорност је типично 100Ω или 200Ω [12][15][23][24].

Мерни опсег мерила снаге са термисторским сензором се разликује од њихове намене. Комерцијални термисторски сензори се производе у фреквенцијском опсегу од $10 MHz$ до $18 GHz$. Савремени термисторски еталони снаге који укључују и еталонске типове се праве за фреквенције већ од $6 kHz$ до $50 GHz$ [29][30][31]. Мерни опсег термисторских сензора снаге се данас креће од $-30 dBm$ до $+14 dBm$. Горња граница мерног опсега се може повећати употребом додатног ослабљивача. Иако их карактерише узак мерни опсег, термисторски сензори снаге имају велику линеарност, због чега се често срећу као еталони РФ снаге.

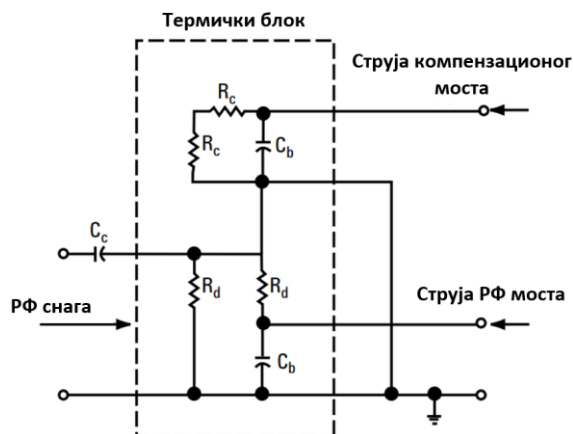
3.1.1.1 Термисторски сензори снаге са ватметром

Термистори су компоненте веома осетљиве на промену амбијенталне температуре, која може довести до грешака у мерењу РФ снаге сензорима. Да би се утицај температуре околине смањило, у сензоре се уграђују додатни термистори ради температурне компензације. Пример једног термисторског сензора са температурном компензацијом је тип Agilent 478A, а његова поједностављена шема је дата на слици 3.2.

Два термистора (чија је отпорност означена на слици са R_d), везана су паралелно у случају мерења РФ снаге (мерни термистори), а редно за једносмерну струју РФ моста. С обзиром да је њихова појединачна отпорност 100Ω , паралелно везани дају отпорност 50Ω , што представља улазну импедансу сензора. Тиме је обезбеђено прилагођење сензора на преносни систем импедансе 50Ω .

Компензациони термистори који прате промене амбијенталне температуре (али не и РФ снаге) означени су на слици са R_c . Пошто и њихова појединачна отпорност износи 100Ω , у серијској вези дају оппорност од 200Ω и везују се у грану компензационог моста. Компензациони термистори су у потпуности електрично изоловани од РФ сигнала, иако су

смештени у истом термичког блоку као мерни термистори. Маса термичког блока је довољно велика да спречи изненадне температурне градијенте између термистора, што обезбеђује добру изолацију од спољашњих утицаја температуре, као што је ефекат загревања услед додира људском руком.



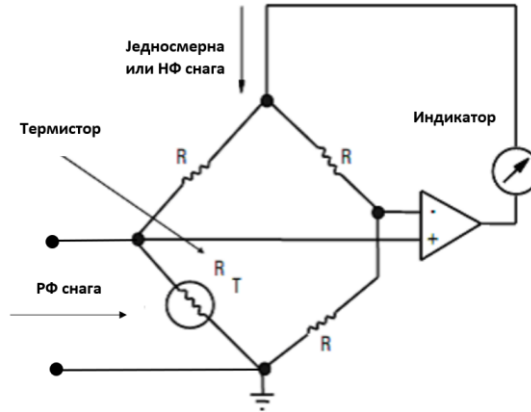
Слика 3.2: Поједностављена шема термисторског сензора снаге Agilent 478A

С обзиром да се РФ снага мери паралелно везаним термисторима, а једносмерни сигнал редно везаним термисторима, уколико њихове отпорности нису потпуно једнаке, долази до грешке због разлике у дисипацији РФ и једносмерне снаге. РФ снага се више дисипира на термистору чија је отпорност мања, а једносмерна снага на термистору чија је отпорност већа. Ово представља извор мерне несигурности који зависи од нивоа примењене РФ снаге и за термисторске сензоре је мања од 0,1%, за максималан могући ниво снаге [29].

3.1.1.2 Ватметри за термисторске сензоре снаге

Рад ватметара са термисторским сензорима снаге се заснива на употреби мерних мостова за праћење и контролу снаге на излазу сензора. Они су током последњих деценија доживели велике измене. Једна од првих варијанти је био Витстонов мост са ручним подешавањем, кога је наследила верзија аутоматског самобалансирајућег Витстоновог моста. Поједностављена шема самобалансирајућег Витстоновог моста у термисторским ватметрима приказана је на слици 3.3 [23][29].

У случају када на сензор снаге није доведена РФ снага, равнотежа моста се остварује из извора једносмерне или НФ референтне снаге. У присуству улазне РФ снаге мења се отпорност термистора R_T . Ову промену отпорности региструје појачавач, који се налази у грани повратне спреге, смањујући аутоматски једносмерну/НФ снагу из референтног извора, све док се не постигне поновна равнотежа моста. Смањење снаге референтног извора еквивалентно је повећању РФ снаге на улазу мерила снаге и њена вредност се мери индикатором. Овај тип моста увек тежи равнотежи, било да је на њега доведена РФ снага или не. Описани принцип рада односи се на мерило снаге тип 430 С, произвођача Hewlett Packard (HP). Овај тип мерила снаге је превазиђен, првенствено због једног великог недостатка. Мерило је преосетљиво на промену амбијенталне температуре, где се вредност отпорности термистора мењала при додиру кућишта термисторског сензора, што

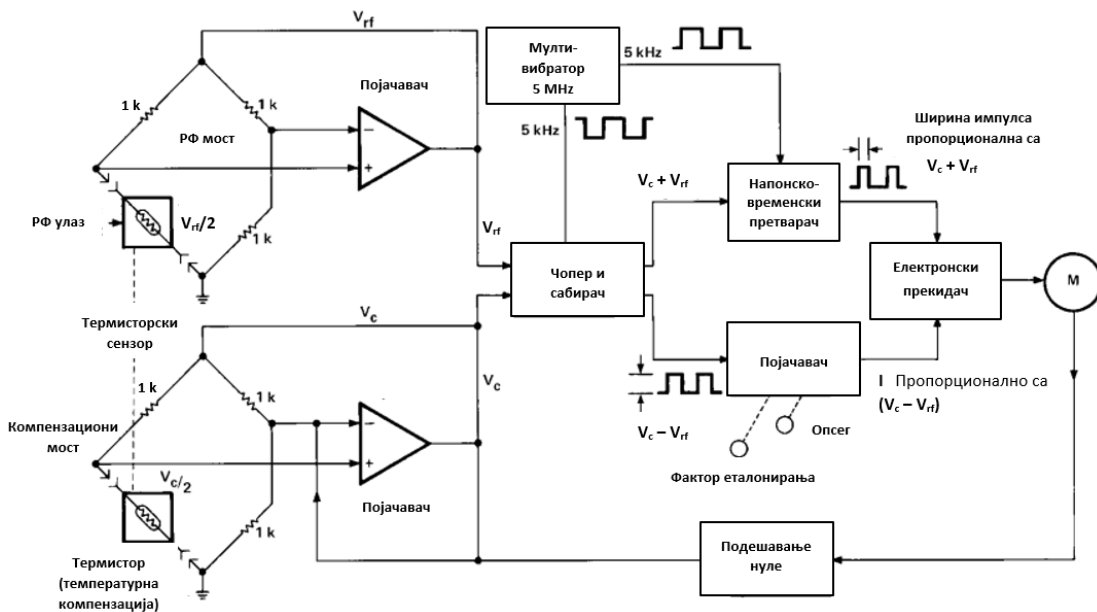


Слика 3.3: Упростиена шема Витстоновог самоподесивог моста у ватметру са термисторским сензорима снаге

је узроковало неравнотежу моста и грешке у мерењу РФ снаге. Код данашњих типова термисторских мерила снаге, проблем је решен увођењем додатних термистора за детекцију промене температуре унутар кућишта сензора, којим се омогућава аутоматска компензација промене температуре околине [15].

Савремена термисторска мерила снаге се састоје од два самобалансирајућа Витстонова моста и имају температурну компензацију. Пример једног ватметра предвиђеног за рад са термисторским сензорима снаге јесте тип НР 432А, а његов принцип рада је дат поједностављеном блок шемом на слици 3.4.

Овај ватметар користи једносмерну снагу за балансирање (уравнотежење) мостова. Има и додатну погодност аутоматског подешавања нуле, чиме се елиминише потреба за ресетовањем нуле при сваком мерењу. Основни делови овог ватметра су два



Слика 3.4: Поједностављена шема ватметра НР 432А са два самобалансирајућа Витстонова моста и термисторским сензором

самоподесива једносмерна моста (РФ мост и компензациони мост), индикаторско-логички део и блок за аутоматско подешавање нуле.

РФ мост са термисторским сензором остаје у равнотежи захваљујући промени једносмерног напона V_{rf} . Мост за температурну компензацију се аутоматски уравнивава променом једносмерног напона V_c . Уколико је неки од ова два моста неуравнотежен због различите вредности термисторских отпорника, јавља се напон грешке. Овај напон узрокује промену снаге дисипације на компензационом термистору, која даље узрокује такву промену отпорности термистора потребну да се поново успостави равнотежа моста и постигне отпорност термистора 100Ω .

Пре почетка мерења РФ снаге, врши се ручно подешавање нуле на ватметру. Оно се остварује тако да се напон V_c подешава на вредност V_{rf0} , што представља напон V_{rf} потребан за подешавање нуле, када на улаз сензора није доведена РФ снага. Притом индикатор ватметра мора показивати нулту вредност. Уколико се након подешавања нуле, услед промене температуре околине промене отпорности термистора, сваки од мостова ће се аутоматски подешавати довођењем потребних вредности једносмерног напона за уравнивање мостова.

Довођењем РФ снаге на улаз мерног термистора, смањује се његова отпорност, због чега се смањује и напон из извора напајања V_{rf} , тако да је РФ снага P_{RF} која се мери на термистору једнака:

$$P_{RF} = \frac{V_{rf0}^2}{4R} - \frac{V_{rf}^2}{4R} \quad (3.1)$$

где је R отпорност термистора у условима равнотеже. У моменту када је подешена нула, потребно је да буде испуњен услов $V_{rf0} = V_c$, те израз (3.1) постаје:

$$P_{RF} = \frac{1}{4R} (V_c^2 - V_{rf}^2) = \frac{1}{4R} (V_c - V_{rf})(V_c + V_{rf}) \quad (3.2)$$

Логичко коло ватметра је тако реализовано да рачуна производе из израза (3.2). Сигнал $(V_c - V_{rf})$ се добија на излазу склопа за узорковање и сабирање, довођењем једносмерних напона са мостова на његов улаз. Унутар склопа је чопер којим управља мултивибратор фреквенције 5 kHz . На излазу чопера се добија правоугаони сигнал чија је вредност од врха до врха пропорционална разлици напона на излазу мостова $(V_c - V_{rf})$. Излаз чопера се води на појачавач, чије појачање зависи од постављених вредности преклопника „Опсег“ (на ватметру означено са „Range“) и „фактор еталонирања“ (на ватметру означено са „Calibration Factor“). На излазу појачавача се добија струја чија је вредност пропорционална разлици напона $(V_c - V_{rf})$ и која се даље води на електронски прекидач. Сигнал збира напона $(V_c + V_{rf})$ настаје на излазу сабирача када се на његов улаз доведу једносмерни напони V_c и V_{rf} са мостова. Збир ових напона се доводи на улаз напонско-временског претварача, којим такође управља мултивибратор. На излазу претварача се добијају импулси ширине пропорционалне збиру напона $(V_c + V_{rf})$ и овај сигнал служи за управљање електронског прекидача [15][23].

Ако је ширина импулса кроз електронски прекидач пропорционална збиру, а његова амплитуда разлици напона V_c и V_{rf} , тада је површина испод импулса пропорционална производу збира и разлике напона:

$$P_{RF} = K_1(V_c - V_{rf})(V_c + V_{rf}) \quad (3.3)$$

где је K_1 константа пропорционалности једнака $K_1 = (1/4R)$. Након електронског прекидача, на кондензатору се врши интеграљење ових импулса. Како ватметар мери напон на кондензатору, показивање индикатора ватметра је пропорционално мереној снази P_{RF} .

С обзиром да ватметар мери једносмерну супституисану снагу на излазу сензора P_{DC} , да би се добила стварна вредност инцидентне снаге на његовом улазу, потребно је на ватметру подесити одговарајућу вредност калибрационог фактора за мерену фреквенцију. Тиме ватметар врши корекцију измерене супституисане снаге, њеним дељењем калибрационим фактором K према изразу:

$$P_{RF} = \frac{P_{DC}}{K} \quad (3.4)$$

Тачност мерења снаге оваквим ватметрима је $\pm 1\%$ пуног одклона скале. Применом специјалних излаза ватметара за мерење напона V_c и V_{rf} и одговарајућег мултиметра, ова тачност се може свести на $0,2\%$ [15][32]. Ова метода је карактеристична за еталонирање референтног калибрационог извора ватметара $1 \text{ mW}/50 \text{ MHz}$ за термопретварачке и диодне сензоре снаге, које захтева већу тачност мерења снаге.

Мерни опсег овог ватметра износи од $10 \mu\text{W}$ до 100 mW . Како спада у ред старијих типова ватметара, HP 432A има могућност подешавања фактора еталонирања са кораком $\pm 1\%$, што додатно утиче на грешку мерења, у случајевима када вредност фактора еталонирања није цео број. Данас је овај тип ватметра замењен знатно унапређеном верзијом Keysight N432A, велике тачности ($\pm 0,1\% \pm 0,5 \mu\text{W}$). Изглед старе и нове верзије описаног ватметра дат је на слици 3.5.



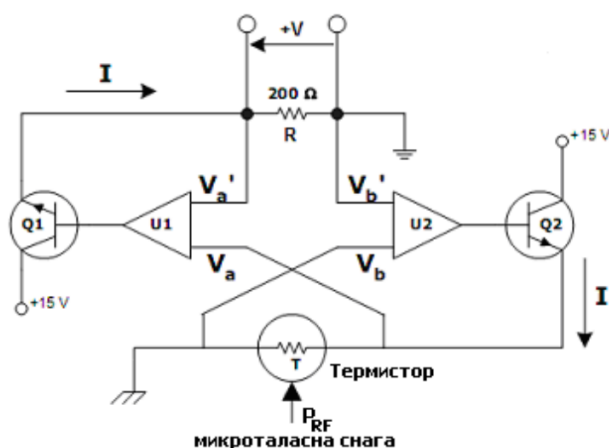
Слика 3.5: Ватметар за термисторске сензоре снаге HP 432A (лево) и Keysight N432A (десно)

За мерења снаге која захтевају велику тачност, попут мерења у метролошким лабораторијама приликом еталонирања мерне опреме, развијен је посебан ватметар без Витстоновог моста, који поседује самобалансирајући мерни мост са две гране и два отпорника (енгл. *Self-Balancing Bridge Circuits of two legs*) под називом „NIST Type 4“. Овај тип ватметра развијен је у националном метролошком институту Сједињених Америчких Држава (NIST, *National Institute of Standards and Technology*), а у комерцијалне сврхе га производи Tegam (некадашњи Weinschel) у виду двоструког самобалансирајућег ватметра тип 1806A (DUAL TYPE IV POWER METER) [33][34][35]. Овај тип ватметра поседује и

лабораторија МЛ 02, а он је саставни део система за еталонирање сензора снаге у опсегу од 10 MHz до 26,5 GHz. Како се метода описана у овом раду ослања на овај систем у случају термопретварачких и диодних сензора снаге, принцип рада поменутог типа ватметра је детаљно описан.

Ради постизања максималне тачности, овај ватметар је намењен за рад са еталонским термисторским сензором снаге (самосталним или у оквиру трансфер еталона снаге), који има могућност температурне стабилизације и са дигиталним волтметром (дигитални мултиметар, нановолтметар и сл.) минималне резолуције $6\frac{1}{2}$ цифара.

Ватметар поседује мерни мост са две гране: у једну се везује термисторски сензор, а у другој је спојен прецизни отпорник отпорности 100 Ω или 200 Ω . Вредност отпорности се бира на предњој страни уређаја и зависи од отпорности прикљученог термисторског сензора (термисторски сензори се типично праве са отпорношћу 100 Ω или 200 Ω). Код овог типа ватметра РФ снага се мери на основу супституисане DC снаге у термистору. На термистор се прво доводи одређена DC снага, а затим и непозната РФ снага. Потом се при примењеној РФ снази смањује DC снага, како би укупна снага на термистору остала константна. Промена DC снаге (при примењеној РФ снази) је сразмерна улазној РФ снази, а добија се на основу промене напона на прецизном отпорнику друге гране моста. Ова промена напона се мери дигиталним волтметром. Поједностављена шема самобалансирајућег мерног моста са две гране NIST тип 4 је приказана на слици 3.6.



Слика 3.6: Самобалансирајући мерни мост са две гране NIST тип 4

Овај тип ватметра поседује коло за температурну стабилизацију термисторског сензора, што је врло значајно имајући у виду његову осетљивост на промену температуре околине. Специјално израђен термисторски сензор са могућношћу температурне стабилизације, смештен у посебном кућишту, везује се посебним каблом за ватметар. Тиме се кућиште сензора загрева до одређене температуре, а потом се она одржава константном. Загревање кућишта сензора се врши независно од струјног кола моста. На тај начин се обезбеђује минимизација утицаја амбијенталне температуре на тачност мерења РФ снаге.

У једној грани мерног моста налази се референтни (прецизни) отпорник R , чија је отпорност 200 Ω (селектована на предњој страни ватметра), док је у другу грану прикључен термисторски сензор. Сензор садржи два отпорника отпорности 100 Ω , који су за РФ снагу

везани паралелно (те дају улазну импедансу од 50 Ω), а за једносмерни сигнал серијски (дајући еквивалентну отпорност од 200 Ω).

Прецизни отпорник има константну вредност отпорности, док отпорност термистора зависи од доведене РФ и DC снаге, односно од укупне снаге дисипиране на њему. Операциони појачавачи у свакој од грана моста (U1 и U2) детектују разлику напона и побуђују транзисторе који врше корекцију те разлике (Q1 и Q2). Вредност струје I кроз термистор и референтни отпорник је иста. Вредност ове струје у мосту се подешава све док се напони на референтном отпорнику и термистору не изједначе. У том случају је DC снага на термистору једнака DC снази на референтном отпорнику. Стога се DC снага дисипирана на термистору може одредити на основу мерења DC снаге на референтном отпорнику. У стању равнотеже, отпорност термистора износи 200 Ω , а снага која се на њему дисипира је приближно 30 mW. С обзиром на негативни температурни коефицијент термистора, у присуству РФ снаге термистор се загрева, због чега се његова отпорност смањује. Из тог разлога се смањује напон на термистору, што нарушава равнотежу моста. Услед промене напона на свом улазу (тачке V_a и V_a'), појачавач U1 тежи да изједначи ове напоне смањењем струје I која протиче кроз транзистор Q1. Успостављањем поновне једнакости напона V_a и V_a' , напони на референтном отпорнику и термистору су такође једнаки. Повратне спрега моста тежи да одржи струје у обе гране моста једнаким, смањујући струју кроз транзистор Q2, односно кроз термистор. Притом се DC снага дисипирана на термистору смањује за вредност доведене РФ снаге. Када су струја и напон у обе гране моста поново једнаки, тада су и отпорности (термистора и референтног отпорника) у обе гране једнаке (200 Ω). РФ снага доведена на термистор је пропорционална смањењу DC снаге на термистору, односно промени напона на референтном отпорнику.

Овим мерним мостом се РФ снага мери на основу промене DC снаге на референтном отпорнику у случају када је РФ снага доведена на термистор и када на њему нема РФ снаге. Вредност напона V на референтном отпорнику отпорности $R = 200 \Omega$ (која одговара номиналној отпорности термистора) се мери дигиталним волтметром, а DC снага се одређује помоћу израза:

$$P_{DC} = \frac{V^2}{R} \quad (3.5)$$

С обзиром да је мерена РФ снага на термистору пропорционална промени DC снаге ΔP на референтном отпорнику, она је једнака разлици DC снаге на референтном отпорнику у случају када на термистор није доведена РФ снага (P_{OFF}) и DC снаге на референтном отпорнику када је на њега доведена РФ снага (P_{ON}), односно:

$$\Delta P = P_{OFF} - P_{ON} = P_{DC} \quad (3.6)$$

где су:

- ΔP промена DC снаге на референтном отпорнику,
- P_{OFF} DC снага на референтном отпорнику када није доведена РФ снага,
- P_{ON} DC снага на референтном отпорнику када је доведена РФ снага, и
- P_{DC} супституисана DC снага на референтном отпорнику.

DC снаге на референтном отпорнику у случају без примењене РФ снаге и када се на термистор доведе РФ снага, одређују се мерењем одговарајућих напона V_{OFF} и V_{ON} на референтном отпорнику дигиталним волтметром. Супституисана DC снага P_{DC} на референтном отпорнику је за номиналну вредност термистора и референтног отпорника од 200Ω дефинисана изразом:

$$\Delta P = \frac{V_{OFF}^2}{200} - \frac{V_{ON}^2}{200} = P_{DC} \quad (3.7)$$

Двоструки самобалансирајући ватметат произвођача Tegam, тип 1806А поседује два мерна моста, те омогућава истовремено мерење РФ снаге на два термисторска сензора. Овакав ватметар је користан у случају еталонирања термисторских сензора снаге, приликом одређивања њиховог фактора еталонирања. Притом један мост (један канал) ватметра мери супституисану снагу на еталонском термисторском сензору, а други канал снагу на сензору који се еталонира. Начин еталонирања термисторских сензора применом овог типа ватметра је детаљније описан у поглављу 4.1.2.

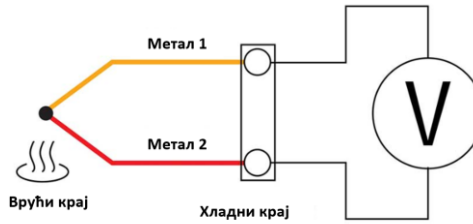
3.1.2 Термопретварачки сензори снаге са ватметром

Почетком осамдесетих година прошлог века појавили су се термопретварачки сензори снаге (енгл. *thermocouple, thermoelectric, thermopile sensors*) засновани на полупроводничкој и технологији танког филма. Ови сензори имају неколико предности у односу на комерцијалне термисторске сензоре: знатно су осетљивији, робуснији, имају шири динамички опсег, мању мерну несигурност услед нижег коефицијента рефлексије, отпорнији су на утицаје температуре и преоптерећења. Из тог разлога су термопретварачки сензори готово потиснули комерцијалне термисторске сензоре широке намене. Међутим, еталонски термисторски сензори због своје велике тачности (захваљујући малој несигурности мерења DC напона дигиталним волтметром), добре поновљивости приликом мерења фактора еталонирања, стабилног фактора еталонирања током времена, једноставне преносивости и велике линеарности и даље су део еталонске базе свих метролошких лабораторија широм света.

Општи принцип мерења термопретварачких сензора снаге са ватметром је исти као у случају термисторских сензора, приказан на слици 3.1. Ово поглавље укратко описује принцип рада и конструкцију термопретварачких сензора снаге, као и уређаје који се користе за мерење DC снаге на њиховом излазу.

3.1.2.1 Термопретварачки сензори снаге

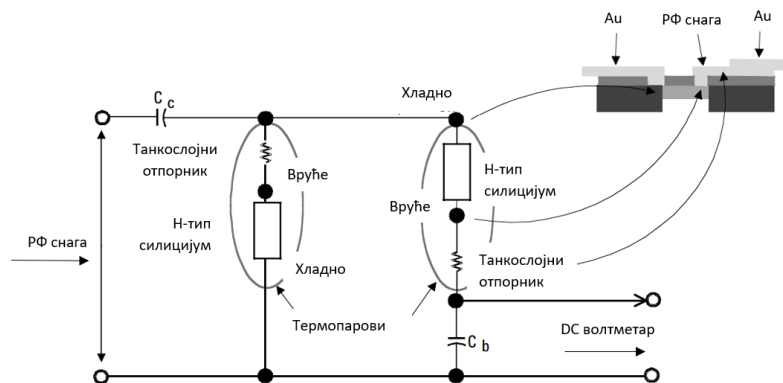
Основни део термопретварачког сензора снаге јесте термопар (термоелемент). Он се састоји од два проводника направљена од различитих метала или њихових легура, спојених на једном крају. Његов принцип рада се заснива на термоелектричном ефекту, познатом и као Зибеков ефекат (Thomas Johann Seebeck), ослањајући се на Пелтиеров (енгл. *Peltier effect*) и Томсонов ефекат (енгл. *Thomson effect*) [15][29]. Термоелектрични ефекат подразумева појаву термоелектричне струје у електричном колу састављеном од два различита метална проводника, када су спојеви ових проводника изложени различитим



Слика 3.7: Термопар у отвореном термоелектричном колу

температурама. Уколико се коло прекине на произвољном месту, на прекинутим крајевима кола ће се јавити разлика потенцијала која се назива термоелектромоторном силом (ТЕМС), што је приказано на слици 3.7. Ову термоелектромоторну силу детектује волтметар, а она је директно пропорционална разлици температура споја (топлог краја) и хладног краја. Уколико се спој и слободни крајеви налазе у температурном пољу без градијента, односно ако је температура константна, тада неће постојати ТЕМС. Међутим, уколико се термопар унутар сензора (реализован у виду отпорника) изложи дејству РФ снаге, она ће загрејати спој термопара услед чега се јавља термоелектромоторна сила пропорционална примењеној РФ снази. ТЕМС на излазу термопара је сразмерна разлици температура врућег и хладног краја.

Претварачки део термопретварачког сензора снаге овде је описан на примеру сензора Agilent 8481A (HP 8481A), као типичног из ове групе сензора. Он се састоји од два термопара истих карактеристика смештених на танкој плочи, који су електрично повезани као на слици 3.8. Чине их танкослојни отпорник и силицијумски отпорник n-типа. Да би се сензором могла мерити мала вредност РФ снаге у што ширем фреквенцијском опсегу, танкослојни отпорник мора бити што мањег попречног пресека и дужине, а да притом има довољно велику отпорност, како би био прилагођен на преносни вод.



Слика 3.8: Електрична шема термопретварачког сензора снаге Agilent 8481A

За РФ снагу термопарови су паралелно везани, те кроз њих протиче половина РФ струје. Танкослојни отпорници оба термопара су редно везани са силицијумским отпорником n-типа. Укупна отпорност једног термопара (једне гране) износи 100Ω , што даје еквивалентну отпорност од 50Ω за паралелно везане термопарове. Тиме је обезбеђено прилагођење сензора на карактеристичну импедансу вода од 50Ω . Довођењем РФ снаге на термопарове долази до загревања њихових спојева (врући крај), и на њиховим крајевима се јављају једносмерни напони, односно термоелектромоторне

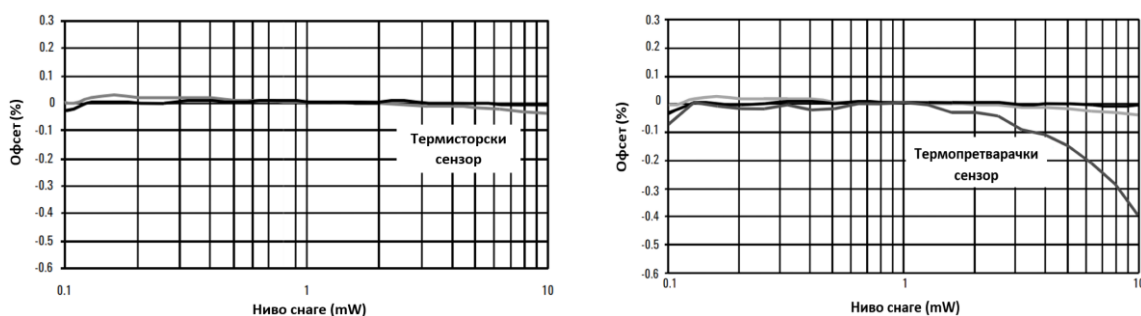
силе. Како су термопарови за једносмерни сигнал везани серијски, ови напони се међусобно сабирају, дајући вишу вредност једносмерног напона на излазу сензора. Код појединих типова сензора је више термопарова серијски везано, тако да је један спој сваког пара изложен топлоти а други није. На овај начин се повећава укупна ТЕМС на излазу групе термопарова.

РФ снага на улазу сензора може развити врло високе температуре на врућем крају термопара, те за описани тип сензора она износи и до $500\text{ }^{\circ}\text{C}$, при максималној декларисаној средњој снази од 300 mW .

За термопретварачке сензоре важи да имају бољу осетљивост од термисторских сензора. Ова карактеристика се дефинише као однос једносмерне ТЕМС на излазу сензора израженог у μV и РФ снаге доведене на његов улаз изражене у mW . Осетљивост редно везаних термопарова у сензору Agilent 8481A износи $160\text{ }\mu\text{V/mW}$ [26].

Термопретварачки сензори су знатно отпорнији на утицај температуре околине од термисторских, нарочито када је у питању додир руком приликом повезивања сензора у мерни систем. Поређења ради, термопретварачким сензором се снага може мерити већ након једног минута по повезивању у мерни ланац, док је термисторским главама потребан знатно дужи временски период за елиминацију дрифта нуле.

Када је у питању линеарност сензора, термопретварачки сензори имају лошију линеарност од термисторских, што се може видети на слици 3.9. Просечно одступање од линеарне карактеристике дато је у процентима за оба типа сензора за посматрани опсег снаге од $0,1\text{ mW}$ до 10 mW . Притом је узето више узорак термисторског сензора типа Agilent 8478A, као и термопретварачког сензора типа Agilent 8481A. Нелинеарност термопретварачког сензора се уочава при већим снагама, што је и разумљиво с обзиром на разлику у технологији њихове израде. У случају термисторског сензора, захваљујући процесу DC супституције и смањивању DC снаге пропорционално са доведеном РФ снагом, температура термистора остаје константна. Код термопретварачког сензора, са порастом доведене РФ снаге расте и температура у претварачком склопу, а што је температура виша, то су и одступања у претварачкој карактеристици израженија.



Слика 3.9: Линеарност термисторског сензора Agilent 8478A (лево) и термопретварачког сензора Agilent 8481A (десно)

Приликом мерења снаге сензором, одступање од линеарне карактеристике се мора узети у обзир. Уколико је његова вредност позната за мерени ниво снаге, може се једноставно извршити корекција резултата мерења. Уколико оно није познато за мерени

ниво снаге, његова специфицирана вредност у релевантном опсегу се мора урачунати приликом процене мерне несигурности.

Термопретварачки сензори се израђују са температурном компензацијом, где посебан температурни сензор мери промене амбијенталне температуре, на основу које се врши корекција измерене снаге. Код савремених сензора и ватметара корекција утицаја нелинеарности и температуре је решена на тај начин што сензор поседује EEPROM са таблицом података за корекцију. Микропроцесор који се налази у ватметру користи те податке, као и податке о температури амбијента и нивоу снаге, да би извршио корекцију читавања снаге.

Код термопретварачких сензора је значајно не излагати га превише често великим снагама, нарочито не у дужем временском интервалу. Танкослојни отпорници у овом сензору имају особину да им се са порастом ефективног времена коришћења повећава отпорност. Ова појава је посебно изражена у случају екстремне изложености великим снагама, а знатно слабије у случају просечне експлоатације ових сензора. Овај проблем се једноставно може превазићи калибрацијом сензора на референтни извор снаге ватметра (1 mW/50 MHz).

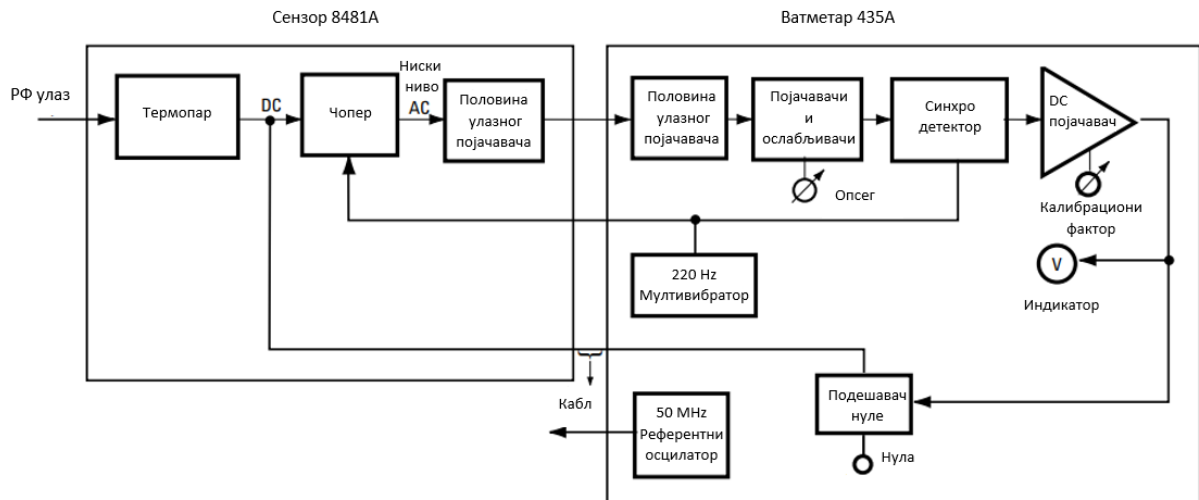
Термопретварачки сензори се разликују у фреквенцијском и мерном опсегу, по врсти улазног конектора, али и другим битним карактеристикама сензора, као што је линеарност, коефицијент рефлексије и сл. Термопретварачки сензори типично мере снагу у опсегу од 1 μ W до 100 mW (-30 dBm до +20 dBm) у фреквенцијском опсегу од 100 kHz до 50 GHz. Мерни опсег се може проширити до 25 W коришћењем одговарајућег ослабљивача. Са развојем мерне опреме, ове границе се непрестано померају. Линеарност термопретварачких сензора се креће од $\pm 1\%$ до $\pm 5\%$, а типови конектора на њиховом улазу су N, APC 7, SMA 3,5 mm и 2,94 mm.

3.1.2.2 Ватметри за термопретварачке сензоре снаге

Термопретварачки сензори се за мерење РФ снаге користе заједно са одговарајућим ватметром. Практично код свих произвођача се ватметри предвиђени за рад са термисторским сензорима разликују од ватметара за термопретварачке сензоре. Такође, произвођачи увек дефинишу типове својих сензора са којима је одређени ватметар компатибилан и обрнуто. Међу карактеристичним ватметрима за термопретварачке сензоре су ватметри произвођача Hewlett Packard. Неки од старијих типова су аналогни ватметар 435А, једноканални дигитални ватметар 436А, 437В, Е4416А, као и двоканални 438А, Е4417/18В/19В. Најсавременија верзија поменутих двоканалних ватметара овог произвођача (данас под називом Keysight) је тип N1914А. Овде је описан принцип рада аналогног ватметра HP 435А заједно са термопретварачким сензором HP 8481А, чија је блок шема дата на слици 3.10, а касније и ватметра Agilent Е4419В.

Према слици 3.10, РФ снага која се мери се доводи на улаз сензора, односно термоелемента, који је претвара у еквивалентни једносмерни напон. Овај напон може бити јако мале вредности (реда nV) за низак ниво улазне снаге. Овакав DC сигнал је тешко пренети обичним каблом због различитих утицаја као што су дужина кабла, спојеви контаката и сл. Стога се DC сигнал чопером претвара у HF сигнал и појачава се првом половином појачавача смештеним у кућишту сензора. Чопер „сецка“ DC сигнал

фреквенцијом од 220 Hz добијеном из мултивибратора (осцилатора) који се налази у ватметру. НФ сигнал се затим појачава и каблом води до ватметра [11][15][29].



Слика 3.10: Блок шема ватметра HP 435A са термопретварачким сензором HP 8481A

Правоугаони НФ сигнал фреквенције 220 Hz се додатно појачава другом половином улазног појачавача. У зависности од нивоа сигнала, он се даље појачава или слаби појачавачима и ослабљивачима, како би се одабрао одговарајући мерни опсег ватметра. Синхронни детектор затим врши демодулацију НФ сигнала у DC сигнал, који се појачава излазним појачавачем и мери аналогним индикатором. Појачање излазног појачавача зависи од вредности калибрационог фактора сензора подешеног на ватметру, за корекцију очитане снаге.

Како код термопретварачких сензора излазни сигнал варира од сензора до сензора, пре почетка мерења потребно је вршити њихово умеровање на референтни извор снаге ватметра, чиме се подешава појачање прве половине улазног појачавача. Овај поступак се назива „калибрација сензора“ и врши се након прикључивања сензора на ватметар. Калибрацији сензора претходи подешавање нуле. Референтни извор генерише тачан и стабилан сигнал снаге 1 mW и фреквенције 50 MHz, и налази се на предњој страни ватметра. Приликом калибрације сензора, појачање излазног појачавача се регулише тако да индикатор ватметра показује тачно 1 mW. Како се ватметри користе са различитим сензорима чије се карактеристике могу мењати (што се првенствено односи на ниво НФ снаге на излазу прве половине појачавача), калибрацијом се врши прилагођавање ватметра и конкретног сензора.

Мерни опсег описаног ватметра HP 435A је од 300 pW (-65 dBm) до 25 W (+44 dBm), док је фреквенцијски опсег одређен коришћеним сензором. Конкретно, са сензором HP 8481A се може мерити снага од 3 μ W до 100 mW у фреквенцијском опсегу од 10 MHz до 18 GHz.

Принцип рада дигиталних ватметара се заснива на сличном принципу, уз додатак А/D конвертора на излазу. Они имају шири мерни опсег (од 100 pW до 25 W), често и више канала за истовремено мерење снаге са више сензора, као и могућност управљања преко GPIB интерфејса. Данас су на тржишту заступљени ватметри са микропроцесорима, као и

сензори снаге са уграђеном EEPROM меморијом. Овакви ватметри су значајно бољих карактеристика, пре свега по питању обраде података, брзине рада, корисничког интерфејса итд. EEPROM меморија сензора садржи податке о температурној зависности, линеарности и фактору еталонирања. Температурни сензор за компензацију утицаја температуре околине мери спољашњу температуру, а затим на основу овог податка, као и податка о измереној снази и постављеној вредности фреквенције, микропроцесор врши потребне корекције. У случају произвођача Agilent/Keysight, типични представници ових ватметара су типови EPM 442A/441A, E4418B/E4419B. Компатибилни су и са старим и новим типовима сензора, а могу се користити како са термопретварачким, тако и са диодним сензорима снаге.

3.1.3 Диодни сензори снаге са ватметром

Полупроводничке диоде се одавно користе у релативним мерењима снаге у области микроталаса, али им је употреба у апсолутним мерењима снаге дуго била ограничена на РФ опсег. Технологија за израду диода за високе фреквенције се временом усавршавала, почев од „point-contact“ која је имала бројне недостатке, преко MSJD (енгл. *Metal Semiconductor Junction Diode*), до PDB (енгл. *Planar Doped Barrier*) технологије. Применом MSJD технологије, развијене су LBS (Low Barrier Schottky) диоде које уз одређена унапређења чине основу данашњих диодних сензора. Као резултат технолошког развоја, данас постоје диодни сензори широког мерног (динамичког) опсега и до 90 dB [29].

За мерење снаге диодним сензорима користи се исти тип ватметра као у случају термопретварачких сензора. У даљем тексту описан је основни принцип мерења микроталасне снаге помоћу диода. Такође је објашњен принцип рада савремених ватметара и нових диодних сензора.

3.1.3.1 Диодни сензори снаге

Принцип мерења РФ снаге помоћу диода заснива се на претварању РФ снаге у једносмерну снагу, што произилази из њихове нелинеарне струјно-напонске карактеристике. У случају идеалне диоде, њена струја се може приказати као:

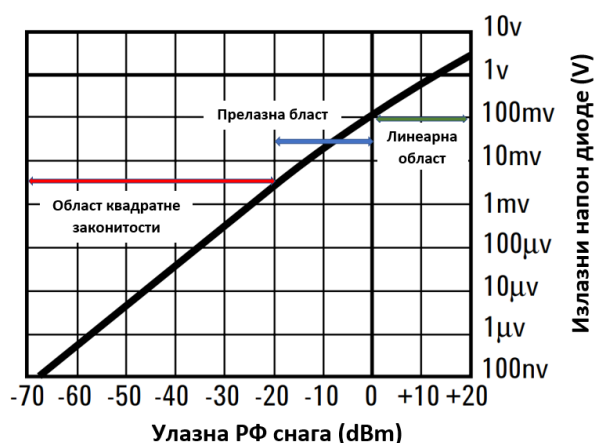
$$i = I_s(e^{\alpha v} - 1) \quad (3.8)$$

где је v пад напона на диоди, I_s струја засићења када је $v < 0$ и коефицијент $\alpha = q/nkT_a$, при чеми је q наелектрисање електрона, n корекциона константа ($n \approx 1,1$), K је Болцманова константа и T_a апсолутна температура. Коефицијент α има типичну вредност око 40 V^{-1} . Струја засићења I_s је константна на датој температури T_a . Ради лакше анализе исправљачког поступка, израз (3.8) се може приказати као:

$$i = I_s \left[\alpha v + \frac{(\alpha v)^2}{2!} + \frac{(\alpha v)^3}{3!} + \dots \right] \quad (3.9)$$

У изразу (3.9) други члан и остали чланови парног реда врше исправљање сигнала. За сигнале малих вредности ($v \rightarrow 0$), виши чланови у изразу (3.9) се могу занемарити, те остаје само први и други члан. У овом случају се каже да диода ради у области квадратне законитости. У тој области излазна струја i (као и напон v) је пропорционална квадрату улазног РФ напона. За веће вредности сигнала ($v \gg 0$), постају значајни и чланови вишег реда, те диода више није у области квадратне, већ квази квадратне законитости (позната и као прелазна област). Изнад ове области, у случају још већих сигнала је област линеарне детекције, када је излазни напон директно пропорционалан улазном напону [29].

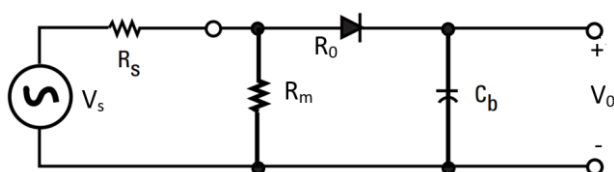
Код типичних диода, област квадратне законитости постоји за вредност улазног РФ сигнала од нивоа шума до приближно -20 dBm. Прелазна област је приближно од -20 dBm до 0 dBm, док је област линеарне детекције за улазне сигнале од приближно 0 dBm и веће. На слици 3.11 је приказана типична претварачка карактеристика диоде од нивоа шума (приближно -70 dBm) до $+20$ dBm подељена по областима рада.



Слика 3.11: Типична претварачка карактеристика диоде

Оваква карактеристика је диодама омогућила примену у сензорима РФ снаге, за мерење малих нивоа од приближно -70 dBm до -20 dBm који се налазе у области квадратне законитости диода и при којој је излазни напон диоде пропорционалан улазној РФ снази [23].

Упрошћена електрична шема диодног детектора за мерење малих вредности РФ снаге приказана је на слици 3.12. До детекције РФ снаге долази захваљујући нелинеарној струјно-напонској карактеристики диоде. РФ напон на диоди се исправља, и резултира излазним DC напонам. Уколико би отпорност диоде R_0 за РФ сигнал била прилагођена отпорношћу извора R_S , тада би се на диоду испоручила максимална РФ снага. Међутим, како је за мале РФ снаге отпорност диоде типично много већа од 50Ω , да би се обезбедила



Слика 3.12: Упрошћена електрична шема диодног детектора са прилагодним отпорником

улазна импеданса сензора 50Ω ради прилагођења на преносни вод, користи се посебан отпорник за прилагођење R_m . РФ снага се дисипира на отпорнику R_m , а диода је претвара у DC напон. Кондензатор C_b има улогу нископропусног филтра за интеграљење струје која пролази кроз диоду. На његовом излазу се добија једносмерни напон V_0 , пропорционалан улазној РФ снази P_{RF} , односно квадрату улазног РФ напона. Оптпорност диоде R_0 на основу израза (3.8) је једнака [29]:

$$R_0 = \frac{1}{\alpha I_s} \quad (3.10)$$

Како R_0 преко коефицијента α зависи од температуре, тако и осетљивост диоде, као и њен коефицијент рефлексије у великој мери зависе од температуре. Температурна зависност R_0 се може смањити у случају када је $R_0 \gg R_S$. Са друге стране, велика вредност R_0 смањује осетљивост диоде, због лошијег претварања РФ снаге у једносмерну. Јасно је да се овде мора правити компромис између добре температурне карактеристике и довољне осетљивости при малим вредностима снаге.

Компромис је нађен употребом Шоткијевих диода са уском баријером (LBS диода) у диодним сензорима, међу којима је и тип HP 8484A, развијен седамдесет година прошлог века. Динамички опсег овог сензора је око 50 dB (од -70 dBm до -20 dBm), а фреквенцијски опсег од 10 MHz до 18 GHz [29].

Утицај температуре околине је код овог типа сензора смањен смештањем диоде и осталих елемената сензора у специјално кућиште са топлотном изолацијом. При мерењу са диодним сензорима посебно треба обратити пажњу на ниво доведене РФ снаге, јер су осетљиви на преоптерећења. Поред тога, услед утицаја статичког електрицитета, може доћи до поппуног уништења сензора.

Осамдесетих година прошлог века је напредак технологије полупроводничког материјала галијум-арсенида (GaAs) и специјалне PDB технологије производње диода довео до значајних побољшања у детекцији РФ снаге. Карактеристике PDB диода су биле значајно боље од карактеристика LBS диода. Карактеристични представници сензора са PDB диодама су HP 8481/5/7D, који имају уграђене две диоде за бољу детекцију сигнала и смањење утицаја шума и топлотних ефеката, односно постизање бољег односа сигнал-шум.

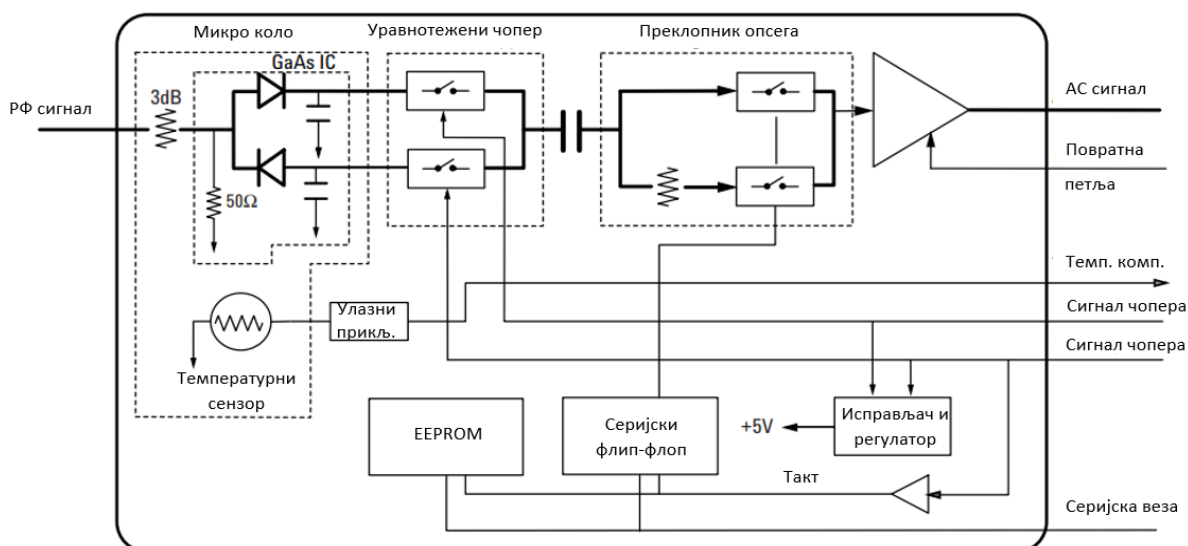
Овим сензорима је решен проблем термоелектричних напона при малим сигнаlima и смањена је несигурност услед присуства хармоника у РФ сигналу. Такође им је ниво излазног напона повећан два пута употребом две диоде. Они су мање зависни од фреквенције, а и отпорнији су на утицај статичког електрицитета од LBS диода. Предност сензора са PDB диодама у односу на термопретварачке је што могу мерити знатно ниже нивое снаге и што је претварање РФ снаге у једносмерну далеко ефикасније код диодних сензора.

Диодни сензори у истом мерном опсегу ипак имају већу мерну несигурност од термопретварачких. Диодни сензори имају већу брзину читавања (бржи одзив) и могу мерити и импулсну снагу, као и модулисане сигнале. Диодни и термопретварачки сензори се допуњавају по мерном опсегу, а користе исту врсту ватметара.

Описани диодни сензори су се производили тако да раде исључиво у области квадратне законитости, у опсегу улазних сигнала од -70 dBm до -20 dBm. Да би се покрио

опсег снага до +20 dBm, требало је поред диодног користити и термопретварачки сензор. Данас се, међутим, диодни сензори производе са широким динамичким опсегом (енгл. *Wide Dynamic Range CW Power Sensor*) од 90 dB, који омогућава мерење снаге од -70 dBm до +20 dBm. Код ових сензора се проширење мерног опсега остварује микропроцесорима и накнадном обрадом података при чему се врши корекција линеарности, односно смањује одступање које преносна карактеристика диоде има у односу на квадратну законитост. Овакви сензори су ограничени на мерење средње снаге континуалног немодулисаног сигнала (CW). Разлог лежи у ограничењима по питању брзине ватметра, брзине читавања сензора и рада мерног система, које би требало да буду усклађене [29].

Пример диодног сензора са широким динамичким опсегом за мерење средње снаге CW сигнала јесте тип E4413A произвођача Agilent. Мерни опсег му је од -70 dBm до +20 dBm, а фреквенцијски од 10 MHz до 26,5 GHz. Бољу детекцију малих сигнала и њихову обраду код овог типа сензора омогућила је примена MMIC (енгл. *Microwave Monolithic Integrated Circuit*) технологије, примена две PDB диоде у детектору, као и FET транзистора за израду чопера. Проширење динамичког опсега је остварено захваљујући дигиталној обради сигнала и корекцији читавања сензора, која се врши на основу података смештених у EEPROM меморији сензора. У меморији сензора су смештени подаци о његовој фреквенцијској и температурној зависности, као и зависности од нивоа снаге. На основу њих се врши корекција одговарајућим калибрационим фактором, температурна компензација, као и корекција линеарности. На основу познате вредности фреквенције коју уноси корисник на самом ватметру, температуре очитане температурним сензором за компензацију и нивоа снаге који је приближно одређен пре мерења, микропроцесор врши корекцију очитане снаге сензором и приказује је на дисплеју ватметра. Упростиена блок шема овог сензора дата је на слици 3.13 [29].

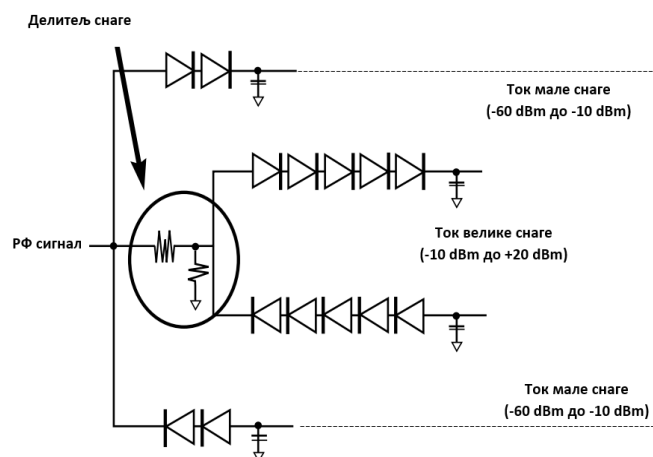


Слика 3.13: Упростиена блок шема диодног сензора са проширеним динамичким опсегом Agilent E4413A

Претварачки део сензора се састоји од две PDB диоде које врше претварање РФ снаге у једносмерни напон, пропорционалан нивоу улазне снаге. Како се диодни и термопретварачки сензори могу користити са истим ватметром, то им је и принцип

припреме једносмерног сигнала за пренос до ватметра сличан. И овде се због релативно малог нивоа DC сигнала, он чопером претвара у НФ сигнал, како би се пренео каблом до ватметра. Сигнал даље пролази кроз преклопник опсега. У зависности од нивоа сигнала, он ће бити спроведен једном од две путање овог преклопника. Уколико је сигнал вишег нивоа, он ће бити додатно ослабљен. Затим се сигнал појачава првом половином улазног појачавача и каблом даље преноси до ватметра. У детектору је смештен и температурни сензор за мерење температуре диодне плочице, на основу кога се врши температурна компензација. Ватметар све податке уписане у EEPROM сензора ишчитава приликом калибрације сензора на референтни извор снаге и користи их за корекцију очитане снаге сензором. У случају старије генерације сензора које немају меморију, поменуте корекције се не врше аутоматски. Једина корекција која се тада ватметром може извршити јесте услед утицаја фреквенције, ручним подешавањем вредности фактора еталонирања на ватметру. Како се вредност фактора еталонирања мења током времена, након еталонирања је потребно извршити упис нових фактора еталонирања у EEPROM сензора, нарочито уколико они значајније одступају од постојећих. Такође би требало имати у виду да се поменутим корекцијама на основу података уписаних у EEPROM делимично елиминишу утицаји линеарности, температуре, мерене фреквенције и нивоа сигнала, док један део несигурности услед ових утицаја остаје, и дат је у спецификацији произвођача за одговарајуће параметре.

Данашње потребе за мерењем средње снаге, пре свега комплексних формата модулације као што је CDMA (енгл. *Code Division Multiple Access*) захтевају динамички опсег већи од 50 dB. Проширење фреквенцијског опсега диодних сензора се може извести и померањем криве квадратне зависности у област виших снага. Пример диодних сензора код кога је примењен овај принцип проширења динамичког опсега јесте серија типа E9300 произвођача Agilent, чија је упрошћена шема дата на слици 3.14. У питању су сензори са уграђеним стеком (групом) диода и два тока сигнала (енгл. *Two path diode stack sensors*), у случају виших и нижих нивоа улазне снаге.



Слика 3.14: Упрошћена шема диодног сензора са два тока снаге и стеком диода серије Agilent E9300A

Један ток сигнала се реализује при нижим нивоима снаге (-60 dBm до -10 dBm) у области квадратне законитости и изведен је од два пара диода. Други ток се користи при вишим нивоима снаге (-10 dBm до $+20$ dBm), код којих је извршено померање криве

квадратне законитости и изведен је од делитеља снаге и две групе од пет диода. Мерни опсег сензора је на овај начин проширен до 80 dB.

Приказана конфигурација сензора омогућава одржавање диода сензора у опсегу квадратне зависности. Проширење динамичког опсега, односно области примене квадратне зависности код овог типа сензора је остварено на рачун његове осетљивости, услед серијског везивања диода. Склоп садржи и серијске прекидаче са FET транзисторима смештеним ван чипа, који искључују диоде смештене у ток нижих нивоа снаге када се он не користи, односно када је активан ток виших нивоа снаге. Пребацивање са једног тока снаге на други обавља се на основу нивоа средње снаге детектованог у ватметру. Делитељ снаге и прекидач обезбеђују да се на групе диода доводи одговарајући ниво снаге. Како овај тип сензора искључиво ради у подручју квадратне зависности, његова примена није ограничена само на CW сигнал, већ се може користити за мерење средње снаге било ког сигнала, па и комплексних дигитално модулисаних сигнала.

3.1.3.2 Савремени ватметри за диодне и термопретварачке сензоре снаге

У поглављу 3.1.2.2 је поменуто да се за термопретварачке и диодне сензоре користе исти ватметри, где је укратко описан принцип рада једног аналогног ватметра. Ово поглавље се бави савременим ватметрима и њиховим принципом рада.

Произвођачи мерне опреме најчешће производе један ватметар за одређену серију или више серија сензора снаге, због чега се мора водити рачуна о компатибилности коришћеног сензора и ватметра. Тако и произвођач Agilent/Keysight за своје сензоре E-серије (међу којима су и горе поменути сензори E4413A и E9300), производи компатибилне ватметре EPM-серије. Ови ватметри су компатибилни и са појединим старијим типовима сензора. Овде су разматране карактеристике и принцип рада двоканалних ватметара E4418B и E4419B произвођача Agilent.

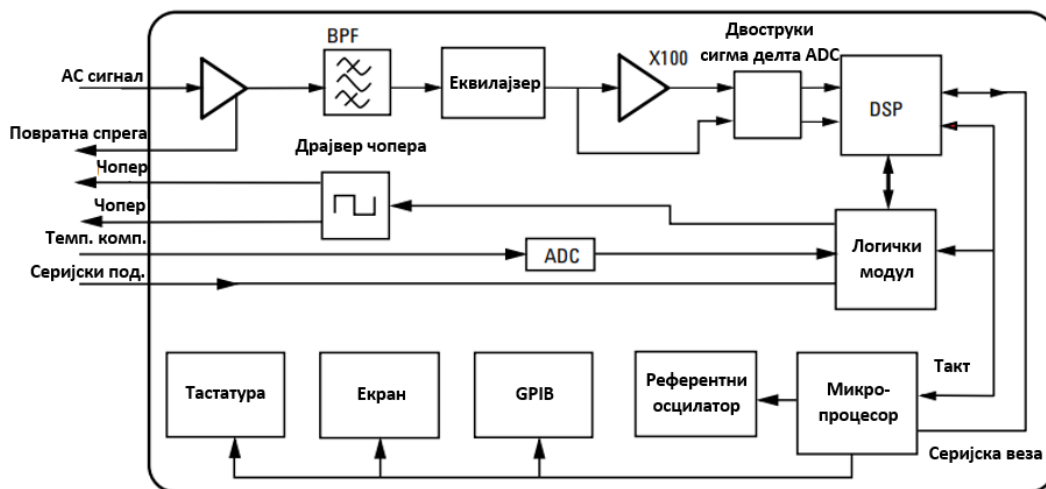
Ови ватметри прате савремене сензоре и њихове побољшане карактеристике, те је захваљујући дигиталној обради сигнала (енгл. *Digital Signal Processing, DSP*) омогућено знатно брже мерење, корекција измерене снаге сензором, као и проширење мерног опсега сензора. Дигиталном обрадом сигнала је омогућен аутоматски (уместо ручног) одабир мерног опсега, бржа и синхрона детекција сигнала, аналогно-дигитална конверзија и



Слика 3.15: Ватметар EPM-серије Keysight E4419B и диодни сензор E-серије Agilent E4413A

програмабилно филтрирање. Корекција измерене снаге врши се на основу података уписаних у EEPROM меморију на начин описан у претходном поглављу. Изглед ватметра EPM-серије типа Keysight E4419B и диодног сензора E-серије типа Agilent E4413A је дата је на слици 3.15.

Блок шема ватметра Agilent E4418B и E4419B као представника савремених дигиталних ватметра са DSP је дата на слици 3.16. Разлика између ова два ватметра је само у броју канала, а имају исти принцип рада. Требало би нагласити да је ватметар Agilent E4419B део мерног ланца у методи која је предмет ове дисертације.



Слика 3.16: Упростићена блок шема ватметра Agilent E4418/19B

Наизменични сигнал са излаза прве половине појачавача сензора (слика 3.13) се специјалним каблом доводи на другу половину претпојачавача унутар ватметра. Сигнал се потом додатно појачава и филтрира. Затим се сигнал дели тако да се један део појачава појачавачем, а други пропушта без појачања. Оба сигнала се воде на двоструки аналогно-дигитални конвертор (ADC). Дигитални сигнал са излаза конвертора се доводи на процесор контролисан главним микропроцесором. DSP модул има неколико функција, међу којима је и синхро детекција и програмабилно филтрирање. Рад чопера у сензору контролише диференцијални сигнал, синхронизован на такт узорковања конвертора. Двоструки сигма-делта ADC даје 20-битне податке на DSP. Логички модул смешта податке о факторима еталонирања, линеарности и температурној зависности из EEPROM меморије сензора. Микропроцесор контролише рад DSP и логичког модула и обавља корекцију измерене вредности снаге на основу очитаних података из меморије, као и фреквенције сигнала, температуре околине и нивоа улазне снаге. За разлику од старијих типова ватметара код којих се избор опсега врши ручно, овде се он искључиво поставља аутоматски.

Процесу мерења снаге овим ватметром и сензором претходи подешавање нуле (такозвано „нуловање“) и калибрација сензора на референтни извор снаге 1mW/50 MHz, при чему се уједно чита меморија сензора и узимају потребни подаци о фреквенцијској зависности, температурној и зависности од нивоа снаге. На ватметру се затим уноси фреквенција мереног сигнала, како би ватметар применио одговарајући фактор

еталонирања на читавање сензора. Тек тада су ватметар и сензор спремни за мерење снаге.

Корисник у менију ватметра може одабрати формат и јединице (W/dBm) у којима ће бити приказани подаци на дисплеју. Такође је омогућен унос офсет вредности за компензацију губитака услед слабљења каблова, ослабљивача и других елемената везаних испред сензора. У случају двоканалног ватметра, омогућено је истовремено мерење снаге са два сензора, при чему ватметар може приказивати поред апсолутне вредности и њихов однос, односно разлику њихових читавања. На ватметру се може одабрати једна од три брзине читавања. Брзи мод (200 читавања/s) је ограничен на опсег изнад -50 dBm, због велике временске константе филтра. Ватметар је програмабилан и поседује LAN, GPIB и RS232 интерфејсе. Компатибилан је са термопретварачким и диодним сензорима старије генерације.

Сви термопретварачки и диодни сензори снаге захтевају референтну апсолутну вредност снаге следиву до еталона произвођача или неког од метролошких института. Ватметри остварују ову следивост помоћу веома стабилног интерног референтног извора снаге 1 mW и фреквенције 50 MHz. Када се користе заједно, референца од 50 MHz и подаци о фактору еталонирања сензора дају најнижу мерну несигурност, нарочито када се мери ниво снаге 1 mW.

Данас се на тржишту све чешће срећу сензори снаге са USB прикључком, који не захтевају посебну мерну јединицу у виду ватметра, већ они сами раде као ватметри. Притом се читавање снаге и основна подешавања врше у оквиру наменског софтвера инсталираног на рачунару. Везу са рачунаром остварују преко USB прикључка и они не захтевају калибрацију на референтни извор снаге. Овакви сензори су свакако приступачнији од сензора са пратећим ватметром, али се њима постиже нешто мања тачност. Код њих је изражена већа грешка постављања нуле и дрифт нуле у односу на конвенционалне сензоре са ватметром. Међутим, требало би имати у виду да они могу бити одлично решење за теренска мерења која не захтевају велику тачност, а значајно олакшавају мерење снаге, управо због једноставне преносивости и повезивања са рачунаром.

3.2 Остала мерила РФ снаге

У претходном излагању су детаљно разматрани апсорпциони сензори средње снаге са ватметрима, као најзаступљенијим мерилима РФ снаге. Данашњи завршни сензори могу мерити релативно мали ниво снаге до $+30$ dBm. У случају већих снага, ови сензори се користе са одговарајућим ослабљивачима. Други, такође често коришћен тип мерила снаге јесу проточна (позната још и као „пролазна“) мерила снаге, а пре свега проточни сензори са ватметрима. Овим мерилима се могу мерити снаге до 25 kW, а фреквенцијски опсег појединих сензора досеже до 6 GHz, уз нешто нижу декларисану снагу [36][37]. Везују се на преносну линију и мере снагу у одређеној тачки система. Они уносе минимално слабљење у преносну линију, те не нарушавају снагу која се испоручује пријемнику. Могу мерити како директну, тако и рефлектовану снагу. Типични представници проточних ватметара су произвођача Bird и Rohde&Schwarz приказани на слици 3.17. Bird је своја проточна мерила снаге старије генерације реализовао тако да се сензори убацују у ватметар у проточној



Слика 3.17: Проточни ватметар са сензором произвођача Bird (лево) и Rohde&Schwarz (десно)

изведби (слика 3.17, лево), при чему се они ротирају за 180° у зависности да ли се мери директна или рефлектована снага. Насупрот њима, данашњи сензори произвођача Bird и Rohde&Schwarz се израђују као пролазни, где уједно претварају сигнал у одговарајући једносмерни сигнал и пропуштају РФ сигнал даље ка пријемнику, док ватметар врши додатну обраду и читавање једносмерног сигнала из сензора. Као и код завршних мерила снаге, и код проточних мерила фреквенцијски и динамички опсег зависе од избора одговарајућег сензора.

За мерење РФ снаге се користе и диодни детектори. Диодни детектори врше детекцију амплитуде модулисаних сигнала, али се користе и за релативна мерења снаге. Најчешће се користе за регулацију и стабилизацију нивоа снаге [23].

Поред поменутих мерила искључиво намењених за мерење снаге, постоје и други, најчешће мултифункционални уређаји којима се снага може мерити. Реч је о различитим типовима пријемника и анализатора (мерни пријемници, анализатори фреквенцијског спектра, анализатори мреже, ТВ анализатори и сл.). Ова мерила су намењена за мерење мањих снага, најчешће до $+30 \text{ dBm}$ (1 W). Иако им мерење снаге није једина, а често није ни примарна функција, могу се користити како за апсолутно, тако и релативно мерење снаге у широком динамичком и фреквенцијском опсегу. Њихова тачност варира у зависности од намене, односно да ли су предвиђени за употребу у метролошким лабораторијама где се захтева већа тачност (боља од 0,5 dB), или су направљени за широку употребу у различитим телекомуникационим мерењима, код којих је тачност реда и до неколико dB. Поменути уређаји имају могућност мерења различитих параметара (слабљење, појачање, релативни садржај хармоника и нехармоника, модулација итд.), чије се мерење у основи заснива на мерењу снаге, односно нивоа сигнала.

4. МЕТОДИ ЗА ЕТАЛОНИРАЊЕ СЕНЗОРА РФ СНАГЕ И ЕТАЛОНИ РФ СНАГЕ

Савремена мерна опрема пред лабораторије за еталонирање поставља све строже захтеве у погледу метода еталонирања, коришћених еталона и пратеће мерне опреме, као и несигурности еталонирања. Еталони и пратећа мерна опрема често морају бити највише тачности и прецизности и притом задовољити захтеве по питању мерног и фреквенцијског опсега. То је случај и са сензорима РФ снаге, који данас имају све шири фреквенцијски и мерни опсег, као и све бољу тачност мерења снаге. У овом поглављу су размотрене основни методи за еталонирање сензора РФ снаге, као и еталони од којих у највећој мери зависи избор самог метода. Разматрани еталони РФ снаге представљају мерила највише тачности. Премда комерцијални сензори снаге за поједине кориснике могу бити задовољавајући еталони РФ снаге, они се у овој дисертацији посматрају са аспекта предмета еталонирања који следивост остварују еталонима вишег реда тачности.

4.1 Еталони РФ снаге

У уводном делу је било речи о потреби за еталонирањем мерне опреме, па и самих сензора снаге. Да би резултати мерења, без обзира на своје порекло били упоредиви, морају имати обезбеђену метролошку следивост до националног или међународног еталона. Један од начина остваривања следивости јесте еталонирање. Еталонирањем се резултат мерења доводи у везу са назначеном референцом (националним или међународним еталоном), путем непрекидног ланца поређења [38][39]. Ова веза се остварује најчешће низом поређења, који формирају ланац (пирамиду) следивости (слика 4.1).



Слика 4.1: Пирамида метролошке следивости

Када је у питању РФ снага, на врху пирамиде имамо дефиницију јединице ват, чија је физичка реализација остварена у виду примарних еталона националних метролошких

института. Примарни еталон РФ снаге је микрокалориметар. Он има најмању мерну несигурност и њега искључиво чувају национални метролошки институти (НМИ) широм света. Заједно са микрокалориметром се у пару користи секундарни термисторски еталон, којим се следивост са микрокалориметра преноси на еталоне нижег реда (референтне, радне итд.). С обзиром да чине врх пирамиде следивости, примарни еталони различитих националних метролошких института широм света се пореде ради утврђивања слагања њихових карактеристика. Тиме се одржава уједначеност карактеристика примарних еталона за РФ снагу широм света.

Сваки еталон који се налази у непрекидном ланцу следивости поседује своју мерну несигурност, коју преноси на еталоне нижег реда и на мерила. Сваки од еталона у ланцу следивости, поред осталих утицајних параметара, у своју мерну несигурност укључује и мерну несигурност еталона вишег нивоа (од кога успоставља следивост). Стога се мерна несигурност, почев од примарних еталона снаге, повећава при сваком следећем степену успостављања следивости све до мерила крајњих корисника, чија је мерна несигурност највећа [23].

Метролошке лабораторије које врше еталонирање (међу којима је и лабораторија МЛ 02 ТОЦ-а), своје референтне еталоне најчешће еталонирају у националним метролошким институтима или другим лабораторијама акредитованим према стандарду ISO/IEC 17025, које обезбеђују виши степен следивости (бољу мерну несигурност од оне коју остварују њихови референтни еталони). Што је пут до примарног еталона краћи (мањи је број поређења еталона у ланцу следивости), то је могућност остваривања мање мерне несигурности већа. Мерна несигурност коју остварује један еталон, зависи првенствено од његових карактеристика, али у великој мери и од мерне несигурности којом је он еталониран.

Национални метролошки институт наше земље је Дирекција за мере и драгоцене метале (ДМДМ). Он међутим, у својим мерним могућностима (енгл. *Measurement capabilities*) нема РФ/микроталасну снагу, па ни одговарајући еталон. Следивост РФ/микроталасне снаге у Србији је остварена преко референтног војног еталона за РФ/микроталасну снагу, који поседује управо метролошка лабораторија МЛ 02 Техничког опитног центра Војске Србије. Овај еталон има следивост до националног метролошког института Швајцарске METAS.

Еталонирање сензора снаге се врши периодично, а период између два еталонирања одређује корисник, најчешће на основу праћења стабилности његових карактеристика провераваних током претходних еталонирања. Најчешће је тај период краћи на самом почетку, тј. при набавци сензора, а касније се може продужити, уколико се установи његово стабилно понашање током периодичног еталонирања. Период између два еталонирања корисник може одредити и на основу позитивне праксе других лабораторија, докумената који препоручују интервале прегледа, на основу међупровера и сл.

Како се ова дисертација бави еталонирањем сензора РФ снаге у опсегу испод 10 MHz, у овом поглављу су поред еталона РФ снаге и метода еталонирања сензора, дате и теоријске основе еталона за АС напон, који је у дисертацији искоришћен као еталон РФ снаге. Дати су и примери његове примене у поређењу АС напона.

4.1.1 Микрокалориметри

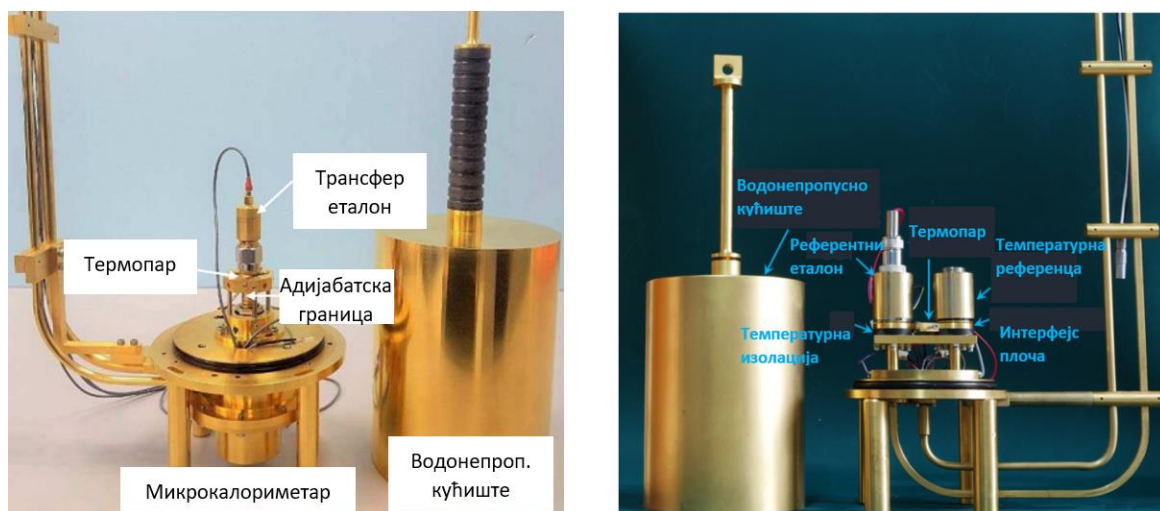
Микрокалориметри су врста калориметарских мерила снаге, који због својих претвараачких својстава спадају у ред примарних еталона РФ снаге. Као што је већ поменуто, они се чувају у националним метролошким институтима и служе за преношење следивости на еталоне нижег реда. Неизоставни елемент микрокалориметарског система је референтни сензор, познат и као трансфер еталон микрокалориметра. Овај сензор је најчешће болометарског типа, али његову улогу све чешће преузимају термопретвараачки сензори [25]. Референтни сензор представља секундарни еталон на кога се преноси следивост РФ снаге са микрокалориметра. Даље се референтни еталон користи за еталонирање других сензора снаге НМИ нижег реда, као и референтних еталона акредитованих метролошких лабораторија. Приликом еталонирања референтног еталона одређује се његова ефективна ефикасност.

Принцип рада микрокалориметра се заснива на DC супституцији, где се DC снага замењује примењеном РФ снагом [12][40][41][42]. Микрокалориметар, заједно са референтним еталонским сензором се смешта у изоловано, термостатирано купатило које може бити суво, или испуњено неким флуидом [25][43]. Референтни сензор је повезан на самобалансирајући ватметар тип 4 (описан у поглављу 3). Притом се на сензор доводи одређена DC снага, која загрева термистор, одржавајући његову отпорност на 200 Ω . Када се термистор температурно стабилише, на њега се доводи РФ снага. Сразмерно нивоу доведене РФ снаге, повратном петљом ватметра се смањује ниво доведене DC снаге, како би се отпорност термистора одржала константном, као и укупна дисипација снаге на термистору. Ватметар мери ову промену DC снаге, која представља DC супституисану снагу. Међутим, није сва РФ снага која се дисипирала на сензору претворена у супституисану снагу. Један део снаге се губи у спојевима, диелектрику, зидовима сензора и сл, али се не сме занемарити ни различито дејство DC и РФ снаге на термистор. Ови губици РФ снаге узрокују додатно загревање тела референтног сензора.

Да би се ефективна ефикасност сензора могла измерити, у микрокалориметар се уграђују термопарови (а све чешће и додатни термисторски сензор), којима се мери разлика температуре када није примењена РФ снага и при примењеној РФ снази. Односно, они мере укупну РФ снагу која је ушла у микрокалориметар, односно сензор [23]. Принцип мерења снаге микрокалориметром се заснива на чињеници да након примене корекције еквиваленције, апсорбована DC и РФ снага производе исту количину топлоте. Међутим, корекцију еквиваленције није лако одредити, јер је потребно узети све грешке у обзир, као што су губици у проводницима, губици услед различитих топлотних путева унутар микрокалориметра и референтног сензора и сл. [11].

Микрокалориметри се израђују као коаксијални (са конекторима типа N, 3,5 mm или 2,4 mm) или таласоводни, у зависности од фреквенцијског опсега који покривају. Таласоводи, коаксијални проводници и конектори су специјалне израде, како би се смањили губици услед неприлагођења. Данашњи микрокалориметри се реализују у фреквенцијском опсегу од 10 MHz до 110 GHz. У литератури се срећу и реализације од 1 MHz, али им је у подручју испод 10 MHz значајно смањена осетљивост [9]. Ефективна ефикасност сензора се најчешће мери на 10 mW, са врло малом несигурношћу (од 0,2% до 0,4%) за фреквенције од 50 MHz до 18 GHz, а до 1,6% у опсегу до 50 GHz [23].

Техника DC супституције микрокалориметара омогућава остваривање следивости РФ снаге до националног еталона за DC напон, који има значајно бољу мерну несигурност од еталона за РФ снагу. Микрокалориметри се чувају у многим европским националним метролошким институтима (Немачка, Енглеска, Италија итд.), као и у НМИ Индије, Кине, Мексика, САД итд. Поједини НМИ поседују више калориметара (коаксијални и таласоводни), како би њима покрили широк фреквенцијски опсег. На слици 4.2 је приказан изглед коаксијалног микрокалориметра реализованог у НМИ Мексика у опсегу од 50 MHz до 18 GHz (лево) [44] и таласоводног микрокалориметра реализованог у НМИ Кине у опсегу од 50 GHz до 75 GHz (десно) [43].



Слика 4.2: Таласоводни микрокалориметар реализован у НМИ Мексика (лево) и коаксијални микрокалориметар реализован у НМИ Кине (десно)

4.1.2 Референтни и трансфер еталони РФ снаге

Референтни еталони, као и трансфер еталони РФ снаге су намењени за мерење РФ снаге са великом тачношћу, а специјално су конструисани за пренос фактора еталонирања на сензоре нижег реда тачности. Референтни и трансфер еталон РФ снаге се најчешће производе у пару, у конфигурацији референтног и радног еталона. Референтним еталоном се врши пренос фактора еталонирања на радни (трансфер) еталон РФ снаге [45]. У овој дисертацији примењена је класификација еталона на примарне, секундарне, референтне и радне еталоне, на основу класификације заступљене у светским националним метролошким институтима и међу произвођачима еталонске опреме.

Референтни и трансфер еталони РФ снаге су претежно температурно стабилисани термисторски сензори. Ови сензори имају изразито добре карактеристике, као што су добра дуготрајна стабилност фактора еталонирања, велика линеарност, велика температурна стабилност, велика тачност мерења супституисане DC снаге. Референтни еталони су реализовани као завршни еталони снаге, који се могу користити за преношење следивости на радне еталоне или за веома тачна мерења РФ снаге, као што је мерење снаге референтног калибрационог извора ватметра 1 mW/50 MHz, слабљење адаптера и сл.

Трансфер еталони се састоје од термисторског сензора и разделника снаге са два отпорника и реализовани су као пролазни еталони за еталонирање завршних сензора (термисторских, термопретварачких и диодних сензора са ватметром). Трансфер еталони не могу самостално мерити снагу, већ представљају сензорски елемент са разделником и део су мерног система. Интерни разделник снаге трансфер еталона дели РФ снагу доведену на његов улаз, при чему је на једном крају интерног разделника испоручује еталонском сензору који врши њено претварање у супституисану DC снагу, док други крај разделника испоручује РФ снагу на сензорски прикључак.

За мерење супституисане снаге на излазу како референтног, тако и трансфер еталона снаге користи се самобалансирајући ватметар тип 4 и волтметар, описан у поглављу 3.1.1.2. Несигурност мерења снаге овим еталонима зависи и од тачности помоћне опреме која је део мерног система, али и од мерне несигурности којом су еталонирани. Мерна несигурност којом су одређени фактори еталонирања трансфер еталона одређена је мерним могућностима лабораторије која га еталонира. У случају трансфер еталона Tegam F1135A који поседује лабораторија МЛ 02, еталонираног у националном метролошком институту Швајцарске (METAS), за опсег од 10 MHz до 26,5 GHz несигурност фактора еталонирања износи од 0,45% до 2,2% за фактор покривања $k=2$.

Да би се остварила велика тачност мерења снаге, утицај неприлагођења и рефлексije је код ових еталона смањен изузетно квалитетним конекторима. Утицај температуре амбијента је минимизиран смештањем сензорског елемента у изоловано кућиште, чија се температура одржава константном (60 °C). На слици 4.3 је дат пример референтног еталона (лево) и трансфер еталона (десно) произвођача Tegam [34][45].

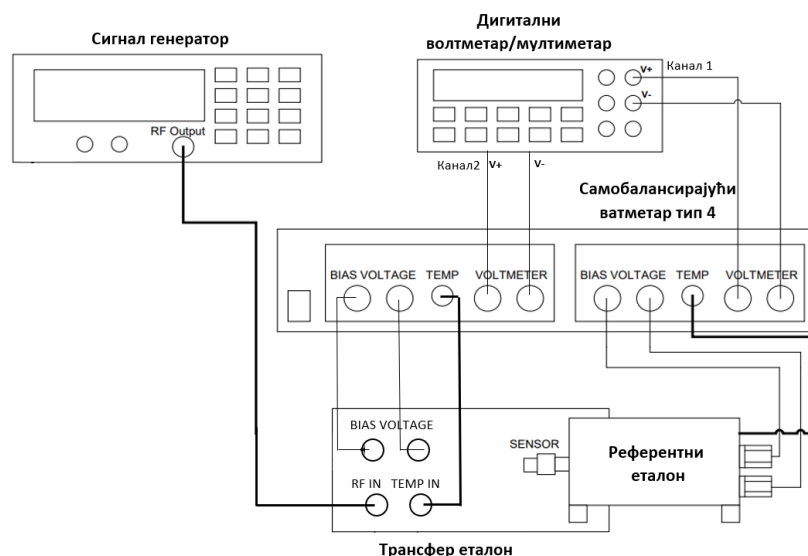


Слика 4.3: Референтни еталон РФ снаге Tegam M1135A (лево) и трансфер еталон РФ снаге Tegam F1135 (десно)

У случају трансфер еталона, снага се са генератора доводи на РФ улаз еталона, односно на улаз његовог интерног разделника снаге. Један крај разделника је везан на еталонски термисторски сензор унутар трансфер еталона, а други крај разделника на сензорски тест излаз (Sensor), предвиђен за повезивање сензора који се еталонирају (енгл. *Sensor Under Test, SUT*). Истовремено довођење једнаке снаге на еталонски сензор и SUT омогућава одређивање фактора еталонирања SUT-а. Разделник снаге трансфер еталона уноси слабљење од приближно 6 dB. Ово слабљење зависи од фреквенције, те је за најтачније мерење потребно одредити С-параметре разделника (симетрија разделника и еквивалентни коефицијент рефлексije сензорског прикључка, како би се осигурало да се на улазе еталонског сензора и SUT-а доводе што блискије вредности снаге.

Температурна стабилизација термисторског сензора врши се преко TEMP улаза посебним каблом повезаним на самобалансирајући ватметар. Супституисана DC снага, односно одговарајући DC напони на сензорском елементу (термистору) се мере преко прикључних напонских контаката (BIAS VOLTAGE).

Пример шеме везе еталонирања трансфер еталона снаге помоћу референтног еталона приказана је на слици 4.4. За истовремено мерење супституисане DC снаге на излазу сензора референтног еталона и трансфер еталона користи се двоструки самобалансирајући ватметар тип 4 и дигитални волтметар или мултиметар са два канала (или два засебна мултиметра). Фактор еталонирања трансфер еталона снаге K_{TE} обухвата карактеристику његовог интерног ослабљивача и сензора у целини, односно он дефинише ниво РФ снаге која се испоручи на сензорском тест прикључку.



Слика 4.4: Шема везе приликом еталонирања трансфер еталона помоћу референтног еталона РФ снаге

На основу израза (2.49), фактор еталонирања трансфер еталона K_{TE} се може дефинисати изразом:

$$K_{TE} = \frac{P_{STE}}{P_{gZ_0}} \quad (4.1)$$

где је P_{STE} супституисана DC снага на излазу сензора трансфер еталона измерена ватметром типа 4 и дефинисана изразом (3.7) као P_{DC} , а P_{gZ_0} је укупна РФ снага која се испоручује на сензорски тест прикључак, када је он затворен (прилагођен) оптерећењем чија је импеданса једнака карактеристичној импеданси система Z_0 [45][46]. С обзиром да се на тест прикључак доводи референтни еталон, упареност њихових импеданси је врло значајна за постизање боље мерне несигурности приликом еталонирања трансфер еталона снаге.

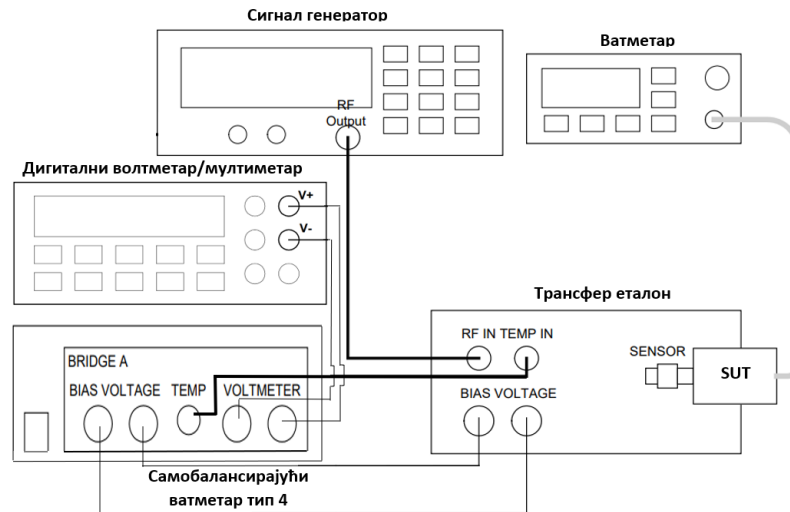
Уколико се са P_{SRE} означи супституисана DC снага на излазу референтног еталона измерена ватметром типа 4, а са K_{RE} фактор еталонирања референтног еталона, РФ снага која се испоручује на сензорски излаз када је на њега везан референтни еталон P_{gZ_0} је једнака:

$$P_{gZ_0} = P_{RF} = \frac{P_{SRE}}{K_{RE}} \quad (4.2)$$

Фактор еталонирања трансфер еталона је тада једнак [45][46]:

$$K_{TE} = K_{RE} \frac{P_{STE}}{P_{SRE}} \quad (4.3)$$

Трансфер еталони РФ снаге се користе у метролошким лабораторијама за преглед сензора снаге са ватметрима, како би се остварила њихова следивост до примарних еталона. Ови сензори снаге се претежно користе у привреди, али неретко и у метролошким и испитним лабораторијама, те се приликом еталонирања морају задовољити њихови захтеви за тачношћу. Пример еталонирања мерних сензора снаге помоћу трансфер еталона приказан је на слици 4.5.



Слика 4.5: Шема везе приликом еталонирања сензора снаге помоћу трансфер еталона

Сигнал са генератора се доводи на РФ улаз трансфер еталона, где се интерним разделником снаге води на еталонски сензор и тест излаз трансфер еталона. Сензор снаге који се еталонира (SUT) се везује на сензорски тест излаз трансфер еталона. Супституисана DC снага на излазу SUT-а мери се одговарајућим ватметром који мери вредност снаге P_W . DC снага на излазу еталонског сензора трансфер еталона P_{STE} се мери ватметром типа 4 и дигиталним волтметром (или мултиметром) и рачуна према изразу (3.7). Фактор еталонирања SUT-а се одређује као однос снаге на његовом излазу измерене ватметром и инцидентне РФ снаге која се испоручује на тест излаз трансфер еталона P_{RF} . Како се, аналогно изразу (4.2) P_{RF} може прорачунати као однос супституисане снаге на излазу сензора трансфер еталона измерене ватметром типа 4 (P_{STE}) и фактора еталонирања трансфер еталона K_{TE} , коначно се фактор еталонирања SUT-а добија према релацији:

$$K_{SUT} = \frac{P_W}{P_{RF}} = K_{TE} \frac{P_W}{P_{STE}} \quad (4.4)$$

Израз (4.4) подразумева идеално прилагођен тест излаз трансфер еталона [45][46], што у пракси није случај. Утицај неприлагођења, односно реалног коефицијента рефлексије SUT-а је разматран у поглављима 4.2.2.3 и 6.1.1.

Поред описаних еталона РФ снаге, као еталон се може користити неки од мерних сензора, било да су термисторски, термопретварачки или диодни. Чешће се овакви сензори користе у компарацији мерила или еталона, али уз обезбеђену следивост са малом мерном несигурношћу и задовољавајућим карактеристикама (пре свега по питању тачности и стабилности, али и малим коефицијентом рефлексије и великом линеарношћу) ови сензори могу заменити еталонске сензоре, уколико задовољавају потребне услове.

4.1.3 Термопретварачи

Премда нису типични еталони РФ снаге, термопретварачи могу под одређеним условима преузети њихову улогу, иако суштински чине трансфер еталоне АС напона. Разлог због кога они налазе место у овом поглављу је што метод којим се дисертација бави примењује термопретварач у функцији еталона РФ снаге у фреквенцијском опсегу испод 10 MHz. Овде је описан принцип рада и основне карактеристике термопретварача.

АС напон и струја на аудио-фреквенцијама се много тачније мере уколико се пореде са номинално једнаком и познатом вредношћу DC напона и струје. Поређење се обично врши уређајима који топлотну енергију претварају у еквивалентни електрични сигнал и који имају готово исти одговор на АС и DC сигнале, а то су термопретварачи напона (ТП, енгл. *Thermal Voltage Converter, TVC*).

Термопретварачи служе као трансфер еталони помоћу којих се следивост са еталона DC напона преноси на еталоне АС напона. Термопретварач може чинити један или више термопарова (термоелемената) и један или група отпорника у случају термопретварача који раде у широком опсегу наизменичних напона и струја [47][48]. Израда са два или више термопарова термопретварачима омогућава виши излазни напон.

Основни принцип рада термопретварача је следећи: На улаз термопретварача се доводи напон који загрева термоелемент, на чијем се другом крају јавља електромоторна сила пропорционална дисипираној снази на термоелементу. Термопретварач претвара улазни напон у DC напон пропорционалан ефективној вредности улазног напона. Термопретварачи се могу користити за претварање како АС напона, тако и АС струје. Овде ће се они посматрати са аспекта претварача напона.

Термопретварачи се користе као примарни еталони (трансфер еталони) АС напона. Примарни еталони се чувају у националним метролошким институтима и служе за преношење следивости на термопретвараче нижег реда тачности, АС калибраторе и волтметре. Претежно се израђују у опсегу напона од 0,1 V до 1000 V у фреквенцијском опсегу од неколико Hz до 1 GHz [49][50][51]. Посебну врсту термопретварача за претварање малих напона реда mV чине микропотенциометри [49]. Израђују се као уређаји широког напонског опсега са могућношћу аутоматског успостављања баланса (енгл. *auto balance*) и интерним DC извором, као што је серија 1600 произвођача Ballantine (слика 4.6 лево), али и у облику самосталних компоненти фиксног и релативно ужег напонског опсега, који претварају напон доведен из екстерног извора (слика 4.6 десно). Када је реч о термопретварачима као засебним компонентама, израђују се са једним улазом и са једним



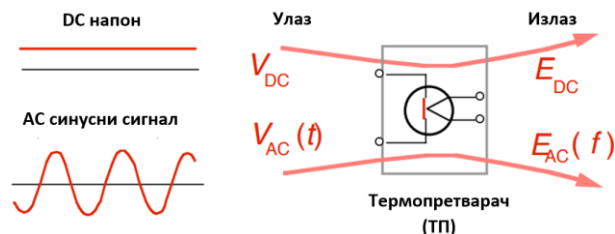
Слика 4.6: Изглед различитих типова термопретварача

или два излаза. Термопретварачи са два излаза имају уграђену симетричну Т-рачву (Т-конектор).

Термопретварачи се израђују са различитом улазном отпорношћу, како би се прилагодили на различите излазне отпорности мерних система на које се везују и она се најчешће креће од 50Ω до неколико $k\Omega$. Термопретварачи који се примењују у лабораторији МЛ 02 имају улазну отпорност 50Ω или 200Ω у зависности од примене.

Термопретварачима као трансфер еталонима АС напона се може успешно вршити поређење АС и DC напона са великом тачношћу чак до 10^{-7} до фреквенције 1 MHz . Међутим, како је сваки електрични систем осетљив на шуме из различитих извора, од којих су многи фреквенцијски зависни, неопходно је одредити и применити корекцију којом ће се ови утицаји елиминисати. Посебан проблем праве ни мало занемарљиви утицаји грејања и хлађења у улазном DC режиму (утицај Томсоновог и Пелтиеровог термоелектричног ефекта на АС/DC разлику је реда 10^{-6}). Ове ефекте је тешко избећи, али и одредити, те је мали број НМИ широм света успео да успостави примарни АС/DC трансфер еталон који ће бити фреквенцијски независан и елиминисати ове ефекте [52].

Термопретварачем се АС и DC напон пореде њиховим наизменичним довођењем на исти термоелемент унутар термопретварача, при чему се мери пораст температуре на њему (загревање услед Џулових губитака). Када се АС и DC напон који дају исту излазну снагу примене на улаз идеалног термопретварача, они изазивају исте електромоторне силе на његовом излазу (слика 4.7). Међутим, у случају реалног термопретварача, на вредност ових електромоторних сила утичу фреквенцијски зависне карактеристике грејача, као и ефекти загревања који не потичу од Џулових губитака.



Слика 4.7: Термопретварач као АС/DC трансфер еталон

Термопретвараче карактеришу два основна параметра: AC/DC разлика (енгл. *AC/DC transfer difference*) и грешка реверзирања (енгл. *DC reversal error*). AC/DC разлика термопретварача се дефинише изразом:

$$\delta_{AC/DC} = \frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}} \Big|_{E_{AC} = E_{DC}} \quad (4.5)$$

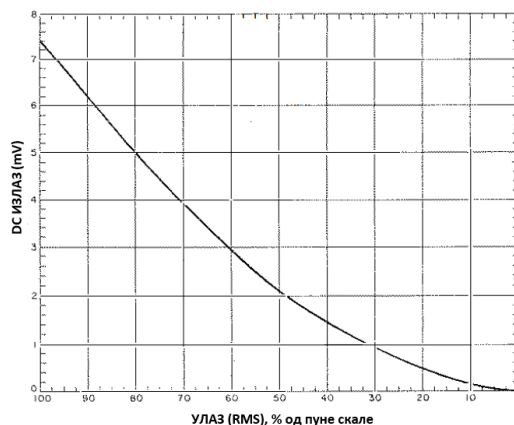
где V_{AC} и V_{DC} представљају AC и DC напоне на улазу термопретварача који узрокују исте електромоторне силе на његовом излазу ($E_{AC} = E_{DC}$) [9][52]. Као што код сензора снаге фактор еталонирања описује тачност претварања РФ снаге у супституисану снагу, тако и AC/DC разлика термопретварача представља његову разлику у конверзији AC и DC напона. Обе наведене карактеристике чине корекционе факторе који се морају познавати за тачно мерење снаге, односно напона.

Други значајни параметар термопретварача је грешка реверзирања и она се дефинише изразом [53][54]:

$$\delta_{DCr} = 2 \cdot \frac{V_{DC+} - |V_{DC-}|}{V_{DC+} + |V_{DC-}|} \Big|_{E_{DC+} = E_{DC-}} \quad (4.6)$$

где V_{DC+} и V_{DC-} представљају DC напоне различитих поларитета који су примењени на улаз термопретварача, за које су излазне електромоторне силе термопретварача једнаке ($E_{DC+} = E_{DC-}$). Грешка реверзирања може погоршати тачност AC/DC разлике тамо где је потребна велика тачност, а за примарне еталоне је типично мања од 0,005% [55][56].

Пример улазно-излазне карактеристике термопретварача дат је на слици 4.8. Вредност излазног напона термопретварача зависи од типа термопретварача (односно уграђеног термоелемента) и од његовог максималног декларисаног улазног напона. Излазни напон термопретварача је претежно реда неколико mV [57].

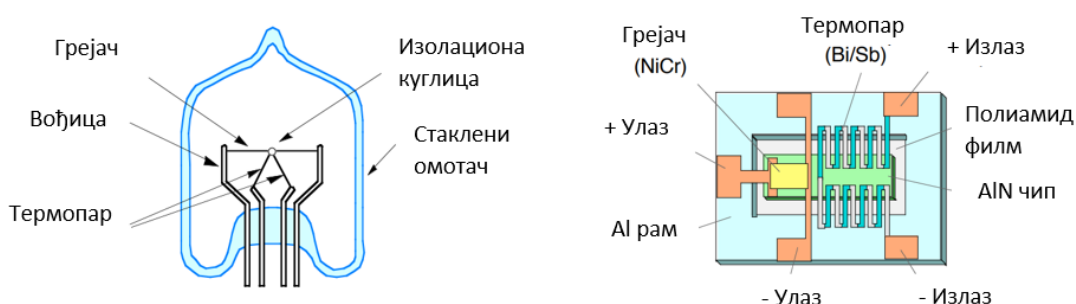


Слика 4.8: Улазно-излазна карактеристика термопретварача

На слици 4.8 се уочава да је улазно-излазна карактеристика термопретварача линеарнија у горњем делу његовог опсега рада, односно при улазном напону који је ближи декларисаном максималном улазном напону. Јасно је да је ризик од преоптерећења и уништења термопретварача већи уколико је улазни напон близак максималном декларисаном нивоу. Такође, при нижим улазним напонима, поред изражене нелинеарне карактеристике, смањена је осетљивост термопретварача, те се мање промене улазног

напона теже опажају на његовом излазу. На слици 4.8 је дат пример термопретварача максималног улазног напона 1 V, при коме би он на свом излазу дао нешто више од 7 mV. Уколико би се на улаз оваквог термопретварача довео напон од 0,3 V, он би на свом излазу дао око 1 mV. Овај напон је теже мерити, као и сваку мању промену улазног напона. Стога је најефикасније да се термопретварач користи при улазном напону вредности између 70% и 90% масималног декларисаног напона.

Најтачнији AC/DC трансфер еталони су реализовани коришћењем термопретварача. Термопретварачи са једним спојем (енгл. *Single-Junction Thermal Converter, SJTC*) су развијени педесетих година прошлог века. Структура типичног SJTC елемента је приказана на слици 4.9 (лево). Грејач у виду танке нити и термопар су затворени унутар стакленог омотача. Спој термопара је термички везан са средином грејача, али је од њега електрично изолован куглицом од стакла или керамике.



Слика 4.9: Структура SJTC (лево) и MJTC термопретварача (десно)

Термопретварачи са више спојева (енгл. *Multi-Junction Thermal Converter, MJTC*) су развијени седамдесетих и осамдесетих година прошлог века и дизајнирани су тако да потисну Томсонов и Пелтиеров ефекат. Ови ефекти су главни узрочници појаве AC/DC разлике приликом конверзије напона око 1 kHz. Пример структуре MJTC је дат на слици 4.9 (десно). Састављен је од више серијски везаних термопарава формираних на танкој полиамидној мембрани, ослоњеној на алуминијумски (Al_2O_3) рам. Грејач је смештен на чипу од алуминијум-нитрида (AlN), који се налази на полиамидној мембрани. Како је излазни напон MJTC-а већи него код SJTC-а, MJTC се могу користити при нижим температурама, дајући мању грешку услед термоелектричних ефеката. Нажалост, због дужине жице грејача, нису употребљиви на фреквенцијама изнад 10 kHz. Поред тога, врло их је тешко направити, те нису генерално доступни метролошким лабораторијама. Применом различитих материјала међу којима је и полиамид, поједини НМИ су проширили опсег употребе MJTC до 100 MHz, смањивши диелектричне губитке на вишим фреквенцијама [58].

Три основна разлога за појаву AC/DC разлике су [52]:

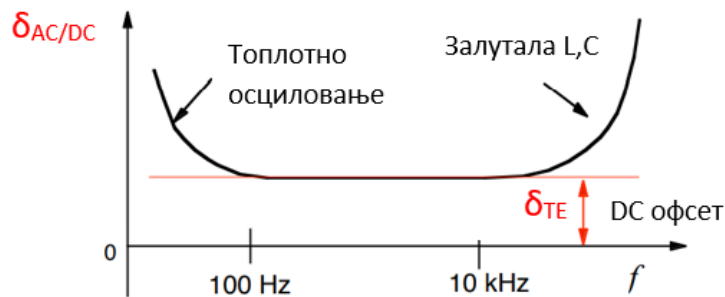
- 1) Термоелектрични ефекти (DC офсет): Када се једносмерна струја пропусти кроз грејач термопретварача, дуж грејача долази до загревања/хлађења услед термоелектричних ефеката, као што је Томсонов или Пелтиеров ефекат. У случају SJTC са стандардном конструкцијом, због термоелектричних ефеката се јавља AC/DC разлика од неколико ppm (енгл. *parts per milion*).

- 2) Карактеристика на високим фреквенцијама: У фреквенцијском опсегу изнад 10 kHz постају значајни скин ефекат проводника и залутала индуктивност и капацитивност у улазном колу. Скин ефекат топлог краја и унутрашњих вођица повећава АС отпорност и генерише више топлоте при АС него при DC напону. Када се SJTC елемент стандардног дизајна комбинује са отпорником од 1 kΩ за ограничење струје, утицај ове карактеристике на АС/DC разлику је реда 10^{-7} , 10^{-6} и 10^{-4} на фреквенцијама од 10 kHz, 100 kHz и 1 MHz.
- 3) Карактеристика на ниским фреквенцијама: Топлотна временска константа стандардног SJTC елемента је око 1 s. На фреквенцијама испод 100 Hz, услед недовољне топлотне инерције се јавља осциловање топлоте двоструком фреквенцијом. У случају стандардног SJTC, утицај овог ефекта на АС/DC разлику је реда величине 10^{-7} и 10^{-5} на фреквенцијама од 100 Hz и 10 Hz истим редоследом.

АС/DC разлика термопретварача у фреквенцијском опсегу од 100 Hz до 1 MHz је дата изразом (4.7), где $\delta_{LF}(f)$ представља компоненту на ниским фреквенцијама LF, $\delta_{HF}(f)$ компоненту на високим фреквенцијама HF, δ_{TE} термоелектричне ефекте, а f посматрану фреквенцију.

$$\delta_{AC/DC} \cong \delta_{LF}(f) + \delta_{HF}(f) + \delta_{TE} \quad (4.7)$$

Типична фреквенцијска карактеристика термопретварача је приказана на слици 4.10. Термоелектрични ефекти који се јављају у DC режиму дају фреквенцијски независан офсет АС/DC разлике. У опсегу од 100 Hz и 10 kHz доминира DC офсет узрокован топлотним ефектима који не зависи од фреквенције.



Слика 4.10: Фреквенцијска карактеристика термопретварача

DC карактеристике: У случају DC карактеристике, основни узрок промене са фреквенцијом јесте Томсонов ефекат другог реда. Када је Томсонов ефекат присутан, електрична струја утиче на ток топлоте и мења температурни градијент дуж грејача. Међутим, Томсонов ефекат првог реда се може лако елиминисати променом поларитета DC струје и узимањем њихове средње вредности. АС/DC разлику услед Томсонов ефекта другог реда није једноставно проценити, јер је потребно познавати поједине параметре као што су Томсонови коефицијенти, пораст температуре средишње тачке, електрична отпорност и топлотна проводност грејача. Термоелектрични ефекти се могу одредити експериментално применом брзог реверзног DC метода (енгл. *Fast reversed DC method*) [52][59]. Овај метод се примењује у појединим НМИ, а огледа се у брзој промени

поларитета DC струје (напона). Уколико се промена поларитета одвија довољно брзо у поређењу са термоелектричним временским константама (карактеристичним временским константама промене расподеле температуре услед Томсоновог и Пелтиеровог ефекта које зависе од структуре материјала од кога је направљен грејач), термоелектрични ефекти немају довољно времена да се развију током трајања једног поларитета струје, те се њихов утицај своди на нулу.

LF карактеристике: Када се на термопретварач примени синусни напон фреквенције f , загревање услед Џулових губитака се мења двоструком фреквенцијом, $2f$. Ако је фреквенција довољно висока, тј. временска константа τ је много дужа од периода загревање услед Џулових губитака ($\tau \gg 1/f$), варијација температуре постаје занемарљива због топлотне инерције грејача. На фреквенцијама испод 100 Hz, топлотна инерција грејача постаје недовољна да потисне двоструку фреквенцију топлотних осцилација. Топлотне осцилације узрокују AC/DC разлику термопретварача услед несавршености елемената SJTC, као што су: нелинеарност улазно-излазне карактеристике термопретварача, фреквенцијска зависност отпорности грејача и несавршено усредњавање напонског осциловања на излазу термопретварача. Прве две карактеристике су засноване на термичким особинама SJTC елемената и њихов утицај на AC/DC разлику је потребно експериментално одредити неком од постојећих метода, као што су метод упаривања импеданси или метод синтетизованог таласног облика, које се овде неће детаљније разматрати. У случају треће наведене карактеристике, њен утицај на AC/DC разлику се може смањити коришћењем нископропусног филтра или подешавањем времена интеграције на дигиталном мултиметру на вишеструку вредност улазне фреквенције.

HF карактеристике: Преко 10 kHz, LF карактеристика термопретварача због скин ефекта, диелектричних губитака, залутале индуктивности и капацитивности постаје значајнија у поређењу са термоелектричним ефектима. Изнад 100 kHz, фреквенцијска карактеристика доприноси више од 1 ppm и доминантно утиче на AC/DC разлику. Пошто импеданса улазног кола одређује фреквенцијску карактеристику термопретварача, прилично је важно дефинисати референтну раван улазног кола од које је AC/DC разлика дефинисана. Обично се референтна раван узима у центру T-рачве (за термопретвараче са интерном T-рачвом), директно повезане на улаз термопретварача. Конструкција појединих примарних еталона је специјално дизајнирана тако да се HF карактеристика прорачунава на основу њихове структуре и димензија.

Приликом карактеризације примарних националних трансфер еталона AC напона, ради постизања потребне тачности, врло је значајно одредити утицај појединих ефеката на појаву AC/DC разлике. Национални метролошки институти примењују различите методе за одређивање ових утицаја, као и за одређивање AC/DC разлике свог примарног еталона у фреквенцијском и напонском опсегу од интереса. Ова дисертација се не бави наведеним методима, већ начином употребе термопретварача приликом поређења AC напона.

4.2 Методи за еталонирање сензора РФ снаге

Као што је већ описано у поглављу 2.2.3, основни параметар који карактерише понашање сензора снаге јесте фактор еталонирања сензора K . Он се одређује према изразу (2.49). Иако се њиме може окарактерисати понашање било ког од описана три типа сензора

(термисторски, термопретварачки и диодни), он се ређе одређује код еталонских референтних сензора (термисторског и термопретварачког типа) у метролошким институтима. Параметар који се у том случају чешће примењује јесте ефективна ефикасност сензора η , која се израчунава на основу израза (2.48). Следивост РФ снаге се са микрокалориметара преноси управо одређивањем ефективне ефикасности референтног сензора, којим се даље еталонирају радни еталони. Веза између фактора еталонирања и ефективне ефикасности сензора дата је изразом (2.50).

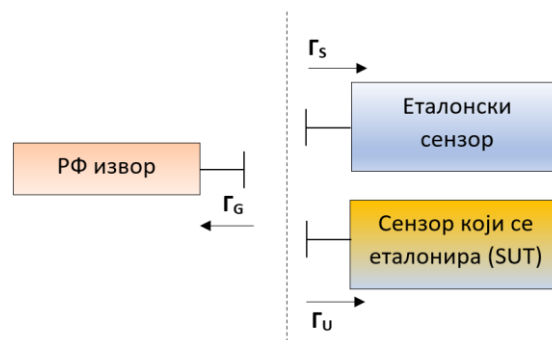
Други значајан параметар који описује карактеристике сензора јесте коефицијент рефлексије Γ , од чије вредности зависи утицај неприлагођења. Модуо коефицијента рефлексије ρ фигурише у изразу (2.50), што значи да фактор еталонирања обухвата комплетне губитке у претварању инцидентне снаге настале због несавршености конектора и његове импедансе, као и неидеалне супституције апсорбоване снаге унутар сензора. Познавање фактора еталонирања сензора на мерној фреквенцији је од великог значаја за постизање веће тачности мерења, а несигурност којом је фактор еталонирања одређен директно утиче на несигурност мерења снаге помоћу сензора.

Фактор еталонирања, као и ефективна ефикасност сензора, су параметри који зависе од фреквенције и нивоа снаге при коме се одређују. Њихова нестабилност током времена је разлог због кога се сензори снаге периодично еталонирају. Ниво снаге на коме се одређује фактор еталонирања је најчешће 1 mW (0 dBm), али он може имати и друге вредности у зависности од захтева корисника, али и мерних могућности лабораторије. У даљем тексту су приказани основни методи еталонирања сензора средње снаге са ватметром.

4.2.1 Поређење снага методом супституције

Основни метод за еталонирање сензора снаге јесте метод поређења или компарације [11][12]. Заснива се на поређењу снаге измерене сензором који се еталонира (тест сензор, SUT) и снаге измерене еталонским сензором. Она се реализује у неколико варијанти и оне су приказане у овом поглављу.

Најједноставнији метод поређења снага јесте применом супституције, где се еталонски и сензор који се еталонира наизменично везују на стабилан извор снаге (слика 4.11).



Слика 4.11: Поређење снага методом супституције

За реализацију овог метода је потребно да РФ извор генерише сигнал чији је ниво стабилан током времена. Уколико би оба сензора снаге имала идентичне коефицијенте рефлексије, они би апсорбовали исту снагу од извора. Међутим оваква претпоставка је оправдана само у случају врло грубих мерења, док је у случају еталонирања сензора потребно узети у обзир разлику коефицијената рефлексије сензора који се пореде, који се у пракси значајно разликују.

Овај метод се заснива на поређењу фактора еталонирања или ефективне ефикасности еталонског сензора (означен у даљем тексту са „S“ у индексу променљивих) и SUT (означен у даљем тексту са „U“ у индексу променљивих), што одговара односу снага измерених овим сензорима [57]. На основу израза за ефективну ефикасност (2.48) и израза за апсорбовану снагу у сензору (2.29) и (2.30), однос ефективне ефикасности SUT-а η_U и еталонског сензора η_S се може представити изразом (4.8) [60][61][62][63]:

$$\eta_U = \frac{\frac{P_{SU}}{P_{aU}}}{\frac{P_{sS}}{P_{aS}}} = \frac{\frac{P_{SU}}{P_{gZ_0}} \frac{1-|\Gamma_U|^2}{|1-\Gamma_U\Gamma_G|^2}}{\frac{P_{sS}}{P_{gZ_0}} \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_S\Gamma_G|^2}} = \frac{P_{SU}}{P_{sS}} \frac{1-|\Gamma_S|^2}{1-|\Gamma_U|^2} \frac{|1-\Gamma_U\Gamma_G|^2}{|1-\Gamma_S\Gamma_G|^2} \quad (4.8)$$

где је:

- P_{gZ_0} снага коју предаје прилагођен генератор (описан у поглављу 2.2.2.1),
- P_{sS}, P_{sU} супституисана снага на еталонском и SUT сензору коју мере одговарајући ватметри,
- P_{aS}, P_{aU} снага коју апсорбује еталонски и SUT сензор и
- $\Gamma_S, \Gamma_U, \Gamma_G$ коефицијент рефлексије еталонског сензора, SUT-а и генератора.

На основу израза (4.8) и познате вредности ефективне ефикасности еталонског сензора се једноставно може одредити ефективна ефикасност сензора који се еталонира као:

$$\eta_U = \eta_S \frac{P_{SU}}{P_{sS}} \frac{1-|\Gamma_S|^2}{1-|\Gamma_U|^2} \frac{|1-\Gamma_U\Gamma_G|^2}{|1-\Gamma_S\Gamma_G|^2} = \eta_S p M_1 M_2 \quad (4.9)$$

где p представља однос снаге коју измери SUT и еталонски сензор, а $M_1 M_2$ утицај неприлагођења. Уколико је уместо ефективне ефикасности познат фактор еталонирања еталонског сензора K_S , што је чешћи случај у пракси, тада се из израза (4.8) може извести однос снага супституисаних на SUT и еталонском сензору према изразу (4.10), а затим и фактор еталонирања SUT-а према изразу (4.11).

$$\frac{P_{sU}}{P_{sS}} = \frac{\eta_U}{\eta_S} \frac{1-|\Gamma_U|^2}{1-|\Gamma_S|^2} \frac{|1-\Gamma_S\Gamma_G|^2}{|1-\Gamma_U\Gamma_G|^2} = \frac{K_U}{K_S} \frac{|1-\Gamma_S\Gamma_G|^2}{|1-\Gamma_U\Gamma_G|^2} = \frac{K_U}{K_S} \frac{M_{SG}}{M_{UG}} \quad (4.10)$$

$$K_U = K_S \frac{P_{sU}}{P_{sS}} \frac{|1-\Gamma_U\Gamma_G|^2}{|1-\Gamma_S\Gamma_G|^2} = K_S \frac{P_{sU}}{P_{sS}} \frac{M_{UG}}{M_{SG}} = K_S \frac{P_{sU}}{P_{sS}} \frac{1-2|\Gamma_U||\Gamma_G| \cos(\theta_U+\theta_G)+|\Gamma_U|^2|\Gamma_G|^2}{1-2|\Gamma_S||\Gamma_G| \cos(\theta_S+\theta_G)+|\Gamma_S|^2|\Gamma_G|^2} \quad (4.11)$$

У изразу (4.10) K_U представља фактор еталонирања SUT-а, а M_{SG} и M_{UG} су фактор неприлагођења између еталонског сензора и генератора, односно између SUT-а и генератора. Највећи проблем представља коефицијент рефлексије генератора, чија је вредност велика. Факторе неприлагођења је најчешће тешко прорачунати, јер захтевају познавање фазе коефицијената рефлексије $\Gamma_S, \Gamma_U, \Gamma_G$ ($\theta_S, \theta_U, \theta_G$), те се урачунавају у мерну несигурност еталонирања сензора. Уколико се пак измере, односно уколико се познају комплексне вредности ових коефицијената рефлексије, мерна несигурност услед неприлагођења ће се значајно смањити, али не и потпуно елиминисати, због утицаја несигурности којом су ови коефицијенти измерени.

У случају када се не врши корекција резултата фактора еталонирања услед неприлагођења према изразу (4.11), укупна несигурност еталонирања сензора је знатно већа. Неприлагођење у овом случају игра кључну улогу и његов утицај је доминантан. Тада се овај метод користи за грубе процене фактора еталонирања сензора и чешће се примењује у случају крајњих корисника, у индустрији и привреди уопште, али не и у метролошким лабораторијама где се захтева нижа мерна несигурност.

За постизање ниже мерне несигурности и пре свега смањење утицаја неприлагођења, описани метод се може унапредити на два начина. Први начин је да се између генератора и сензора уметне тјунер са прорезаним мерним водом. Тјунером се вредност коефицијента рефлексије генератора може смањити тако да буде врло близак нули. У том случају однос M_{UG} и M_{SG} у изразу (4.11) је приближно једнак 1, и тада се практично утицај неприлагођења може занемарити. Тада је вредност фактора еталонирања SUT-а једнак производу K_S и односа снага P_{SU}/P_{SS} . Недостаци овог метода су што је осетљив на нестабилност нивоа сигнала са генератора, а подешавање тјунера може бити компликовано и успоравати процес мерења.

Други начин смањења утицаја неприлагођења је применом дирекционог спрежника (каплера). Дирекциони спрежник се поставља између генератора и сензора ради стабилизације нивоа генератора, али и да би се еквивалентни коефицијент рефлексије генератора смањио (био близак нули), а однос M_{UG} и M_{SG} био приближно једнак јединици. Да би се то постигло, спрежник мора бити веома квалитетан, са великом директивношћу и малим коефицијентом рефлексије својих грана. Међутим, спрежници најчешће не могу да остваре ове перформансе у читавом опсегу свог рада, већ су оне заступљене у релативно уском фреквенцијском опсегу.

Поред описаног метода поређења снага помоћу супституције, постоје и методи који представљају њихову комбинацију, што подразумева примену спрежника за стабилизацију нивоа сигнала генератора и тјунера. Један од њих је метод изједначавања снаге, којом се постиже врло мала несигурност (око 0,2%)[64]. Овакви методи, упркос малој мерној несигурности, подразумевају скупу мерну опрему добрих карактеристика, дуготрајна мерења и слабу флексибилност система. Они се претежно примењују у националним метролошким институтима приликом еталонирања или компарације еталона, где се захтева мала мерна несигурност, те нису детаљније разматрани у овој дисертацији.

4.2.2 Метод поређења снага применом разделника снаге

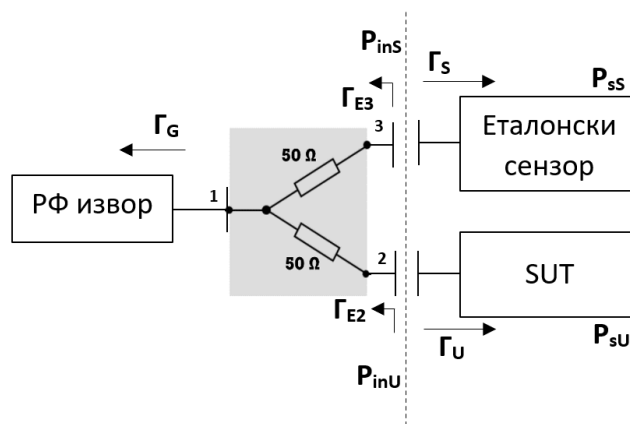
Да би метод поређења снага имао широку употребу и омогућио побољшање мерне несигурности, односно смањење утицаја неприлагођења, и обезбедио брже и једноставније мерење односа две снаге, у мерни систем приказан на слици 4.11 је уведен разделник снаге (енгл. *Power Splitter*) са два отпорника. Овакав разделник снаге има задатак да побољша прилагођење извора сигнала приликом стабилизације сигнала, и при мерењу односа две снаге.

Примена двоотпорног разделника довела је до настанка два нова метода поређења снага и то [60][61][62][65]:

- метод истовременог (паралелног) поређења снага применом разделника снаге и
- метод наизменичног поређења снага применом разделника снаге.

4.2.2.1 Метод истовременог поређења снага применом разделника снаге

Овај метод се огледа у истовременом мерењу снаге на еталонском и тест сензору применом разделника снаге са два отпорника. Притом се на улаз разделника (порт 1) доводи снага са РФ извора (сигнал генератора), а на излазне портове разделника се прикључују еталонски сензор (порт 3) и сензор који се еталонира, тј. SUT (порт 2) према слици 4.12.



Слика 4.12: Метод истовременог поређења снага помоћу разделника снаге

Супституисана снага еталонског сензора (P_{SS}) и SUT-а (P_{SU}) се мери одговарајућим ватметрима. Снаге на излазним портovima 2 и 3 одговарају инцидентној снази на улазу еталонског сензора (P_{inS}) и SUT-а (P_{inU}). Применом С-параметара мреже и израза (2.49) за фактор еталонирања, однос снаге измерене SUT-ом и еталонским сензором се може представити као [60][62]:

$$\frac{P_{SU}}{P_{SS}} = \frac{P_{inU}}{P_{inS}} \frac{K_U}{K_S} \quad (4.12)$$

$$\frac{P_{inU}}{P_{inS}} = \left| \frac{k_2}{k_3} \right|^2 \cdot \left| \frac{S_{21}}{S_{31}} \right|^2 \cdot \frac{\left| 1 - (S_{33} - \frac{S_{23}S_{31}}{S_{21}})\Gamma_S \right|^2}{\left| 1 - (S_{22} - \frac{S_{32}S_{21}}{S_{31}})\Gamma_U \right|^2} \quad (4.13)$$

$$\frac{P_{sU}}{P_{sS}} = \left| \frac{S_{21}}{S_{31}} \right|^2 \cdot \frac{\left| 1 - (S_{33} - \frac{S_{23}S_{31}}{S_{21}})\Gamma_S \right|^2}{\left| 1 - (S_{22} - \frac{S_{32}S_{21}}{S_{31}})\Gamma_U \right|^2} \cdot \frac{K_U}{K_S}, \quad \text{за } \frac{k_2}{k_3} = 1 \quad (4.14)$$

Како је разделник снаге компонента са три порта, индекси С-параметара S_{ij} узимају вредности $i, j = 1, 2, 3$. Однос k_2/k_3 се апроксимира вредношћу један, а укључује утицај померања каблова, поновљивост при спајању конектора и сл. Овај однос је обухваћен укупном мерном несигурношћу поређења снага.

Уколико се еквивалентни (ефективни) коефицијент рефлексије генератора на портovima 2 и 3 разделника (Γ_{E2} и Γ_{E3}) дефинише изразом (4.15), тада се израз (4.14) може свести на релацију (4.16)[23]:

$$\Gamma_{E2} = S_{22} - \frac{S_{32}S_{21}}{S_{31}}; \quad \Gamma_{E3} = S_{33} - \frac{S_{23}S_{31}}{S_{21}} \quad (4.15)$$

$$\frac{P_{sU}}{P_{sS}} = \left| \frac{S_{21}}{S_{31}} \right|^2 \cdot \frac{\left| 1 - \Gamma_{E3}\Gamma_S \right|^2}{\left| 1 - \Gamma_{E2}\Gamma_U \right|^2} \cdot \frac{K_U}{K_S} \quad (4.16)$$

На основу израза (4.16) се може извести фактор еталонирања тест сензора (SUT-а) као:

$$K_U = K_S \frac{P_{sU}}{P_{sS}} \cdot \left| \frac{S_{31}}{S_{21}} \right|^2 \cdot \frac{\left| 1 - \Gamma_{E2}\Gamma_U \right|^2}{\left| 1 - \Gamma_{E3}\Gamma_S \right|^2} \quad (4.17)$$

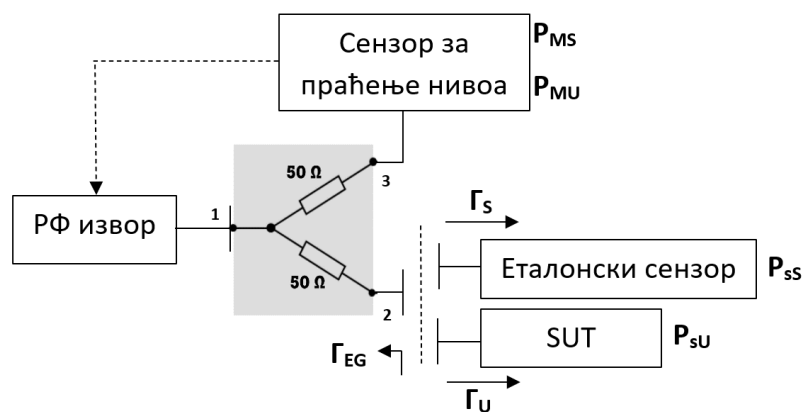
Из израза (4.17) се види да је за комплетно израчунавање фактора еталонирања SUT-а потребно познавати С-параметре разделника, као и комплексну вредност коефицијента рефлексије еталонског сензора и SUT-а. Ове вредности се могу измерити векторским анализатором мреже. Међутим, ови уређаји имају велику цену, нарочито уколико покривају широк фреквенцијски опсег и имају малу мерну несигурност, те многим корисницима мерне опреме, па и метролошким лабораторијама нису доступни. У том случају, утицај рефлексије еталонског и тест сензора, као и С-параметара разделника, се мора урачунати у мерну несигурност.

Овде би требало истаћи да је, у односу на основни метод поређења снага приказан на слици 4.11, код кога фигурише коефицијент рефлексије генератора Γ_G , чија је вредност релативно велика, у овом методу он замењен еквивалентним коефицијентима генератора Γ_{E2} и Γ_{E3} знатно ниже вредности који зависе од карактеристика разделника, те је овим методом утицај неприлагођења генератора значајно смањен.

Иако су разделници снаге претежно симетрични ($S_{31} = S_{21}$), потпуна елиминација утицаја симетрије разделника се може остварити додатним мерењем односа снага, уз замену излаза разделника и усредњавањем добијених резултата фактора еталонирања SUT-а, при чему се однос S_{31}/S_{21} може свести на јединицу.

4.2.2.2 Метод наизменичног поређења снага применом разделника снаге

Метод наизменичног поређења снага применом разделника снаге представља други начин примене разделника снаге у еталонирању сензора. Овај метод, као и претходно описан метод истовременог поређења снага, има за циљ да се утицаји неприлагођења што више смање и избегне потреба за мерењем коефицијента рефлексије генератора, које може бити врло компликовано. Извор РФ сигнала се и у овом методу прикључује на улазни порт разделника (слика 4.13). На порт 2 разделника се првобитно везује еталонски (референтни) сензор, а потом и тест сензор (SUT). На порту 3 је константно везан сензор за мониторинг (контролу) нивоа улазног РФ сигнала. У даљем тексту, параметри који се односе на сензор за мониторинг у индексу имају ознаку „М“. Снага коју мере ова три сензора мери се одговарајућим ватметрима.



Слика 4.13: Метод наизменичног поређења снага помоћу разделника снаге

Приликом поступка мерења, на излаз 2 разделника се првобитно везује еталонски сензор познатог фактора еталонирања K_S , који мери снагу P_{SS} , при чему истовремено сензор за праћење улазног нивоа мери снагу P_{MS} . Затим се еталонски сензор на излазу 2 разделника замењује тест сензором, чији се фактор еталонирања одређује. Овај сензор мери снагу P_{SU} , док истовремено у грани 3 разделника сензор за контролу нивоа мери снагу P_{MU} . На слици 4.13, Γ_{EG} представља еквивалентни коефицијент рефлексије генератора на порту 2 разделника, који зависи искључиво од карактеристика разделника, а једнак је:

$$\Gamma_{EG} = S_{22} - \frac{S_{32}S_{21}}{S_{31}} \quad (4.18)$$

Однос снага измерених SUT-ом (P_{SU}) и сензором за контролу нивоа (P_{MU}) када је на излазу 2 разделника везан SUT је одређен инцидентним снагама на улазу ова два сензора (P_{inU} и P_{inMU}) и њиховим факторима еталонирања K_U и K_M према изразу (4.19) [61][62]:

На исти начин се добија однос снага измерених еталонским сензором (P_{SS}) и сензором за контролу нивоа (P_{MS}), када је на излазу 2 разделника везан еталонски сензор:

$$\frac{P_{SU}}{P_{MU}} = \frac{P_{inU}}{P_{inMU}} \frac{K_U}{K_M} \quad (4.19)$$

$$\frac{P_{SS}}{P_{MS}} = \frac{P_{inS}}{P_{inMS}} \frac{K_S}{K_M} \quad (4.20)$$

где су P_{inS} и P_{inMS} инцидентне снаге на улазу еталонског и мониторинг сензора, а K_S и K_M њихови фактори еталонирања. На основу израза (4.16), (4.19) и (4.20) се може израчунати фактор еталонирања SUT-а као:

$$K_U = K_S \frac{P_{SU}}{P_{MU}} \frac{P_{MS}}{P_{SS}} \cdot \frac{|1-\Gamma_{EG}\Gamma_U|^2}{|1-\Gamma_{EG}\Gamma_S|^2} \quad (4.21)$$

Када се упореде изрази (4.21) и (4.17), закључује се да је за израчунавање фактора еталонирања SUT-а у методу истовременог поређења снага потребно познавати све С-параметре разделника снаге, будући да обе гране разделника утичу на неприлагођење генератора (Γ_{E2} и Γ_{E3}). У случају метода наизменичног поређења снага, само грана 2 разделника утиче на прилагођење генератора (Γ_{EG}). То значи да се не морају одређивати сви С-параметри разделника, већ само они који фигуришу у Γ_{EG} . На основу наведеног, метод истовременог поређења снага применом разделника снаге се претежно користи тамо где није могуће вршити корекцију услед неприлагођења (јер нису познати сви С-параметри разделника) и где се не захтева велика тачност. Ипак, предност овог метода је у бржем и једноставнијем процесу мерења у односу на метод наизменичног поређења. Метод наизменичног поређења снага применом разделника снаге се примењује када се захтева велика тачност и када је могуће вршити корекцију неприлагођења. Овај метод је, међутим нешто компликованији и захтева више времена.

Примена разделника снаге са два отпорника добрих карактеристика (мала вредност коефицијента реглесије појединих портова и готово идеална симетрија), доноси побољшања метода поређења снага кроз следеће:

- Постиге се значајно боље прилагођења извора сигнала, које је једнако еквивалентном коефицијенту рефлесије генератора. Прилагођење извора притом зависи само од карактеристика разделника снаге (његових С-параметара), али не и од коефицијента рефлесије генератора. Еквивалентни коефицијент рефлесије генератора је значајно мањи од велике вредности коефицијента рефлесије генератора ($\Gamma_{EG} \ll \Gamma_G$).
- Утицај симетрије разделника се може елиминисати заменом грана разделника или петљом за контролу нивоа снаге, којом се могу надоместити евентуалне варијације ефективне излазне снаге извора, при чему се може претпоставити да је $S_{31} = S_{21}$.
- Уз претпоставку да је $S_{32} = S_{22}$, петља за контролу нивоа снаге може надокнадити све евентуалне варијације снаге настале услед рефлесије на порту 2. Практично то значи да се део снаге који се рефлектује од оптерећења на излазу 2 преноси кроз разделник на порт 3, односно свака промена снаге услед рефлесије на порту 2 се „види“ на порту 3, који служи за контролу нивоа снаге.

Методи поређења снага применом разделника снаге са два отпорника су најзаступљенији методи који чине добар компромис између скувих система за еталонирање сензора снаге велике тачности (микрокалориметри, трансфер еталони) и приступачније мерне опреме, чија се мерна несигурност може унапредити управо применом разделника. С обзиром да су поједини типови разделника снаге изузетних

метролошких карактеристика, ови методи су и те како прихватљиви за одређивање фактора еталонирања сензора снаге, чак и када параметри разделника нису познати. Добре карактеристике разделника снаге (да је разделник приближно симетричан и реципрочан) омогућавају увођење одређених апроксимација, односно да је $S_{33} = S_{22}$, $S_{31} = S_{21}$, $S_{32} = S_{23}$ и $S_{22} = S_{32}$, при чему се претпоставља да је примењени разделник приближно идеалан. Тада су вредности еквивалентних коефицијената рефлексије генератора Γ_{E2} , Γ_{E3} и Γ_{EG} дефинисани изразима (4.15) и (4.18) једнаки:

$$\Gamma_{E2} = \Gamma_{E3} = \Gamma_{EG} = S_{22} - \frac{S_{32}S_{21}}{S_{31}} = S_{33} - \frac{S_{23}S_{31}}{S_{21}} \quad (4.22)$$

На основу израза (4.22) може се извести поједностављени израз за одређивање вредности фактора еталонирања SUT-а методом истовременог поређења снага као:

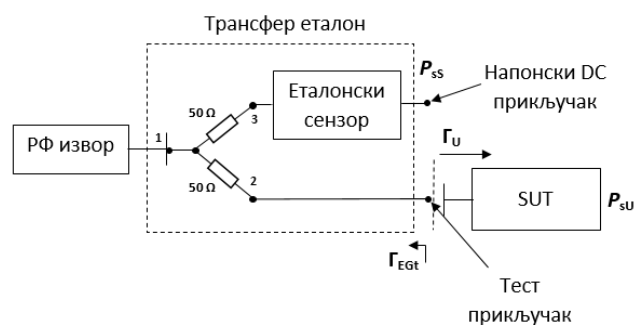
$$K_U = K_S \cdot \frac{P_{sU}}{P_{sS}} \cdot \frac{|1 - \Gamma_{EG}\Gamma_U|^2}{|1 - \Gamma_{EG}\Gamma_S|^2} \quad (4.23)$$

У случају идеалног разделника, еквивалентни коефицијент рефлексије генератора је једнак нули, што значи да нема неприлагођења. У пракси је он ипак различит од нуле, али се одабиром квалитетних разделника може минимизовати.

Примена разделника снаге обезбеђује боље прилагођење генератора од метода поређења директном супституцијом, али не толико добро као метод са каплером или тјунером. Методи поређења снага са применом разделника, ипак, због своје једноставности, флексибилности и прихватљиве мерне несигурности представљају добар избор у већини мерења односа снага, па и приликом еталонирања или поређења сензора снаге.

4.2.2.3 Метод еталонирања сензора применом трансфер еталона РФ снаге

Карактеристике метода истовременог и наизменичног поређења снага применом разделника снаге су обједињене и методу еталонирања сензора применом трансфер еталона РФ снаге. У поглављу 4.1.2. је описан поступак еталонирања сензора помоћу трансфер еталона РФ снаге, а на слици 4.5 је приказана и шема везе мерног система.



Слика 4.14: Упростићена блок шема еталонирања сензора снаге применом трансфер еталона РФ снаге

Трансфер еталон у себи садржи еталонски термисторски сензор фиксно везан за једну грану разделника снаге са два отпорника, док се у другу грану разделника, на сензорски тест прикључак везује сензор који се еталонира, односно SUT [45]. Међутим, за разлику од наизменичног поређења снага, у овом методу се истовремено мере снаге на еталонском сензору и SUT-у, док је еталонски сензор константно везан у једну грану разделника. У грану 1 разделника (РФ улаз трансфер еталона) се доводи РФ извор. Упрошћена шема еталонирања сензора применом трансфер еталона је дата на слици 4.14.

Уколико се претпостави да је еталонски сензор везан у грану 3 разделника, тада је еквивалентни коефицијент рефлексије тест прикључка трансфер еталона Γ_{EGt} према изразу (4.18) једнак:

$$\Gamma_{EGt} = S_{22} - \frac{S_{32}S_{21}}{S_{31}} \quad (4.24)$$

Специфичност трансфер еталона снаге се огледа у његовом фактору еталонирања K_{TE} који обухвата не само карактеристике еталонског сензора, већ и карактеристике његовог разделника снаге. Односно, он обухвата несигурност неприлагођења између разделника и еталонског сензора, као и симетрију разделника. Уколико се тест прикључак трансфер еталона посматра као прилагођени РФ извор снаге P_{gZ_0} , фактор еталонирања трансфер еталона се може представити изразом (4.1), односно $K_{TE} = \frac{P_{STE}}{P_{gZ_0}}$, при чему је P_{STE} супституисана DC снага на еталонском сензору трансфер еталона. На основу израза (4.1), израза (2.27) за инцидентну снагу на улазу пријемника, тј. SUT-а (P_{inU}) и израза за снагу прилагођеног генератора P_{gZ_0} (2.30), фактор еталонирања SUT-а (K_U) се може одредити као:

$$K_U = \frac{P_{sU}}{P_{inU}} = \frac{P_{sU}}{P_{gZ_0}} |1 - \Gamma_U \Gamma_{EGt}|^2 = K_{TE} \cdot \frac{P_{sU}}{P_{STE}} \cdot |1 - \Gamma_U \Gamma_{EGt}|^2 \quad (4.25)$$

На основу израза (4.25) се види да је за комплетно израчунавање K_U потребно познавати комплексне вредности С-параметара разделника трансфер еталона који фигуришу у изразу (4.24), као и коефицијента рефлексије SUT-а (Γ_U). Део израза $|1 - \Gamma_U \Gamma_{EGt}|^2$ представља неприлагођење SUT-а и трансфер еталона. Уколико је оно познато, односно ако се мере одговарајући С-параметри и коефицијент рефлексије, може се извршити корекција неприлагођења и тада ће мерна несигурност еталонирања SUT-а зависити од несигурности мерења ових комплексних параметара. Уколико се корекција не врши, она се мора урачунати у укупну мерну несигурност.

Метод еталонирања сензора применом трансфер еталона РФ снаге је примарни метод еталонирања сензора снаге у лабораторији МЛ-02. Преношење следивости са трансфер еталона се врши преко његовог фактора еталонирања, који се одређује у екстерној акредитованој лабораторији или националном метролошком институту. Сертификат (уверење) о еталонирању трансфер еталона садржи податке о његовом фактору еталонирања и о модулу еквивалентног коефицијента рефлексије у захтеваном фреквенцијском опсегу. Како МЛ 02 нема могућност мерења комплексне вредности коефицијента рефлексије SUT-а, она не врши корекцију услед неприлагођења, већ је урачунава у мерну несигурност еталонирања сензора.

4.2.2.4 Метод еталонирања трансфер еталона РФ снаге

Иако је у трансфер еталону РФ снаге садржан еталонски термисторски сензор, његово еталонирање, односно одређивање његовог фактора еталонирања односи се на трансфер еталон као целину. Како је поменуто, фактор еталонирања трансфер еталона не обухвата само карактеристике еталонског сензора, већ и разделника снаге. Упрошћена шема еталонирања трансфер еталона је идентична шеми приказаној на слици 4.14, са разликом што се на тест прикључак трансфер еталона везује референтни еталон, најчешће специјално намењен за еталонирање одговарајућег типа трансфер еталона са којим је упарен, обезбеђујући минимално неприлагођење [46]. Еталонирање трансфер еталона се изводи у добро опремљеним метролошким лабораторијама или националним метролошким институтима, чији референтни еталон има следивост до НМИ.

С обзиром да РФ излаз трансфер еталона у пракси никада није идеално прилагођен референтним еталоним, вредност еквивалентног коефицијента рефлексije Γ_{EGt} и коефицијента рефлексije референтног еталона Γ_S је ипак различита од нуле. Стога се инцидентна снага на улазу референтног еталона, односно на тест прикључку трансфер еталона (P_{iS}) може написати као:

$$P_{iS} = \frac{P_{GZ_0}}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{EGt}|^2} \quad (4.26)$$

На основу израза (4.1) и (4.26), добија се израз за фактор еталонирања трансфер еталона:

$$K_{TE} = \frac{P_{subTE}}{P_{GZ_0}} = \frac{P_{subTE}}{P_{iS} |1 - \Gamma_S \Gamma_{EGt}|^2} = K_S \cdot \frac{P_{subTE}}{P_{subS} |1 - \Gamma_S \Gamma_{EGt}|^2} \quad (4.27)$$

где је P_{subTE} супституисана DC снага на излазу сензора трансфер еталона, P_{subS} супституисана DC снага на излазу референтног еталона, P_{iS} инцидентна снага на тест излазу трансфер еталона, K_S фактор еталонирања референтног еталона.

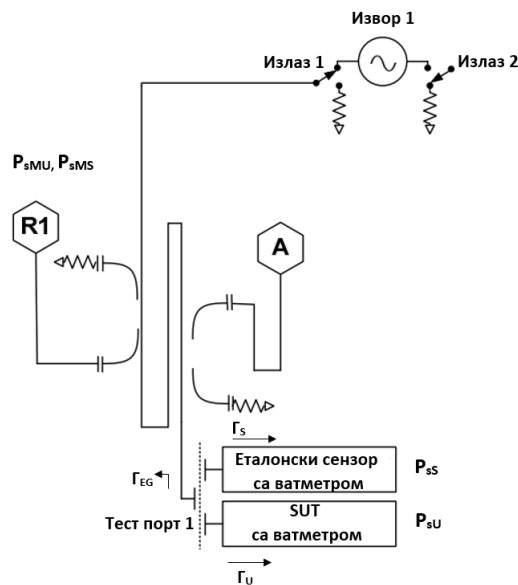
Ако су ρ_S и ρ_{EGt} модули коефицијената рефлексije Γ_S и Γ_{EGt} , а θ_S и θ_{EGt} њихове фазе, фактор еталонирања трансфер еталона се може представити изразом (4.28) [46]:

$$K_{TE} = K_S \cdot \frac{P_{subTE}}{P_{subS} (1 - 2\rho_S \rho_{EGt} \cos(\theta_S + \theta_{EGt}) + \rho_S^2 \rho_{EGt}^2)} \quad (4.28)$$

Као и случају претходно описаних метода, и овде је за постизање велике тачности потребно мерити комплексне вредности Γ_S и Γ_{EGt} . Еквивалентни коефицијент рефлексije генератора је дефинисан изразом (4.24). Како се референтни еталон производи тако да обезбеди минимално неприлагођење, а имајући у виду добре метролошке карактеристике трансфер еталона и референтног еталона, утицај неприлагођења у овом случају неће бити велики. Ипак, како је реч о еталонирању радног еталона са кога се преноси следивост на еталоне нижег реда и мерила, пожељно је да овај поступак буде реализован са што мањом несигурношћу.

4.2.3 Метод еталонирања сензора РФ снаге применом векторског анализатора мреже

Поред описаних метода, алтернативно се сензори снаге могу еталонирати помоћу векторског анализатора мреже. Овакав метод се заснива на методу директног поређења снага, с тим што VNA у себи обједињује више елемената мерног система, међу којима су генератор, дирекциони спрежник и део за мерење снаге (пријемник). Уједно VNA омогућава мерење појединих С-параметара који утичу на мерну несигурност овог метода. Један од начина еталонирања сензора помоћу VNA описан је у литератури [66][67] и приказан је на слици 4.15.



Слика 4.15: Упростиена шема еталонирања сензора применом векторског анализатора мреже

Пријемник R1 везан за бочну грану интерног дирекционог спрежника мери тзв. мониторинг снагу у случају када је на тест порт 1 векторског анализатора мреже прикључен еталонски сензор (P_{sMS}) и када је прикључен SUT (P_{sMU}). Пријемник R1 има функцију референтног сензора. Овакав систем и даље захтева еталонски сензор познатог фактора еталонирања, како би се одредила снага испоручена на тест порту 1. Првобитно се VNA калибрише калибрационим сетом на тест порт 1, при чему се одређује еквивалентно прилагођење извора сигнала. Затим се еталонски сензор и SUT везују на тест порт, при чему се на њиховом излазу добија DC супституисана снага коју мери ватметар. Фактор еталонирања SUT-а се одређује на основу израза (4.21).

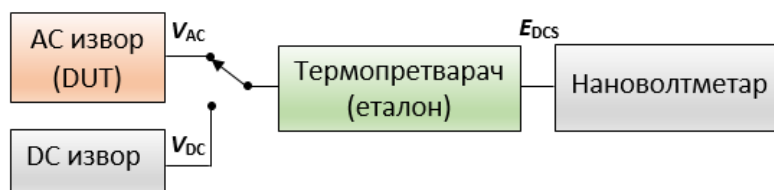
Метод еталонирања сензора који се заснива на примени векторског анализатора мреже има предност што се истовремено може извршити мерење и корекција несигурности неприлагођења. С обзиром да се као еталон и даље примењује екстерни сензор добрих карактеристика и обезбеђене метролошке следивости, овде VNA својим интерним каплером обезбеђује боље прилагођење извора снаге и уједно врши контролу нивоа својим интерним сензором у оквиру пријемника. Према томе, VNA замењује разделник снаге, сензор за мониторинг са ватметром и генератор коришћене у методу наизменичног поређења снага (слика 4.13). Међутим, метод је применљив у

лабораторијама које већ поседују VNA и свакако не представља први избор за преношење следивости на сензоре ниже класе тачности у случају када се захтева врло мала мерна несигурност.

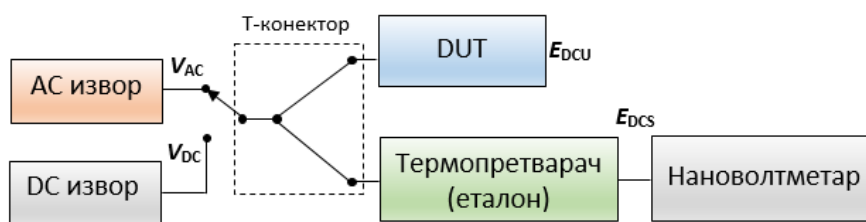
4.2.4 Метод поређења АС напона помоћу термопретварача

Термопретварачи су еталони погодни за успостављање везе између АС и DC напона, захваљујући принципу АС/DC конверзије и познатој разлици претварања ова два напона. Стога се термопретварачи користе као еталони АС напона у различитим варијантама поређења и еталонирања различите мерне опреме. На сликама 4.16 и 4.17 су приказана два основна принципа поређења АС напона, у зависности од врсте мерила које се еталонира (енгл. *Device Under Test, DUT*).

Уколико је DUT калибратор АС напона, тачна вредност генерисаног АС напона се одређује на основу DC напона и познате вредности АС/DC разлике термопретварача према изразу (4.5). Првобитно се на улаз термопретварача примењује АС напон DUT-а, који на излазу термопретварача узрокује електромоторну силу E_{DCS} коју мери нановолтметар (или мултиметар). У следећем кораку се уместо АС напона на улаз термопретварача доводи напон из DC калибратора, такав да обезбеди исти излаз термопретварача E_{DCS} . Применом познате вредности АС/DC разлике еталонског термопретварача и израза (4.5), израчунава се вредност АС напона DUT-а.



Слика 4.16: Поређење АС напона када је DUT АС извор (калибратор)

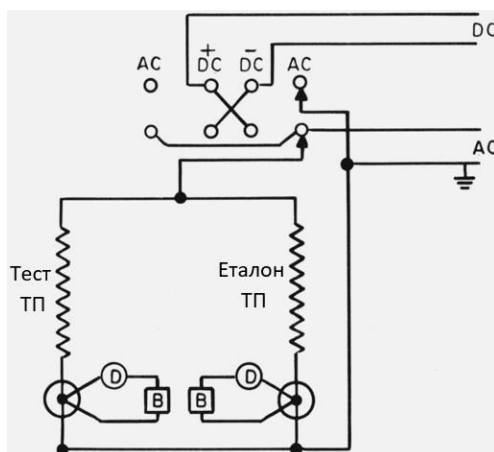


Слика 4.17: Поређење АС напона када је DUT мерило напона

У случају када је DUT непознати термопретварач или је мерило АС напона (волтметар, мултиметар, нановолтметар и сл.), најчешће се користи Т-рачва за истовремено мерење АС, односно DC напона [68]. Основни принцип поређења АС напона када је DUT мерило напона приказан је на слици 4.17. Уколико је непознато мерило термопретварач, његов излазни напон E_{DCU} се мери одговарајућим мерилем DC напона потребне резолуције и

тачности, а најчешће нановолтметром. Примери овог поређења су дати детаљније у наставку.

Пример поређења два термопретварача је дат на слици 4.18. Еталонски и тест термопретварач (DUT) са баланским колима (B) и детекторима нуле (D) су спојени паралелно. Стабилни AC и DC извори напајања се доводе на термопретвараче преко преклопника (свича). Притом еталонски термопретварач има познату вредност AC/DC разлике. Постоје две процедуре за њихово међусобно поређење. Прва се може назвати методом нулте равнотеже [48]. Када се на еталонски и тест термопретварач примени AC напон, њихова балансна кола су подешена на нулу детектора. Затим се уместо AC доводи DC напон на оба термопретварача. Разлика измерених DC напона на излазу ова два термопретварача је једнака разлици AC напона и DC напона једног поларитета. Мерење се затим понавља за обрнути поларитет напона, а затим се узима њихова средња вредност. Међутим, процес поређења напона у овом методу дуго траје и захтева DC извор велике тачности и стабилности. Такође, уколико постоји било какав дрифт на излазу неког од уређаја због загревања или из других разлога (што је чест случај), долази до грешака у мерењу излазних DC напона.



Слика 4.18: Метод поређења термопретварача са два потенциометра

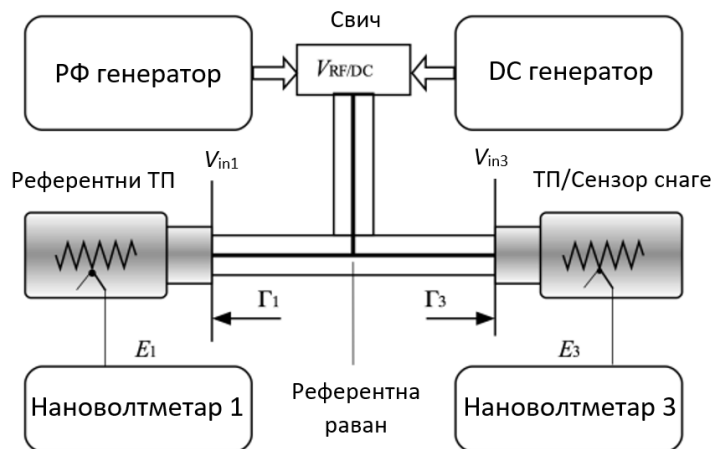
Друга, много прихватљивија процедура поређења напона, којом се смањују ефекти дрифта, базирана је на праћењу отклона детектора (енгл. *Deflection Method*). Овај метод се реализује тако што се оба балансна кола подесе приближно на нулу, а затим се AC и DC напони примењују редоследом као на слици 4.18 (AC, DC+, DC-, AC). За сваки улаз је извор напона подешен тако да даје нулу на тест детектору нуле. Скретање детектора еталонског термопретварача се очитава при свакој поставци напона, а разлика између средњих вредности очитаних AC и DC напона одговара релативној AC/DC разлици. Ова разлика може бити измерена са задовољавајућом тачношћу уколико се очитавања врше у готово једнаким временским интервалима и ако се дрифт одржава релативно константним (иако је у основи велики). На основу четири очитана отклона детектора, разлика између средњих очитавања AC напона (E_{SA}) и DC напона (E_{SD}), одређују се на основу разлике одговарајућих очитавања нановолтметра. AC/DC разлика DUT-а (δ_U) је једнака:

$$\delta_U = \delta_{st} + \frac{E_{SA} - E_{SD}}{n_S E_{SD}} \quad (4.29)$$

где δ_{st} представља AC/DC разлику еталонског термопретварача, а фактор n_s се односи на мале промене струје грејача термоелемента (ΔI) на фиксној фреквенцији, која одговара променама излазне електромоторне силе. Вредност фактора n_s зависи од одзива термоелемента и најчешће има вредност од 1,6 до 1,9, а одређује се помоћу компаратора термоелемената за минимизацију нестабилности извора [48][69][70].

Пример поређења термопретварача, који се може применити и на поређење термопретварача и сензора снаге дат је на слици 4.19. Они се могу поредити у погледу AC/DC разлике или ефективне ефикасности (односно фактора еталонирања) у зависности од тога која од ове две компоненте (термопретварач или сензор снаге) је референтни еталон. За ниже фреквенције (најчешће до 1 MHz) термопретварач чини референцу на основу које се врши еталонирање сензора. На фреквенцијама реда MHz, све до 1 GHz, колико износи максимална фреквенција до које се термопретварачи производе, референтни еталон чини сензор снаге и њиме се еталонирају термопретварачи у поменутом опсегу.

На слици 4.19 је приказана типична мерна поставка која се користи у литератури за одређивање AC/DC разлике од аудио-фреквенција до РФ [9]. У основи мерног ланца се налази Т-рачва у чијој средишњој тачки се одржава референтни напон из РФ и DC извора доведен на њен улаз. Пребацивање између AC и DC извора се може вршити ручно или помоћу електромеханичког коаксијалног свича. У бочне гране рачве везују се референтни термопретварач и термопретварач који се еталонира, који је у овом случају замењен сензором снаге. Процедура поређења термопретварача и сензора снаге је овде нешто другачија у односу на уобичајену процедуру поређења два термопретварача у опсегу аудио-фреквенција. У опсегу испод 1 MHz, мерена величина се типично одређује на основу вредности излазних напона термопретварача измерених нановолтметрима. Међутим, у случају када је DUT сензор снаге, мерни уређај је DC извор (калибратор), док нановолтметри имају улогу детектора нуле. Овакав поступак произилази из потребе да се познаје тачна вредност РФ напона на улазу термопретварача и сензора снаге (V_{in1} и V_{in3}) при чему се оне коригују несигурношћу неприлагођења. Због различите импедансе термопретварача и сензора, као и несавршености Т-рачве, за постизање веће тачности неопходно је мерити С-параметара рачве, као и коефицијента рефлексије термопретварача



Слика 4.19: Поређење два термопретварача или термопретварача и сензора снаге

и сензора. Ови параметри су неопходни за тачно одређивање РФ напона, односно за примену корекције услед неприлагођења, које постаје све значајније на фреквенцијама изнад 1 MHz [9].

Типична процедура мерења је следећа: У првом кораку се задаје РФ снага из извора таква да овезбеди одговарајући РФ напон на улазу термопретварача и сензора. Тај напон је диктиран радним напонам термопретварача. Напони на излазу термопретварача и сензора (E_1 и E_3) се мере нановолтметрима. Затим се уместо РФ снаге на улаз Т-рачве доводи DC напон из калибратора. Излаз калибратора V_{DC1} се подешава док нановолтметар не покаже вредност E_1 . Затим се поступак понавља за непознати термопретварач, односно сензор, при чему се напон калибратора V_{DC3} подешава док се на нановолтметру не добије вредност E_3 . Свака замена РФ/ DC напона се понавља са променом поларитета DC напона ради компензације утицаја термоелектричних ефеката. Вредности напона V_{DC1} и V_{DC3} подешене на калибратору се користе за даљи прорачун.

Ако се AC/DC разлика еталонског термопретварача означи са δ_{st} , РФ напон V_{in1} на улазу еталонског термопретварача се одређује изразом:

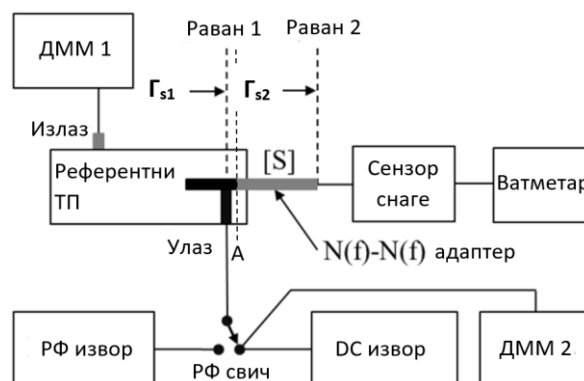
$$V_{in1} = V_{DC1}(\delta_{st} + 1) \quad (4.30)$$

Однос два РФ напона на еталонском термопретварачу V_{in1} и сензору V_{in3} је једнак:

$$\left| \frac{V_{in1}}{V_{in3}} \right| = \left| \frac{[1+\Gamma_3(S_{13}-S_{11})][1+\Gamma_1]}{[1+\Gamma_1(S_{13}-S_{11})][1+\Gamma_3]} \right| \quad (4.31)$$

где су S_{13} и S_{11} S-параметри Т-рачве, а Γ_1 и Γ_3 коефицијенти рефлексије еталонског термопретварача и сензора снаге. Заменом израза (4.30) у израз (4.31) се може добити инцидентни напон V_{in3} , на основу кога израчунава фактор еталонирања или ефективна ефикасност сензора.

Описани поступак мерења се, међутим, не може применити на сензоре са ватметрима, већ би се морао модификовати, што је и учињено у методу који је резултат истраживања описаном у овој дисертацији. Други, релативно сличан метод поређења термопретварача и сензора снаге који се среће у литератури [71] дат је на слици 4.20. У овом случају је коришћен еталонски термопретварач који се састоји од термоелемента,



Слика 4.20: Поредица термопретварача и сензора снаге са ватметром

уграђене Т-рачве и отпорника опсега. Мерење одговарајућих напона се врши мултиметром са два одвојена канала (ДММ1 и ДММ2). Један канал мултиметра мери електромоторну силу на излазу термоелемента, а други мери DC напон примењен на улаз термопретварача. Референтна равна 1 означава средишњу тачку интерне Т-рачве термопретварача, док равна 2 представља излаз Т-рачве, односно равна у којој се РФ снага испоручује сензору. У овом методу се такође на улаз термопретварача прво примењује РФ снага, која се на његовом излазу мери помоћу ДММ1 (вредност напона E_{RF}). Једносмерна супституисана снага на излазу сензора P_{DCU} , која одговара РФ напону на излазу термопретварача у референтној равни 2 (V_{RF2}), се мери одговарајућим ватметром. Затим се позитивно поларисан напон из прецизног DC извора примењује на улаз термопретварача. Овај напон се подешава тако да читавање ДММ1 буде исто као при примењеној РФ снази ($E_{RF} = E_{DC+}$), а читани напон на ДММ2 се бележи као V_{DC2+} . Поступак се понавља за негативно поларисан напон мерен помоћу ДММ2 (V_{DC2-}). Средња вредност ова два напона V_{DC2+} и V_{DC2-} чини напон V_{DCE} , на основу кога се добија РФ напон у референтној равни 1 као:

$$V_{RF1} = V_{DCE}(\delta_{st} + 1) \quad (4.32)$$

где δ_{st} представља AC/DC разлику еталонског термопретварача. На слици 4.20 је приказан пример термопретварача кога се на РФ излаз Т-рачве умеће адаптер, како би се омогућило повезивање сензора снаге на термопретварач. Постоје, међутим и термопретварачи са уграђеним комерцијалним адаптерима, те се Т-рачва и адаптер термопретварача посматрају као целина. Однос РФ напона у референтној равни 1 и 2 према слици 4.20 је одређен изразом:

$$r_v = \frac{V_{RF1}}{V_{RF2}} = \left| \frac{(1+\Gamma_{s1})(1-S_{22}\Gamma_{s2})}{S_{21}(1+\Gamma_{s2})} \right| = \left| \frac{(1+S_{11})(1-S_{22}\Gamma_{s2})+S_{12}S_{21}\Gamma_{s2}}{S_{21}(1+\Gamma_{s2})} \right| \quad (4.33)$$

$$\Gamma_{s1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{s2}}{1-S_{22}\Gamma_{s2}}$$

при чему су Γ_{s1} и Γ_{s2} коефицијенти рефлексије сензора у референтној равни 1 и 2, а S_{ij} ($i, j = 1, 2$) су S-параметри адаптера.

РФ снага на улазу сензора у равни 2 се одређује на основу напона V_{RF2} и РФ проводности G_{RF} . РФ проводност се може добити на основу коефицијента рефлексије сензора. Како је референтна равна унутар термопретварача недоступна, суштински се коефицијент рефлексије Γ_{s1} може мерити у равни А. РФ снага у равни 2 је дата изразом:

$$P_{RF2} = G_{RF}V_{RF2}^2 = G_{RF}\left(\frac{V_{RF1}}{r_v}\right)^2 \quad (4.34)$$

Ефективна ефикасност сензора се одређује на основу једносмерне супституисане снаге у сензору P_{DCU} и инцидентне снаге P_{RF2} према изразу (4.35) [71]:

$$\eta = \frac{P_{DCU}}{P_{RF2}} = \frac{P_{DCU}}{G_{RF}} \left[\frac{r_v}{V_{DCE}(\delta_{st}+1)} \right]^2 \quad (4.35)$$

$$G_{\text{RF}} = \text{Re}\{Y_{s2}\} = \frac{1}{Z_0} \text{Re}\left\{\frac{1-\Gamma_{s2}}{1+\Gamma_{s2}}\right\} \quad (4.36)$$

при чему је Z_0 карактеристична импеданса вода од 50Ω , а Y_{s2} и Γ_{s2} су адмитанса и коефицијент рефлексије сензора у равни 2.

Наведени примери дати сликама 4.19 и 4.20 представљају могућа решења у погледу проширења опсега еталонирања сензора снаге реализована у НМИ Италије (INRIM) и Јужне Кореје (KRISS).

5. ИСТРАЖИВАЊЕ МОГУЋНОСТИ ЕТАЛОНИРАЊА СЕНЗОРА РФ СНАГЕ ИСПОД 10 MHz

Један од циљева истраживања на коме се заснива ова дисертација јесте оспособљавање лабораторије за микроталасну технику ТОЦ-а за еталонирање сензора снаге у фреквенцијском опсегу испод 10 MHz. Да би се то постигло, потребан је одговарајући еталон, као и поуздан метод који обезбеђује прихватљиву мерну несигурност. Управо ово су неопходни услови које лабораторија МЛ 02 мора да испуни, како би успоставила следивост РФ снаге у поменутом фреквенцијском опсегу.

Еталон пре свега мора задовољити захтеве по питању фреквенцијског и динамичког опсега, као и других карактеристика које могу значајније утицати на несигурност еталонирања сензора, као што су вредност улазне/излазне импедансе, коефицијент рефлексије улаза/излаза, линеарност, стабилност и сл. Одабир еталона је најчешће кључан приликом реализације метода и у значајној мери утиче на мерну несигурност. Еталон велике тачности мора бити праћен квалитетним мерним уређајима и компонентама, како његова тачност не би била „маскирана“ превеликом несигурношћу остатка мерног система.

Избор метода је директно повезан са избором еталона, те се методи еталонирања разликују у зависности од примењеног еталона, што је и приказано у поглављу 4. Поред главног услова да метод обезбеђује мерну несигурност прихватљиву за потребе лабораторије и њених корисника, метод мора имати и добру поновљивост, јер се без ње метод не може сматрати поузданим.

Имајући у виду да несигурност еталонирања сензора снаге директно утиче на несигурност којом се РФ снага мери овим мерилима, несигурности се мора посветити посебна пажња. Врло је значајно што детаљније анализирати потенцијалне утицаје и размотрити могућност њихове потпуне елиминације или бар редуције, уколико за то постоји потреба. Потпуна елиминација одређених утицаја несигурности претежно се постиже одабиром адекватног метода и одговарајућег поступка мерења, док се делимично смањење утицаја може остварити, на пример, мерењем утицајних параметара, уместо примене њихових специфицираних вредности. Приликом мерења утицајних параметара требало би имати у виду да се измерене вредности могу користити за корекцију резултата еталонирања, при чему у мерној несигурности фигурише само несигурност којом су ти параметри одређени. Друга могућност је да се не врши корекција резултата (најчешће када је измерени утицај параметара занемарљив) и тада се у мерну несигурност урачунава и вредност измереног параметра и несигурност његовог мерења.

Према постављеној хипотези истраживања предвиђена су ограничења у погледу расположивости одговарајућег еталона РФ снаге и анализатора мреже у опсегу од интереса, који се типично примењују приликом еталонирања сензора снаге. Ови еталони најчешће нису расположиви лабораторијама у опсегу испод 10 MHz, што је случај и са лабораторијом МЛ 02.

Како одабрани метод мора бити применљив и у другим метролошким лабораторијама из области РФ, размотрена је могућност реализације таквог метода који би имао широку примену, а сходно капацитетима ТОЦ-а. Притом је анализирана мерна

опрема која је присутна у већини лабораторија које се баве еталонирањем у области радио-фреквенција, изузимајући специфичну и ретко доступну опрему.

Једна од идеја истраживања је да се установи реална потреба за додатним улагањима ради успостављања следивости РФ снаге испод 10 MHz. Притом је акценат стављен на комерцијалне термопретварачке и диодне сензоре снаге као предмете еталонирања, будући да се ова два типа сензора производе и за фреквенцијски опсег испод 10 MHz. Како се фактор еталонирања термопретварачких и диодних сензора снаге одређује релативно у односу на фактор еталонирања добијен на референтној фреквенцији 50 MHz, одабрана метода мора обухватити одређивање фактора еталонирања на 50 MHz, као и на фреквенцијама испод 10 MHz. За разлику од ова два типа сензора, термисторски сензори снаге се у комерцијалне сврхе производе за фреквенције од 10 MHz и више, док се као еталони у опсегу испод 10 MHz на тржишту могу срести у свега неколико варијанти [7][21]. Нарочито ограничење у процесу одабира еталона и пратеће мерне опреме односи се на фреквенцијски опсег и улазну/излазну импедансу појединих компоненти мерног ланца. Наиме, сензори РФ снаге улазне импедансе 50 Ω захтевају и мерни систем чија карактеристична импеданса има наведену вредност. У наставку је описано како импеданса, поред фреквенцијског опсега рада еталона игра кључну улогу у избору одговарајућег еталона РФ снаге.

Иако је одабир одговарајућег метода ограничен на примену мерне опреме којом располаже лабораторија МЛ 02, како је у питању мерна опрема коју поседује већина метролошких лабораторија из области радио-фреквенција, одабрани метод је применљив и у другим лабораторијама сличних мерних могућности. Одабрани метод може бити од користи и другим лабораторијама да превазиђу фреквенцијски јаз који се неретко јавља приликом набавке различите мерне опреме.

5.1 Одабир еталона

5.1.1 Распоживост еталона РФ снаге

Анализа еталонске базе лабораторија ТОЦ-а започета је са еталонима РФ снаге. ТОЦ поседује примарни трансфер еталон Tegal F1135A којим је успостављена следивост РФ снаге у опсегу од 10 MHz до 26,5 GHz до швајцарског националног метролошког института METAS. Овај еталон представља основу аутоматизованог система за еталонирање сензора снаге у поменутом фреквенцијском опсегу у МЛ 02. Мерни опсег овог еталона је од 0,01 mW до 25 mW (-20 dBm до +14 dBm). Карактерише га добра линеарност, која је за опсег снаге од -10 dBm до +10 dBm мања од 0,1%. Конструкција и начин еталонирања сензора помоћу овог еталона описана је у поглављу 4.1.2, а сама реализација аутоматизованог система у [6][17][23]. Приликом еталонирања Tegal F1135A у лабораторији METAS одређује се фактор еталонирања трансфер еталона K_{TE} и еквивалентни коефицијент рефлексије на тест прикључку Γ_{EGT} . Међутим, јасно је да оваквим еталоном није могуће еталонирати сензоре снаге у опсегу испод 10 MHz.

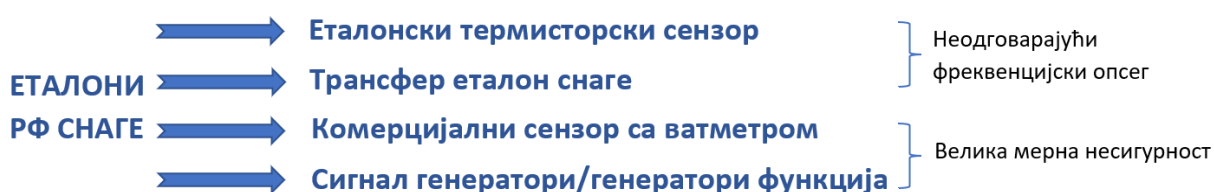
Поред поменутог трансфер еталона, МЛ 02 располаже још једним трансфер еталоном Weinschel 1807A и примарним термисторским сензором Weinschel 1110 WPC. Оба еталона

покривају фреквенцијски опсег од 10 MHz до 18 GHz. На основу анализе постојећих РФ еталона у МЛ 02, закључено је да лабораторија не поседује одговарајући еталон РФ снаге.

У следећем кораку анализирани су еталони ниже тачности, који могу мерити или генерисати снагу у фреквенцијском опсегу од интереса. На првом месту су разматрани расположиви мерни сензори снаге. Иако МЛ 02 има термопретварачке и диодне сензоре који покривају опсег испод 10 MHz, њихова примена у функцији еталона РФ снаге није прихватљива из два разлога. Први разлог је проблем остваривања следивости у опсегу од интереса, а други њихова превелика мерна несигурност (приближно 3%). Наиме, уколико би се неки од сензора прогласио референтним, морао би бити еталониран у иностраној лабораторији, из разлога што у Србији за тако нешто не постоје услови. Друго, ако би такав сензор и имао обезбеђену следивост, еталонирање би се изводило са односом несигурности 1:1 (енгл. *Test Uncertainty Ratio, TUR*). Овакав TUR носи већи ризик од погрешне одлуке приликом еталонирања и уопште од погрешних мерења. Приликом еталонирања је пожељно да TUR буде бољи од 3:1. Наравно, некада није могуће остварити овакав однос несигурности SUT-а и еталона, те се мора пристати на компромис и TUR од 1:1. Међутим, то су претежно случајеви на највишим нивоима ланца следивости, када се користе различите технике за ублажавање ризика, које настају приликом поређења између националних метролошких института [72].

Други потенцијални еталон РФ снаге може бити генератор функција или сигнал генератор. Генератори функција могу генерисати синусни сигнал у фреквенцијском опсегу од интереса, док опсег сигнал генератора типично почиње од приближно стотину kHz, што је случај и са сигнал генераторима у поседу МЛ 02 [73][74][75]. Сигнал генератори због широког фреквенцијског опсега који покривају, имају значајно мању тачност генерисања нивоа снаге од генератора функција (0,6 dB, односно 15% и више у опсегу од интереса), као и велики коефицијент стојећег таласа. Требало би имати у виду да је реч о генераторима (заједнички назив за сигнал генераторе и генераторе функција) излазне импедансе 50 Ω , предвиђеним за рад у 50-омским системима. Како је улазна импеданса сензора снаге који су предмет еталонирања 50 Ω , њихово прилагођење је од великог значаја за поузданост и тачност мерења.

Генератори функција које поседује МЛ 02 имају добре карактеристике у погледу чистоће сигнала, омогућене релативно уским фреквенцијским опсегом. Међутим, њихова спецификација не даје прецизне информације неопходне за процену мерне несигурности. Наиме, тачност генерисања нивоа синусног сигнала дефинисана је искључиво за фреквенцију 1 kHz, а фреквенцијска карактеристика је дата у односу на 1 kHz, при чему обе износе 1% у опсегу од интереса. Овај утицај је већ довољно велики за потребе МЛ 02. Додатно, њихов коефицијент рефлексије није специфициран, што ствара додатан проблем имајући у виду да је он код свих врста генератора значајно велик, а МЛ 02 нема могућност



Слика 5.1: Распоживост еталона РФ снаге испод 10 MHz у ТОЦ-у

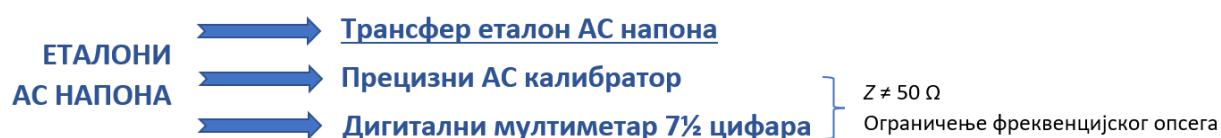
његовог мерења у опсегу испод 10 MHz. Добра метролошка пракса у области радио-фреквенција налаже да се генератори сигнала прилагоде компонентом малог коефицијента рефлексије (ослабљивач, разделник снаге и сл.) и познатих карактеристика. Уколико би се између генератора и сензора уметнуо ослабљивач, несигурност одређивања његовог слабљења би додатно нарушила укупну несигурност. Из свега наведеног је закључено да сигнал генератори и генератори функција у оквиру МЛ 02 не могу бити одговарајући еталони РФ снаге за потребе еталонирања сензора. Преглед врста еталона РФ снаге којима располаже ТОЦ, са основним недостацима у погледу њихове примене у функцији еталона РФ снаге испод 10 MHz су дати на слици 5.1.

Услед одсуства одговарајућег еталона РФ снаге, истраживање у циљу проналажења адекватног еталона је настављено у области еталона за АС напон, који могу покрити фреквенцијски опсег од интереса, са идејом да се применом Омовог закона изврши конверзија напона у снагу.

5.1.2 Распољивост еталона АС напона

Лабораторија за основне електричне величине ТОЦ-а МЛ 01 поседује следеће врсте еталона за АС напон: трансфер еталон АС напона, АС калибратор и веома прецизан дигитални мултиметар. Један од основних услова који ови еталони морају да испуне јесте да им улазна, односно излазна импеданса (у зависности да ли еталон мери или генерише АС напон) буде 50 Ω. У супротном би се морало користити пролазно оптерећење које врши прилагођење са високоомске на 50-омску импедансу, како би се мерила стварна вредност напона. Дигитални мултиметар има велику улазну импедансу од 10 МΩ или 100 МΩ, те би уз њега била неопходна примена пролазног оптерећења. Како пролазно оптерећење нема идеалну номиналну импедансу 50 Ω, већ она варира, за тачно мерење напона неопходно је одредити њену вредност на свакој фреквенцији од интереса, за шта лабораторије ТОЦ-а (као и многе друге лабораторије) немају могућност. Спецификације ових пролазних оптерећења су прилично велике (реда 1% и више), те би коришћење специфициране вредности нарушило укупну мерну несигурност. Поред тога, веома прецизни мултиметар Agilent 3458A који ТОЦ поседује, ради у опсегу до 2 MHz, са мерном несигурношћу и до 1,8% на вишим фреквенцијама. Због велике мерне несигурности и неодговарајуће улазне импедансе, дигитални мултиметар као потенцијални еталон АС напона је изостављен из даљег разматрања.

За разлику од мултиметара, АС калибратор који се користи у лабораторији МЛ 01 има високу тачност (максимално 0,4% на 1 MHz), али су и код њега присутна ограничења у погледу фреквенцијског опсега (максимална фреквенција је 1,2 MHz) и излазне импедансе



Слика 5.2: Распољивост еталона АС напона до 10 MHz у ТОЦ-у

која је променљива од опсега до опсега, а већа је од 25 Ω . Из наведених разлога се одустало од АС калибратора у функцији еталона за РФ снагу. Предметни калибратор је Fluke 5730A, и има могућност надоградње опције „Wideband AC Voltage“ предвиђене за рад у 50-омском систему, те му је излазна импеданса у случају ове опције 50 Ω [76]. Како верзија калибратора коју има ТОЦ не садржи поменућу специфичну, и ређе заступљену опцију, он се не може применити као еталон РФ снаге у овом истраживању. Преглед врста еталона АС напона расположиви у ТОЦ-у, са основним недостацима у погледу њихове примене у функцији еталона АС напона до 10 MHz су дати на слици 5.2.

Термопретварач као трансфер еталон АС напона је, међутим, иницијално задовољио основне критеријуме по питању фреквенцијског опсега и улазне импедансе. Сходно овим критеријумима, на располагању је неколико термопретварача улазне импедансе 50 Ω , који покривају опсег фреквенција до 10 MHz. За истраживање су одабрани термопретварач Ballantine 1395B-0,4 максималног улазног напона 0,45 V и HP 11050A максималног улазног напона 1 V. Њихов максимални улазни напон одговара мерном опсегу сензора снаге који су предмет еталонирања, што представља додатни критеријум у избору термопретварача. Фреквенцијски опсег термопретварача Ballantine 1395B-0,4 је од 20 Hz до 100 MHz, а Hewlett Packard 11050A од 10 Hz до 100 MHz.

Како су услови у погледу основних карактеристика термопретварача задовољени, анализирана је и најзначајнија карактеристика термопретварача - АС/DC разлика. Према спецификацијама посматраних термопретварача она је у опсегу $\pm (0,002 \text{ до } 0,11)\%$ одређена са несигурношћу која је у опсегу $\pm (0,0015 \text{ до } 0,1)\%$ за термопретварач Ballantine 1395B-0,4, односно у опсегу $\pm (0,02 \text{ до } 0,12)\%$ одређена са несигурношћу $\pm (0,01 \text{ до } 0,5)\%$ за термопретварач HP 11050A. Наведене спецификације се односе на опсег до 10 MHz. Специфицирана тачност је више него задовољавајућа за потребе еталонирања сензора снаге. Додатна предност ових термопретварача се огледа у томе што се еталонирају у МЛ 01 ТОЦ-а, што их чини флексибилнијим у погледу посебних захтева приликом одређивања њихове АС/DC разлике, као што је ниво улазног напона или посебне тест фреквенције на којима се ова разлика одређује. Реализација оваквих мерења је свакако знатно једноставнија у односу на еталонирање у било којој лабораторији ван ТОЦ-а.

У поглављу 4.1.3 су описане основне карактеристике и принцип рада термопретварача, као и примери метода поређења АС напона помоћу термопретварача. Примарни еталони АС напона су управо термопретварачи као трансфер еталони напона, који се чувају у националним метролошким институтима и користе за преношење следивости на еталоне нижег реда (друге термопретвараче или прецизне калибраторе АС напона). Два термопретварача одабрана за ово истраживање чине секундарни и радни Војни еталон АС напона. Метролошку следивост до Дирекције за мере и драгоцене метале остварују преко примарног Војног еталона Ballantine 1600A, који се чува у МЛ 01 ТОЦ-а.

С обзиром да је основни предуслов за реализацију метода еталонирања којим се дисертација бави да се пронађе одговарајући еталон РФ снаге, овај услов је испуњен одабиром термопретварача, са циљем да преузме улогу еталона РФ снаге у фреквенцијском опсегу испод 10 MHz.

5.2 Избор и реализација погодног метода

Истраживање погодног метода еталонирања сензора снаге заснованог на термопретварачу као еталону РФ снаге, започето је анализом постојећих метода поређења у којима термопретварачи учествују, као и анализом основних принципа и поступака мерења са термопретварачима. У литератури се срећу различити примери поређења како АС напона, струје или АС/DC разлике применом термопретварача [57][77–82]. Основни принцип поређења АС напона, у зависности од тога да ли предмет еталонирања генерише или мери АС напон је описан у поглављу 4.2.4 и приказан на сликама 4.16, 4.17 и 4.18.

Како би се у одабраном методу термопретварач поредио са сензором снаге, истражена је доступна литература у којој је остварена оваква врста поређења. Последњих неколико деценија поређења термопретварача и сензора снаге су се претежно вршила у опсегу високих фреквенција, најчешће од 10 MHz до 1 GHz [80][83]. Притом су као референтни еталони коришћени термисторски референтни сензори, преко којих се следивост са микрокалориметра преноси на термопретвараче. Метод којим се истраживање бави подразумева обрнути начин поређења, у коме термопретварач представља референтни еталон. Разлог за то лежи у чињеници да термопретварачи имају знатно бољу тачност од сензора РФ снаге у опсегу испод 10 MHz, који је атипичан за еталоне РФ снаге. У литератури се срећу три различите реализације РФ еталона снаге помоћу термопретварача и то у НМИ Италије (INRIM), Кореје (KRISS) и Индије (NPLI) [9][71][84]. Методи реализовани у INRIM-у и KRISS-у описани су у поглављу 4.2.4, и приказани на сликама 4.19 и 4.20.

Приликом формирања мерног ланца одабраног метода, истражени су постојећи методи еталонирања сензора снаге због специфичности РФ подручја, као и методи поређења АС напона применом термопретварача. Нарочита пажња је посвећена горе поменутих методама поређења сензора снаге и термопретварача. Као резултат детаљне анализе, формиран је мерни ланац који у основи има одређених сличности са методама описаним у [9] и [71], али се процедура мерења и селекција коришћене мерне опреме у извесној мери разликује.

Одабрани метод се ослања на два општеприхваћена метода и то:

- метод истовременог поређења снага применом разделника снаге и
- метод поређења АС напона применом термопретварача

прилагођена постојећој мерној опреми и модификована на начин који обезбеђује прихватљиву мерну несигурност.

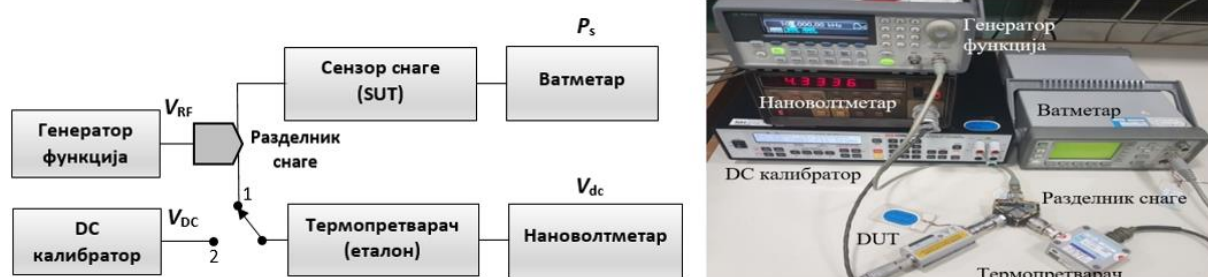
Метод истовременог поређења снага применом разделника снаге је употребљен из два разлога. Први се односи на смањење броја конекција које је потребно остварити током мерења, с обзиром да су термопретварачи температурно осетљиве компоненте, те је циљ да се трајање мерења минимизује, како би се избегле значајније промене амбијенталне температуре које могу утицати на тачност мерења. Примена разделника управо омогућава брже мерење, при чему се РФ снага (односно одговарајући АС напон) истовремено мери сензором снаге (SUT-ом) и термопретварачем као еталоном. Други, ни мало мање важан разлог за примену метода са разделником снаге, лежи у карактеристикама разделника. Наиме, примењени разделник снаге са два отпорника је изузетно симетричан, а његове излазне гране имају мали еквивалентни коефицијент рефлексије. Овакав разделник

омогућава добро прилагођење извора снаге, чиме се избегава велики утицај неприлагођења узрокован великим коефицијентом рефлексије извора. Такође, смањење броја конекција подразумева и елиминацију утицаја неприлагођења које тај вишак конекција уноси. Штавише, намена двоотпорних разделника је управо за мерење односа снага, што ће бити детаљније описано у даљем тексту.

Из метода поређења АС напона искоришћен је принцип мерења термопретварачем и начин одређивања АС напона на основу познате АС/DC разлике и DC напона, што је описано у поглављима 4.1.3 и 4.2.4.

5.2.1 Теоријске основе одабраног метода

Блок шема и изглед мерног места одабраног метода дат је на слици 5.3 [85]. Овакав мерни ланац омогућава поређење РФ снаге на улазу SUT-а и еталона (термопретварача), што представља основни принцип еталонирања сензора снаге.



Слика 5.3: Еталонирање сензора снаге испод 10 MHz одабраним методом: Блок шема (лево), Изглед мерног места (десно)

Одабрани метод еталонирања сензора РФ снаге у опсегу испод 10 MHz подразумева одређивање његовог фактора еталонирања дефинисаног као однос супституисане DC снаге на излазу сензора P_s и инцидентне снаге на његовом улазу P_{in} према изразу (2.49). Према томе, фактор еталонирања на мерној (тест) фреквенцији f је једнак:

$$K(f) = \frac{P_s}{P_{in}} \quad (5.1)$$

где f има вредности од DC до 10 MHz.

Инцидентна снага на улазу сензора се у одабраном методу одређује помоћу термопретварача као еталона РФ снаге. Наиме, у случају симетричног разделника снаге, РФ снага на улазу сензора (SUT-а) је једнака снази на улазу термопретварача. На основу израза за АС/DC разлику термопретварача (4.5), применом РФ уместо АС терминологије, РФ напон на улазу термопретварача се одређује на основу познате вредности његове АС/DC разлике и улазног DC напона V_{DC} као:

$$V_{RF} = V_{DC}(1 + \delta_{AC/DC}) \quad (5.2)$$

На основу израза (5.2), однос АС напона и РФ снаге је одређен Омовим законом [9], те је инцидентна снага на улазу сензора једнака:

$$P_{in} = \frac{V_{RF}^2}{Z} = \frac{(V_{DC}(1+\delta_{AC/DC}))^2}{Z} \quad (5.3)$$

где је Z улазна импеданса термопретварача и износи 50 Ω . Заменом израза (5.3) у израз (5.1), добија се основна формула за одређивање фактора еталонирања сензора снаге испод 10 MHz применом реализованог метода:

$$K(f) = \frac{P_s}{P_{in}} = \frac{P_s}{(V_{DC}(1+\delta_{AC/DC}))^2/Z} \quad (5.4)$$

Иако је реализовани метод применљив на све типове комерцијалних сензора средње снаге (енгл. *average sensors*), на тржишту се сензори који покривају фреквенцијски опсег испод 10 MHz срећу искључиво као термопретварачки или диодни. Термисторски сензори се у комерцијалне сврхе и даље производе од фреквенције 10 MHz па навише.

Фактор еталонирања представљен изразом (5.4) је ненормализовани фактор који се примењује код термисторских сензора снаге. Међутим, многи произвођачи мерне опреме, као и лабораторије за еталонирање фактор еталонирања термопретварачких и диодних сензора снаге изражавају релативно у односу на фактор еталонирања сензора добијен на референтној фреквенцији 50 MHz (K_{ref}) према изразу (5.5) [28][86][87]:

$$K_{rel}(f) = \frac{K(f)}{K_{ref}} \quad (5.5)$$

где је $K_{rel}(f)$ релативни (нормализован) фактор еталонирања сензора, а $K(f)$ фактор еталонирања сензора на мерној (тест) фреквенцији f . Притом, ради поједностављења израза важи једнакост $K_{ref} = K(f_{ref})$.

5.2.2 Поступак еталонирања сензора снаге одабраним методом

Поједини елементи блок шеме приказане на слици 5.3 су одабрани сходно њиховим карактеристикама које могу битије утицати на тачност реализованог метода. Као извор РФ снаге изабран је генератор функција Agilent 33250A, фреквенцијског опсега од 1 μ Hz до 80 MHz. Он генерише стабилан синусни сигнал са ниским садржајем хармоника у фреквенцијском опсегу од интереса [88]. Излазна импеданса генератора функција је 50 Ω . Како се у изабраном методу на излаз генератора везује дво-отпорни разделник снаге, њиме се врши прилагођење извора, те се утицај коефицијента рефлексије излаза генератора функција на овај начин елиминише.

Одабрани еталон АС напона је термопретварач типа Ballantine 1395B-0,4 максималног ефективног улазног напона 0,45 V [89]. Поред њега, може се користити и термопретварач HP 11050A максималног улазног напона 1 V [51], у зависности од жељеног нивоа снаге на коме се сензор снаге еталонира. У даљем опису методе се термопретварач произвођача Ballantine подразумева као референтни еталон АС напона.

Сходно одабраном термопретварачу, мерење се изводи при улазном АС напону 0,4 V (RMS), што одговара нивоу РФ снаге од приближно +5 dBm. Напон при коме се врши еталонирање сензора је диктиран максималним улазним нивоом напона термопретварача. Како је описано у поглављу 4.1.3 (слика 4.8), пожељно је да се конверзија напона термопретварачем врши у линеарном делу његове улазно-излазне карактеристике, при чему треба избегавати напон близак специфицираном максималном улазном напону термопретварача. Примењени термопретварач се такође еталонира при улазном напону 0,4 V, што је неопходан услов за правилну примену корекције, тј. АС/DC разлике термопретварача.

За мерења излазног DC напона термопретварача одабран је нановолтметар произвођача Keithley 181, резолуције $5\frac{1}{2}$ цифара и осетљивости 10 nV [90]. Осим примењеног типа нановолтметра, могуће је користити било који дигитални мултиметар који обезбеђује стабилно читавање последње значајне цифре, што је четврта децимална цифра у случају реализованог метода.

Примењени разделник снаге са два отпорника је типа Hewlett Packard 11667A, фреквенцијског опсега од DC до 18 GHz, а DC калибратор типа Krohn Hite 523 велике тачности. Сензор снаге који се еталонира везан је одговарајућим каблом за компатибилни ватметар.

Поступку еталонирања сензора претходи његово нуловање, а у случају термопретварачких и диодних сензора и калибрација на референтни извор снаге 1 mW/50 MHz ватметра. Овим је примењени сензор спреман за мерење снаге заједно са одговарајућим ватметром.

Поступак мерења у реализованом методу се састоји из два корака. У првом кораку се сензор који се еталонира (SUT) са одговарајућим ватметром везује у једну грану разделника снаге, док се у другу грану разделника везује термопретварач са нановолтметром. Први корак мерења одговара повезивању означеном са „1“ у блок шеми на слици 5.3. У овом кораку се РФ снага задата са генератора функција истовремено мери SUT-ом и еталонном (термопретварачем). Супституисана снага на излазу SUT-а се мери ватметром, док се DC напон на излазу термопретварача читава нановолтметром. Очитане вредности снаге (P_s) и напона (V_{dc}) се бележе, и прелази се на следећи корак.

У другом кораку се одређује инцидентна РФ снага на улазу сензора, односно на улазу термопретварача уз претпоставку да је разделник снаге идеално симетричан. Ова снага се одређује повезивањем термопретварача на калибратор, што одговара повезивању означеном са „2“ у блок шеми на слици 5.3. Напон на калибратору се подешава на вредност која даје исти излаз термопретварача као у првом кораку. Односно, подешена вредност калибратора мора да обезбеди исто читавање DC напона нановолтметром V_{dc} као у првом кораку. Тада је РФ напон на улазу термопретварача одређен изразом (5.2), а инцидентна РФ снага P_{in} на његовом улазу изразом (5.3). Фактор еталонирања SUT-а на мерној (тест) фреквенцији f се затим одређује на основу измерене супституисане снаге сензором P_s добијене у првом кораку и инцидентне снаге P_{in} према изразу (5.4).

За разлику од других метода поређења у којима се примењује термопретварач, реализовани метод не примењује промену поларитета DC напона калибратора приликом одређивања РФ напона на улазу термопретварача према изразу (5.2). Наиме, остали методи на термопретварач примењују прво позитиван, а затим и негативан напон из DC извора, а средња вредност ових напона се даље користи за одређивање АС, односно РФ

напона [9][48][71]. На овај начин се врши компензација термоелектричних ефеката контаката и грешке реверзирања термопретварача. Како је приликом еталонирања примењеног термопретварача утврђено да грешка реверзирања не прелази 0,04% са несигурношћу 0,01%, њен утицај на укупну мерну несигурност одређивања фактора еталонирања се практично може занемарити.

Промена поларитета DC напона је примењена у циљу истраживања њеног утицаја на мерење фактора еталонирања сензора одабраним методом. Притом је максимална разлика добијених фактора еталонирања у случају примене оба поларитета и када је примењен само позитивни поларитет DC напона износила 0,025%. С обзиром да су термопретварач и сензор снаге осетљиви на промену температуре околине, пожељно је да мерење траје што краће. Стога се ради бржег и једноставнијег мерења, у изабраном методу одређивање РФ напона врши само задавањем позитивне вредности DC напона, док се грешка (разлика) реверзирања термопретварача узима у обзир приликом прорачуна укупне мерне несигурности одређивања фактора еталонирања сензора [85].

Описани метод приказан на слици 5.3 јесте метод одређивања ненормализованог фактора еталонирања сензора снаге у опсегу од DC до 10 MHz према изразу (5.4). Овај израз је формиран са претпоставком да је коришћени разделник снаге идеално симетричан и он ће касније бити модификован применом одговарајуће корекције услед утицаја разделника, што је описано у поглављу 5.5.

Да би се одредио нормализовани фактор еталонирања сензора снаге, потребно је познавати његов фактор еталонирања на референтној фреквенцији 50 MHz (K_{ref}). Он се одређује општеприхваћеном методом еталонирања сензора помоћу трансфер еталона, описаном у поглављу 4.2.2.3, помоћу аутоматизованог система за еталонирање сензора у опсегу од 10 MHz до 26,5 GHz који је реализован у ТОЦ-у. Овај систем примењује трансфер еталон РФ снаге Tegan F1135A као референцу. Детаљан опис овог система дат је у [17], а његовог унапређења у [23].

Како се фреквенцијски опсег сензора снаге који су предмет истраживања протеже од HF до RF и микроталасног подручја, аутоматизовани систем са трансфер еталоним се свакако користи приликом њиховог еталонирања на фреквенцијама од 10 MHz и више. Будући да је фактор еталонирања на фреквенцији 50 MHz обухваћен редовним еталонирањем сензора помоћу овог система, вредност фактора еталонирања на референтној фреквенцији 50 MHz је искоришћена за прорачун релативног, односно нормализованог фактора еталонирања сензора. Имајући у виду занемаривања одређених утицаја присутних у оба метода мерења (што је описано у поглављу 6.1), мерење K_{ref} и $K(f)$ се мора вршити једно за другим. Нормализовани фактор еталонирања се притом одређује према изразу (5.5).

5.3 Иницијална анализа мерне несигурности одабраног метода

Израз (5.4) на основу кога се према одабраном методу одређује ненормализовани фактор еталонирања сензора снаге у опсегу од DC до 10 MHz подразумева идеално симетричан разделник снаге. Како у пракси то никада није случај, те постоји извесна разлика у слабљењу појединих грана разделника, његова симетрија се мора узети у обзир

било кроз корекцију резултата мерења или њеним урачунавањем у укупну мерну несигурност.

Иницијална анализа извора мерне несигурности је већ на самом почетку развоја метода показала велики утицај разделника снаге на укупну мерну несигурност метода. Разделник снаге, тачније његова симетрија (дефинисана као „Output Tracking“ у спецификацији) представља доминантан извор несигурности у читавом опсегу од интереса, уколико се за процену несигурности узима његова специфицирана вредност. За примењени разделник HP 11667A специфицирана вредност симетрије је 0,15 dB (3,5%) у опсегу од DC до 4 GHz [91]. Како је овај утицај неприхватљиво велики за потребе одабраног метода, анализирана су могућа решења овог проблема.

С тим у вези, размотрено је уклањање разделника снаге из мерног ланца, као и замена грана разделника. Међутим, оба решења компликују мерење, продужавајући његово трајање. Такође подразумевају знатно више конекција, које уносе додатне несигурности услед неприлагођења, услед могућих промена амбијенталне температуре узроковане дужином трајања процеса мерења, као и услед утицаја температуре тела оператора приликом спајања и распајања веза. Ове несигурности могу имати значајан утицај на укупну мерну несигурност одређивања фактора еталонирања сензора. Штавише, додатна повезивања могу значајно погоршати поновљивост мерења.

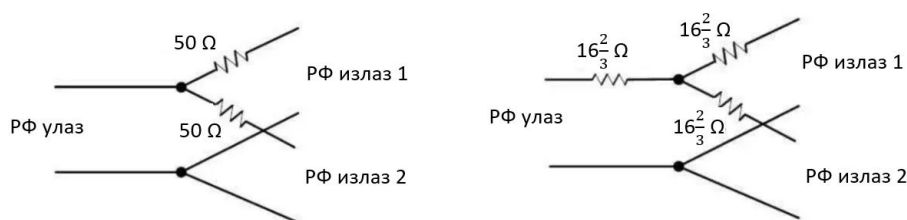
Имајући у виду да је примењени разделник снаге веома квалитетне израде, што подразумева малу вредност еквивалентног коефицијента рефлексије и добру симетрију, његова примена значајно смањује утицај неприлагођења у примењеној методи. Како је вредност његове симетрије специфицирана у релативно широком фреквенцијском опсегу до 4 GHz, а како се карактеристике компоненти на високим фреквенцијама углавном погоршавају са порастом фреквенције, претпостављено је да је реална вредност симетрије овог разделника у опсегу до 10 MHz знатно мања од специфициране. Такође је експериментално показано да у опсегу од 10 MHz до 18 GHz овај разделник има знатно мању вредност симетрије од декларисане. Да би се то потврдило и за фреквенције испод 10 MHz, било је потребно измерити вредност његове симетрије у читавом фреквенцијском опсегу од интереса.

Пре него што се опише проблематика и начин на који је измерена симетрија разделника, дате су основне карактеристике разделника снаге са два отпорника, као и његова карактеризација преко S-параметара мреже.

5.4 Разделник снаге са два отпорника

Разделник снаге је пасивна компонента са три порта, чији је основни задатак да сигнал са улазног порта дели на два једнака дела и прослеђује на излазне гране разделника. Израђују се у варијанти са два (2-R) или три отпорника (3-R). Термин „разделник“ (енгл. *splitter*) се најчешће односи на конфигурацију са два отпорника, док се термин „делитељ“ (енгл. *divider*) односи на конфигурацију са три отпорника [92]. Њихова примена се у зависности од начина израде значајно разликује. Конструкција са два отпорника се користи за побољшање ефективног излазног прилагођења РФ извора, било петљом за подешавање нивоа сигнала или мерењем односа сигнала. Конструкција са три отпорника се користи када је на преносној линији потребно тачно дељење снаге уз

одржавање прилагођења како главне, тако и бочних грана разделника. Ове две конструкције разделника су приказане на слици 5.4.



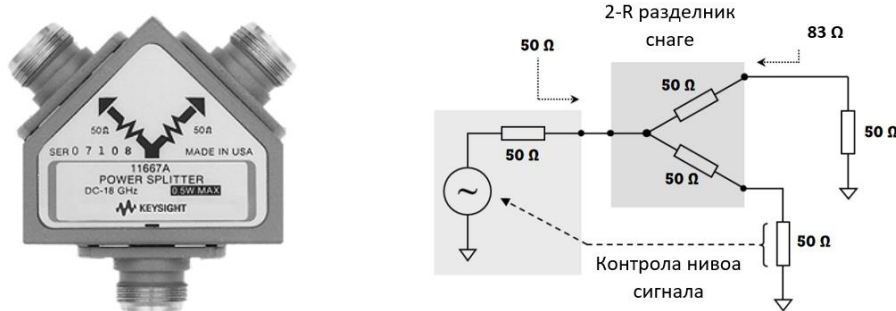
Слика 5.4: Разделник снаге са два отпорника (лево) и три отпорника (десно)

С обзиром да је у методу описаном у дисертацији примењен разделник са два отпорника, који је због своје конструкције погодан за мерење односа снага, на коме се заснива и одређивање фактора еталонирања сензора, овај тип разделника је детаљније описан.

Разделник са два отпорника се користи приликом праћења нивоа сигнала код кога се захтева велика тачност, као и код мерења која захтевају мали еквивалентни коефицијент рефлексије на излазу разделника. Типичне примене разделника снаге са два отпорника су:

- Двоканално мерење унетих губитака које захтева један канал за мерење сигнала, и други идентичан канал за праћење референтног сигнала,
- Обезбеђивање тачног извора снаге, уз контролу ватметром, било кроз нивелацију или однос снага,
- Нивелисање извора напајања коришћењем повратне петље повезане на један излаз разделника снаге и сл. [92][93][94].

Изглед једног разделника снаге са два отпорника отпорности $50\ \Omega$, смештена у две гране разделника и пример контроле нивоа сигнала помоћу разделника снаге су дати на слици 5.5 .

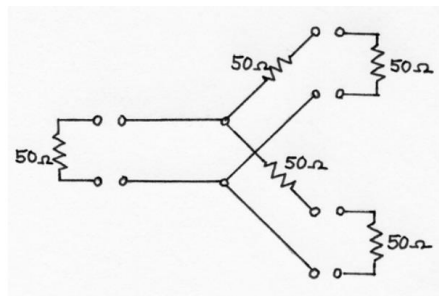


Слика 5.5: Разделник снаге са два отпорника: Изглед разделника HP 11667A (лево), Примена у контроли нивоа сигнала (десно)

Улога разделника снаге је првенствено да обезбеди изолацију између улазног порта и два излазна порта, као и међусобну изолацију излазних портова. Разделник снаге мора бити прилагођен на карактеристичну импедансу вода $50\ \Omega$, што обезбеђују два 50 -омска отпорника. Уколико унутар разделника не би било отпорника (што је случај код коаксијалне

„T“ рачве), уколико би се два оптерећења или два преносна вода од 50Ω повезали паралелно преко улазног преносног вода, укупно оптерећење које извор види на улазу разделника снаге би било 25Ω . Снага која се притом рефлектује са једног од излазних портова би утицала на други излазни порт, као и на извор сигнала.

На слици 5.6 је приказан терминисани разделник са два отпорника конструисан за 50Ω преносни систем. Оваква конфигурација обезбеђује улазну импедансу разделника од 50Ω . Снага која се са улазног порта испоручује на сваки излазни порт представља једну четвртину улазне снаге (-6 dB) и на сваком од четири 50-омска отпорника (два интерна и два екстерна од оптерећења на излазним портовима) дисипира четвртину улазне снаге. Према томе, изолација између излазних портова код 2-R разделника је остварена на рачун слабљења улазне снаге од 6 dB .



Слика 5.6: Терминисан разделник снаге са два отпорника улазне импедансе 50Ω

Разделник снаге као мрежа са три порта је дат на слици 5.7 (лево). На основу израза (2.41) и (2.42) могу се дефинисати напони инцидентних таласа a_i и рефлектованих таласа b_i i -тог порта као:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + S_{13}a_3 \quad (5.6)$$

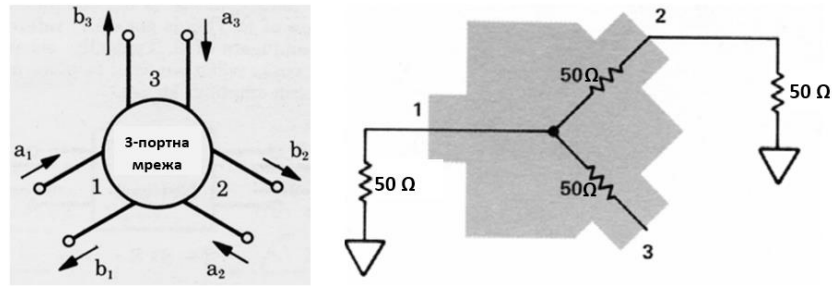
$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + S_{23}a_3 \quad (5.7)$$

$$b_3 = S_{31}a_1 + S_{32}a_2 + S_{33}a_3 \quad (5.8)$$

Одређивање параметара S_{ij} ($i,j=1,2,3$) се врши аналогно изразима (2.43), (2.45) и (2.46). Имајући у виду да је разделник снаге 3-портна компонента, параметар S_{11} се одређује при $a_2 = 0$ и $a_3 = 0$, односно када су портови 2 и 3 идеално прилагођени, а аналогно описаној 2-портној мрежи у поглављу 2.2.2.2, прилагођења за 3-портну мрежу се односе на преостала два порта разделника.

Требало би нагласити да импеданса излазних портова 2-R разделника не износи 50Ω , већ $83,33 \Omega$. Она се добија према формули (5.9) и слици 5.7 (десно). У случају идеално прилагођеног генератора, његов еквивалентни коефицијент рефлексије износи 0.

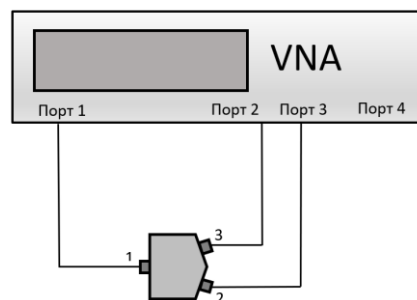
$$Z_3 = 50 \Omega + \frac{(50 \Omega) \cdot (100 \Omega)}{(50 \Omega) + (100 \Omega)} = 83,33 \Omega \quad \text{за } Z_0 = 50 \Omega \quad (5.9)$$



Слика 5.7: Разделник снаге са два отпорника (2-R): као мрежа са 3 порта (лево), рачунање излазне импедансе (десно)

Разделници снаге са два отпорника се данас производе у врло широком фреквенцијском опсегу. У комерцијалне сврхе се срећу и до фреквенције 67 GHz. Са порастом фреквенције опада и квалитет њихових карактеристика, те се коефицијент рефлексије појединих порта и симетрија разделника не могу одржати минималним при изразито високим фреквенцијама. Претежно се израђују за мале снаге реда до неколико вати.

Разделници снаге се могу у потпуности окарактерисати С-параметрима, који се типично мере векторским анализатором мреже. Пример мерења С-параметара разделника снаге као 3-портне мреже помоћу векторског анализатора мреже дат је на слици 5.8. Притом постоји неколико различитих варијанти мерења С-параметара разделника снаге, у зависности од броја порта коришћеног векторског анализатора мреже [22][95]. Уколико VNA има четири порта, С-параметри се мере директно и сва три порта разделника се везују на VNA. У случају 2-портног VNA, два порта разделника се везују на VNA, док се трећи, слободни крај затвара одговарајућим оптерећењем (оптерећењем познате импедансе, отвореном или кратком везом). Поступак се понавља за сваку комбинацију два порта разделника, како би се формирала читава матрица С-параметара разделника снаге.



Слика 5.8: Мерење С-параметара разделника са 4-портним VNA

С обзиром да се у одабраном методу разматра симетрија разделника снаге, она представља разлику слабљења појединих грана разделника, односно разлику параметара трансмисије S_{21} и S_{31} . У случају идеално симетричног разделника, ова разлика је нула. Међутим, код реалног разделника постоји одређено одступање вредности излазних снага

на портовима 2 и 3 разделника, а разлика ових снага, било да је изражена у децибелима или дата као релативни бездимензиони однос, представља симетрију разделника снаге.

5.5 Унапређење одабраног метода

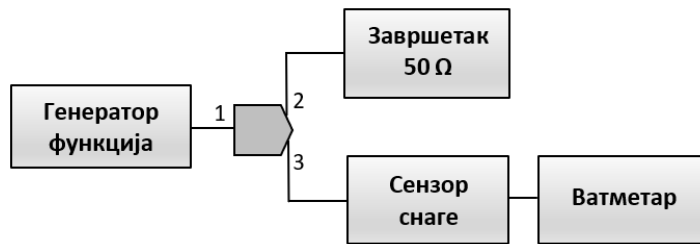
Услед велике вредности симетрије примењеног разделника специфициране од стране произвођача, укупна мерна несигурност одређивања фактора еталонирања сензора снаге би била већа од 4%. Како је ова несигурност превелика чак и са становишта микроталасних фреквенција реда GHz, било је јасно да се она мора свести на прихватљиву меру. У циљу побољшања ове несигурности, размотрена је могућност мерења симетрије разделнике у опсегу од интереса, будући да је њена специфицирана вредност превелика.

Симетрија разделника снаге се типично мери анализатором мреже [68][91][95–98], којим се одређују параметри трансмисије S_{21} и S_{31} , као што је приказано на слици 5.8. У ТОЦ-у се у ту сврху користи скаларни анализатор мреже типа Agilent 8757D са пратећом опремом (калибрационим сетом, детекторима снаге, сигнал генератором и додатним разделником снаге). Овакав систем заједно са дирекционим мостом HP 85027B чини систем за микроталасну импедансу који омогућава мерење и коефицијента стојећег таласа (модула коефицијента рефлексije). Параметри трансмисије и рефлексije се могу мерити овим системом скаларно у опсегу од 10 MHz до 26,5 GHz, те овај систем није погодан за мерење симетрије разделника у опсегу испод 10 MHz.

Генерално гледано, анализатори мреже, као и многи други РФ уређаји често не покривају опсег испод 10 MHz. Метролошке лабораторије се опредељују за фреквенцијски опсег у коме ће остварити своје мерне могућности и он је неретко исти за више различитих величина у области РФ и микроталаса. Тако су у МЛ 02 ТОЦ-а референтни еталони за микроталасну снагу и микроталасну импедансу предвиђени за рад у опсегу од 10 MHz до 26,5 GHz. Поједине лабораторије, пак, могу покрити део НФ опсега, али им је горња граница мерних могућности 18 GHz. Само најразвијеније међу њима (поједини НМИ широм света) имају могућност мерења ових величина у широком фреквенцијском опсегу од DC до неколико десетина, па и стотину GHz. Из наведеног се закључује да се мора правити компромис између потреба метролошких лабораторија, фреквенцијског и динамичког опсега, као и тачности еталона који се набављају.

Приликом изналажења алтернативног решења, које би омогућило мерење симетрије разделника у НФ опсегу, један од основних циљева је био да се постигне најбоља могућа мерна несигурност применом постојеће мерне опреме. Како је било потребно одабрати одговарајуће мерило које ће задовољити услове у погледу фреквенцијског опсега и тачности, у том смислу су размотрени дигитални мултиметар и сензор снаге са ватметром. Дигитални мултиметар Agilent 3458A је у старту одбачен као неогдоварајући из разлога који су већ описани у поглављу 5.1.2.

Посматрани сензор снаге је произвођача Agilent E9304A који мери снагу од 9 kHz до 6 GHz. Овај сензор се везује на ватметар типа Agilent E4419B резолуције 4 цифре. Блок шема мерења симетрије разделника помоћу сензора снаге и ватметра дата је на слици 5.9. Метод базиран на примени сензора снаге и ватметра заснива се на истом принципу као и метод



Слика 5.9: Мерење симетрије разделника помоћу сензора снаге и ватметра

који примењује анализатор мреже. На улаз разделника снаге (порт 1) се доводи сигнал из РФ извора (у конкретном случају генератора функција). РФ снага се сензором и ватметром мери на једном, а затим и на другом излазу разделника (излази означени са 2 и 3), док је истовремено слободан излаз разделника затварен микроталасним завршетком импедансе 50 Ω. Релативна разлика измерених снага изражена у децибелима или бездимензионо, представља симетрију разделника на посматраној фреквенцији.

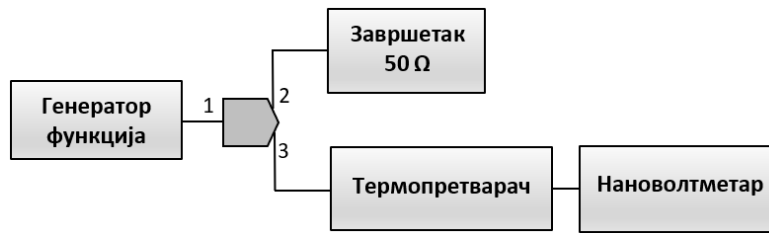
Анализом мерне несигурности овог метода која је приказана у поглављу 6.1.4, утврђено је да су утицај неприлагођења и резолуције ватметра доминантни. Иако овај сензор са ватметром покрива већи део фреквенцијског опсега од интереса и њиме се постиже задовољавајућа тачност мерења симетрије, ипак је постављено питање да ли се симетрија разделника може измерити у читавом фреквенцијском опсегу од DC до 10 MHz са задовољавајућом тачношћу. Одговор је проистекао из решења којим је превазиђен проблем доступности еталона РФ снаге у реализованом методу мерења фактора еталонирања сензора. Наиме, закључено је да термопретварач са нановолтметром може бити потенцијално адекватно решење.

Блок шема мерења симетрије разделника помоћу термопретварача са нановолтметром дата је на слици 5.10. У овом методу је сензор снаге са ватметром замењен термопретварачем са нановолтметром (или опционо дигиталним мултиметром). Како одређена РФ снага доведена на улаз термопретварача узрокује одговарајући DC напон на његовом излазу, пошло се од претпоставке да релативна разлика снага које се јављају на појединим излазима разделника одговара релативној разлици излазних напона термопретварача, који врши претварање РФ снаге у DC напон. У овом методу се пореде вредности излазних DC напона термопретварача измерених нановолтметром, када је он везан на један, а затим и на други излазни порт разделника, док је истовремено слободан излаз разделника терминисан микроталасним завршетком импедансе 50 Ω. Корекција услед симетрије разделника δ_S је притом одређена изразом:

$$\delta_S = \frac{V_2 - V_3}{V_3} \quad (5.10)$$

где су V_2 и V_3 једносмерни напони на излазу термопретварача, када је он везан на излаз 2, односно излаз 3 разделника снаге (слика 5.10) [85].

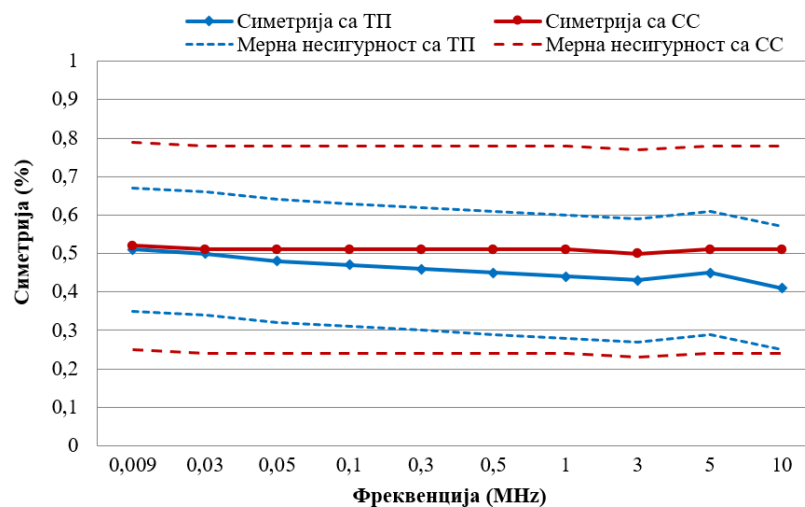
Примена термопретварача у мерењу симетрије разделника је атипична, нарочито што се он у описаном методу користи за релативно мерење РФ снаге. Веома је важно нагласити да AC/DC разлика термопретварача овде практично нема утицаја, будући да се њиме мере напони исте фреквенције и врло блиских нивоа. Ова чињеница примењеном



Слика 5.10: Мерење симетрије разделника помоћу термопретварача са нановолтметром

методу даје додатне предности у погледу остваривања боље несигурности мерења симетрије. Примењени термопретварач може бити било који од два типа еталона наведена у поглављу 5.1.2. Примењени напон на коме се симетрија одређује зависи од избора термопретварача, те може бити ефективне вредности 0,4 V или 0,9 V. Препорука је ипак, да се симетрија мери термопретварачем већег улазног напона, како би се што боље опазиле мале разлике РФ снаге доведене на његов улаз. Разлог лежи у карактеристици термопретварача описаној у поглављу 4.1.3.

Да би се валидовао примењени метод мерења симетрије разделника помоћу термопретварача, извршено је поређење добијених резултата са одговарајућим резултатима симетрије оствареним методом са сензором снаге (СС) и ватметром (слика 5.11). У ту сврху је коришћен термопретварач HP 11050A, те је мерење вршено на 0,9 V, што одговара нивоу снаге приближно +12 dBm. Упоредни резултати мерења са одговарајућим придруженим мерним несигурностима (за фактор обухвата $k = 2$) су дати на слици 5.11. Одговарајуће вредности симетрије добијене применом обе методе су врло блиске и не прелазе 0,52%. Ова вредност није занемарљива за потребе одабраног метода еталонирања сензора, али је значајно мања од специфициране вредности од 3,5%. Овим је потврђена неопходност, али и оправданост мерења симетрије разделника. Методом који примењује термопретварач се постиже боља мерна несигурност и до 50% у односу на метод са сензором снаге. Прорачун мерне несигурности за оба метода дат је у поглављу 6.1.4.



Слика 5.11: Валидација метода мерења симетрије помоћу термопретварача (ТП)

Након мерења симетрије разделника, корекција услед симетрије δ_S се може применити на израз (5.4), те се коначан израз за мерење фактора еталонирања сензора на тест фреквенцији може дефинисати као:

$$K_{\text{corr}}(f) = \frac{P_S(1+\delta_S)}{(V_{\text{DC}}(1+\delta_{\text{AC/DC}}))^2/Z} \quad (5.11)$$

Корекција услед симетрије разделника δ_S може имати позитиван или негативан предзнак, у зависности од тога у којој грани разделника је везан SUT. Да би се обезбедила једнообразна примена корекције услед симетрије разделника, пожељно је означити излазе разделника снаге, како би се SUT увек везивао на исти излаз. Ово је нарочито значајно из разлога што се једном измерене вредности симетрије на фреквенцијама од интереса користе у вишеструким мерењима фактора еталонирања све до поновног еталонирања разделника снаге.

Израз (5.11) се примењује за одређивање нормализованог фактора еталонирања сензора унапређеним методом као:

$$K_r(f) = \frac{K_{\text{corr}}(f)}{K_{\text{ref}}} = \frac{P_S(1+\delta_S)}{K_{\text{ref}}(V_{\text{DC}}(1+\delta_{\text{AC/DC}}))^2/Z} \quad (5.12)$$

5.6 Резултати одређивања фактора еталонирања сензора снаге

Да би се утврдила тачност и ефикасност одабраног метода пре његовог увођења у употребу, вршено је мерење фактора еталонирања доступних комерцијалних сензора средње снаге у опсегу испод 10 MHz.

За сваки предмет еталонирања спроведена је серија од више поновљених мерења. За поједине предмете еталонирања извршена је упоредна анализа резултата добијених применом оба наведена еталона РФ снаге (термопретварача).

Да би се донео суд о валидности одабраног метода, резултати фактора еталонирања су поређени са познатим вредностима датим у Уверењу (Сертификату) о еталонирању предметног сензора, или су прочитани из његовог EEPROM-а у случају новијих типова сензора. Требало би нагласити да ове познате вредности фактора еталонирања сензора, које служе као референца у случају валидације метода, најчешће нису на располагању лабораторијама за еталонирање. Из тог разлога је за валидацију одабраног метода избор предмета еталонирања био додатно сужен. Поред тога, постојало је додатно ограничење у погледу расположивости различитих типова сензора коришћених као предмет еталонирања. С обзиром да се комерцијални термисторски сензори на тржишту не срећу у опсегу испод 10 MHz, а да су термопретварачки сензори слабије заступљени од диодних сензора (који имају шири динамички опсег), као предмети еталонирања су коришћена два диодна и један термопретварачки сензор снаге. Сва три сензора се разликују према типу мерила снаге који их прати, те су дати примери за сензор са ватметром, мерним пријемником и за сензор који се повезују на рачунар преко USB порта.

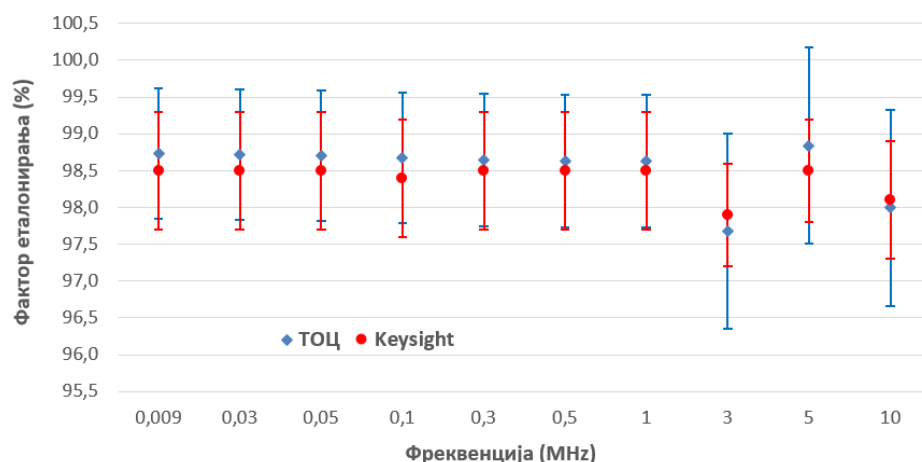
С обзиром да се вредност фактора еталонирања сензора мења у зависности од фреквенције, али и од нивоа снаге на коме се одређује, један од кључних услова приликом

поређења познатих и измерених вредности фактора еталонирања предметног сензора јесте да су они одређени при истом нивоу снаге за посматрану фреквенцију.

Као предмет еталонирања (SUT) првобитно је одабран диодни сензор снаге типа Keysight E9304A, опсега од 9 kHz до 6 GHz. Овај тип сензора је међу најзаступљенијим када је у питању мерење снаге у опсегу испод 10 MHz. Конкретан примерак узет за валидацију метода је у власништву МЛ 02, а познате вредности фактора еталонирања су узете из Уверења о еталонирању које је вршено од стране акредитоване лабораторије произвођача Keysight. С обзиром да се у одабраном методу примарно примењује еталон Ballantine 1395B-0,4, фактор еталонирања се притом одређује на нивоу снаге +5 dBm, који је диктиран опсегом рада примењеног термопретварача. Како је SUT еталониран при нивоу снаге -1 dBm, овај ниво је у процесу валидације постигнут уметањем прецизног ослабљивача познате вредности у грану разделника испред SUT-а. У питању је ослабљивач велике прецизности, номиналног слабљења 6 dB и фреквенцијског опсега од DC до 18 GHz. Како је предмет еталонирања диодни сензор снаге, за њега је одређен нормализовани фактор еталонирања. Према томе, фактор еталонирања на референтној фреквенцији 50 MHz (K_{ref}) је одређен такође при нивоу снаге -1 dBm, применом постојећег аутоматизованог система са трансфер еталоним. На основу K_{ref} и $K_{corr}(f)$ су израчунате вредности нормализованог фактора еталонирања на фреквенцијама испод 10 MHz према изразу (5.12).

Резултати фактора еталонирања постигнути применом одабраног метода и њихове одговарајуће вредности дате у Уверењу о еталонирању произвођача, заједно са придруженим мерним несигурностима су дати на слици 5.12. Добијени резултати фактора еталонирања показују добро поклапање са вредностима из уверења. Максимална апсолутна разлика одговарајућих вредности не прелази 0,3%, што је унутар граница мерне несигурности.

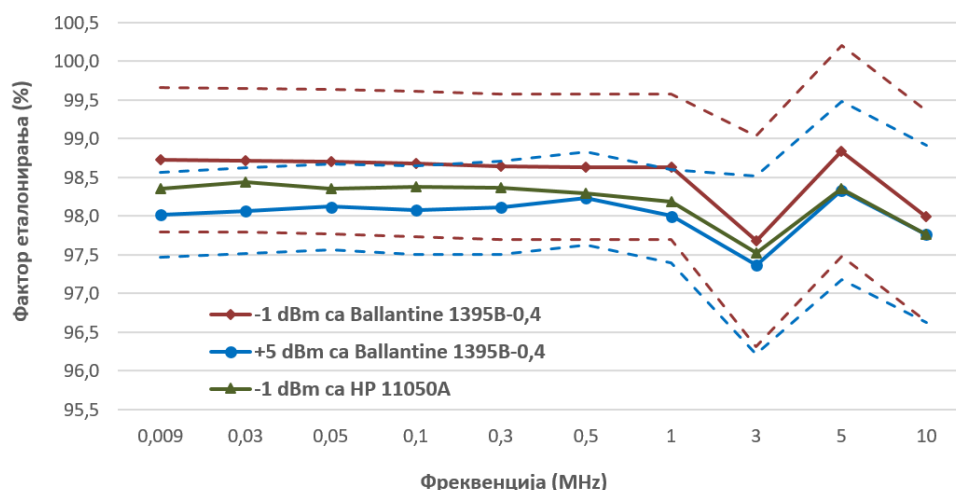
За исти предмет еталонирања вршено је мерење фактора еталонирања применом другог еталона HP 11050A. Како је радни опсег овог термопретварача већи, мерење фактора еталонирања се врши на +12 dBm. У овом случају су ради редукције снаге на вредност -1 dBm коришћена два ослабљивача од 10 dB и 3 dB, уметнута испред SUT-а. Упоредни приказ фактора еталонирања за сензор Keysight E9304A добијених при нивоу



Слика 5.12: Валидација метода одређивања фактора еталонирања сензора Keysight E9304A применом термопретварача Ballantine 1395B-0,4

снаге +5 dBm и –1 dBm коришћењем еталона Ballantine 1395B-0,4 са придруженим мерним несигурностима (означеним испрекиданим линијама), као и фактора еталонирања добијених при нивоу снаге –1 dBm коришћењем еталона HP 11050A је дат на слици 5.13. Плава испрекидана линија означава мерну несигурност остварену при нивоу снаге +5 dBm, када се не примењује ослабљивач. Црвеном испрекиданом линијом је приказана мерна несигурност остварена при нивоу снаге –1 dBm са еталоном Ballantine. Ова вредност је врло блиска несигурности оствареној еталоном Hewlett Packard, која није приказана ради боље прегледности. Као што се може уочити са слике, мерна несигурност одређивања фактора еталонирања на нивоу снаге –1 dBm у случају оба еталона је знатно већа услед несигурности одређивања слабљења ослабљивача.

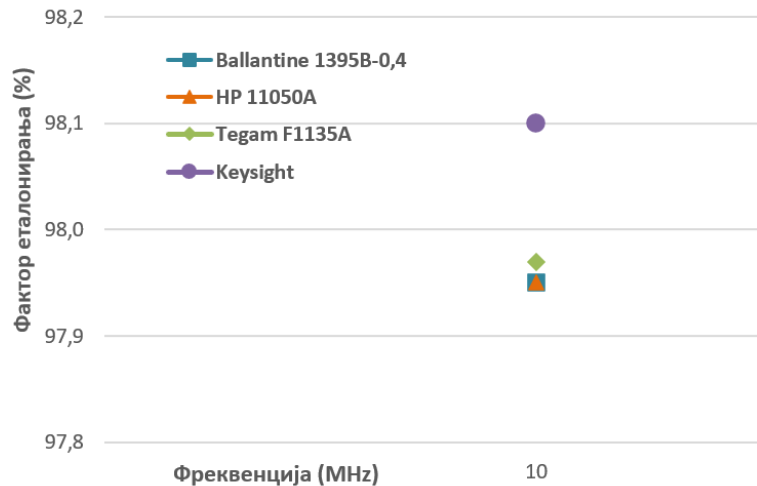
Важно је истаћи да криве фактора еталонирања добијене при нивоу снаге –1 dBm (уметањем ослабљивача) прате облик криве добијене при нивоу снаге +5 dBm (без примене ослабљивача). Као последица линеарности сензора, крива добијена при нивоу снаге +5 dBm је, међутим, благо померена испод кривих добијених при нивоу снаге –1 dBm. Према подацима из уверења о еталонирању произвођача, у коме су дате вредности фактора еталонирања и за постављени ниво –11 dBm (Low Path), закључено је да су у опсегу до 10 MHz вредности фактора еталонирања одређене при вишем нивоу снаге (–1 dBm, High Path) за предметни сензор снаге мање у односу на одговарајуће вредности фактора еталонирања одређене на nižем нивоу снаге (–11 dBm).



Слика 5.13: Упоредни приказ фактора еталонирања сензора Keysight E9304A добијених на + 5 dBm и –1 dBm са Ballantine 1395B-0,4 и на –1 dBm са HP 11050A

Једна од важних провера представљеног метода која се могла реализовати, и то искључиво на фреквенцији 10 MHz, јесте поређење вредности фактора еталонирања добијених применом два различита метода и то: реализованог метода са термопретварачем (произвођача Ballantine и HP) и метода са трансфер еталоном РФ снаге. Како се фактор еталонирања сензора може одредити са оба метода на фреквенцији 10 MHz, поређене су његове вредности добијене са оба термопретварача и трансфер еталоном Tegal при нивоу снаге –1 dBm (слика 5.14). На графику је приказана и вредност фактора еталонирања на 10 MHz дата у уверењу о еталонирању произвођача Keysight. На слици се уочава потпуно поклапање вредности фактора еталонирања добијених применом

оба термопретварача, док максимална апсолутна разлика између појединих приказаних вредности не прелази 0,15%, што је далеко мање од мерне несигурности којом су ове вредности одређене. На фреквенцији 10 MHz мерна несигурност одређивања фактора еталонирања применом термопретварача и ослабљивача износи 1,3%, а применом трансфер еталона 0,7%. Keysight је исказао своју несигурност као 0,8% при посматраној фреквенцији.



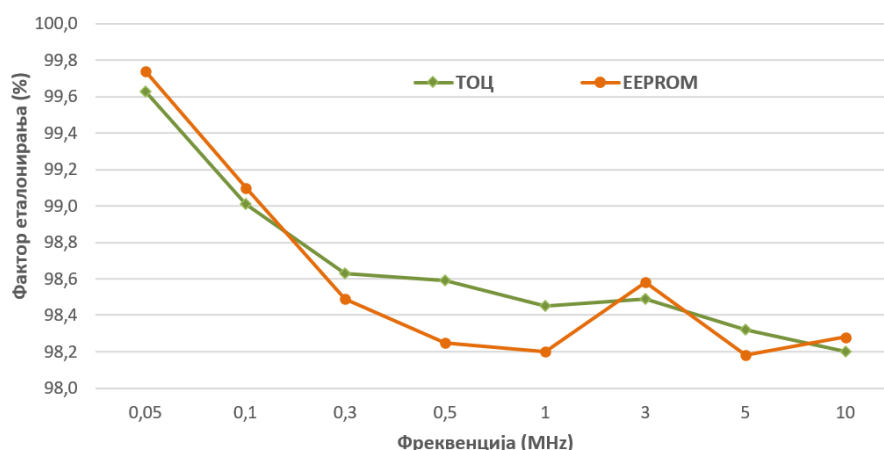
Слика 5.14: Упоредни приказ фактора еталонирања сензора Keysight E9304A добијених на 10 MHz при нивоу снаге -1 dBm применом различитих еталона/метода

Графици 5.12, 5.13 и 5.14 показују изузетно поклапање одговарајућих вредности фактора еталонирања добијених одабраним методом и то применом два различита термопретварача и вредности датих у Уверењу о еталонирању примењеног сензора. На основу добијених резултата, валидација одабраног метода се може сматрати успешном.

Поред диодног сензора снаге са ватметром, мерење фактора еталонирања је вршено и за диодни сензор снаге типа Keysight U2004A и термопретварачки сензор произвођача Rohde&Schwarz (R&S) типа NRP-Z37. Први од њих је USB сензор (отуда ознака „U“) који ради самостално без ватметра, а везује се на рачунар преко USB порта. Очитавање измерене снаге врши се путем одговарајућег софтвера. Опсег овог сензора је од 9 kHz до 6 GHz.

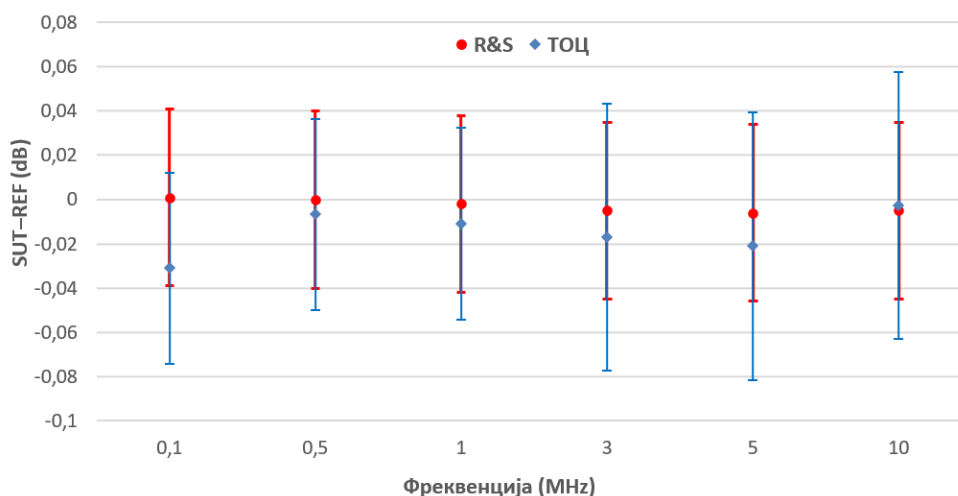
Примена другог сензора је предвиђена уз мерни пријемник R&S FSMR26 у опсегу од DC до 26,5 GHz. У оба случаја је такође примењен прецизни ослабљивач испред SUT-а, ради поређења резултата фактора еталонирања са релевантним познатим вредностима.

На слици 5.15 су приказане измерене вредности фактора еталонирања сензора Keysight U2004A и одговарајуће вредности очитане из EEPROM-а сензора. Требало би напоменути да је током мерења примењено нестабилно очитавање снаге на излазу сензора путем софтвера инсталираног на рачунару. Ова појава је очекивана код USB сензора код којих је присутна већа грешка постављања нуле и већи дрифт нуле у односу на конвенционалне сензоре са ватметром. Максимална апсолутна разлика измерених фактора еталонирања и одговарајућих вредности датих у меморији сензора износи 0,34%, што је унутар граница мерне несигурности.



Слика 5.15: Упоредни приказ фактора еталонирања сензора Keysight U2004A добијених одабраним методом и очитаних из EEPROM меморије сензора

У случају термопретварачког сензора R&S NRP-Z37, који се користи уз мерни пријемник R&S FSMR26, валидација метода је извршена у нешто измењеној форми. Наиме, овде није мерен фактор еталонирања наведеног сензора, већ разлика снаге измерене SUT-ом и референтним еталоном (термопретварачем), уз примену фактора еталонирања сензора унетих у табелу мерног пријемника од стране произвођача. Притом је примењен мерни ланац приказан блок шемом на слици 5.3, где је уместо сензора са ватметром везан сензор са мерним пријемником. Овакво мерење одговара методу одређивања ненормализованог фактора еталонирања према изразу (5.11). Како је предметни сензор еталониран у лабораторији произвођача Rohde&Schwarz, уверење о еталонирању садржи податке о одступању апсолутне снаге измерене сензором од референтне снаге измерене еталоном (SUT – REF). Притом номинална вредност задате снаге износи 0 dBm. Ово



Слика 5.16: Упоредни приказ одступања фактора еталонирања сензора R&S NRP-Z37 добијених одабраним методом и очитаних из EEPROM меморије сензора

одступање је исказано у децибелима и подразумева мерење апсолутне снаге уз аутоматску корекцију одговарајућим фактором еталонирања који се повлачи из меморије пријемника.

Како бројилац у изразу (5.11) представља снагу измерену SUT-ом, а именилац снагу измерену еталоном, тражена је разлика ових снага изражених у јединици dBm (dB у односу на 1 mW). Добијена разлика са придруженом мерном несигурношћу је приказана на слици 5.16, упоредо са одговарајућим вредностима и несигурношћу исказаним у уверењу о еталонирању. На улаз SUT-а је услед примене прецизног ослабљивача доведен ниво снаге -1 dBm, уместо 0 dBm на коме је произвођач вршио еталонирање. Поређење добијених вредности одступања (SUT – REF) је извршено уз претпоставку да је при снази -1 dBm одступање снаге измерене сензором у односу на снагу 0 dBm услед његове линеарности занемарљиво. На слици 5.16 се уочава да су одговарајуће вредности одступања измерене од референтне вредности снаге блиске одступањима датим у уверењу о еталонирању сензора и налазе се у границама мерне несигурности.

5.7 Поновљивост мерења фактора еталонирања

Једна од мера поузданости мерног метода јесте његова поновљивост. Поновљивост се дефинише као блискост слагања резултата више узастопних мерења једне величине при истим условима мерења. Исти услови мерења подразумевају примену истог метода, мерне опреме, услова околине (у конкретном случају температуре и влажности ваздуха), истог метролога, и пре свега кратак временски размак између мерења, како би она била узастопна.

На самом почетку испитивања поновљивости метода одређивања ненормализованог фактора еталонирања означеног као $K(f)$ у изразу (5.11), примећено је извесно одступање у понашању термопретварача. Наиме, примећено је да вредности РФ снаге одређене еталоном (термопретварачем) у серији од неколико узастопних мерења фактора еталонирања на посматраној фреквенцији могу значајније одступати једне од других. Истовремено ова одступања нису праћена одступањима одговарајуће снаге измерене сензором, те је стабилност нивоа РФ извора (генератора функција) искључена као могући узрок проблема. У том случају је као узрок ових одступања идентификован термопретварач, уз претпоставку да се они јављају услед топлотних ефеката термопретварача (термоелектрични ефекти, ефекти самозагревања, скин ефекат итд.) [49]. Притом су експерименталним путем установљени следећи услови који се морају испунити, како би се обезбедила што боља поновљивост и минимизовале грешке услед утицаја термопретварача:

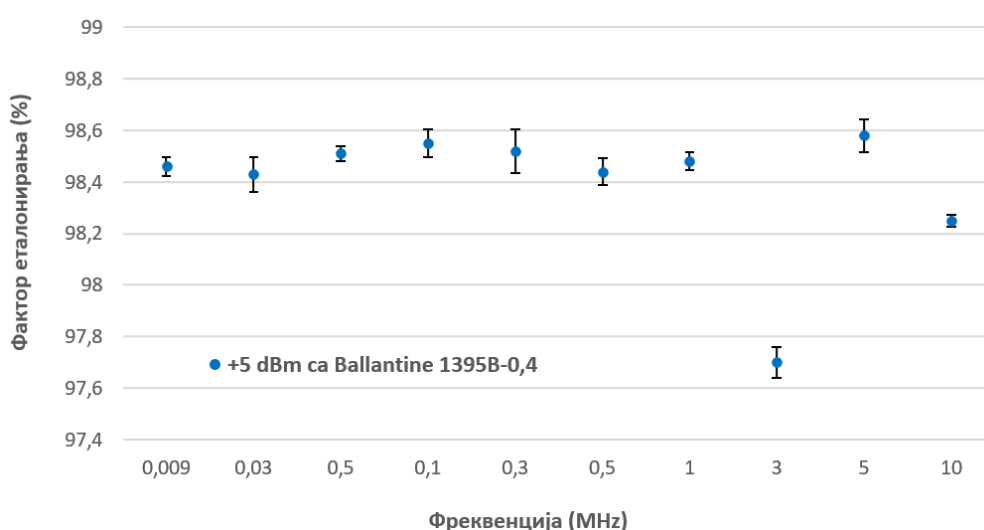
- За стабилно читавање DC напона на излазу термопретварача нановолтметром у оба корака мерног метода потребно је сачекати око 15 s. Овај интервал је установљен као оптималан. Како је термопретварачу потребно извесно време да да стабилан излаз, уколико се овај напон узоркује раније, може доћи до грешке у мерењу његовог излаза. Такође, уколико је улаз термопретварача предуго изложен напону, услед ефеката самозагревања јавља се извесни дрифт.
- Између сваког поновног спајања термопретварача и сензора снаге на разделник, односно DC извор, мора постојати одређени временски интервал који ће обезбедити да се утицај температуре тела метролога, настао приликом додира

ових компоненти при спајању и распајању елиминише. Такође, потребно је обезбедити извесно време за хлађење термоелемента термопретварача након примене напона на његов улаз. Притом би требало имати у виду да се температура амбијента може значајније променити уколико се прави предуга пауза између узастопних мерења, што утиче на одзив термопретварача, као и на релевантност резултата који се у том случају не могу сврстати у узастопна мерења. Оптималан временски интервал између два узастопна мерења је између 10 s и 15 s.

- Пожељно је да се мерења термопретварачем не изводе непрекидно у дужем временском периоду (1 сат или више), јер се услед самозагревања термопретварача повећава дрифт његовог излазног напона и долази до грешке у конверзији напона.

Како су код термопретварача изражени температурни ефекти, јасно је да се амбијентална температура мора очувати што константнијом. Ово се постиже централним клима системом произвођача Emerson, типа NOM S130, којим се максимална варијација амбијенталне температуре током читаве године одржава у границама ± 2 °C. Експериментално је утврђено да на дисперзију резултата мерења више утиче промена температуре амбијента, него када је температура повишена (која излази из дозвољених оквира (23 ± 2) °C), а притом константна.

Уз поштовање наведених услова приликом рада са термопретварачем, којима се смањује утицај термичких ефеката, одређена је поновљивост мерења ненормализованог фактора еталонирања сензора Keysight E9304A. Поновљивост је одређена у опсегу до 10 MHz, при чему је примењен еталон Ballantine 1395B-0,4, а мерење је вршено за ниво снаге +5 dBm. Мерење фактора еталонирања је поновљено 5 пута за сваку фреквенцију од интереса, са распајањем конектора. Поновљивост одређивања фактора еталонирања сензора снаге реализованим методом у фреквенцијском опсегу од интереса, представљена као стандардна девијација фактора еталонирања израженог у процентима приказана је на слици 5.17. Стандардна девијација фактора еталонирања у читавом фреквенцијском опсегу



Слика 5.17: Поновљивост одређивања ненормализованог фактора еталонирања применом поступка за смањење утицаја топлотних ефеката термопретварача

је мања од 0,1%. Иако је иницијално претпостављено да ће она бити већа на фреквенцијама реда MHz, применом одговарајућег поступка мерења је показано супротно.

У случају када није испоштован неки од наведених услова у процесу мерења, стандардна девијација фактора еталонирања се може значајно повећати, чак и преко 0,3%. Приликом одређивања поновљивости ненормализованог фактора еталонирања, где је целокупно мерење за 10 фреквенција поновљено пет пута, термопретварач је био ангажован око 2 сата. Притом су мерења вршена од најниже до највише фреквенције у опсегу од интереса. У том случају је примећена већа стандардна девијација на вишим фреквенцијама, тј. већ од половине посматраног фреквенцијског опсега. Иста мерења су поновљена у опадајућем редоследу фреквенција. У том случају је стандардна девијација фактора еталонирања на вишим фреквенцијама била знатно нижа него у случају када су фреквенције задаване у растућем редоследу. Истовремено се стандардна девијација на нижим фреквенцијама повећала, јер су оне мерене након дужег рада термопретварача. У трећем случају су прављене веће паузе између појединих тест фреквенција, при чему је вршено пет узастопних мерења на истој фреквенцији. Ово је показало добре резултате у погледу поновљивости мерења фактора еталонирања независно од фреквенције. На основу описаних експерименталних мерења донет је закључак да дуготрајна непрекидна употреба термопретварача није пожељна, како би се избегле грешке узроковане његовим самозагревањем.

Поред описаних ефеката термопретварача, на деградацију поновљивости може утицати и спајање конектора, при чему услед различите силе притезања конектора повремено долази до повећања рефлексije од улаза сензора. Како је разделник снаге са два отпорника такве конструкције која омогућава да се рефлексija са оптерећења на једном излазу разделника „види“ и на другом излазу разделника, ово повећање рефлексije услед различите силе притезања конектора се одражава и на напон који термопретварач мери на свом улазу. Појава веће рефлексije од улаза сензора је углавном лако уочљива, уколико се врши више поновљених мерења на истој фреквенцији. Она се манифестује значајнијом истовременом променом напона коју мери термопретварач и променом снаге коју мери сензор. Притом се резултат мерења одбацује и практикује се понављање мерења уз поновно распајање и спајање конектора. Ова појава је још један доказ да се о резултату мерења не може судити на основу појединачног мерења, већ се ради веће поузданости мерење мора поновити неколико пута. Међутим, на основу резултата фактора еталонирања је утврђено да је промена њихове стандардне девијације у зависности од броја мерења занемарљива, када је број мерења већи од 3, стога није неопходно понављати мерења велики број пута. Ово иде у прилог чињеници да је пожељно да мерење траје што је краће могуће, због осетљивости појединих компоненти мерног система на промену температуре околине, али и због ефеката загревања, који се могу јавити услед дужег рада термопретварача.

6. МЕРНА НЕСИГУРНОСТ

Процена мерне несигурности је једна од неизоставних активности метролошких лабораторија, нарочито оних које су акредитоване и раде у складу са захтевима стандарда ISO/IEC 17025. Мерна несигурност је параметар придружен резултату мерења који карактерише дисперзију вредности која би разумно могла да се припише мереној величини [38]. Мерном несигурношћу се изражава поверење у квалитет мерења и успоставља веза са следивошћу до националних или међународних еталона. Ниједан податак о измереној вредности није потпун без придружене мерне несигурности. Она омогућава поређење резултата мерења, а корисна је и у постављању критеријума за њихово прихватање. Процена мерне несигурности захтева добро разумевање поступка мерења, а неретко и функционисања и конструкције самих мерних уређаја, као и идентификацију величина које утичу на мерну несигурност. Ова процена није једноставан задатак и захтева детаљну анализу, систематичност и искуство особе која је врши.

У овој дисертацији је посебан акценат стављен на мерну несигурност, првенствено из разлога што је постизање прихватљиве мерне несигурности један од основних услова за успешну реализацију метода којим се истраживање бави. Управо из овог разлога је првобитни метод претрпео одређене измене у виду додатних мерења и примене одговарајуће корекције, а све у циљу смањења мерне несигурности. Анализа и процена мерне несигурности је извршена у складу са европским документима и препорукама као што су GUM, EA-4/02, M3003 итд. [99–102]. Примена ових препорука у процени и исказивању мерне несигурности омогућава равноправно поређење резултата мерења који потичу од различитих лабораторија или појединачца.

У овом поглављу је приказана анализа мерне несигурности одређивања фактора еталонирања сензора средње снаге са ватметром, остварена реализованим методом са термопретварачем као еталоном РФ снаге у фреквенцијском опсегу испод 10 MHz. Поред тога, дат је и пример процене мерне несигурности у случају мерења апсолутне снаге сензором, који приказује зависност ове несигурности од несигурности којом је одређен фактор еталонирања сензора.

6.1 Анализа мерне несигурности реализованог метода

Након добијања првих резултата реализованог метода у свом основном облику исказаном изразима (5.4) и (5.5), извршена је и анализа остварене мерне несигурности. Притом су обухваћени они параметри који потенцијално могу утицати на мерну несигурност, било да је њихов допринос укупној несигурности значајан, или је пак занемарљив. Анализом сваког појединачног елемента мерног ланца, као и израза (5.5), на самом почетку анализе се један параметар истакао као доминантан, а реч је о симетрији разделника снаге.

Како је описано у поглављу 5.3, према спецификацији разделника HP 11667A, његова симетрија износи 3,5% [91]. С обзиром да је ова вредност превелика за потребе МЛ 02, анализирана је могућност њеног смањења. То је остварено алтернативним методом

мерења симетрије помоћу термопретварача, описаном у поглављу 5.5. Тиме је заокружен поступак мерења фактора еталонирања сензора, који се добија према изразу (5.12). На основу овог израза и анализе појединих утицајних параметара, формиран је математички модел одређивања релативног фактора еталонирања сензора на тест фреквенцији f као:

$$K_r(f) = \frac{P_s(1+\delta P_w)(1+\delta M_{ps-sut}+\delta M_{ps-tvc})(1+\delta_s)}{K_{ref}(\delta V_{DC}+V_{DC}(1+\delta_{AC/DC}+\delta_{DCr}+\delta V_{r1}+\delta V_{r2}))^2/Z} + \delta K_r \quad (6.1)$$

где су:

- $K_r(f)$ Релативни фактор еталонирања на тест фреквенцији f
- P_s Супституисана DC снага измерена сензором са ватметром (SUT-ом)
- K_{ref} Фактор еталонирања SUT-а на референтној фреквенцији 50 MHz
- V_{DC} Напон постављен на DC калибратору
- Z Номинална улазна импеданса термопретварача од 50 Ω
- δP_w Корекција услед резолуције ватметра
- δM_{ps-sut} Корекција услед неприлагођења између разделника и SUT-а
- δM_{ps-tvc} Кор. услед неприлагођења између разделника и термопретварача
- δ_s Корекција услед симетрије разделника
- δV_{DC} Корекција услед генерисања напона DC калибратора
- $\delta_{AC/DC}$ Корекција услед AC/DC разлике термопретварача
- δ_{DCr} Корекција услед грешке реверзирања DC напона термопретварача
- $\delta V_{r1}, \delta V_{r2}$ Корекција услед резолуције нановолтметра у 1. и 2. кораку мерења
- δK_r Корекција услед поновљивости мерења фактора еталонирања

Начин на који се дошло до приказаног математичког модела, као и детаљније образложење прорачуна наведених корекција су дати у даљем тексту.

Процена мерне несигурности одређивања релативног фактора еталонирања реализованим методом је приказана за тест фреквенцију 100 kHz. Фактор еталонирања је одређен за сензор Keysight E9304A (SUT). Како су поједине компоненте у реализованом методу осетљиве на промену температуре, од велике је важности да она током мерења буде што константнија. У лабораторији се микроклиматски услови контролишу централним клима системом, а температура се одржава у границама $(23 \pm 2) ^\circ\text{C}$. Екпериментално је утврђено да максимална промена температуре околине током трајања процеса мерења реализованог метода не прелази $0,5^\circ\text{C}$. Из тог разлога ће утицај амбијенталне температуре на понашање појединих елемената мерног ланца (пре свега термопретварача, сензора који се еталонира и трансфер еталона) бити занемарен. Утицај промене температуре околине се може занемарити искључиво уколико се услови околине одржавају приближно константним.

6.1.1 Несигурност неприлагођења

У претходним поглављима је било говора о рефлексији као последици неприлагођења импеданси у РФ преносном систему. Овде ће бити описан начин израчунавања несигурности коју ово неприлагођење уноси у мерење РФ снаге, као и у реализовани метод одређивања фактора еталонирања сензора.

6.1.1.1 Теорија несигурности неприлагођења

У поглављу 2.2.2.1 је приказана анализа импеданси у РФ колу на основу дијаграма тока сигнала од генератора до оптерећења датог на слици 2.4. На основу израза (2.32) који представља однос снаге која би се предала прилагођеном потрошачу $P_{g_{Z_0}}$ и снаге која се заиста предаје реалном потрошачу (апсорбује се на потрошачу) импедансе Z_l , снага апсорбована на потрошачу P_a се добија као:

$$P_a = P_{g_{Z_0}} \frac{1 - |\Gamma_l|^2}{|1 - \Gamma_l \Gamma_g|^2} \quad (6.2)$$

Део израза $1 - |\Gamma_l|^2$ представља губитке услед неприлагођења, који су искључиво функција импедансе. Он се може лако одредити уколико је познат модуо коефицијента рефлексије пријемника. Међутим, део израза $|1 - \Gamma_l \Gamma_g|^2$ представља ефекте вишеструких рефлексија, односно неприлагођење генератора и пријемника. Ову компоненту је могуће у потпуности прорачунати само у случају да је познат и модуо и фаза комплексних коефицијената рефлексије пријемника и генератора Γ_l и Γ_g . Одређивањем ове компоненте може се извршити корекција резултата мерења, а несигурност њеног мерења је одређена несигурношћу мерења комплексних величина Γ_l и Γ_g . Дефинишимо ово неприлагођење као M :

$$M = |1 - \Gamma_l \Gamma_g|^2 \quad (6.3)$$

Коефицијенти рефлексије Γ_l и Γ_g се могу представити преко својих реалних и имагинарних компоненти као $\Gamma_l = \Gamma_{l, \text{re}} + i\Gamma_{l, \text{im}}$ и $\Gamma_g = \Gamma_{g, \text{re}} + i\Gamma_{g, \text{im}}$.

Одређивање фазе коефицијената рефлексије Γ_l и Γ_g најчешће није једноставно, нарочито за генераторе. Како фаза коефицијената рефлексије Γ_l и Γ_g најчешће није позната, претпоставља се да фаза може имати било коју вредност у интервалу $-\pi < \theta \leq \pi$ са подједнаком вероватноћом. Ако је $G = \Gamma_l \Gamma_g$, израз (6.3) постаје:

$$M = |1 - G|^2 \quad (6.4)$$

односно,

$$M = (1 - G_{\text{re}})^2 + (-G_{\text{im}})^2 \quad (6.5)$$

где су G_{re} реална и G_{im} имагинарна компонента од G . Коефицијенти осетљивости функције M су притом једнаки:

$$c_{re} = \frac{\partial M}{\partial G_{re}} = -2(1 - G_{re}) \quad (6.6)$$

$$c_{im} = \frac{\partial M}{\partial G_{im}} = 2G_{im} \quad (6.7)$$

Уколико се претпостави идеалан случај када су G_{re} и G_{im} једнаки нули, тада је $c_{re} = 2$, а $c_{im} = 0$. Полазећи од формуле за комбиновану мерну несигурност дефинисану GUM-ом, несигурност неприлагођења је тада једнака:

Несигурности реалне и имагинарне компоненте су једнаке уз претпоставку кружне симетрије реалне и имагинарне равни. Израз (6.8) показује да несигурност услед неприлагођења зависи од $u(G_{re})$ која представља производ Γ_1 и Γ_g и у случају непознате фазе несигурност $u(G_{re})$ је једнака:

$$u(M) = \sqrt{2^2 u^2(G_{re})} = 2u(G_{re}) \quad (6.8)$$

$$u(G_{re}) = \sqrt{2} u(\Gamma_{1,re}) u(\Gamma_{g,re}) \quad (6.9)$$

Комбинијући изразе (6.8) и (6.9), несигурност неприлагођења постаје:

$$u(M) = 2\sqrt{2} u(\Gamma_{1,re}) u(\Gamma_{g,re}) \quad (6.10)$$

Израз (6.10) показује да се несигурност услед неприлагођења, када фаза одговарајућих коефицијената рефлексије није позната, може добити на основу одговарајућих несигурности реалних компоненти коефицијената рефлексије.

Уколико се претпоставе познате константне вредности модула коефицијената Γ_1 и Γ_g (ρ_1 и ρ_g) и непознате, али једнако вероватне вредности њихових фаза у опсегу $-\pi < \theta \leq \pi$, опсег могућих вредности коефицијената рефлексије лежи на кругу чији се центар налази у основи реалне и имагинарне равни, и тада је стандардна девијација реалне компоненте коефицијента рефлексије према Харис и Ворнеру (енгл. *Harris and Warner*) једнака:

$$\sigma = \frac{a}{\sqrt{2}} \quad (6.11)$$

где је a полупречник круга. Ова расподела могућих вредности реалне компоненте коефицијента рефлексије је према Харис и Ворнеру названа „U“ расподела вероватноће. Нека је $a = |\Gamma_1|$ и такође $a = |\Gamma_g|$, тада су стандардне несигурности реалне компоненте Γ_1 и Γ_g :

$$u(\Gamma_{1,re}) = \frac{|\Gamma_1|}{\sqrt{2}} \quad (6.12)$$

$$u(\Gamma_{g, re}) = \frac{|\Gamma_g|}{\sqrt{2}} \quad (6.13)$$

Израз (6.10) за несигурност неприлагођења постаје (6.14), када се претпоставе познате вредности модула и непознате вредности фаза коефицијената рефлексије.

$$u(M) = 2\sqrt{2} \frac{|\Gamma_1| |\Gamma_g|}{\sqrt{2} \sqrt{2}} = \sqrt{2} |\Gamma_1| |\Gamma_g| \quad (6.14)$$

Уколико су вредности $|\Gamma_1|$ и $|\Gamma_g|$ мерене величине са одговарајућим мерним несигурностима, при чему је фаза ових коефицијената непозната, могуће вредности ових коефицијената рефлексије леже унутар прстена чији се центар налази у основи реалне и имагинарне равни. Несигурности коефицијената Γ_1 и Γ_g са оваквом расподелом су:

$$u(\Gamma_{l, re}) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{|\Gamma_1|^2 + 2u^2(|\Gamma_1|)} \quad (6.15)$$

$$u(\Gamma_{g, re}) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{|\Gamma_g|^2 + 2u^2(|\Gamma_g|)} \quad (6.16)$$

Заменом израза (6.15) и (6.16) у израз (6.10), несигурност услед неприлагођења, када су вредности модула коефицијената рефлексије мерене, а фаза је непозната, једнака је изразу (6.17) [21][103].

$$\begin{aligned} u(M) &= 2\sqrt{2} u(\Gamma_{l, re}) u(\Gamma_{g, re}) = 2\sqrt{2} \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{|\Gamma_1|^2 + 2u^2(|\Gamma_1|)} \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{|\Gamma_g|^2 + 2u^2(|\Gamma_g|)} = \\ &= \sqrt{2} \sqrt{|\Gamma_1|^2 + 2u^2(|\Gamma_1|)} \sqrt{|\Gamma_g|^2 + 2u^2(|\Gamma_g|)} \end{aligned} \quad (6.17)$$

У случају када измерене вредности модула коефицијента рефлексије нису доступне, тада се расподеле вредности $|\Gamma_1|$ и $|\Gamma_g|$ морају претпоставити. Поједини произвођачи, а на првом месту Keysight, препоручују да се на вредности модула коефицијената рефлексије примени Рејлијева расподела (енгл. *Rayleigh Distribution*), чија је функција густине вероватноће (енгл. *Probability Density Function, PDF*) једнака:

$$r(x; \sigma) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (6.18)$$

где је σ параметар Рејлијеве расподеле који у овом случају представља стандардну девијацију Гаусових расподела које описују реалну и имагинарну компоненту коефицијента рефлексије [21]. Према томе, ако су Γ_1 и Γ_g описане Рејлијевом расподелом, онда су несигурности реалних компоненти ових коефицијената рефлексије једнаке:

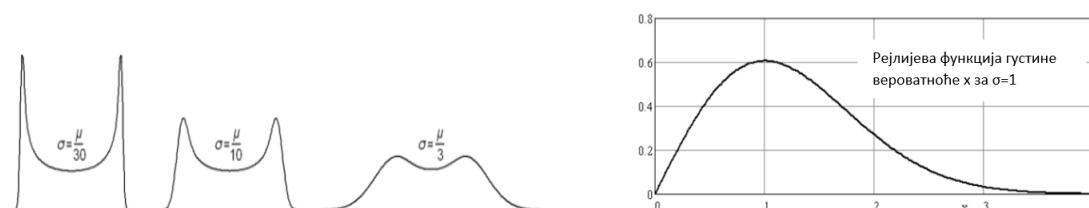
$$u(\Gamma_{l, re}) = \sigma_1 \quad (6.19)$$

$$u(\Gamma_{g, re}) = \sigma_g \quad (6.20)$$

Несигурност неприлагођења која се израчунава на основу модула коефицијента рефлексије описаних Рејлијевом расподелом, када фаза ових коефицијентара није позната, се изражава као:

$$u(M) = 2\sqrt{2}\sigma_1\sigma_g \quad (6.21)$$

Изглед „U“ и Рејлијеве функције густине вероватноће неприлагођења M дат је на слици 6.1.



Слика 6.1: Функција густине вероватноће: „U“ расподеле (лево), Рејлијеве расподеле (десно)

Приликом израчунавања вредности σ параметра Рејлијеве расподеле, препорука Keysight-а је да се узме 95-процентна расподела. Кумулативна Рејлијева функција расподеле (енгл. *Cumulative Distribution Function*, CDF) јесте интеграл PDF:

$$R(x) = 1 - e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (6.22)$$

Однос 95-процентне вредности кумулативне функције расподеле и параметра σ се добија на основу израза:

$$R(x) = 0,95 = 1 - e^{-\frac{x_{95}^2}{2\sigma^2}} \quad (6.23)$$

$$\sigma = \frac{x_{95}}{\sqrt{2\ln(20)}} \quad (6.24)$$

Заменом израза (6.24) у израз (6.21), стандардна несигурност неприлагођења у случају 95-процентне расподеле модула коефицијентара рефлексије $\Gamma_{95,1}$ и $\Gamma_{95,g}$ је:

$$u(M) = \frac{\sqrt{2}}{\ln(20)} \Gamma_{95,1} \Gamma_{95,g} \quad (6.25)$$

Неретко једина доступна информација о коефицијенту рефлексије потиче из спецификације произвођача, која се за већину мерних уређаја односи на одређени фреквенцијски опсег. Притом спецификација дефинише горњу границу, односно максималну вредност модула коефицијента рефлексије $|\Gamma_{\max}|$ у одређеном

фреквенцијском опсегу. Иако кумулативна Рејлијева расподела никада не достиже вредност 100%, према [21], максимум вредности модула коефицијента рефлексије чија је расподела Рејлијева је еквивалентан интервалу 3σ (којој одговара статистичка сигурност од 99,73%) за случајне променљиве које се понашају према Гаусовој расподели. У том случају се 1σ одређује дељењем са 3,439 као:

$$\sigma = \frac{|\Gamma_{\max}|}{3,439} \quad (6.26)$$

Према томе, стандардна несигурност неприлагођења у случају када се модули коефицијената рефлексије $|\Gamma_{\max,l}|$ и $|\Gamma_{\max,g}|$ узимају из спецификације као максималне могуће вредности је:

$$u(M) = 2\sqrt{2} \frac{|\Gamma_{\max,l}|}{3,439} \frac{|\Gamma_{\max,g}|}{3,439} \quad (6.27)$$

Израз (6.27) је примењен при прорачунавању стандардне несигурности неприлагођења M_{ps-sut} и M_{ps-tvc} датих у математичком моделу (6.1) реализованог метода одређивања фактора еталонирања сензора снаге.

6.1.1.2 Несигурност неприлагођења реализованог метода

У реализованом методу одређивања фактора еталонирања сензора снаге у опсегу испод 10 MHz препознато је присуство неприлагођења између разделника снаге и SUT-а, као и између разделника снаге и термопретварача. Одговарајуће корекције услед неприлагођења су означене са δM_{ps-sut} и δM_{ps-tvc} .

Мерење коефицијента рефлексије ових компоненти није могуће реализовати у ТОЦ-у у опсегу испод 10 MHz, будући да постојећи систем са скаларним анализатором мреже ради у опсегу од 10 MHz до 26,5 GHz. Једина доступна информација о коефицијенту рефлексије или пак импеданси поменутих компоненти дата је у спецификацији произвођача. Из тог разлога је примењен израз (6.27) за стандардну несигурност неприлагођења у случају када фаза коефицијената рефлексије није позната, а вредност његовог модула узета из спецификације произвођача као максимална, при чему се за одговарајуће модуле коефицијената рефлексије претпоставља Рејлијева расподела. Према наведеном, одговарајуће корекције услед неприлагођења се израчунавају као:

$$u(M_{ps-sut}) = 2\sqrt{2} \frac{|\Gamma_{ps}|}{3,439} \frac{|\Gamma_{sut}|}{3,439} \quad (6.28)$$

$$u(M_{ps-tvc}) = 2\sqrt{2} \frac{|\Gamma_{ps}|}{3,439} \frac{|\Gamma_{tvc}|}{3,439} \quad (6.29)$$

где су $|\Gamma_{ps}|$, $|\Gamma_{sut}|$ и $|\Gamma_{tvc}|$ модули коефицијента рефлексије разделника снаге, SUT-а и термопретварача.

За разделник снаге специфицирана је вредност еквивалентног коефицијента стојећег таласа (VSWR) његових излазних грана, и она износи 1,1 у фреквенцијском опсегу од DC до 4 GHz. За SUT је такође специфицирана вредност коефицијента стојећег таласа његовог

улаза од 1,13 у опсегу од 9 kHz до 2 GHz. Конверзија VSWR у модуо коефицијента рефлексије $|\Gamma|$ се врши помоћу израза (2.16), а вредности $|\Gamma_{ps}|$ и $|\Gamma_{sut}|$ притом износе 0,0476 и 0,0698.

За термопретварач је специфицирано максимално одступање његове улазне имедансе од номиналне вредности 50 Ω . Према спецификацији произвођача, максимално одступање улазне имедансе термопретварача износи 0,3%, те се она може наћи у интервалу $(50 \pm 0,15) \Omega$ [86]. На основу овог податка и применом израза (2.12) за прорачун коефицијента рефлексије на основу имедансе добија се модуо коефицијента рефлексије од 0,0015.

На основу наведених вредности одговарајућих модула коефицијената рефлексије и израза (6.28) и (6.29), стандардне несигурности неприлагођења $u(M_{ps-sut})$ и $u(M_{ps-tvc})$ износе 0,0695% и $1,7 \cdot 10^{-3}\%$.

6.1.2 Несигурност фактора еталонирања на референтној фреквенцији

Нормализовани (релативни) фактор еталонирања сензора на фреквенцијама до 10 MHz је према изразу (5.12) одређен на основу две независне компоненте $K_{corr}(f)$ и K_{ref} . Фактор еталонирања на референтној фреквенцији K_{ref} се одређује постојећим методом са трансфер еталоним РФ снаге реализованим у ТОЦ-у [17][23]. Фактор еталонирања на тест фреквенцији $K_{corr}(f)$ се одређује унапређеним методом који је резултат овог истраживања, а према изразу (5.11).

Аналогно изразу (4.4), ненормализовани фактор еталонирања SUT-а на референтној фреквенцији 50 MHz, одређен помоћу система са трансфер еталоним се дефинише као:

$$K_{ref} = K_{TE_{ref}} \frac{P_{s_{ref}}}{P_{in_{ref}}} \quad (6.30)$$

где је $K_{TE_{ref}}$ фактор еталонирања трансфер еталона на референтној фреквенцији, $P_{s_{ref}}$ супституисана снага измерена SUT-ом на референтној фреквенцији, $P_{in_{ref}}$ инцидентна снага на улазу SUT-а при референтној фреквенцији, измерена помоћу трансфер еталона.

Када се K_{ref} из израза (6.30) замени у израз (5.12), релативни фактор еталонирања на тест фреквенцији f је једнак изразу:

$$K_r(f) = \frac{K_{corr}(f)}{K_{ref}} = \frac{P_s(1+\delta_s)}{K_{ref}(V_{DC}(1+\delta_{AC/DC}))^2/Z} = \frac{P_s(1+\delta_s)}{K_{TE_{ref}} \frac{P_{s_{ref}}}{P_{in_{ref}}} (V_{DC}(1+\delta_{AC/DC}))^2/Z} \quad (6.31)$$

Како би се математички модел упростио и акценат ставио на анализу несигурности мерења $K_{corr}(f)$ на фреквенцијама до 10 MHz, у изразу (6.1) нису представљени појединачни утицајни параметри компоненте K_{ref} . Овде је дат буџет мерне несигурности одређивања K_{ref} који се израчунава према математичком моделу датом у [17], уз занемаривање одређених утицајних параметара, те се кориговани математички модел добија према изразу:

$$K_{ref} = (K_{TE_{ref}} + \delta l_{TE}) \frac{P_{s_{ref}}}{P_{in_{ref}}} \cdot \delta M_{TE-SUT} + \delta K_{ref} \quad (6.32)$$

где су:

- $K_{TE_{ref}}$ фактор еталонирања трансфер еталона на референтној фреквенцији,
- δl_{TE} корекција услед линеарности трансфер еталона,
- $P_{S_{ref}}$ супституисана снага измерена SUT-ом на референтној фреквенцији,
- $P_{In_{ref}}$ инцидентна снага на улазу SUT-а на референтној фреквенцији измерена трансфер еталоном,
- δM_{TE-SUT} корекција услед неприлагођења трансфер еталона и SUT-а, и
- δK_{ref} корекција услед поновљивости мерења K_{ref} .

Буџет мерне несигурности одређивања фактора еталонирања сензора Keysight E9304A на референтној фреквенцији 50 MHz и нивоу снаге +5 dBm помоћу постојећег мерног система са трансфер еталоном је приказан у табели б.1.

Табела б.1: Буџет мерне несигурности одређивања фактора еталонирања сензора на референтној фреквенцији 50 MHz и нивоу снаге +5 dBm помоћу трансфер еталона

Утицајна величина	Процена	Стандардна несигурност (%)	Расподела/ Тип	Коеф. осетљивости	Допринос (%)
Кор. услед поновљивости, δK_{ref}	99,57%	0,029	Студентова / А	1	0,029
Снага измерена са SUT-ом, $P_{S_{ref}}$	3,056 mW	0,0093	Униформна / Б	1,019	0,0095
Снага измерена на трансфер еталону самобал. ватетром и мултиметром, $P_{In_{ref}}$	3,049 mW	0,171	Униформна / Б	-0,319	-0,055
Кор. услед неприлагођења трансфер еталона и SUT-а, δM_{TE-SUT}	1	0,022	„U“ / Б	1,006	0,0226
Корекц. услед линеарности трансфер еталона, δl_{TE}	0	0,058	Униформна / Б	1,022	0,059
Фактор еталонирања трансфер еталона на референтној фреквенцији, $K_{TE_{ref}}$	99,27%	0,235	Нормална / Б	1,022	0,240
Комбинована стандардна несигурност					0,256
Проширена несигурност (k = 2, вероватноћа 95%)					0,51
Коначни резултат			99,51% ± 0,51%		

Фактор еталонирања на референтној фреквенцији трансфер еталона Tegam F1135A ($K_{TE_{ref}}$) је одређен у швајцарском метролошком институту METAS. Његова вредност износи 99,27% са несигурношћу 0,47% за фактор обухвата $k = 2$. Како се вредношћу $K_{TE_{ref}}$ коригује резултат мерења K_{ref} , у буџет мерне несигурности улази несигурност којом је овај фактор одређен за интервал 1σ . Овде је занемарен утицај промене фактора еталонирања трансфер еталона од последњег еталонирања, које према спецификацији износи 0,5% по години, будући да је праћење параметара овог еталона током последњих 9 година показало занемарљиву промену фактора еталонирања, нарочито на фреквенцији 50 MHz. Максимална апсолутна промена фактора еталонирања одређена на основу уверења о еталонирању трансфер еталона у протеклих 9 година износи 0,07%, што по години даје промену од 0,0078%.

Линеарност трансфер еталона према спецификацији произвођача износи максимално 0,1%, [45] а стандардна несигурност након примене униформне расподеле износи 0,058%.

Будући да се температура околине одржава стабилном, температурни дрифт трансфер еталона приликом мерења фактора еталонирања трансфер еталоном на фреквенцији 50 MHz је занемарен.

Како се инцидентна снага на улазу SUT-а при референтној фреквенцији мери трансфер еталоном и одговарајућим самобалансирајућим ватметром Weinschel 1806А са мултиметром HP 3457А, максимална специфицирана несигурност мерења ове снаге износи $\pm 0,03\%$ (од читавања) + 2 μW [17]. За измерени ниво снаге 3,2 mW несигурност износи $\pm 0,3\%$, при чему је обухваћена и несигурност дигиталног мултиметра. Према томе, процена снаге $P_{\text{in,ref}}$ износи 3,2 mW, несигурност њеног мерења $\pm 0,3\%$, а стандардна несигурност, применом униформне расподеле износи 0,17%.

Супституисана снага на излазу SUT-а се мери ватметром. Међутим, овде су занемарени утицаји ватметра, осим његове резолуције, из разлога који су описани у поглављу 6.1.3. Резолуција ватметра од четири цифре износи 1 μW . Корекција (несигурност) услед резолуције ватметра се добија као релативни однос половине вредности резолуције и снаге измерене на ватметру која износи приближно 3,1 mW. Овај релативни однос износи 0,016%, а стандардна несигурност $9,3 \cdot 10^{-3}\%$. Притом је примењена униформна расподела.

Корекција услед поновљивости мерења фактора еталонирања на референтној фреквенцији δK_{ref} обухвата и распајање конектора при сваком поновљеном мерењу. Средња вредност три узастопна мерења δK_{ref} износи 99,51%. Стандардна девијација је 0,05%, а стандардна несигурност 0,029%.

Корекција услед неприлагођења трансфер еталона и SUT-а се одређује на основу израза (6.17) и износи 0,022%. Притом се користе измерене вредности модула коефицијента рефлексије трансфер еталона и SUT-а које износе 0,0037 и 0,024. Проширена несигурност ($k=2$) којом је модуо коефицијента рефлексије трансфер еталона одређен у METAS-у износи 0,0017, док несигурност којом је модуо коефицијента рефлексије SUT-а одређен у МЛ 02 износи 0,03 ($k=2$).

6.1.3 Несигурност ватметра

Несигурност ватметра као инструмента за читавање једносмерне снаге на излазу сензора је последица несавршености електронских кола и компоненти који га сачињавају.

Израз (6.31) приказује релацију која постоји између снаге измерене SUT-ом на тест фреквенцији (P_s) и референтној фреквенцији ($P_{s,\text{ref}}$). Ове DC снаге су врло блиских вредности и читавају се истим мерним уређајем – ватметром, у кратком временском размаку. Наиме, одређивање фактора еталонирања сензора на фреквенцијама до 10 MHz реализованим методом и фактора еталонирања на фреквенцијама вишим од 10 MHz постојећим методом са трансфер еталоном се врши једно за другим. Ово представља основ за занемаривање појединих утицаја ватметра присутних и на тест и на референтној фреквенцији.

Параметри ватметра који појединачно утичу на тачност мерења апсолутне снаге ватметром, а који су у случају мерења релативног фактора еталонирања занемарени јесу тачност инструмента, тачности референтног извора снаге 1 mW/50 MHz, тачности инструмента при калибрацији сензора на референтни извор снаге и неприлагођење између сензора и референтног извора при калибрацији. Како се ови утицаји истих вредности

налазе у изразу (6.31) и у бројиоцу уз P_s и имениоцу уз $P_{s_{ref}}$, они се могу сматрати корелисаним, што утиче на смањење несигурности мерења снага и на тест и на референтној фреквенцији [85][103].

Као једини утицај ватметра преостаје његова резолуција од четири цифре која износи $1 \mu\text{W}$ [32]. Корекција (несигурност) услед резолуције ватметра се добија као релативни однос половине вредности резолуције и снаге измерене на ватметру, а за измерену вредност снаге $3,1 \text{ mW}$ ($\approx +5 \text{ dBm}$) она износи $\pm 0,016\%$. Применом униформне расподеле, добија се стандардна несигурност услед резолуције ватметра од $9,31 \cdot 10^{-3}\%$.

При мерењу снаге на обе фреквенције (тест и референтној) су такође разматрани утицаји тачности постављања нуле ватметра, дрефта нуле и шума сензора снаге. Како су њихове вредности значајно мање у поређењу са резолуцијом ватметра, ови утицаји су такође занемарени.

6.1.4 Несигурност симетрије разделника снаге

Симетрија разделника снаге се мери методом помоћу термопретварача описаним у поглављу 5.5. Овде ће бити дат математички модел и буџет мерне несигурности при одређивању симетрије разделника реализованим методом помоћу термопретварача, а ради поређења и буџет мерне несигурности за метод са сензором снаге.

На основу израза (5.10) формиран је математички модел мерења симетрије разделника помоћу термопретварача као:

$$\delta_S = \frac{V_2(1+\delta V_2)(1+\delta M_{2,tvc}+\delta M_{2,l})}{V_3(1+\delta V_3)(1+\delta M_{3,tvc}+\delta M_{3,l})} + \delta_{Sr} - 1 \quad (6.33)$$

где су:

- V_2 и V_3 напони измерени нановолтметром када је термопретварач повезан на излаз 2, односно излаз 3 разделника
- δV_2 и δV_3 корекција услед резолуције нановолтметра, када је термопретварач повезан на излаз 2, односно излаз 3 разделника
- $\delta M_{2,tvc}$ и $\delta M_{3,tvc}$ корекција услед неприлагођења термопретварача и излаза 2, односно излаз 3 разделника
- $\delta M_{2,l}$ и $\delta M_{3,l}$ корекција услед неприлагођења завршетка 50Ω и излаза 2, односно излаза 3 разделника, и
- δ_{Sr} корекција услед поновљивости мерења симетрије разделника

Како је за мерење симетрије разделника примењен термопретварач HP 11050A, на његов улаз се доводи напон ефективне вредности од $+12 \text{ dBm}$ ($\approx 0,9 \text{ V}$), који производи DC напон на излазу термопретварача вредности приближно $5,7 \text{ mV}$, који мери нановолтметар. С обзиром да се нановолтметром при повезивању термопретварача на излазе 2 и 3 разделника мере блиске вредности DC напона, он на укупну несигурност утиче једино преко своје резолуције. Нановолтметар Keithly 181 има резолуцију $5\frac{1}{2}$ цифара, што износи 100 nV . Одговарајуће корекције услед резолуције нановолтметра се одређују као релативни однос половине вредности резолуције и DC напона измереног овим

нановолтметром. За измерени напон реда 5,7 mV стандардна несигурност услед резолуције нановолтметра износи $5,1 \cdot 10^{-4}\%$, при мерењу напона у свакој излазној грани, при чему је претпостављена униформна расподела.

Овде треба нагласити да је утицај AC/DC разлике термопретварача занемарљив, имајући у виду да се на његов улаз доводе напони исте фреквенције и врло блиског нивоа. Такође, термопретварач не утиче ни преко грешке реверзирања DC напона, с обзиром да се у овом методу на његов улаз доводи искључиво AC напон.

Све наведене корекције услед неприлагођења се одређују према изразу (6.27) уз примену одговарајућих вредности модула коефицијената рефлексije појединих компоненти узетих из спецификација произвођача. У поглављу (6.1.1.2) су дате вредности модула коефицијента рефлексije термопретварача и разделника снаге, као и одговарајућа стандардна несигурност. Специфицирани коефицијент стојећег таласа микроталасног завршетка HP 909A од 50 Ω у фреквенцијском опсегу од DC до 4 GHz износи 1,05 [104], те модуо коефицијента рефлексije износи 0,0338. Стандардне несигурности неприлагођења $\delta M_{2,I}$ и $\delta M_{3,I}$ износе 0,0385%.

Поновљивост мерења симетрије је одређена на основу 3 узастопна мерења. Стандардна девијација симетрије у опсегу до 10 MHz не прелази 0,1%. Стандардна несигурност услед поновљивости мерења симетрије за фреквенцију 1 MHz је добијена дељењем стандардне девијације измерених вредности симетрије од 0,08% са $\sqrt{3}$, при чему је добијена вредност од 0,046%.

Буџет мерне несигурности одређивања симетрије разделника снаге HP 11667A помоћу термопретварача HP 11050A дат је за фреквенцију 1 MHz и приказан у табели 6.2.

Табела 6.2: Буџет мерне несигурности одређивања симетрије разделника снаге помоћу термопретварача за фреквенцију 1 MHz

Утицајна величина	Процена	Стандардна несигурност (%)	Расподела/ Тип	Коеф. осетљивости	Допринос (%)
Кор. услед поновљивости, δs_r	0,44%	0,046	Студентова / А	1	0,046
Кор. услед неприлагођења излаза 2 разделника и завршетка $\delta M_{2,I}$	0	0,0385	Рејлијева / Б	0,9996	0,0385
Кор. услед неприлагођења излаза 3 разделника и завршетка $\delta M_{3,I}$	0	0,0385	Рејлијева / Б	-0,9996	0,0385
Кор. услед неприлагођења излаза 2 разделника и термопретварача $\delta M_{2,TC}$	0	$1,7 \cdot 10^{-3}$	Рејлијева / Б	0,9996	$1,7 \cdot 10^{-3}$
Кор. услед неприлагођења излаза 3 разделника и термопретварача $\delta M_{3,TC}$	0	$1,7 \cdot 10^{-3}$	Рејлијева / Б	-0,9996	$1,7 \cdot 10^{-3}$
Кор. услед резолуције нановолтметра када је ТП на излазу 2 разделника, δV_2	0	$5,1 \cdot 10^{-4}$	Униформна / Б	0,9999	$5,1 \cdot 10^{-4}$
Кор. услед резолуције нановолтмет. Када је ТП на излазу 3 разделника, δV_3	0	$5,1 \cdot 10^{-4}$	Униформна / Б	-0,9999	$5,1 \cdot 10^{-4}$
Напон измерен нановолтметром на излазу 2 разделника, V_2	5,7379 mV	-	-	-	-
Напон измерен нановолтметром на излазу 3 разделника, V_3	5,7129 mV	-	-	-	-
Комбинована стандардна несигурност					0,071
Проширена несигурност (k = 2, вероватноћа 95%)					0,14
Коначни резултат			0,44% \pm 0,14%		

Одабраним методом мерења симетрије помоћу термопретварача постиже се мерна несигурност која је боља и до два пута у поређењу са мерном несигурношћу оствареном методом са сензором снаге. Из тог разлога је овде је дата и табела буџета мерне несигурности (табела 6.3) у случају методе са сензором, како би се истакла разлика у кључним параметрима који највише доприносе мерној несигурности.

Табела 6.3: Буџет мерне несигурности одређивања симетрије разделника снаге помоћу сензора снаге за фреквенцију 1 MHz

Утицајна величина	Процена	Стандардна несигурност (%)	Расподела/ Тип	Коеф. осетљивости	Допринос (%)
Кор. услед поновљивости	0,52%	0,035	Студентова / А	1	0,035
Кор. услед неприлагођења излаза 2 разделника и завршетка	0	0,0385	Рејлијева / Б	1,006	0,0387
Кор. услед неприлагођења излаза 3 разделника и завршетка	0	0,0385	Рејлијева / Б	-1,006	0,0387
Кор. услед неприлагођења излаза 2 разделника и сензора	0	0,079	Рејлијева / Б	1,006	0,0799
Кор. услед неприлагођења излаза 3 разделника и сензора	0	0,079	Рејлијева / Б	-1,006	0,0799
Кор. услед резолуције ватметра при излазу сензору на излазу 2 разделника	0	$6,65 \cdot 10^{-3}$	Униформна / Б	1,006	$6,69 \cdot 10^{-3}$
Кор. услед резолуције ватметра при излазу сензору на излазу 3 разделника	0	$6,65 \cdot 10^{-3}$	Униформна / Б	-1,006	$6,69 \cdot 10^{-3}$
Снага измерена сензором са ватметром на излазу 2	15,60 mW	-	-	-	-
Снага измерена сензором са ватметром на излазу 3	15,52 mW	-	-	-	-
Комбинована стандардна несигурност					0,139
Проширена несигурност (k = 2, вероватноћа 95%)					0,28
Коначни резултат			0,52% ± 0,28%		

Табела 6.3 је формирана на основу математичког модела који је практично исти као и модел описан изразом (6.33), са разликом што у овом моделу фигуришу снаге на излазима 2 и 3 разделника и одговарајуће корекције неприлагођења између сензора и појединих излаза разделника. На основу табела 6.2 и 6.3 се види да је у методу са сензором снаге неприлагођење између разделника и сензора веће у односу на неприлагођење између разделника и термопретварача, и да је утицај резолуције ватметра већи од утицаја резолуције нановолтметра.

Измерене вредности симетрије разделника снаге помоћу метода са термопретварачем су дате у табели 6.4. У табели је дата и мерна несигурност која се остварује овим методом представљена као максимална, узевши у обзир највећу вредност поновљивости мерења симетрије од 0,1%.

Табела 6.4: Измерене вредности симетрије разделника HP 11667A са проширеном мерном несигурношћу добијене применом метода са термопретварачем

Фреквенција (MHz)	Измерена вредност δ_s (%)	Мерна несигурност (k=2)
0,009	0,51	0,16
0,03	0,50	0,16
0,05	0,48	0,16
0,1	0,47	0,16
0,3	0,46	0,16
0,5	0,45	0,16
1	0,44	0,16
3	0,43	0,16
5	0,45	0,16
10	0,41	0,16

6.1.5 Несигурност DC калибратора

DC калибратор примењен у методу је Krohn Hite 532 [105]. Напон који се задаје са DC калибратора V_{DC} је нешто мањи од 0,4 V, те се ова вредност налази у дефинисаном опсегу калибратора 1,1111119 V. DC калибратор на укупну мерну несигурност одређивања фактора еталонирања утиче преко неколико параметара, који заједно дају комбиновану стандардну несигурност δV_{DC} . У питању су: тачност задавања DC напона, линеарност, промена излазног напона услед шума и резолуција калибратора.

Вредност наведених параметара је узета из спецификације произвођача и на сваку од њих је примењена униформна расподела, изузев несигурности услед шума, за коју је претпостављена нормална расподела. Декларисана вредност тачности задавања DC напона у поменутом опсегу напона за период између два еталонирања од једне године износи $\pm(10$ ppm излаза + 3 $\mu V)$, што за задати напон од приближно 0,4 V износи $\pm 7 \mu V$, а стандардна несигурност 4,03 μV . Дефинисана линеарност калибратора је $\pm(1$ ppm излаза + 1 $\mu V)$, што је $\pm 1,4 \mu V$, док је одговарајућа стандардна несигурност 0,807 μV . Специфицирана промена излазног напона услед шума је $\pm 7 \mu V$, те је стандардна несигурност 3,5 μV . Резолуција калибратора је $7\frac{1}{2}$ цифара и узета је половина вредности последње цифре, што износи $\pm 0,05 \mu V$. Комбинована стандардна несигурност услед утицаја DC калибратора δV_{DC} је $5,4 \cdot 10^{-6} V$.

6.1.6 Несигурност термопретварача

Термопретварач на мерну несигурност утиче преко два параметра, и то преко AC/DC разлике и грешке реверзирања DC напона. Оба параметра се одређују у лабораторији за основне електричне величине МЛ 01 ТОЦ-а према изразима (4.5) и (4.6).

Како се AC/DC разликом врши корекција резултата фактора еталонирања према изразу (5.11), односно (5.12) за нормализовани фактор еталонирања, при процени утицаја

AC/DC разлике ($\delta_{AC/DC}$) на измерени фактор еталонирања разматрана је само несигурност којом је она одређена. У табели 6.5 дате су измерене вредности AC/DC разлике са оствареним мерним несигурностима за фактор покривања $k=2$. Несигурност одређивања AC/DC разлике је у табели буџета мерне несигурности приказана као 1σ , при чему је претпостављена нормална расподела.

Табела 6.5: Измерене вредности AC/DC разлике термопретварача Ballantine 1395B-0,4 са проширеном мерном несигурношћу

Фреквенција (MHz)	Измерена вредност $\delta_{AC/DC}$ (%)	Мерна несигурност ($k=2$)
0,009	-0,004	0,012
0,03	-0,012	0,012
0,05	-0,013	0,012
0,1	-0,018	0,035
0,3	-0,036	0,058
0,5	-0,054	0,058
1	-0,079	0,058
3	-0,168	0,518
5	-0,193	0,518
10	-0,201	0,518

Максимална грешка реверзирања DC напона оба термопретварача, а у конкретном случају Ballantine 1395B-0,4, износи 0,04% у читавом фреквенцијском опсегу од интереса и измерена је са проширеном мерном несигурношћу 0,01%. Измерена вредност грешке реверзирања и несигурност којом је она измерена су узети у обзир при процени корекције услед грешке реверзирања δ_{DCr} . За измерну вредност грешке реверзирања претпостављена је униформна расподела, а за несигурност којом је она одређена узета је нормална расподела, те је у табели буџета мерне несигурности одређивања фактора еталонирања сензора приказана њихова комбинована стандардна несигурност δ_{DCr} која износи 0,024%.

6.1.7 Несигурност нановолтметра

Коришћено мерило DC напона на излазу термопретварача је нановолтметар Keithley 181 резолуције $5\frac{1}{2}$ цифара [90]. Како се овим нановолтметром у оба корака реализованог метода мери иста вредност напона на излазу термопретварача, он на укупну мерну несигурност утиче искључиво преко своје резолуције која износи 100 nV. Одговарајуће корекције услед резолуције нановолтметра у првом и другом кораку су δV_{r1} и δV_{r2} . Оне се одређују као релативни однос половине вредности резолуције и вредности DC напона измереног овим нановолтметром, који износи приближно 4,2 mV. За измерени напон 4,2 mV стандардна несигурност услед резолуције нановолтметра износи $6,86 \cdot 10^{-4}\%$ за оба корака мерења, при чему је претпостављена униформна расподела.

6.1.8 Поновљивост мерења фактора еталонирања

У поглављу 5.7 су приказани резултати поновљивости мерења фактора еталонирања у виду његове стандардне девијације за више фреквенција у опсегу до 10 MHz за сензор Keysight E9304A, Њихов преглед је дат у табели 6.6. Постигнута поновљивост је резултат примене одређених поступака мерења и задовољења услова који су експериментално установљени као оптимални, а детаљније су описани у поглављу 5.7. Стандардна девијација пет узастопних мерења фактора еталонирања, којој одговара корекција услед поновљивости δK_r постигнута при нивоу снаге +5 dBm на фреквенцијама од интереса је дата у табели 6.6. У табели је дата и стандардна несигурност ових мерења, добијена дељењем стандардне девијације са $\sqrt{5}$.

Табела 6.6: Поновљивост мерења фактора еталонирања сензора Keysight E9304A при нивоу снаге +5 dBm

Фреквенција (MHz)	Стандардна девијација (%)	Стандардна несигурност (%)
0,009	0,036	0,016
0,03	0,068	0,030
0,05	0,030	0,013
0,1	0,055	0,025
0,3	0,086	0,038
0,5	0,052	0,023
1	0,035	0,016
3	0,059	0,026
5	0,064	0,029
10	0,023	0,010

6.1.9 Буџет мерне несигурности одређивања фактора еталонирања сензора

На основу детаљног описа појединачних параметара који фигуришу у моделу (6.1), формиран је буџет мерне несигурности одређивања фактора еталонирања сензора Keysight E9304A на тест фреквенцији 100 kHz који је дат у табели 6.7. Поједини утицајни параметри приказани у изразу (6.1) нису у међусобној корелацији.

Из табеле 6.7 се види да највећи допринос укупној мерној несигурности даје корекција услед одређивања фактора еталонирања на референтној фреквенцији K_{ref} . Поред овог параметра, на укупну мерну несигурност преко 1 MHz значајније утиче несигурност услед AC/DC разлике термопретварача, чији допринос при овим фреквенцијама износи 0,51%.

Одабрани метод се може реализовати употребом ослабљивача, у случају када је потребно остварити ниво снаге на улазу сензора који се разликује од напона на улазу термопретварача усвојеног као оптимални, као што је то учињено за потребе валидације метода. У том случају математички модел одређивања релативног фактора еталонирања на тест фреквенцији f је нешто измењен у односу на израз (6.1) и дефинисан је као:

$$K_r(f) = \frac{P_s \cdot 10^{\frac{A_a + \delta A_a}{10}} (1 + \delta P_w) (1 + \delta M_{ps-at} + \delta M_{ps-tvc}) (1 + \delta S)}{K_{ref} (\delta V_{DC} + V_{DC} (1 + \delta_{AC/DC} + \delta_{DCr} + \delta V_{r1} + \delta V_{r2}))^2 / Z} + \delta K_r \quad (6.34)$$

где су:

- A_a Слабљење ослабљивача изражено у децибелима (dB)
- δA_a Корекција услед мерења слабљења ослабљивача
- δM_{ps-at} Корекција услед неприлагођења између разделника и ослабљивача

Табела 6.7: Буџет мерне несигурности одређивања нормализованог фактора еталонирања сензора снаге Keysight E9304A за фреквенцију 100 kHz и ниво снаге +5 dBm

Утицајна величина	Процена	Стандардна несигурност	Расподела/ Тип	Коеф. осетљивости	Допринос (%)
Корекција услед поновљивости δK_r	98,63%	0,0394%	Студентова / А	1	0,0394
Корекција услед резолуције ватметра, δP_w	0	$9,31 \cdot 10^{-3}\%$	Униформна / Б	0,989	$9,21 \cdot 10^{-3}$
Корекција услед неприлагођења између разделника и SUT-а, δM_{ps-SUT}	0	0,0695%	Рејлијева / Б	0,983	0,068
Корекција услед неприлагођења између разделника и термопретварача, δM_{ps-tvc}	0	$1,7 \cdot 10^{-3}\%$	Рејлијева / Б	0,983	$1,68 \cdot 10^{-3}$
Корекција услед симетрије разделника, δS	0,42%	0,08%	Нормална / Б	0,978	0,078
Корекција услед фактора еталонирања на референтној фреквенцији, K_{ref}	99,51%	0,255%	Нормална / Б	0,987	0,252
Корекција услед AC/DC разлике термопретварача, $\delta_{AC/DC}$	-0,018%	0,0175%	Нормална / Б	-1,964	0,0344
Корекција услед грешке реверзирања термопретварача, δ_{DCr}	0,04%	0,024%	Нормална / Б	-1,964	0,0464
Корекција услед DC напона калибратора δV_{DC}	0	$5,4 \cdot 10^{-6} V$	Нормална / Б	$-4,95 V^{-1}$	$2,67 \cdot 10^{-3}$
Корекција услед резолуције нановолтметра у првом кораку, δV_{r1}	0	$6,86 \cdot 10^{-4}\%$	Униформна / Б	-1,964	$1,35 \cdot 10^{-3}$
Корекција услед резолуције нановолтметра у другом кораку, δV_{r2}	0	$6,86 \cdot 10^{-4}\%$	Униформна / Б	-1,964	$1,35 \cdot 10^{-3}$
Снага измерена са SUT-ом и ватметром, P_s	3,070 mW	–	–	–	–
Напон постављен на DC калибратору, δV_{DC}	0,39628 V	–	–	–	–
Комбинована стандардна несигурност					0,281
Проширена несигурност ($k = 2$, вероватноћа 95%)					0,56
Коначни резултат					98,63% ± 0,56%

У табели 6.8 је приказан буџет несигурности мерења фактора еталонирања остварене при постављеном нивоу снаге -1 dBm и фреквенцији 10 MHz за сензор Keysight E9304A. Приликом валидације метода коришћен је прецизни ослабљивач слабљења $A_a = 5,775$ dB на фреквенцији 10 MHz. Несигурност одређивања овог слабљења је 0,032 dB ($k=2$), те стандардна несигурност услед мерења слабљења ослабљивача износи 0,016 dB. Како је у

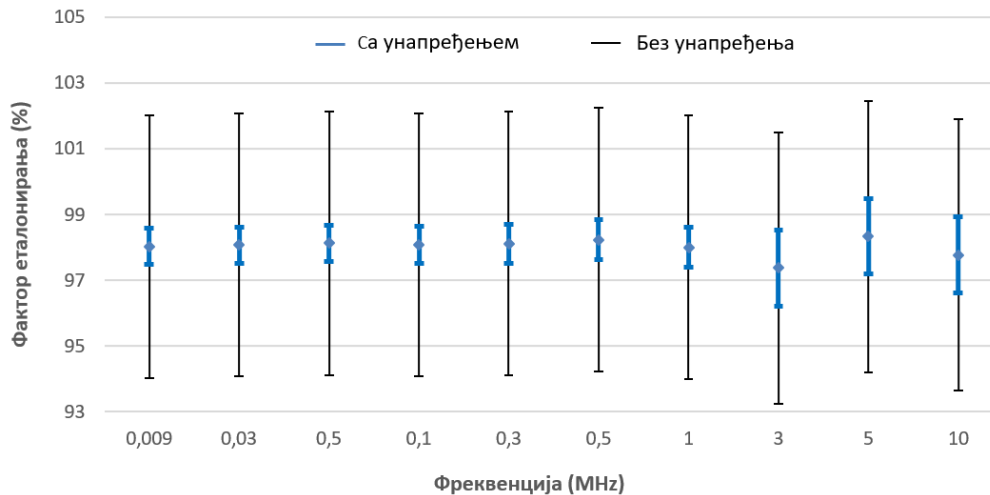
питању калибрациони ослабљивач, његов специфицирани коефицијент стојећег таласа је низак и износи 1,01, те је модуо коефицијента рефлексije 0,00498.

Табела 6.8: Буџет мерне несигурности одређивања нормализованог фактора еталонирања сензора снаге Keysight E9304A за фреквенцију 10 MHz и ниво снаге -1 dBm

Утицајна величина	Процена	Стандардна несигурност	Расподела/ Тип	Коеф. осетљивости	Допринос (%)
Корекција услед поновљивости, δK_r	97,95%	0,0367%	Студентова / А	1	0,0394
Кор. услед резолуције ватметра, δP_w	0	0,036%	Униформна / Б	0,96	0,035
Кор. услед неприлагођења између разделника и ослабљивача, δM_{ps-at}	0	$5,7 \cdot 10^{-3}\%$	Рејлијева / Б	0,96	$5,44 \cdot 10^{-3}$
Кор. услед неприлагођења између разделника и термопретварача, δM_{ps-tvc}	0	$1,7 \cdot 10^{-3}\%$	Рејлијева / Б	0,96	$1,64 \cdot 10^{-3}$
Кор. услед симетрије разделника, δ_s	0,41%	0,08%	Нормална / Б	0,95	0,076
Кор. услед слабљења ослабљивача, δA_o	5,775 dB	0,016 dB	Нормална / Б	0,221	0,354
Корекција услед фактора еталонирања на референтној фреквенцији, K_{ref}	99,57%	0,255%	Нормална / Б	0,963	0,246
Корекција услед AC/DC разлике термопретварача, $\delta_{AC/DC}$	-0,201%	0,259%	Нормална / Б	-1,92	0,496
Корекција услед грешке реверзирања термопретварача, δ_{DCr}	0,04%	0,024%	Нормална / Б	-1,92	0,045
Корекција услед DC напона калибратора δV_{DC}	0	$5,4 \cdot 10^{-6}$ V	Нормална / Б	$-4,81$ V ⁻¹	$2,60 \cdot 10^{-3}$
Кор. услед резолуције нановолтметра у првом кораку, δV_{r1}	0	$6,86 \cdot 10^{-4}\%$	Униформна / Б	-1,92	$1,32 \cdot 10^{-3}$
Кор. услед резолуције нановолтметра у другом кораку, δV_{r2}	0	$6,86 \cdot 10^{-4}\%$	Униформна / Б	-1,92	$1,32 \cdot 10^{-3}$
Снага измерена са SUT-ом и ватметром, P_s	3,018 mW	-	-	-	-
Напон постављен на DC калибратору, δV_{DC}	0,39487 V	-	-	-	-
Комбинована стандардна несигурност					0,665
Проширена несигурност (k = 2, вероватноћа 95%)					1,33
Коначни резултат	97,95% \pm 1,33%				

6.2 Дискусија

Одабрани метод подразумева корекцију фактора еталонирања измереном вредношћу симетрије разделника и вредношћу AC/DC разлике термопретварача. Мерењем симетрије разделника снаге, метод одређивања фактора еталонирања је унапређен, при чему је постигнуто значајно смањење укупне мерне несигурности (више од шест пута), у поређењу са случајем када се симетрија узима из спецификације произвођача. Ова разлика мерне несигурности се може видети на примеру резултата фактора еталонирања диодног сензора у опсегу до 10 MHz приказаних на слици 6.2. Црном бојом су означене границе мерне несигурности добијене у случају када се симетрија разделника узима из спецификације, а плавом бојом границе мерне несигурности добијене мерењем симетрије разделника на начин описан у поглављу 5.5 без примене ослабљивача.



Слика 6.2: Границе несигурности мерења фактора еталонирања остварене мерењем симетрије (унапређеним методом) и без мерења симетрије

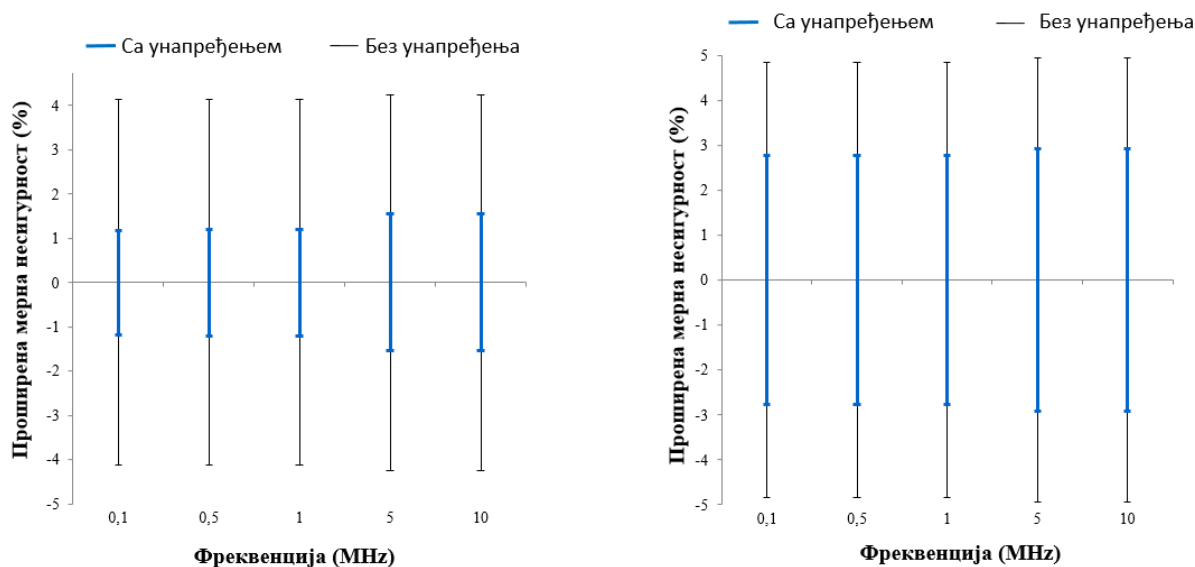
Несигурност која се постиже унапређеним методом у опсегу до 10 MHz се креће у интервалу од (0,56 до 1,15)%, док се несигурност остварена применом специфициране вредности симетрије налази у интервалу од (4,01 до 4,12)%.

Како је фреквенцијски опсег испод 10 MHz проблематичан у погледу дефинисаног опсега рада многих РФ уређаја, симетрија се у реализованом методу мери термопретварачем, уместо генерално прихваћеним методом са анализатором мреже или алтернативним методом са сензором снаге. Предност овог метода је скоро два пута мања мерна несигурност у поређењу са несигурношћу која се остварује методом са сензором снаге. Такође, употребом термопретварача су превазиђена ограничења у погледу фреквенцијског опсега и улазне импедансе појединих мерних уређаја који би се потенцијално могли користити при мерењу симетрије разделника испод 10 MHz као алтернатива анализатору мреже.

Реализовани метод мерења симетрије разделника је применљив и у другим мерењима у којима је заступљен разделник снаге, а потребно је одредити разлику слабљења његових грана, нарочито у НФ опсегу. Како се приказани метод односи на случај у коме се мере блиски нивои напона на истој фреквенцији, у случају веће разлике мерених напона потребно је испитати понашање термопретварача при различитим улазним напонима, односно његову улазно-излазну карактеристику. Уколико се установи занемарљива разлика између AC/DC разлике термопретварача измерене при посматраним напонима, тада се може претпоставити да је његов утицај на мерење релативне разлике напона исте фреквенције занемарљив.

Побољшање мерне несигурности постигнуто мерењем симетрије разделника као доминантног извора несигурности није искључиво интерес лабораторије, већ и њених корисника. Боља несигурност одређивања фактора еталонирања сензора се директно рефлектује на побољшање несигурности мерења апсолутне РФ снаге остварене сензором. На пример, уколико се сензором мери ниво снаге -10 dBm, постигнута мерна несигурност је и до 40% мања (у зависности од посматране фреквенције) у односу када је сензор еталониран методом без унапређења (без мерења симетрије разделника). Уколико се, пак,

сензором мери ниво снаге од + 5 dBm при коме је одређен његов фактор еталонирања, тада се искључује утицај линеарности сензора, те се несигурност мерења овог нивоа снаге смањује и до 70% у зависности од посматране фреквенције [106]. Ово побољшање се постиже захваљујући унапређеном методу еталонирања сензора, а приказано је на слици 6.3. На слици су дате границе проширене мерне несигурности у случају мерења апсолутне снаге сензором, када је сензор еталониран унапређеним методом (означене на слици плавом бојом) и без примене унапређења, тј. без мерења симетрије разделника (означене на слици црном бојом) за ниво снаге + 5 dBm (лево) и -10 dBm (десно).



Слика 6.3: Смањење несигурности мерења апсолутне снаге сензором постигнуто реализованим методом: за ниво снаге +5 dBm (лево), -10 dBm (десно)

На основу анализе буџета мерне несигурности унапређеног метода у читавом опсегу од интереса, увиђа се доминантан утицај корекције услед одређивања фактора еталонирања на референтној фреквенцији K_{ref} , а на фреквенцијама већим од 1 MHz и утицај корекције услед AC/DC разлике термопретварача. На први од ова два параметра (K_{ref}) се не може утицати према тренутним капацитетима лабораторије, с обзиром да он зависи од перформанси постојећег система за мерење фактора еталонирања помоћу трансфер еталона и несигурности услед његове следивости. Несигурност услед AC/DC разлике термопретварача се може побољшати обезбеђивањем следивости коришћеног термопретварача до националног еталона за AC напон. Притом би следивост морала бити обезбеђена за сваку фреквенцију од интереса и одговарајући ниво напона еталонирањем термопретварача у ДМДМ.

Утицај DC калибратора и нановолтметра је у реализованом методу занемарљив, што је и очекивано за DC напон, чија је несигурност мерења и генерисања значајно боља од несигурности остварене у случају AC напона.

Највећи изазови приликом реализације приказаног метода еталонирања сензора снаге били су одабир одговарајућег еталона РФ снаге и постизање прихватљиве мерне несигурности метода. Оба су успешно превазиђена применом термопретварача. Додатно ограничење, које је утицало на избор мерне опреме тиче се улазне, односно излазне

импедансе коришћене опреме. С обзиром да сензори снаге имају улазну импедансу 50 Ω , она условљава да извор сигнала, пратећа опрема, као и сам еталон (термопретварач) имају импедансу 50 Ω , што мерни и еталонски уређаји у НФ подручју често не испуњавају.

Пажљивим одабиром појединих компоненти мерног ланца, утицај неприлагођења је сведен на минимум и у већини случајева је занемарљив. Разделник снаге, захваљујући својој конструкцији са два отпорника, је у великој мери допринео смањењу овог утицаја. Такође, термопретварач, разделник снаге, микроталасни завршетак који је ангажован при мерењу симетрије разделника и ослабљивач коришћен при валидацији метода, имају мали коефицијент рефлексије декларисан од стране произвођача, нарочито у опсегу до 10 MHz. Како је вредност овог параметра позната на основу специфицираних вредности улазне импедансе или коефицијента стојећег таласа ових компоненти, није неопходно вршити његово мерење у опсегу од интереса, у циљу процене или смањења несигурности неприлагођења у реализованом методу. У прилог овоме иде и чињеница да су реалне вредности КСТ-а разделника снаге и коришћених сензора знатно испод специфицираних вредности у опсегу изнад 10 MHz, те се слично понашање претпоставља и за опсег испод 10 MHz. Утицај неприлагођења би постао значајнији у случају да је КСТ сензора снаге који су предмет еталонирања већи од 1,3, што је права реткост, нарочито у НФ опсегу.

Реализовани метод је уз употребу ослабљивача применљив и при одређивању фактора еталонирања сензора на нивоима снаге који нису директно условљени максималним улазним напоном термопретварача. Премда су могућности постављања тест нивоа снаге ограничене, примена ослабљивача је врло корисна приликом поређења резултата фактора еталонирања са њиховим познатим вредностима (спецификација, подаци из EEPROM-а и сл.), што је показано на примеру валидације реализованог метода. Мерна несигурност одређивања фактора еталонирања сензора употребом ослабљивача налази се у опсегу (0,9 до 1,3)%.

7. ПРАВЦИ ДАЉЕГ ИСТРАЖИВАЊА

Резултат истраживања које је предмет ове дисертације јесте реализовани метод којим је омогућено еталонирање сензора РФ снаге испод 10 MHz. Овим методом је проширен фреквенцијски опсег еталонирања сензора снаге у лабораторији МЛ 02 на опсег од DC до 26,5 GHz. Њиме су потребе за покривеношћу критичног НФ подручја у потпуности задовољене, те у погледу фреквенцијског опсега нема елемената за даље истраживање.

Како је реализованим методом већ постигнуто значајно унапређење мерне несигурности, према тренутним капацитетима ТОЦ-а оно представља и најбољу оствариву мерну несигурност.

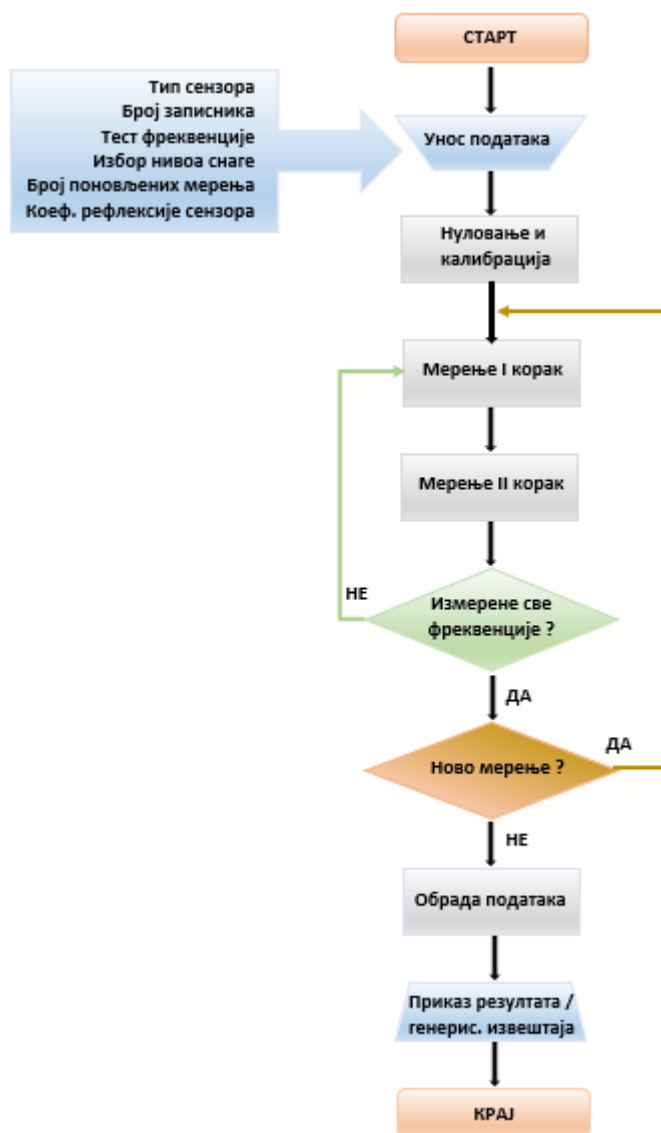
Простор за евентуална даља истраживања се јавља у погледу флексибилности нивоа РФ снаге / напона на коме се врши еталонирање сензора, а која је диктирана коришћеним термопретварачем и напоном на коме је одређена његова AC/DC разлика. Промена тест нивоа снаге се може вршити уз примену прецизних фиксних ослабљивача, на рачун повећања мерне несигурности. Међутим, њихово номинално слабљење не пружа довољну флексибилност у погледу постигнутог тест нивоа снаге. У том случају би бољи избор били променљиви ослабљивачи са кораком 1 dB или 10 dB, али се због извесног унетог слабљења (при постављеном слабљењу 0 dB) они користе у релативним мерењима снаге. То значи да би требало урачунати и унето слабљење при нултом слабљењу ослабљивача, као и постављено одговарајуће слабљење ослабљивача, како би се прорачунала стварна вредност снаге измерене сензором. Тиме се додатно повећава мерна несигурност, што није у интересу лабораторије. Притом би требало размотрити и коефицијент рефлексије променљивог ослабљивача за различите поставке слабљења у фреквенцијском опсегу од интереса, како његова употреба не би довела до значајнијег повећања несигурности услед неприлагођења. За такво мерење, међутим, МЛ 02 нема могућности.

Друга могућност остваривања варијабилног нивоа на коме се врши еталонирање сензора јесте да се термопретварач еталонира, односно да се његова AC/DC разлика одреди на потребним нивоима, а затим користи корекција у складу са тест нивоом еталонирања сензора. Термопретварач може имати готово идентичну фреквенцијску карактеристику AC/DC разлике на различитим нивоима од интереса (који нису блиски прагу осетљивости), али се понашање овог параметра мора установити додатним мерењима при различитим улазним напонима термопретварача. Притом посебну пажњу треба посветити анализи ефикасности термопретварача нарочито на нивоима који су значајно нижи од оптималног, као и стабилношћу и прецизношћу мерења малих DC напона блиским 1 mV. Оваква солуција захтева додатно ангажовање метролога и дужи период еталонирања термопретварача, али је погодност у томе што се оно врши у лабораторији за основне електричне величине (МЛ 01) ТОЦ-а.

Поред истраживања у погледу постизања флексибилнијег нивоа снаге на коме се врши еталонирање сензора, реализовани метод се може унапредити у погледу комфорнијег процеса мерења. То се може постићи аутоматизацијом метода, чија је реализација покренута. Аутоматизацијом би се, поред олакшица за самог метролога који врши еталонирање, елиминисао утицај људског фактора при настанку грешака у обради резултата.

Формиран је основни алгоритам програма за одређивање фактора еталонирања сензора снаге испод 10 MHz приказан на слици 7.1, на основу кога је започета израда програма за аутоматизацију у програмском пакету Agilent VEE Pro [107]. Овде ће бити представљен његов основни концепт.

Идеја је да се контрола мерних уређаја, аквизиција и обрада података, као и приказ резултата уз генерисање извештаја врши аутоматски. Комуникација са мерним уређајима би се вршила помоћу GPIB интерфејса (IEEE-488 протокола) [108].



Слика 7.1: Идејни алгоритам програма за аутоматизовано еталонирање сензора снаге у опсегу испод 10 MHz

Софтвер је тако замишљен да се приликом његовог стартовања првобитно уносе релевантни подаци о сензору, броју записника у циљу идентификације резултата, КСТ сензора (за прорачун мерне несигурности), као и услови и мерне тачке у којима се врши еталонирање (тест фреквенције, ниво снаге и број поновљених мерења).

Након уноса потребних података и повезивања мерног ланца према захтеваној шеми, врши се нуловање и калибрација сензора на референтни извор снаге ватметра, а затим се приступа мерењу кроз два корака реализованог метода. Оба корака мерења се понављају за сваку тест фреквенцију, а целокупни циклус мерења који обухвата све тест фреквенције се понавља дефинисан број пута N , на основу унетог броја поновљених мерења. Након извршених N циклуса мерења, израчунава се средња вредност и стандардна девијација добијених резултата фактора еталонирања, а потом се на екрану исписују резултати фактора еталонирања заједно са проширеном мерном несигурношћу, и даје се њихов графички приказ. Идеја је да се добијени резултати чувају у посебном текстуалном фајлу и у облику слике са релевантним графиком. Ово подразумева да сви фиксни подаци који учествују у израчунавању резултата, као и мерне несигурности буду садржани у софтверу.

За потпуну аутоматизацију се може користити свич, уместо ручног пребацивања из положаја 1 у положај 2 као што је приказано на слици 5.3. У том случају треба размотрити утицај свича на резултате мерења, на поновљивост, као и на мерну несигурност. Овде је посебно занимљив аспект несигурности, будући да би у конфигурацији са свичем требало утврдити разлику слабљења које свич уноси при АС напону доведеном на један његов канал и при DC напону доведеном на његов други канал. Ову разлику није једноставно мерити, те би њена процена била посебан изазов. Уколико се покаже да је утицај свича занемарљив, његова примена у реализованом методу би била оправдана.

8. ЗАКЉУЧАК

Снага је једна од најзначајнијих величина у области радио-фреквенција и њено мерење има изузетно широку примену. Примарни начин стицања поверења у квалитет њеног мерења јесте преглед, односно еталонирање мерила РФ снаге. Ова дисертација се управо бави проблемом еталонирања сензора средње снаге у ниско-фреквенцијском подручју, атипичном за ову врсту мерила.

Спроведеним истраживањем је потврђена хипотеза могућности реализације метода еталонирања сензора РФ снаге у фреквенцијском опсегу испод 10 MHz применом мерне опреме заступљене у већини метролошких лабораторија из области радио-фреквенција уз остваривање прихватљиве мерне несигурности. Овим методом се превазилази проблем доступности еталона РФ снаге и анализатора мреже у опсегу испод 10 MHz. Њиме је испуњен је један од основних услова истраживања, а тиче се постизања прихватљиве мерне несигурности, како за лабораторију МЛ 02 ТОЦ-а, тако и за већину метролошких лабораторија широм света у области радио-фреквенција. Вишеструко смањење почетне мерне несигурности је остварено развојем унапређеног метода, којим је мерна несигурност доведена на прихватљиву меру.

Реализованим методом су проширене мерне могућности лабораторије МЛ 02 у области РФ и микроталасне снаге на област ниских фреквенција. Проширењем обима акредитације код АТС-а и обима овлашћења код Министарства одбране, лабораторија је стекла могућност еталонирања и метролошког потврђивања сензора снаге у опсегу од DC до 26,5 GHz. Тиме је корисницима омогућено остваривање следивости РФ снаге у читавом опсегу рада сензора, а применом корекције добијеним факторима еталонирања и побољшање несигурности мерења апсолутне снаге сензором. Реализовани метод има практични значај за метрологију и привреду земље и региона, с обзиром да је МЛ 02 Техничког опитног центра сходно својим мерним могућностима јединствена акредитована лабораторија за еталонирање сензора снаге у земљи и њеном ужем окружењу.

Спроведено истраживање пружа вишеструки допринос широј метролошкој заједници из области радио-фреквенција, узевши у обзир комплексност мерења снаге на ниским фреквенцијама. Метод уједно показује да се применом постојеће опреме и одређених модификација мерног поступка може остварити довољно поуздано и тачно мерење снаге на ниским фреквенцијама, те да набавка скупих еталона није увек неопходна.

Научни значај ове дисертације се огледа пре свега у развоју новог метода, проистеклог из опсежне анализе постојећих метода еталонирања сензора и еталона РФ снаге, са посебним акцентом на фреквенцијски опсег испод 10 MHz. Пажња је нарочито усмерена на мерну несигурност и њено унапређење. Приказана процена мерне несигурности је значајна за метрологију радио-фреквенција, а заснована је на изучавању широког спектра литературе и дугогодишњем искуству у овој области. Приликом детаљне анализе доступне литературе у области мерне несигурности РФ величина, примећена је оскудност примера процене мерне несигурности. Зато се њена процена у одређеним случајевима ослања на искуство и примену аналогije са величинама које су у литератури детаљније описане. Управо из овог разлога приказани буџети мерне несигурности и одговарајући математички модели могу бити од користи другим лабораторијама из области радио фреквенција приликом процене сопствених мерних несигурности.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] „Сл. гласник РС“ број 15/2016: Закон о метрологији, 2016
- [2] „Службени Војни лист“ број 2/19: Наредба о мерној опреми која подлеже прегледу, 2019
- [3] SRPS ISO/IEC 17025:2017. Општи захтеви за компетентност лабораторија за испитивање и лабораторија за еталонирање, 2017
- [4] Agilent Technologies. *Agilent 8480 Series Coaxial Power Sensors, Operating and Service Manual*, May 2014
- [5] Agilent Technologies. *Agilent 8901B Modulation Analyzer (150 kHz–1300 MHz) and Agilent 11722A Sensor Module (100 kHz– 2600 MHz) Data Sheet*, 2000
- [6] P. Rakonjac, B. Milovanovic, and N. Doncov, *Automated power sensor calibration up to 26.5 GHz*, *Microwave Review*, vol. 14, no. 2, pp. 20–27, December 2008
- [7] Tegam. *6 kHz to 18 GHz Coaxial RF Power Transfer Standards, Model 1505A/2505A datasheet*, <https://www.tegam.com/wp-content/uploads/2016/06/1505A-2505A-DS-RevC.pdf>
- [8] T.-W. Kang, J.-Y. Kwon, J.-I. Park, and N.-W. Kang. *RF and microwave power standards from 10 MHz to 40 GHz over decades*, *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*, vol.18, no. 2, pp. 88–93, Apr. 2018, doi: 10.26866/jees.2018.18.2.88.
- [9] L. Brunetti, L. Oberto, and M. Sellone. *RF-power standard from AC-DC thermal converter*, in *Proc. 18th Symp. (IMEKO, TC4)*, Natal, Brazil, pp. 86–90, Sept. 2011
- [10] Wireless Telecom Group. *Principles of Power Measurement, A Primer on RF & Microwave Power Measurement*, 2011
- [11] Agilent Technologies. *Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements (Part 1). Introduction to Power, History, Definitions, International Standards & Traceability* (Application Note 1449-1), literature number 5988-9213EN, 2003
- [12] A. Fantom. *Radio frequency and microwave power measurement*. London, UK: Peter Peregrinus, 1990, <https://doi.org/10.1049/PBEL007E>
- [13] RF Wireless World. *RF vs Microwave-Difference between RF and Microwave*, <https://www.rfwireless-world.com/Terminology/RF-vs-Microwave.html>
- [14] Дирекција за мере и драгоцене метале. *Изведене јединице SI*, 2011
- [15] В. Мамула. *Мјерења у електроници*, Сплит, СФРЈ, Војноиздавачки завод, 1986
- [16] Maxim integrated. *Measure a Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) to Quantify Transmission Line Imperfections*, November 2012
- [17] П. Ракоњац. *Мерни систем за аутоматизовано еталонирање сензора микроталасне снаге у фреквенцијском опсегу од 50 MHz до 26,5 GHz*, Магистарска теза. Електронски факултет у Нишу, Универзитет у Нишу, 2010
- [18] Rohde & Schwarz. *Voltage and Power Measurements, Fundamentals, Definitions, Products*, http://www.rohde-schwarz.com/www/dev_center.nsf/html/11192
- [19] Agilent Technologies. *Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements (Part 3) Power Measurement Uncertainty per International Guides* (Application Note 1449-3), literature number 5988-9215EN, 2003

- [20] Б. Миловановић, В. Марковић, Н. Малеш-Илић & О. Пронић-Ранчић. *Основи микроталасне технике*. Ниш: Универзитет у Нишу у сарадњи са Austrian Development Cooperation WUS, Austria, 2007
- [21] Keysight Technologies. *Revisiting Mismatch Uncertainty With the Rayleigh Distribution, White Paper*, NCSL International Workshop and Symposium, 2011
- [22] F. Caspers. *RF engineering basic concepts: S-parameters, RF engineering basic concepts: S-parameters*, CERN, Geneva, Switzerland
- [23] П. Ракоњац. *Метода за мерење и корекцију нелинеарности сензора микроталасне снаге, Докторска дисертација*, Факултет техничких наука, Универзитет у Новом Саду, 2021
- [24] Agilent Technologies. *Agilent fundamentals of RF and microwave power measurements: Application Note 64-1C* (Publication No. 5965-6630E), 2001
- [25] L. Brunetti, L. Oberto, M. Sellone and E. Vremera. *Comparison Among Coaxial Microcalorimeter Models*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 58, no. 4, April 2009
- [26] Rohde & Schwarz. *Voltage and Power Measurements, Fundamentals, Definitions, Products*, http://www.rohde-schwarz.com/www/dev_center.nsf/html/11192
- [27] L. Brunetti. *Accuracy assessment in HF power meter calibration*, Proceedings of the 11th IMEKO TC-4 Symposium: Trends in Electrical Measurements and Instrumentation, 233-237, 2001, <https://www.imeko.org/publications/tc4-2001/IMEKO-TC4-2001-069.pdf>
- [28] L. Brunetti, L. Oberto & E. Vremera. *Calibration concept of modern power meters*. Proceedings of XVIII IMEKO World Congress: Metrology for a Sustainable Development, 2006, <https://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.506.8371&rep=rep1&type=pdf>
- [29] Agilent Technologies. *Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements (Part 2) Power Sensors and Instrumentation* (Application Note 1449-2), literature number 5988-9214EN, 2003
- [30] TEGAM. *50 GHz Coaxial RF Power Transfer Standards datasheet*
- [31] TEGAM. *6 kHz to 18 GHz Coaxial RF Power Transfer Standards datasheet*
- [32] Keysight Technologies. *E4418B/E4419B Power Meters, Service Guide*, 2015
- [33] TEGAM. *Model 1806A Dual Type IV Power Meter, Instruction and Service Manual* (PN# 1806A-901-01CD), 2007
- [34] TEGAM. *Operation & Installation Manual System IIA Automatic Power Meter Calibration System* (IM198-CD Rev. B), 2005
- [35] TEGAM. *Using Agilent Temperature Compensated Thermistor Mounts with TEGAM TYPE IV Power Meters* (Application Note 215)
- [36] Bird Electronic Corporation. *Test & Measurement Equipment Catalog*, 2022
- [37] Rohde & Schwarz. *Power Meters and Sensors from Rohde & Schwarz*, 2021
- [38] СВЛ број 19: *Правилник о метролошкој делатности у области одбране*, Јун 2018
- [39] Joint Committee for Guides in Metrology. *International Vocabulary of Metrology - Basic and General Concepts and Associated Terms (VIM), 3th edition*, 2008
- [40] R. F. Clague. *A calibration service for coaxial reference standards for microwave power* (NIST Technical Note 1374), Washington, USA, NIST, 2005
- [41] T. P. Crowley & R. F. Clague. *2.4 mm diameter coaxial power standard at NIST*, Washington, USA, NIST.

- [42] L. Brunetti & T. E. Vremera. *A New Microcalorimeter for Measurements in 3.5-mm Coaxial Line*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 52(2), 2003
- [43] Xiaohai Cui, Yu Song Meng, Wenzhe Yuan, and Yong Li. *Theoretical Analysis and Determination of the Correction Factor for a Waveguide Microcalorimeter*, Sensors, 20(1), 245. doi:10.3390/s20010245
- [44] Mariano Botello-Perez, Thomas P. Crowley, Israel Garcia-Ruiz, and Hildeberto Jardon-Aguilar. *Characterization of a Type-N Coaxial Microcalorimeter for use as Microwave Power Standard at CENAM*, Transaction on Instrumentation and Measurement, doi 10.1109/TIM.2018.2843198
- [45] TEGAM. *Coaxial RF Power Transfer Standards Models F1125, F1130, F1135, M1125, M1130, M1135, Instruction Manual (PN# IM300)*, 2007
- [46] TEGAM. *Calculating a Calibration Factor (Application Note 218)*
- [47] З. Кнежевић. *Упоредна анализа еталонирања AC/DC термопретварача различите врсте улазне отпорности*, ЕТРАИ, 2003, vol. 3
- [48] E. S. Williams. *Thermal Voltage Converters and Comparator for Very Accurate AC Voltage Measurements*. Journal of Research of the National Bureau of Standards –C. Engineering and Instrumentation, vol. 75C, nos. 3 and 4, July 1971
- [49] Ballantine Laboratories, Inc. *AC-DC Difference of Millivolt Thermal Standards (Technical note)*
- [50] J. Sims, T. Lipe, J. Kinard, and Y.-H. Tang. Improvements in the NIST calibration service for thermal transfer standards, NCSLI Measure, vol. 2, no. 1, pp. 70–74, Mar. 2007, doi: 10.1080/19315775.2007.11721360
- [51] Hewlett Packard. *Thermal converters model 11049A, 11050A, 11051A, Operating and Service manual*, 1967
- [52] Nano-Electronics Research Institute / AIST, Japan. *Technical Reference for ET2001 Thermal Voltage Converters (Version 3.01, 15/Apr./2010)*
- [53] Krzysztof Kubiczek, Marian Kampik, Michał Grzenik. *Analysis of DC reversal error of the calorimetric thermal voltage converter*, Measurement, vol. 168, January 2021, doi:10.1016/j.measurement.2020.108439
- [54] B. D. Inglis. *Errors in AC-DC Transfer Arising from a DC Reversal Difference*. Metrologia, 17(4), 111–117, 1981, doi:10.1088/0026-1394/17/4/001
- [55] Ballantine Laboratories, Inc, <http://www.ballantinelabs.com>
- [56] M. Kampik, M. Grzenik. *Thermal AC voltage standards with calculable AC/DC transfer difference in frequency range from 10 kHz to 1 MHz*, IMEKO, 2013
- [57] O. Velychko, V. Isaiev. *A Comparative Analysis of AC/DC Transfer Standards for Comparison of National Standards*, Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, vol. 6, no. 5(96), 2018. DOI: 10.15587/1729-4061.2018.150459
- [58] Thomas E. Lipe, *50 Ohm Multijunction Thermal Converters for AC Voltage Measurements up to 100 MHz*, XXI IMEKO, August 30 – September 4, 2015
- [59] Hitoshi Sasaki, Barry D. Inglis, Kunihiko Takahashi, and Manfred Klönz. *Determination of the Time Constants of Thermoelectric Effects in Thermal Converters Using a Fast-Reversed DC*, IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, vol. 46, no. 2, April 1997
- [60] L. Brunetti & E. Monticone. *Resistive power splitter in microwave power standard calibration transfer*, Measurement, 6(3), 129-134, 1988

- [61] L. Brunetti, Y. Shan, L. Oberto, C. W. Chua, M. Sellone & P. Terzi. *High frequency comparison with thermoelectric power sensors between INRIM and NMC*. Measurement, 45(5), 1180-1187, 2012
- [62] Y. Shan & X. Cui. *RF and microwave power sensor calibration by direct comparison transfer*, In L. Cocco (Ed.), Modern metrology concerns (pp. 175-200), 2012, <https://doi.org/10.5772/34553>
- [63] Jeffrey A. Jargon, Dazhen Gu, Christian J. Long, Aaron M. Hagerstrom, Angela C. Stelson, Ann F. Monke. *Theoretical basis of the direct comparison system for power calibration including equivalent source mismatch*, NIST Technical Note 2079, <https://doi.org/10.6028/NIST.TN.2079>
- [64] F. G. Engen & P. Equations. *A New Concept in the Description and Evaluation of Microwave Systems*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, IM-20(1), 1971
- [65] Y. Shan, S. Y. Meng & Z. Lin. *Generic model and case studies of microwave power sensor calibration using direct comparison transfer*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 62(6), 1834-1839, 2013, <https://doi.org/10.1109/TIM.2012.2225961>
- [66] W. K. P. Angin, J.-Y Kwon, T.-W. Kang & N.-W. Kang. *Comparison of RF power sensor calibration using a vector network analyzer and a direct transfer system*. URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (URSI AP-RASC), 2016, doi:10.1109/ursiap-rasc.2016.7601209
- [67] K. Wong. *Complete power sensor calibration using a VNA*, 80th ARFTG Microwave Measurement Conference, 2012, doi:10.1109/arftg.2012.6422420
- [68] T.-W. Kang, J.-H. Kim, N.-W. Kang and H.-K. Lee, *RF voltage difference between two outputs of a tee in the calibration of TVCs to 1 MHz*, in Proc. IEEE Asia-Pacific Microw. Conf. (APMC), Singapore, pp. 1876–1878, December 2019
- [69] Mamdouh Halawa, Najat Al-Rashid. *Performance of Single Junction Thermal Voltage Converter (SJTP) at 1 MHz via Equivalent Electrical Circuit Simulation*, 12th International Conference on Computer Modelling and Simulation, March 2010, doi:10.1109/UKSIM.2010.120
- [70] F. L. Hermach. *AC-DC comparators for audio-frequency current and voltage measurements of high accuracy*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, IM-25(4), 489–494, 1976, doi:10.1109/tim.1976.6312271
- [71] T.-W. Kang, J.-I. Park, C. Cho and N.-W. Kang. *Measurement of the effective efficiency of thermoelectric power sensors using a thermal voltage converter from 1 kHz to 1 MHz*, IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, vol. 70, no. 3, pp. 232–237, February 2021, doi: 10.1109/TIM.2021.3055810.
- [72] Keith Bennett, Howard Zion. *Understanding Test Uncertainty Ratio (TUR)*, TRANSCAT Calibration & Repair Services, White Paper Metrology Concepts, May 2005
- [73] Agilent Technologies. *E8257D PSG Microwave Analog Signal Generator Data Sheet*, 2009
- [74] Hewlett Packard. *8642A/B Synthesized Signal Generator, Operating and Calibration Manual*, 1985
- [75] Hewlett Packard. *8673E Synthesized Signal Generator 2.0 –18.0 GHz, Operating and calibration Manual*, 1985
- [76] Fluke Calibration. *Fluke 5730A High Performance Multifunction Calibrator Extended Specifications*
- [77] Mamdouh M. Halawa. *An Improved Thermal Voltage Converter for Accurate AC Voltage Measurements at NIS, Egypt*, Al-Azhar Eng. 7th International Conference, AEIC, November 2003
- [78] Y. Shan, Y. S. Meng and P. S. Filipski. *Evaluation of a calorimetric thermal voltage converter for RF–DC difference up to 1 GHz*, Transaction on Instrumentation and Measurement, vol. 63, no. 2, pp. 467–472, February 2014, doi:10.1109/TIM.2013.2278597.

- [79] J. Sims, T. Lipe, J. Kinard and Y.-H. Tang. *Improvements in the NIST calibration service for thermal transfer standards*, NCSLI Measure, vol. 2, no. 1, pp. 70–74, Mar. 2007, doi: 10.1080/19315775.2007.11721360
- [80] Hartmut Gierke, L. Gmo, Dieter Janik and Klaus Munter. *Automatic RF Voltage Calibration with a Primary Voltage Standard Up to 1 GHz*, Transaction on Instrumentation and Measurement, vol. 42, no. 2, April 1993
- [81] B. Pal, S. Ahmad and A. K. Govil. *Automation and Evaluation of Two Different Techniques to Calibrate Precision Calibrators for Low Frequency Voltage Using Thermal Devices*, MAPAN-Journal of Metrology Society of India, vol. 28 no. 1, pp. 31–36, March 2013, doi: 10.1007/s12647-012-0038-5
- [82] Francis L. Hermach. *Thermal Converters as AC-DC Transfer Standards for Current and Voltage Measurements at Audio Frequencies*, Journal of Research of the National Bureau of Standards, vol. 48, no.2, February 1952
- [83] З. Кнежевић, С. Сурулиз. *Упоредна анализа резултата компарације примарних еталона наизменичног напона и микроталасне снаге*, Зборник радова ЕТРАН, 2004
- [84] S. Ahmad, B. Pal, P. S. Negi, and A. K. Bandyopadhyay. *Realization of Low Frequency Power Standard at NPLI*, MAPAN, vol. 29, no. 4, pp. 285–288, December 2014, doi: 10.1007/s12647-014-0111-3
- [85] N. Spasojevic, I. Milanovic, P. Rakonjac, Z. Mitrovic. *Extending the frequency range of the power sensor calibration factor determination*, IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. 71, pp. 1-8, 2022, doi: 10.1109/TIM.2022.3183649
- [86] T. P. Crowley, J. Miall, et al. *CCEM.RF-S1.CL (GTRF/02-03) RF Power Measurements with 2.4 mm Connectors Final Report*. Metrologia, vol. 43, no. 1A, p. 01007, October 2005, doi:10.1088/0026-1394/43/1A/01007
- [87] L. Brunetti. *Accuracy Assessment In HF Power Meter Calibration*, in Proc. 11th Symp. (IMEKO, TC4), Lisbon, Portugal, pp. 233–237, September 2001
- [88] Agilent Technologies. *Agilent 33250A 80 MHz Function/Arbitrary Waveform Generator Service Guide*, 2003
- [89] Ballantine Laboratories, Inc. *1395B Thermal Voltage Converter* datasheet.
- [90] Keithley Instruments, Inc. *Model 181 Digital Nanovoltmeter Service manual*, 1981.
- [91] Agilent Technologies. *11667A DC to 18 GHz Power Splitter User's and Service Guide*, November 2007
- [92] Benny R. Smith, Inchworm Solutions. *Choosing the Right Power Splitter: Two-resistor or Three-resistor*, National Conference of Standards Laboratories
- [93] Keysight Technologies. *Power Splitter 11667L/A/B/C/D: DC to 2/18/26.5/67 GHz Technical overview*
- [94] Fluke calibration. *Working with power splitters and dividers* (Application note)
- [95] Juerg Ruefenacht, Michael Wollensack, Johannes Hoffmann, Markus Zeier. *Practical hints: splitter characterization*, Conference: 4th European ANAMET Meeting, 2015, doi: 10.13140/RG.2.1.3943.8163
- [96] S. S. Devi, S. Ahmad, K. Patel, P. S. Negi and V. N. Ojha. *Effective source mismatch uncertainty evaluation using resistive power splitter up to 18 GHz*, Int. Journ. Metrol. Qual. Eng, vol. 6, no. 3, 306, August 2015, <https://doi.org/10.1051/ijmqe/2015019>

- [97] R. J. Juroshek. *A direct calibration method for measuring equivalent source mismatch*, Microwave Journal, 40(10), 106-118, 1997
- [98] K. Yhland & J. Stenarson. *Measurement uncertainty in power splitter effective source match*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 56(2), 669-671, April 2007
- [99] BIPM, IEC, IFCC, ISO, IUPAC, IUPAP, OIML. *GUM 1995 with minor corrections, Evaluation of Measurement Data – Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement*, JCGM 100:2008, September 2008
- [100] EA – European Accreditation. *EA-4/02 M:2022, Evaluation of the Uncertainty of Measurement in Calibration*, April 2022
- [101] United Kingdom Accreditation Service UKAS. *M3003: The Expression of Uncertainty and Confidence in Measurement*, 4. ed., October 2019
- [102] EURAMET. *EURAMET cg-7: Calibration of Measuring Devices for Electrical Quantities Calibration of Oscilloscopes*, Ver. 1.0, 2011
- [103] K. Patel & S. P. Negi. *Importance and estimation of mismatch uncertainty for RF parameters in calibration laboratories*, International Journal of Metrology and Quality Engineering (IJMQE), 3(1), 29-37, 2012
- [104] Agilent Technologies. *909A dc-18 GHz Coaxial Terminations* (Operating Note), July 2001
- [105] Krohn Hite Corporation. *DC Voltage/Current Source/Calibrator Model 523 datasheet*
- [106] P. Rakonjac, Z. Mitrović, I. Milanović, V. Nikolić, Z. Ilić & N. Brkljač 2022. *Improved method for calibration and nonlinearity correction of microwave power sensor*, Technical Gazette, 29(2), April 2022, <https://doi.org/10.17559/TV-20200817014455>
- [107] Agilent Technologies. *Agilent VEE Pro User's Guide*, 2004
- [108] Agilent Technologies. *Agilent 82357B USB/GPIB Interface, Quick Start Guide*, 2009

ПРЕГЛЕД СЛИКА

Слика 2.1: Мерење снаге у електричном колу (лево: R_L је отпорност оптерећења, Z_0 карактеристична импеданса вода, Z_s излазна имеданса извора, V_{inc} амплитуда инцидентног сигнала, V_{refl} амплитуда рефлектованог сигнала). Промена снаге у времену (десно: V је напон, I струја, а P_{sr} средња снага сигнала)	9
Слика 2.2: Формирање стојећег таласа (лево). Простирање снаге сигнала дуж преносне линије (десно)	12
Слика 2.3: Вредности модула коефицијента рефлексије, повратних губитака и коефицијента стојећег таласа у случају без рефлексије и са потпуном рефлексијом.....	14
Слика 2.4: Дијаграм тока сигнала од генератора до оптерећења.....	17
Слика 2.5: 2-портна мрежа: С-параметри мреже (лево). Серијски везана импеданса Z у електричном колу (десно).....	20
Слика 2.6: Апсорпција РФ снаге у сензору снаге.....	22
Слика 3.1: Упрошћени приказ мерења снаге апсорпционим мерилом снаге са сензором.....	26
Слика 3.2: Поједностављена шема термисторског сензора снаге Agilent 478A.....	28
Слика 3.3: Упрошћена шема Витстоновог самоподесивог моста у ватметру са термисторским сензорима снаге.....	29
Слика 3.4: Поједностављена шема ватметра HP 432A са два самобалансирајућа Витстонова моста и термисторским сензором	29
Слика 3.5: Ватметар за термисторске сензоре снаге HP 432A (лево) и Keysight N432A (десно)	31
Слика 3.6: Самобалансирајући мерни мост са две гране NIST тип 4	32
Слика 3.7: Термопар у отвореном термоелектричном колу	35
Слика 3.8: Електрична шема термопретварачког сензора снаге Agilent 8481A.....	35
Слика 3.9: Линеарност термисторског сензора Agilent 8478A (лево) и термопретварачког сензора Agilent 8481A (десно)	36
Слика 3.10: Блок шема ватметра HP 435A са термопретварачким сензором HP 8481A	38
Слика 3.11: Типична претварачка карактеристика диоде	40
Слика 3.12: Упрошћена електрична шема диодног детектора са прилагодним отпорником	40
Слика 3.13: Упрошћена блок шема диодног сензора са проширеним динамичким опсегом Agilent E4413A	42

Слика 3.14: Упрошћена шема диодног сензора са два тока снаге и стеком диода серије Agilent E9300A	43
Слика 3.15: Ватметар ЕРМ-серије Keysight E4419В и диодни сензор Е-серије Agilent E4413А	44
Слика 3.16: Упрошћена блок шема ватметра Agilent E4418/19В	45
Слика 3.17: Проточни ватметар са сензором произвођача Bird (лево) и Rohde&Schwarz (десно) ...	47
Слика 4.1: Пирамида метролошке следивости	48
Слика 4.2: Таласоводни микрокалориметар реализован у НМИ Мексика (лево) и коаксијални микрокалориметар реализован у НМИ Кине (десно).....	51
Слика 4.3: Референтни еталон РФ снаге Tegan M1135А (лево) и трансфер еталон РФ снаге Tegan F1135 (десно)	52
Слика 4.4: Шема везе приликом еталонирања трансфер еталона помоћу референтног еталона РФ снаге.....	53
Слика 4.5: Шема везе приликом еталонирања сензора снаге помоћу трансфер еталона	54
Слика 4.6: Изглед различитих типова термопретварача	56
Слика 4.7: Термопретварач као АС/ДС трансфер еталон	56
Слика 4.8: Улазно-излазна карактеристика термопретварача	57
Слика 4.9: Структура SJTC (лево) и MJTC термопретварача (десно)	58
Слика 4.10: Фреквенцијска карактеристика термопретварача	59
Слика 4.11: Поређење снага методом супституције	61
Слика 4.12: Метод истовременог поређења снага помоћу разделника снаге	64
Слика 4.13: Метод наизменичног поређења снага помоћу разделника снаге	66
Слика 4.14: Упрошћена блок шема еталонирања сензора снаге применом трансфер еталона РФ снаге	68
Слика 4.15: Упрошћена шема еталонирања сензора применом векторског анализатора мреже ..	71
Слика 4.16: Поређење АС напона када је DUT АС извор (калибратор)	72
Слика 4.17: Поређење АС напона када је DUT мерило напона	72
Слика 4.18: Метод поређења термопретварача са два потенциометра	73
Слика 4.19: Поређење два термопретварача или термопретварача и сензора снаге	74
Слика 4.20: Поређење термопретварача и сензора снаге са ватметром	75
Слика 5.1: Распоживост еталона РФ снаге испод 10 MHz у ТОЦ-у	80

Слика 5.2:	Расположивост еталона АС напона до 10 MHz у ТОЦ-у	81
Слика 5.3:	Еталонирање сензора снаге испод 10 MHz одабраним методом: Блок шема (лево), Изглед мерног места (десно)	84
Слика 5.4:	Разделник снаге са два отпорника (лево) и три отпорника (десно)	89
Слика 5.5:	Разделник снаге са два отпорника: Изглед разделника HP 11667A (лево), Примена у контроли нивоа сигнала (десно)	89
Слика 5.6:	Терминисан разделник снаге са два отпорника улазне импедансе 50 Ω	90
Слика 5.7:	Разделник снаге са два отпорника (2-R): као мрежа са 3 порта (лево), рачунање излазне импедансе (десно)	91
Слика 5.8:	Мерење С-параметара разделника са 4-портним VNA	91
Слика 5.9:	Мерење симетрије разделника помоћу сензора снаге и ватметра	93
Слика 5.10:	Мерење симетрије разделника помоћу термопретварача са нановолтметром	94
Слика 5.11:	Валидација метода мерења симетрије помоћу термопретварача (ТП)	94
Слика 5.12:	Валидација метода одређивања фактора еталонирања сензора Keysight E9304A применом термопретварача Ballantine 1395B-0,4	96
Слика 5.13:	Упоредни приказ фактора еталонирања сензора Keysight E9304A добијених на + 5 dBm и -1 dBm са Ballantine 1395B-0,4 и на -1 dBm са HP 11050A	97
Слика 5.14:	Упоредни приказ фактора еталонирања сензора Keysight E9304A добијених на 10 MHz при нивоу снаге - 1 dBm применом различитих талона/метода	98
Слика 5.15:	Упоредни приказ фактора еталонирања сензора Keysight U2004A добијених одабраним методом и очитаних из EEPROM меморије сензора	99
Слика 5.16:	Упоредни приказ одступања фактора еталонирања сензора R&S NRP-Z37 добијених одабраним методом и очитаних из EEPROM меморије сензора	99
Слика 5.17:	Поновљивост одређивања ненормализованог фактора еталонирања применом поступка за смањење утицаја топлотних ефеката термопретварача	101
Слика 6.1:	Функција густине вероватноће: „U“ расподеле (лево), Рејлијеве расподеле (десно) ..	108
Слика 6.2:	Границе несигурности мерења фактора еталонирања остварене мерењем симетрије (унапређеним методом) и без мерења симетрије	121
Слика 6.3:	Смањење несигурности мерења апсолутне снаге сензором постигнуто реализованим методом: за ниво снаге +5 dBm (лево), -10 dBm (десно)	122
Слика 7.1:	Идејни алгоритам програма за аутоматизовано еталонирање сензора снаге у опсегу испод 10 MHz	125

ПРЕГЛЕД ТАБЕЛА

Табела 6.1:	Буџет мерне несигурности одређивања фактора еталонирања сензора на референтној фреквенцији 50 MHz и нивоу снаге +5 dBm помоћу трансфер еталона.....	111
Табела 6.2:	Буџет мерне несигурности одређивања симетрије разделника снаге помоћу термопретварача за фреквенцију 1 MHz.....	114
Табела 6.3:	Буџет мерне несигурности одређивања симетрије разделника снаге помоћу сензора снаге за фреквенцију 1 MHz.....	115
Табела 6.4:	Измерене вредности симетрије разделника HP 11667A са проширеном мерном несигурношћу добијене применом метода са термопретварачем.....	116
Табела 6.5:	Измерене вредности AC/DC разлике термопретварача Ballantine 1395B-0,4 са проширеном мерном несигурношћу.....	117
Табела 6.6:	Поновљивост мерења фактора еталонирања сензора Keysight E9304A при нивоу снаге +5 dBm.....	118
Табела 6.7:	Буџет мерне несигурности одређивања нормализованог фактора еталонирања сензора снаге Keysight E9304A за фреквенцију 100 kHz и ниво снаге +5 dBm.....	119
Табела 6.8:	Буџет мерне несигурности одређивања нормализованог фактора еталонирања сензора снаге Keysight E9304A за фреквенцију 10 MHz и ниво снаге -1 dBm.....	120

СКРАЋЕНИЦЕ И ОЗНАКЕ

A	
AC	Наизменична струја
A/D	Аналогоно/дигитални
AC/DC	Претварачка карактеристика термопретварача
ADC	Аналогоно/дигитални конвертер
ATS	Акредитационо тело Србије
A	Релативни однос снага изражен у децибелима
a	Полупречник круга са центром у основи комплексне равни, на коме леже могуће вредности реалне компоненте коефицијента рефлексије
A_a	Слабљење ослабљивача изражено у децибелима
a_i	Инцидентни талас са друге компоненте на i -том порту мреже (за 2-портну мрежу $i, j = 1,2$, а за делитељ снаге $i, j = 1,2,3$)
a_g	Комплексна величина пропорционална напону инцидентног таласа на генератору
a_l	Комплексна величина пропорционална напону инцидентног (директног) таласа, или инцидентни талас на пријемнику

B	
B	Балансно коло
b_g	Излазни талас из генератора
b_i	Рефлектовани талас на i -том порту мреже (за 2-портну мрежу $i, j = 1,2$, а за делитељ снаге $i, j = 1,2,3$)
b_l	Комплексна величина пропорционална са напоном рефлектованог таласа или рефлектовани талас на пријемнику
b_s	Интерни талас генерисан у генератору

C	
CDMA	Техника вишеструког приступа у мобилним радиокомуникацијама (енгл. <i>Code Division Multiple Access</i>)
CW	Немодулисан континуални сигнал (енгл. <i>Continuous wave</i>)
C_b	Кондензатор који је део нископропусног филтра
C_{re}, C_{im}	Реална и имагинарна компонента коефицијента осетљивости

D	
D	Детектор нуле
DC	Једносмерна струја/напон
DC+, DC-	Позитиван и негативан поларитет једносмерног напона
ДМДМ	Дирекција за мере и драгоцене метале
DMM1, DMM2	Два одвојена канала (1 и 2) дигиталног мултиметра
DSP	Дигитална обрада сигнала (енгл. <i>Digital Signal Processing</i>)
DUT	Уређај који се еталонира (енгл. <i>Device Under Test</i>)
E	
E_1, E_3	Напон на излазу термопретварача и DUT-а у методу приказаном на слици 4.19
E_{AC}, E_{DC}	Електромоторна сила на излазу термопретварача при улазном AC и DC напону
E_{DC+}, E_{DC-}	Електромоторна сила на излазу термопретварача при позитивном и негативном улазном DC напону
E_{DCS}	Електромоторна сила на излазу термопретварача као еталона при улазном AC или DC напону
E_{DCU}	Електромоторна сила на излазу термопретварача као DUT-а, при улазном AC или DC напону
E_{RF}	Електромоторна сила на излазу термопретварача при улазној РФ снази
E_{SA}	Средња вредност електромоторних сила очитаних на излазу термопретварача при улазном AC напону
E_{SD}	Средња вредност електромоторних сила очитаних на излазу термопретварача при улазном напону DC+ и DC-
EEPROM	Врста меморије за складиштење података у електронским уређајима из које се подаци могу брисати и поново уписивати (енгл. <i>Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory</i>)
F	
f	Фреквенција
ФЕ	Фактор еталонирања, скраћено у тексту
FET	Транзистор са ефектом поља (енгл. <i>Field-Effect Transistor</i>)

G	
G	Производ комплексних коефицијената рефлексије Γ_1 и Γ_g
GPIB	Интерфејс за комуникацију мерних уређаја са РС рачунаром (енгл. <i>General Purpose Interface Bus</i>)
G_{re}, G_{im}	Реална и имагинарна компонента G
G_{RF}	РФ проводност у референтној равни 2
GUM	Упутство за изражавање мерне несигурности (енгл. <i>Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement</i>)
H	
HP	Произвођач мерне опреме Hewlett Packard
I	
i	Струја диоде
$i(t)$	Тренутна вредност струје
I	Електрична струја
I_{ef}	Ефективна вредност струје
I_i	Струја кроз i -ти порт мреже (за 2-портну мрежу $i, j = 1,2$)
I_l	Струја кроз потрошач
I_m	Максимална вредност струје
I_s	Струја засићења када је $v < 0$
IEC	Међународна електротехничка комисија (енгл. <i>International Electrotechnical Commission</i>)
IEEE-488	8-битна паралелна комуникациона магистрала
INRIM	Национални метролошки институт Италије (енгл. <i>The National Institute for Metrological Research</i>)
ISO	Међународна организација за стандардизацију (енгл. <i>International Organization for Standardization</i>)
K	
K	Фактор еталонирања сензора
K	Болцманова константа
k	Коефицијент проширења (фактор обухвата) за проширену мерну несигурност
K_1	Константа пропорционалности $K_1 = 1/4R_T$
KRISS	Национални метролошки институт Јужне Кореје (енгл. <i>Korea Research Institute of Standards and Science</i>)

KCT, VSWR	Коефицијент стојећег таласа (енгл. <i>Voltage Standing Wave Ratio, VSWR</i>)
$K_{ref}, K(f_{ref})$	Фактор еталонирања сензора на референтној фреквенцији f_{ref}
K_{SUT}	Фактор еталонирања сензора који се еталонира (SUT-а)
K_{RE}, K_{TE}	Фактор еталонирања трансфер еталона и референтног еталона
K_{Teref}	Фактор еталонирања трансфер еталона на референтној фреквенцији
K_M, K_S, K_U	Фактор еталонирања мониторинг сензора (M), еталонског сензора (S) и непознатог сензора (U)
k_2/k_3	Корекција која обухвата поновљивост спајања конектора, флексибилност каблова и сл., обично се апроксимира да је $k_2/k_3 = 1$
$K(f)$	Фактор еталонирања на мерној (тест) фреквенцији f
$K_{rel}(f)$	Нормализовани (релативни) фактор еталонирања у односу на референтну фреквенцију f_{ref} , $K_{rel}(f) = K(f)/K_{ref}$
$K_r(f)$	Нормализовани (релативни) фактор еталонирања у односу на референтну фреквенцију f_{ref} , који обухвата корекцију услед симетрије разделника одређен изразом (5.12)
$K_{corr}(f)$	Фактор еталонирања сензора на фреквенцији f коригован корекцијом услед симетрије разделника, одређен изразом (5.11)
L	
LBS	Шотки диода са уском баријером (енгл. <i>Low Barrier Schottky</i>)
LF, НФ	Ниско-фреквенцијски, који се односи на ниске фреквенције (енгл. <i>Low Frequency</i>)
M	
M	Фактор неприлагођења
METAS	Национални метролошки институт Швајцарске (енгл. <i>The Federal Institute of metrology, Switzerland</i>)
MJTC	Вишеспојни термопретварач (енгл. <i>Multi-Junction Thermal Converter</i>)
МЛ 01	Метролошка лабораторија за основне електричне величине у Техничком опитном центру Војске Србије
МЛ 02	Метролошка лабораторија за микроталасни технику у Техничком опитном центру Војске Србије
ML	Губици услед неприлагођења (енгл. <i>Mismatch Loss</i>)
MMIC	Микроталасно монолитно интегрисано коло (енгл. <i>Microwave Monolithic Integrated Circuit</i>)
MSJD	Диода на бази споја метала и полупроводника (енгл. <i>Metal Semiconductor Junction Diode</i>)

M_1, M_2	Утицаји неприлагођења у изразу (4.9)
M_{UG}	Фактор неприлагођења генератора и непознатог сензора (U)
M_{SG}	Фактор неприлагођења генератора и еталонског сензора (S)
(M)	Мониторинг сензор
N	
n	Број обухваћених периода
n	Корекциона константа
N	Број поновљених мерења
N	Тип конектора “N“
NIST	Национални метролошки институт Сједињених Америчких Држава (енгл. <i>The National Institute of Standards and Technology, USA</i>)
HMI	Национални метролошки институт
NPLI	Национални метролошки институт Индије (енгл. <i>National Measurement Institute of India</i>)
n_s	Фактор који описује мале промене струје грејача термоелемента
P	
P	Снага
PDB	Planar Doped Barrier
PDF	Функција густине вероватноће (енгл. <i>Probability Density Function</i>)
ppm	Милионити део вредности (енгл. <i>parts per milion</i>)
p	Однос снаге коју измери сензор који се еталонира и снаге коју измери еталонски сензор
P_{DCU}	Једносмерна супституисана снага на излазу сензора еквивалентна РФ напону на излазу термопретварача у референтној равни два
P_{RF2}	РФ снага у референтној равни два
P_{in}	Инцидентна снага која се доставља до сензора или потрошача
$P_{in_{ref}}$	Инцидентна снага на улазу SUT-а при референтној фреквенцији измерена трансфер еталоном
P_{refl}	Рефлектована снага, која се рефлектује од сензора и враћа назад на преносну линију
P_a	Апсорбована снага коју сензор или потрошач апсорбује, тј. снага коју потрошач заиста мери
P_{aS}, P_{aU}	Снага коју апсорбује еталонски сензор и сензор који се еталонира

P_{gZ_0}	Снага коју генератор предаје оптерећењу карактеристичне импедансе Z_0
P_{pr}	Привидна снага
P_r	Реактивна снага
P_{ref}	Референтна снага
P_{Sref}	Супституисана снага измерена SUT-ом на референтној фреквенцији
$p(t)$	Тренутна снага
P_{sr}	Средња снага
P_{sref}	Снага измерена SUT-ом на референтној фреквенцији
P_{DC}	Једносмерна супституисана снага на референтном отпорнику
P_{OFF}	Једносмерна снага кроз референтни отпорник без примењене РФ снаге
P_{ON}	Једносмерна снага кроз референтни отпорник са примењеном РФ снагом
P_w	Супституисана DC или ниско-фреквенцијска снага на излазу сензора који се еталонира (SUT-a), очитана помоћу ватметра
P_g	Снага коју генерише генератор
P_{gm}	Максимална снага коју генерише генератор
P_{is}	Инцидентна снага на тест прикључку трансфер еталона
P_{STE}, P_{SRE}	Ниво супституисане једносмерне снаге измерен на ватметру типа NIST 4 прикључен на трансфер еталон и референтни еталон
P_{SS}, P_{SU}	Супституисана снага на еталонском сензору (S) и на непознатом сензору (U)
P_s	Супституисана снага на излазу сензора (SUT-a)
P_{subS}, P_{subTE}	Супституисана DC снага на излазу референтног и трансфер еталона
P_{inS}, P_{inU}	Инцидентна снага на излазу два разделника на еталонском сензору (S) и непознатом сензору (U)
P_{MS}	Снага коју мери мониторинг сензор (M) када је на излазу два разделника спојен еталонски сензор (S)
P_{MU}	Снага коју мери мониторинг сензор (M) када је на излазу два разделника спојен непознати сензор(U)
P_{inS}, P_{inU}	Инцидентна снага на (S) и (U) сензору
P_{inMS}, P_{inMU}	Инцидентна снага на мониторинг сензору (M), када је на излазу два разделника спојен еталонски сензор (S) и непознати сензор (U)
P_{RF}	РФ снага
P_{sMS}, P_{sMU}	Снага коју мери пријемник R1 векторског анализатора мреже када је на тест порту један прикључен еталонски сензор и када је прикључен SUT

Q	
q	Наелектрисање електрона
R	
2-R, 3-R	Разделник снаге са два, односно три отпорника
РФ (или RF)	Радио-фреквенције (енгл. <i>Radio Frequency</i>)
RMS	Средња квадратна вредност (енгл. <i>Root Mean Square</i>)
R&S	Произвођач мерне опреме Rohde&Schwarz
RL	Повратни губици (енгл. <i>Return Loss</i>)
R_L	Отпорност оптерећења
R_d, R_T	Отпор термистора
R	Отпор
R_c	Отпорност компензационог термистора
R_0	Отпор диоде
R_S	Унутрашња отпорност извора
R_m	Отпорност отпорника за прилагођење
REF	Референтна снага измерена еталоном
r_v	Однос РФ напона у референтној равни један и два према слици 4.20
$r(x, \sigma)$	Функција густине вероватноће Рејлијеве расподеле
$R(x)$	Кумулативна Рејлијева функција расподеле случајне променљиве x
S	
SI	Међународни систем јединица
SJTC	Термопретварач са једним спојем (енгл. <i>Single-Junction Thermal Converter</i>)
SMA	Тип конектора SMA 3,5 mm
SUT	Сензор који се еталонира (енгл. <i>Sensor Under Test</i>)
CC	Сензор снаге
(S)	Еталонски сензор
S_{ij}	S-параметри мреже (за 2-портну мрежу $i, j = 1,2$, а за делитељ снаге $i, j = 1,2,3$)
T	
T	Периода сигнала

t	време
TEMC	Термоелектромоторна сила
ТОЦ	Технички опитни центар
ТП, TVC	Термопретварач (енгл. <i>Thermal Voltage Converter, TVC</i>)
T_a	Апсолутна температура
U	
u	Стандардна несигурност
$u(t)$	Тренутна вредност напона
U	„U“ расподела вероватноће
$u(G_{re})$	Стандардна мерна несигурност услед производа G_{re}
$u(M)$	Стандардна мерна несигурност услед неприлагођења
$u(\Gamma_{g,re}), u(\Gamma_{l,re})$	Стандардна мерна несигурност услед реалне компоненте коефицијента рефлексије Γ_g и Γ_l
$u(\Gamma_g), u(\Gamma_l)$	Стандардна несигурност мерења модула коефицијената рефлексије Γ_g и Γ_l
(U)	Непознати сензор
USB	Универзална серијска магистрала (енгл. <i>Universal Serial Bus</i>)
V	
v	Пад напона на диоди
V	Напон
V_0	Излазни напон диодног детектора
V_2 и V_3	Једносмерни напон измерен нановолтметром на излазу термопретварача, када је он везан на излаз два, односно излаз три разделника снаге
V_{in1}, V_{in3}	Инцидентни напон на улазу термопретварача и SUT-а
V_{AC}	Наизменични напон
V_{DC}	Једносмерни напон
V_{dc}	Једносмерни напон на излазу термопретварача измерен нановолтметром у првом кораку реализованог метода
V_{DCE}	Средња вредност напона V_{DC2+} и V_{DC2-}
V_{DC+}, V_{DC-}	Позитиван и негативан једносмерни напон
V_{DC1}, V_{DC3}	Напон на излазу DC калибратора за који је излаз термопретварача једнак E_1 , односно за који је излаз SUT-а једнак E_3

V_{DC2+}, V_{DC2-}	Очитани напон на 2. каналу дигиталног мултиметра за који је $E_{RF} = E_{DC+}$, односно $E_{RF} = E_{DC-}$.
V_{RF1}, V_{RF2}	РФ напон на излазу термопретварача у референтној равни један и два
V_C	Једносмерни напон напајања компензационог моста
V_{ef}	Ефективна вредност напона
V_i	Напон на i -том порту мреже (за 2-портну мрежу $i, j = 1,2$)
V_{inc}	Амплитуда инцидентног сигнала
V_I	Напон на потрошачу
V_m	Максимална вредност напона
V_{max}	Максимална амплитуда стојећег таласа
V_{min}	Минимална амплитуда стојећег таласа
V_{refl}	Амплитуда рефлектованог сигнала
V_{rf}	Једносмерни напон напајања РФ моста када је примењена РФ снага
V_{rf0}	Једносмерни напон напајања РФ моста када није примењена РФ снага
V_{RF}	РФ напон на улазу термопретварача и SUT-а
ВФ (или VF)	Високо-фреквенцијски, који се односи на високе фреквенције (енгл. <i>High Frequency</i>)
VNA	Векторски анализатор мреже (енгл. <i>Vector Network Analyzer</i>)
Z	
Z_g	Унутрашња импеданса генератора
Z, Z_l	Импеданса пријемника (оптерећења)
Z_0	Карактеристична импеданса преносне линије (вода)
Z_s	Излазна импеданса извора
X	
x	Случајна променљива у функцији модула коефицијента рефлексије чија је расподела Рејлијева
x_{95}	Вредност максимума случајне променљиве x са вероватноћом 95%, дата у функцији модула коефицијента рефлексије чија је расподела Рејлијева
Грчке ознаке	
η	Ефективна ефикасност сензора снаге
η_s, η_u	Ефективна ефикасност еталонског сензора (S) и непознатог сензора (U)
ρ_s	Модуо коефицијента рефлексије референтног сензора, $\rho_s = \Gamma_s $

ρ_{EGt}	Модуо еквивалентног коефицијента рефлексије тест прикључка трансфер еталона, $\rho_{EGt} = \Gamma_{EGt} $
τ	Временска константа грејача термоелемента
Γ	Коефицијент рефлексије
Γ_l	Коефицијент рефлексије потрошача
$\Gamma_{95,l}, \Gamma_{95,g}$	Модуо коефицијента рефлексије Γ_l и Γ_g са расподелом вероватноће 95%
$\Gamma_{l,re}, \Gamma_{l,im}$	Реална и имагинарна компонента коефицијента рефлексије Γ_l потрошача
$ \Gamma_{max} $	Максимална вредност модула коефицијента рефлексије
$ \Gamma_{max,l} , \Gamma_{max,g} $	Максимална вредност модула коефицијента рефлексије Γ_l и Γ_g
Γ_{ps}	Коефицијент рефлексије разделнка снаге
Γ_S, Γ_U	Коефицијент рефлексије еталонског сензора (S) и непознатог сензора (U)
Γ_{sut}	Коефицијент рефлексије сензора који се еталонира (SUT-a)
Γ_{S1}, Γ_{S2}	Коефицијент рефлексије сензора у референтној равни један и два
Γ_{tvc}	Коефицијент рефлексије термопретварача
Γ_g, Γ_G	Коефицијент рефлексије генератора
$\Gamma_{g,re}, \Gamma_{g,im}$	Реална и имагинарна компонента коефицијента рефлексије Γ_g генератора
α	Коефицијент $\alpha = q/nkT_\alpha$
ρ	Модуо коефицијента рефлексије $\rho = \Gamma $
ρ_l, ρ_g	Модуо коефицијента рефлексије потрошача и генератора
φ, θ	Фазни угао (померај)
θ_{EGt}	Фаза $\theta_{EGt} = \arg(\Gamma_{EGt})$ еквивалентног коефицијента рефлексије тест прикључка трансфер еталона
θ	Фаза $\theta = \arg(\Gamma_l)$ коефицијента рефлексије потрошача
$\theta_U, \theta_S, \theta_G$	Фаза $\theta = \arg(\Gamma)$ коефицијента рефлексије непознатог сензора (U), еталонског сензора (S) и генератора
Γ_{EG}	Еквивалентни коефицијент рефлексије генератора на излазу два разделника снаге на тест излазу трансфер еталона
Γ_{EGt}	Еквивалентни коефицијент рефлексије тест излаза трансфер еталона
Γ_{E2}, Γ_{E3}	Вредности еквивалентног коефицијента рефлексије генератора на излазу два и три разделника снаге
Γ_1, Γ_3	Коефицијент рефлексије еталонског термопретварача и DUT-a у методу приказаном на слици 4.19
ΔP	Промена једносмерне снаге на референтном отпорнику

δA_a	Корекција услед мерења слабљења ослабљивача
$\delta_{AC/DC}$	AC/DC разлика термопретварача
δ_{DCr}	Грешка реверзирања DC напона термопретварача
$\delta_{HF}(f)$	Високо-фреквенцијска компонента AC/DC разлике термопретварача
$\delta_{LF}(f)$	Ниско-фреквенцијска компонента AC/DC разлике термопретварача
δ_{TE}	Корекција услед линеарности трансфер еталона
δK_r	Корекција услед поновљивости мерења фактора еталонирања
δK_{ref}	Корекција услед поновљивости мерења K_{ref}
δM_{ps-at}	Корекција услед неприлагођења између разделника и ослабљивача
δM_{ps-sut}	Корекција услед неприлагођења између разделника и SUT-а
δM_{ps-tvc}	Корекција услед неприлагођења између разделника и термопретварача
δM_{TE-SUT}	Корекција услед неприлагођења трансфер еталона и SUT-а
$\delta M_{2,l}, \delta M_{3,l}$	Корекција услед неприлагођења завршетка 50 Ω и излаза 2, односно излаза 3 разделника
$\delta M_{2,tvc}, \delta M_{3,tvc}$	Корекција услед неприлагођења термопретварача и излаза 2 разделника, односно излаза 3 разделника
δ_s	Корекција услед симетрије разделника
δ_{sr}	Корекција услед поновљивости мерења симетрије разделника
δ_{st}	AC/DC разлика еталонског термопретварача
δP_w	Корекција услед резолуције ватметра
δ_{TE}	Компонента AC/DC разлике термопретварача узрокована термоелектричним ефектима
δV_{DC}	Корекција услед генерисања напона DC калибратора
$\delta V_2, \delta V_3$	Корекција услед резолуције нановолтметра, када је термопретварач повезан на излаз 2, односно излаз 3 разделника
$\delta V_{r1}, \delta V_{r2}$	Корекција услед резолуције нановолтметра у 1. и 2. кораку мерења излазног напона термопретварача
δ_U	AC/DC разлика DUT-а
ΔI	Промена струје грејача термоелемента
σ	Стандардна девијација реалне компоненете коефицијента рефлексије
σ_r, σ_g	Стандардна несигурност реалне компоненете коефицијента рефлексије Γ_r и Γ_g чија је расподела Рејлијева

Овај Образац чини саставни део докторске дисертације, односно докторског уметничког пројекта који се брани на Универзитету у Новом Саду. Попуњен Образац укорицити иза текста докторске дисертације, односно докторског уметничког пројекта.

План третмана података

Назив пројекта/истраживања
Метод за проширење фреквенцијског опсега еталонирања сензора РФ снаге
Назив институције/институција у оквиру којих се спроводи истраживање
а) Факултет техничких наука, Универзитет у Новом Саду б) Технички опитни центар, Београд в) -
Назив програма у оквиру ког се реализује истраживање
Истраживање се врши у оквиру израде докторске дисертације на студијском програму Енергетика, електроника и телекомуникације
1. Опис података
1.1 Врста студије <i>Укратко описати тип студије у оквиру које се подаци прикупљају</i> Докторска дисертација.
1.2 Врсте података а) квантитативни б) квалитативни
1.3. Начин прикупљања података а) анкете, упитници, тестови б) клиничке процене, медицински записи, електронски здравствени записи в) генотипови: навести врсту _____ г) административни подаци: навести врсту _____ д) узорци ткива: навести врсту _____ ђ) снимци, фотографије: навести врсту _____ е) текст, навести врсту _____ ж) мапа, навести врсту _____ з) остало: описати лабораторијска мерења
1.3 Формат података, употребљене скале, количина података
1.3.1 Употребљени софтвер и формат датотеке: а) Excel фајл, датотека .xls б) SPSS фајл, датотека _____ с) PDF фајл, датотека _____ д) Текст фајл, датотека _____ е) JPG фајл, датотека _____

f) Остало, датотека _____

1.3.2. Број записа (код квантитативних података)

а) број варијабли **велики број**

б) број мерења (испитаника, процена, снимака и сл.) **велики број**

1.3.3. Поновљена мерења

а) да

б) не

Уколико је одговор да, одговорити на следећа питања:

а) временски размак између поновљених мера је _____

б) варијабле које се више пута мере односе се на _____

в) нове верзије фајлова који садрже поновљена мерења су именоване као _____

Напомене: _____

Да ли формати и софтвер омогућавају дељење и дугорочну валидност података?

а) Да

б) Не

Ако је одговор не, образложити _____

2. Прикупљање података

2.1 Методологија за прикупљање/генерисање података

2.1.1. У оквиру ког истраживачког нацрта су подаци прикупљени?

а) експеримент, навести тип **лабораторијски експерименти, еталонирање сензора РФ снаге**

б) корелационо истраживање, навести тип _____

ц) анализа текста, навести тип **анализа доступне литературе**

д) остало, навести шта _____

2.1.2 Навести врсте мерних инструмената или стандарде података специфичних за одређену научну дисциплину (ако постоје).

Термопретварач Ballantine 1395B-0,4 и Hewlett Packad 11050A,

Нановолтметар Keithley 181A,

Разделник снаге Hewlett Packad 11667A,

Генератор функција Agilent 33250A,

Трансфер еталон микроталасне снаге TEGAM F1135A (референтни еталон), и

Двоструки самобалансирајући мерни мост WE1806.

2.2 Квалитет података и стандарди

2.2.1. Третман недостајућих података

а) Да ли матрица садржи недостајуће податке? Да **Не**

Ако је одговор да, одговорити на следећа питања:

а) Колики је број недостајућих података? _____

б) Да ли се кориснику матрице препоручује замена недостајућих података? Да **Не**

в) Ако је одговор да, навести сугестије за третман замене недостајућих података

2.2.2. На који начин је контролисан квалитет података? Описати

Квалитет података је контролисан поређењем експерименталних и теоријских података.

2.2.3. На који начин је извршена контрола уноса података у матрицу?

Контрола уноса података је изведена на основу експертног знања.

3. Третман података и пратећа документација

3.1. Третман и чување података

3.1.1. Подаци ће бити депоновани у *Репозиторијуму докторских дисертација на Универзитету у Новом Саду.*

3.1.2. URL адреса <https://www.cris.uns.ac.rs/searchDissertations.jsf>

3.1.3. DOI

3.1.4. Да ли ће подаци бити у отвореном приступу?

а) Да

б) Да, али после ембарга који ће трајати до _____

в) Не

Ако је одговор не, навести разлог _____

3.1.5. Подаци неће бити депоновани у репозиторијум, али ће бити чувани.

Образложење

3.2 Метаподаци и документација података

3.2.1. Који стандард за метаподатке ће бити примењен? **Стандард који примењује**

Репозиторијум докторских дисертација Универзитета у Новом Саду.

3.2.1. Навести метаподатке на основу којих су подаци депоновани у репозиторијум.

Ако је потребно, навести методе које се користе за преузимање података, аналитичке и процедуралне информације, њихово кодирање, детаљне описе варијабли, записа итд.

3.3 Стратегија и стандарди за чување података

3.3.1. До ког периода ће подаци бити чувани у репозиторијуму? _____

3.3.2. Да ли ће подаци бити депоновани под шифром? **Да** Не

3.3.3. Да ли ће шифра бити доступна одређеном кругу истраживача? **Да** Не

3.3.4. Да ли се подаци морају уклонити из отвореног приступа после извесног времена?

Да **Не**

Образложити

4. Безбедност података и заштита поверљивих информација

Овај одељак МОРА бити попуњен ако ваши подаци укључују личне податке који се односе на учеснике у истраживању. За друга истраживања треба такође размотрити заштиту и сигурност података.

4.1 Формални стандарди за сигурност информација/података

Истраживачи који спроводе испитивања с људима морају да се придржавају Закона о заштити података о личности

(https://www.paragraf.rs/propisi/zakon_o_zastiti_podataka_o_licnosti.html) и одговарајућег институционалног кодекса о академском интегритету.

4.1.2. Да ли је истраживање одобрено од стране етичке комисије? Да **Не**

Ако је одговор Да, навести датум и назив етичке комисије која је одобрила истраживање

4.1.2. Да ли подаци укључују личне податке учесника у истраживању? Да **Не**

Ако је одговор да, наведите на који начин сте осигурали поверљивост и сигурност информација везаних за испитанике:

- а) Подаци нису у отвореном приступу
- б) Подаци су анонимизирани
- ц) Остало, навести шта

5. Доступност података

5.1. Подаци ће бити

а) **јавно доступни**

б) доступни само уском кругу истраживача у одређеној научној области

ц) затворени

Ако су подаци доступни само уском кругу истраживача, навести под којим условима могу да их користе:

Ако су подаци доступни само уском кругу истраживача, навести на који начин могу приступити подацима:

5.4. Навести лиценцу под којом ће прикупљени подаци бити архивирани.

Ауторство – некомерцијално.

6. Улоге и одговорност

6.1. Навести име и презиме и мејл адресу власника (аутора) података

Неда Спасојевић, nedamilivojcevic@yahoo.com

6.2. Навести име и презиме и мејл адресу особе која одржава матрицу с подацима

Неда Спасојевић, nedamilivojcevic@yahoo.com

6.3. Навести име и презиме и мејл адресу особе која омогућује приступ подацима другим истраживачима

Неда Спасојевић, nedamilivojcevic@yahoo.com