



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ
ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА У
НОВОМ САДУ



Предраг Ракоњац

**МЕТОДА ЗА МЕРЕЊЕ И КОРЕКЦИЈУ
НЕЛИНЕАРНОСТИ СЕНЗОРА
МИКРОТАЛАСНЕ СНАГЕ**

ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА

Нови Сад, 2021. година



КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Редни број, РБР:	
Идентификациони број, ИБР:	
Тип документације, ТД:	Монографска документација
Тип записа, ТЗ:	Текстуални штампани материјал
Врста рада, ВР:	Докторска дисертација
Аутор, АУ:	Предраг Ракоњац
Ментор, МН:	Др Зоран Митровић, редовни професор
Наслов рада, НР:	Метода за мерење и корекцију нелинеарности сензора микроталасне снаге
Језик публикације, ЈП:	Српски (ћирилица)
Језик извода, ЈИ:	Српски
Земља публиковања, ЗП:	Србија
Уже географско подручје, УГП:	Војводина
Година, ГО:	2021.
Издавач, ИЗ:	Факултет техничких наука
Место и адреса, МА:	Нови Сад, Трг Доситеја Обрадовића 6
Физички опис рада, ФО: (поглавља/страна/ цитата/табела/слика/графика/прилога)	10 поглавља/ 166 страна/ 111 цитат/ 12 табела/ 68 слика/ - / -
Научна област, НО:	Електротехничко и рачунарско инжењерство
Научна дисциплина, НД:	Електрична мерења, метрологија и биомедицина, микроталасна техника
Предметна одредница/Кључне речи, ПО:	Еталонирање сензора снаге, Корекција нелинеарности сензора снаге, Микроталасна снага, Мерна несигурност, Нелинеарност сензора снаге, Сензор микроталасне снаге, Фактор еталонирања.
УДК	
Чува се, ЧУ:	Библиотека Факултета техничких наука у Новом Саду
Важна напомена, ВН:	
Извод, ИЗ:	У дисертацији је развијена и представљена унапређена метода и аутоматизовани мерни систем за еталонирање сензора микроталасне снаге која омогућава еталонирање сензора и истовремено одређивање нелинеарности сензора снаге, узимајући у обзир амплитудску и фреквенцијску зависност нелинеарности. Унапређена метода еталонирања заснива се на примени термисторског трансфер еталона високе линеарности и еталонирању сензора на више нивоа снаге. Процес еталонирања сензора снаге је у потпуности аутоматизован и унапређен применом аутоматизованог мерног система, РС рачунара и софтвера VEEpro. Извршени прорачун мерне несигурности еталонирања сензора и анализа буџета несигурности мерења снаге указују на то да унапређена метода еталонирања омогућава максималну корекцију нелинеарности сензора и доприноси значајном смањењу несигурности мерења микроталасне снаге. Тиме се битно унапређују мерне карактеристике сензора снаге без хардверске или софтверске дораде. Реализована валидација потврђује примењивост и високе перформансе унапређене методе еталонирања. Експериментални резултати мерења доказују постојање значајне зависности нелинеарности сензора од нивоа снаге, али и од фреквенције мерене микроталасне снаге. Тиме су потврђене главна и помоћна хипотеза докторске дисертације. Примена унапређене методе еталонирања може значајно унапредити мерне карактеристике микроталасних ватметара са сензорима снаге и утицати на промену постојећег начина мерења нелинеарности сензора снаге (на једној фреквенцији).
Датум прихватања теме, ДП:	
Датум одбране, ДО:	
Чланови комисије, КО:	Председник: др Платон Совиљ, редовни професор
	Члан: др Драган Денић, редовни професор
	Члан: др Драган Пејић, ванредни професор
	Члан: др Борис Антић, доцент
	Члан: др Маријан Урекар, доцент
	Члан, ментор: др Зоран Митровић, редовни професор
	Потпис ментора



KEY WORDS DOCUMENTATION

Accession number, ANO :	
Identification number, INO :	
Document type, DT :	Monographic publication
Type of record, TR :	Printed textual material
Contents code, CC :	Ph. D. thesis
Author, AU :	Predrag Rakonjac
Mentor, MN :	Ph.D. Zoran Mitrović, Full Professor
Title, TI :	Method for measurement and nonlinearity correction of microwave power sensor
Language of text, LT :	Serbian
Language of abstract, LA :	English
Country of publication, CP :	Republic of Serbia
Locality of publication, LP :	Vojvodina
Publication year, PY :	2021.
Publisher, PB :	Faculty of Technical Sciences
Publication place, PP :	Novi Sad, Trg Dositeja Obradovića 6
Physical description, PD : (chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendixes)	10 chapters/166 pages/111 ref./12 tables/68 pictures/ - /-
Scientific field, SF :	Electrical and computer engineering
Scientific discipline, SD :	Electrical measurements, metrology and biomedicine, microwave technics
Subject/Key words, S/KW :	Calibration factor, Microwave power, Measurement uncertainty, Nonlinearity correction of microwave power sensor, Power sensor, Power sensor calibration, Power sensor nonlinearity.
UC	
Holding data, HD :	Library of the Faculty of Technical Sciences, Trg Dositeja Obradovića 6, Novi Sad
Note, N :	
Abstract, AB :	This thesis introduces the developed, improved method and automated measuring system for microwave power sensor calibration and simultaneous determination of power sensor nonlinearity, taking into account its dependence on amplitude and frequency. The novel calibration method is based on the application of high-linearity thermistor power transfer standard and sensor calibration at multiple power levels. The power sensor calibration process is fully automated and improved by applying the automated measuring system, PC and VEEpro software. Performed calculation of the sensor calibration measurement uncertainty and the analysis of power measurement uncertainty budget indicate that the new calibration method allows for the maximum correction of sensor nonlinearity and contributes to significant reduction of the microwave power measurement uncertainty. This considerably improves power sensor measuring characteristics without hardware or software upgrades. Performed validation confirms the applicability and high performance of the improved calibration method. Experimental results prove the existence of significant dependence of sensor nonlinearity on the power level, but also on the frequency of the measured microwave power. This confirms main and auxiliary hypothesis of the thesis. The application of developed calibration method can significantly improve power sensor and power meter measuring characteristics and change the currently used method for power sensor nonlinearity measurement (measurement at a single frequency).
Accepted by the Scientific Board on, ASB :	
Defended on, DE :	
Defended Board, DB :	President: PhD Platon Sovilj, full professor
	Member: PhD Dragan Denić, full professor
	Member: PhD Dragan Pejić, associate professor
	Member: PhD Boris Antić, assistant professor
	Member: PhD Marjan Urekar, assistant professor
	Member, Mentor: PhD Zoran Mitrović, full professor
	Mentor's sign

САДРЖАЈ

РЕЗИМЕ	i
1. УВОД	1
1.1 Проблем, предмет и циљ истраживања	3
1.2 Хипотеза и методологија истраживања	4
1.3 Организација дисертације	5
2. ТЕОРИЈСКЕ ОСНОВЕ МЕТРОЛОГИЈЕ МИКРОТАЛАСНЕ СНАГЕ	8
2.1 Значај мерења микроталасне снаге	8
2.2 Основни појмови и дефиниције	10
2.3 Мерење електричне снаге у колу наизменичне струје	14
2.3.1 Мерење снаге на микроталасним фреквенцијама и врсте микроталасних ватметара	15
2.3.2 Захтеви при мерењу микроталасне снаге и дефиниције основних појмова	17
2.3.3 Мерни опсеги и карактеристике ватметара микроталасне снаге.....	21
3. ОСНОВНЕ МЕТОДЕ И МЕРНИ ИНСТРУМЕНТИ ЗА МЕРЕЊЕ МИКРОТАЛАСНЕ СНАГЕ...	23
3.1 Апсорпциони ватметар	23
3.2 Калориметарски ватметри.....	24
3.2.1 Статички основни калориметар	24
3.2.2 Микрокалориметар	25
3.3 Микроталасни ватметар са болометарским сензором	26
3.3.1 Термисторски сензори	28
3.3.2 Микроталасни ватметар са термисторским сензором	29
3.3.2.1 Микроталасни ватметар са два самобалансирајућа Витстонова моста	30
3.3.2.2 Самобалансирајући мерни мост са две гране - NIST Type 4	33
3.4 Микроталасни ватметри са термопретварачким сензором	36
3.4.1 Термопретварачки сензори микроталасне снаге.....	37
3.4.2 Принцип рада ватметра са термопретварачким сензором	40
3.5 Ватметри са диодним сензором	43
3.5.1 Примена диода за мерење микроталасне снаге.....	43
3.5.2 LBS диодни сензори микроталасне снаге	45
3.5.3 Диодни сензори са проширеним мерним опсегом	48
3.5.3.1 Сензори снаге широког динамичког опсега за CW сигнале	48
3.5.3.2 Диодни сензори са два тока снаге и слогом диода	50
3.5.4 Савремени микроталасни ватметри за термопретварачке и диодне сензоре.....	51
3.6 Остала мерна средства за мерење микроталасне снаге	54
4. МЕРНА НЕСИГУРНОСТ МЕРЕЊА МИКРОТАЛАСНЕ СНАГЕ	55
4.1 Анализа микроталасног кола	56

4.2	Извори мерне несигурности мерења микроталасне снаге	63
4.2.1	Несигурност неприлагођења (Mismatch Uncertainty)	63
4.2.2	Ефективна ефикасност и фактор еталонирања сензора снаге	66
4.2.2.1	Ефективна ефикасност сензора	66
4.2.2.2	Фактор еталонирања сензора	67
4.2.3	Температурни коефицијент сензора	69
4.2.4	Несигурност мерног инструмента (ватметра)	69
4.2.5	Несигурност референтног осцилатора	70
4.2.6	Несигурност неприлагођења референтног осцилатора	71
4.2.7	Несигурност постављања нуле (Zero Set)	71
4.2.8	Несигурност преношења нуле (Zero Carryover)	72
4.2.9	Несигурност због коначне резолуције инструмента (± 1 Count)	72
4.2.10	Несигурност због утицаја шума (Noise)	72
4.2.11	Несигурност нуле (Drift)	72
4.2.12	Несигурност линеарности сензора снаге (Power sensor linearity)	73
4.2.13	Несигурност због таласног облика	75
4.2.14	Несигурност поновљивости спајања конектора	75
4.3	Анализа мерне несигурности мерења микроталасне снаге	76
4.3.1	Буџет мерне несигурности директног мерења микроталасне снаге са сензором	76
5.	МЕТОДЕ ЗА ЕТАЛОНИРАЊЕ СЕНЗОРА МИКРОТАЛАСНЕ СНАГЕ И МЕРЕЊЕ	
	НЕЛИНЕАРНОСТИ СЕНЗОРА	82
5.1	Еталони микроталасне снаге	82
5.1.1	Метролошка следивост микроталасне снаге	82
5.1.2	Микрокалориметар, примарни еталон микроталасне снаге	83
5.1.3	Референтни и трансфер еталони микроталасне снаге	85
5.2	Методе за еталонирање сензора микроталасне снаге	89
5.2.1	Метода компарације са директном супституцијом	90
5.2.2	Метода компарације снага са применом делитеља снаге	93
5.2.2.1	Метода истовремене компарације снага са применом делитеља снаге	93
5.2.2.2	Метода наизменичне компарације снага са применом делитеља снаге	94
5.2.2.3	Еталонирање сензора применом трансфер еталона микроталасне снаге	97
5.2.2.3.1	Еталонирање трансфер еталона	98
5.2.2.3.2	Еталонирање сензора независно од еталонирања трансфер еталона	99
5.2.2.3.3	Обједињено еталонирање трансфер еталона и сензора	100
5.3	Методе за мерење нелинеарности сензора снаге	101
5.3.1	Мерење нелинеарности сензора снаге применом степ атенуатора	103
5.3.2	Мерење нелинеарности сензора применом степенасте промене нивоа снаге	105
5.3.3	Мерење нелинеарности сензора снаге применом директне компарације са термисторским еталоном	106

6. УНАПРЕЂЕНА МЕТОДА ЗА ЕТАЛОНИРАЊЕ СЕНЗОРА МИКРОТАЛАСНЕ СНАГЕ И МЕРЕЊЕ НЕЛИНЕАРНОСТИ СЕНЗОРА ПРИМЕНОМ ТРАНСФЕР ЕТАЛОНА.....	109
6.1 Унапређена метода за еталонирање сензора микроталасне снаге и мерење нелинеарности сензора - математички модел	110
6.2 Однос нормализованог фактора еталонирања и нелинеарности сензора.....	115
6.2.1 Изражавање нелинеарности у (dB).....	117
6.2.2 Однос нелинеарности изражене у (dB) и (%).....	118
6.3 Корекција нелинеарности сензора снаге током еталонирања	118
7. АУТОМАТИЗОВАНИ МЕРНИ СИСТЕМ ЗА ЕТАЛОНИРАЊЕ СЕНЗОРА СНАГЕ И ИМПЛЕМЕНТАЦИЈА УНАПРЕЂЕНЕ МЕТОДЕ.....	120
7.1 Аутоматизовани мерни систем за еталонирање сензора снаге	120
7.2 Имплементација унапређене методе и софтвер за аутоматизацију мерења	122
7.2.1 Одређивање слабљења непознатог атенуатора и проширење мерног опсега	126
8. МЕРНА НЕСИГУРНОСТ УНАПРЕЂЕНЕ МЕТОДЕ ЕТАЛОНИРАЊА	129
8.1 Математички модел и анализа мерне несигурности унапређене методе еталонирања сензора снаге	129
8.2 Буџет мерне несигурности унапређене методе еталонирања сензора	133
9. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ, ВАЛИДАЦИЈА И ДИСКУСИЈА	137
9.1 Резултати експерименталних мерења	137
9.2 Валидација и дискусија	139
9.2.1 Дискусија.....	143
9.3 Допринос унапређене методе еталонирања смањењу мерне несигурности мерења микроталасне снаге	144
10. ЗАКЉУЧАК.....	147
ЛИТЕРАТУРА.....	149
ПРЕГЛЕД СЛИКА	154
ПРЕГЛЕД ТАБЕЛА.....	157
СКРАЋЕНИЦЕ И ОЗНАКЕ	158

МЕТОДА ЗА МЕРЕЊЕ И КОРЕКЦИЈУ НЕЛИНЕАРНОСТИ СЕНЗОРА МИКРОТАЛАСНЕ СНАГЕ

РЕЗИМЕ

У овом истраживању је извршена анализа карактеристика сензора микроталасне снаге, метода за еталонирање сензора снаге, метода за мерење нелинеарности сензора и анализа мерне несигурности мерења микроталасне снаге. На основу анализа закључено је да нелинеарност сензора снаге значајно доприноси повећању мерне несигурности мерења микроталасне снаге, а постојеће методе за еталонирање сензора снаге не омогућавају корекцију резултата мерења снаге због нелинеарности сензора.

У дисертацији је развијена и представљена унапређена метода и аутоматизовани мерни систем за еталонирање сензора микроталасне снаге која омогућава еталонирање сензора и истовремено одређивање нелинеарности сензора снаге, узимајући у обзир амплитудску и фреквенцијску зависност нелинеарности. Унапређена метода еталонирања заснива се на примени термисторског трансфер еталона високе линеарности и еталонирању сензора на више нивоа снаге. Процес еталонирања сензора снаге је у потпуности аутоматизован и унапређен применом аутоматизованог мерног система, персоналног рачунара и софтвера VEEpro.

Извршени прорачун мерне несигурности еталонирања сензора и анализа буџета несигурности мерења снаге указују на то да унапређена метода еталонирања омогућава максималну корекцију нелинеарности сензора и доприноси значајном смањењу несигурности мерења микроталасне снаге. Тиме се битно унапређују мерне карактеристике сензора снаге без хардверске или софтверске дораде. Реализована валидација потврђује примењивост и високе перформансе унапређене методе еталонирања. Експериментални резултати мерења доказују постојање значајне зависности нелинеарности сензора од нивоа снаге, али и од фреквенције мерене микроталасне снаге. Тиме су потврђене главна и помоћна хипотеза докторске дисертације.

Примена унапређене методе еталонирања може значајно унапредити мерне карактеристике микроталасних ватметара са сензорима снаге и утицати на промену постојећег начина мерења нелинеарности сензора снаге (мерење само на једној фреквенцији).

Кључне речи: Еталонирање сензора снаге, Корекција нелинеарности сензора снаге, Микроталасна снага, Мерна несигурност, Нелинеарност сензора снаге, Сензор микроталасне снаге, Фактор еталонирања.

METHOD FOR MEASUREMENT AND NONLINEARITY CORRECTION OF MICROWAVE POWER SENSOR

ABSTRACT

In this research the analysis of the microwave power sensor characteristics was performed, as well as the analysis of methods for power sensor calibration, sensor nonlinearity measurement and microwave power measurement uncertainty analysis. Based on this analysis it was concluded that sensor nonlinearity contributes significantly to the increase of the microwave power measurement uncertainty and current methods for sensor calibration do not provide the correction of measurement results due to the sensor nonlinearity.

This thesis introduces the developed, improved method and automated measuring system for microwave power sensor calibration and simultaneous determination of power sensor nonlinearity, taking into account its dependence on amplitude and frequency. The novel calibration method is based on the application of high-linearity thermistor power transfer standard and sensor calibration at multiple power levels. The power sensor calibration process is fully automated and improved by applying the automated measuring system, PC and VEEpro software.

Performed calculation of the sensor calibration measurement uncertainty and the analysis of power measurement uncertainty budget indicate that the new calibration method allows the maximum correction of sensor nonlinearity and contributes to significant reduction of the microwave power measurement uncertainty. This considerably improves power sensor measuring characteristics without hardware or software upgrades. Performed validation confirms the applicability and high performance of the improved calibration method. Experimental results prove the existence of significant dependence of sensor nonlinearity on the power level, but also on the frequency of the measured microwave power. This confirms main and auxiliary hypothesis of the thesis.

The application of developed calibration method can significantly improve power sensor and power meter measuring characteristics and change the currently used method for power sensor nonlinearity measurement (measurement at a single frequency).

Key words: Calibration factor, Microwave power, Measurement uncertainty, Nonlinearity correction of microwave power sensor, Power sensor, Power sensor calibration, Power sensor nonlinearity.

1. УВОД

Микроталасна снага (*скраћено у тексту МТС или МТ снага*) је једна од основних величина у микроталасној техници, а микроталасни ватметри са сензорима снаге су једни од најзначајнијих и најчешће коришћених мерних инструмената у области телекомуникација и микроталасне технике [1-3]. Примена микроталасних ватметара са сензором снаге је посебно значајна у испитним и метролошким лабораторијама за микроталасну технику, где они представљају један од основних мерних инструмената, незамењиви при еталонирању и карактеризацији референтних извора снаге, атенуатора, генератора сигнала, анализатора спектра, спрежњака и прецизном мерењу микроталасне снаге уопште. Микроталасни ватметри са сензорима раде у широком фреквенцијском опсегу (од 9 kHz до 110 GHz) и широком опсегу снага (од 100 pW до 300 W) [4][5]. Узевши у обзир наведени значај и ширину примене, поступку еталонирања микроталасних ватметара са сензорима снаге и анализи мерне несигурности мерења снаге мора се посветити посебна пажња. Сензор снаге представља главни део микроталасног ватметра и ова дисертација се тежишно бави и ограничава на питања еталонирања и карактеристике сензора микроталасне снаге.

Сензор микроталасне снаге могуће је комплетно окарактерисати фактором еталонирања (K) или ефективном ефикасношћу сензора (η_e) и коефицијентом рефлексије сензора (Γ) [1][6][7]. Стандардни поступак еталонирања сензора снаге базира се на одређивању фактора еталонирања K и мерењу коефицијента рефлексије сензора Γ [1][2][6]. Две основне карактеристике сензора снаге, фактор еталонирања K и коефицијент рефлексије Γ , су фреквенцијски зависне величине и еталонирање се врши у целом фреквенцијском опсегу рада сензора. Постоји више метода за одређивање фактора еталонирања K и коефицијента рефлексије Γ сензора и оне су детаљно описане у литератури [6][7].

На основу анализе утицајних величина и прорачуна мерне несигурности мерења микроталасне снаге ватметром са сензорима снаге [4][8], може се закључити да су мерна несигурност фактора еталонирања сензора (K), мерна несигурност због неприлагођења (M) и мерна несигурност због нелинеарност сензора, три утицајне величине са доминантним доприносом укупној мерној несигурности мерења снаге. У неким случајевима мерна несигурност због нелинеарности сензора има чак највећи појединачни допринос укупној мерној несигурности мерења снаге. Досадашње анализе мерне несигурности мерења микроталасне снаге углавном су се бавиле и покушавале да утичу на смањење мерне несигурности фактора еталонирања и несигурности неприлагођења. Мерна несигурност због нелинеарности сензора је занемаривана, углавном због сложености мерења нелинеарности сензора. У досадашњој пракси, нелинеарност сензора сматра се као декларисана фиксна карактеристика сензора, која не подлеже провери приликом стандардног поступка еталонирања сензора и не постоји могућност додатне корекције нелинеарности након еталонирања сензора или корекције резултата мерења снаге због нелинеарности сензора. Вредност нелинеарности сензора се наводи као фиксни технички податак који само доприноси укупној мерној несигурности мерења снаге (буџету мерне несигурности).

Применом савремених врста сензора, са проширеним динамичким опсегом мерења снаге (до 90 dB) и "смарт-сензора" са уграђеном EPROM меморијом (која садржи податке о факторима еталонирања, температурној зависности сензора и криве за корекцију

нелинеарности сензора и др.), нелинеарност сензора постаје важно питање и предмет интересовања истраживача [1]. Анализом понашања сензора током времена установљено је да и нелинеарност сензора подлеже промени и да се треба периодично контролисати [9], због значајног утицаја који има на мерну несигурност мерења снаге.

Нелинеарност сензора снаге креће се у границама од 0,1% (за термисторске еталонске сензоре) све до 10% (за диодне сензоре) [4][5][10], и доприноси значајно повећању буџета мерне несигурности мерења снаге. Питање мерења и корекције нелинеарности сензора и преиспитивање постојећег поступка еталонирања сензора намеће се као неопходно и технички оправдано питање. Постојеће методе еталонирања сензора и техничка документација сензора не омогућавају корекцију резултата мерења због нелинеарности сензора и на тај начин омогуће смањење мерне несигурности мерења снаге [1][2][5][6][8][10]. У досадашњој пракси, делимично се разматрала само зависност нелинеарности сензора од нивоа мереног сигнала, док се зависност нелинеарности од фреквенције сигнала потпуно занемарује и приписује се укупној мерној несигурности мерења снаге. У литератури не постоје доступни подаци о фреквенцијској зависности нелинеарности сензора снаге. Мерење нелинеарности сензора реализује се као посебно мерење, а не у склопу стандардног поступка еталонирања сензора. Мерење се реализује обично само на једној (најнижој) радној фреквенцији сензора, само ради провере декларације, без потребних података за корекцију резултата мерења због нелинеарности сензора. Нелинеарност сензора снаге је амплитудски и фреквенцијски зависна величина која значајно утиче на укупну мерну несигурност мерења снаге, а досадашње методе еталонирања сензора не омогућавају мерење и корекцију нелинеарности сензора [11].

У литератури је приказано неколико метода за мерење нелинеарности сензора снаге: метода примене еталонираног степ-атенуатора [5][13][14], метода поновљивог скока снаге [3][15][16][17], метода директног поређења са термисторским еталонном снаге [14][15] и примена векторског анализатора мреже (VNA) [14]. Наведени поступци за мерење нелинеарности су врло сложени за реализацију и дуготрајни, па се због тога обично реализују само на једној радној фреквенцији сензора. На тај начин се занемарује фреквенцијска зависност нелинеарности, не може се извршити потпуна корекција нелинеарности, а мерење нелинеарности није саставни део еталонирања сензора снаге.

Да би се избегла употреба скупе додатне опреме, компликованих метода и врло захтевног и прецизног еталонирања степ-атенуатора, у метролошкој лабораторији МЛ-02 Техничког опитног центра Београд (ТОЦ), у склопу овог истраживања развијен је нови интегрисани поступак за одређивање фактора еталонирања сензора K и симултано мерење нелинеарности сензора снаге. Унапређена метода за еталонирање сензора снаге реализована је применом високе линеарности термисторског трансфер еталона микроталасне снаге (са нелинеарношћу $< 0,1\%$) и применом посебне софтверске апликације за аутоматизацију процеса мерења. Због своје специфичне конструкције, термисторски сензори увек раде у условима константне снаге примењене на сензор, што им омогућава "виртуелну" независност од грешке нелинеарности (тј. нелинеарност је $< 0,1\%$) [3][5][11]. Висока линеарност омогућава примену термисторског трансфер еталона за симултано мерење непознате нелинеарности и еталонирање сензора снаге. Мерењем и накнадном корекцијом нелинеарности сензора омогућено је значајно смањење укупне мерне несигурности при мерењу микроталасне снаге и унапређење мерних карактеристика постојећих сензора снаге.

1.1 Проблем, предмет и циљ истраживања

Микроталасна снага је основна величина у области телекомуникација и микроталасне технике, а мерење микроталасне снаге је незаобилазан део процеса пројектовања, производње, експлоатације, одржавања и контроле квалитета телекомуникационе и микроталасне опреме. Рад испитних лабораторија за телекомуникације, ЕМЦ, радарску технику, а посебно метролошких лабораторија заснива се на мерењу микроталасне снаге, као једне од основних величина. Преко микроталасне снаге је остварена метролошка следивост до основних јединица SI система. Микроталасни ватметри са сензорима снаге се масовно користе у метролошким и испитним лабораторијама за најзахтевнија мерења снаге (по питању мерне несигурности, фреквенцијског опсега, нивоа снаге, облика сигнала и модулација). Да би се максимално искористиле могућности постојеће опреме потребно је стално преиспитивати узроке мерне несигурности мерења и покушавати да се ти узроци елиминишу или умање. Преиспитивање поступка еталонирања сензора снаге и анализе утицајних величина у буџету мерне несигурности еталонирања и мерења снаге је нужно питање. Захтеви за смањењем мерне несигурности мерења микроталасне снаге су континуирани и уско су повезани са брзим развојем технике и усвајањем нових стандарда у области телекомуникација и микроталасне технике. Анализа буџета мерне несигурности мерења снаге и утицајних величина показала је да доминантан утицај на мерну несигурност мерења снаге имају три величине, несигурност фактора еталонирања K , несигурност неприлагођења M и нелинеарност сензора. Савремене методе за еталонирање сензора снаге и методе за мерење снаге су до сада углавном анализирале утицај и значајно су допринеле смањењу мерне несигурности фактора еталонирања K и несигурности неприлагођења M . Насупрот њима, мерна несигурност због нелинеарности сензора, као једна од три доминантне утицајне величине, је потпуно занемарена. Нелинеарност сензора се не мери при стандардном еталонирању сензора, већ се само констатује као декларисана карактеристика сензора, на коју се не може утицати. Нелинеарност сензора улази као декларисана карактеристика сензора у буџет мерне несигурности мерења снаге, на коју се не може утицати и вршити корекција резултата мерења због нелинеарности. Савремене методе еталонирања сензора не омогућавају корекцију нелинеарности након еталонирања сензора. Нелинеарност сензора се мери на посебан захтев, једном од метода за мерење нелинеарности, и то само на једној фреквенцији. Тиме се занемарује фреквенцијска зависност нелинеарности сензора и онемогућена је максимална корекција нелинеарности у целом фреквенцијском опсегу. На тај начин, анализа буџета мерне несигурности мерења снаге и поступак за смањења мерне несигурности није заокружен и доведен до краја. Трећа утицајна величина (нелинеарност сензора) није разматрана и максимално оптимизована. Постојеће методе за мерење нелинеарности сензора су веома технички и временски захтевне, одређују нелинеарност само на једној фреквенцији и тиме не омогућавају максималну корекцију нелинеарности. Одређивање нелинеарности није саставни део стандардног процеса еталонирања сензора снаге.

Проблем који доводи до реализације овог истраживања је како развити унапређену методу еталонирања сензора снаге, која ће омогућити да се у поступку еталонирања сензора снаге одреде фактори еталонирања сензора снаге, али истовремено одреди и нелинеарност сензора у целом фреквенцијском опсегу рада сензора. Одређивањем нелинеарности сензора потребно је омогућити да се изврши корекција резултата мерења снаге и на тај начин допринети смањењу мерне несигурности због нелинеарности сензора

као и смањењу укупне мерне несигурности мерења снаге. Односно, **проблем истраживања се може дефинисати** као изналажење могућности смањења мерне несигурности мерења микроталасне снаге кроз унапређење поступка еталонирања сензора микроталасне снаге и карактеризацију нелинеарности сензора. Унапређена метода еталонирања сензора снаге треба да је прихватљиве мерне несигурности и да је технички и временски прихватљива за реализацију.

Предмет истраживања овог рада су методе еталонирања сензора микроталасне снаге и методе мерења нелинеарности сензора, кроз сагледавање могућности унапређења постојећих метода еталонирања сензора ради омогућавања истовременог одређивања фактора еталонирања и нелинеарности сензора снаге у целом фреквенцијском опсегу са прихватљивом мерном несигурношћу. Такође, потребно је сагледати утицај одређивања нелинеарности сензора током еталонирања на корекције резултата мерења снаге због нелинеарности сензора и смањења мерне несигурности због нелинеарности сензора и коначно укупне мерне несигурности мерења микроталасне снаге. Предмет рада је сагледавање могућности унапређења метода еталонирања сензора снаге и мерења нелинеарности сензора микроталасне снаге током поступка еталонирања и утврђивање доприноса одређивања нелинеарности сензора на смањење укупне мерне несигурности мерења микроталасне снаге.

Циљ овог истраживања је развој и имплементација унапређене методе за еталонирање сензора снаге, која ће омогућити истовремено еталонирање и одређивање нелинеарности сензора у целом фреквенцијском опсегу рада сензора, ради постизања могућности корекције резултата мерења снаге због нелинеарности сензора, и утврђивање доприноса смањења мерне несигурности због нелинеарности сензора на редукцију укупне мерне несигурности мерења микроталасне снаге. На тај начин се омогућава унапређење метода еталонирања сензора снаге и значајно унапређење мерних карактеристика постојећих сензора снаге, без хардверске или софтверске дораде сензора.

1.2 Хипотеза и методологија истраживања

Дисертација се заснива на **главној хипотези**: Применом термисторског трансфер еталона високе линеарности и унапређеног метода еталонирања уз аутоматизацију мерења, могуће је у поступку еталонирања сензора снаге истовремено извршити и мерење нелинеарности сензора са прихватљивом мерном несигурношћу. Одређивање нелинеарности сензора омогућава корекцију резултата мерења снаге због нелинеарности сензора и доприноси значајном смањењу мерне несигурности због нелинеарности сензора и укупне мерне несигурности мерења микроталасне снаге.

Помоћна хипотеза: Нелинеарност сензора снаге је амплитудски и фреквенцијски зависна величина која значајно утиче на укупну мерну несигурност мерења микроталасне снаге. За максималну корекцију мерне несигурности мерења снаге потребно је мерити и кориговати нелинеарност сензора у зависности од нивоа снаге али и фреквенције сигнала.

Резултати истраживања треба да омогуће да се развије и имплементира унапређена метода еталонирања сензора микроталасне снаге и одговарајући аутоматизовани мерни систем, који омогућавају да се поред еталонирања сензора снаге истовремено изврши и одређивање нелинеарности сензора, што ће омогућити корекцију резултата мерења снаге и утицати на значајно смањење мерне несигурности због нелинеарности сензора и укупне мерне несигурности мерења микроталасне снаге. Резултати овог истраживања

треба да омогуће и испуне све предуслове да се унапређена метода може применити у метролошким лабораторијама ТОЦ и Војске Србије (ВС) као и осталим метролошким лабораторијама. То подразумева да је успешно извршено тестирање и валидација нове методе и прорачун мерне несигурности еталонирања. Кроз валидацију се потврђује примењивост нове методе, а прорачун мерне несигурности еталонирања треба да докаже да је мерна несигурност нове методе на прихватљивом нивоу. На крају, резултати овог истраживања треба да омогуће унапређење поступка еталонирања и мерних карактеристика постојећих сензора снаге, кроз еталонирање новом методом и смањење мерне несигурности мерења микроталасне снаге. Узевши у обзир значај мерења микроталасне снаге, разноликост примене и њен фундаментални карактер, свако смањење мерне несигурности мерења снаге има велики значај за рад лабораторија у области телекомуникација, микроталасне технике, ЕМК, а посебно акредитованих метролошких лабораторија у области микроталасне технике. Сваки проценат смањења мерне несигурности мерења снаге доноси значајно унапређење метода мерења снаге, примењивости постојеће мерне опреме и унапређује мерне могућности лабораторија и подиже технолошки ниво рада.

Програм истраживања обухвата:

- Теоријске поставке и преглед метода мерења микроталасне снаге, мерна несигурност мерења снаге,
- Методе еталонирања сензора и мерење нелинеарности сензора снаге,
- Дефинисање унапређеног метода за еталонирање и мерење нелинеарности сензора и математички моделе мерења и анализа,
- Опис унапређене методе еталонирања, мерне поставке и аутоматизованог мерног система,
- Анализа мерне несигурности унапређене методе еталонирања,
- Резултати експерименталних мерења за различите типове сензора снаге, методама реализованим у МЛ-02 Техничког опитног центра, извршити проверу и оцену успешности корекције нелинеарности сензора- валидација унапређене методе,
- Извршити анализу добијених експерименталних резултата,
- Извршити процену мерне несигурности мерења снаге након примене унапређене методе и утврдити допринос корекције нелинеарности сензора на смањење мерне несигурности мерења снаге,
- Извршити анализу потребних активности за увођење унапређене методе еталонирања сензора снаге и примене корекције нелинеарности сензора у МЛ-02, у погледу еталонске базе, помоћне мерне и лабораторијске опреме и предлог даљих истраживања у циљу побољшања система.

1.3 Организација дисертације

Дисертација је организована у 10 поглавља.

Прво поглавље дисертације се бави уводним разматрањима и значајем мерења микроталасне снаге, мотивима за реализацију истраживања, описом проблема, предмета и циља истраживања. Постављена је хипотеза и описана методологија истраживања која ће бити коришћена ради њене потврде.

У другом поглављу су описане најбитније теоријске основе метрологије микроталасне снаге, значај мерења микроталасне снаге, објашњени су основни појмови и дефиниције битни за ову дисертацију, наведени су основни проблеми код мерења снаге на микроталасним фреквенцијама и врсте уређаја за мерење снаге, захтеви при мерењу микроталасне снаге и основне карактеристике разних типова мерила микроталасне снаге.

У трећем поглављу су укратко објашњене основне методе и врсте мерних инструмената за мерење микроталасне снаге. Након тога су детаљније објашњени принципи рад и карактеристике термисторских, термопретварачких и диодних сензора снаге и одговарајућих микроталасних ватметара, који су предмет овог истраживања.

У четвртном поглављу је обрађена проблематика мерне несигурности мерења МТ снаге са сензорима. Извршена је анализа микроталасног кола, анализирани су сви битни појединачни извори мерне несигурности мерења МТ снаге и представљен је буџет и анализа мерне несигурности директног мерења МТ снаге са диодним сензором снаге.

У петом поглављу су објашњене и анализиране најбитније методе за еталонирање сензора микроталасне снаге и методе за мерење нелинеарности сензора, ради креирања унапређене методе еталонирања сензора. Објашњене су основне врсте еталона МТ снаге са акцентом на трансфер еталон МТ снаге. Затим су објашњене и анализиране основне методе еталонирања сензора снаге: компарација са директном супституцијом, метода компарације са применом делитеља снаге (у две варијанте) и метода примене трансфер еталона МТ снаге. На крају су објашњене и анализиране методе мерења нелинеарности сензора снаге: метода применом степ-атенуатора, метода применом степенасте прецизне промене нивоа снаге, метода директне компарације са термисторским еталоном.

У шестом поглављу је представљена и дат је математички модел нове унапређене методе за еталонирање сензора микроталасне снаге и мерење нелинеарности сензора применом трансфер еталона, која је резултат овог истраживања. Приказан је математички модел креиране методе и изведен је математички доказ примењивости нове методе за еталонирање сензора снаге и истовремено израчунавање-мерење нелинеарности сензора. Такође објашњен је поступак и приказан је математички доказ да се у току еталонирања новом методом врши и корекција нелинеарности сензора снаге.

У седмом поглављу је представљен аутоматизовани мерни систем који омогућава реализацију унапређене методе еталонирања и објашњена је практична имплементација унапређене методе. Представљена је конструкција, организација и основне карактеристике аутоматизованог мерног система и одговарајућег софтвера. Описана је практична реализација унапређене методе при еталонирању сензора на више нивоа снаге и поступак за одређивање "непознатог" атенуатора за проширење мерног опсега система.

У осмом поглављу је извршена детаљна анализа и прорачун мерне несигурности унапређене методе еталонирања сензора. Дефинисан је јединствен математички модел за прорачун мерне несигурности и извршена је анализа свих утицајних величина на несигурност еталонирања сензора и одређивање фактора еталонирања. Приказана је табела буџета мерне несигурности за еталонирање диодног сензора Agilent E4413A, прорачун мерне несигурности еталонирања за изабране нивое снаге и фреквенције и преглед мерне несигурности одређивања нелинеарности сензора унапређеном методом.

У деветом поглављу су приказани резултати експерименталних мерења фактора еталонирања на више нивоа снаге и одређивање нелинеарности два типа сензора. Извршена је валидација нове методе и АМС кроз низ поновљених еталонирања два типа сензора снаге и поређење добијених резултата са еталонирањем у екстерној метролошкој

лабораторији и декларисаним карактеристикама сензора. Извршена је анализа и дискусија добијених резултата, извучени су одређени закључци и потврђене хипотезе. Извршена је анализа доприноса примене унапређене методе смањењу мерне несигурности мерења МТ снаге.

На крају, десето поглавље представља закључак истраживања, као сублимацију постигнутих резултата истраживања, доприноса дисертације и могуће правце даљег истраживања у овој области.

2. ТЕОРИЈСКЕ ОСНОВЕ МЕТРОЛОГИЈЕ МИКРОТАЛАСНЕ СНАГЕ

2.1 Значај мерења микроталасне снаге

У микроталасној техници, снага је величина чији се значај може поредити са значајем напона и струје при једносмерним и ниским фреквенцијама. За сваки микроталасни систем је веома важно правилно дефинисати улазну и излазну снагу сваке компоненте. То подразумева мерење снаге у широком фреквенцијском опсегу и широком опсегу нивоа снаге.

Када се спомене појам „ниво сигнала“ природно је да се помисли на мерење напона. На ниским фреквенцијама, испод 100 kHz, снага се обично израчунава преко измереног напона и познате импедансе. Како фреквенција сигнала расте, импеданса постаје променљива величина, која се тешко мери, тако да директно мерење снаге постаје погодније, а напон и струја постају израчунаване величине. На фреквенцијама од око 30 MHz па све до оптичког дела спектра, директно мерење снаге је много прецизније и једноставније од мерења напона.

Мерење снаге у подручју високих фреквенција, нарочито у подручју гигахерца (GHz), има посебан значај у метрологији електричних величина, јер је то област у којој снага преузима од напона и струје улогу основне електричне величине која карактерише амплитуду сигнала. На микроталасним фреквенцијама срећемо се са расподељеним параметрима кола. Импеданса у било којој мерној тачки се не може лако одредити и било које неприлагођење између извора и пријемника узрокује појаву стојећег таласа на воду, па напон и струја варирају од тачке до тачке неприлагођеног вода. Напон и струја на фреквенцијама изнад 1 GHz губе смисао. Ту се оперише са компонентама електромагнетног поља. Електрично поље (пропорционално с напоном) и магнетно поље (пропорционално са струјом) на вишим фреквенцијама мењају се зависно о положају на преносном воду, а једино снага остаје константна. Како је снага инваријантна од места на воду без губитака, практична метода одређивања расположиве енергије у микроталасном колу постаје мерење снаге. Може се рећи да је снага основни параметар микроталасних кола, а мерење снаге постаје основно мерење на тим фреквенцијама.

Са економског становишта, снагу меримо да бисмо одредили цену рада представљену потрошеном енергијом. У примењеној науци, мерење снаге је средство за процену могућности рада и ефикасности одређеног уређаја. Стални напори да се направе ефикаснији системи и подигне радна способност микроталасних уређаја воде ка све већим захтевима за тачност при мерењу, односно за смањење мерне несигурности мерења снаге.

Улазни и излазни нивои снаге система и подсистема су најбитнији и критични параметри при развоју и експлоатацији радиофреквенцијске и микроталасне опреме. Међусобна усклађеност нивоа снаге у одређеним модулима је кључни параметар за пројектовање и одржавање телекомуникационих и микроталасних система.

Микроталасни ватметри (en. *power meter*, у даљем тексту скраћено МТ ватметар) имају веома широку примену у лабораторијама за развој, метролошким лабораторијама и испитним-лабораторијама у области микроталасне технике. У поређењу са анализаторима спектра и анализаторима мрежа, који се такође користе за мерење микроталасне снаге, микроталасни ватметри су значајно једноставнији инструменти. Али

ако се узме у обзир основни принцип рада, а посебно метролошка следивост мерења, рад наведених инструмената у суштини може се свести на мерење микроталасне снаге. То је посебно изражено у раду метролошких лабораторија у области микроталасне технике где се практично сва мерења (снага, слабљење, импеданса, усмереност, облици сигнала и др.) могу свести на мерење микроталасне снаге, а референтни еталони и метролошка следивост до међународног нивоа остварује се преко еталона микроталасне снаге.

Комерцијални аспект мерења снаге је веома значајан и најбоље је видљив на примеру предајника врло великих снага (нпр. ТВ предајници). Сваки проценат грешке при мерењу снаге мора се веома скупо платити. Произвођачи предајника који декларишу снагу од 10 kW, морају направити предајник са додатних 100 W снаге за сваких 1% грешке при мерењу снаге, да бисмо се осигурали од неусаглашености између декларисаних и стварних карактеристика предајника. 100 W додатне-непотребне снаге на микроталасним фреквенцијама је веома скупо и технички захтевно за реализацију. На овом примеру се јасно види разлог борбе за смањење сваког процента грешке код мерења снаге, тј. мерне несигурности мерења снаге.

Значај мерења микроталасне снаге долази додатно до изражаја, ако се узме у обзир да је мерење улазне и излазне снаге основни параметар који се проверава код микроталасних система (телекомуникационих уређаја, радарских уређаја, предајника и др.) при производњи и промету те врсте опреме. Прво у производњи, приликом завршне контроле квалитета производа, а затим код купца када се опрема повеже у систем и изврши технички пријем система. Мерења се изводе на различитим местима, у различито време, применом разне мерне опреме, а често и у различитим државама. Резултати мерења морају бити поновљиви независно од примењене методе, опреме, места и времена мерења.

Велики значај мерења нивоа снаге захтева да мерна опрема и методе мерења имају високу тачност, усклађеност, поновљивост мерења и метролошку следивост. Мерење микроталасне снаге и мерна опрема за мерење снаге тим добија посебан значај у метрологији микроталасних величина. С правом се може рећи да је снага кључни параметар сигнала на микроталасним фреквенцијама, а инструменти за мерење снаге чине основу рада лабораторија у тој области. То намеће обавезу сталног рада на усавршавању метода мерења и еталонирања у области микроталасне снаге и тежње за смањењем мерне несигурности [1]. И ова дисертација представља један скроман допринос тим напорима .

У литератури [2] је присутна подела електромагнетног спектра на радио-фреквенције (скраћено у тексту **РФ** или **RF**) које заузимају опсег од 30 kHz до 300 MHz и микроталасне фреквенције које заузимају опсег фреквенција од 300 MHz до 300 GHz. Како се у овом раду углавном разматра фреквенцијски опсег од 50 MHz до 26,5 GHz (који обухвата део РФ и микроталасног опсега), а највећи број мерења се изводи на фреквенцијама изнад 1 GHz, у раду ће се користити термин “**микроталасна снага**”, који подразумева наведени фреквенцијски опсег (скраћено у наставку текста **MT** снага или **MTC**). За означавање микроталасне снаге у наведеном опсегу, на сликама, графицима и формулама користиће се ознака “**P_{RF}**”, која се често користи у стручној литератури. У тексту ће се користити скраћеница (**ФЕ**) за означавање **фактора еталонирања** сензора снаге, а у математичким изразима симбол (**К**). Микроталасни ватметар у даљем тексту ће се означавати скраћено (**MT ватметар**).

2.2 Основни појмови и дефиниције

Према међународним стандардима објављеним од Међународне организације за стандардизацију (ISO), снага је изведена физичка величина [3],[4]. Јединица за снагу ват (W) је дефинисана у Међународном систему јединица као „снага која производи или апсорбује енергију од једног џула у секунди“, $[W=J/s]$.

Мерење електричне снаге се може односити на мерење снаге коју испоручује неки извор електричне енергије, или на мерење снаге која се доставља неком пријемнику. За мерење снаге се користи мерни инструмент намењен искључиво за мерење снаге који се назива ватметар, или комбинација од најмање два мерна инструмента којима се електрична снага мери на индиректан начин, мерењем других електричних величина везаних познатим физичким релацијама са електричном снагом. Избор начина мерења електричне снаге зависи од фреквенције електричног сигнала, величине снаге, таласног облика мереног сигнала, дозвољене грешке мерења и податка да ли се мери излазна снага извора или снага достављена пријемнику. Од ових фактора зависи и избор једног од широког спектра мерних инструмената за мерење електричне снаге.

Када се мере величине као што су слабљење, појачање, однос нивоа, снага се обично изражава у логаритамском односу у јединицама децибел (dB). Овакав начин изражавања односа снага је много једноставнији за приказ и за израчунавање у односу на изражавање снаге у апсолутним јединицама ват (W). Снага, односно однос две снаге се може изразити у логаритамском односу као релативни или апсолутни ниво снаге.

Релативни ниво снаге (L_r) је однос једног нивоа снаге P и другог референтног (усвојеног) нивоа снаге P_{ref} . Релативни ниво снаге је бездимензиона величина, како је у питању однос две димензионо једнаке величине, и изражава се у децибелима (dB).

$$L_r = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{P_{ref}} \right), [dB] \quad (2.1)$$

Апсолутни ниво снаге (L_a) се често приказује као логаритамски однос снага изражен у односу на $P_{ref} = 1 \text{ mW}$ и изражава се у dBm (може се узети да је $P_{ref} = 1 \text{ W}$, тада је L_a изражено у dBW). Овакав приказ нивоа снаге је много једноставнији за писање и прорачуне, а веома се лако прерачунава у апсолутни износ снаге у ватима (W) [3], [6].

$$L_a = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{1 \text{ mW}} \right), [dBm] \quad (2.2)$$

Као основу за мерење снаге користимо основне физичке дефиниционе изразе:

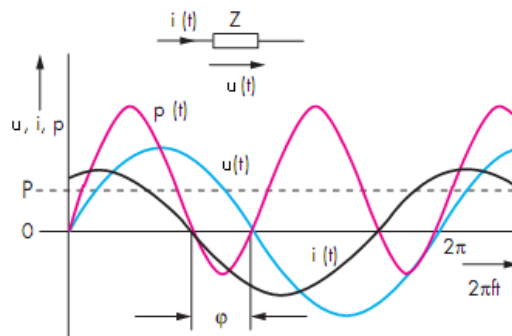
$$P = \frac{dW}{dt} \quad i \quad W = \int P dt \quad (2.3)$$

Ватметри који мере снагу развијену на пријемнику помоћу ефекта загревања пријемника користе наведене изразе или изразе изведене из њих. У том случају снага се дефинише као однос предате или апсорбоване енергије (dW) у јединици времена (dt), односно брзина трансформације енергије.

Други прилаз мерењу снаге може се остварити ако се снага посматра као производ тренутне вредности напона и струје:

$$p(t) = u(t) i(t) \quad (2.4)$$

где су напон u и струја i дати својим тренутним вредностима, па је овако дефинисана снага $p(t)$ тренутна снага и функција је времена. У случају када се посматра синусни сигнал, тренутна снага $p(t)$ осцилује фреквенцијом која је два пута већа од фреквенције основног сигнала $u(t)$, $i(t)$, (слика 2.1), [3].



Слика 2.1: Снага апсорбована на пасивном елементу са синусним сигналом (u , i , p су тренутне вредности напона, струје и снаге, P - средња снага).

Средња снага је величина која се најчешће мери, и дефинисана је преко тренутне снаге $p(t)$ изразом:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \quad (2.5)$$

односно снага P је средња вредност снаге за одређени интервал T . Када се употреби појам "снага", најчешће се мисли и подразумева се средња вредност снаге.

Може се поставити питање за који временски интервал T се рачуна средња снага. Са слике 2.1 може се видети да ако је T ограничено на интервал времена мањи од једног периода сигнала u и i , добијаће се различите вредности средње снаге P . Такав приступ и анализа, за тако кратке интервале, нису погодни за микроталасне фреквенције. У овом раду ће се разматрати мерење микроталасне снаге помоћу сензора средње снаге, који врше усредњавање снаге за одређени временски интервал, који обухвата више периода сигнала. Како се снага дефинише као брзина преноса енергије у јединици времена (1 s), а овде се разматрају микроталасне фреквенције, снагу можемо дефинисати као брзину преноса енергије усредњену за већи број периода сигнала најниже фреквенције.

Ако посматрамо синусни немодулисани сигнал (CW-continuous wave), који је приказан на слици 2.1 његову средњу снагу можемо пронаћи на основу израза (2.6). Средња снага се добија усредњавањем тренутне снаге $p(t)$, посматрано за више периода сигнала u и i :

$$P = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} p(t) dt = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} U_{\max} \sin\left(\frac{2\pi t}{T}\right) \cdot I_{\max} \sin\left(\frac{2\pi t}{T} + \varphi\right) dt \quad (2.6)$$

Где је f фреквенција основног сигнала u и i , T је период сигнала ($T=1/f$), φ је фаза између напона и струје, U_{\max} и I_{\max} су максималне вредности напона и струје, а n је број периода за које посматрамо средњу снагу (обично је $n \gg 1$). Како се снага P посматра за велики број периода сигнала ($n \gg 1$), није битно да ли n обухвата цео број периода сигнала, разлика је занемарљива. Решењем интеграла из израза (2.6) добијамо:

$$P = \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \cos(\varphi) \quad (2.7)$$

Средња снага се назива и активна снага и изражава се у ватима (W). Ако су напон и струја синусног таласног облика, тада је

$$U_{\max} = \sqrt{2} U \quad i \quad I_{\max} = \sqrt{2} I \quad (2.8)$$

и средња снага се може изразити у облику:

$$P = UI \cdot \cos(\varphi) \quad (2.9)$$

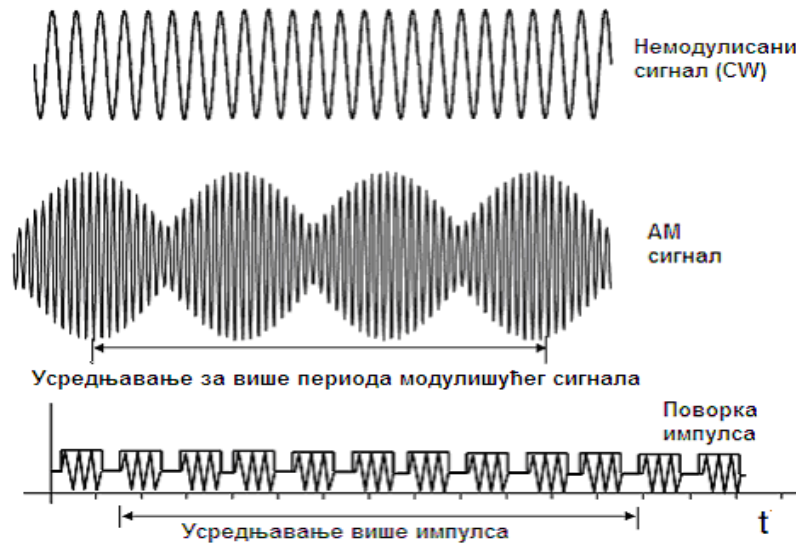
где је U -ефективна вредност напона (rms–root mean square), I -ефективна вредност струје.

Развојем савремених телекомуникација и радара, поред мерења средње снаге немодулисаних сигнала (CW), све више се јавља потреба за мерењем снаге модулисаних и импулсних сигнала. У случају када се разматра АМ (амплитудска модулација) модулисани сигнал (као на сликама 2.2 и 2.3) или импулсни сигнал (слика 2.4), морамо увести још неке релације и дефиниције [3] [6] [28]:

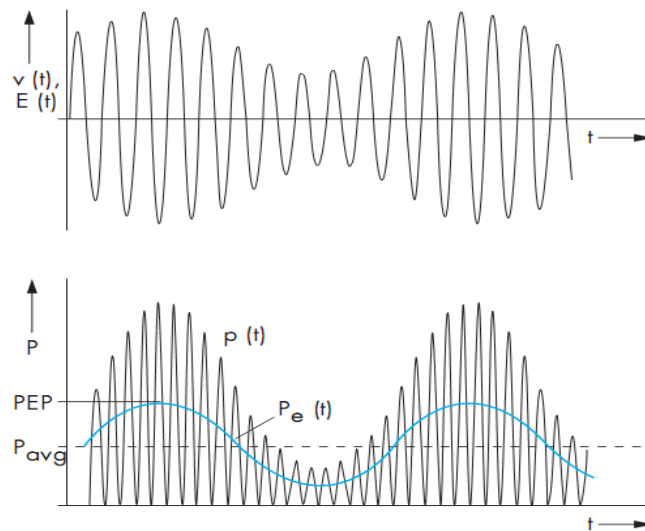
Средња снага P_{avg} АМ модулисаног сигнала, добијена је усредњавањем тренутне вредности снаге $p(t)$ дуж периода модулишућег сигнала (сигнала ниске фреквенције), слика 2.3. Један период модулишућег сигнала обухвата већи број периода носиоца. Ова снага је константна и очитава се на ватметру са сензорима који раде на термалном принципу и детектују средњу снагу сигнала. Типична временска константа за сензоре средње снаге је од неколико стотих делова секунде до неколико секунди, тако да се сензори средње снаге могу употребити за мерење већине амплитудско модулисаних сигнала.

Усредњавање тренутне снаге $p(t)$ дуж периода носиоца (сигнала високе фреквенције) назива се **анвелопа снаге $P_e(t)$** (the envelope power), слика 2.3. Ова снага је временски променљива, и прати облик модулишућег сигнала.

Максимална вредност анвелопе снаге означава се као (the peak envelope power) **PEP врх анвелопе снаге**, слика 2.3. PEP је битан параметар за спецификацију предајника. PEP и анвелопа снаге се могу мерити само детекторима анвелопе или импулсним ватметрима са применом брзих диодних сензора.



Слика 2.2: Мерење средње снаге, период усредњавања (nT) за различите врсте сигнала.



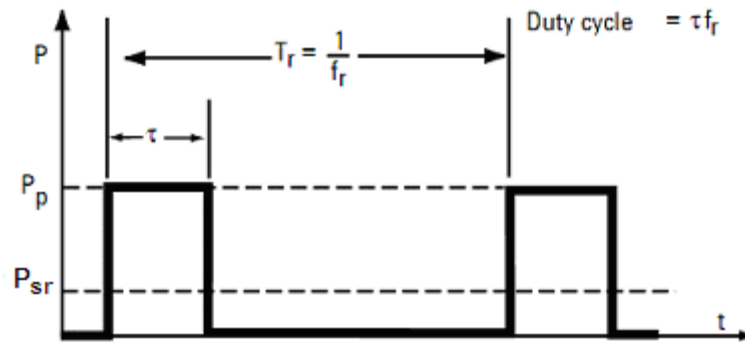
Слика 2.3: Анвелопа АМ модулисаног сигнала. Слика горе: напон v и јачина ел. поља E , слика доле: тренутна снага $p(t)$, анвелопа снаге $P_e(t)$, средња снага P_{avg} , PEP (peak envelope power).

Ако посматрамо импулсни сигнал (слика 2.4), тј. поворку правоугаоних импулса са познатим *фактором испуне* сигнала (Duty Cycle, $DC = \tau f_r$), тада импулсну снагу P_p , која је дефинисана изразом (2.10):

$$P_p = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} u(t) i(t) dt \tag{2.10}$$

можемо израчунати из средње снаге P_{sr} на основу израза (2.6) и израза (2.11) који даје однос средње снаге сигнала P_{sr} и импулсне снаге P_p :

$$P_p = \frac{P_{sr}}{Duty\ Cycle} = \frac{P_{sr}}{\tau f_r} \tag{2.11}$$



Слика 2.4: Поворка импулса, импулсна снага P_p , средња снага P_{sr} , τ ширина импулса.

Средња снага низа импулса P_{sr} који се понављају може се мерити сензорима средње снаге ако је испуњен услов да је временска константа сензора и инструмента T_s велика у односу на период понављања импулса T_r , тако да се усредњава већи број импулса, слика 2.2. Ако су импулси приближно правоугаоног облика, средња снага P_{sr} и импулсна снага P_p су повезане релацијом (2.11), где је τ трајање импулса, T_r је период понављања импулса и $f_r=1/T_r$ је фреквенција појављивања импулса. Фреквенција појављивања импулса f_r се може лако мерити фреквенцметром. Мерење трајања импулса τ обично се врши детектовањем амвелопе сигнала помоћу детектора амвелопе и мерењем трајања импулса помоћу еталонираног осцилоскопа.

То значи да се импулсна снага сигнала са фиксним и познатим фактором испуне (Duty Cycle), може мерити применом сензора и ватметара средње снаге уз примену релације (2.11) за израчунавање импулсне снаге P_p . Примена ватметара и сензора средње снаге је много једноставнија и јефтинија од примене сложених и скувих инструмената за директно мерење импулсне снаге (ватметар импулсне снаге), што представља алтернативу.

Од свих мерења снаге сигнала, у пракси се најчешће изводи мерење средње снаге. Разлог за то је мерна опрема, која је релативно једноставна и јефтина, мерења се врше са малом мерном несигурношћу и могуће је једноставно остварити метролошку следивост мерења.

Развој радара, телекомуникационих и навигационих система базираних на сложеним импулсним модулацијама и технологијама преноса у проширеном спектру, довео је до појаве посебних сложених инструмената за мерење импулсне снаге сигнала (ватметар импулсне снаге). Због сложености, обима и специфичности метода мерења, поступка еталонирања и обезбеђења метролошке следивости, они се неће разматрати у овом раду. Ова дисертација ће се ограничити само на разматрање и мерење средње микроталасне снаге, а питања мерења и еталонирања уређаја импулсне снаге се остављају за тему следећег рада.

2.3 Мерење електричне снаге у колу наизменичне струје

За мерење електричне снаге користе се разне методе и разни мерни инструменти. Избор метода мерења и инструмената зависи од фреквенцијског подручја, нивоа снаге и врста оптерећења на коме се мери снага. Ако је оптерећење чисто омско, а фреквенција напона или струје испод 100 kHz, мерење снаге је релативно лако реализовати. Ако се познаје вредност отпорности оптерећења и ефективна вредност напона и струје на

оптерећењу, онда се лако може израчунати снага на том оптерећењу. Међутим, у пракси је веома ретко случај да је оптерећење чисто омско, па се снага на таквом оптерећењу сложеније израчунава.

У подручју ниских фреквенција (до 400 Hz) за мерење електричне снаге користе се обични волтметри и амперметри. На фреквенцијама до 100 kHz снага се одређује индиректним мерењем напона и струје електронским мерним инструментима. Дакле на тим фреквенцијама доминира мерење напона и струје ради одређивања снаге тј. снага се мери индиректно.

Повећањем фреквенције долазе до изражаја мерила за директно мерење снаге, а све мање се примењује индиректно мерење снаге преко напона и струје.

На фреквенцијама изнад 30 MHz снага се мери једноставније и тачније директним методама мерења.

На фреквенцијама изнад 1 GHz снага се мери искључиво директним методама. На тим фреквенцијама напон и струја губе смисао, тешко се мере и променљиве су вредности у зависности од положаја на преносном воду. Ту се разматрају компоненте електромагнетног поља, електрично поље (пропорционално са напоном) и магнетно поље (пропорционално са струјом) на вишим фреквенцијама зависе од положаја на преносном воду, а једино снага остаје константна [5].

2.3.1 Мерење снаге на микроталасним фреквенцијама и врсте микроталасних ватметара

Мерење снаге на вишим фреквенцијама захтева другачије методе мерења, а самим тим и друге мерне инструменте. У ову групу инструмената спадају мерила снаге (тј. микроталасни ватметри) који покривају фреквенцијски опсег од неколико kHz па све до 110 GHz.

Како је већ наведено, мерење снаге на нижим фреквенцијама се углавном изводи индиректним методама, тј. мерењем напона и струје. За разлику од тога, на вишим фреквенцијама преовладавају директне методе мерења снаге. Поделе микроталасних ватметара се у литератури систематизује на различите начине, обично према месту мерења снаге, принципу рада, конструкцији и др. [2][3][5][6].

Уређаји за мерење снаге на вишим фреквенцијама се према конструкцији, односно према месту мерења микроталасне снаге, деле на две основне групе:

- завршни (или апсорпциони) ватметри ,
- пролазни (или проточни) ватметри.

Завршни ватметри се постављају на крај преносне линије, затварају преносну линију, и апсорбују мерену микроталасну снагу. Апсорбована микроталасна снага се претвара у еквивалентну једносмерну или нискофреквентну (скраћено **НФ** или **NF**) снагу која се релативно лако мери другим познатим методама уз високу тачност. Део ватметра који завршава преносну линију и апсорбује микроталасну снагу назива се сензор снаге (раније се користио назив глава).

Пролазни ватметри се постављају на саму преносну линију, негде између извора и оптерећења. Кроз њих пролази микроталасна снага која се преноси преносном линијом, а они одвајају мали део енергије са преносне линије и на основу тога одређују укупну снагу.

Користе се за мерење средњих и већих снага. Према конструкцији могу бити са индуктивном спрегом или са усмереним спрежњакком.

Према принципу рада (начину трансформације микроталасне снаге у једносмерну или НФ снагу) микроталасне ватметре можемо поделити на две основне групе, калориметарске и некалориметарске ватметре и следеће подгрупе:

- калориметарски ватметри
 - статички основни калориметар,
 - статички супституциони калориметар,
 - проточни основни калориметар,
 - проточни супституциони калориметар,
 - микрокалориметар - еталон микроталасне снаге.
- некалориметарски ватметри
 - апсорпциони ватметар са фиксним отпорником и ВФ-волтметром,
 - ватметар са завршним сензором микроталасне снаге (термисторски, темопретварачки или диодни сензор снаге),
 - ватметри засновани на принципу конверзије микроталасне снаге у механичку силу,
 - други принципи рада ватметара (ватметри засновани на принципу фотометра, гасног пражњења, HALL-овог ефекта ватметар са диференцијалним ваздушни термометром, магнетним ефектом и др.) [2].

У савременим телекомуникацијама и микроталасној техници данас се углавном користе ватметри са завршним сензором микроталасне снаге (термисторски, темопретварачки или диодни сензори снаге). Калориметарски ватметри и ватметри засновани на другим принципима рада користе се веома ретко, за специфична мерења и имају углавном историјски значај, као приказ развоја ватметара микроталасне снаге. Овде се мора издвојити микрокалориметар, који представља примарни еталон микроталасне снаге и има изузетно место у метрологији микроталасне снаге при обезбеђењу метролошке следивости микроталасне снаге.

Поред мерења средње микроталасне снаге немодулисаних сигнала (CW-continuous wave), која се најчешће изводе, постоји потреба за мерењем снаге модулисаних сигнала (AM, FM, ФМ) и вршне снаге периодичних правоугаоних импулса, тзв. импулсне снаге, на пример код импулсних радара или навигационих система (GPS).

Према облику сигнала и врсти снаге која се мери, мерила микроталасне снаге се деле на:

- ватметре за мерење средње снаге,
- ватметре за мерење импулсне или тренутне снаге,
- детекторе анвелопе.

Ватметри импулсне снаге углавном користе брзе диодне сензоре (детекторе), који имају временску константу мању од микросекунде и као такви могу мерити сложене импулсне таласне облике модулисаних сигнала. Поред њих постоје и диодни кристални детектори, тј. детектори анвелопе модулисаних сигнала.

Средња снага P је величина која се најчешће мери и има највећи значај. Због тога ће се у овом раду тежишно обрадити методе и сензори који мере средњу микроталасну снагу, а посебно методе еталонирања и карактеристике тих сензора. Ватметри и сензори импулсне снаге и детектори анvelope се неће разматрати у овом раду.

Постоје три основне врсте завршних ватметара са сензорима снаге за мерење снаге на микроталасним фреквенцијама. Све три врсте сензора користе различите методе за претварање микроталасне снаге у једносмерну или НФ снагу и мерење те снаге која је пропорционална примењеној микроталасној снази. Завршни ватметри са сензорима микроталасне снаге могу имати:

- болометарски сензор (постоје две врсте сензора баратер и термистор),
- термопретварачки сензор (или сензор са термопаром),
- диодни сензор.

Сваки од набројаних сензора има другачији принцип рада и користи различите ватметре на које се прикључује. Сензор врши апсорпцију микроталасне снаге на преносној линији и претварање у једносмерну или НФ снагу. Ватметар прима једносмерну или НФ снагу од сензора и мере је тако да је пропорционална примењеној микроталасној снази. Ватметри са сензорима снаге спадају у групу завршних ватметара.

Према врсти преносног вода за микроталасну снагу на који се прикључује ватметар, деле се на:

- коаксијалне ватметре,
- таласоводне ватметре.

2.3.2 Захтеви при мерењу микроталасне снаге и дефиниције основних појмова

Мерење микроталасне снаге, поготово у фреквенцијском опсегу до неколико GHz, мора да укључи разматрање посматраног мерног кола пре самог мерног поступка. Постоје два доминантна узрока грешке, тј. несигурности мерења снаге на микроталасним фреквенцијама:

- Неприлагођење сензора и предајника,
- Несигурност фактора еталонирања сензора.

Први узрок се односи на анализу импедансе у мерном колу у циљу избегавања рефлексија, које и код таласоводних и коаксијалних компоненти могу изазвати додатну грешку, већу од грешке самог ватметра. Како је корекција грешака услед неприлагођења импеданси услов квалитетног мерења микроталасне снаге, потребно је познавање коефицијената рефлексије за сваки примењени пријемник, извор или микроталасну компоненту унесену у мерно коло, као и начина израчунавања услед тога насталих одступања. Посебно треба водити рачуна о рефлексији снаге на пријемнику, јер мерење микроталасне снаге завршним ватметрима подразумева да се сва достављена снага преда сензору. То често није случај, а узрок ове грешке је неприлагођење карактеристичне импедансе генератора, преносне линије и пријемника (у нашем случају сензор снаге) који има различиту импедансу од преносне линије или генератора на који се спаја. То проузрокује да се део снаге која се доставља сензору рефлектује и враћа у генератор или на преносну линију, уместо да се апсорбује у сензору снаге.

Следећа релација (2.12) показује везу између P_i – инцидентне снаге која се доставља до сензора, P_r – рефлектоване снаге која се рефлектује од сензора и враћа назад на преносну линију и P_d – дисиповане снаге коју сензор апсорбује, слика 2.5.

$$P_i = P_r + P_d \quad (2.12)$$



Слика 2.5: Ток снаге између извора и потрошача (сензора).

Веза између инцидентне снаге на сензору P_i и рефлектоване снаге P_r од сензора/потрошача, дата је изразом, који дефинише модуо коефицијента рефлексије сензора ρ_s или потрошача ρ_l у општем случају износи [3][6][33]:

$$\rho_s^2 = \frac{P_r}{P_i} \quad (2.13)$$

Коефицијент рефлексије потрошача Γ_l или сензора Γ_s је комплексна величина, коју дефинишу модуо $\rho_s = |\Gamma_s|$ и фаза $\theta_s = \arg(\Gamma_s)$. Модуо коефицијента рефлексије сензора/потрошача говори колико је сензор идеалан потрошач и колико ће се доведене снаге рефлектовати од њега, према изразу $P_r = \rho_s^2 P_i$, у складу са изразом (2.13).

Модуо коефицијента рефлексије сензора ρ_s је битна карактеристика сензора јер утиче на доминантни извор грешке мерења снаге, а то је **несигурност неприлагођења (mismatch uncertainty)**. Идеалан сензор снаге има коефицијент рефлексије нула, а то значи да не постоји неприлагођење тј. нема рефлексије снаге на сензору. Неки таласоводни сензори снаге имају модул коефицијента рефлексије око 0,35, а савремени коаксијални сензори снаге имају коефицијент рефлексије око 0,05. Коефицијент рефлексије зависи од квалитета изведбе сензора али је такође и фреквенцијски зависна величина.

Једна од повезаних карактеристика која описује сензоре снаге је и коефицијент стојећег таласа KST . Коефицијент стојећег таласа KST и модуо коефицијента рефлексије $\rho_s = |\Gamma_s|$, везани су изразом:

$$KST = \frac{1+|\Gamma_s|}{1-|\Gamma_s|} = \frac{1+\rho_s}{1-\rho_s} \quad (2.14)$$

тако да претходни захтев да коефицијент рефлексије ρ_s буде једнак нули може да се изрази и као захтев да сензор има коефицијент стојећег таласа (KST) једнак 1. Ово би представљало идеалан случај у преносу снаге, када је за сензор/потрошач $KST=1$ или $\rho_s=0$, тада не постоји рефлексија снаге на потрошачу или сензору.

Разлика између инцидентне снаге која се доводи на сензор P_i и рефлектоване снаге P_r на сензору представља дисиповану снагу P_d коју сензор апсорбује, добија се из израза (2.12).

$$P_d = P_i - P_r$$

(2.15)

Из израза (2.13) и (2.15) може се добити релација (2.16) која повезује дисиповану снагу на сензору са инцидентном снагом и модулом коефицијента рефлексије:

$$P_d = P_i (1 - \rho_s^2) \quad (2.16)$$

Анализом израза (2.16) може се видети да је вредност дисиповане снаге на сензору P_d одређен инцидентном снагом P_i на сензору и модулом коефицијента рефлексије ρ_s .

При анализирању неприлагођења и рефлектоване снаге која се јавља због тога, потребно је анализирати и генератор микроталасне снаге. У највећем броју случајева генератор има велику вредност модула коефицијента рефлексије ρ_g (и до 0,3) и значајно доприноси појави рефлектоване снаге и грешке мерења. Тај проблем је могуће решити тако што се генератор изолује од пријемника уметањем посебног ослабљивача са слабљењем од 10 dB или више, како би се смањио коефицијент рефлексије генератора. Ово се такође може постићи и применом усмереног спрежњака којим се симулира нулта рефлексија извора микроталасне снаге или применом уређаја за прилагођење импедансе (тјунера).

Најзначајнији извор грешке мерења снаге на високим фреквенцијама је **несигурност неприлагођења (M)** (en. mismatch uncertainty), на њу утичу модуо коефицијента рефлексије сензора ρ_s и преносне линије или генератора ρ_g , али и фаза коефицијента рефлексије $\theta = \arg(\Gamma)$ сензора и преносне линије. Вредност несигурности неприлагођења M за спој сензора и генератора је дефинисана опште познатим изразом (2.17) [2]:

$$M = |1 - \Gamma_s \Gamma_g|^2 \quad (2.17)$$

У изразу (2.17) Γ_s је коефицијент рефлексије сензора, а Γ_g је коефицијент рефлексије генератора. Из израза (2.17) се види да је несигурност неприлагођења одређена коефицијентом рефлексије сензора и генератора. Да би се смањила несигурност неприлагођења потребно је што више смањити вредност коефицијента рефлексије сензора и генератора. Детаљна анализа несигурности неприлагођења и других утицајних величина на мерну несигурност мерења снаге дата је у 4. поглављу.

Други доминантан узрок грешке при мерењу снаге на високим фреквенцијама односи се на несигурност одређивања две основне карактеристике сензора снаге, **ефективне ефикасности сензора и фактора еталонирања сензора**. Овде је потребно дефинисати те две карактеристике сензора снаге и њихов међусобни однос.

На слици 4.6 је приказан основни концепт апсорпције микроталасне снаге у сензору снаге и претварања у једносмерну DC снагу која се после мери помоћу ватметра. У наставку излагања ће се детаљно разрадити овај концепт и приказати у поглављу 3. Овде ће се дефинисати основни појмови и карактеристике сензора снаге.

Инцидентна микроталасна снага, P_i коју генератор испоручује до сензора не улази сва у сензор и не претвара се у једносмерну DC супституисану снагу. Инцидентна снага се због рефлексије на сензору умањује за износ рефлектоване снаге, P_r и у сензор коначно улази одређен износ апсорбоване снаге, P_{gl} (израз 2.15), слика 4.6. Апсорбована снага, P_{gl} која је ушла у сензор, треба да дође до сензорског елемента и ту да се трансформише у једносмерну DC супституисану или нискофреквентну снагу, P_{sub} која се мери помоћу ватметра. Али на путу до сензорског елемента јављају се одређени губици и грешке при

претварању снаге па се не трансформише сва апсорбована снага P_{gl} у једносмерну супституисану снагу, P_{sub} . Управо ове губитке због рефлексије на сензору и губитке унутар самог сензора обухватају ова два фактора, фактор еталонирања и ефективна ефикасност сензора.

Снага која апсорбује сензор P_{gl} не дисипира се сва на сензорском елементу, већ један мањи део снаге се дисипира у другим деловима сензора, ван сензорског елемента. Само део снаге који се дисипира у сензорском елементу се мери P_{sub} , остало су губици и улазе у грешку мерења снаге. Ова карактеристика сензора се назива ефективна ефикасност сензора η_e .

Ефективна ефикасност сензора (η_e) (en. effective efficiency) је однос једносмерне DC или нискофреквентне супституисане снаге (P_{sub}) у сензору према микроталасној снази коју је сензор заиста апсорбовао (P_{gl}), тј. снаге која је ушла у сензор, израз (2.18) и слика 4.6:

$$\eta_e = \frac{P_{sub}}{P_{gl}} \quad (2.18)$$

Вредност ефективне ефикасности сензора је од 0 до 1 и када је вредност 1, то значи да сва апсорбована снага у сензору се дисипира на сензорском елементу, тј. апсорпција снаге је без губитака. Ова карактеристика се дефинише за све типове сензора снаге.

Фактор еталонирања сензора (K) (en. calibration factor) је карактеристика сензора снаге која се најчешће користи у пракси. Одређује се у метролошким лабораторијама приликом еталонирања свих врста сензора снаге.

Фактор еталонирања сензора (K) је дефинисан као однос супституисане DC или нискофреквентне снаге (P_{sub}) и микроталасне снаге која се доводи на сензор снаге (P_i), инцидентне снаге. Дефинише се изразом (2.19) [2][3]:

$$K = \frac{P_{sub}}{P_i} \quad (2.19)$$

Фактор еталонирања сензора K је комбинација утицаја модула коефицијента рефлексије сензора (ρ_s) и ефективне ефикасности сензора (η_e) и може се изразити као [2][3]:

$$K = \eta_e(1 - \rho_s^2) \quad (2.20)$$

Фактор еталонирања K је фреквенцијски зависна величина, али завистан је и од нивоа снаге. Фактор еталонирања је неименовани број и изражава се у (%). Кад је вредност $K=90\%$ то значи да сензор мери 90% стварне инцидентне снаге P_i на сензору, тј. грешка мерења је 10%. Фактор еталонирања сензора K обједињује у себи грешке мерења снаге настале због појаве рефлексије снаге на сензору проузроковане модулом коефицијента рефлексије сензора ρ_s и грешке због несавршености конструкције сензора тј. појаве губитака у самом сензору због ефективне ефикасности сензора η_e . Фактор еталонирања сензора обједињава два најзначајнија извора грешке при мерењу снаге и ако је позната вредност фактора еталонирања сензора K код савремених ватметара могуће је аутоматски урачунати корекцију мерења и отклонити грешку мерења, због рефлексије снаге на сензору и губитака снаге у сензору.

Међутим, фактор еталонирања сензора K не обухвата све изворе грешака при мерењу снаге и није у стању да изврши тоталну корекцију мерења микроталасне снаге. И даље остаје утицај непознате фазе коефицијента рефлексије сензора, преносне линије

или генератора $\theta = \arg(\Gamma)$, која утиче на појаву несигурности неприлагођења, као и других утицајних величина.

Анализа свих утицајних величина и извора грешака при мерењу микроталасне снаге биће приказана у 4. поглављу.

2.3.3 Мерни опсеги и карактеристике ватметара микроталасне снаге

У зависности од фреквенције и нивоа сигнала за мерење микроталасне снаге може се применити одређени тип сензора снаге и одговарајући ватметар.

Већ од 100 kHz, микроталасна снага се мери ватметрима са термопретварачким сензорима, а од 10 MHz ватметрима са термисторским и диодним сензорима. Специјалне врсте диодних сензора могу мерити веома мале нивое снаге, већ од 9 kHz.

До 1 MHz се још увек могу користити индиректне методе мерења снаге помоћу волтметра за наизменични напон и познате отпорности пријемника, али већ за фреквенције изнад 30 MHz снага се једноставније и тачније мери директним методама, док се изнад 1 GHz снага мери искључиво директним методама.

У наредним редовима је приказан збирни преглед карактеристика различитих врста ватметара и сензора снаге водећих произвођача мерне опреме (за упоређење су употребљени подаци произвођача HP, Agilent, R&S и BIRD), [5-11].

Апсорпциони ватметри, садрже један отпорник, специјално направљен да има сталну вредност отпорности у доста широком фреквенцијском опсегу и један високофреквентни волтметар који мери пад напона на отпорнику. Могу се користити у доста широком опсегу снага и фреквенција. Најчешће се користе у опсегу до 10 W и фреквенцијама до 500 MHz, неки произвођачи имају моделе који покривају фреквенцијски опсег од 2 MHz до 2300 MHz и снаге од 25 mW до 2500 W. Грешка мерења је око $\pm 5\%$ п.о. (пуног отклона скале). Према принципу рада у апсорпционе ватметре спадају и калориметарски и термисторски ватметри.

Калориметарски ватметри су остали у употреби за директно мерење великих снага реда kW и MW као и за веома прецизно еталонирање у националним метролошким институтима, тј. као примарни еталони микроталасне снаге (микрокалориметар). Мерни опсег микрокалориметра је око 10 mW на фреквенцијском подручју од 10 MHz до 110 GHz са мерном несигурношћу од $\pm 0,2\%$ до $\pm 1\%$. Калориметри се данас користе за директно мерење великих нивоа снаге од 1 W до 500 kW, снагу мере са грешком мерења између $\pm 1\%$ и $\pm 5\%$. Као флуид користе воду или уље. Микрокалориметри се одликују високом стабилношћу и прецизношћу, а калориметри могућношћу директног мерења великих снага.

Ватметри са термисторским сензором снаге мере снагу у опсегу од 10 μ W до 25 mW у фреквенцијском опсегу од 100 kHz до 40 GHz. Одликује их мала мерна несигурност, није потребан референтни извор за мерење и користе се као секундарни еталони микроталасне снаге у метролошким лабораторијама. Нису погодни за употребу у мерним лабораторијама и индустрији због уског динамичког опсега снаге коју мере. Одликује их висока стабилност, висока линеарност и мала мерна несигурност.

Ватметри са термопретварачким сензором снаге мере снага у опсегу од 1 μ W и 100 mW и у фреквенцијском опсегу од 100 kHz до 50 GHz. Уз употребу одговарајућег спрегнутог атенуатора мерни опсег снаге се може проширити до 25 W. Неки произвођачи декларишу мерни опсег и до 30 W, а

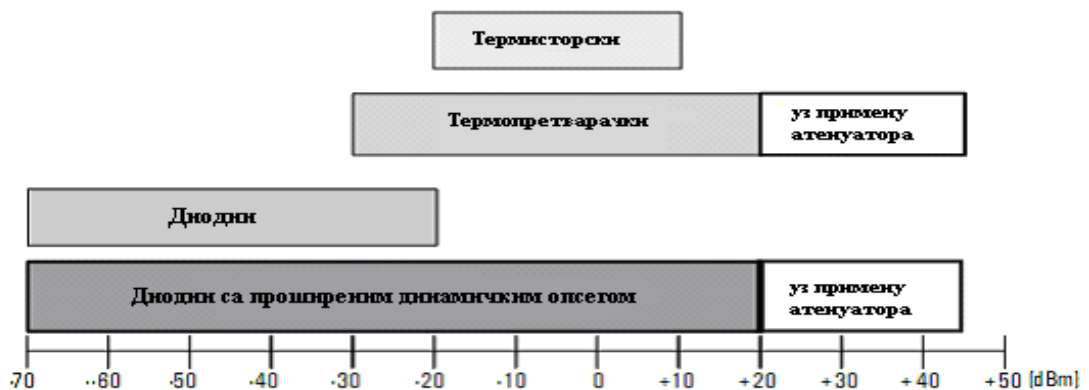
фреквенцијски опсег од DC до 40 GHz. Употребљавају се у савременим лабораторијама и за погонска мерења микроталасне снаге.

Ватметри са диодним сензором снаге, користе се за мерење веома малих нивоа снаге од 100 pW до 10 μ W у фреквенцијском подручју од 10 MHz до 50 GHz (понекад и до 110 GHz). Карактерише их веома брз одзив. Усавршавањем диодних сензора проширен им је опсег мерења снаге и фреквенцијски опсег. Специјална врста савремених диодних сензора са проширеним рангом има динамички опсег од чак 90 dB, тј. опсег читавања снаге од 100pW до 100mW и фреквенцијски опсег од 10 MHz до 26,5 GHz. Додавањем интегрисаних атенуатора у комбинацију са двоструким диодним путем (two-path diode stack sensors) мерни опсег се проширује до 25 W, а фреквенцијски од 9 kHz до 18 GHz.

Пролазним индуктивним ватметрима се мери снага од 100 mW до 10 kW у фреквенцијском опсегу од 2 MHz до 2300 MHz, са грешком мерења од $\pm 2\%$ до $\pm 5\%$ (пуног отклона скале). Постоје пролазни ватметри за велике снаге који мере снагу до 250 kW у фреквенцијском опсегу од 2 MHz до 1000 MHz. Реализују се за карактеристичну отпорност преносне линије од 50 Ω или 75 Ω . Могу мерити директну и рефлектовану снагу.

Пролазним ватметрима са усмереним спрежњак се мери снага од 10 mW до 1200 W у фреквенцијском опсегу од 0,2 MHz до 4 GHz, са грешком мерења од $\pm 2,5\%$ до $\pm 9,5\%$. За прикључење у мерно коло користе усмерени спрежњак.

На слици 2.6 су приказани мерни опсеги за ватметре са различитим типовима сензора снаге. Приказани су основни мерни опсеги и проширени уз примену спрегнутих ослабљивача [12].



Слика 2.6: Приказ мерних опсега за различите типове сензора снаге, основни опсег-сиво, проширени мерни опсег са применом атенуатора-бело поље.

3. ОСНОВНЕ МЕТОДЕ И МЕРНИ ИНСТРУМЕНТИ ЗА МЕРЕЊЕ МИКРОТАЛАСНЕ СНАГЕ

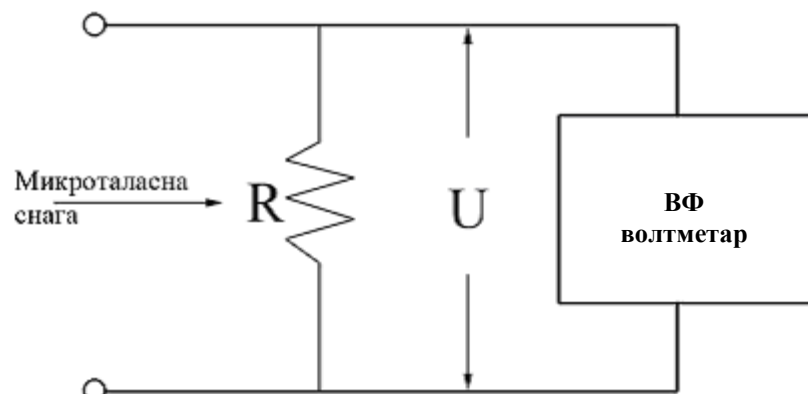
У трећем поглављу описане су основне методе и мерни инструменти за мерење микроталасне снаге. Прво су објашњени принципи рада апсорпционог ватметра и калориметарских ватметара. Калориметарски ватметри важе за најтачније, фреквенцијски неограничене, и на основу којих су конструисани примарни еталони микроталасне снаге. Након тога објашњени су принципи рада термисторских, термопретварачких и диодних сензора снаге као и одговарајућих ватметара, који се примењују за мерење микроталасне снаге са наведеним сензорима. На крају је дат и кратак преглед других мерила за мерење микроталасне снаге и њихове основне карактеристике.

3.1 Апсорпциони ватметар

Апсорпциони ватметри завршавају преносну линију и апсорбују снагу која се преноси и мери. Конструкција се састоји од три основна дела:

- Пријемник на коме се дисипира микроталасна снага (отпорник R),
- Сензор осетљив на ниво снаге дисипиране на пријемнику (ВФ волтметар),
- Индикатор нивоа снаге (дисплеј или скала).

Овај тип ватметра заснива мерење микроталасне снаге на примени познате формуле $P=U^2/R$, што подразумева да садрже и један отпорник R специјалне израде који има стабилну отпорност у релативно широком фреквенцијском опсегу и ВФ волтметар, који мери пад напона на отпорнику U , а скала ВФ волтметра је подешена тако да приказује јединице снаге W . Приметимо да се пријемником завршава вод који испоручује мерену снагу, па и употребљени конектор мора да одговара фреквенцијском опсегу снаге која се мери. Упрошћена блок шема овог ватметра приказана је на слици 3.1. Вредност отпорника R се бира помоћу прекидача и најчешће може имати вредности 50Ω или 75Ω ,



Слика 3.1: Блок шема апсорпционог ватметра.

у складу са реалним импедансама преносних водова којима се снага преноси до завршног пријемника. Снага која се преноси преко преносне линије скоро сва се апсорбује у отпорнику R . ВФ волтметар мери пад напона U на пријемнику R , а подешен је тако да приказује јединице снаге W . Мада се задовољавајућа стабилност отпорности R

може постићи до фреквенције од неколико гигахерца, ипак се овај тип ватметара најчешће користи до 500 MHz, а поједини типови ватметара и до фреквенције од 2300 MHz. Мерни опсег снаге је од 25 mW па све до 2500 W, а грешка мерења снаге је $\pm 5\%$ (пуног опсега скале п.о.). Ови ватметри су предвиђени за мерење континуалних (CW) сигнала, и показују средњу снагу тих сигнала [5], [7].

3.2 Калориметарски ватметри

Основна метода мерења микроталасне снаге заснива се на мерењу количине топлоте коју произведе електрична снага апсорбована на пријемнику, у складу са дефиницијом вата ($W=J/s$). Уређај који се при томе користи назива се калориметар, а мерење микроталасне снаге се своди на мерење промене температуре флуида или гаса унутар калориметра. Калориметарском методом мерења снаге постижу се најтачнији резултати мерења, мерна несигурност је најмања, фреквенцијски је неограничена, а принцип рада се заснива на самој дефиницији јединице снаге ват (W), па се због тога на овом принципу заснива и конструкција примарних еталона микроталасне снаге. Микрокалориметри су посебна врста калориметара који се примењују као примарни еталони микроталасне снаге и имају посебан значај за метрологију микроталасне снаге.

Принцип рада калориметарских ватметара подразумева дисипацију одређене количине енергије у температурно изоловано тело калориметра, и мерење пораста температуре флуида или гаса у калориметру. Калориметарски ватметри обезбеђују дисипацију електричне енергије на отпорнику којим је завршен преносни вод (константни ниво снаге подразумева константни проток енергије), обезбеђују контролу протока топлоте кроз претходно одређене термалне путеве и мерење пораста температуре који је последица дотока топлоте. Ако је тело калориметра топлотно изоловано од околине, да би се спречила било каква дисипација топлоте изван тела калориметра и обезбедило прецизно мерење температуре, пораст температуре ће бити директно пропорционалан снази која се дисипира на пријемнику. У принципу ова метода је врло једноставна. Да би се применила у пракси и дала добре резултате, потребно је тачно знати количину флуида у суду и његов температурни коефицијент. Ови једноставни захтеви се у пракси релативно тешко реализују, па је примена калориметра за мерење снаге веома ограничена и сложена [2][3][6][13][22]. У наставку су само набројани основни типови калориметара и објашњени су принципи рада карактеристичних представника.

Постоје четири основна типа калориметарских ватметара и пети тип микрокалориметар-еталон микроталасне снаге:

- Статички основни калориметар,
- Статички супституциони калориметар,
- Проточни основни калориметар,
- Проточни супституциони калориметар,
- Микрокалориметар - еталон микроталасне снаге.

3.2.1 Статички основни калориметар

Статички основни калориметар је у принципу врло једноставан мерни инструмент. У специјални суд са добрим изолационим карактеристикама смештен је одређени флуид у

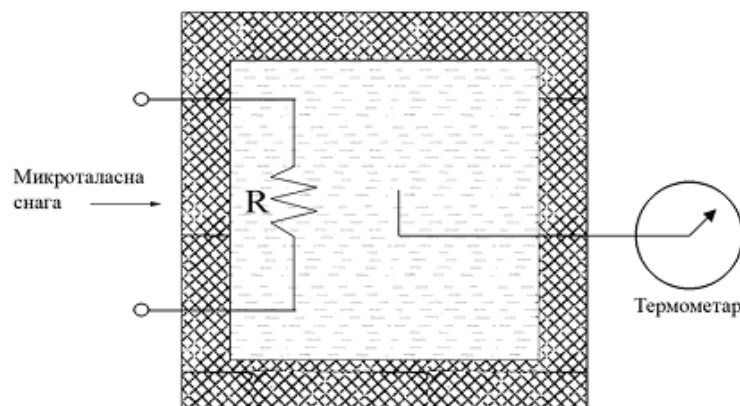
који је уроњен отпорник познате отпорности R и термометар, као на слици 3.2. Микроталасна снага долази на отпорник R и дисипира се, услед чега се отпорник загрева, а топлота се предаје у околину, тј. флуиду. Температура флуида се мери посебним термометром и прати се пораст температуре ΔT у временском интервалу t .

Средња микроталасна снага која се доводи на отпорник R , пропорционална је са порастом температуре флуида ΔT . Ако се познаје запремина суда, специфична топлотна капацитивност флуида, укупна маса флуида и друге карактеристике каде, лако се може одредити вредност електричне снаге која је доведена на отпорник R .

И овде морамо поменути озбиљне тешкоће у практичној реализацији ако се жели висока прецизност мерења због потребне топлотне изолације и неопходности тачног познавања запремине и карактеристика флуида у суду.

Мерење микроталасне снаге статичким калориметрима се изводи све до неколико десетина гигагерца унутар мерног опсега малих и средњих снага, од $1\mu W$ до $1W$, са грешком од $\pm 0,2\%$ до $\pm 1\%$.

Принципи рада и карактеристике осталих типова калориметара су дате у литератури [2][3][6][13]. Проточни супституциони калориметар се најчешће примењује за практична мерења, а пример практичне реализације је модел НР 434А, [5].



Слика 3.2: Статички основни калориметар.

3.2.2 Микрокалориметар

Микрокалориметри су посебна врста калориметара који се примењују као примарни еталони микроталасне снаге (помоћу њих су реализовани национални еталони микроталасне снаге). Рад им се заснива на супституционом калориметарском принципу, где се једносмерна DC снага супституише примењеном микроталасном снагом. Мерење се изводи у посебном термостатираном купатилу, високе стабилности температуре, ради изоловања од спољашњих температурних утицаја. Микрокалориметар се конструише у пару са референтном сензорском главом, која представља радни примарни еталон микроталасне снаге. Наиме, помоћу микрокалориметра се прво еталонира посебно конструисана и прилагођена референтна сензорска глава, која се касније користи за пренос метролошке следивости на остале секундарне еталоне микроталасне снаге.

Основна примена микрокалориметара је одређивање *ефективне ефикасности* η_e референтне главе, која се после користи за еталонирање еталона нижег реда. Микрокалориметар се реализује у коаксијалној или таласоводној техници за

фреквенцијски опсег од 50 MHz до 110 GHz. Мерење ефективне ефикасности глава се изводи на 10 mW, а мерна несигурност је од 0,2% до 0,4% за фреквенцијски опсег од 50 MHz до 18 GHz. Микрокалориметри су реализовани у многим националним метролошким институтима (САД, Немачка, Енглеска и др.). Детаљан приказ микрокалориметра је објашњен у петом поглављу и литератури [2][14][15][16].

3.3 Микроталасни ватметар са болометарским сензором

Болометарски сензори (стари назив за сензоре снаге је „микроталасна глава“ или "микроталасни детектор"), су сензори микроталасне снаге који садрже болометарски елемент, тј. температурно осетљив отпорник. Раде на принципу промене отпорности у зависности од промене температуре болометарског елемента. Промена температуре болометарског елемента, а самим тим и промена његове отпорности, настаје као последица деловања микроталасне снаге на болометарски елемент. Болометарски елемент као сензор микроталасне снаге претвара микроталасну снагу у топлоту енергију, која проузрокује промену отпорности болометарског елемента. Промену отпорности детектује Витстонов (Wheatstone) мост, на који је болометарски елемент прикључен. Када је преносна линија завршена болометарским сензором, свака промена микроталасне снаге на преносној линији проузрокује промену температуре, а тиме и отпорности болометарског елемента. Та промена отпорности се детектује и зависна је од промене микроталасне снаге [2], [3], [5].

Постоје два типа болометарских елемената и то су:

- баратер (*en. barratter*),
- термистор (*en. thermistor*).

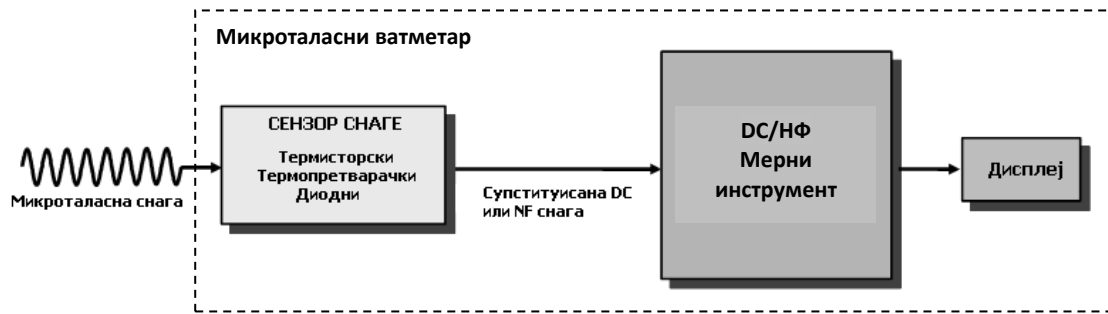
Баратер се најчешће израђује од танког комада жице или као фини премаз (филм) од специјалног отпорног материјала, који има позитивни температурни коефицијент отпорности (вредност отпорности се повећава са порастом температуре).

Термистор се израђује од полупроводничког материјала и има негативни температурни коефицијент (вредност отпорности опада са порастом температуре).

Уопштено, баратери су осетљивији на преоптерећење, док су термистори робуснији. Данас се баратери готово и не употребљавају у болометарским ватметрима, потиснули су их термистори који имају далеко боље карактеристике.

Мерни опсег микроталасних ватметара са болометарским сензором (термистором) је од 10 μ W (-20 dBm) до 10 mW (+10 dBm) у фреквенцијском опсегу од 10 MHz до 40 GHz, са грешком мерења између $\pm 2\%$ и $\pm 5\%$. За мерење већих нивоа снаге користе се у комбинацији са додатним ослабљивачем. Комерцијалне термисторске главе (сензори) реализоване су у широком фреквенцијском опсегу, и то: коаксијалне од 10 MHz до 18 GHz, а таласоводне од 8,2 GHz до 40 GHz.

Болометарски елемент је једина компонента микроталасног ватметра са болометарским сензором која је изложена дејству микроталасног сигнала. Зато је опсег фреквенција на којима се ватметар може употребити потпуно одређен болометарским сензором. Болометарски елементи се обично монтирају у коаксијалне или таласоводне структуре, тако да буду компатибилни са уобичајеним преносним системима који се користе у микроталасном подручју. Основни принцип рада и конструкција завршних ватметара са сензорима микроталасне снаге приказан је на слици 3.3, [17],[18],[19].



Слика 3.3: Конструкција и основни принцип мерења микроталасне снаге завршним ватметрима са сензорима микроталасне снаге.

Микроталасни ватметар са сензором снаге се састоји од: микроталасног претварачког склопа (сензора микроталасне снаге), једносмерног (DC) или нискофреквентног (HF) мерног инструмента ватметра и дисплеја (показивача). Сензор снаге завршава преносну линију, апсорбује микроталасну снагу и претвара је у једносмерни DC или HF нискофреквентни сигнал. Супституисана DC или HF нискофреквентна снага која је пропорционална микроталасној снази из сензора се преноси до једносмерног DC/HF мерног инструмента где се појачава, обрађује и приказује на показивачу тако да је пропорционалан примењеној микроталасној снази.

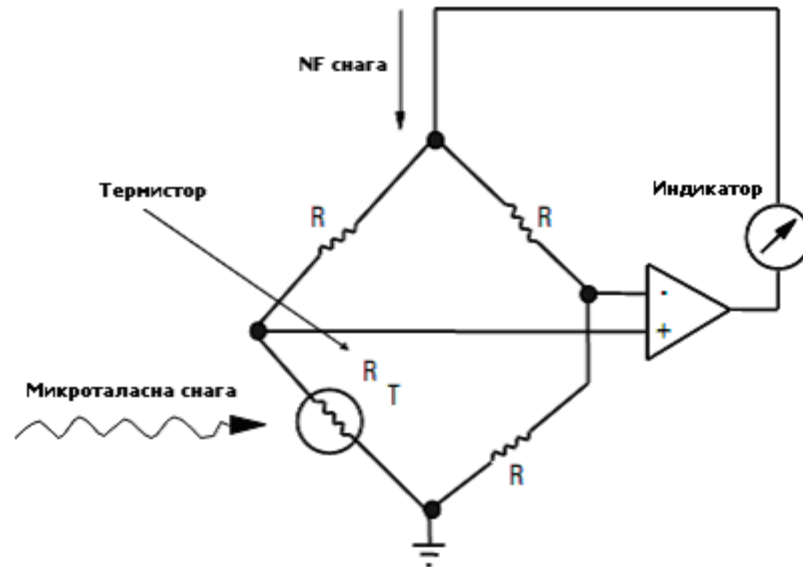
Болометарски сензори морају бити тако конструисани да апсорбују што више микроталасне снаге присутне на улазном прикључку сензора и морају испунити одређене услове:

- да буду добро прилагођени на преносни вод у целом фреквенцијском опсегу,
- да минимизују отпорне и диелектричне губитке унутар структуре, тако да снага се дисипира само у болометру, а не и у другим деловима структуре сензора,
- да обезбеде изолацију од спољашњих механичких и топлотних утицаја,
- да обезбеде добру електромагнетску заштиту.

Баратер се састоји од кратке танке отпорне жице од Воластонске легуре платине и волфрама, монтиране у диелектричну капсулу са металним капицама на крајевима или фини премаз-филм. Отпорност јој је између 100Ω и 200Ω . Баратер карактерише позитиван температурни коефицијент, мала временска константа ($50 \mu s$ до $400 \mu s$) и линеарна промена отпорности за мале нивое микроталасне снаге. Главни недостаци су му што се може лако механички оштетити и разорити услед преоптерећења микроталасном снагом, максимална снага коју може мерити је до $10 mW$.

Термистор (*en. thermistor*) је облика малог зрна од полупроводничког материјала (оксида) са танким жицама као изводима. Пречник му је око $0,4 mm$. Термистор има негативан температурни коефицијент. Има широк опсег радних отпорности, механички је отпорнији (робуснији) и тешко га је разорити преоптерећењем снагом. Налази се у мосту коме се једносмерни напон мења тако да се одржава увек иста отпорност термистора R , са и без микроталасне снаге, а промена једносмерног напона се индикује на инструменту као еквивалентна микроталасна снага. Временска константа термистора је $0,1 s$, а радна отпорност је 100Ω или 200Ω . У савременим микроталасним ватметрима се као болометарски сензор користи искључиво термистор. У наставку овог поглавља детаљно ће бити описан принцип рада термисторских сензора снаге и одговарајућих микроталасних ватметара.

Поједностављени ватметар са термисторским сензором снаге приказан је на слици 3.4, [2], [3], [5], [17]:



Слика 3.4: Поједностављена шема самоподесивог Wheatston-овог моста у ватметру са термисторским сензором снаге.

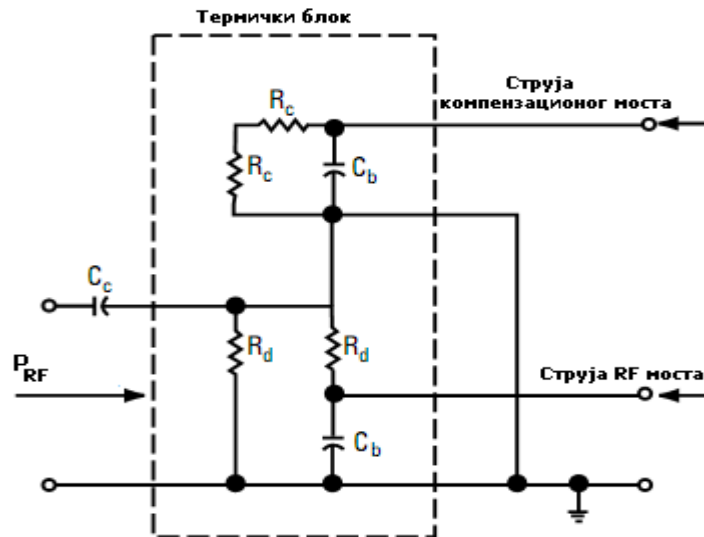
Када не постоји микроталасна снага, равнотежа моста се постиже из извора DC или HF референтне снаге. Деловањем улазне микроталасне снаге долази до промене отпорности болометра (термистора R_T) коју региструје појачало. Појачало, које се налази у грани повратне спреге, аутоматски смањује снагу из референтног извора (која може бити једносмерна или HF) док се не постигне поново равнотежа моста. Према томе, смањење једносмерне или HF референтне снаге из референтног извора једнако је повећању микроталасне снаге на улазу. Збир микроталасне и једносмерне снаге кроз болометар је константан и тиме се отпорност болометра одржава константном. Вредност смањења референтне снаге мери се индикатором калибрисаним у јединицама снаге. На овај начин омогућено је мерење улазне микроталасне снаге. На овом принципу заснива се рад ватметра фирме Hewlett Packard, HP 430 C. Овај тип болометарског моста за мерење снаге спада у групу *уравнотежених мостова* где се мост аутоматски одржава у равнотежи и са применом снаге и без примене микроталасне снаге [22].

3.3.1 Термисторски сензори

Термистор је веома осетљив на утицај промене температуре околине. Довољно је да се руком додирне кућиште термисторског сензора снаге, па да дође до поремећаја отпорности термистора и равнотеже моста. То може бити узрок погрешног мерења микроталасне снаге. Да би се тај утицај смањило и елиминисао, у термисторске сензоре се уграђују и други термистори који служе за температурну компензацију промене температуре околине. На слици 3.5. је приказана електрична шема коаксијалног термисторског сензора (главе) HP 478A који садржи четири упарена термистора [2-3].

Два мерна термистора који примају микроталасну снагу обележени су својом отпорношћу R_d и везани су паралелно за микроталасну снагу (како је $X_b \ll R_d$), а редно за једносмерну струју напајања RF моста. Како им је појединачна отпорност 100Ω , улазна импеданса сензора је 50Ω , чиме је извршено прилагођење на 50Ω преносни систем. Мерни термистори се везују у једну грану RF моста за мерење отпорности којим се детектују промене отпорности термистора под дејством микроталасне снаге (P_{RF}).

Два компензациона термистора обележена својим отпорностима R_c имају такође отпорност по 100Ω и постављени су на истом термички проводном блоку заједно са мерним термисторима. Везани су серијски за једносмеран сигнал и укупна отпорност им је 200Ω . Они мере температуру блока и везују се у једну грану посебног компензационог моста. Компензациони и мерни термистори су електрично изоловани, а термички спрегнути преко термичког блока. Компензациони термистори мере промену температуре амбијента, али не и промену микроталасне снаге.



Слика 3.5: Електрична шема термисторског сензора HP 478A.

Како се микроталасна снага мери са два термистора у паралели, а DC сигнал са два термистора у серији, и ако они нису потпуно једнаких вредности, јавља се грешка због различитих вредности елемената. Микроталасна снага ће се више дисипирати на термистору мање отпорности, а DC снага на термистору веће отпорности. То је један од извора мерне несигурности и пропорционалан је примењеном нивоу микроталасне снаге. За термисторске сензоре је та мерна несигурност мања од $0,1\%$, за највећи ниво снаге који може апсорбовати сензор.

Карактеристични представници термисторских сензора снаге су сензори произвођача Hewlett Packard (сада KEYSIGHT) модел HP 487A, HP 8478B и др.

3.3.2 Микроталасни ватметар са термисторским сензором

Микроталасни ватметри се обично састоје из три целине: микроталасног претварачког склопа (термисторски сензор или термисторска глава) и електронског мерног инструмента са показивачем, слика 3.6. Функција микроталасног детектора (термисторски сензор) је да микроталасни сигнал трансформише у одговарајући једносмерни или НФ сигнал, а електронски мерни инструмент једносмерни или НФ сигнал (пропорционалан примењеној микроталасној снази) појачава, обрађује и приказује на свом показивачу као ниво снаге. Као електронски мерни инструменти су се прво користили једноставни склопови са једним Витстоновим мостом (Wheatstone bridge) или болометарски мост, без температурне компензације утицаја околине (сл. 3.4). Историјски гледано, користили су се неуравнотежени и уравнотежени болометарски мостови [22]. Касније се појављују ватметри са аутоматском регулацијом и температурном компензацијом уз примену самобалансирајућег Витстоновог моста (self-balancing Wheatstone bridge), или уравнотежени болометарски мост.



Слика 3.6: Микроталасни ватметар TEGAM 1830A и термисторски сензор снаге.

Данас се користе термисторски ватметри са два самобалансирајућа Витстонова моста и са температурном компензацијом (*two self-balancing Wheatstone bridges*). Принцип рада ових инструмената за мерење микроталасне снаге биће објашњен на примеру класичног ватметра HP 432A, блок шема је приказана на слици 3.7. Развој мерне технике довео је до појаве и конструкције усавршеног ватметра повећане прецизности без Витстоновог моста, са применом самобалансирајућег мерног моста са две гране и два отпорника (*Self-Balancing Bridge Circuits of two legs*), представник је ватметар под називом NIST-Type 4, [2][3][5].

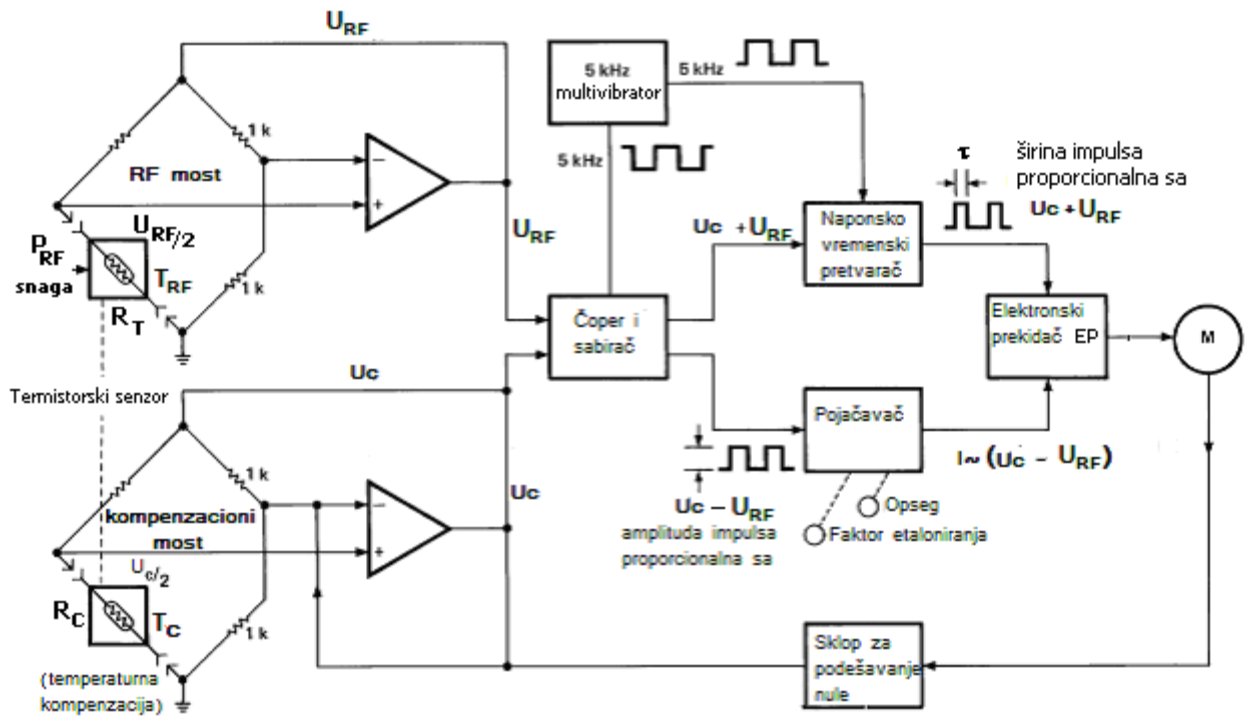
3.3.2.1 Микроталасни ватметар са два самобалансирајућа Витстонова моста

Конструкција и принцип рада ватметра са термисторским сензором и два аутоматска једносмерна мерна моста (*two self-balancing Wheatstone bridges*) приказан је на слици 3.7. (модел HP 432A). RF мост и компензациони мост су два моста за мерење отпорности са аутоматским уравнотежењем на коме се заснива мерење микроталасне снаге овим ватметром. Они се уравнотежавају једносмерним струјама из припадајућих појачавача побуђиваних једносмерним напонима напајања U_{RF} и U_C . Сваки појачавач снабдева свој мост оноликом једносмерном струјом колика је потребна да грејући термисторе доведе њихову отпорност на тачно 100 Ω . Пошто се ова вредност отпорности термистора постигне, мостови улазе у равнотежу у којој остају до наредне промене отпорности. Када се из неког разлога отпорност термистора од 100 Ω промени, мост се поремети и појављује се напон грешке на улазу у појачавач због којег се мења једносмерни напон напајања моста U_{RF} и U_C , а тиме и струја кроз термисторе у смеру који поново доводи њихову отпорност на тачно 100 Ω . Напон напајања RF моста, U_{RF} , мења се под утицајем микроталасне снаге (P_{RF}) и температуре околине, а напон напајања компензационог моста, U_C , само под утицајем температуре околине.

Пре почетка мерења, док на улаз сензора није прикључена микроталасна снага, изврши се потенциометром „НУЛА“, (ZERO) ручно подешавање нултог одклона на индикатору, чиме се у ствари једносмерни напон U_C подеси на вредност U_{RF0} , тј. на почетну вредност једносмерног напона U_{RF} , док није примењена микроталасна снага и за коју индикатор показује нулти одклон ($U_C=U_{RF0}$). Уколико се након тога под утицајем промене температуре околине промени отпорност термистора, сваки од мостова ће се аутоматски подешавати променом вредности једносмерних напона, U_C и U_{RF} .

Довођењем микроталасне снаге на сензор загрева се само термистор T_{RF} , због чега се смањује његова отпорност R_T . RF мост на то одговара смањивањем свог напона напајања, који пада са вредности U_{RF0} на U_{RF} , за коју вредност се успоставља нова равнотежа RF моста,

тј. нова вредност струје кроз термистор за коју је отпорност термистора поново успоставља 100Ω .



Слика 3.7: Блок шема ватметра HP 432A са термисторским сензором и два самобалансирајућа Витстонова мерна моста.

Како је напон на термистору T_{RF} једнак $U_{RF}/2$, мерена микроталасна снага је једнака (прецизније је рећи пропорционална у овом тренутку):

$$P_{RF} = \frac{U_{RF0}^2}{4R_T} - \frac{U_{RF}^2}{4R_T} \quad (3.1)$$

где је: P_{RF} -мерена микроталасна снага, а R_T -отпорност термистора у тренутку равнотеже, тј. 100Ω , U_{RF} је напон напајања RF моста са примењеном микроталасном снагом, U_{RF0} је почетна вредност једносмерног напона U_{RF} док није примењена микроталасна снага, U_C је напон напајања компензационог моста. У моменту подешености нуле је $U_{RF0}=U_C$, па се једнакост (3.1) може изразити као:

$$P_{RF} = \frac{1}{4R_T} (U_C^2 - U_{RF}^2) \quad (3.2)$$

или

$$P_{RF} = \frac{1}{4R_T} (U_C - U_{RF})(U_C + U_{RF}) \quad (3.3)$$

Ватметар је тако конструктивно решен да формира чиниоце производа једнакости (3.3), изводи множење и приказује резултат на индикатору. Два једносмерна напона, U_{RF} и U_C , који садрже информацију о мереној микроталасној снази, доводе се истовремено на два склопа. Први склоп је чопер чијим радом управља мултивибратор помоћу сигнала фреквенције 5 kHz . Излазни сигнал из чопера су четвртасти импулси чија је амплитуда пропорционална разлици улазних једносмерних напона, тј. $U=K_1(U_C-U_{RF})$. Овај сигнал се доводи на појачавач чије појачање зависи од постављеног мерног опсега и фактора еталонирања (који се читава са таблице на сензору и зависи од фреквенције). На излазу

појачавача добијају се четвртасти струјни импулси фреквенције понављања 5 kHz, чија је амплитуда пропорционална разлици напона, тј. $I=K_2(U_C-U_{RF})$, који се воде на улазни прикључак електронског прекидача EP.

Други склоп који прима напоне U_{RF} и U_C је сабирач, чији се излазни једносмерни напон U_C+U_{RF} затим води у напонско-временски претварач. Радом овог претварача такође управља мултивибратор, па се на његовом излазу појављују правоугаони импулси фреквенције понављања 5 kHz чије је трајање τ пропорционално збиру напона U_C и U_{RF} , тј. $\tau=K_3(U_C+U_{RF})$. Овај сигнал управља радом електронског прекидача EP, тј. одређује време затварања прекидача.

На излазу електронског прекидача EP појављује се поворка струјних правоугаоних импулса фреквенције понављања 5 kHz, код које је трајање импулса τ пропорционално збиру напона $K_3(U_C+U_{RF})$, а његова амплитуда I пропорционална њиховој разлици $K_2(U_C-U_{RF})$, па је површина S испод таквог импулса пропорционална производу збира и разлике напона. На основу израза (3.3) и (3.4), ако се постави да је константа $K=1/4R_T$ следи:

$$S = I \cdot \tau = K_2(U_C - U_{RF}) \cdot K_3(U_C + U_{RF}) = K(U_C - U_{RF}) \cdot (U_C + U_{RF}) = P_{RF} \quad (3.4)$$

Струјни импулси након проласка кроз електронски прекидач интеграле се на кондензатору, а ватметар мери напон кондензатора, односно показивање индикатора је пропорционално мереној микроталасној снази P_{RF} .

Индикатор ватметра реално мери и приказује вредност измерене DC супституисане снаге која одговара снази P_{DC} у изразу (2.20). Да би се добила вредност инцидентне микроталасне снаге P_{RF} , снаге која се стварно доводи на сензор, потребно је одабрати одговарајући фактор еталонирања сензора (K_s) на ватметру чиме се аутоматски врши дељење измерене вредности снаге одабраном вредношћу K_s и на инструменту се тада приказује реална вредност инцидентне снаге на сензору P_{RF} , према изразу (3.5).

$$P_{RF} = \frac{P_{DC}}{K_s} \quad (3.5)$$

Тачност која се може реализовати овим инструментима је одређена тачношћу моста, и од тога колико болометарска глава одговара постављеним захтевима. Подручје мерења снаге оваквим ватметрима са термисторским сензором иде од 10 μW до 100 mW уз грешку од $\pm 1\%$ пуног одклона скале и могућношћу постављања фактора еталонирања са кораком $\pm 1\%$.

Грешка мерења се може смањити до вредности $\pm 0,2\% \pm 0.5 \mu W$ уз примену прецизних дигиталних мултиметара за контролу напона U_C и U_{RF} и накнадним прорачуном снаге P_{RF} . Ова метода се користи у метролошким лабораторијама за повећање прецизности мерења снаге.

Код савремених микроталасних ватметара, који примењују микропроцесоре за обраду сигнала, једноставне релације из обрасца (3.3) се веома лако и једноставно реализују без употребе сложених електронских кола. Један такав микропроцесорски ватметар је приказан на слици 3.6. Он омогућава веома прецизна мерења микроталасне снаге, са тачношћу мерења супституисаног DC напона од $\pm 0,05\%$ (очитане вредности) $\pm 0.5 \mu W$, уз могућност подешавања фактора еталонирања са тачношћу 4 дигита. Има уграђен атенуатор, савремени интерфејс (USB) и поседује могућност избора отпорности термистора.

3.3.2.2 Самобалансирајући мерни мост са две гране - NIST Type 4

За најпрецизнија мерења микроталасне снаге у метролошким лабораторијама користи се посебна врста микроталасних ватметара који омогућавају примену еталонских термисторских сензора, а назива се **самобалансирајући мерни мост са две гране и два отпорника** (*Self-Balancing Bridge Circuits of two legs*). Принцип рада ове врсте ватметара биће објашњен на примеру двоструког самобалансирајућег ватметра NIST тип 4 (NIST, DUAL TYPE IV POWER METER), развијеног у NIST-у (The National Institute of Standards and Technology), који производи комерцијално WEINSCHTEL под називом WE 1806 (сада TEGAM 1806) [2][20][21].

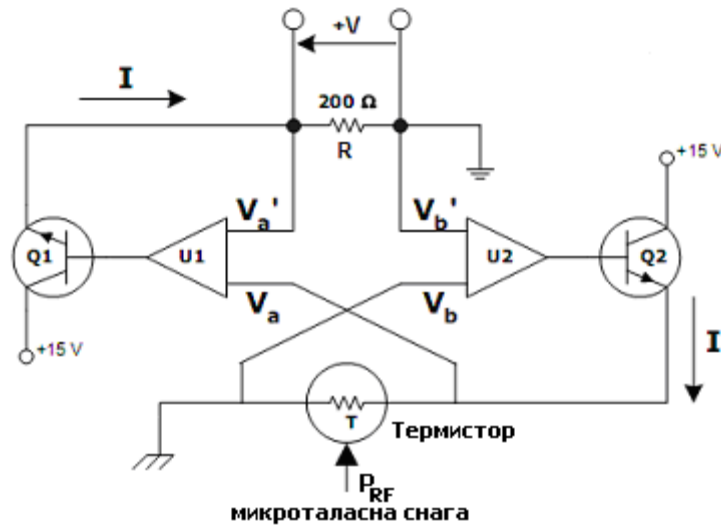
Значај овог ватметра је у томе што је то практично уређај који омогућава најпрецизније мерење микроталасне снаге и што је тај ватметар употребљен у аутоматизованом мерном систему за еталонирање сензора микроталасне снаге, који се користи и описује у овом раду. Да будемо потпуно одређени овај тип ватметра омогућава најпрецизније могуће мерење DC супституисане снаге у термистору (која је пропорционална примењеној микроталасној снази).

Овај тип ватметара је конструисан да се може користити са прецизним термисторским сензорима (трансфер еталонима микроталасне снаге) и екстерним дигиталним волтметром (резолуције минимално 6,5 дигита), чиме је омогућено најпрецизније мерење микроталасне снаге. Ватметар представља самобалансирајући мерни мост са две гране, где се у једну грану моста прикључује термисторски сензор, а у другу грану моста је спојен прецизни отпорник од 100 Ω или 200 Ω , у зависности од типа примењеног термисторског сензора и постављеног преклопника на предњој плочи инструмента (постоје термистори који имају отпорност 100 Ω и 200 Ω). Код овог типа ватметра није употребљен Витстонов мост.

Микроталасна снага се мери на принципу супституције DC снаге кроз термистор. Прво се на термистор доведе одређена DC снага, а затим се на термистор доводи непозната микроталасна снага, која се мери. Након тога се врши супституција DC снаге кроз термистор са примењеном микроталасном снагом (DC снага се смањује), тако да укупна снага кроз термистор остане константна. Промена нивоа DC снаге кроз термистор се може прецизно мерити, а она је пропорционална нивоу доведене микроталасне снаге. Промена нивоа DC снаге се прорачунава на основу промене напона на прецизном отпорнику који се читава прецизним дигиталним волтметром. На тај начин је омогућена висока прецизност мерења DC супституисане снаге. **Овде је битно нагласити за овај рад и даље излагање да је ниво укупне снаге на термистору (збир примењене микроталасне снаге и једносмерне снаге) константан, без обзира на ниво микроталасне снаге. Управо ова чињеница омогућава високу линеарност термисторског сензора, која је овде искоришћена.**

Супституисану DC снагу, која је пропорционална примењеној микроталасној снази, може се мерити у опсегу од 10 μW до 30 mW са тачношћу $\pm 0,03\% + 2 \mu\text{W}$. Мерни мост омогућава примену термистора отпорности 100 Ω или 200 Ω . Примена ових веома прецизних ватметара је изражена у метролошким лабораторијама. Користе се за пренос фактора еталонирања са трансфер еталона микроталасне снаге на мерне сензоре, а посебно при мерењу нивоа референтног извора микроталасне снаге 1 mW/50 MHz код термопретварачких ватметара. Термистори су погодни за примену пошто им није потребан извор референтне снаге 1 mW/50 MHz за мерење и могуће је остварити директну следивост до NIST-а (тј. еталонски термисторски сензори као нпр. WE 1110 могу се еталонирати директно у NIST са националним

секундарним еталонима микроталасне снаге). Тиме се добија најмања мерна несигурност фактора еталонирања сензора. Упрошћена шема самобалансирајућег мерног моста WE 1806 је приказана на слици 3.8.



Слика 3.8: Електрична шема самобалансирајућег мерног моста са две гране, NIST Type 4.

Како је термисторски елемент осетљив на промену температуре, температурна стабилизација термистора је постигнута интерним загревањем термостатираног кућишта у коме је смештен термисторски елемент. Термостатирано кућиште у коме се налази термисторски елемент загрева се помоћу грејача на константну температуру од 60°C , и одржава се стабилност температуре. На тај начин се обезбеђује да промена температуре термисторског елемента зависи само од утицаја микроталасне снаге, а утицај температуре амбијента се елиминише (или прецизније минимизира). Термисторски елемент се налази у посебном кућишту (сензору снаге), које се повезује двојично на мерни мост. Сензор снаге се повезује са ватметром и посебним каблом који обезбеђује загревање термостатираног кућишта, а које није у електричној вези са струјним колом мерног моста.

Самобалансирајући мерни мост садржи две гране. У једној грани се налази прецизни референтни отпорник R од $200\ \Omega$, а у другој грани термисторски сензор T . Он се састоји од два отпорника од $100\ \Omega$, који су везани паралелно за микроталасну снагу и имају улазну импедансу од $50\ \Omega$, а серијски за једносмерни сигнал и имају отпорност од $200\ \Omega$.

Грана са референтним отпорником задржава константну ефективну отпорност, док отпорност гране са термистором зависи од апсорбоване микроталасне снаге и једносмерне (DC) снаге, тј. укупне дисипације на термистору.

У обе гране моста се налази операциони појачавач (U_1 и U_2) за детектовање напонске разлике и побуду одговарајућих транзистора (Q_1 и Q_2) који коригују ту разлику. Иста је вредност струје I кроз термистор T и референтни отпорник R . Мост подешава вредност струје док се не изједначе напони на термистору и референтном отпорнику. Тада је DC снага кроз термистор једнака DC снази кроз референтни отпорник. Због тога DC снагу која се дисипира на термистору можемо одредити мерењем DC снаге на референтном отпорнику. Када је успостављена равнотежа, отпорност термистора је $200\ \Omega$, на њему се дисипира око $30\ \text{mW}$ DC снаге и напон термистора је око $2,45\ \text{V}$.

Довођењем микроталасне снаге на термистор он се додатно загрева и смањује се његова отпорност, због негативног температурног коефицијента. То доводи до смањења

напона на термистору и даље проузрокује разбалансирање (нарушавање равнотеже) моста. Операциони појачавач U_1 детектује промену напона између тачака V_a и V_a' и тежи да их изједначи смањењем струје I кроз транзистор Q_1 . Када се поново успостави једнакост напона V_a и V_a' изједначени су и напони на термистору и референтном отпорнику. Повратна петља моста тежи да одржава једнаке струје у обе гране и доводи до смањења струју кроз термистор (тј. кроз Q_2). То проузрокује смањење дисипације DC снаге на термистору за износ који је једнак доведеној микроталасној снази. Како се поново напон и струја у обе гране моста изједначе онда су и отпорности у обе гране једнаке (200Ω). Термистор је температурно стабилан и промена напона на референтном отпорнику ΔV је пропорционална смањењу DC снаге на термистору тј. нивоу микроталасне снаге коју је примио термистор.

Прецизно мерење микроталасне снаге самобалансирајућим мерним мостом заснива се на мерењу промене нивоа DC снаге на референтном отпорнику R када је доведена микроталасна снага на термистор и када је микроталасна снага одсутна. Промена DC снаге на референтном отпорнику једнака је промени нивоа DC снаге на термистору. Помоћу прецизног дигиталног волтметра меримо напон V на референтном отпорнику R и на основу израза 3.6 можемо израчунати ниво једносмерне снаге на отпорнику:

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{V^2}{200} \quad (3.6)$$

где је:

P - једносмерна DC снага кроз отпорник R ,

V – напон на референтном отпорнику,

$R=200 \Omega$, отпор референтног отпорника, тј. номинална отпорност термистора.

Како је микроталасна снага доведена на термистор директно пропорционална промени DC снаге кроз референтни отпорник, промена DC снаге на референтном отпорнику ΔP се може добити као разлика једносмерне снаге кроз референтни отпорник без довођења микроталасне снаге P_1 и једносмерне снаге кроз референтни отпорник са доведеном микроталасном снагом на термистор P_2 , односно:

$$\Delta P = P_1 - P_2 = P_{DC} \quad (3.7)$$

где су:

ΔP промена DC снаге кроз референтни отпорник,

P_{DC} једносмерна супституисана снага на референтном отпорнику,

P_1 једносмерна снага кроз референтни отпорник без микроталасне снаге,

P_2 једносмерна снага кроз референтни отпорник са микроталасном снагом.

Промена DC снаге кроз референтни отпорник ΔP је представљена као **P_{DC} једносмерна супституисана снага** и она је пропорционална примењеној или инцидентној микроталасној снази P_{RF} . Односно, можемо рећи да је **$P_{DC} \approx P_{RF}$** .

За одређивање једносмерне снаге кроз референтни отпорник без примене микроталасне снаге P_1 , дигиталним волтметром се мери напон V_1 на референтном отпорнику. А за случај одређивања једносмерне снаге кроз референтни отпорник са

примењеном микроталасном снагом P_2 , дигиталним волтметром се мери напон V_2 на референтном отпорнику. На основи израза (3.6) и (3.7) може се добити ниво промене једносмерне снаге кроз референтни отпорник ΔP , тј. ниво једносмерне супституисане снаге P_{DC} је дефинисан изразом (3.8):

$$\Delta P = \frac{(V_1)^2}{200} - \frac{(V_2)^2}{200} = \frac{(V_1)^2 - (V_2)^2}{200} = P_{DC} \quad (3.8)$$

200, је номинална отпорност термистора и референтног отпорника 200 Ω .

Термистор не апсорбује сву микроталасну снагу која се доводи на сензор у реалном случају. P_{RF} је микроталасна снага која је доведена на улаз сензора (инцидентна снага) и коју треба да измеримо. Део доведене снаге се рефлектује на улазном конектору сензора због неприлагођења конектора, а део снаге који успе да уђе у сензор не дисипира се на термистору већ се изгуби и дисипира се у зидовима кућишта и изолаторима. То су губици који се морају узети у обзир при мерењу микроталасне снаге. Због тога се за сензоре микроталасне снаге дефинише фактор корекције који те губитке узима у обзир и коригује. Тај фактор се назива "**фактор еталонирања (К)**", и дефинисан је у складу са изразом (2.19). Фактор еталонирања се одређује у метролошким лабораторијама за сваки сензор посебно. Када је познат фактор еталонирања сензора K ниво инцидентне микроталасне снаге на сензору се одређује на основу израза (2.19), према изразу (3.9):

$$P_{RF} = \frac{P_{DC}}{K} \quad (3.9)$$

Где је:

P_{RF} инцидентна микроталасна снага која се доводи на сензор,

P_{DC} супституисана једносмерна снага измерена на референтном отпорнику,

K фактор еталонирања сензора снаге.

Фактор еталонирања сензора (K) има велики значај за прецизно мерење микроталасне снаге. Он је један од највећих извора мерне несигурности при мерењу микроталасне снаге, подложен је промени са временом и као такав се мора периодично проверавати, тј. вршити еталонирање сензора. О еталонирању сензора микроталасне снаге и одређивању фактора еталонирања детаљно ће бити речи у наредним поглављима.

3.4 Микроталасни ватметри са термопретварачким сензором

Термопретварачки сензори снаге (*en. thermocouple, thermoelectric, thermopile or Seebeck Effect power sensor*) су се појавили 1974. године, као резултат комбиновања технологије „танког филма“ (thin film) и полупроводничких технологија. Као резултат су настали термопретварачки или сензори са термопаром који су били много робуснији и имали су већи динамички опсег мерења снаге од термисторских сензора.

Основни принцип мерења и конструкције ватметара са термопретварачким сензором (или сензор са термопаром) је идентичан као код термисторских ватметара и приказан је на слици 3.3. Мерни инструмент се састоји из три дела: из термопретварачког сензора и електронског дела ватметра са показивачем.

Употреба термопретварача за мерење микроталасне снаге дошло је до изражаја у новије време, тако да су они делимично потиснули са тржишта мерне опреме ватметре са термисторским сензором. Основни разлог за то лежи у чињеници да термопретварачки сензори имају мањи коефицијент стојећег таласа, шири динамички опсег, робусне су конструкције, отпорнији су на преоптерећење и температурне утицаје.

Поред мерења микроталасне снаге, термопарови се користе и за мерење других величина (температура, наизменични напон). Када се користе за мерење температуре називају се термопарови или термоелемент.

3.4.1 Термопретварачки сензори микроталасне снаге

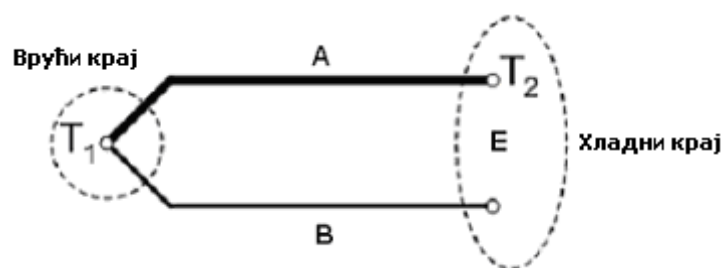
Термопретварачки сензори користе се за мерење микроталасне снаге, поред осталих наведених величина. Овде ће се размотрити конструкција, принцип рада и карактеристике термопретварачких сензора за мерење микроталасне снаге. Основни елемент ових сензора је термопар.

Упрошћено посматрано, термопар је термоелектрично коло од два проводника од различитих материјала (А, В). Принцип рада термопара заснива се на три међусобно повезана ефекта, Зебековом ефекту (Seebeck, 1821.), Peltier-овом и Thomson-овом ефекту [2][23][24]. Зебеков ефекат обједињује претходно наведена два ефекта. Зебеков ефекат се јавља када се спојени два метална проводника различитих карактеристика изложе дејству различитих температура, при чему се због разлике у структури материјала та два проводника јавља тзв. термоелектромоторна сила (ТЕМС). Термоелектромоторна сила пропорционална је разлици температура мерног краја и референтног краја (или места на коме се налази мерни инструмент). Зависност термоелектромоторне силе дефинисана је изразом (3.10):

$$E = \alpha (T_1 - T_2) \quad (3.10)$$

Где су параметри дефинисани у изразу (3.10):

- E термоелектромоторна сила (ТЕМС) на отвореном крају
- α Зебеков коефицијент (типично износи од 5 до 55 $\mu\text{V/K}$)
- T_1 температура мерног краја (врући крај)
- T_2 температура референтног краја (хладни крај)



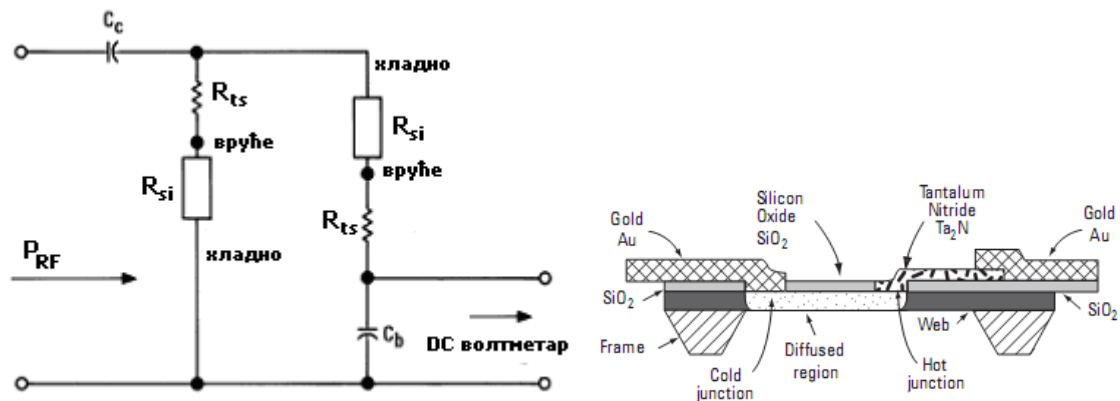
Слика 3.9: Термопар, отворено термоелектрично коло са два проводника.

Ако се микроталасна снага доведе и дисипира се на отпорнику израђеном од материјала који истовремено формира термопар, тако настала електромоторна сила је пропорционална дисипацији на отпорнику тј. доведеном нивоу микроталасне снаге.

Термопретварачки сензор поред термопара садржи и друге склопове, који омогућавају претварање микроталасне снаге у једносмерни напон и пренос тог сигнала до ватметра. Термопретварачки сензор састоји се од претварачког дела, чопера и прве половине улазног појачавача, као што се види са слике 3.12. Конструкција претварачког дела сензора биће приказан на примеру сензора HP 8481A, који је карактеристични представник термопретварачких сензора [3].

Претварачки део сензора садржи два идентична термопара који примају микроталасну снагу, а који су састављени од „танкослојног“ отпорника од тантал-нитрита, R_{ts} , нанесеног на силицијумску подлогу, и силицијумског отпорника n-типа, R_{si} . Микроталасна снага се дисипира на минијатурном завршетку отпорника R_{ts} (врући крај) који имају врло мали коефицијент рефлексије, па је остварена веома добра ефикасност у претварању микроталасне енергије у топлоту. Цео склоп је упакован у чип димензија 0,81 x 0,81 mm, и монтиран на сафирну подлогу, шема и пресек су дати на слици 3.10. На сафирној плочици налазе се поред чипа и кондензатори C_b и C_c .

За израду ових отпорника користи се специјална техника позната као „техника танког филма“. Отпорник треба да буде мале дужине, малог попречног пресека и да обезбеди довољно велику вредност отпорности због прилагођења на преносни вод, како би се могле мерити и врло мале вредности микроталасне снаге у што је могуће ширем фреквенцијском опсегу.



Слика 3.10: Електрична шема претварачког дела термопретварачког сензора (лево), пресек и конструкција чипа термопара, димензије око 1x1 mm (десно).

За високе фреквенције, термопарови су спојени у паралелу и кроз њих протиче по једна половина укупне струје. Сваки танкослојни отпорник R_{ts} спојен је редно са силицијумским отпорником R_{si} . Они имају укупну отпорност једне гране термопара 100 Ω . Како су два термопара везана паралелно, еквивалентни отпор за микроталасну снагу, оба термопара је 50 Ω . Тако формиран сензор има улазну отпорност 50 Ω и може се прилагодити на 50 Ω -ски преносни вод.

Довођењем микроталасне снаге на отпорнике, снага се дисипира и термоспој се загрева и генерише једносмерни напон. Једносмерни напони који се добијају на крајевима оба термопара се сабирају, па се тако добија већа вредност једносмерног излазног напона (термопарови су везани серијски за једносмерни сигнал). Максимална температура „врућег краја“ је до 500° C, када долази до разарања чипа, и то ограничава максималну средњу снагу сензора HP 8481A на 300 mW.

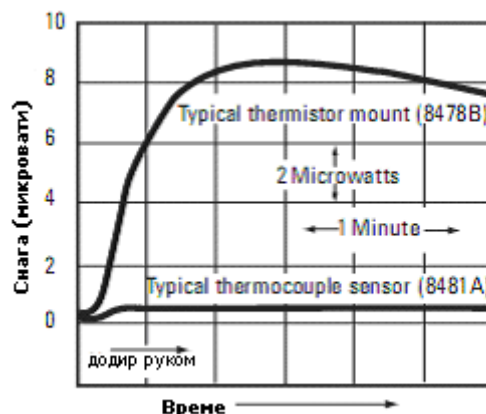
Основна карактеристика термопретварача је **осетљивост**, која се изражава као однос генерисане једносмерне термоелектромоторне силе у (μV) и утрошене мерене улазне микроталасне снаге у (mW). Осетљивост се изражава у ($\mu\text{V}/\text{mW}$). Осетљивост је једнака производу *термоелектричне снаге и термичке отпорности*.

Термоелектрична снага ($\mu\text{V}/^\circ\text{C}$), је однос излазног напона термпара у (μV) према Целзијусовом степену температурне разлике између топлог и хладног споја. Код сензора HP 8481A термоелектрична снага је $250 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

Дебљина силицијумске плочице сензора HP 8481A одабрана је тако да је **термичка отпорност** $0,4 \text{ }^\circ\text{C}/\text{mW}$. Тако да је укупна осетљивост сваког термпара у том случају једнака $100 \mu\text{V}/\text{mW}$.

Два термпара у серији имају укупну осетљивост од $160 \mu\text{V}/\text{mW}$, због утицаја једног на други. Наиме, хладни спој једног термпара загрева се под утицајем другог термпара, тако да се добија нешто нижи температурни градијент. Термоелектрични напон је готово увек константан са температуром. Он углавном зависи од температурног градијента, а врло мало од температуре околине.

Интересантан је утицај нагле промене спољашње температуре (додира руком) на термоелектрични напон, пошто се глава мора држати руком приликом прикључивања на мерни систем. Термопретварачке главе су много мање осетљиве на довођење топлоте од термисторских, као што се види са слике 3.11, где је приказана температурна зависност термисторске и термопретварачке главе. То практично значи да већ после приближно једног минута од прикључивања главе на мерно место (додира руком) може да се започне са мерењем, док је код термисторских глава то време знатно дуже, а и утицај је десетак пута већи, што нарочито долази до изражаја при мерењу мале снаге.



Слика 3.11: Утицај топлотног удара (додира руком) на термисторске и термопретварачке сензоре.

Термоелектрична снага термпара није линеарна у целом мерном опсегу микроталасне снаге, па се врши компензација. Нелинеарност је више изражена при мерењу већих нивоа микроталасне снаге.

У свим термопретварачким главама врши се компензација утицаја спољашње температуре. Сензор снаге поседује додатни температурни сензор који мери температуру амбијента и на основу тога се врши корекција. 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, температуру амбијента, ниво снаге и врши корекцију читавања снаге.

Отпорност танкослојног отпорника од тантал-нитрита повећава са ефективним временом коришћења. Ако се на пример, отпорник изложи годину дана снази од 300 mW, отпорност би се повећала за 3,5%, ако се изложи снази од 500 mW девет дана промена отпорности је 2% [3]. Међутим, ако се узме у обзир нека просечна експлоатација термопретварачких глава, овај ефекат ретко долази до изражаја. Овај ефекат промене отпорности се може елиминисати и применом процедуре калибрације сензора на референтни извор снаге 1 mW/50 MHz.

За мерење микроталасне снаге термопретварачки сензори користе се у комбинацији са одговарајућим ватметрима. Важно је напоменути да ватметри за термопретварачке сензоре нису компатибилни са термисторским сензорима. Постоји више врста одговарајућих ватметара, сваки произвођач има посебну врсту ватметара за своје термопретварачке сензоре. Карактеристични представници су ватметри произвођача HEWLET PACKARD који се користе уз серију термопретварачких сензора HP 8480: аналогни ватметра HP 345A, дигитални HP 436A, HP 437B, двоканални дигитални HP 438A, до најсавременијег ватметра Agilent E4419B и E4418B.

Принцип рада и конструкција ватметара за термопретварачке сензоре ће бити објашњени на примеру аналогног ватметра HP 345A, а после ће бити објашњен и најсавременији ватметар Agilent E4419B, који се примењује у аутоматизованом мерном систему описаном у овом раду.

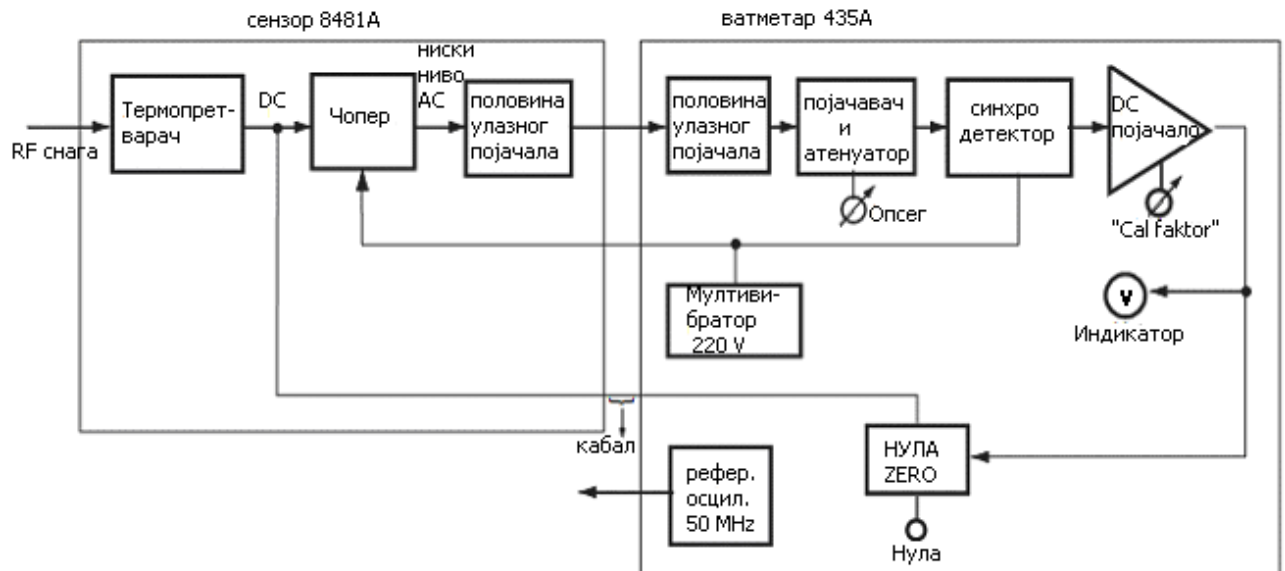
3.4.2 Принцип рада ватметра са термопретварачким сензором

На слици 3.12 приказана је блок шема ватметра са термопретварачким сензором. Термопретварачки сензор и ватметар су одвојене целине и међусобно су повезани каблом. Исти ватметар се може користити уз више врста термопретварачких и диодних сензора.

Улазни микроталасни сигнал чија се снага мери доводи се на **претварачки део** сензора (термопар) где се микроталасна снага претвара у пропорционални једносмерни напон. Како због мале осетљивости претварачког дела сензора једносмерни напон може да буде веома мали (на пример, свега 160 nV за улазну снагу од 1 μ W), очигледно је да би се такав једносмерни сигнал тешко преносио обичним каблом. Постоје још неки додатни штетни утицаји на пренос сигнала каблом, као што су корозија контаката, проблеми недовољног прилагођења или оштећења на местима спајања, велике дужине спојног кабла, итд.

Да би се решио проблем преноса сигнала врло малих вредности, једносмерни сигнал се претвара у нискофреквентни наизменични сигнал, због чега се у кућиште сензора уграђује **чопер и прва половина појачавача** наизменичног напона. На овај начин се избегавају и неповољни спољни утицаји на мерни сигнал, а да би се избегла појава

клизанња нуле (дрифта) у чоперу се употребљавају FET транзистори који су у међусобном топлотном контакту тако да практично раде на истој температури. Све везе од термоспоја до чопера су реализоване златним жицама да би се избегле нежељене термоелектромоторне силе. Фреквенција „сецкања“ једносмерног напона у чоперу је 220 Hz и добија се из посебног осцилатора (мултивибратора) који је смештен у ватметар. Нискофреквентни наизменични сигнал после појачања у првој половини појачавача каблом се преноси до ватметра [2][3][5].



Слика: 3.12 Блок шема термопретварачког сензора и одговарајућег ватметра.

У ватметру се обавља додатно појачање улазних четвртастих импулса фреквенције понављања 220 Hz, а затим се, у зависности од нивоа, импулси појачавају или слабе у **појачавачу или ослабљивачу**, чиме се, у ствари, врши избор мерног опсега ватметра. Демодулација се обавља у **синхроним детектору**, након чега се једносмерни сигнал појачава у излазном појачавачу и води на **аналогни индикатор**. На излазном појачавачу се може регулисати појачање, односно подесити фактор еталонирања сензора за корекцију читавања снаге (CAL FACTOR).

Пошто се код термопретварачких сензора не може извести супституција мерног сигнала једносмерним напонам, а излазни сигнал варира од сензора до сензора и подложен је промени, потребно је обезбедити прецизни извор референтне снаге за умеривање термопретварачких сензора у виду подешавања појачања прве половине улазног појачавача. За ту сврху се користи уграђени прецизни референтни извор са излазним сигналом референтне снаге од 1 mW (тачности $\pm 0,7\%$) и фреквенције 50 MHz. Пре почетка мерења, термопретварачки сензор се прикључи директно на референтни извор који се налази на предњој плочи ватметра и подеси се показивање индикатора ватметра на 1 mW. На овај начин се врши подешавање прве половине појачавача и контрола целокупног система, односно прилагођавање сензора и ватметра, што је посебно важно када се има у виду да се са сваким ватметром користи већи број различитих сензора, а карактеристике сензора су подложне промени.

Смањивање шума остварује се смањивањем пропусног опсега АС појачавача. На најнижем мерном опсегу користи се филтар најмањег пропусног опсега, па је време

одзива најдуже (2 s), а на највишем мерном опсегу је примењен филтар највећег пропусног опсега и време одзива је 0,1 s.

Термопретварачки сензори се разликују по мерном опсегу, фреквенцијском опсегу, улазном конектору и линеарности снаге која је параметар за оцену квалитета сензора.

Термопретварачким сензорима и одговарајућим ватметрима се мери снага у опсегу од 1 μ W и 100 mW (-30 dBm до 20 dBm) и у фреквенцијском опсегу од 100 kHz до 50 GHz. Уз употребу одговарајућег спрегнутог атенуатора мерни опсег снаге се може проширити до 25 W. Неки произвођачи декларишу мерни опсег и до 30 W, а фреквенцијски опсег од DC до 40 GHz. Линеарност снаге је у границама од $\pm 1\%$ до $\pm 5\%$. Улазни конектори на сензору су типа: N, APC 7, SMA 3,5 mm, 2,94 mm. Употребљавају се у лабораторијама и за погонска мерења микроталасне снаге, погодни су за мерење средње снаге CW и модулисаних сигнала. Имају проширен динамички опсег мерења снаге (око 50 dB) и робусне су конструкције, мање осетљиви на преоптерећење и промену температуре. Термопретварачки сензори раде на принципу стварног топлотног ефекта и загревања под дејством улазног микроталасног сигнала. Они су савршени за мерење стварне средње снаге свих комплексних модулисаних сигнала.

Описани аналогни ватметар HP 435A, са одговарајућим термопретварачким или диодним сензорима, има мерни опсег од 300 pW (-65 dBm) до 25 W (+44 dBm), у фреквенцијском опсегу који је одређен прикљученим сензором. Уз употребу термопретварачких сензора из серије HP 8480 фреквенцијски опсег је од 100 kHz до 18 GHz. Тачност мерења ватметра је око $\pm 1\%$ (пуног отклона скале), али томе треба додати и остале изворе мерне несигурности. Фактор еталонирања може се ручно кориговати у опсегу од 86% до 100% са кораком 1%.

Постоје и савременије дигиталне верзије овог ватметра. Дигитални ватметри засновани су на сличном принципу, осим што имају A/D конвертор на излазу. Користе идентичне термопретварачке сензоре или диодне сензоре, имају проширен мерни опсег 100 pW (-70 dBm) до 25 W (+44 dBm), имају могућност укључења у аутоматизовани мерни системи реко GPIB интерфејса и већу брзину читавања, могућност изражавања мерене снаге у mW, dBm или dB, итд. Имају могућност мерења са 2 сензора и рачунања односа A/B, A-B. Представник те групе ватметара је модел HP 436A и HP 437B, HP 438A.

Последњих година појавили су се **дигитални ватметри са микропроцесорима** и сензори снаге у које је уграђен EEPROM. Примена микропроцесора дала је много веће могућности за обраду података, већу брзину рада и боље корисничке интерфејсе. У сензоре се уграђује EEPROM меморија са подацима о линеарности, температурној зависности и факторима еталонирања. Додатни температурни сензор, читава температуру амбијента, а микропроцесор региструје ниво снаге, фреквенцију мерења и врши све потребне корекције. Ватметар поседује више различитих интерфејса и омогућено је повезивање у аутоматизоване мерне системе и има већу брзину читавања података. Омогућена је компатибилност и примене старих сензора серије HP 8480.

Овај савремени тип ватметара је конструисан за примену са новом врстом CW сензора широког динамичког опсега (wide-dynamic range) од -70 dBm до +20 dBm. У називу обично носе ознаку „E“, а представници су ватметри HP EPM 442A, HP EPM 441A и Agilent E4418B и E4419B. Принцип рад овог типа савремених ватметара ће бити објашњен у наредном делу дисертације.

3.5 Ватметри са диодним сензором

Исправљачке диоде дуго се већ користе као детектори и за релативно мерење снаге на микроталасним фреквенцијама. Раније су се диоде користиле углавном као детектори анvelope и као нелинеарни елементи у миксерима. За апсолутно мерење снаге, примена диода је била дуго ограничена на РФ фреквенције. Примена диода за високе фреквенције почела је са развојем „point-contact“ технологије, која се развила из раних радио технологија (око 1904.), а имале су низ недостатака и временом су усавршаване.

Тако су настале Low-Barrier Schottky (**LBS**) диоде, применом **MSJD** (Metal-Semiconductor Junction Diode) технологије споја метала и полупроводника. Те диоде су биле сталних-поновљивих карактеристика и довољно робусне за примену [3].

Low-Barrier Schottky (LBS) диоде, реализоване у MSJD технологији, су употребљене за конструкцију сензора снаге за микроталасне фреквенције, који могу да мере снагу до 100 pW (-70 dBm) на фреквенцијама до 18 GHz.

Усавршавањем технологија MSJD временом се развила **Planar-Doped-Barrier (PDB)** технологија која је унапредила диодне сензоре.

Последњих година појавили су се нови сензори са динамичким опсегом мерења снаге од 90 dB, под **називом CW сензори снаге широког динамичког опсега (Wide-Dynamic-Range CW Power Sensor)**.

У даљем разматрању описан је основни принцип примене диода и могућности мерења микроталасне снаге помоћу сензора у које су оне уграђене. Такође објашњен је принцип рада савремених ватметара и нових диодних сензора. За мерење снаге помоћу сензора са диодама користе се исте врсте ватметара који се користе за мерење са термопретварачким сензорима.

3.5.1 Примена диода за мерење микроталасне снаге

Принцип мерења снаге помоћу диода састоји се у претварању микроталасне енергије у једносмерну електричну енергију, што је последица примене нелинеарне струјно-напонске карактеристике диоде. Струја идеалне диоде i може се представити изразом:

$$i = I_s (e^{\alpha v} - 1) \quad (3.11)$$

где су променљиве:

v - пад напона на диоди, I_s - струја засићења када је $v < 0$, коефицијент $\alpha = \frac{q}{nkT}$,

ако је k -Болцманова константа, T -апсолутна температура, q -наелектрисање електрона, n -корекциона константа (у овом случају је $n \approx 1,1$).

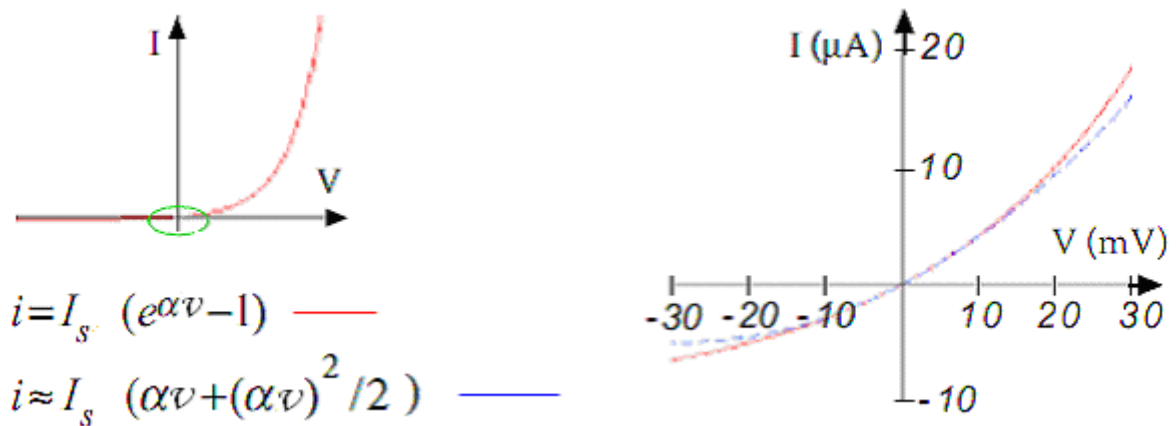
Типична вредност α је око 40 V^{-1} .

Израз (3.11) се може написати и у следећем облику:

$$i = I_s \left[\alpha v + \frac{(\alpha v)^2}{2!} + \frac{(\alpha v)^3}{3!} + \dots \right] \quad (3.12)$$

$$i \approx I_s \left[\alpha v + \frac{(\alpha v)^2}{2} \right], \text{ када } v \rightarrow 0 \quad (3.13)$$

За мале вредности сигнала (када $v \rightarrow 0$), могу се занемарити трећи и сви виши чланови израза (3.13), а остају само прва два, па се за диоду каже да тада ради у подручју квадратне законитости. Израз (3.12) прелази у (3.13) када $v \rightarrow 0$ (за мале сигнале). У случају већих сигнала (када $v \gg 0$) долазе до изражаја и остали, виши, чланови горњег израза, па диода више не ради у подручју квадратне законитости.



Слика 3.13: Диодна i - v карактеристика-лево и подручје квадратне законитости-десно.

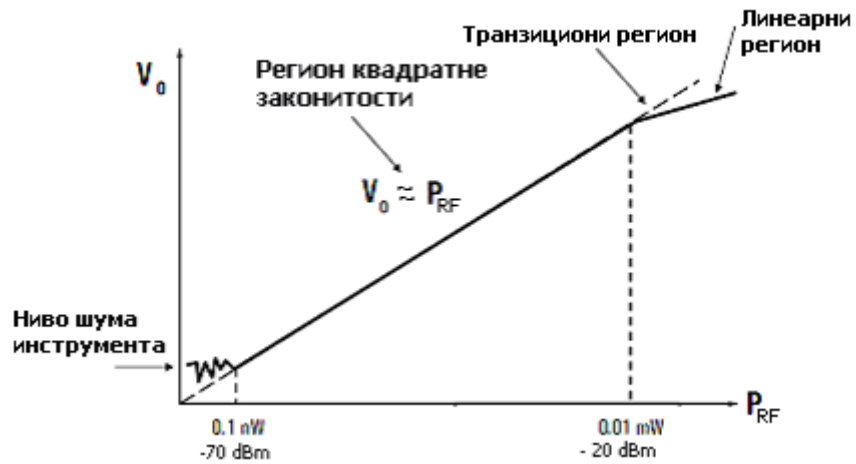
У подручју квадратне зависности излазна струја и напон су пропорционални квадрату улазног микроталасног напона тј. пропорционални су улазној микроталасној снази ($V_0 = V_{DC, izl} \approx P_{RF} \approx (V_{RF, ul})^2$), слика (3.14) и (3.15).

Ако је улазни сигнал веће вредности (када је $v \gg 0$), тако да се морају узети у обзир и остали чланови низа (3.12), трећи, четврти и виши, и тада диода ради у подручју квази квадратне зависности, која се назива и **транзициони регион**. Изнад тог региона (за још веће сигнале) је **линеарни регион детекције** (када је излазни напон пропорционалан улазном напону, тј. $V_0 = V_{DC, izl} \approx (P_{RF})^{1/2} \approx V_{RF, ul}$), [3], [12].

За типичне диоде регион квадратне законитости се протеже за улазне снаге од нивоа шума до приближно -20 dBm (то ефективно обухвата од -70 dBm до -20 dBm). Транзициони регион је за улазне снаге приближно од -20 dBm до 0 dBm. Регион линеарне детекције је приближно за снаге од 0 dBm на више.

Управо ова карактеристика диода је искоришћена и омогућила је да се диоде примене за конструкцију сензора микроталасне снаге. Наравно уз ограничење да се могу користити само за мале нивое снаге, приближно од -70 dBm до -20 dBm, када је улазна микроталасна снага пропорционална излазном једносмерном напону. Динамички опсег мерења снаге диодних сензора је око 50 dB.

Да би се мерни опсег диодних сензора могао проширити од -20 dBm до 20 dBm, потребно је вршити корекције преносне карактеристике у транзиционом региону и региону линеарне детекције. На тај начин се добијају сензори са проширеним мерним опсегом од -70 dBm до 20 dBm, тј. динамички опсег мерења снаге је од 90 dB.



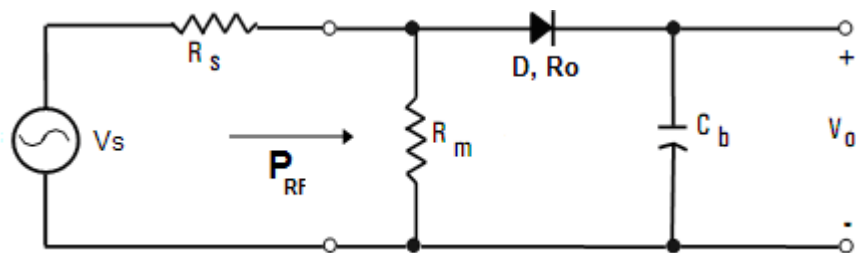
Слика 3.14: Област квадратне законитости и линеарна област диоде.

3.5.2 LBS диодни сензори микроталасне снаге

Електрична шема диодног сензора (тј. детектора) за детекцију микроталасних сигнала малих вредности снаге приказан је на слици 3.15. На диоду се доводи максимална снага само онда када је отпор диоде R_o прилагођен отпору извора. На отпорнику за прилагођење R_m (вредности око 50Ω) дисипира се микроталасна снага. На диоди D се претвара микроталасни сигнал у DC напон. Кондензатор C_b је део нископропусног филтра, који интегрални струју диоде. На излазу се добија једносмерни напон V_o , који је пропорционалан снази улазног сигнала P_{RF} ($V_o \approx P_{RF} \approx V_{RF,ui}^2$). Из последњег израза (3.13) се може наћи да је приближни отпор диоде једнак:

$$R_o \cong \frac{1}{\alpha I_s} \tag{2.13}$$

Вредност R_o зависи од температуре (преко параметра α), што значи да и осетљивост диоде и коефицијент рефлексије такође зависе од температуре. Ако желимо да постигнемо мању зависност од температуре, тада R_o треба да буде много већи од унутрашње отпорности извора снаге, R_s .



Слика 3.15: Електрична шема диодног детектора са прилагодним отпором R_m .

Отпорник за прилагођење R_m треба да има отпорност 50Ω , како би генератор био затворен правилном импедансом прилагођења. Са друге стране, велика вредност отпорника R_o утиче на смањење осетљивости због лошијег претварања микроталасне енергије у једносмерну.

Очигледно овде треба наћи компромис између довољне осетљивости за мале сигнале и добре температурне карактеристике. У пракси то се може постићи ако је I_s

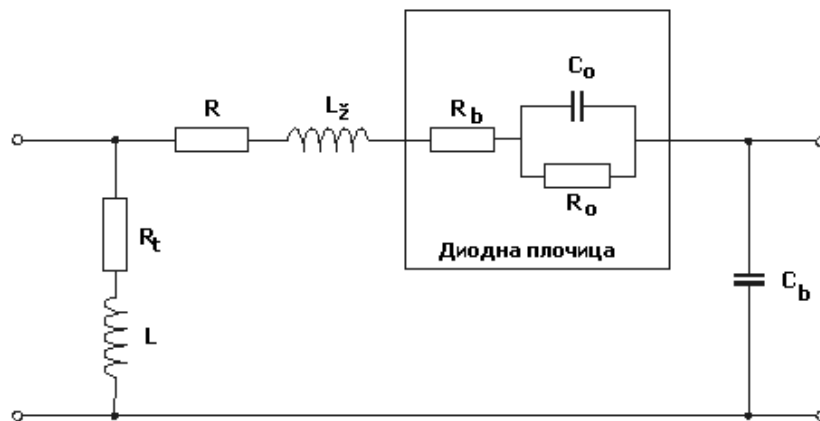
око $10 \mu\text{A}$ и R_o око $1 \text{ k}\Omega$ до $2 \text{ k}\Omega$. Овај услов испуњавају Шоткијеве диоде са ниском баријером (LBSD, Low-Barrier Schottky Diode).

Ове диоде се уграђују у диодне сензоре за мерење снаге, као што је на пример HP 8484A. Овај сензор се користи у фреквенцијском опсегу од 10 MHz до 18 GHz и може да мери снаге од 100 pW (-70 dBm) до $10 \mu\text{W}$ (-20 dBm), појавио се 1975. године. Динамички опсег мерења снаге ових диодних сензора са LBSD је око 50 dB .

Еквивалентно коло микроталасног дела диодног сензора HP 8484A приказано је на слици 3.26 [5]. Диодна плочица има три елемента: R_o је отпорност споја, C_o је капацитивност споја, а R_b је отпорност полупроводничког материјала. C_b је одводни кондензатор који се користи као нископропусни филтар за интегрисање струје која пролази кроз диоду. L_z је индуктивност жичаних водова. Отпорност R има вредност 30Ω и укључује се због пригушења, односно смањења Q-фактора. R_t је отпорност за прилагођење оптерећења на преносну линију, док је L индуктивност којом се компензује утицај осталих реактанси и омогућује постизање прилично линеарне карактеристике у широком фреквенцијском опсегу.

Предност сензора снаге са диодама над сензорима снаге са термопаровима огледа се у томе што је ефикасност диода за претварање микроталасне снаге у једносмерну око 3000 пута боља него код термопарова. Овај тип диодних сензора такође омогућава рад у опсегу од 100 pW (-70 dBm) до $10 \mu\text{W}$ (-20 dBm), динамички опсег око 50 dB .

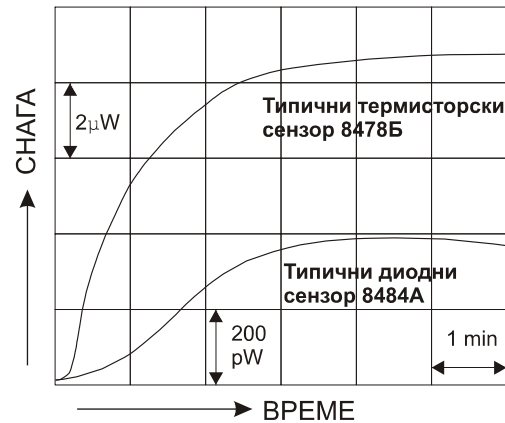
Код ових врста сензора такође је изражен проблем преноса малих нивоа сигнала од сензора до ватметра, за снагу од 100 pW диодни сензор даје излаз од око 50 nV . Проблем преноса малих сигнала од сензора до ватметра је решен на исти начин као код термопретварачких сензора, наиме користе се идентични ватметри.



Слика 3.16: Еквивалентно коло микроталасног дела диодног сензора снаге HP 8484A.

Диоду је потребно заштитити од непожељног утицаја температуре, било да је у питању промена температуре околине, додир руком или слично, јер отпорност R_o знатно зависи од температуре. Отпорност диоде R_o утиче на осетљивост сензора, коефицијент рефлексије и мерни опсег, а тиме утиче на мерну несигурност.

Због тога се диода заједно са припадајућим елементима ставља у специјално, топлотно изоловано кућиште. Ради поређења температурних утицаја у случају додира руком, на слици 3.17 су приказане температурне карактеристике диодне и термисторске главе.



Слика 3.17: Утицај топлотног удара-додир руком на термисторске и диодне главе.

Диодни сензори за мерење снаге су подесни за мерење врло малих снага уз задовољавајућу тачност. При руковању овим сензорима треба бити пажљив јер су, као уосталом и многе друге диоде, јако осетљиви на напонска преоптерећења. Статички електрицитет до кога може доћи додиром руке или спајањем сензора на оптерећени вод може оштетити или потпуно уништити сензор.

Развој галијум-арсенид (GaAs) полупроводничких материјала, и примена „**planar-doped-barrier**“ (PDB) технологије израде диода довела је до значајног напретка у развоју диодних сензора микроталасне снаге (1980-тих година). PDB диоде су имале значајно унапређене карактеристике у односу на LBS диоде. 1987. године појављује се диодни сензор са PDB диодама, под називом HP 8481/85/87D. Нови сензор је користио паралелно две диоде смештене у један чип. Побољшане карактеристике PDB диоде и конфигурација новог диодног сензора мала је значајне предности:

- решен је проблем паразитних термоелектричних напона за мале сигнале испод - 60 dBm, због спајања различитих метал,
- смањена је мерна несигурност због присуства хармоника у улазном сигналу,
- повећан је ниво излазног напона, дуплиран је са две диоде,
- отпорније су на електростатичко пражњење и робусније од LBSD,
- карактерише га много мања фреквенцијска зависност.

Диодни сензори микроталасне снаге имају главне карактеристике:

- осетљивост до -70 dBm,
- мерни опсег за микроталасну снагу од -70 dBm до -20 dBm,
- динамички опсег 50 dB,
- веома брз одзив, око 1 ms,
- могу се користити за мерење импулсних сигнала и импулсне снаге, PEP,
- могу мерити средњу снагу сигнала, модулисане сигнале,
- у истом мерном опсегу термопретварачки сензори имају бољу мерну несигурност од диодних сензора.

Диодни сензори се у погледу мерног опсега допуњају са термопретварачким сензорима, па је уобичајено да се у комплекту сензора са једним ватметром нађе по

неколико сензора оба типа, чиме се добија могућност мерења микроталасне снаге у широком мерном опсегу од 100 pW до 25 W. Класични диодни сензори покривају мерни опсег од -70 dBm до -20 dBm, а термопретварачки од -30 dBm до 20 dBm. Диодни сензори у истом мерном опсегу имају ипак већу мерну несигурност. Диодни и термопретварачки сензори се надопуњавају по мерном опсегу, а користе исту врсту ватметара. Диодни сензори имају већу брзину читавања (бржи одзив).

3.5.3 Диодни сензори са проширеним мерним опсегом

Класични диодни сензори, који раде у области квадратне законитости, као што смо видели, имају мерни опсег око 50 dB (-70 dBm до -20 dBm). Постоје два начина да се повећа мерни опсег диодних сензора чак до 90 dB.

Први начин је да се применом микропроцесора и накнадне обраде података изврши **корекција линеарности** и смањи одступање преносне карактеристике диоде од криве квадратне законитости и на тај начин прошири област примене квадратне законитости на мерни опсег од -70 dBm до 20 dBm (корекција криве са слике 2.16). Та метода проширења је ограничена брзином ватметра и није погодна да се примени на системе где нису усаглашене брзине преноса података у ватметру, брзина читавања сензора и брзина рада мерног система. Овај принцип проширења мерног опсега је примењен код **Сензори снаге широког динамичког опсега за CW сигнале (Wide-Dynamic-Range CW-only Power Sensor)**. Овај тип сензора снаге примењује се само за мерење средње снаге немодулисаних сигнала (CW).

Други принцип проширења мерног опсега је да се област квадратне зависности „помери“ у област виших нивоа снаге. То се постиже **мултипликацијом диода** (формира се група диода) у сензору и формирањем два или три одвојена пута-тока сигнала, за више и ниже нивое снаге. Односно један ток сигнала се примењује за ниже нивое снаге са нормалним положајем криве квадратне законитости. Други ток сигнала се примењује за више нивое снаге, где је крива квадратне законитости померена у област виших напона тј. нивоа снаге. Овај принцип је примењен код **диодних сензора са два тока снаге и слогом диода, (Two-path diode stack sensors)**.

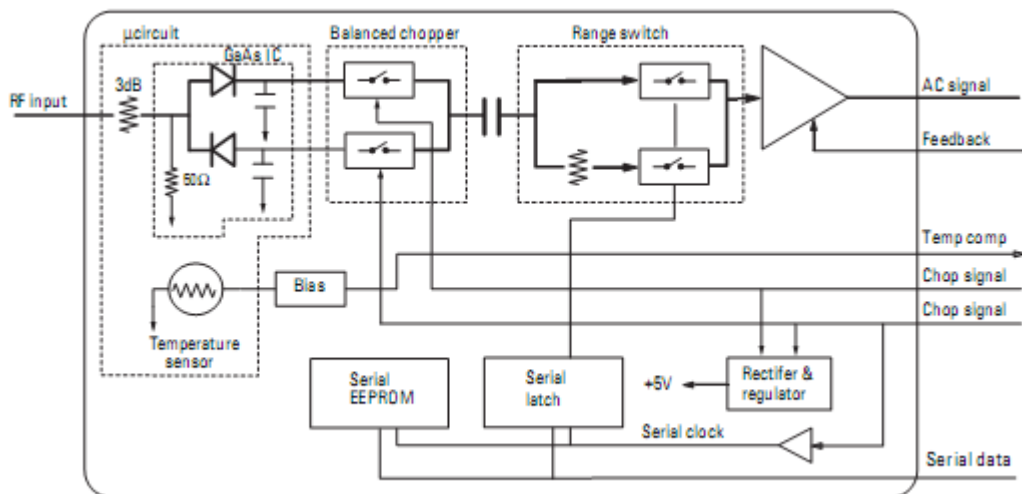
3.5.3.1 Сензори снаге широког динамичког опсега за CW сигнале

Развој дигиталне обраде података и примена нових микроталасних технологија значајно су унапредиле сензоре и ватметре за мерење микроталасне снаге. Пример за значајно унапређење карактеристика је савремени диодни сензор са проширеним динамичким опсегом намењен за CW сигнале. Нови диодни сензор Е серије, произвођача Agilent, има мерни опсег од -70 dBm до 20 dBm и фреквенцијски опсег од 10 MHz до 18 GHz, за сензор E4412A и од 10 MHz до 26,5 GHz, за сензор E4413A. Овај тип сензора примењује се само за мерење средње снаге немодулисаних сигнала (CW). Да би се добио динамички опсег мерења снаге од 90 dB, код овог типа сензора и ватметара примењена је техника корекције линеарности и савремених микроталасних технологија уз примену микропроцесора и EEPROM меморија за обраду података тј. корекцију читавања. Блок шема сензора Е серије (E4413A) је приказана на слици 3.18 [3], [25].

Конструкција сензора Е серије заснована је на примени MMIC (microwave monolithic integrated circuit) технологија, примени PDB диода, примени две диоде у детектору, FET

транзистора за израду чопера, а све то је омогућило ефикасну детекцију и обраду веома малих сигнала.

Проширење мерног опсега је постигнуто применом дигиталне обраде података и корекције читавања сензора на основу података који су смештени у сваки појединачни сензор у EEPROM меморију. На основу података из EEPROM меморије врши се корекција линеарности, температурна компензација и корекција фактора еталонирања. Наиме у меморији сензора се налазе подаци о зависности читавања сензора од фреквенције, температуре и нивоа мерене снаге. Микропроцесор узима у обзир температуру, фреквенцију сигнала и ниво снаге и врши корекцију читавања сензора. Фреквенцију уноси корисник пре почетка мерења на панелу ватметра, температуру читава посебан температурни сензор у сензору снаге, а ниво снаге се приближно одређује пре мерења и корекције.



Слика 3.18: Блок шема диодног сензора E4413A, са проширеним мерним опсегом.

Микропроцесор обрађује све податке и коригује читавање ватметра на основу наведених параметра који су смештени у EEPROM. На тај начин се врши корекција криве квадратне зависности и омогућава проширење мерног опсега до -70 dBm до 20 dBm.

Принцип рада диодног сензора E серије је сличан као код осталих диодних и термопретварачких сензора (слика 3.12). Блок шема је приказана на слици 3.18.

Посебно микроталасно коло-диодни претварач садржи две PDB диоде које врше детекцију микроталасног сигнала, односно претварање микроталасне снаге у једносмерни напон који је пропорционалан нивоу снаге на улазу. Како је у питању обично низак ниво детектованог сигнала, сигнал се у синхронном чоперу (фреквенција “сецкања” 220 Hz) претвара у нискофреквентни наизменични сигнал, ради преноса до ватметра и елиминисања нежељеног термоелектричног ефекта. Сигнал пролази кроз регулатор опсега. Наиме у сензору се третирају два нивоа сигнала, нижи и виши. Виши ниво се додатно слаби, а нижи ниво се додатно појачава. Сигнал даље пролази кроз прву половину улазног појачавача где се појачава и каблом преноси до ватметра.

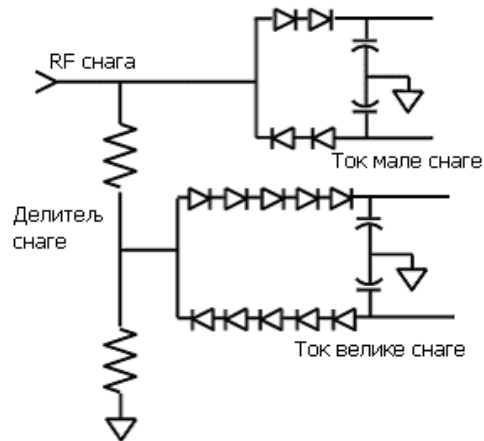
У диодном сензору се налази додатни температурни сензор, који мери температуру диодне плочице и тај податак прослеђује ватметру (серијска веза) који на основу тога врши одређене корекције читавања. У сензору се налази EEPROM меморија са таблицама података о утицају температуре, фреквенције и нивоу снаге који се мери на читавање сензора. Ватметар комуницира са сензором и аутоматски преузима податке из

сензора. Ако се прикључи сензор старе генерације (без EEPROM-а) ватметар не врши корекције читавања. Могуће је само ручно поставити фактор еталонирања (обухвата утицај фреквенције на читавање снаге).

Код сензора Е серије фактори еталонирања се налазе у две посебне табеле уписани у EEPROM, за ниже и више нивое сигнала ради обезбеђења веће тачности мерења снаге. Ако је потребно извршити промену фактора еталонирања због рекалибрације или поправке, нови фактори се морају уписати у EEPROM сензора посебним програмом.

3.5.3.2 Диодни сензори са два тока снаге и слогом диода

Други начин проширења мерног опсега диодних сензора је „померање“ криве квадратне зависности диоде у подручје виших снага. На овај начин је могуће проширити мерни опсег диодних сензора и добити динамички опсег до 80 dB. Овај принцип је реализован код сензора серије Agilent E9300, [3]. Принциписко решење реализације овог типа сензора је да се формирају два одвојена пута снаге. Посебан пут за више нивое и посебан пут за ниже нивое снаге. Упростиена шема овог типа сензора приказана је на слици 3.19 [12].



Слика 3.19: Шема диодног сензор са два тока снаге и слогом диода.

За реализацију овог решења примењена је конфигурација **дупли сензор/диодни пар/делитељи/диодни пар**. Оваква конфигурација обезбеђује да се диоде сензора увек одржавају унутар области квадратне зависности (тада је $V_{DCiZl} \approx P_{RF}$). То је омогућено кроз замену појединачних диода у сензору са слогом серијски везаних диода, што је довело до проширења области квадратне зависности према вишим нивоима снаге, на рачун смањења осетљивости сензора. Серијским везивањем диода смањује се осетљивост сензора, али се помера навише горња граница максималне снаге области квадратне зависности и повећава динамички опсег, тј. шири се област примене квадратне зависности, у поређењу са појединачним диодама.

Приказани сензор формира два тока снаге. Диодни пар слогова са по две диоде (горњи) је ток (или пут) за ниже нивое снаге (-60 dBm до -10 dBm), а отпорни делитељ снаге и пар слогова са по пет диода (доњи) је ток за више нивое снаге (-10 dBm до 20 dBm). Ту је и брзи серијски прекидач, реализован са FET транзисторима, који искључује ток нижих нивоа снага (горњи слог) када је на улазу присутан виши ниво снаге. Пребацавање између тока виших нивоа снаге и нижих нивоа снаге врши се на основу детектованог нивоа средње снаге у ватметру. Делитељем снаге и прекидачем се обезбеђује да се на диодне слокове доводи само одговарајући ниво снаге, виши или

нижи. Конструкција диодног слога, са више диода, је таква да обезбеђује да диоде у слогу, у одговарајућем опсегу снаге виши и нижи ниво, раде у области квадратне зависности. То омогућава исправну детекцију снаге.

Наведени сензор серије Agilent E9300 има мерни опсег од -60 dBm до 20 dBm, динамички опсег 80 dB, у фреквенцијском опсегу од 10 MHz до 6 GHz или 18 GHz. Мерна несигурност мерења је од 2% до 3%, у зависности од нивоа снаге. Како сензор увек ради у области квадратне зависности могуће га је користити за мерење средње снаге CW сигнала али и средње снаге комплексних модулисаних сигнала, практично средње снаге било ког облика сигнала. Овакви сензори имају велику брзину читавања, максимална брзина је до 200 читавања у секунди.

3.5.4 Савремени микроталасни ватметри за термопретварачке и диодне сензоре

Термопретварачки и диодни сензори Е серије морају се користити са савременим ватметрима Е серије. То су уређаји са микропроцесорима који поседују DSP (digital signal processing) модуле и омогућавају да се искористе побољшане карактеристике сензора Е серије. DSP омогућава корекције читавања сензора, проширује мерни опсег и повећава брзину мерења. DSP технологија омогућава аутоматски избор мерног опсега, бржу детекцију сигнала, синхронизује детекцију, дигитално-аналогну конверзију (ADC) и програмско филтрирање. Ватметар поседује 32-битни формат података који омогућава динамички опсег диодног сензора од 90 dB. Учитавање фактора еталонирања сензора, врши се из EEPROM меморије и омогућена је корекција очитане снаге према: нивоу примењене снаге (од -70 dBm до 20 dBm), фреквенцији мереног сигнала и радној температури околине.



Слика 3.20: Ватметар Agilent E4418B и диодни сензори E9300 и E4413A, из Е серије.

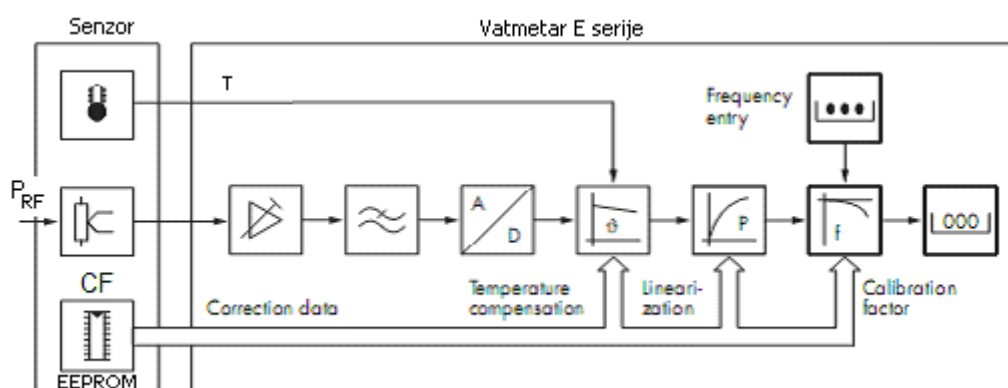
Нови ватметри су компатибилни и са сензорима старе генерације. Када се прикључе сензори без EEPROM меморије, ватметар не врши корекције мерења али је омогућен рад као са ватметрима старе генерације. Представници ватметара Е серије су E4418B (једноканални) и E4419B (двоканални). Фотографија ватметра и сензора Е серије дата је на слици 3.20.

Приликом мерења, прво је потребно извршити процедуру „нуловања“ и калибрације, прикључењем сензора на референтни извор снаге 1mW/50 MHz. Након тога је потребно унети фреквенцију мереног сигнала, да би се из меморије учитао одговарајући фактор еталонирања. Након тога је ватметар спреман за мерење снаге.

На слици 3.21 дата је уопштена блок шема савременог ватметра са корекцијом података очитавања, које омогућава проширење динамичког опсега до 90 dB [6].

Сигнал из сензора је веома ниског нивоа и ради преноса до ватметра претвара се у нискофреквентни сигнал, помоћу чопера и појачавача. Поред нискофреквентног сигнала очитавања сензора у ватметар долазе и дигитални подаци из EEPROM-а. Улазни сигнал се по потреби додатно појачава или слаби и филтрира кроз НФ филтар, ради укидања наизменичне компоненте. Једносмерни сигнал се води на AD (аналогно-дигитални) конвертор, где се сигнал очитавања сензора дигитализује. Након тога микропроцесор и DSP модул преузимају дигитализовани сигнал очитавања сензора, податке из EEPROM меморије, вредности температуре и фреквенције мереног сигнала (унет на предњој плочи инструмента). Микропроцесор и DSP модул врше корекцију очитане снаге, тј. врши се температурна компензација, линеаризација снаге и фреквенцијска корекција. Тако кориговани сигнал се приказује на дисплеју ватметра и представља очитану снагу, [2].

Блок шема представника савремених дигиталних ватметра са микропроцесорима и DSP је дата на слици 3.22, то су ватметри Agilent E4418B и E4419B, [2][3]. Ватметар E4419B је потпуно исте конструкције само што има могућност истовременог прикључења два сензора. Тај ватметар се користи, поред осталих, у аутоматизованом мерном систему у овом раду.

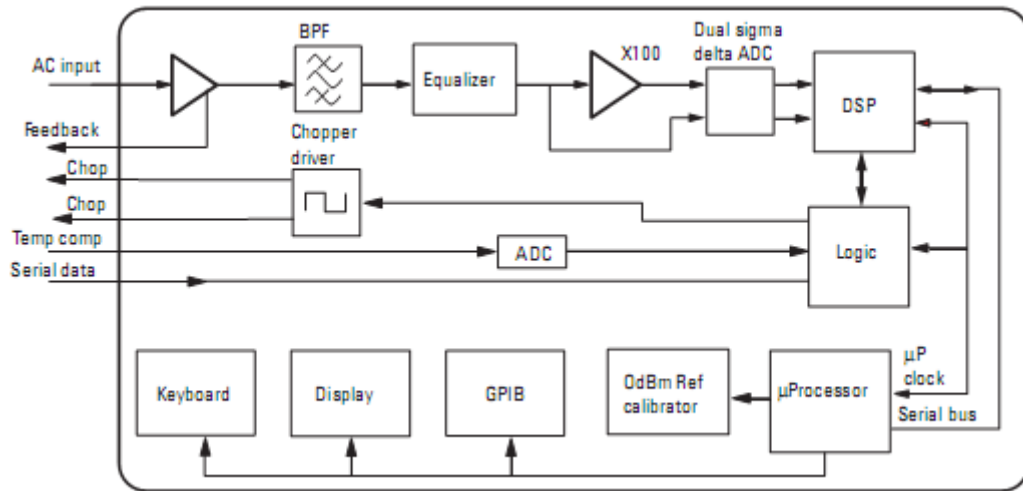


Слика 3.21: Уопштена блок шема савременог ватметра са корекцијом података.

Претпојачани сигнал из сензора (са слике 3.18) доводи се на другу половину претпојачавача у ватметру преко спојног кабла. Сигнал се ту појачава додатно, кондиционира и филтрира. Након тога се сигнал дели и један део се води на улазни појачавач. Након тога се оба сигнала, појачани и не појачани наизменични сигнали (чоповани), воде на двоструки ADC модул (аналогно-дигитални конвертор).

Дигитализовани сигнал са серијског излаза ADC се води на DSP процесор којим управља главни микропроцесор. Диференцијални сигнал (chopper drive), синхронизован са тактом узорковања из ADC, је излаз који управља радом чопера у сензору. ADC прослеђује 20-битне податке ка DSP. У логичком склопу се прикупљају подаци о температури сензора, фреквенцији и факторима еталонирања сензора из EEPROM. Микропроцесор управља радом DSP и логичког склопа и врши корекцију очитаних података. Корекција очитане снаге се врши на основу температуре околине, нивоа

примењене снаге и фреквенције сигнала. Овде не постоји могућност бирања опсега као код старих, аналогних ватметара, опсег се аутоматски поставља.



Слика 3.22: Блок шема савременог ватметра Agilent E4418B и E4419B.

Кориснички мени ватметра омогућава кориснику да бира облик и формат приказивања података на дисплеју. Податке је могуће приказати у W или dBm, могуће је унети и меморисати компензације губитака примењених атенуатора, спрежњака или губитке каблова уношењем "offset" вредности. Када се примењују два сензора може се рачунати однос A/B, B/A, A-B, B-A, или рачунати релативну снагу. На дисплеју се могу приказати дигитални бројеви или симулација аналогног показивача. Ватметар поседује три брзине читавања, нормални, x2, и брзи мод. Брзина читавања снаге је 20/40 читавања у секунди и у брзом моду 200 читавања у секунди. У брзом моду није доступан опсег испод -50 dBm, због примене уског филтра који има велику временску константу. Ватметар има неколико интерфејса (GPIB, RS232, LAN) и омогућава повезивање и аутоматизоване мерне системе. Компатибилан је са старим верзијама ватметара и може их заменити у аутоматизованим мерним системима. Ватметри E серије се могу користити са старим сензорима без EEPROM.

На предњој плочи је уграђен прецизни референтни извор снаге 1mW/50 MHz, тачности $\pm 0,7\%$ и стабилности 1,2% годишње, који је следив према NIST-у. Користи се за „калибрацију“, подешавање сензора пре почетка мерења на референтну вредност.

Техничке карактеристике микроталасног ватметра Agilent E4418B и E4419B, као карактеристичног представника савременог ватметра су [26]:

- фреквенцијски опсег 100 kHz до 110 GHz, зависно од примењеног сензора,
- мерни опсег снаге од -70 dBm до 44 dBm (100 pW до 25 W), зависно од сензора,
- E4418B једноканални и E4419B двоканални,
- компатибилан са сензорима серије Agilent 8480 и E серије, термопретварачки и диодни сензори,
- динамички опсег сензора 50 dB за серију Agilent 8480 и 90 dB за E серију,
- максимална резолуција 4 дигита за линеарни мод и 0,001 dBm за логаритамски мод,

- тачност за линеарни мод $\pm 0,5\%$ и за логаритамски мод $\pm 0,02$ dBm,
- референтни извор: 1 mW/50 MHz, тачност 0,7%, следив до NIST, SWR 1,05
- интерфејси GPIB и RS 232.

Поред наведених врста ватметара и сензора, данас постоје савремени сензори микроталасне снаге који за мерење не захтевају примену посебног ватметра (електронска мерна јединица). То су такозвани „**USB сензори**“, који се директно прикључују на РС рачунар преко USB интерфејса, [27]. У рачунари постоји посебан програм који омогућава рад ових сензора и симулира рад ватметра. Очитавање снаге и подешавање сензора се обавља преко рачунара и посебног програма.

3.6 Остала мерна средства за мерење микроталасне снаге

Поред наведених уређаја за мерење микроталасне снаге, који су у претходном излагању детаљно објашњени, постоје и други уређаји за мерење снаге на микроталасним фреквенцијама.

За мерење већих нивоа високофреквенцијских снага (и до 250 kW) на фреквенцијама до 2 GHz користе се **пролазни ватметри** [7]. Они се убацују у преносну линију, на пример антенског система, што им омогућава да остану укључени за време рада предајника. Пролазни ватметри омогућавају мерење снаге на преносној линији, а да при томе занемарљиво мало наруше ниво снаге на преносној линији. Спајање ватметра са преносном линијом обавља се помоћу усмерене спреге која се изводи индуктивном петљом или усмереним спрежњакком. Имају могућност мерење директне и рефлектоване снаге.

За мерење микроталасне снаге, поред ватметара са сензорима снаге, користе се и диодни детектори, анализатори фреквенцијског спектра и анализатори мрежа.

Диодни детектори омогућавају детекцију амплитуде сигнала и релативно мерење промене нивоа снаге. Обично се користе за стабилизацију и регулацију нивоа снаге при разним мерењима.

Анализатори фреквенцијског спектра и анализатори мрежа омогућавају спектралну анализу облика сигнала, али и мерење апсолутног нивоа снаге. Омогућавају мерење снаге у широком фреквенцијском и динамичком опсегу. Треба напоменути да мерење снаге није примарна функција анализатора фреквенцијског спектра и анализатора мрежа.

Наведени мерни уређаји неће се разматрати у овом раду.

4. МЕРНА НЕСИГУРНОСТ МЕРЕЊА МИКРОТАЛАСНЕ СНАГЕ

Мерна несигурност мерења микроталасне снаге зависи од више различитих фактора који варирају са фреквенцијом и мерним опсегом. Анализирајући узроке грешака и утицајне величине можемо их кориговати, повећавајући на тај начин тачност мерења, и прорачунати и смањити мерну несигурност.

У овом поглављу биће анализирани најважније утицајне величине које утичу на мерну несигурност мерења микроталасне снаге ватметрима са сензорима снаге и биће представљен прорачун мерне несигурности мерења микроталасне снаге са сензорима снаге, усаглашен са ISO препорукама. Прорачун и изражавање мерне несигурности, у сагласности је са препорукама "Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement", GUM [29], EA-4/02 [30], NIST Technical Note 1297 „Guidelines for Evaluating and Expressing the Uncertainty of NIST Measurement Results” [31] и GUM 1995 with minor corrections, Evaluation of measurement data – Guide to the expression of uncertainty in measurement [47]. То је важно за рад лабораторија акредитованих према стандарду SRPS ISO/IEC 17025:2017 [32]. Стандард SRPS ISO/IEC 17025 је међународни стандард који уређује рад испитних и метролошких лабораторија. Изражавање мерне несигурности је један од основних захтева стандарда и због тога је неопходно усвојити "ISO" методологију изражавања мерне несигурности дефинисану према наведеним Упутствима. То омогућава лакше упоређивање резултата истоветних и сродних мерења, представљених од различитих институција и појединаца.

Треба напоменути да несигурност неке карактеристике или величине, која се наводи у каталозима произвођача инструмената, по правилу представља проширену мерну несигурност, која се некада назива и гарантоване карактеристике или максимално одступање. То представља максимално могуће одступање неке карактеристике или промену вредности, коме одговара висока вредност статистичке сигурности реда величине 99%.

Анализом појединачних доприноса утицајних величина укупној мерној несигурности мерења снаге, дошли смо до закључка да доминантан утицај на укупну мерну несигурност имају несигурности неприлагођења и несигурност фактора еталонирања сензора. Поред ове две утицајне величине, значајан допринос мерној несигурности има и нелинеарност сензора. При одређеним условима мерења снаге, нелинеарност сензора може имати и највећи допринос укупној мерној несигурности, али је свакако једна од најзначајнијих (трећа) утицајних величина за мерну несигурност. Ово је посебно важно у условима примене сензора за мерење снаге на границама мерног опсега, у условима широког динамичког опсега мерења снаге, примене сензора на екстремним температурама рада и сл. Досадашња пракса и истраживања су се углавном фокусирала на смањење утицаја несигурности неприлагођења и несигурност фактора еталонирања сензора, а утицај нелинеарности је неоправдано занемариван. Ово истраживање управо има за циљ да покуша да изнађе начин да се максимално смањи мерна несигурност због нелинеарности сензора и тако додатно утиче на укупну мерну несигурност мерења снаге.

Основне утицајне величине (извори мерне несигурности), које се могу појавити при мерењу са сензорима снаге, а биће разматране у овом поглављу су: несигурност због неприлагођености, несигурност фактора еталонирања, несигурност температурног коефицијента, несигурност мерног инструмента, несигурност нивоа референтног

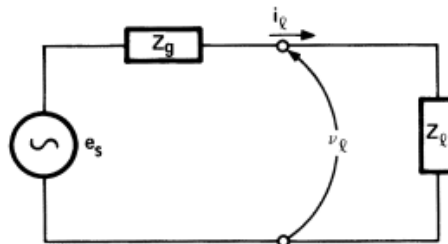
осцилатора, несигурност неприлагођења референтног осцилатора, несигурност постављања нуле, несигурност преношења нуле, несигурност дигиталне конверзије, несигурност због утицаја шума, несигурност нуле, несигурност нелинеарности, несигурност због таласног облика сигнала, несигурност поновљивости спајања конектора.

4.1 Анализа микроталасног кола

Пре почетка мерења снаге са завршним ватметрима са сензорима снаге, поготово у фреквенцијском опсегу до неколико гигахерца, мора се анализирати мерно коло. Ту се на првом месту мисли на анализу импеданси у мерном колу да би се избегле рефлексије које и код таласоводних и код коаксијалних компонената могу да изазову грешку већу од грешке самог мерног инструмента. Пошто је корекција ових грешака услов квалитетног мерења микроталасне снаге, неопходно је познавање коефицијента рефлексије за сваки употребљени пријемник, извор или микроталасну компоненту унесену у мерно коло и начина израчунавања одступања насталих из овог разлога.

Посебно се мора обратити пажња на рефлексију снаге на пријемнику, јер мерење микроталасне снаге завршним ватметрима подразумева да се сва приспела микроталасна снага дисипира на унутрашњем пријемнику сензора снаге. Такође се мора анализирати и генератор, и у већини случајева га је потребно изоловати од пријемника, да би се смањио коефицијент рефлексије, убацивањем ослабљивача, или применом усмереног спрежњака којим се симулира нулта рефлексија генератора.

Посматрајмо случај генератора микроталасне снаге [1] [33] који је окарактерисан електромоторном силом e_s и унутрашњом импедансом Z_g која се може представити неком отпорношћу и реактансом ($Z_g=R_g+j$). Генератор је прикључен на пријемник, импедансе $Z_l=R_l+jX_l$. У општем случају то је било који пријемник али ми можемо претпоставити да је то и сензор снаге којим желимо да измеримо снагу коју генератор испоручује пријемнику Z_l , слика 4.1.



Слика 4.1: Генератор прикључен на пријемник.

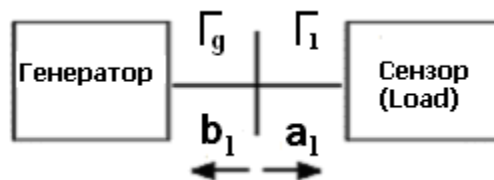
Да би генератор испоручио максималну снагу пријемнику, генератор и пријемник морају бити прилагођени, тј. импедансе морају бити коњуговано комплексне, $Z_g=Z_l^*$. Реактансе у колу морају бити истог модула, а супротног знака, $X_g=-X_l$. Отпорности морају бити једнаке, $R_g=R_l$. Према томе, да би се из извора добила максимална расположива снага, импеданса пријемника мора бити једнака коњуговано комплексној импеданси генератора. Када се ове две стварне импедансе познају, испоручена снага се може израчунати и упоредити са максималном расположивом снагом и затим одредити губици због неприлагођености (случај $Z_g \neq Z_l^*$).

На микроталасним фреквенцијама се проблем још више компликује. Дужина преносне линије употребљене да би се повезао пријемник са генератором може бити

толика да измени импедансу пријемника на неку другу вредност на прикључцима генератора. Оно што генератор "види" је одређено стварном импедансом пријемника, дужином преносне линије и карактеристичном импедансом линије, Z_0 . У идеалном случају, када би сви елементи у систему имали импедансу једнаку карактеристичној импеданси линије, био би постигнут максималан пренос снаге. Међутим, у реалном случају ни генератор ни пријемник немају импедансу Z_0 . Штавише, стварне импедансе готово никад нису тачно познате. Дају се само у облику коефицијента стојећег таласа (KST), коме недостаје информација о фази. Као резултат овога, снага испоручена пријемнику Z_l (нпр. сензору снаге), а тиме и губици због неприлагођености, могу да се дају само у границама мерне несигурности. Ова несигурност се повећава са повећањем KST-а, и то је основни разлог зашто произвођачи теже да смање KST микроталасних компонената. Спецификација тачности неких комерцијалних система за мерење снаге се базира на претпоставци да је унутрашња импеданса генератора Z_0 . Практично говорећи, готово никад импеданса генератора није Z_0 , па оваква спецификација није реална. Због тога је потребно извршити анализу мерења и прорачунати колика је грешка, односно мерна несигурност мерења снаге проузрокована неприлагођењем предајника (Z_g) и пријемника (Z_l), односно колико KST генератора и пријемника утичу на несигурност мерења снаге.

Концепт анализе струјног кола разматрањем импеданси, напона и струје, на фреквенцијама преко 300 MHz, губи подесност и замењује се концептом анализе кола преко разматрања снага, директног и рефлектованог таласа и коефицијената рефлексије у колу. Амплитуда и фаза импедансе зависе од позиције на преносној линији. Коефицијент рефлексије је стабилнија величина, амплитуда је константна, а фаза се мења линеарно у зависности од растојања од пријемника. То је повољније и једноставније за анализу кола. У наредним разматрањима користићемо интензитет директног и рефлектованог таласа и њихов однос, коефицијент рефлексије (Γ).

У колу на слици 4.2, спојени су генератор и пријемник (нпр. сензор снаге), са дефинисаним карактеристикама преко одговарајућих коефицијената рефлексије Γ_g и Γ_l .



Слика 4.2: Спој генератора и пријемника (сензора).

$$\Gamma_l = \frac{b_l}{a_l} \quad (4.1)$$

Карактеристика пасивног пријемника (потрошача) дата је са коефицијентом рефлексије Γ_l . У изразу (4.1), a_l је пропорционално са напонем инцидентног (директног) таласа, а b_l је пропорционално са напонем рефлектованог таласа на пријемнику и обе величине су комплексне и зависне од фреквенције.

Коефицијент рефлексије Γ_l је комплексна величина коју карактеришу модуо коефицијента рефлексије $\rho_l = |\Gamma_l|$ и фаза $\theta_l = \arg(\Gamma_l)$.

Ако су a_l и b_l ефективне вредности напона нормализоване са $\sqrt{Z_0}$ (где је Z_0 карактеристична импеданса преносне линије) тада се могу применити релације [1] [33]:

$$P_i = |a_l|^2 \text{ и } P_r = |b_l|^2 \quad (4.2)$$

где су P_i инцидентна снага на пријемнику, а P_r рефлектована снага од пријемника. У том случају снага коју апсорбује пријемник P_d је дефинисана као:

$$P_d = P_i - P_r = |a_l|^2 - |b_l|^2 \quad (4.3)$$

На основу израза (4.1) и (4.2), како је већ наведено у изразу (2.13) однос инцидентне P_i и рефлектоване снаге P_r дефинише модул коефицијента рефлексије, тј. $\rho_l^2 = \frac{P_r}{P_i}$, а на основу израза (2.13), (4.3) и (2.15) апсорбована (дисипована) снага на пријемнику P_d је дефинисана са изразом (2.16): $P_d = P_i(1 - \rho_l^2)$.

Познато је да се коефицијент рефлексије потрошача Γ_l може дефинисати и преко његове импедансе Z_l и карактеристичне импедансе система Z_0 , преко израза:

$$\Gamma_l = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} \quad (4.4)$$

Напон V_l и струја I_l на потрошачу се дефинишу са изразима (4.5) и (4.6), где су [34]:

$$V_l = \text{incidentni napon} + \text{reflektovani napon} = \sqrt{Z_0}(a_l + b_l) \quad (4.5)$$

$$I_l = \text{incidentna struja} - \text{reflektovana struja} = \frac{1}{\sqrt{Z_0}}(a_l - b_l) \quad (4.6)$$

Тада се добија да је a_l и b_l дефинисано са [34]:

$$a_l = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}}(V_l + Z_0 I_l) \quad (4.7)$$

$$b_l = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}}(V_l - Z_0 I_l) \quad (4.8)$$

Као што се види изрази (4.5),(4.6),(4.7),(4.8), који се користе у оквиру анализе мрежа, су доста сложени и нису погодни за примену у овом разматрању везаном за снагу. Изрази (4.1),(4.2),(4.3) су много једноставнији, јаснији и погоднији за разматрања о микроталасној снази. Надаље ће се користити појмови коефицијент рефлексије, инцидентна снага, рефлектована снага и интензитет директног и рефлектованог таласа.

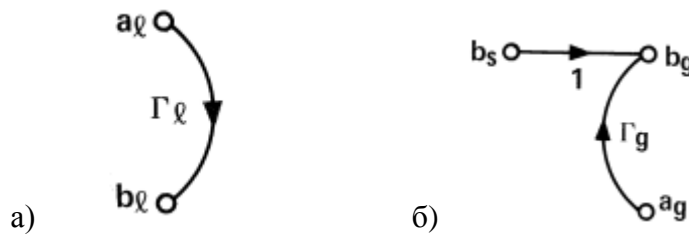
Најједноставнија метода за мерење коефицијента рефлексије Γ_l је да се измери посебно a_l и b_l , интензитети који оговарају директном (инцидентном) и рефлектованом таласу и да се те вредности поделе према обрасцу (4.1). Али обично је доста тешко измерити вредности интензитета за рефлектовани и директни талас, сваки посебно. Међутим, директни и рефлектовани талас, због интерференције, образују на преносној линији стојећи талас, који има своје минимуме и максимуме, а који зависе од интензитета a_l и b_l . Наиме, максимум стојећег таласа је једнак збиру интензитета $\max = |a_l| + |b_l|$, а

минимум је једнак разлици интензитета $U_{\min} = |a_l| - |b_l|$. Однос максимума и минимума стојећег таласа назива се **коэффициент стојећег таласа KST**, (standing-wave ratio-SWR, или voltage-standing-wave-ratio-VSWR). Овај однос максимума и минимума стојећег таласа KST, може се мерити помоћу прорезаног мерног вода са покретним детектором амплитуде или на савременији начин помоћу анализатора мреже. KST је у повезан са модулом коефицијента рефлексије $\rho_l = |\Gamma_l|$ преко релације (4.9):

$$KST = \frac{|a_l| + |b_l|}{|a_l| - |b_l|} = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{1 + \left| \frac{b_l}{a_l} \right|}{1 - \left| \frac{b_l}{a_l} \right|} = \frac{1 + \rho_l}{1 - \rho_l} ; \quad KST \in [1, +\infty] \quad (4.9)$$

KST има вредност између 1 и $+\infty$, а модуо коефицијента рефлексије ρ_l има вредност између 0 и 1. Однос између модула коефицијента рефлексије $\rho_l = |\Gamma_l|$ и KST може се израчунати:

$$\rho_l = \frac{KST - 1}{KST + 1} ; \quad \rho_l \in [0, 1] \quad (4.10)$$



Слика 4.3: а) дијаграм тока сигнала на страни пријемника, б) дијаграм тока сигнала на страни генератора.

При анализи кола и тока сигнала између генератора и потрошача, погодно је применити визуелни приказ тока сигнала такозвани „**дијаграм тока сигнала**“ [3][35]. На слици 4.3а је приказан потрошач и анализа кола помоћи дијаграма тока сигнала. Дијаграм тока сигнала има два чвора, један представља a_l инцидентни талас, а други представља рефлектовани талас b_l . Чворови су спојени стрелицом интензитета Γ_l , која представља коефицијент рефлексије пријемника. Стрелица означава да се из стања a_l прелази у стање b_l преко рефлексије тј. множењем са Γ_l . Дијаграм тока сигнала са слике 4.3 приказује да је:

$$a_l \Gamma_l = b_l \quad (4.11)$$

Анализа кола на страни генератора. Слично као што смо генератор на слици 4.1 окарактерисали импедансом Z_g и електромоторном силом e_s , тако се у овом приступу анализе кола генератор може окарактерисати коефицијентом рефлексије генератора Γ_g и са b_s , карактеристика генератора да генерише интерни талас интензитета b_s . Анализа кола на страни генератора је дата на слици 4.3б:

$$b_g = b_s + \Gamma_g a_g \tag{4.12}$$

Где је:

b_g излазни талас из генератора,

b_s интерни талас генерисан у генератору,

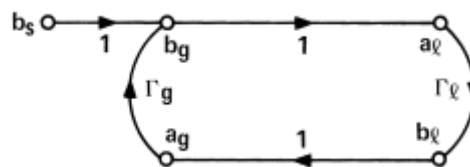
a_g инцидентни талас на генератор са друге компоненте,

Γ_g коефицијент рефлексије генератора.

$$\Gamma_g \text{ је у релацији са импедансом } Z_g: \Gamma_g = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \tag{4.13}$$

Када је генератор прикључен на карактеристично оптерећење Z_0 тада је $\Gamma_l = 0$, тј. не постоји рефлексија на потрошачу, и тада је снага коју генератор предаје карактеристичном оптерећењу једнака P_{gz0} :

$$P_{gz0} = |b_s|^2 \tag{4.14}$$



Слика 4.4: Комплетан дијаграм тока сигнала за генератор прикључен на пријемник.

На слици 4.4 приказан је комплетан дијаграм тока сигнала за генератор прикључен на пријемник. Са дијаграма се види ток сигнала између генератора и пријемника када су спојени без губитака, директно. Излазни талас из генератора долази до потрошача и постаје инцидентни талас, а рефлектовани талас од потрошача постаје инцидентни талас на генератору. Види се да су чворови $(b_g$ и $a_l)$ и $(b_l$ и $a_g)$ повезани са коефицијентом 1, што значи да комплетан рефлектовани талас од пријемника b_l постаје инцидентни талас на генератори a_g и комплетан рефлектовани талас од генератора b_g постаје инцидентни на пријемнику a_l .

Са слике 4.4 се може видети и ефекат неприлагођења или рефлексије. Прво се снага са генератора рефлектује од пријемника. Та рефлектована снага стиже до генератора ту се поново рефлектује од генератора и комбинује се са новом снагом коју генерише генератор и такве граде нову инцидентну снагу на пријемнику. Нова инцидентна снага се поново рефлектује од пријемника и процес се понавља. Покушајмо да нађемо обрасце који описују овај процес.

Из обрасца (4.1) и са дијаграма тока сигнала се може добити:

$$b_l = \Gamma_l a_l = a_g \tag{4.15}$$

Из израза (4.12) и са дијаграма се може добити:

$$b_g = b_s + \Gamma_g a_g = a_l \tag{4.16}$$

Ако применимо израз (4.15) и уведемо смену у (4.16) добија се израз за инцидентни талас на пријемнику (4.17):

$$a_l = \frac{b_s}{1 - \Gamma_g \Gamma_l} \quad (4.17)$$

Множењем (4.17) са Γ_l , према (4.15) добија се израз за рефлектовани талас на пријемнику:

$$b_l = \frac{b_s \Gamma_l}{1 - \Gamma_g \Gamma_l} \quad (4.18)$$

Применом почетних разматрања из образаца (4.2) могу се израчунати инцидентна (директна) и рефлектована снага:

$$P_i = |a_l|^2 = |b_s|^2 \frac{1}{|1 - \Gamma_g \Gamma_l|^2} \quad (4.19)$$

$$P_r = |b_l|^2 = |b_s|^2 \frac{|\Gamma_l|^2}{|1 - \Gamma_g \Gamma_l|^2} \quad (4.20)$$

Снага коју апсорбује пријемник, P_d је једнака снази коју је генератор испоручио реалном пријемнику (Z_l), P_{gl} , на основу образаца (4.3), (4.16), (4.19) и (4.20)

$$P_d = P_{gl} = P_i - P_r = |b_s|^2 \frac{1 - |\Gamma_l|^2}{|1 - \Gamma_g \Gamma_l|^2} \quad (4.21)$$

Овај образац за снагу коју апсорбује пријемник, односно коју генератор испоручује пријемнику има два посебна случаја који нас интересују. **Први случај** је када је пријемник такав да нема рефлексије, односно да је $\Gamma_l = 0$, а то је случај када је импеданса пријемника једнака карактеристичној импеданси $Z_l = Z_0$. У том случају из обрасца (4.21) се добија:

$$P_d = P_{gl} |_{Z_l=Z_0} = P_{gZ_0} = |b_s|^2 \quad (4.22)$$

Овај случај када је $Z_l = Z_0$, користи се за одређивање b_s као битне карактеристике генератора (дато у 4.14). Снага P_{gZ_0} назива се снага коју генератор предаје прилагођеном оптерећењу, (када је $Z_l = Z_0$). **Тада се каже да је генератор прилагођен.**

Други случај који нас занима је када је испуњен услов да је $\Gamma_g = \Gamma_l^*$, то значи да су коефицијент рефлексије генератора и пријемника коњуговано комплексни. То такође значи и да су импедансе генератора и пријемника коњуговано комплексне ($Z_l = Z_g^*$). Тада се каже да је генератор „**коњуговано прилагођен**“ и тада генератор предаје максималну расположиву снагу пријемнику, P_{av} . Израз за максималну расположиву снагу се добија из (4.21) када је испуњен услов $\Gamma_g = \Gamma_l^*$:

$$P_{av} = \frac{|b_s|^2}{1 - |\Gamma_g|^2} \quad (4.23)$$

Ако се упореде изрази за снагу на прилагођеном оптерећењу P_{gZ_0} (4.22) и максимално расположиву снагу P_{av} , (4.23) може се видети да је $P_{av} \geq P_{gZ_0}$.

Снага P_{av} , (2.23) је максимална снага коју може предати генератор неком оптерећењу и тада се каже да је генератор „**коњуговано прилагођен**“.

Користећи изразе добијене у претходним разматрањима (4.21), (4.22), (4.23), извршимо анализу односа снага коју генератор испоручује реалном потрошачу (Z_l, Γ_l) и коју би испоручивао да је потрошач прилагођен (када је $Z_l=Z_0=Z_g$) или када је потрошач „коњуговано прилагођен“ ($Z_l=Z_g^*, \Gamma_l=\Gamma_g^*$).

У случају када је мерни сензор (реални пријемник, Γ_l) прикључен на генератор он апсорбује и мери снагу P_d , која је једнака снази P_{gl} коју генератор предаје потрошачу ($P_d=P_{gl}$), према (4.21). Снага која карактерише генератор P_{gl} и коју би генератор предао прилагођеном потрошачу је P_{gZ_0} , према (4.22), однос ове две снаге је:

$$\frac{P_{gZ_0}}{P_{gl}} = \frac{P_{gZ_0}}{P_d} = \frac{|1 - \Gamma_g \Gamma_l|^2}{1 - |\Gamma_l|^2} \quad (4.24)$$

Ако се тај однос изрази у dB :

$$10 \log \frac{P_{gZ_0}}{P_{gl}} = 10 \log |1 - \Gamma_g \Gamma_l|^2 - 10 \log (1 - |\Gamma_l|^2) \quad (4.25)$$

Израз (4.25) дефинисан у dB назива се „**Z₀ губици неприлагођења**“, (the Z_0 mismatch loss). Први део израза (4.25), $10 \log |1 - \Gamma_g \Gamma_l|^2$, се најчешће не може тачно израчунати и он дефинише **несигурност неприлагођења (Mismatch Uncertainty)**, а други део израза, $10 \log (1 - |\Gamma_l|^2)$, дефинише **губитке неприлагођења** на пријемнику (**Mismatch loss**). Губици неприлагођења, обухватају рефлексију снаге на пријемнику (сензору), могу се израчунати и коригују се помоћу фактора еталонирања сензора. Несигурност неприлагођења се најчешће не може тачно одредити, због непознавања вредности фазе коефицијента рефлексије генератора Γ_g и пријемника Γ_l . Обично је позната само вредност амплитуде коефицијента рефлексије генератора $\rho_g = |\Gamma_g|$ и пријемника $\rho_l = |\Gamma_l|$.

Сличан је случај и када се пореде снаге које генератор предаје коњуговано комплексном оптерећењу ($\Gamma_g=\Gamma_l^*$), P_{av} , (4.23) и снага коју генератор предаје реалном оптерећењу, P_{gl} , (4.21) тј. снага коју мери сонда P_d :

$$\frac{P_{av}}{P_{gl}} = \frac{|1 - \Gamma_g \Gamma_l|^2}{(1 - |\Gamma_l|^2)(1 - |\Gamma_g|^2)} \quad (4.26)$$

Ако се тај однос изрази у dB :

$$10 \log \frac{P_{av}}{P_{gl}} = 10 \log |1 - \Gamma_g \Gamma_l|^2 - 10 \log (1 - |\Gamma_g|^2) - 10 \log (1 - |\Gamma_l|^2) \quad (4.27)$$

Израз (4.27) дефинисан у dB назива се „**коњуговани губици неприлагођења**“, (the conjugate mismatch loss).

Наш задатак је да видимо колико тачно меримо снагу коју генератор испоручује пријемнику, у овом случају сензору који је директно спојен на генератор. У идеалном случају генератор је конструисан да има импедансу Z_o , и да може предати снагу P_{gZo} . Ако се споји пријемник такође импедансе Z_o тада неће постојати рефлексивна снага на пријемнику и како је $\Gamma=0$ из израза (4.24) се добија да је однос снага 1 тј. да су снаге коју предаје генератор и апсорбује сензор једнаке (овде је занемарена грешка сензора и ватметра које се јављају касније). Овај случај се може применити за одређивање карактеристике генератора $|b_s|$, (4.22). Сличан је случај и за образац (4.26) када су генератор и пријемник коњуговано комплексни, $\Gamma_g = \Gamma_l^*$.

Међутим, у реалном случају ни генератор ни пријемник немају импедансу Z_o , стварне импедансе готово никад нису тачно познате. Дају се само у облику коефицијента стојећег таласа (KST), који не садржи информација о фази. Када се генератор прикључи на реални пријемник долази до вишеструких рефлексивних на пријемнику и на генератору, тако да снага коју генератор може предати P_{gZo} и снага коју мери потрошач (сензор) P_{gl} , нису једнаке. Када бисмо знали тачне комплексне вредности коефицијената рефлексивне генератора и пријемника (сензора) Γ_g, Γ_l , на основу израза (4.24) и (4.26) могли бисмо да извршимо корекцију снаге коју је примио сензор P_{gl} (тј. која ће се измерити ватметром) и добити тачне вредности P_{gZo} и P_{av} . У том случају не би постојала несигурност мерења снаге.

4.2 Извори мерне несигурности мерења микроталасне снаге

Размотримо случај мерења микроталасне снаге завршним ватметром са сензором снаге. Постоји велики број утицајних величина и фактора који могу утицати на појаву грешке мерења микроталасне снаге и тиме допринети појави мерне несигурности резултата мерења. У овом делу ће бити обрађени најзначајнији извори мерне несигурности од којих су неки занемаривог доприноса, а неки значајно утичу на укупну мерну несигурност. Као изворе мерне несигурности са доминантним доприносом на укупну мерну несигурност, истичемо несигурност неприлагођења, несигурност фактора еталонирања и несигурност нелинеарности сензора снаге [3][6][28].

4.2.1 Несигурност неприлагођења (Mismatch Uncertainty)

Коефицијенти рефлексивне генератора и пријемника (Γ_g, Γ_l) су комплексни бројеви и ретко су потпуно дефинисани. Најчешће је познат само модуо коефицијента рефлексивне $\rho_l = |\Gamma_l|$ и $\rho_g = |\Gamma_g|$, који се може мерити на основу израза (2.13), (4.9) и (4.10) или је произвођач дефинисао максималну вредност у спецификацијама уређаја. Аргумент (фаза) коефицијента рефлексивне ($\theta = \arg(\Gamma)$) је најчешће непознат. На основу познатог модула коефицијента рефлексивне ρ_l и ρ_g може се извршити делимична корекција читавања снаге у изразима (4.25) и (4.27), али леви део израза због непознавања фазе коефицијента рефлексивне није могуће израчунати. Тај део израза утиче на немогућност тачног одређивања стварног нивоа снаге и назива се **Несигурност неприлагођења M (The Mismatch Uncertainty)**, и дефинисана је изразом:

$$M = |1 - \Gamma_g \Gamma_l|^2 \quad (4.28)$$

или ако се то изрази у (dB) на основу израза (4.25):

$$M [dB] = 10 \log |1 - \Gamma_g \Gamma_l|^2 \quad (4.29)$$

У случају, ако нам је ипак на основу мерења, познат модуло $\rho = |\Gamma|$ и фаза $\theta = \arg(\Gamma)$ коефицијента рефлексије и генератора и сензора, тада се може израчунати тачна вредност израза (4.28) и у том случају не постоји несигурност неприлагођења. Израз (4.28) се може поједноставити [28] и прилагодити за израчунавање, множењем два комплексна броја и на основу математичких трансформација добија се израз:

$$\begin{aligned} M &= |1 - \Gamma_g \Gamma_l|^2 = |1 - |\Gamma_g| |\Gamma_l| \cos(\theta_g + \theta_l) - i |\Gamma_g| |\Gamma_l| \sin(\theta_g + \theta_l)|^2 = \\ &= \left\{ 1 - |\Gamma_g| |\Gamma_l| \cos(\theta_g + \theta_l) \right\}^2 + \left\{ |\Gamma_g| |\Gamma_l| \sin(\theta_g + \theta_l) \right\}^2 = \\ &= 1 + |\Gamma_g|^2 |\Gamma_l|^2 - 2 |\Gamma_g| |\Gamma_l| \cos(\theta_g + \theta_l) \end{aligned} \quad (4.30)$$

Израз (4.30) нам омогућава да израчунамо тачну вредност коефицијента М, ако су познате вредности модула и фазе коефицијента рефлексије Γ_l и Γ_g , и извршимо потпуну корекцију читавања снаге због неприлагођења, на основу израза (4.24).

Како је углавном позната само вредност модула коефицијента рефлексије $\rho \in [0,1]$, а фаза $\theta \in [-\pi, \pi]$ је најчешће непозната, није могуће израчунати тачну вредност несигурности неприлагођења (М) и извршити корекцију резултата (4.24).

У том случају може се израчунати опсег у коме се налази вредност М. Односно могуће је одредити максималну и минималну вредност несигурности неприлагођења М, тј. „**границе несигурности неприлагођења**“, (M_u). Максимална и минимална вредност М је у случају када је вредност $\cos(\theta_g + \theta_l) = \pm 1$, те може написати:

$$M_{u \max} = 1 + |\Gamma_g|^2 |\Gamma_l|^2 + 2 |\Gamma_g| |\Gamma_l| = (1 + \rho_g \rho_l)^2 \quad (4.31)$$

$$M_{u \min} = 1 + |\Gamma_g|^2 |\Gamma_l|^2 - 2 |\Gamma_g| |\Gamma_l| = (1 - \rho_g \rho_l)^2 \quad (4.32)$$

$$M_{u \max} [dB] = 10 \log (1 + \rho_g \rho_l)^2 \quad (4.33)$$

$$M_{u \min} [dB] = 10 \log (1 - \rho_g \rho_l)^2 \quad (4.34)$$

Када је вредност фазе θ_g и θ_l непозната, несигурност неприлагођења $M = |1 - \Gamma_l \Gamma_g|^2$ има вредност између $(1 + \rho_g \rho_l)^2$ и $(1 - \rho_g \rho_l)^2$. Разлика између максималне и минималне вредности M_u је приказана у (4.35) и она ће се користити за одређивање стандардне мерне несигурности неприлагођења у поглављу 4.3.1:

$$M_{u \max} - M_{u \min} = (1 + \rho_g \rho_l)^2 - (1 - \rho_g \rho_l)^2 = 4 \rho_l \rho_g \quad (4.35)$$

Ако анализирамо изразе (4.24), (4.31), (4.32) може се добити да је вредност инцидентне снаге P_i на сензору, због несигурности неприлагођења М, која се налази у опсегу према следећем изразу:

$$\frac{P_{gz0}}{(1 + \rho_g \rho_l)^2} \leq P_i \leq \frac{P_{gz0}}{(1 - \rho_g \rho_l)^2} \quad (4.36)$$

Ова релација показује утицај мерне несигурности мерења снаге и доказује да сензор не може тачно мерити снагу која се испоручује потрошачу, осим ако није идеално прилагођен, тј. $\rho_l=0$ или ако нису потпуно познате вредности Γ_l и Γ_g .

Некада је погодније границе несигурности неприлагођења (M_u) изразити у процентима одступања од „1“, и тада је образац:

$$M_u [\%] = 100[(1 \pm \rho_g \rho_l)^2 - 1] \tag{4.37}$$

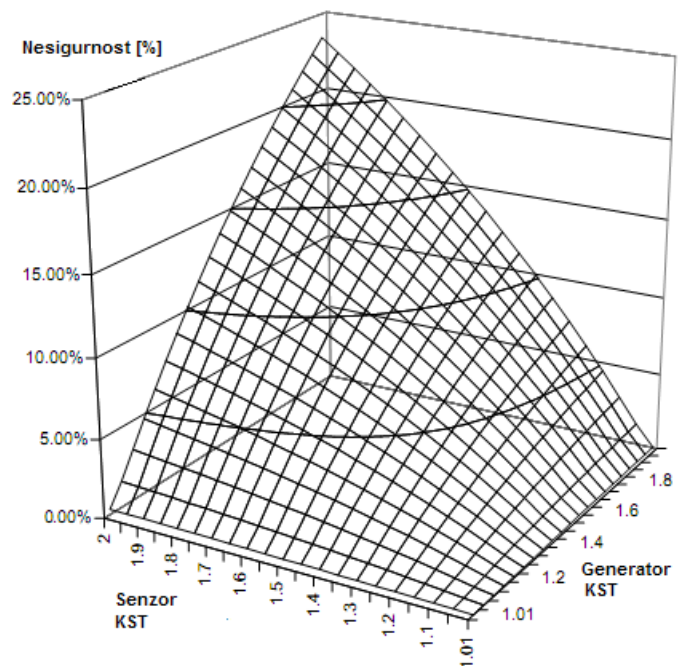
Као довољно добра апроксимација граница несигурности због неприлагођења, израза (4.37), кад је вредност $\rho_g^2 \rho_l^2 \approx 0$, могу се користити следећи изрази:

$$M_u [\%] \approx \pm 200 \rho_l \rho_g \tag{4.38}$$

Ако се примене трансформације $10\log(x) = 4,343 \log_e(x)$ и $\log_e(1+x) \approx x$, за $x \approx 0$, у изразу (4.33), (4.34), добија се израз за границе несигурности због неприлагођења у (dB) „[36]:

$$M_u [dB] \approx \pm 8,686 \rho_l \rho_g \tag{4.39}$$

Вредност несигурности неприлагођења M , обично није могуће тачно израчунати, али се на основу израза (4.31) и (4.32) могу израчунати максималне границе несигурности неприлагођења M_u . Грешка која се прави због неприлагођења креће се од вредности $M_{u \min}$ до $M_{u \max}$, у зависности од комбинације фаза Γ_g, Γ_l , према изразу (4.36).



Слика 4.5: График граница несигурности неприлагођења за различите вредности KST.

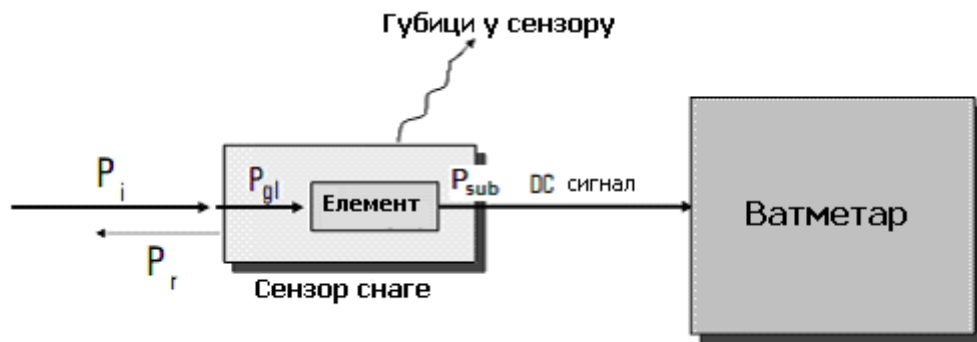
Да бисмо што више смањили грешку неприлагођења потребно је максимално прилагодити генератор и пријемник, тј. што више смањити вредности модула коефицијента рефлексије ρ_l и ρ_g . То није увек лако реализовати, а постоји и низ додатних проблема. Да би се смањиле вредности ρ_l и ρ_g прибегава се "раздвајању" генератора и пријемника неком компонентом са малим коефицијентом рефлексије [37] (усмерени спрежњак, ослабљивач, прилагодник импедансе итд.). У случају ослабљивача од 20 dB еквивалентни коефицијент рефлексије генератора је мањи 100 пута и своди се на излазни

коэффициент рефлексии ослаблителя. Наравно, у овом случају мора се тачно познавати слабљење ослабљивача да би се прорачунала права вредност снаге генератора. У противном, грешка мерења снаге или еталонирања може бити већа од смањења несигурности неприлагођења. На слици 4.5 је приказан график, који показује зависност несигурности неприлагођења за различите вредности KST генератора и сензора [27].

4.2.2 Ефективна ефикасност и фактор еталонирања сензора снаге

Поред несигурности због неприлагођења, на тачност мерења снаге значајно утичу још два фактора, који су везани за сензор и процес апсорпције микроталасне снаге. То су ефективна ефикасност и фактор еталонирања сензора.

У претходном излагању смо објаснили концепт апсорпције микроталасне снаге и претварања у једносмерну DC снагу која се после мери помоћу ватметра. Овај процес је приказан на слици 4.6. Потребно је да проширимо објашњење тог процеса.



Слика 4.6: Процес апсорпције микроталасне снаге у сензору.

Инцидентна снага, P_i коју генератор испоручује до сензора не улази сва у сензор и не претвара се сва у једносмерну DC снагу. Инцидентна снага се због рефлексии на сензору умањује за износ рефлектоване снаге, P_r и у сензор коначно улази одређен износ апсорбоване снаге, P_{gl} (или P_d према 4.2.1, $P_{gl}=P_d$). Апсорбована снага, P_{gl} која је ушла у сензор, треба да дође до сензорског елемента и ту да се трансформише у једносмерну DC или нискофреквентну снагу, P_{sub} која се мери помоћу ватметра. Али на путу до сензорског елемента јављају се одређени губици и грешке при претварању снага па се не трансформише сва снага P_{gl} у једносмерну супституисану снагу, P_{sub} . Управо ове губитке због рефлексии на сензору и губитке унутар самог сензора обухватају ова два фактора, **фактор еталонирања и ефективна ефикасност сензора**.

4.2.2.1 Ефективна ефикасност сензора

Губици микроталасне снаге унутар сензора, укључују снагу која улази у термисторску главу, али се не дисипира на сензорском елементу и не рефлектује се због неприлагођености. Ови губици могу бити у зидовима таласовода главе или у централном проводнику коаксијалне главе, губици у диелектрику кондензатора или због лоших спојева унутар главе, зрачења итд.

Постоји још један узрок грешке, грешка супституције микроталасне снаге једносмерном или НФ референтном снагом. Ова грешка је последица различитих

ефекта загревања сензорског елемента једносмерном и микроталасном снагом. Ова разлика постоји због различитих просторних расподела струје, снаге и отпорности унутар болометарског елемента за једносмерну и микроталасну снагу.

Супституциону грешку и губитке микроталасне снаге унутар сензора је привидно немогуће раздвојити у квантитативним мерењима. Из овог разлога, укупни ефекат ове две грешке се описује величином која се назива **ефективна ефикасност сензора (η_e)**.

Ватметар показује снагу коју је апсорбовао сензорски елемент. Ефективна ефикасност сензора (η_e) показује колики се део стварне микроталасне снаге губи у сензору, због расипања у мерној глави изван сензорског елемента и због грешке супституције.

Ефективна ефикасност сензора (η_e) (en. effective efficiency) је однос једносмерне DC или нискофреквентне супституисане (P_{sub}) снаге у сензору према микроталасној снази коју је сензор заиста апсорбовао (P_{gl}).

$$\eta_e = \frac{P_{sub}}{P_{gl}} \quad (4.40)$$

Ефективна ефикасност сензора је неименован број, мањи је од један. Ефективна ефикасност зависи од фреквенције сигнала, али зависност од нивоа улазне снаге је занемарљива. Резултати мерења ефикасности на 10 mW важе и на 10 μ W, код добро дизајнираних сензора.

Мерење ефективне ефикасности сензора је технички захтеван процес, тако да се обавља углавном у националним метролошким лабораторијама (NIST-National Institute for Standards and Technology-USA, NPL-National Physical Laboratory-Велика Британија, PTB-Physikalisch Technische Bundesanstalt -Немачка, и др.) или код произвођача сензора. За мерење се примењује микрокалориметар, мерење се врши за снаге до 10 mW, а проширена мерна несигурност ($k=2$) одређивања ефективне ефикасности сензора је реда од 0,2% до 0,4% за фреквенцијски опсег од 50 MHz до 18 GHz, а за фреквенцијски опсег до 50 GHz са креће до 1,6% [14][15].

4.2.2.2 Фактор еталонирања сензора

Други фактор, који је далеко значајнији за примену и мерење снаге, а у себи обухвата утицај ефективне ефикасности сензора и рефлексије снаге на сензору, је **фактор еталонирања сензора (Calibration Factor) K** , (у даљем излагању скраћено ФЕ).

Фактор еталонирања сензора (K) је однос супституционе DC или нискофреквентне снаге (P_{sub}) и микроталасне инцидентне снаге (P_i) која се доводи на болометарску, термопретварачку или диодну главу. Дефинише се изразом:

$$K = \frac{P_{sub}}{P_i} \quad (4.41)$$

Фактор еталонирања је неименован број и обично се изражава у процентима. У зависности од типа сензора, обично је $K \leq 1$ али може бити и веће од 1. Ако се употребе обрасци (4.40) и (4.41) и изврши смена са (4.21), (4.19), (2.13) можемо добити однос фактора еталонирања K , ефективне ефикасности сензора η_e и модула коефицијента рефлексије сензора ($\rho_I = \rho_S$), на основу израза (4.42) :

$$K = \eta_e \frac{P_{gl}}{P_i} = \eta_e (1 - \rho_l^2) \quad (4.42)$$

Из израза (4.42) се види да фактор еталонирања обједињује утицај ефективне ефикасности сензора (η_e) и утицај рефлексије снаге на сензору, односно губитака неприлагођења сензора. Применом фактора еталонирања коригују се губици настали у сензору и губици због рефлексије снаге на улазу у сензор, и на тај начин се добија стварна вредност инцидентне снаге P_i на сензору, према (4.43):

$$P_i = \frac{P_{sub}}{K} \quad (4.43)$$

На основу израза (4.41) и (4.43), резултат мерења снаге, тј. оно што ватметар мери (P_{sub}) када се подели са K добија се стварна вредност инцидентне снаге P_i и ова корекција се аутоматски обавља у ватметру избором одговарајуће вредности K . Тако да је вредност приказана на дисплеју ватметра, тј. измерена снага (P_m), једнака инцидентној снази на сензору ($P_i = P_m$). Овде треба нагласити да исказ да је $P_i = P_m$, треба прихватити условно, тј. тачан је у границама мерне несигурности ватметра (тј. несигурности мерног инструмента). Када би ватметар био идеалан то би било потпуно тачно, а за реалан ватметар те две вредности се разликују за мерну несигурност ватметра. Ово питање ће се разматрати детаљније у даљем излагању.

Када је извршена корекција са K (према 4.43) тада је вредност читавања ватметра једнака инцидентној снази $P_i = P_m$, и могу се извести релације уз примену (4.21), (4.22):

$$P_m = P_i = \frac{P_{sub}}{K} = \frac{P_{sub}}{\eta_e (1 - \rho_l^2)} = \frac{P_{gl}}{(1 - \rho_l^2)} = \frac{|b_s|^2 (1 - |\Gamma_l|^2)}{|1 - \Gamma_g \Gamma_l|^2 (1 - \rho_l^2)} = \frac{|b_s|^2}{|1 - \Gamma_g \Gamma_l|^2} = \frac{P_{gZo}}{|1 - \Gamma_g \Gamma_l|^2} \quad (4.44)$$

Покушајмо да утврдимо однос снаге коју генератор предаје реалном оптерећењу Z_o и снаге коју је измерио ватметар, после примењене корекције са фактором еталонирања. Израз (4.45) нам даје тај однос на основу израза (4.44):

$$\frac{P_{gZo}}{P_m} = |1 - \Gamma_g \Gamma_l|^2 \quad (4.45)$$

Из обрасца (4.45) и поређењем са обрасцем (4.24) види се да је после примене фактора еталонирања K , за корекцију мерене снаге ватметром, елиминисан утицај ефикасности сензора η_e и утицај губитака неприлагођења сензора ($1 - \rho_l^2$). Остао је само утицај несигурности неприлагођења сензора и генератора M , који се не може отклонити помоћу фактора еталонирања.

То значи да фактор еталонирања елиминише губитке због неприлагођености сензора и губитке због ефикасности сензора. У овој чињеници је велики значај примене фактора еталонирања за смањење укупне несигурности мерења снаге.

Фактор еталонирања одређује произвођач сензора, а накнадно се периодично проверава у метролошким лабораторијама. Вредности фактора еталонирања су обично исписани на сензору, налазе се у сертификату о еталонирању или су уписани у EEPROM меморију савремених сензора. Фреквенцијски је завистан, а зависи и од нивоа снаге за коју се одређује. Одређује се обично за ниво снаге од 1 mW за више тачака из целог фреквенцијског опсега. Прецизност одређивања фактора еталонирања зависи од

примењене методе, мерне опреме и фреквенције. Уз вредности фактора еталонирања даје се и мерна несигурност са којом је одређен. Мена несигурност одређивања ФЕ је у зависности од методе еталонирања, сензора и фреквенције, обично у опсегу од 0,8% до 3% за фреквенцијски опсег од 10 MHz до 26 GHz, а за фреквенције до 50 GHz иде од 5% до 6%.

С обзиром на значај корекције коју врши фактор еталонирања, на тачност мерења снаге, потребно је да ова мерна несигурност буде што мања. Несигурност фактора еталонирања, после несигурности неприлагођења, има највећи утицај на укупну мерну несигурност мерења микроталасне снаге.

У досадашњим методама еталонирања сензора, фактор еталонирања K се одређује само на једном нивоу снаге (обично 1 mW), а примењује се за мерење свих нивоа снаге у динамичком опсегу сензора. То је доводило да појаве мерне несигурност нелинеарности сензора снаге и значајно повећава мерну несигурност мерења снаге. Унапређена метода еталонирања, приказана у овој дисертацији, управо има за циљ да изврши мерење ФЕ на више нивоа снаге и елиминише несигурност због нелинеарности сензора.

Код старих врста сензора снаге (без EEPROM меморије), приликом еталонирања фактор еталонирања се одређивао само у зависности од фреквенције на једном нивоу снаге (обично за 1 mW), тј. $K=f(f)$. Појавом нових ватметара са проширеним мерним опсегом и савремених сензора снаге (са EEPROM меморијом), фактор еталонирања се одређује у зависности од фреквенције, нивоа снаге и температуре радне околине, тј. $K=f(f, P, T)$. Односно у сензор се уписују подаци за корекцију нелинеарности, температурни коефицијенти и зависност од фреквенције. На овај начин је значајно повећан мерни опсег сензора, смањена зависност од температуре и нелинеарности сензора [6][27][40].

Ово унапређење конструкције сензора намеће потребу да се класични процес еталонирања сензора додатно преиспита и осавремени. Промена и "клизање" наведених фактора еталонирања може значајно повећати мерну несигурност мерења снаге.

4.2.3 Температурни коефицијент сензора

Савремени сензори (Е серије са EEPROM меморијом), ради повећања динамичког мерног опсега и повећања тачности мерења, имају дефинисан **температурни коефицијент**. Температурни коефицијенти представљају зависност измерене снаге од температуре радне средине. Сваки сензор се индивидуално калибрише и одређује се зависност измерене снаге од промене температуре околине, ако је при томе инцидентна снага константна. Промена температуре околине представља утицај температурног дрифта. У сензор снаге је уграђен додатни температурни сензор (термопар), који мери радну температуру околине, на основу чега ватметар користећи температурне коефицијенте из EEPROM врши корекцију очитане снаге. Корекција није савршена, и јавља се резидуална грешка корекције температуре. Несигурност корекције температурног дрифта је од 1% до 2% у зависности од опсега мерене снаге, фреквенције и радне температуре (за сензоре Anritsu, Japan) [6][27][26].

4.2.4 Несигурност мерног инструмента (ватметра)

Несигурност мерног инструмента (ватметра) је повезана са електронским склоповима ватметра, односно мерењем једносмерног напона на излазу из сензора.

Ефекат те грешке је да ватметар показује вредност измерене снаге P_m која се разликује од $P_i = P_{sub}/K$ према изразу (4.44), тј. $P_m \approx P_i$. Несигурност мерног инструмента је последица више фактора као што су нелинеарност кола, непрецизност карактеристика компоненти, промена појачања и др. Произвођач гарантује да ће укупна несигурност мерења бити унутар декларисане спецификације (нпр. $< 0,5\%$).

Ватметар калибрише произвођач под строго контролисаним условима тако да он одговара укупној спецификацији која се врло често даје у облику процентуалне несигурности при отклону пуне скале (за аналогне инструменте). Тачност при било ком показивању испод пуне скале ће се прогресивно погоршавати са смањењем улазне снаге, па ће отклон од 25% пуне скале учетворостручити несигурност одређену за отклон пуне скале. Из овог разлога неки произвођачи раздвајају спецификацију тачности на два дела: проценат читавања и проценат пуне скале или опсега. При отклону пуне скале тачности по ове две различите спецификације могу бити једнаке, али при мањим отклонима тачност инструмента са раздвојеним спецификацијама ће бити боља.

Постоје још неки мали извори несигурности, конструкциони или природни, који су укључени у несигурност мерног инструмента.

На пример то је **термоелектрични ефекат**. Јавља се због постојања температурног градијента у струјним колима која су спојена кабловима, у ватметру и сензору. Због различитих температура и постојања споја различитих метала, јавља се паразитски термопар и одређени напон. Може се избећи и смањити тај утицај, конструктивно тако што се избегава спајање различитих метала на осетљивим нивоима и где постоји загревање. У произведеним главама (сензорима) несигурност (одступање) мерења због термоелектричног ефекта не би смела да пређе $0,3 \mu W$. Очигледно је да је ова несигурност значајна само на најосетљивијим опсезима ватметра.

Други пример је несигурност која настаје због **непрецизности читавања показивања инструмента**. Постоји грешка при читавању скале инструмента, код аналогних инструмената.

Уређаји који се користе у многим ватметрима за конверзију улазних сигнала у употребљив облик су температурно осетљиви и тачност ватметра ће се погоршати ако се инструмент користи на температури различитој од оне при еталонирању (обично $20 \text{ }^\circ\text{C}$). Температурни коефицијент може бити довољно мали да се занемари, али је код неких уређаја он врло висок и износи до $0,25\% / \text{ }^\circ\text{C}$, па корисник мора да буде опрезан када врши мерења при високим или ниским температурама амбијента.

Декларисана несигурност ватметара се за различите типове креће од $0,2\%$ до 1% . Код савремених дигиталних ватметара је око $0,5\%$. Овде је урачуната само несигурност ватметра, без утицаја сензора, референтног извора и др.

4.2.5 Несигурност референтног осцилатора

Ватметри који користе термопретварачке и диодне сензоре поседују извор референтне снаге $1 \text{ mW}/50 \text{ MHz}$. Референтни извор је потребан за подешавање појачања претпојачавача у ватметру и сензору ради постављања на референтну вредност појачања. Како се са истим ватметром користи више различитих сензора, који имају различите карактеристике потребно је подесити појачање за сваки сензор посебно на референтну

вредност снаге 1 mW. За ово подешавање се користи високо прецизни и стабилни референтни извор снаге подешен код произвођача, са следивошћу до NIST-а (или другог НМИ), тачности нивоа снаге $\pm 0,9\%$ и дуготрајне стабилности $\pm 1,2\%$ годишње (постоје и друге различите вредности тачности). Несигурност референтног извора се преноси и уграђује у укупну несигурност мерења снаге ватметром. Да би се одржала вредност референтног извора у границама декларисане несигурности, потребно је периодично вршити еталонирање и подешавање референтног извора снаге.

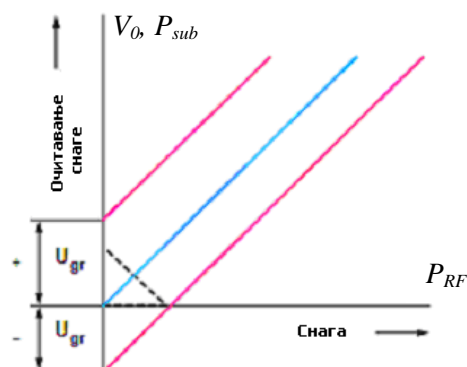
Ватметрима са термисторским сензором за рад и мерење није потребан референтни извор, тако да код њих не постоји овај додатни извор мерне несигурности.

4.2.6 Несигурност неприлагођења референтног осцилатора

Референтни осцилатор, као и сваки други генератор, има свој коефицијент рефлексije. Када се на њега прикључи сензор са својим коефицијентом рефлексije јавља се несигурност неприлагођења. Из тог разлога сензор не прима ниво снаге од тачно 1 mW, већ ниво снаге која одступа за вредност несигурности неприлагођења. Колико ће бити одступање зависи од коефицијента рефлексije сензора и референтног извора. Тежи се да вредност коефицијената рефлексije, сензора и референтног извора, буде што мања, да би се ова несигурност смањила што више. Ради тог је конструисан референтни извор на ниској фреквенцији (50 MHz), где се може реализовати низак коефицијент рефлексije и тако смањити несигурност неприлагођења (несигурност неприлагођења је око $\pm 0,01$ dB или $\pm 0,2\%$) [3][38][39][26]. За ватметар E4418, референтни осцилатор има $KST=1,06$.

4.2.7 Несигурност постављања нуле (Zero Set)

Код свих микроталасних ватметара неопходно је подесити показивање ватметра на „0“ пре довођења микроталасне снаге и почетка мерења. Потребно је обезбедити да ватметар показује „0“ када није доведена снага на улаз, али када се ватметар укључи то најчешће није случај. Овај проблем је посебно изражен код термопретварачких и диодних сензора. Због утицаја термоелектричних напона у сензору, шума кола и „offset“ напона у претпојачавачима ватметра и сензора долази до померања оригиналне преносне карактеристике сензора и погрешног претварања снаге, тј. појављује се одређени напон грешке U_{gr} (слика 4.7).



Слика 4.7: „Zero“ offset, U_{gr} напон грешке.

Ради корекције тог „offset“ напона који се акумулирао у сензору и ватметру, постоје кола која треба да уведу супротан „offset“ напон и пониште акумулирану грешку и подесе ватметар да показује „0“ када није доведена снага. Тај процес се назива „нуловање“ или

„зеровање“. Резидуални „offset“ напон који преостаје након „нуловања“ је несигурност нуловања која утиче на тачност мерења снаге. Посебно долази до изражаја на најнижем мерном опсегу, а на вишим мерним опсезима, када је мерена снага много већа, та несигурност се може и занемарити. Произвођачи декларишу за сваки ватметар несигурност постављања нуле (zero-set error).

4.2.8 Несигурност преношења нуле (Zero Carryover)

Савремени ватметри имају посебне модуле који обезбеђују да се не мора вршити поновно „нуловање“ када се мења мерни опсег ватметра. Ако се изврши „нуловање“ на најосетљивијем опсегу тада се може мењати мерни опсег и мерити снага без потребе да се сваки пут поново подешава нула. Модули који врше преношење нуле на друге мерне опсеге могу имати мали „offset“, заостали напон грешке. Произвођачи дају у спецификацији колика је ова несигурност.

Несигурност преношења нуле (Zero Carryover) се може избећи, тако што се ватметар „нулује“ сваки пут када се промени мерни опсег. Савремени ватметри Е серије немају овај извор несигурности. Код њих је ова грешка према спецификацији много мања и ефикасно се отклања аутоматским „нуловањем“ на најнижем опсегу.

4.2.9 Несигурност због коначне резолуције инструмента (± 1 Count)

Код ватметара са дигиталним излазом, постоји неодређеност (несигурност) у значењу последње цифре у износу од $\pm \frac{1}{2}$ вредности последњег дигита (lsd-least significant digit), (тачна вредност се налази у интервалу од $lsd - \frac{1}{2}lsd$ до $lsd + \frac{1}{2}lsd$). Ова несигурност је позната код дигиталних инструмената и одређена је резолуцијом инструмента. Код већине савремених ватметара ова несигурност је тако мала да улази у укупну несигурност инструмента која је дата спецификацијом произвођача. Код старијих ватметара, где долази до изражаја и не може се занемарити, може се смањити применом спољашњег дигиталног волтметра веће резолуције.

4.2.10 Несигурност због утицаја шума (Noise)

Несигурност проузрокована шумом је дефинисана као промена показивања ватметра у кратком временском интервалу (око 1 минут) при константној снази, константној температури и константном напону напајања ватметра.

Шум или краткотрајна температурна стабилност је проузрокован изворима у сензору и струјним колима ватметра. Шум је проузрокован случајним кретањем слободних електрона као последица коначне температуре елемената у колу. Мерење снаге се може обављати у периоду максималне или минималне флукуације електрона, који на тај начин генеришу одређене струје и несигурност шума. Ниво шума дефинише произвођач у својој спецификацији. Долази до изражаја при мерењу на најнижим мерним опсезима.

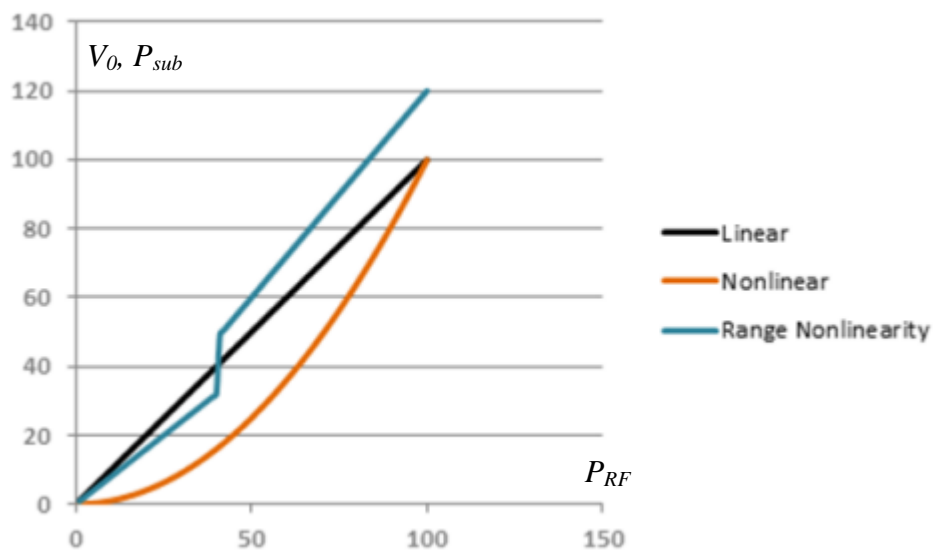
4.2.11 Несигурност нуле (Drift)

„Дрифт“ се назива и дуготрајна температурна стабилност. „Дрифт“ представља промену показивања ватметра у дужем интервалу времена (обично посматрано за један сат), при константној снази, константној температури и константном напону напајања ватметра.

Произвођачи често захтевају одређено време загревања и стабилизације ватметра пре почетка мерења. Дрифт се обично манифестује кроз благи померај нуле у дужем временском интервалу који се временом акумулира. Његов утицај је веома мали на већим мерним опсезима и при мерењу већих снага. На ниским нивоима снаге, посебно на најнижем мерном опсегу, може доћи до изражаја утицај „дрифта“. То се може ефикасно елиминисати повременим „нуловањем“ ватметра и мерењем одмах после „нуловања“ на најнижим мерним опсезима.

4.2.12 Несигурност линеарности сензора снаге (Power sensor linearity)

Линеарност је једна од карактеристика сензора снаге. Савршено линеаран сензор микроталасне снаге је онај чији излаз се мења пропорционално с променом улазне снаге. Што значи да ће се излазни напон V_0 савршено линеарног сензора микроталасне снаге удвостручити када се улазна снага P_{RF} удвостручи. Количник између излазног термоелектричног напона сензора V_0 (или супституисане DC снаге за термисторе P_{sub}) и долазне микроталасне снаге P_{RF} у идеалном случају је линеаран (слика 4.8). Али то је практично тешко реализовати. Преносна карактеристика сензора зависи од нивоа мерене снаге и јавља се одступање од линеарне зависности (приказано на слици 4.8). Спецификација линеарности описује у којој мери стварни одзив сензора може да одступа од идеалног одзива. То одступање преносне карактеристике сензора $V_0, P_{sub} = f(P_{RF})$ од идеалне линеарне зависности се назива **нелинеарност сензора (N_L)** (power sensor nonlinearity) [46]. Та карактеристика, нелинеарност се декларише за сензоре.



Слика 4.8: Типови нелинеарности сензора.

Сензори снаге имају два основна типа манифестације нелинеарног понашања, слика 4.8:

- Нелинеарност опсега која се јавља код диодних сензора са "два тока снаге и слогом диода", који ефикасно комбинују више сензора са различитим осетљивостима, слика 4.8 - плаво (Range Nonlinearity).
- Нелинеарност у вези са конструкцијом сензора, проузрокована је или диодним сензором који се користи у широком опсегу снага и ван квадратне зависности, или нелинеарношћу термопара и другачијим термичким одзивима термистора на микроталасну и DC снагу, слика 4.8 - наранџасто (Nonlinear).

Нелинеарност сензора снаге комбинација је обе врсте нелинеарности, а када се мери нелинеарност сензора, резултат мерења ће укључивати обе врсте нелинеарности. Одступање од идеалне линеарне зависности јавља се обично на вишим мерним нивоима снаге и на вишим фреквенцијама, а и температурно је зависна.

Три типичне врсте сензора снаге се разликују по карактеристичној нелинеарности:

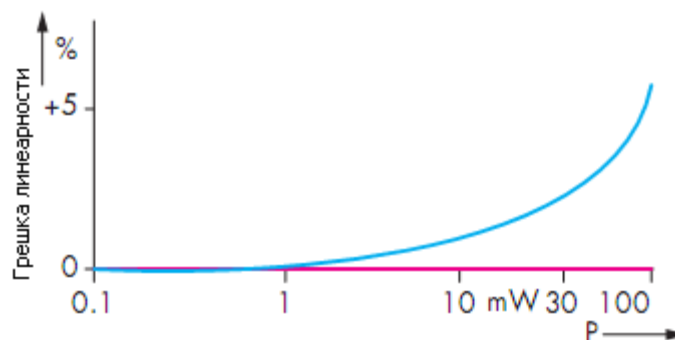
Термисторски сензори због своје конструкције и начина рада (режим константне снаге) имају изузетно високу линеарност. За термисторске еталонске сензоре (TEGAM F1135) одступање линеарности у мерном опсегу снага од 1mW до 10 mW је до 0,1%. И друге врсте термисторских сензора имају малу нелинеарност од око 0,1%. Због изузетно добре прецизности и линеарности користе се као трансфер еталони и за мерење нелинеарности других типова сензора.

Термопретварачки сензори имају типичан динамички опсег 50 dB (-30 dBm до 20 dBm) и време одзива око 1 ms. Њихова нелинеарност је занемарљива у већем делу мерног опсега, али може бити до 3% на горњем крају мерног опсега (од 10 dBm до 20 dBm). Код термопретварачких сензора, који имају мерни опсег снаге изнад 25 dBm, нелинеарност се креће и до 5% [41] [46]. Најбоље их је користити за мерење средње снаге.

Диодни сензори имају најбрже време одзива (реда 1 μ s) и највећи динамички опсег (-70 до +20 dBm), али имају најлошије спецификације линеарности. Нелинеарност се креће од 1,5% до 5%, у зависности од дизајна. Најчешће се користе за мерење импулсне снаге и мерења врло широког динамичког опсега. За типичне диодне сензоре (HP 8481D) за фреквенције до 18 GHz, у највишем делу мерног опсега од -30 dBm до -20 dBm спецификација одступања линеарности је око $\pm 1\%$, а за нижи опсег снага нелинеарност је занемарљива. Остали диодни сензори такође имају нелинеарност изражену у горњем делу мерног опсега, која се креће око $\pm 3\%$, а код неких модела иде и до 5% [41] [46].

Диодни сензори са широким динамичким опсегом (од 90 dB) имају веће одступање линеарности. Диодни сензори Е серије са широким динамичким опсегом, фреквенције до 26,5 GHz у температурном опсегу од $(25 \pm 5)^\circ\text{C}$ и опсегу снаге од -70 dBm до 10 dBm имају одступање линеарности од $\pm 3\%$, а у вишем опсегу снаге од 10 dBm до 20 dBm нелинеарност је $\pm 4,5\%$. За исти сензор у температурном опсегу од 0°C до 55°C нелинеарност износи од 7% до 10% [3][6][41][45].

Код савремених сензора Е серије са EEPROM меморијом, врши се корекција грешке линеарности снаге (као на слици 4.9) и несигурност нелинеарности се своди на прихватљиву меру, на тај начин се мерни опсег снаге може значајно проширити.



Слика 4.9: Типично одступање линеарности снаге за термопретварачке сензоре-плаво, одступање линеарности после корекције-црвено.

Најчешћи начин корекције нелинеарности сензора снаге је мерење нелинеарности сензора у целом мерном опсегу снаге, а затим израда табеле са корекционим факторима. Те вредности се затим користе за корекцију резултата мерења због нелинеарности, одговарајућим корекционим фактором из табеле, а на основу улазног нивоа снаге. Ватметар затим коригује измерену вредност и приказује исправљену вредност снаге. Постоји неколико метода за мерење нелинеарности, о чему ће се разматрати у наредном поглављу [46].

Заједничко за све досадашње методе је да нелинеарност мере само на једној испитној фреквенцији (обично на 50 MHz), да су технички сложене, временски захтевне и захтевају скупу додатну опрему. Мерењем и корекцијом нелинеарности само на једној фреквенцији занемарује се фреквенцијска зависност нелинеарности и није омогућена максимална корекција нелинеарности. Због сложености метода мерења и скупе опреме, мерење и корекција нелинеарности се ретко врши. Углавном се додаје декларисана нелинеарност сензора укупној мерној несигурности мерења снаге и тако представља један од значајних чинилаца повећања мерне несигурности мерења снаге.

4.2.13 Несигурност због таласног облика

Ватметар са топлотним одзивом (термисторски и термопретварачки сензори) ће показивати коректне вредности без обзира на таласни облик који му је доведен, док ће диодни ватметри показивати тачне вредности виших нивоа снаге само када се посматрају синусни сигнали. На врло ниским нивоима снаге карактеристика диоде се поклапа са квадратном законитошћу, али када улазни ниво порасте преко области важења квадратне законитости карактеристика диоде постаје линеарнија, па ће се за несинусне таласне облике појавити грешке мерења снаге.

За многе примене ова ограничења употребе диодних ватметара нису од значаја јер је ниво сигнала веома низак, или се посматра чист синусни сигнал. Проблеми наступају само ако се диодним сензором мере амплитудски или импулсно модулисани сигнали виших нивоа снаге.

4.2.14 Несигурност поновљивости спајања конектора

Несигурност поновљивости спајања микроталасних конектора долази до изражаја код прецизних мерења и при еталонирању у примарним и секундарним метролошким лабораторијама. Ова несигурност зависи од више фактора, као што су момент силе при спајању микроталасних елемената, истрошеност и запрљаност контактних површина, тип конектора итд. На мерење снаге утиче преко уношења додатног слабљења и промене вредности коефицијента рефлексije сензора [21][42][43][44][45].

Да би се минимизирала ова несигурност мора се извршити неколико поновљених мерења са распајањем и поновним спајањем конектора. Приликом еталонирања треба користити момент-кључ и обавезно очистити контактне површине. Несигурност поновљивости спајања "N" и "3,5 mm" конектора је од 0,1% до 0,2% у опсегу од 50 MHz до 26,5 GHz. У случају оштећења или веће истрошености потребно је заменити конектор.

У укупну мерну несигурност, поред свих до сада поменутих парцијалних несигурности, улазе и несигурности слабљења адаптера-прелаза (ако се користе), несигурности слабљења ослабљивача при мерењу већих снага и мерна несигурност тип А која је резултат n поновљених мерења и др.

4.3 Анализа мерне несигурности мерења микроталасне снаге

У наставку излагања биће извршена анализа мерне несигурности директног мерења микроталасне снаге са завршним ватметром и сензором снаге. До сада су анализирани појединачне утицајне величине одвојено, а сада ће се приказати укупна мерна несигурност. Методологија анализе и приказивања мерне несигурности је усаглашена са ISO препорукама [29][30][31][32][47]. Анализа ће обухватити утицај свих напред наведених утицајних величина које доприносе укупној мерној несигурности, ради сагледавања њиховог односа и величине доприноса укупној мерној несигурности.

У ISO препорукама се појављују нови појмови везани за изражавање мерне несигурности, које је потребно дефинисати:

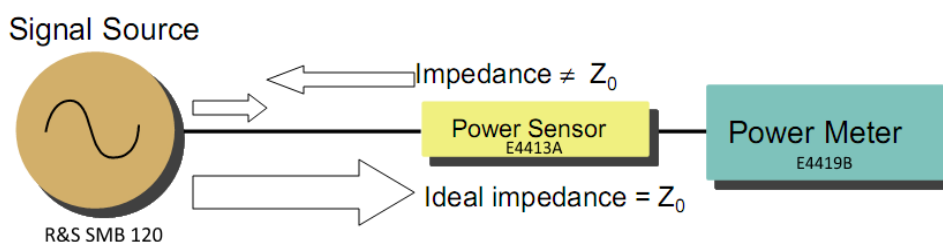
Стандардна мерна несигурност, $u(x_i)$, (енгл. Uncertainty), једнака је стандардном одступању s , $u=s$. Статистичка сигурност која одговара стандардној мерној несигурности (МН) зависи од расподеле која се приписује датом мерењу. На пример у случају Гаусове расподеле, интервалу ширине једног стандардног одступања s , $x_s \pm s$, (x_s је средња вредност), одговара сигурност од 68,2%.

Комбинована стандардна мерна несигурност, u_c , користи се када се резултат добија на основу већег броја прикупљених података или на основу разматрања више утицајних величина. Претходно се за сваки податак који утиче на мерење одреди одговарајућа стандардна МН и на основу њих се, као резултанта, одређује комбинована МН.

Проширена мерна несигурност, U , представља умножак стандардне МН и **кофицијента проширења, k** , који зависи од расподеле, има вредност у интервалу од $\sqrt{3}$ до 3. Проширеној МН одговара висока вредност статистичке сигурности, реда величине од 95% до 99%. Обично се узима коефицијент проширења $k=2$ коме одговара статистичка сигурност већа од 95%. Несигурност која се наводи у каталозима произвођача инструмената по правилу представља проширену МН, која се некада назива и гарантована карактеристика или максимално одступање.

4.3.1 Буџет мерне несигурности директног мерења микроталасне снаге са сензором

У наставку ћемо извршити анализу мерне несигурности директног мерења микроталасне снаге на генератору сигнала са применом ватметра и сензора снаге. Анализа се врши са циљем утврђивања величине доприноса појединачних утицајних величина на мерну несигурност мерења снаге. Ватметар и генератор су директно спојени као на слици 4.10. Анализу ћемо извршити на примеру сензора Agilent E4413A и ватметра Agilent E4419B спојених директно на сигнал генератор R&S SMB 120. Посматрају се два карактеристична нивоа снаге од 13 dBm и -30 dBm на фреквенцији 6 GHz.



Слика 4.10: Директно мерење снаге са ватметром и сензором снаге.

Табела 4.1: Буџет мерне несигурности директног мерења снаге на генератору сигнала са диодним сензором Agilent E4413A за ниво снаге 13 dBm и фреквенцију 6 GHz.

Утицајна величина X_i	Симбол X_i	Несигурност $\pm x_i$	Функција расподеле	Количник	Стандардна несигурност $u(x_i)$ (%)	c_i	Допринос несигурности $u_i(y)=c_i u(x_i)$ (%)
Фактор еталонирања сензора (проширена MHz)	K_s	1,97%	Нормална	2	0,985	1	0,985
Нелинеарност сензора	N_L	4,50%	Нормална	2	2,25	1	2,25
Несигурност неприлагођења сензора и генератора	M_u	$\left \frac{\Gamma_g}{\Gamma_s} \right \max=0,231$ $\left \frac{\Gamma_s}{\Gamma_g} \right \max=0,087$	Γ_g, Γ_s Униформна унутар круга	$\sqrt{2}$	1,421	1	1,421
Несигурност неприлагођења сензора и референтног извора на 50 MHz	M_{uc}	$\left \frac{\Gamma_{cs}}{\Gamma_s} \right \max=0,029$ $\left \frac{\Gamma_s}{\Gamma_{cs}} \right \max=0,095$	Γ_{cs}, Γ_s Униформна унутар круга	$\sqrt{2}$	0,195	1	0,195
Несигурност мерног инструмента (ватметра)	P_m	0,5%	Униформна	$\sqrt{3}$	0,289	1	0,289
Несигурност ватметра у току калибрације на 50 MHz	P_{mc}	0,5%	Униформна	$\sqrt{3}$	0,289	1	0,289
Несигурност нивоа калибрационог извора	P_{cal}	0,50%	Нормална	2	0,25	1	0,25
"Drift" ватметра	D	$\pm 15 \text{ pW}$	Униформна	$\sqrt{3}$	$4,33 \cdot 10^{-8}$	1	$4,33 \cdot 10^{-8}$
Подешавање нуле (zero set) ватметра	Z_s	$\pm 50 \text{ pW}$	Униформна	$\sqrt{3}$	$-2,74 \cdot 10^{-6}$	1*	$-2,74 \cdot 10^{-6}$
Шум сензора и ватметра	N	$\pm 70 \text{ pW}$	Униформна	$\sqrt{3}$	$-3,84 \cdot 10^{-6}$	1*	$-3,84 \cdot 10^{-6}$
Комбинована мерна несигурност — RSS	u_c						2,884
Проширена мерна несигурност	U	Фактор проширења ($k = 2$)					5,77%

Табела 4.2: Буџет мерне несигурности директног мерења снаге на генератору сигнала са диодним сензором Agilent E4413A за ниво снаге -30 dBm и фреквенција 6 GHz.

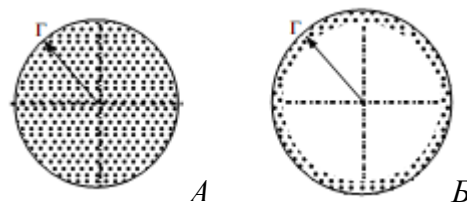
Утицајна величина X_i	Симбол X_i	Несигурност $\pm x_i$	Функција расподеле	Количник	Стандардна несигурност $u(x_i)$ (%)	c_i	Допринос несигурности $u_i(y)=c_i u(x_i)$ (%)
Фактор еталонирања сензора (проширена MHz)	K_s	1,97%	Нормална	2	0,985	1	0,985
Нелинеарност сензора	N_L	3%	Нормална	2	1,5	1	1,5
Несигурност неприлагођења сензора и генератора	M_u	$\left \frac{\Gamma_g}{\Gamma_s} \right \max=0,231$ $\left \frac{\Gamma_s}{\Gamma_g} \right \max=0,087$	Γ_g, Γ_s Униформна унутар круга	$\sqrt{2}$	1,421	1	1,421
Несигурност неприлагођења сензора и референтног извора на 50 MHz	M_{uc}	$\left \frac{\Gamma_{cs}}{\Gamma_s} \right \max=0,029$ $\left \frac{\Gamma_s}{\Gamma_{cs}} \right \max=0,095$	Γ_{cs}, Γ_s Униформна унутар круга	$\sqrt{2}$	0,195	1	0,195
Несигурност мерног инструмента (ватметра)	P_m	0,5%	Униформна	$\sqrt{3}$	0,289	1	0,289
Несигурност ватметра у току калибрације на 50 MHz	P_{mc}	0,5%	Униформна	$\sqrt{3}$	0,289	1	0,289
Несигурност нивоа калибрационог извора	P_{cal}	0,50%	Нормална	2	0,25	1	0,25
"Drift" ватметра	D	$\pm 15 \text{ pW}$	Униформна	$\sqrt{3}$	$8,66 \cdot 10^{-4}$	1	$8,66 \cdot 10^{-4}$
Подешавање нуле (zero set) ватметра	Z_s	$\pm 50 \text{ pW}$	Униформна	$\sqrt{3}$	0,0029	1*	0,0029
Шум сензора и ватметра	N	$\pm 70 \text{ pW}$	Униформна	$\sqrt{3}$	0,0040	1*	0,0040
Комбинована мерна несигурност — RSS	u_c						2,347
Проширена мерна несигурност	U	Фактор проширења ($k = 2$)					4,69%
Велики допринос MHz		Мали допринос MHz		Занемарљив допринос MHz		Значење боја	

У табели 4.1 приказан је буџет мерне несигурности у складу са ISO моделом за мерење снаге са диодним сензором Agilent E4413A и ватметром Agilent E4419B спојеним директно на сигнал генератор R&S SMB 120 подешеним на ниво 13 dBm и фреквенцију 6 GHz [3][49][50], а у табели 4.2 је приказана анализа за ниво снаге од -30 dBm. У овом раду, због сложености, није представљен и разматран математички модел мерења снаге [3], већ се разматрају само утицајне величине и њихов међусобни однос и допринос укупној мерној несигурности. У току анализе усвојено је да су вредности коефицијената осетљивости $c_i=1$ (осим за величине са *, видети објашњење у тексту испод) и да утицајне величине нису међусобно корелисане. Комбинована мерна несигурност $u_c(y)$ је добијена на основу стандардних несигурности $u(x_i)$ и израза (4.46), а проширена мерна несигурност U је добијена за фактор проширења $k=2$.

$$u_c^2(y) = \sum_{i=1}^m c_i^2 u^2(x_i) = \sum_{i=1}^m u_i^2(y) \quad (4.46)$$

У табелама 4.1 и 4.2 су обухваћене следеће утицајне величине и њихове стандардне мерне несигурности $u(x_i)$:

- $u(K_s)$ је стандардна мерна несигурност фактора еталонирања K_s сензора E4413A за фреквенцију 6 GHz одређен у метролошкој лабораторији ТОЦ за ниво снаге 0 dBm ($K_s=101,46\%$) са проширеном мерном несигурношћу за $k=2$ (Нормална расподела за 2 сигма) вредности проширене МН за фактор еталонирања K_s је 1,97%, $u(K_s)=1,97/2=0,985\%$ за (1-сигма).
- $u(N_L)$ је стандардна мерна несигурност због нелинеарности сензора. Декларисана нелинеарност сензора E4413A за ниво снаге 13 dBm је $\pm 4,5\%$, а за ниво -30 dBm је $\pm 3\%$, (Нормална расподела за 2-сигма). Стандардна мерна несигурност због нелинеарности сензора за ниво 13 dBm је $u(N_L) = 4,5/2 = 2,25\%$, за (1-сигма), а за ниво снаге -30 dBm је $u(N_L) = 1,5\%$. У одређеним врстама примене нелинеарност сензора може бити и 10%.
- $u(M_u)$ је стандардна мерна несигурност због неприлагођења сензора и генератора. Вредност несигурности због неприлагођења M је дефинисана изразом (4.28) $M = |1 - \Gamma_s \Gamma_l|^2$. Постоји неколико случајева како се може одредити стандардна мерна несигурност због неприлагођења $u(M_u)$, у зависности да ли су нам познати модули и фазе коефицијената рефлексије Γ сензора и генератора, слика 4.11 [3] [49].



Слика 4.11: Случајеви неодређене вредности коефицијента рефлексије Γ за модуло и фазу, А - диск/диск, Б - прстен/прстен.

Слика 4.11 А) Када је дата декларисана максимална вредност модула коефицијента рефлексије оба уређаја, а фаза коефицијента рефлексије није одређена, тј. равномерно је распоређена по кругу. Односно вредности оба коефицијента рефлексије Γ_s и Γ_g могу бити равномерно распоређене било где унутар круга полупречника $|\Gamma|_{\max}$. Ово је случај познат под називом диск/диск дистрибуција (Uniform $|\Gamma|$, uniform phase distribution inside circle or disk/disk distribution). У том случају је стандардна мерна

несигурност због неприлагођења дефинисана је изразом (4.47), (за добијање израза се користи Монте Карло симулација) [3] [49]:

$$u(M_u) = \frac{|\Gamma_g|_{max} |\Gamma_l|_{max}}{\sqrt{2}} \quad (4.47)$$

Слика 4.11 Б) Када су измерене вредности модула коефицијента рефлексије $|\Gamma|$ оба уређаја, а фазе коефицијената рефлексије нису одређене, тј. фазе су равномерно распоређене по прстену. Ово је случај познат под називом прстен/прстен дистрибуција (Constant $|\Gamma|$, uniform phase distribution or ring/ring fixed). Односно, вредности модула коефицијената рефлексије $|\Gamma|$ оба уређаја су познате и константне, тј. распоређене су на прстену полупречника $|\Gamma|$, а фазе могу бити равномерно распоређене било где по прстену. У овом случају несигурност неприлагођења изазвано непознавањем фазе коефицијента рефлексије може се окарактерисати применом „U“ функције расподеле [1][30][36] и применом израза (4.35) стандардна мерна несигурност због неприлагођења је дефинисана изразом (4.48) и придружена је „U“ функција расподеле:

$$u(M_u) = \frac{2|\Gamma_g| |\Gamma_l|}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} |\Gamma_g| |\Gamma_l| \quad (4.48)$$

За ову анализу, ради грубе процене МН, користи се произвођачка декларисана вредност модула коефицијента рефлексије сензора и генератора за фреквенцију 6 GHz, која износи $|\Gamma_g|_{max}=0,231$, $|\Gamma_s|_{max}=0,087$, а фаза није позната. Како је дата декларисана максимална вредност модула коефицијента рефлексије, стварна вредност модула рефлексије може бити равномерно распоређена било где унутар круга полупречника $|\Gamma|_{max}$, а фаза коефицијента рефлексије је равномерно распоређена по кругу, тј. није одређена. Ово је случај под називом диск/диск дистрибуција слика 4.11 А, и за израчунавање стандардне несигурности неприлагођења се користи израз (4.47).

$$u(M_u) = \frac{|\Gamma_g|_{max} |\Gamma_s|_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{0,231*0,087}{\sqrt{2}} * 100\% = 1,421\%$$

- $u(M_{uc})$ је стандардна мерна несигурност због неприлагођења сензора на референтни извор 1mW/50 MHz приликом подешавања на ватметар. И овде се за анализу користе декларисане карактеристике максималних вредности модула коефицијента рефлексије сензора $|\Gamma_s|_{max}$ и прикључка референтног извора $|\Gamma_{cs}|_{max}$, за фреквенцију калибрације од 50 MHz, $|\Gamma_{cs}|_{max}=0,029$, $|\Gamma_s|_{max}=0,095$. И у овом случају су испуњени услови да се примени израз (4.47) за израчунавање стандардна несигурност због неприлагођења,

$$u(M_{cs}) = \frac{|\Gamma_{cs}|_{max} |\Gamma_s|_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{0,029*0,095}{\sqrt{2}} * 100\% = 0,195\%$$

- $u(P_m)$ је стандардна мерна несигурност мерног инструмента (ватметра) при мерењу снаге. Несигурност мерења снаге Agilent E4419B, према спецификацији је максимално $\pm 0,5\%$. Мерени ниво снаге је 13 dBm и -30 dBm. За овај мерни опсег грешка инструмента обухвата и несигурност шума, преношења нуле, постављања нуле, дрифт ватметра, несигурност резолуције инструмента. Допринос наведених извора несигурности, на овом мерном опсегу је веома мали, и обухваћен је несигурношћу ватметра. Придружена је Униформна расподела. Стандардна мерна несигурност ватметра је $u(P_m) = \frac{0,5}{\sqrt{3}} = 0,289\%$.
- $u(P_{mc})$ стандардна мерна несигурност ватметра при калибрацији сензора на референтни извор 1mW/50MHz. Декларисана максимална вредност несигурности

ватметра E4418B при калибрацији је $\pm 0,5\%$. Придružена је Униформна расподела, а стандардна несигурност при калибрацији сензора је $u(P_{mc}) = \frac{0,5}{\sqrt{3}} = 0,289\%$.

- $u(P_{cal})$ стандардна мерна несигурност излазног нивоа референтног осцилатора 1 mW/50MHz. Према спецификацији произвођача дефинисана промена нивоа је $\pm 0,5\%$ за годину дана (RSS), придружује се Нормална функција расподеле (2-сигма). Стандардна мерна несигурност је $u(P_{cal}) = \frac{0,5}{2} = 0,25\%$, (1-сигма)
- $u(D)$ стандардна мерна несигурност због дрифта ватметра E4419B и сензора. Проузрокована је дрифтом електронских кола ватметра и сензора E4413A који се користи. Према декларацији произвођача дрифт сензора E4413A је мањи од ± 15 pW, а придружена је Униформна расподела. Мерна несигурност дрифта се изражава релативно у односу на мерени ниво снаге 13 dBm (20 mW) или -30 dBm (1 μ W) у другом случају (табела 4.2). Стандардна мерна несигурност због дрифта сензора за 13 dBm је:

$$\frac{u(D)}{P_m} = \frac{15 \cdot 10^{-12}}{20 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{100}{\sqrt{3}} = 4,33 \cdot 10^{-8}\%$$

Стандардна мерна несигурност због дрифта сензора за ниво -30 dBm је $8,66 \cdot 10^{-4}\%$.

- $u(Z_s)$ је стандардна мерна несигурност због подешавања-сетовања нуле на ватметру и сензору. Одређена је врстом ватметра и сензора који се користи и у овом случају за сензор E4413A је декларисана вредност несигурности ± 50 pW, и придружује се Униформна расподела. За стандардне мерне несигурности $u(Z_s)$, $u(Z_c)$, $u(N)$ коефицијент осетљивости није једнак 1 ($c_i \neq 1$), као за остале разматране несигурности (* у табели). Овде ће бити приказан прорачун $c_i \cdot u(Z_s)$, ради једноставнијег приказа у табели. Коефицијент осетљивости c_i је дефинисан из парцијалних извода и износи $c_i = \left(\frac{1}{P_m} - \frac{1}{P_{cal}} \right)$. Стандардна мерна несигурност $u(Z_s)$, односно допринос несигурности $u(Z_s) \cdot c_i$ за мерени ниво снаге 13 dBm је:

$$c_i \cdot u(Z_s) = \left(\frac{1}{20 \text{ mW}} - \frac{1}{1 \text{ mW}} \right) \frac{50 \text{ pW}}{\sqrt{3}} \cdot 100\% = -950 \cdot \frac{50 \text{ pW}}{\sqrt{3}} \cdot 100\% = -2,74 \cdot 10^{-6}\%$$

За ниво снаге -30 dBm допринос несигурности $u(Z_s) \cdot c_i$ износи:

$$c_i \cdot u(Z_s) = \left(\frac{1}{1 \mu\text{W}} - \frac{1}{1 \text{ mW}} \right) \frac{50 \text{ pW}}{\sqrt{3}} \cdot 100\% = 999.000 \cdot \frac{50 \text{ pW}}{\sqrt{3}} \cdot 100\% = 0,0029\%$$

- $u(Z_c)$ је стандардна мерна несигурност због преношења нуле када се мења мерни опсег ватметра. За ватметар E4419B ова мерна несигурност је обухваћена са несигурношћу мерења снаге инструмента и не треба се посебно разматрати, тако да није приказана у табели. Код других ватметара је потребно да се разматра. И код мерне несигурности $u(Z_c)$ је $c_i \neq 1$ и износи $c_i = \left(\frac{1}{P_m} - \frac{1}{P_{cal}} \right)$, али је овде $c_i \cdot u(Z_c) = 0$.

- $u(N)$ је стандардна мерна несигурност због шума ватметра и сензора. Одређена је врстом ватметра и сензора који се користи и у овом случају за сензор E4413A је декларисана вредност несигурности ± 70 pW, и придружује се Униформна расподела. И код мерне несигурности $u(N)$ је $c_i \neq 1$, а допринос мерној несигурности, производ $c_i \cdot u(N)$ износи за ниво 13 dBm:

$$c_i \cdot u(N) = \left(\frac{1}{20 \text{ mW}} - \frac{1}{1 \text{ mW}} \right) \frac{70 \text{ pW}}{\sqrt{3}} \cdot 100\% = -950 \cdot \frac{70 \text{ pW}}{\sqrt{3}} \cdot 100\% = -3,84 \cdot 10^{-6}\%$$

За ниво снаге -30 dBm допринос стандардној мерној несигурности $u(N)^* c_i$ износи:

$$c_i \cdot u(ZS) = \left(\frac{1}{1 \mu W} - \frac{1}{1 mW} \right) \frac{70 pW}{\sqrt{3}} \cdot 100\% = 999.000 \cdot \frac{70 pW}{\sqrt{3}} \cdot 100\% = 0,0040\%$$

- $u(K_{ref})$ референтни фактор еталонирања, добијен за фреквенцију 50 MHz и износи увек $K_{ref}=1$. Како је то релативни број добијен нормализацијом са вредношћу фактор еталонирања за фреквенцију 50 MHz, његова вредност је $K_{ref}=1$, а несигурност је увек $u(K_{ref})=0$ и није разматран у табелама.

На основу анализе буџета мерне несигурности мерења снаге приказане у табелама 4.1 и 4.2, може се закључити:

- Одређене утицајне величине значајно доприносе мерној несигурности (обележено црвено), много више него остале. Три доминантне утицајне величине су несигурност нелинеарности сензора, несигурност фактора еталонирања сензора и несигурност неприлагођење сензора и потрошача.
- Допринос осталих утицајних величина појединачно је мали (означено жуто) или занемарљив (означено зелено).
- Нелинеарност сензора је међу најзначајнијим величинама по доприносу мерној несигурности. У овом примеру има највећи појединачни допринос МН, али и генерално у већини примера сензора снаге има велику утицај на МН. Ово је посебно изражено у погонским мерењима микроталасне снаге, где се сензори снаге користе за мерење широког опсега снага у различитим температурним условима. У тим условима примене ватметара, нелинеарност сензора посебно долази до изражаја и повећава значајно МН мерења снаге. најзначајнијим
- Досадашња пракса се углавном бавила минимизацијом мерне несигурности фактора еталонирања сензора и неприлагођења сензора и потрошача. До сада су постигнути веома добри резултати у том правцу.
- Нелинеарност сензора, као један од доминантних извора мерне несигурности је неоправдано занемарен. Потребно је дефинисати ефикасну методу која ће омогућити мерење нелинеарности сензора и корекцију резултата мерења снаге због нелинеарности и тако омогућити значајно смањење мерне несигурности мерења снаге. То би омогућило да се може утицати на појединачно највећи извор мерне несигурности мерења снаге. Ово је полазна хипотеза за реализацију овог истраживања и ове дисертације.
- Ако се изврши потпуна корекција нелинеарности сензора од 4,5%, из овог примера табела 4.1, мерна несигурност са 5,77% се смањује на 3,61%. То је релативно смањење МН за око 37%, што представља велико побољшање МН, унапређење методе мерења снаге и унапређење мерних карактеристика сензора.

5. МЕТОДЕ ЗА ЕТАЛОНИРАЊЕ СЕНЗОРА МИКРОТАЛАСНЕ СНАГЕ И МЕРЕЊЕ НЕЛИНЕАРНОСТИ СЕНЗОРА

У овом поглављу су представљени еталони микроталасне снаге и објашњен је појам, значај и начин остварења метролошке следивости у области микроталасне снаге. Такође представљене су основне методе за еталонирање сензора снаге и методе за мерење нелинеарности сензора снаге. Посебан осврт је дат на методу еталонирања сензора снаге применом трансфер еталона микроталасне снаге.

5.1 Еталони микроталасне снаге

5.1.1 Метролошка следивост микроталасне снаге

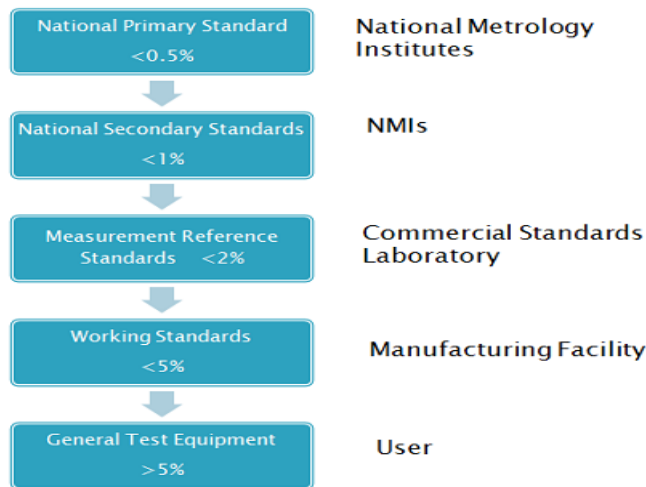
Као што је већ речено у уводном делу, мерење микроталасне снаге има велики значај у многим областима науке и привреде. Често постоји потреба да се нека мерења снаге морају поновити и упоредити у различитим местима, државама и са временском дистанцом уз употребу различитих метода мерења и различите мерне опреме. Тај захтев подразумева квалитетну мерну опрему, прецизне мерне методе и међународно прихваћен еталон микроталасне снаге, тј. практичну реализацију јединице ват (W) као референтну вредност.

Примарни еталон микроталасне снаге реализован је у облику **микрокалориметра**. Микрокалориметар је реализован у више националних метролошких института (НМИ), а први је направљен 1955. године у NIST (The National Institute of Standards and Technology) USA, научници Мекферсон и Керн. Микрокалориметри су реализовани и у другим технолошки развијеним државама и њиховим метролошким институтима или водећим лабораторијама: NPL-United Kingdom, PTB-Germany, LCIE-France, NPLI-India и др. Примарни еталон, микрокалориметар се чува и одржава у НМИ државе.

Микрокалориметар представља *национални примарни еталон* микроталасне снаге (*The primary standard или The national reference standards*). У пару са микрокалориметром, као функционална целина, иде посебно прилагођен термисторски сензор, тј. еталон микроталасне снаге нижег нивоа, *секундарни еталон* (*The secondary standard или The national working reference standard или The reference standard*). Постоје и еталони нижег нивоа *референтни еталони* који се налазе у метролошким лабораторијама (*The Measurement reference standard*) као и трансфер еталони (*Transfer standard*), [3], [14],[15].

Примарни еталони микроталасне снаге реализовани у различитим државама, међусобно се пореде у међународним интеркомпарацијама, ради утврђивања стања и потврђивања слагања карактеристика. Међународна интеркомпарација завршена 1986. године, када су учествовали примарни еталони из лабораторија RSRE, NIST, PTB, NRC и LCIE, показали су добро слагање ($\pm 0,15\%$) у односу на средњу тежинску вредност [52]. Мерен је ефективни коефицијент корисног дејства (ефективна ефикасност η_e) термисторске главе за фреквенцију 15 GHz. На овај начин је потврђена уједначеност националних еталона чије се вредности, еталонирањем помоћу секундарних и радних еталона, преносе на мерна средства за микроталасну снагу широм света и обезбеђује **метролошка следивост** [53][54]. Тако се кроз еталонирање, употребом еталона и мерила са потврђеном

метролошком следивошћу обезбеђује мерно јединство, прецизност и тачност мерења микроталасне снаге широм света.



Слика 5.1: Ланац метролошке следивости и мерна несигурност.

Сваки од еталона у ланцу следивости има своју мерну несигурност, коју преноси на еталоне нижег нивоа и на мерила у процесу еталонирања. Тако се мерна несигурност, која је најмања код примарног еталона (микрокалориметра), постепено повећава све до мерних сензора снаге и једнака је збиру свих несигурности у ланцу еталонирања [54]. На слици 5.1. је приказана ланац метролошке следивости и приближан ниво мерне несигурности еталонирања еталонских сензора микроталасне снаге.

У процесу преношења метролошке следивости микроталасне снаге, поред НМИ који чувају микрокалориметре (примарне и секундарне еталоне) учествују и акредитоване метролошке лабораторије које врше еталонирање еталона нижег нивоа и мерила. Квалитет рада метролошких лабораторија зависи највише од еталона и опреме којим располажу и колика им је мерна несигурност, односно где је остварена метролошка следивост. За величину мерне несигурности веома је битно колико је корака између примарног еталона и референтног еталона примењеног у некој лабораторији, слика 5.1.

Национални метролошки институт Србије, Дирекција за мере и драгоцене метале (ДМДМ), не поседује еталоне за микроталасну снагу. Метролошка следивост микроталасне снаге у Србији остварује се преко референтног војног еталона за микроталасну снагу, који се налази у метролошкој лабораторији МЛ-02 Техничког опитног центра Београд и војног метролошког система, који остварује следивост до NIST-а.

5.1.2 Микрокалориметар, примарни еталон микроталасне снаге

Микрокалориметар је посебна врста калориметара који се примењују као примарни еталони микроталасне снаге. Рад му се заснива на супституционом калориметарском принципу, где се једносмерна DC снага супституише са примењеном микроталасном снагом [14][15][2][60].

Основна примена микрокалориметара је одређивање *ефективног коефицијента корисног дејства* η_e (ефективне ефикасности) посебно прилагођене **референтне главе** (секундарни еталон) који се користи у пару са микрокалориметром. Мерење ефективне ефикасности глава се изводи на 10 mW, а мерна несигурност је од 0,2% до 0,4% за фреквенцијски опсег од 50 MHz до 18 GHz, односно до 1,6% (за $k=2$) за опсег од 50 GHz.

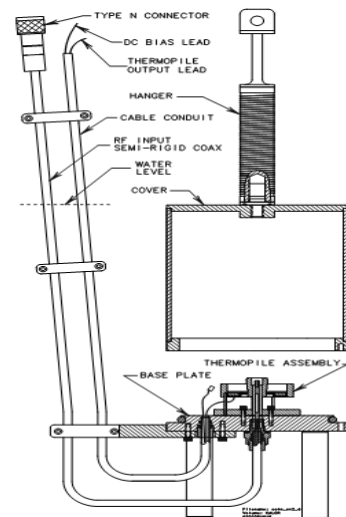
Микроталасна снага односно, ефективни коефицијент корисног дејства η_e се суштински мери као релативна промена температуре референтне главе у калориметру и промене супституисане једносмерне снаге кроз референтну главу, за случај када се доводи микроталасна снага и када није примењена микроталасна снага. Мерење се изводи у посебном термостатираном купатилу, високе стабилности температуре (50 μ K), ради изоловања од спољашњих температурних утицаја.

Микрокалориметар се израђује са коаксијалним (N, 3,5 mm, 2,4 mm) и таласоводним прикључцима, од чега зависи фреквенцијски опсег примене. Коаксијални водови, таласоводи и мерни прикључци су врло прецизне израде да би се остварио што мањи коефицијент рефлексије и тиме смањио утицај неприлагођења. Група микрокалориметара реализована у NIST који су национални еталон микроталасне снаге SAD покривају фреквенцијски опсег за коаксијалне главе од 50 MHz до 50 GHz и таласоводне главе од 18 GHz до 110 GHz.

Национални еталон микроталасне снаге SAD, NIST (слика 5.2) састоји се од микрокалориметра - примарног еталона и одговарајуће посебно прилагођене референтне термисторске главе - секундарни еталон. Микрокалориметар се користе за одређивање ефективног коефицијента корисног дејства η_e само посебно конструисане термисторске главе, које се након тога користе за еталонирање **референтних еталона** (који се налазе у независним метролошким лабораторијама). Референтни еталони се користе за прецизна мерења и за еталонирање **трансфер еталона микроталасне снаге**. Трансфер еталони микроталасне снаге се користе за еталонирање мерних сензора микроталасне снаге у комерцијалним метролошким лабораторијама. На овај начин се обезбеђује метролошка следивост мерења микроталасне снаге од примарног еталона до мерила тј. сензора снаге (слика 5.1).



а)



б)

Слика 5.2: а) Коаксијални микрокалориметар и референтни еталон-термисторски сензор, б) блок шема микрокалориметра (NIST).

Микрокалориметар са спојеним прилагођеним термисторским сензором (**the reference standard**) и затвореним кућиштем спушта се у термостатирано купатило. Термисторски сензор се спаја на самобалансирајући ватметар (NIST тип 4) и доводи се одређен ниво једносмерне DC снаге која се дисипира на термистору и загрева термистор, тако да се отпорност стабилише на 200 Ω . После температурне стабилизације доводи се микроталасна снага што повећава дисипацију на термистору. Да би се одржао константан

отпор термистора повратна петља ватметра смањује ниво DC снаге (сразмерно примењеној микроталасној снази) и отпор термистора одржава константним (укупна дисипација је једнака). Промену нивоа DC снаге мери ватметар и то је једносмерна супституисана снага P_{DCsub} . Микроталасна снага, која уђе у сензор P_{RF} , не дисипира се сва у термистору, већ се део снаге губи и дисипира се у зидовима сензора, диелектрику, спојевима и сл. Постоји и разлика у деловању DC и микроталасне снаге на термистор. Ови губици микроталасне снаге проузрокују додатно повећање температуре тела термисторског сензора. У телу микрокалориметра су уграђени термопарови који мере разлику температуре када је примењена микроталасна снага и када није (мере укупну микроталасну снагу која је ушла у микрокалориметар, тј. сензор). Уз примену одређених коефицијената корекције и мерења нивоа P_{DCsub} снаге у сензору (мери се напон) и промене температуре у микрокалориметру (односно напона термопара, тј. укупне снаге која је ушла у сензор) одређује се ефективна ефикасност η_e термисторског сензора [60].

Температура термопара и $P_{DC,sub}$ снага, мере се посредно, преко мерења DC напона, а тиме се и мерење микроталасне снаге своди на мерење једносмерног напона. Еталон једносмерног напона је реализован са много бољом мерном несигурношћу од еталона микроталасне снаге.

5.1.3 Референтни и трансфер еталони микроталасне снаге

Референтни еталони и трансфер еталони микроталасне снаге су врсте еталона микроталасне снаге, који су конструисани и прилагођени за пренос фактора еталонирања (K) са секундарног еталона микроталасне снаге на радне еталоне и мерне сензоре микроталасне снаге. На тај начин се успоставља метролошка следивост мерења микроталасне снаге од примарног еталона преко секундарног, референтног и трансфер еталона до сваког појединачног мерног сензора снаге тј. микроталасног ватметра.

Референтни еталони и трансфер еталони микроталасне снаге су обично термостатиране термисторске главе. Термостатиране термисторске главе су изабране због добре дуготрајне стабилности, високе линеарности, могућности изузетно прецизног мерења DC супституисане снаге и високе температурне стабилности, која се постиже термостатирањем кућишта. Посебно се водило рачуна о прецизности израде конектора да би се коефицијент рефлексије (Γ) смањио на минимум и тиме минимизирале грешке због неприлагођења. Референтни еталон и трансфер еталон се обично раде у пару ради што бољег прилагођења конектора. Термостатирање сензора је важно за отклањање утицаја промене температуре околине. На тај начин се постиже стабилност температуре од око ± 1 mK, при унутрашњој температури кућишта сензора од 60° C.

Референтни еталон (слика 5.3А) је завршни високо квалитетни термисторски сензор снаге који завршава коаксијални или таласоводни вод и сва снага са преносне линије се апсорбује у сензору. Назива се **завршни референтни еталон микроталасне снаге** (The Terminating RF Power Standard или The Primary RF Power Transfer Standard). Његов фактор еталонирања се обележава са K_1 . Он се може еталонира директно са секундарним еталоном микроталасне снаге, (у NIST помоћу вишеспojника „six-port“), а користити за пренос фактора еталонирања са секундарног еталона микроталасне снаге на трансфер еталон и за веома прецизна мерења микроталасне снаге (референтни извори снаге 1 mW/50 MHz, слабљење прелаза, еталонских ослабљивача и др.). За мерење DC супституисане снаге (P_{DCsub}) користи се у комбинацији са самобалансирајућим ватметром NIST тип 4 и омогућава најтачније могуће мерење микроталасне снаге, тј. DC

супституисане снаге. Обично има факторе еталонирања са директном следивошћу до NIST тј. до секундарног еталона. Мерна несигурност фактора еталонирања за фреквенцијски опсег од 100 kHz до 26,5 GHz је од 0,8% до 2,2% (за $k=2$). Конектори су посебно прецизно израђени због смањења коефицијента рефлексије и неприлагођења [44][45][55][56][21].



Слика 5.3: а) Референтни еталон, б) Трансфер еталон микроталасне снаге.

Фактор еталонирања K_1 завршног референтног еталона је дефинисан изразом (4.41) и одређује се еталонирањем помоћу секундарног еталона [64] на основу израза (5.1):

$$K_1 = \frac{P_{sub}}{P_i} = \frac{P_{dc1}}{P_{RF}} \quad (5.1)$$

$$P_{dc1} = \frac{(V_1)^2 - (V_2)^2}{200} \quad (3.8)$$

Где је:

K_1 фактор еталонирања завршног референтног еталона, са следивошћу до NIST,

P_{sub} ниво супституисане једносмерне DC снаге у еталон сензору,

P_i ниво укупне доведене-инцидентне микроталасне снаге на еталон сензор ($P_{RF} = P_i$),

P_{RF} ниво укупне доведене МТ снаге на еталон одређен са секундарним еталоном,

P_{dc1} ниво супституисане једносмерне снаге измерен на ватметру типа NIST 4, који се одређује на основу формуле (3.8),

V_1 напон на прецизном отпорнику ватметра без доведене МТ снаге,

V_2 напон на прецизном отпорнику ватметра када је доведена МТ снаге,

200 номинални отпор термистора 200 Ω .

Ако се завршни референтни еталон и одговарајући ватметар NIST-4 (мерни мост) примењује за изузетно прецизно мерење снаге примењује се образац (5.2):

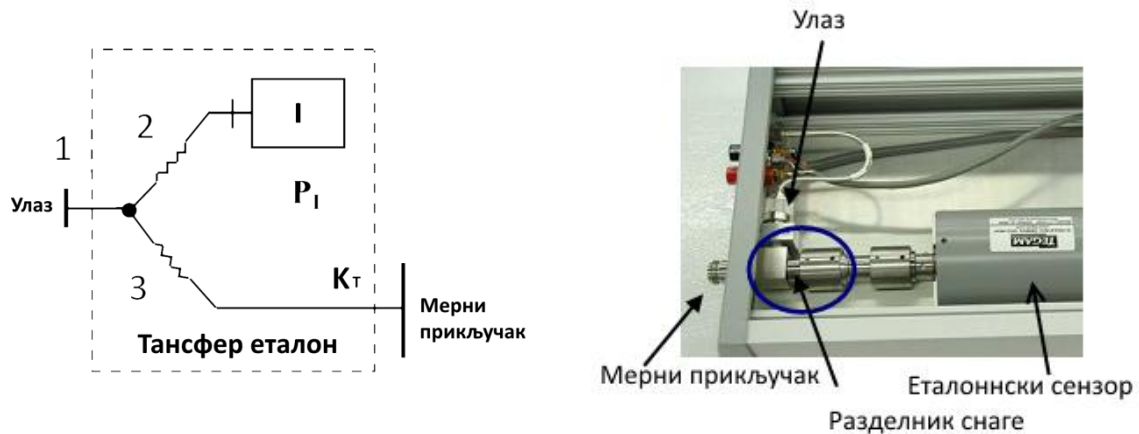
$$P_{RF} = \frac{P_{dc1}}{K_1} \quad (5.2)$$

У том случају је P_{RF} је ниво примењене микроталасне снаге на референтни еталон, измерени ниво снаге, а K_1 је фактор еталонирања завршног референтног еталона.

Трансфер еталон микроталасне снаге, (Feedthrough RF Power Standard или The Working RF Power Transfer Standards), слика 5.3 б). Намењен је за еталонирање радних еталона и мерних сензора снаге (*SUT- sensor under test*) [21][44][45].

Трансфер еталон микроталасне снаге представља комбинацију референтног еталона снаге (завршног сензора) и прецизног 2-отпорног разделника снаге (слика 5.4). У једну

грану разделника полуфиксно је везан референтни еталон микроталасне снаге, а друга грана разделника представља мерни прикључак на коју се емитује снага. У другу грану разделника веже се сензор који се еталонира (SUT). Микроталасна снага се доводи на улаз разделника и дели се на два једнака дела. Један део снаге се води на еталонски сензор, а други део снаге се води на мерни прикључак (тест прикључак) разделника, на који је повезан SUT.



Слика 5.4: Блок шема и конструкција трансфер еталона микроталасне снаге.

За трансфер еталон дефинише се фактор еталонирања (K_T), који обухвата карактеристике фиксне комбинације референтни еталон-разделник снаге. Са K_T је прецизно одређен ниво снаге на мерном прикључку. Приликом одређивања K_T обухваћени су губици и трансфер еталона и разделника снаге (еталон сензор и разделник су фиксно везани). Разделник снаге који се користи у трансфер еталону је посебно прецизан и упарен са трансфере еталоним. Разделник се може сматрати приближно идеалним (тј. да је симетричан и реципрочан) и са посебно прецизно израђеним конекторима ради смањења коефицијента рефлексије и неприлагођења на референтни еталон при еталонирању.

Због своје специфичне конструкције и намене, да даје прецизан ниво МТ снаге на мерном прикључку, фиксне везе еталонског сензора и делитеља снаге, који се еталонирају заједно у пару, са применом посебно прилагођеног референтног еталона, **фактор еталонирања трансфер еталона K_T је дефинисан другачије у односу на остале завршне сензоре и израз (4.41)**. Фактор еталонирања K_T је дефинисан изразом (5.3) [64]:

$$K_T = \frac{P_{sub}}{P_{gZ0}} \quad (5.3)$$

Фактор еталонирања трансфер еталона K_T је дефинисан као однос промене измерене једносмерне супституисане ДС снаге у сензору (P_{sub}) према укупној микроталасној снази P_{gZ0} која се доставља на мерни прикључак, када је мерни прикључак затворен са оптерећењем карактеристичне импедансе система ($Z_1=Z_0$). Ако се трансфер еталон посматра као нивелисани генератор, на његовом излазу (мерном прикључку) је тада прикључено оптерећење карактеристичне импедансе Z_0 и може се сматрати да генератор испоручује прилагођеном оптерећењу снагу P_{gZ0} .

Практично, трансфер еталон се еталонира помоћу референтног еталона (који је претходно еталониран) који се спаја на мерни прикључак и мери укупну расположиву МТ снагу на мерном прикључку P_{RF} . Фактор еталонирања трансфер еталона K_T се израчунава на основу следећих израза:

$$K_T = \frac{P_{dcT}}{P_{RF}} = K_1 \frac{P_{dcT}}{P_{dc1}} ; \quad P_{RF} = \frac{P_{dc1}}{K_1} \quad (5.4)$$

Где је:

K_T фактор еталонирања трансфер еталона,

P_{dcT} ниво супституисане једносмерне снаге измерен на ватметру типа NIST 4 прикључен на трансфер еталон,

P_{RF} ниво микроталасне снаге који се доставља на мерни прикључак и коју мери референтни еталон,

K_1 фактор еталонирања референтног еталона, са следивошћу до NIST,

P_{dc1} ниво супституисане једносмерне снаге измерен на ватметру типа NIST 4 прикључен на референтни еталон.

Трансфер еталон се користи за прецизно еталонирање радних еталона и мерних сензора микроталасне снаге у метролошким лабораторијама где се захтева мала мерна несигурност. Фактор еталонирања завршних мерних сензора микроталасне снаге се обележава са K_{SUT} . Сензор на еталонирању (SUT) се прикључи на одговарајући ватметар и прикључи на трансфере еталон на мерни прикључак. Прво се одреди ниво примењене снаге која се доводи на мерни прикључак P_{RF} , а затим и снага коју мери сензор SUT, тј. читавање са одговарајућег ватметра P_m . Фактор еталонирања завршног сензора K_{SUT} одређује се на основу релација:

$$P_{RF} = \frac{P_{dcT}}{K_T} \quad (5.5)$$

$$K_{SUT} = \frac{P_m}{P_{RF}} = K_T \frac{P_m}{P_{dcT}} \quad (5.6)$$

Где је:

P_{RF} ниво доведене микроталасне снаге на мерни прикључак трансфер еталон,

P_{dcT} ниво супституисане једносмерне снаге измерен на ватметру типа NIST 4 прикључен на трансфер еталон,

K_T фактор еталонирања трансфер еталона,

K_{SUT} фактор еталонирања завршног сензора SUT,

P_m ниво снаге очитан на одговарајућем ватметру на који је прикључен SUT,

Фактор еталонирања (K) је однос измерене снаге P_m и доведене снаге на сензор P_{RF} . То је неименован број између 0 и 1. Може се изразити у процентима (%) или у децибелима (dB).

$$K(\%) = K \cdot 100\% \quad \text{или} \quad K(\text{dB}) = 10 \cdot \log(K) \quad (5.7)$$

У претходним разматрањима и изразима нису узете у обзир реалне импедансе и неприлагођења, већ се посматрао идеалан и упрошћен случај. Разматрање са реалним импедансама ће се обавити у наредном излагању о методама еталонирања сензора.

Поред референтног и трансфер еталона (који су обично термисторски сензори), као еталони микроталасне снаге могу се користити и други типови сензора снаге

(термисторски, термопретварачки или диодни), ако имају одређене карактеристике. Прво је потребно да је сензор еталониран и да има одговарајућу метролошку следивост, са прихватљивом мерном несигурношћу, да има потребну стабилност и прецизност мерења. Такав сензор се назива **радни еталон** и служи за мање захтевна еталонирања и мерења.

5.2 Методе за еталонирање сензора микроталасне снаге

Сензор микроталасне снаге се може комплетно окарактерисати фактором еталонирања K , који представља однос DC супституисане снаге у сензору (P_{sub}) и инцидентне РФ снаге на улазу сензора (P_i) и дефинисан је у изразима (2.19) и (2.20) и приказан поново у изразу (5.8):

$$K = \frac{P_{sub}}{P_i} = \eta_e(1 - |\Gamma|^2) \quad (5.8)$$

Израз (5.8) дефинише и однос између K фактор еталонирања, η_e ефективне ефикасности сензора и Γ коефицијента рефлексије сензора. Фактор еталонирања K обједињава у себи губитке у сензору због ефективне ефикасности и због рефлексије на сензору, и у томе се и огледа његов значај за мерење МТС. Треба напоменути и да је фактор еталонирања за трансфер еталон K_2 дефинисан другачије, на основу израза (5.3).

Ефективна ефикасност η_e је карактеристика сензора која се дефинише као однос DC супституисане снаге у сензору (P_{sub}) и укупне апсорбоване снаге на улазу у сензор (P_{gl}) током мерења, дефинисана је у изразу (2.18) [2][3][19][58] и приказан у изразу (5.9). Ефективна ефикасност је независна од губитака због неприлагођења на сензору.

$$\eta_e = \frac{P_{sub}}{P_{gl}} \quad (5.9)$$

Досадашњи уобичајени поступак еталонирања сензора снаге састоји се у одређивању два кључна параметра, који се могу посматрати и одређују се независно, а то су фактор еталонирања K и коефицијент рефлексије сензора Γ .

Коефицијент рефлексије сензора Γ је комплексна, фреквенцијски зависна, величина која се мери помоћу векторског анализатора мрежа VNA (када се одређује модуо и фаза) или помоћу скаларног анализатора мреже (рефлектометарска метода) када се одређује само модуо коефицијент рефлексије $|\Gamma|$. Одређивање коефицијента рефлексије сензора је значајно због његовог утицаја на несигурност неприлагођења (M), као једне од доминантних утицајних величина за тачност мерења снаге, а тиме и еталонирање сензора. У овом раду се неће даље разматрати методе одређивања коефицијента рефлексије сензора.

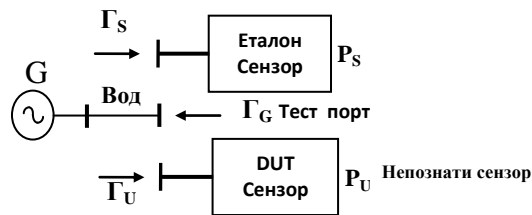
Друга карактеристика сензора која се одређује при еталонирању је фреквенцијска зависност фактора еталонирања сензора K . Основна метода за одређивање фактора еталонирања сензора K је **метода компарације снага**. Метода компарације се састоји у мерењу и поређењу измерених снага на еталонском и непознатом сензору и трансферу фактора еталонирања са еталонског на непознати сензор. На тај начин се успоставља метролошка следивост од примарног еталона (микрокалориметра) до мерних сензора. Метода компарације има више варијанти примене од којих ће неке бити објашњене у наставку рада. За термопретварачке и диодне сензоре K се одређује директно при еталонирању, а за еталонске термисторске и термопретварачке сензоре могуће је у примарним метролошким лабораторијама одредити директно ефективну ефикасност

сензора η_e [59], а затим помоћу израза (5.8) израчунати K или директно одредити K неком од метода за еталонирање, што је уобичајени поступак у метролошким лабораторијама. Микрокалориметар је примарни еталон микроталасне снаге и он омогућава директно одређивање ефективне ефикасности η_e за посебно прилагођен термисторски или термопретварачки еталонски сензор (working primary standard or reference standard) са најмањом мерном несигурношћу. Тако еталониран "Reference standard" користи се даље за пренос фактора еталонирања K на остале еталонске сензоре. Еталонирање сензора, тј. одређивање фактора еталонирања K се врши за један одређени ниво снаге (обично је то 1 mW).

Ако посматрамо ватметар са сензором снаге као целину, онда треба напоменути да се код термопретварачких и диодних ватметара, поред сензора снаге, еталонирању подлеже и референтни извор снаге 1 mW/50 MHz. Методе за еталонирање и мерење коефицијента рефлексије Γ и референтног извора су различите и независне и неће се даље разматрати у овом раду. У овој дисертацији и истраживању смо се фокусирали на методе еталонирања, тј. одређивања, фактора еталонирања сензора снаге K и мерење нелинеарности сензора снаге.

5.2.1 Метода компарације са директном супституцијом

Основна и најједноставнија метода за одређивање фактора еталонирања K или ефективне ефикасности η_e непознатог сензора је **метода компарације са директном супституцијом на стабилни извор** (en. the direct comparison transfer method or the direct comparison or the direct substitution). Метода се састоји у алтернативном прикључењу непознатог сензора DUT (U) и еталонског сензора (S) на стабилни извор микроталасне снаге (слика 5.5) и израчунавање односа два фактора еталонирања K или ефективне ефикасности η_e . Код еталонирања се суштински и врши трансфер фактора еталонирања K или ефективне ефикасности η_e са еталона на непознати сензор.



Слика 5.5: Метода компарације са директном супституцијом на стабилни извор снаге.

На основу израза за апсорбовану РФ снагу у сензору P_{gl} (4.21), (4.22) и дефиниције ефективне ефикасности η_e израз (2.18) могуће је наћи однос ефективне ефикасности непознатог сензора η_{eU} (U) и еталонског сензора η_{eS} (S) израз (5.10):

$$\frac{\eta_{eU}}{\eta_{eS}} = \frac{\frac{P_{subU}}{P_{glU}}}{\frac{P_{subS}}{P_{glS}}} = \frac{\frac{P_{subU}}{P_{gZ_0} \frac{1-|\Gamma_U|^2}{|1-\Gamma_G\Gamma_U|^2}}}{\frac{P_{subS}}{P_{gZ_0} \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_G\Gamma_S|^2}}} = \frac{P_{subU}}{P_{subS}} \frac{(1-|\Gamma_S|^2)}{(1-|\Gamma_U|^2)} \frac{|1-\Gamma_G\Gamma_U|^2}{|1-\Gamma_G\Gamma_S|^2} \quad (5.10)$$

У изразу (5.10) је P_{subU} супституисана снага на DUT сензору, P_{subS} супституисана снага на еталонском сензору, P_{glU} апсорбоване РФ снаге у DUT сензору и еталонском сензору

P_{glS} , док су $\Gamma_G, \Gamma_S, \Gamma_U$ коефицијенти рефлексије генератора, еталонског сензора и непознатог DUT сензора [58][59][61][59].

На основу израза (5.10) може се одредити вредност ефективне ефикасности непознатог сензора η_{eU} са изразом (5.11). Ако је позната ефективна ефикасност еталонског сензора η_{eS} (добива се од НМИ, од произвођача сензора или метролошке лабораторије) и однос измерених супституисаних снага на сензору (P_{subU}) и еталону (P_{subS}), може се израчунати ефективна ефикасност непознатог сензора (η_{eU}). Део израза (5.11) P_{kol} је однос снага измерених непознатим сензором и еталоном, а део израза M_1M_2 представља утицај неприлагођења.

$$\eta_{eU} = \eta_{eS} \cdot \frac{P_{subU}}{P_{subS}} \cdot \frac{(1-|\Gamma_S|^2)}{(1-|\Gamma_U|^2)} \cdot \frac{|1-\Gamma_G\Gamma_U|^2}{|1-\Gamma_G\Gamma_S|^2} = \eta_{eS} \cdot P_{kol} \cdot M_1M_2 \quad (5.11)$$

Ако имамо случај да није позната ефективна ефикасност η_{eS} еталона, а познат је фактор еталонирања еталонског сензора K_S (што је најчешћа ситуација у пракси) из израза (5.10) и (5.8) се може извести однос супституисаних снага на непознатом сензору (P_{subU}) и еталонском сензору (P_{subS}), израз (5.12):

$$\frac{P_{subS}}{P_{subU}} = \frac{\eta_{eS}}{\eta_{eU}} \cdot \frac{(1-|\Gamma_S|^2)}{(1-|\Gamma_U|^2)} \cdot \frac{|1-\Gamma_G\Gamma_U|^2}{|1-\Gamma_G\Gamma_S|^2} = \frac{K_S}{K_U} \cdot \frac{|1-\Gamma_G\Gamma_U|^2}{|1-\Gamma_G\Gamma_S|^2} = \frac{K_S}{K_U} \cdot \frac{M_{GU}}{M_{GS}} = \frac{P_S}{P_U} \quad (5.12)$$

где су: $\Gamma_G, \Gamma_S, \Gamma_U$ коефицијенти рефлексије генератора, еталонског сензора и непознатог сензора, K_S је фактор еталонирања еталонског сензора са кога се преноси следивост, $P_{subU}=P_U$ је DC супституисана снага у сензору U, тј. снага коју мери ватметар са непознатим сензором U, $P_{subS}=P_S$ је DC супституисана снага у еталонском сензору, тј. снага коју мери ватметар са еталонским сензором S. Надаље у тексту ради једноставнијег означавања P_U је снага коју мери ватметар са непознатим сензором U, а P_S је снага коју мери ватметар са еталонским сензором S. Треба нагласити да је $P_{subS}=P_S$ и $P_{subU}=P_U$.

Из израза (5.12) може се коначно извести израз за израчунавање фактора еталонирања непознатог сензора K_U , израз (5.13):

$$K_U = K_S \frac{P_{subU}}{P_{subS}} \cdot \frac{|1-\Gamma_G\Gamma_U|^2}{|1-\Gamma_G\Gamma_S|^2} = K_S \frac{P_U}{P_S} \cdot \frac{M_{GU}}{M_{GS}} \quad (5.13)$$

$$M_{GU} = |1 - \Gamma_G\Gamma_U|^2; \quad M_{GS} = |1 - \Gamma_G\Gamma_S|^2 \quad (5.14)$$

У изразу (5.13) и (5.14) M_{GU} је фактор неприлагођења генератора и непознатог сензора и M_{GS} је фактор неприлагођења генератора и еталонског сензора. Вредности коефицијенти рефлексије $\Gamma_G, \Gamma_S, \Gamma_U$ су обично непознате или су познате само вредности модула $|\Gamma|$, а фаза Γ је непозната. Посебно је сложено мерење коефицијента рефлексије генератора Γ_G . Ова два фактора M_{GU}, M_{GS} се обично не могу потпуно тачно израчунати и узрок су несигурности неприлагођења при еталонирању. Вредност стандардне несигурности због неприлагођења се рачуна на основу израза (4.47) и (4.48). Ако се познају све вредности $\Gamma_G, \Gamma_S, \Gamma_U$ (на основу мерења са VNA познати су модуо $|\Gamma|$ и фаза θ коефицијента рефлексије), вредност ова два фактора се може тачно израчунати (4.30) и извршити корекција мерења, и тада ће се мерна несигурност због неприлагођења значајно смањити, израз (5.15). Ипак се мора имати на уму да остаје мерна несигурност мерења комплексних величина $\Gamma_G, \Gamma_S, \Gamma_U$, али ће се мерна несигурност значајно смањити.

$$K_U = K_S \cdot \frac{P_U}{P_S} \cdot \frac{|1-\Gamma_G\Gamma_U|^2}{|1-\Gamma_G\Gamma_S|^2} = K_S \cdot \frac{P_U}{P_S} \cdot \frac{1+|\Gamma_G|^2|\Gamma_U|^2-2|\Gamma_G||\Gamma_U|\cos(\theta_U+\theta_G)}{1+|\Gamma_G|^2|\Gamma_S|^2-2|\Gamma_G||\Gamma_S|\cos(\theta_S+\theta_G)} \quad (5.15)$$

Ова метода еталонирања је веома једноставна, брза и лака за реализацију али је "груба" и даје релативно велику мерну несигурност, ако се не врши корекција

неприлагођења према изразу (5.15). У случају да се примени VNA и измере све вредности Γ_G , Γ_S , Γ_U ради извршења корекције, то може значајно унапредити и смањити мерну несигурност али је повезано са скупом опремом и компликованим мерењем Γ_G генератора са VNA и сложеним прорачуном корекције и прорачуном мерне несигурности. Ова метода еталонирања без корекције фактора неприлагођења M_{GU}/M_{GS} не може обезбедити малу мерну несигурност еталонирања, али се ипак може применити за мање захтевна еталонирања, развојне евалуације нових метода и за индустријске примене, где није захтевана изузетно мала мерна несигурност еталонирања.

Треба напоменути да поред несигурности неприлагођења треба укључити у процену и друге изворе несигурности као што су поновљивост спајања конектора, шум, утицај савијања каблова, дрефт, нелинеарност сензора, грешка фреквенције, ако нису занемарљиве при практичној примени. Ови утицаји нису обухваћени у изразу (5.15).

У изразу (5.12), однос снага које мери еталонски сензор и непознати сензор P_S/P_U , биће једнак односу фактора еталонирања K_S/K_U само ако је однос неприлагођења M_{GU}/M_{GS} једнак јединици. То најчешће није случај и због тога је неприлагођење генератора и сензора (S) или непознатог сензора (U) један од најзначајнијих узрока грешке одређивања фактора еталонирања K али и мерења снаге уопште. На основу израза (5.12) могуће је дефинисати два начина да се смањи или елиминише грешка неприлагођења, тј. реализује прилагођени-нерефлектујући извор (Matched source) [58], а тиме су одређене и две варијанте за унапређење методе компарације са директном супституцијом.

Прва варијанта је **метода компарације директном супституцијом на нерелектујући извор применом тјунера**. Тјунер заједно са прорезаним мерним водом (Slotted line) се умеће између генератора и мерног прикључка за DUT сонде, и на тај начин је помоћу тјунера могуће минимизирати вредност коефицијента рефлексије генератора (практично до нивоа да је $\Gamma_G \approx 0$). Тиме се постиже да је однос фактора неприлагођења M_{GU} и M_{GS} у (5.12) и (5.13) приближно једнак јединици, тј. неприлагођење се може практично занемарити. Вредности фактора еталонирања K_U су пропорционалне односу снага P_U/P_S и K_S у складу са обрасцем (5.13).

Друга варијанта за смањење неприлагођења је **метода компарације директном супституцијом на стабилизан извор применом усмереног спрежњака (дирекционог каплера)**. Усмерени спрежњак се умеће између генератора и мерног прикључка сензора, ради стабилизације амплитуде генератора. Примена спрежњака са високом директивношћу за стабилизацију амплитуде генератора доприноси да се додатно постигне и веома мала вредност еквивалентног коефицијента рефлексије генератора Γ_{EG} (практично је $\Gamma_{EG} \approx 0$), а тиме и занемариво неприлагођење M_{EGU} , M_{EGS} . Примена наведене две методе је ограничена осетљивошћу стабилности генератора, сложеним поступком подешавања-тјунера, релативно уским опсегом рада каплера [58].

Наравно постоје и друге методе, које обухватају комбинацију претходне три методе и комбинују примену тјунера, каплера и стабилизације нивоа генератора. На тај начин се добија скоро идеалан нерелектујући извор и веома мала мерна несигурност. Постоји и метода изједначавања снаге "The power equation" која даје вероватно најнижу несигурност при компарацији сензора [62]. На жалост ове методе су повезане са поседовањем сложене опреме, захтевним и дуготрајним процесом мерења [58] и овде се неће детаљније разматрати. Ове методе се углавном примењују у примарним метролошким лабораторијама за еталонирања и мерења где се захтева минимална

мерна несигурност и које су веома добро опремљене (нпр. еталонирање или компарације референтних еталона и сл.).

5.2.2 Метода компарације снага са применом делитеља снаге

У циљу даљег унапређења метода еталонирања сензора снаге, смањења мерне несигурности неприлагођења и једноставности употребе у широком опсегу фреквенција уведена је примена још једне пасивне компоненте, коаксијални дво-отпорни делитељ снаге (*power splitter*) у комбинацији са методом компарације са директном супституцијом. Дво-отпорни делитељ се користи за побољшање ефективног излазног прилагођења извора микроталасне снаге при стабилизацији излазног нивоа снаге или мерењу односа снага. Применом дво-отпорног делитеља снаге настала је нова метода за еталонирање сензора **Компарације снага са применом дво-отпорног делитеља снаге**, која се примењује у две варијанте [58][61][63][59]:

- Метода истовремене компарације снага са применом делитеља снаге (*The simultaneous power comparison method using power splitter or parallel power ratio method*),
- Метода наизменичне компарације снага са применом делитеља снаге (*The sequential power comparison method using power splitter or the method of direct comparison transfer using power splitter*).

5.2.2.1 Метода истовремене компарације снага са применом делитеља снаге

Метода истовремене компарације снага са применом делитеља снаге (слика 5.6) се састоји у следећем: Генератор сигнала се спаја директно на улаз или грану 1 дво-отпорног делитеља снаге, у грану 3 делитеља веже се еталонски сензор (S) који мери снагу P_S , а у грану 2 се веже непознати сензор DUT (U) који мери снагу P_U . Оба сензора се прикључују на одговарајуће ватметре. Мерење се састоји у томе да се паралелно (скоро истовремено) очитава снага P_S и P_U на оба сензора. У овој мерној конфигурацији (слика 5.6), користећи скатеринг-S параметре три-портног микроталасног склопа делитеља снаге и дефинисани однос инцидентних снага на излазу 2 и 3 делитеља P_{iU} и P_{iS} [58][61] и израз (5.8), однос снага које мери непознати сензор P_U и еталонски сензор P_S може се приказати изразом (5.16), [58][61]:

$$\frac{P_U}{P_S} = \frac{P_{iU} \cdot K_U}{P_{iS} \cdot K_S}$$

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

$$\frac{P_U}{P_S} = \left| \frac{S_{21}}{S_{31}} \right|^2 \cdot \frac{\left| 1 - \left(S_{33} - \frac{S_{23}S_{31}}{S_{21}} \right) \Gamma_S \right|^2}{\left| 1 - \left(S_{22} - \frac{S_{32}S_{21}}{S_{31}} \right) \Gamma_U \right|^2} \cdot \frac{K_U}{K_S} ; \text{ за } \frac{k_2}{k_3} = 1 \quad (5.16)$$

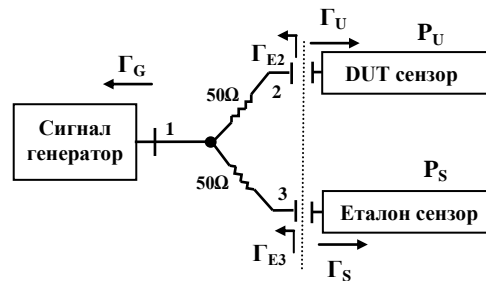
где S_{ij} ($i, j=1,2,3$) представљају S параметре делитеља снаге, P_{iU} и P_{iS} су инцидентне снаге на непознатом сензору U и еталонском S и K_U , K_S су фактори еталонирања сензора U и S. Однос $k_2/k_3=1$ обухвата поновљивост спајања конектора, флексибилност каблова и сл., апроксимира се вредношћу 1, а улази у укупну мерну несигурност мерења. У складу са

обрасцем (5.8) и (5.16) може се добити зависност односа снага P_U/P_S и односа фактора еталонирања непознатог сензора и еталонског сензора K_U/K_S , израз (5.17):

$$\frac{P_U}{P_S} = \left| \frac{S_{21}}{S_{31}} \right|^2 \frac{|1-\Gamma_{E3}\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{E2}\Gamma_U|^2} \frac{K_U}{K_S} \quad (5.17)$$

Вредности Γ_{E2} и Γ_{E3} су еквивалентни коефицијенти рефлексије генератора на излазу 2 и 3 делитеља, одређени су S параметрима делитеља, и дефинисане су изразом (5.18):

$$\Gamma_{E3} = S_{33} - \frac{S_{23}S_{31}}{S_{21}}; \quad \Gamma_{E2} = S_{22} - \frac{S_{32}S_{21}}{S_{31}} \quad (5.18)$$



Слика 5.6: Метода истовремене компарације снага са применом делитеља снаге.

Вредност фактора еталонирања непознатог сензора K_U , овом методом одређен је на основу израза (5.17) и приказана је у изразу (5.19), [61][58]:

$$K_U = K_S \frac{P_U}{P_S} \left| \frac{S_{31}}{S_{21}} \right|^2 \frac{|1-\Gamma_{E2}\Gamma_U|^2}{|1-\Gamma_{E3}\Gamma_S|^2} = K_S \frac{P_U}{P_S} f(S_{ij}, \Gamma_U, \Gamma_S) \quad (5.19)$$

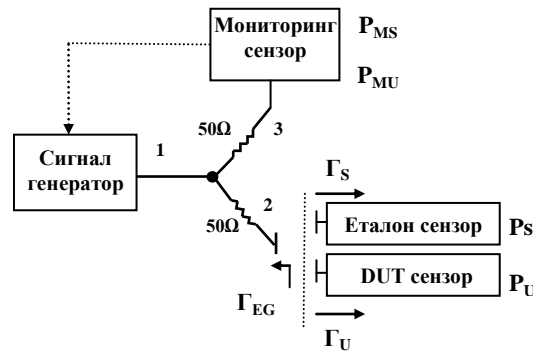
На основу израза (5.19) може се израчунати непознати фактор еталонирања K_U , али је потребно познавати све вредности комплексне функције $f(S_{ij}, \Gamma_U, \Gamma_S)$. Применом VNA, релативно лако и брзо могу се одредити вредности модула и фазе параметара $S_{ij}, \Gamma_U, \Gamma_S$, у зависности од фреквенције, а након тога израчунати вредност функције $f(S_{ij}, \Gamma_U, \Gamma_S)$, на основу израза (4.30). Мерна несигурност одређивања вредности фактора еталонирања K_U ће тада зависити од мерних несигурности одређивања појединачних величина у изразу (5.19). У случају када нису познате вредности модула и фазе за $S_{ij}, \Gamma_S, \Gamma_U$ у зависности од фреквенције (делимично или потпуно), функција $f(S_{ij}, \Gamma_U, \Gamma_S)$ се мора посматрати као узрок несигурности неприлагођења. Значајно је уочити да у изразу (5.19) више не фигурише за мерење проблематични фактор рефлексије генератора Γ_G , већ вредности Γ_{E2} и Γ_{E3} . Делитељ снаге за ове примене, је обично прилично симетричан па се може сматрати да је $S_{21}=S_{31}$, али да би се смањила несигурност несиметрије делитеља, мерења се понављају са заменом прикључака 2 и 3 и усредњавањем резултата мерења K_U .

5.2.2.2 Метода наизменичне компарације снага са применом делитеља снаге

Метода наизменичне компарације снага са применом делитеља снаге је други начин за примену делитеља снаге за еталонирање сензора. Развијен је због тежње да се што више смањи утицај неприлагођења извора снаге и сензора на мерну несигурност еталонирања и да се елиминише потреба за компликованим мерењем коефицијента рефлексије генератора Γ_G .

Мерна конфигурација за еталонирање сензора снаге методом наизменичне компарације снага са применом делитеља снаге, приказана је на слици 5.7. Стабилисани извор РФ сигнала је спојен на улаз 1 делитеља снаге. На излаз 2 се наизменично спајају

референтни-еталонски сензор (S), који је еталониран и има познат фактор еталонирања K_S , и непознати DUT сензор (U) коме је потребно одредити фактор еталонирања K_U . На излаз 3 је спојен трећи мониторинг сензор (M), који контролише ниво улазног РФ сигнала.



Слика 5.7: Метода наизменичне компарације снага са применом делитеља снаге.

Сва три сензора се прикључују на одговарајуће ватметре. Приликом мерења прво се спаја еталонски сензор (S) у грану 2 и очитава снага на S сензору (P_S) и снага на мониторинг сензору када је спојен S сензор (P_{MS}). Затим се уместо еталонског сензора спаја непознати сензор (U) у грану 2 и очитава се снага (P_U) и поново се очитава снага на мониторинг сензору када је спојен U сензор (P_{MU}). Вредност Γ_{EG} (слика 5.7) представља еквивалентни коефицијент рефлексије генератора на излазу гране 2 и одређен је карактеристикама делитеља, тј. изразом (5.20) [58][61]:

$$\Gamma_{EG} = S_{22} - \frac{S_{32}S_{21}}{S_{31}} \quad (5.20)$$

где S_{ij} ($i,j=1,2,3$) представљају S параметре делитеља снаге. Из израза (5.20) се види да еквивалентни коефицијент рефлексије генератора Γ_{EG} не зависи директно од коефицијента рефлексије генератора Γ_G већ је сада одређен карактеристикама делитеља снаге S параметрима. На основу познатог фактора еталонирања еталонског сензора K_S , на основу односа измерених снага P_S, P_{MS}, P_U, P_{MU} , инцидентних снага на U, S, M (P_{iU}, P_{iS}, P_{iM}), израза (5.8) и на основу дефинисани однос снага на излазу 2 и 3 делитеља [58][61], може се израчунати фактор еталонирања непознатог сензора (K_U) на основу израза (5.21) [59][61]:

$$\text{на грану 2 спојен U сензор: } \frac{P_U}{P_{MU}} = \frac{P_{iU} \cdot K_U}{P_{iMU} \cdot K_M}$$

$$\text{на грану 2 спојен S сензор: } \frac{P_S}{P_{MS}} = \frac{P_{iS} \cdot K_S}{P_{iMS} \cdot K_M}$$

$$K_U = K_S \frac{P_U}{P_{MU}} \frac{P_{MS}}{P_S} \frac{|1 - \Gamma_{EG} \Gamma_U|^2}{|1 - \Gamma_{EG} \Gamma_S|^2} = K_S \frac{P_U}{P_{MU}} \frac{P_{MS}}{P_S} g(S_{ij}, \Gamma_U, \Gamma_S) \quad (5.21)$$

где су: фактор еталонирања референтног сензора-еталона K_S , очитана снага на непознатом сензору P_U и очитана снага на еталонском сензору P_S , очитана снага на мониторинг сензору када је спојен U сензор (P_{MU}), очитана снага на мониторинг сензору када је спојен S сензор (P_{MS}), еквивалентни коефицијент рефлексије генератора Γ_{EG} (5.20) на прикључку 2 делитеља, Γ_U, Γ_S коефицијент рефлексије еталона и непознатог сензора.

Ако упоредимо изразе (5.21) и (5.19) можемо видети да је образац за израчунавање фактора еталонирања K_U (5.19) методом истовремене компарације снага са применом делитеља снаге нешто компликованији и да је потребно познавати све S параметре делитеља, јер обе гране утичу на несигурност неприлагођења Γ_{E2} и Γ_{E3} . Да бисмо израчунали K_U и извршили корекцију због неприлагођења $f(S_{ij}, \Gamma_U, \Gamma_S)$ потребно је узети у прорачун карактеристике обе гране Γ_{E2} и Γ_{E3} . Наиме потребно је измерити S параметре за комплетан делитељ снаге. Код метода наизменичне компарације снага у изразу (5.21) фигурише само вредност еквивалентни коефицијент рефлексije генератора Γ_{EG} у грани 2 делитеља, што донекле олакшава мерења и прорачун комплексне функције $g(S_{ij}, \Gamma_U, \Gamma_S)$, на основу израза (4.30).

Због наведеног метода истовремене компарације снага са применом делитеља снаге обично се не користи тамо где је захтевана висока прецизност и потребно је вршити корекцију неприлагођења. Међутим, ова метода је сасвим прихватљива за случајеве када се не захтева максимална прецизност мерења и није потребно вршити корекцију неприлагођења. Сам поступак мерења је нешто једноставнији за реализацију. Метода наизменичне компарације снага се примењује када је потребна максимална прецизност и врши се корекција неприлагођења, али је поступак мерења нешто компликованији.

Примена квалитетног (приближно идеалног) 2-отпорног делитеља снаге у обе методе доноси битна унапређења и побољшава тачност еталонирања кроз следеће:

- Постигнуто је унапређење прилагођења извора снаге (генератора) Γ_G које је сада једнако еквивалентном коефицијенту рефлексije генератора Γ_{EG} . Коефицијент рефлексije тј. прилагођење извора је сада константно и не зависи од генератора већ од карактеристика делитеља S -параметара. Вредност еквивалентног коефицијента рефлексije Γ_{EG} је генерално значајно мања него вредност коефицијента рефлексije самог генератора Γ_G . У опсегу од 50 MHz до 18 GHz постиже се вредност $\Gamma_{EG} < 0,1$ што представља значајно унапређење [58][61].
- Ако се претпостави да је $S_{21} = S_{31}$, обе гране 2 и 3 имају исте варијације улазне снаге, а петља стабилизација нивоа снаге може надокнадити било какве промене у ефективној излазној снази извора.
- Ако се претпостави да је $S_{22} = S_{32}$, то значи да се све промене у излазној снази изазване рефлексijом од оптерећења (крак 2) виде и у надзорном краку 3, омогућавајући петљи за стабилизација нивоа да надокнади ове варијације. Стабилизација нивоа снаге може да компензује и варијације у оптерећењу.

Веома је битно нагласити да је примена 2-отпорног делитеља снаге, за одређивање фактора еталонирања K методом компарације снага, могућа и веома интересантна за примену и у случају када делитељ снаге није комплетно окарактерисан вредностима S_{ij} .

Ако се претпостави да је примењени делитељ снаге приближно идеалан (ако се користи веома квалитетан делитељ, што је случај у метролошкој лабораторији у ТОЦ), тј. да је симетричан и реципрочан и тада можемо сматрати да важе следеће једнакости и апроксимације (5.22):

$$S_{22} = S_{33}, S_{21} = S_{31}, S_{23} = S_{32}, S_{22} = S_{32} \quad (5.22)$$

У том случају су вредности Γ_{E2} и Γ_{E3} у (5.18) еквивалентни коефицијенти рефлексije генератора на излазу 2 и 3 делитеља једнаки и одређени су изразом (5.23):

$$\Gamma_{EG} = \Gamma_{E2} = \Gamma_{E3} = S_{33} - \frac{S_{23}S_{31}}{S_{21}} = S_{22} - \frac{S_{32}S_{21}}{S_{31}} \quad (5.23)$$

Ако је делитељ приближно идеалан, на основу израза (5.19) и применом израза (5.22) и (5.23) може се одредити поједностављени израз за одређивање вредност фактора еталонирања непознатог сензора K_U методом истовремене компарације снага (5.24):

$$K_U = K_S \frac{P_U}{P_S} \frac{|1-\Gamma_{EG}\Gamma_U|^2}{|1-\Gamma_{EG}\Gamma_S|^2} \quad (5.24)$$

За идеални 2-отпорни делитељ еквивалентни коефицијент рефлексије генератора Γ_{EG} има вредност нула ($\Gamma_{EG}=0$) и у том случају је вредност $\frac{|1-\Gamma_{EG}\Gamma_U|^2}{|1-\Gamma_{EG}\Gamma_S|^2} = 1$, тј. тада нема неприлагођења. То је редак идеалан случај, али због утицаја конектора и несавршености делитеља, долази најчешће до малог повећава вредности Γ_{EG} . Што је још увек прихватљиво за примену, а омогућава флексибилну и једноставну примену. Делитељ снаге за примене еталонирања, је обично прилично симетричан па се може сматрати да је $S_{21}=S_{31}$, али да би се смањила несигурност несиметрије делитеља, мерења се понављају са заменом прикључака 2 и 3 и врши се усредњавање резултата мерења K_U .

Анализа је показала да је прилагођење генератора уз примену делитеља снаге лошије него у случају примене најпрецизније методе са каплером или тјунером али је боље него код директног спајања непознатог сензора (U) и генератора (метода компарације са директном супституцијом) [58]. Неприлагођење у том случају није екстремно велико и прихватљиво је, а значајно се добија на једноставности и флексибилности мерења.

5.2.2.3 Еталонирање сензора применом трансфер еталона микроталасне снаге

Трансфер еталон микроталасне снаге (*Feedthrough RF Power Standard* или *The Working RF Power Transfer Standards*) је уређај који се најчешће примењује у боље опремљеним метролошким лабораторијама и служи за пренос фактора еталонирања са референтног еталона микроталасне снаге (примарни радни еталон) на друге еталонске (секундарне и радне еталоне) или мерне сензоре. Састоји се од квалитетног и прецизног 2-отпорног делитеља снаге (који је симетричан и реципрочан, има малу вредност рефлексије) и квалитетног термисторског термостатираног сензора (I), који је фиксно везан у једну грану (2) делитеља снаге [45]. Друга грана (3) делитеља снаге је мерна, на њу се веже референтни еталон (S) или непознати-сензор (U) при еталонирању. У трећу грану (1) делитеља се веже извор микроталасне снаге, слика 5.8, а на основу израза (5.18) дефинисан је еквивалентни коефицијент рефлексије генератора на излазу мерног прикључка трансфер еталона (Γ_{EG}), зависно да ли је мерна грана 2 или 3 [64][21].

$$\Gamma_{EG3} = S_{33} - \frac{S_{23}S_{31}}{S_{21}} \text{ или } \Gamma_{EG2} = S_{22} - \frac{S_{32}S_{21}}{S_{31}} \quad (5.18)$$

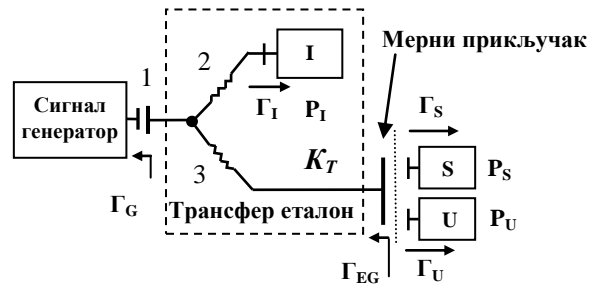
Принцип рада трансфер еталона при еталонирању може се свести на комбинацију метода истовремене компарације снага и метода наизменичне компарације снага са применом делитеља снаге. Трансфер еталон има ту специфичност да су квалитетни делитељ снаге и еталонски завршни сензор (I) фиксно везани и да фактор еталонирања трансфер еталона (K_T) обухвата комбинацију сензор-делитељ и обухвата и губитке неприлагођења сензор (I)-делитељ, несиметрију и друге губитке. Трансфер еталон са својим фактором еталонирања K_T се може посматрати као извор микроталасне снаге који на мерном излазу предаје снагу P_{g20} прилагођеном оптерећењу ($Z_I=Z_0$). Фактор

еталонирања трансфер еталона K_T односи се на комбинацију сензор-делитељ, а не само за сензор (I). Тако да је фактор еталонирања трансфер еталона (K_T) дефинисан мало другачије у односу на остале завршне сензоре. Израз (5.3) дефинише фактор еталонирања трансфер еталона (K_T), где је (P_{subI}) измерена једносмерна супституисана DC снага у сензору (I) трансфер еталона, а P_{gzo} је микроталасна снага која се предаје на мерни прикључак, када је мерни прикључак затворен са прилагођеним оптерећењем ($Z_I=Z_0$).

$$K_T = \frac{P_{subI}}{P_{gzo}} \quad (5.3)$$

5.2.2.3.1 Еталонирање трансфер еталона

У примарним метролошким лабораторијама, где се врши еталонирање трансфер еталона, тј. одређивање фактора еталонирања K_T , у мерну грану се веже референтни еталон (S), који је претходно еталониран обично са следивошћу до НМИ (NIST и сл.). На тај начин се врши пренос фактора еталонирања са примарног еталона (K_S) на трансфер еталон и одређује фактора еталонирања трансфер еталона (K_T).



Слика 5.8: Трансфер еталон микроталасне снаге.

Како референтни еталонски сензор (S) и трансфер еталон нису идеални потрошачи ($Z_I \neq Z_0$) и имају коефицијенте рефлексије Γ_S и Γ_{EG} на мерном прикључку, на основу анализе микроталасног кола и израза (4.19) и (4.22), инцидентну снагу (P_{iS}) коју трансфер еталон предаје еталон сензору (S) могуће је дефинисати изразом (5.25) [64][21]:

$$P_{iS} = \frac{P_{gzo}}{|1 - \Gamma_{EG}\Gamma_S|^2} \quad (5.25)$$

На основу израза (5.1) и (5.3), где су дефинисани фактори еталонирања еталонског завршног сензора (K_S) и трансфер еталона (K_T) и израза (5.25) може се дефинисати вредност непознатог фактора еталонирања трансфер еталона K_T на основу односа измерених снага сензора (S),(I) и фактора еталонирања еталонског сензора K_S , израз (5.26):

$$K_T = \frac{P_{subI}}{P_{gzo}} = \frac{P_{subI}}{P_{iS} \cdot |1 - \Gamma_{EG}\Gamma_S|^2} = K_S \frac{P_{subI}}{P_{subS}} \frac{1}{|1 - \Gamma_{EG}\Gamma_S|^2} = K_S \frac{P_I}{P_S} \frac{1}{|1 - \Gamma_{EG}\Gamma_S|^2} =$$

$$K_T = K_S \frac{P_I}{P_S} \frac{1}{|1 - \Gamma_{EG}\Gamma_S|^2} = K_S \frac{P_I}{P_S} f(S_{ij}, \Gamma_{EG}, \Gamma_S) \quad (5.26)$$

у изразу (5.26) су: $P_{subI} = P_I$ измерена једносмерна супституисана DC снага у сензору (I) трансфер еталона, $P_{subS} = P_S$ измерена једносмерна супституисана DC снага у еталонском сензору (S), P_{iS} инцидентна снага коју трансфер еталон предаје еталон сензору (S), P_{gzo} је микроталасна снага коју предаје мерни прикључак трансфер еталона за прилагођено оптерећење, K_S фактор еталонирања еталонског сензора (S), Γ_S и Γ_{EG} су коефицијенти

рефлексије на мерном прикључку сензора (S) и трансфер еталона, S_{ij} су S-параметри делитеља, а комплексна функција $f(S_{ij}, \Gamma_{EG}, \Gamma_S)$ је утицај неприлагођења.

$$K_T = K_S \cdot \frac{P_I}{P_S} \cdot \frac{1}{1 + |\Gamma_{EG}|^2 |\Gamma_S|^2 - 2|\Gamma_{EG}| |\Gamma_S| \cos(\theta_S + \theta_{EG})} \quad (5.27)$$

На основу израза (5.26) може се израчунати непознати фактор еталонирања трансфер еталона K_T , али је потребно познавати све вредности комплексне функције $f(S_{ij}, \Gamma_{EG}, \Gamma_S)$. Применом VNA, релативно лако се могу одредити вредности модула и фазе параметара $S_{ij}, \Gamma_{EG}, \Gamma_S$, у зависности од фреквенције, а након тога израчунати вредност функције $f(S_{ij}, \Gamma_{EG}, \Gamma_S)$ и извршити корекцију, на основу израза (4.30) и (5.27). Приликом еталонирања трансфер еталона на основу познатог фактора еталонирања еталон сензора K_S и односа снага P_I / P_S одређује се вредност фактора еталонирања K_U , а на основу S параметара делитеља снаге S_{ij} одређује се еквивалентни коефицијент рефлексије Γ_{EG} , израз (5.18). Мерна несигурност одређивања вредности фактора еталонирања K_T ће тада зависити од мерних несигурности одређивања појединачних величина у изразу (5.27) и биће значајно мања. У случају када нису познате вредности модула и фазе за $S_{ij}, \Gamma_{EG}, \Gamma_S$ у зависности од фреквенције (делимично или потпуно), функција $f(S_{ij}, \Gamma_{EG}, \Gamma_S)$ се мора посматрати као узрок несигурности неприлагођења, која тада значајно повећава несигурност еталонирања.

5.2.2.3.2 Еталонирање сензора независно од еталонирања трансфер еталона

У метролошким лабораторијама нижег нивоа, где се врши еталонирање радних еталонских и мерних сензора, тј. трансфер еталон се користи за пренос фактора еталонирања K_T на непознати сензор, у мерну грану се тада веже непознати сензор (U) и врши се одређивање фактора еталонирања непознатог сензора K_U , слика 5.8. Овај поступак може да следи непосредно после еталонирања трансфер еталона на основу израза (5.26), али се чешће врши у различитим лабораторијама после одређеног времена. Ако се еталонирање сензора врши независно од еталонирања трансфер еталона у различитој метролошкој лабораторији и познат је само фактор еталонирања K_T са мерним несигурностима еталонирања. Фактор еталонирања непознатог сензора K_U применом трансфер еталона може се одредити на основу израза (5.3) дефиниција фактора еталонирања трансфер еталона и (5.8) фактора еталонирања завршног сензора и (5.25) инцидентне снаге на сензору U коју прима на мерном прикључку, а према изразу (5.28):

$$K_U = \frac{P_{subU}}{P_{iU}}; \quad K_T = \frac{P_{subI}}{P_{gZ0}}; \quad P_{iU} = \frac{P_{gZ0}}{|1 - \Gamma_{EG}\Gamma_U|^2}$$

$$K_U = \frac{P_{subU}}{P_{iU}} = \frac{P_{subU}}{P_{gZ0}} \cdot |1 - \Gamma_{EG}\Gamma_U|^2 = K_T \cdot \frac{P_{subU}}{P_{subI}} \cdot |1 - \Gamma_{EG}\Gamma_U|^2 \quad (5.28)$$

$$K_U = K_T \cdot \frac{P_U}{P_I} \cdot |1 - \Gamma_{EG}\Gamma_U|^2 = K_T \cdot \frac{P_U}{P_I} \cdot g(S_{ij}, \Gamma_{EG}, \Gamma_U) \quad (5.29)$$

$$K_U = K_T \cdot \frac{P_U}{P_I} \cdot (1 + |\Gamma_{EG}|^2 |\Gamma_U|^2 - 2|\Gamma_{EG}| |\Gamma_U| \cos(\theta_U + \theta_{EG})) \quad (5.30)$$

У изразима (5.28) и (5.29) и (5.30) су: $P_{subU} = P_U$ измерена једносмерна супституисана DC снага у непознатом сензору (U), $P_{subI} = P_I$ измерена једносмерна супституисана DC снага у сензору (I) трансфер еталона, P_{iU} инцидентна снага коју трансфер еталон предаје сензору (U), P_{gZ0} је микроталасна снага коју предаје мерни прикључак трансфер еталона за прилагођено оптерећење, K_T фактор еталонирања трансфер еталона, Γ_U и Γ_{EG} су

кофицијенти рефлексије на мерном прикључку сензора (U) и трансфер еталона, S_{ij} су S-параметри делитеља, а комплексна функција $g(S_{ij}, \Gamma_{EG}, \Gamma_U)$ је утицај неприлагођења [64].

На основу израза (5.29) може се израчунати фактор еталонирања непознатог сензора K_U , али је потребно познавати све вредности комплексне функције $g(S_{ij}, \Gamma_{EG}, \Gamma_U)$, која представља неприлагођење трансфер еталона и сензора U. Ако су познате све вредности функције $g(S_{ij}, \Gamma_{EG}, \Gamma_U)$, на основу израза (5.30) може се извршити корекција због неприлагођења и тако смањити мерна несигурност еталонирања. Мерна несигурност одређивања вредности фактора еталонирања K_U ће тада зависити од мерних несигурности одређивања појединачних величина у изразу (5.30). Ако нису познате вредности функције $g(S_{ij}, \Gamma_{EG}, \Gamma_U)$, тада се не врши корекција и она се рачуна као несигурност неприлагођења трансфер еталона и сензора U према изразима (4.47) или (4.48). Укупна мерна несигурност еталонирања K_U зависи од несигурности одређивања величина K_T, P_U, P_I и несигурности неприлагођења трансфер еталона и сензора U.

Метода примене трансфер еталона је основна метода еталонирања сензора снаге у метролошкој лабораторији МЛ-02 у ТОЦ-у. Трансфер еталон се претходно еталонира у екстерној акредитованој метролошкој лабораторији (по могућности у НМИ) и добија метролошку следивост до националног еталона микроталасне снаге. У уверењу о еталонирању трансфер еталона добијају се вредности фактора еталонирања K_T и вредности S параметара делитеља снаге S_{ij} и еквивалентни коефицијент рефлексије Γ_{EG} , са припадајућим мерним несигурностима.

5.2.2.3 Обједињено еталонирање трансфер еталона и сензора

У неким лабораторијама (опремљеним са референтним и трансфер еталоном), за посебно прецизна еталонирања се врши прво еталонирање трансфер еталона, а одмах затим и непознатог сензора U, према напред описаном поступку (обједињено еталонирање). Еталонирање у том случају се практично своди на методу наизменичне компарације снага са применом делитеља снаге. На основу напред наведених израза (5.26) врши се прво еталонирање трансфер еталона са еталонским сензором (S) и одређује однос P_{IS}/P_S , а одмах затим и еталонирање непознатог сензора U на основу израза (5.29) и одређује однос снага P_U/P_{IU} . Како су у том случају познати сви односи снага P_S, P_I, P_U и фактор еталонирања еталон сензора K_S на основу израза (5.31) се одређује фактор еталонирања непознатог сензора U:

$$K_U = K_S \frac{P_{IS}}{P_S} \frac{P_U}{P_{IU}} \frac{|1 - \Gamma_{EG} \Gamma_U|^2}{|1 - \Gamma_{EG} \Gamma_S|^2} = K_S \frac{P_{IS}}{P_S} \frac{P_U}{P_{IU}} h(S_{ij}, \Gamma_U, \Gamma_S) = K_T \cdot \frac{P_U}{P_{IU}} \cdot |1 - \Gamma_{EG} \Gamma_U|^2 \quad (5.31)$$

У изразу (5.31) је: P_S је снага измерена референтним еталоном (еталон сензор), P_U је снага измерена непознатим DUT сензором, P_{IU} је снага измерена трансфер еталоном када је спојен U сензор на мерни прикључак и P_{IS} је снага измерена трансфер еталоном када је спојен S сензор на мерни прикључак, K_S фактор еталонирања еталон сензора S, K_T фактор еталонирања трансфер еталона, Γ_S, Γ_U су вредности коефицијената рефлексије сензора S и U, и Γ_{EG} је еквивалентни коефицијент рефлексије генератора на мерном прикључку, одређен помоћу S_{ij} , према изразу (5.18).

У изразу (5.31) однос $K_S(P_{IS}/P_S)$ се дефинише као фактор еталонирања трансфер еталона K_T и мери се у примарним метролошким лабораторијама при еталонирању трансфер еталона са одређеном мерном несигурношћу, а однос P_U/P_{IU} се мери при еталонирању непознатог сензора употребом трансфер еталона. На основу првог дела израза (5.31) се може видети да је идентичан са изразом (5.21), и да се овај начин

еталонирања (са заменом еталон сензора S и U сензора на трансфер еталону) своди практично на методу наизменичне компарације снага са применом делитеља снаге и да се наизглед различити изрази своде на исти израз. Функција $h(S_{ij}, \Gamma_S, \Gamma_U)$ у изразу (5.31) представља несигурност неприлагођења трансфер еталона на сензор S и сензор U .

Применом VNA могуће је одредити S параметре делитеља и сензора (S и U) и тиме у највећој мери отклонити узрок несигурности неприлагођења и обезбедити веома високу прецизност преноса фактора еталонирања. Али чак и ако се не врши корекција функције $h(S_{ij}, \Gamma_S, \Gamma_U)$, примена трансфер еталона обезбеђује задовољавајућу прецизност у преносу фактора еталонирања и без корекције неприлагођења [58].

5.3 Методе за мерење нелинеарности сензора снаге

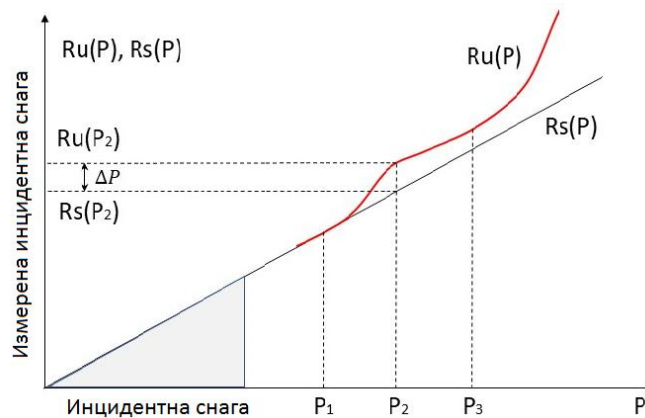
Савремени ватметри све више напуштају концепт ватметра заснованог на термисторима и у пракси се масовно примењују ватметри са термопретварачким и диодним сензорима. Међутим, термисторски сензори остају незамењиви као еталонски сензори, где долазе до изражаја њихове позитивне карактеристике, нпр. није потребно имати референтни извор снаге и термисторски сензори су виртуелно независни од грешке нелинеарности (они увек раде у условима примењене константне снаге). **Термисторски** сензори су најпрецизнији сензори и имају најбољу карактеристику линеарности. Типична нелинеарност термисторског сензора је око 0,1%, мерни опсег им је око 30 dB (-20 dBm до 10 dBm) и то их чини идеалним за реализацију трансфер еталона снаге. **Термопретварачки** сензори имају време одзива (response time) реда милисекунде и типични динамички опсег од око 50 dB (-30 dBm до +20 dBm). Њихова нелинеарност је релативно мала у већем делу мерног опсега, а креће се до 3% у горњем делу мерног опсега. **Диодни** сензори имају најбржи одзив (response time) реда микросекунде и највећи динамички опсег од око 90 dB (-70 dBm до +20 dBm), али имају најлошију карактеристику линеарности. Нелинеарност диодних сензора се креће у опсегу од 1,5% до 5%, зависно од дизајна [3] [46].

Како су у пракси термисторске сензоре масовно заменили ефикаснији диодни и термопретварачки сензори, који су по конструкцији много софистициранији и сложенији, њиховом еталонирању се мора приступити са додатном пажњом. Савремени сензори опремљени са EPROM садрже податке са различитим корекционим факторима: корекције нелинеарности, температурне корекције, корекције за примењене различите модулације сигнала и др. Због подложности временској промени, периодична провера наведених фактора корекције је неопходна, да би се обезбедило прецизно мерење снаге, у противном је могућ драматичан утицај на прецизност мерења снаге [67]. За реализацију најпрецизнијих мерења снаге, а посебно у метролошким лабораторијама, неопходно је разумети шта је линеарност сензора и како се мери линеарност сензора. Досадашња процедура еталонирања сензора мора се критички преиспитати и посебна пажња посветити питању нелинеарности сензора, поред уобичајене провере фактора еталонирања K и коефицијента рефлексије Γ . Како савремени сензори имају веома широк динамички опсег рада, корекција нелинеарности сензора је примењена ради смањења мерне несигурности мерења снаге. Тиме се намеће неопходност провере нелинеарности мерних сензора и мерења и корекције нелинеарности сензора у процесу еталонирања. У литератури постоји неколико начина за утврђивање нелинеарности сензора, али ни један од њих није саставни део уобичајеног поступка еталонирања сензора. Мерење

нелинеарности ако се уопште изводи на посебан захтев, врши се обично само на једној фреквенцији, обично најнижој радној фреквенцији због мање несигурности неприлагођења. Фреквенцијска зависност нелинеарности сензора је потпуно занемарена. Евентуални податак о нелинеарности сензора у техничкој спецификацији или уверењу о еталонирању има сада практични значај само за израчунавање мерне несигурности мерења снаге али не омогућава корекцију резултата мерења због нелинеарности сензора [2][3][19][58][61][79].

Дефинишимо појмове **линеарности сензора**, односно **нелинеарности сензора**. Савршено линеаран сензор снаге је такав сензор чија промена излазне снаге, тј. измерене снаге на сензору $R_S(P)$, је директно пропорционална промени улазне снаге на сензору (P), слика 5.9. За такав идеално линеаран сензор важи тврдња да ће се излазни напон или струја сензора, тј. измерена снага сензора, удвостручити када се улазна снага удвостручи. У подручју квадратне зависности (за диодни сензор) излазна струја и напон су пропорционални квадрату улазног микроталасног напона тј. пропорционални су улазној микроталасној снази ($V_0 = V_{DC,izl} \approx P_{RF} \approx (V_{RF,ul})^2$), слике (3.13), (3.14) и (3.15).

Карактеристика **линеарности** описује колико се реална преносна карактеристика непознатог сензора $R_U(P)$ поклапа са идеалном линеарном преносном карактеристиком $R_S(P)$. Одступање реалне преносне карактеристике сензора од идеалне линеарне карактеристике представља **нелинеарност сензора**, [65][66].



Слика 5.9: Нелинеарност сензора снаге.

Нелинеарност сензора снаге (N_L) се дефинише као релативна разлика одзива непознатог и идеалног сензора, тј. измерене инцидентне снаге са непознатим сензором $R_U(P)$ и измерене инцидентне снаге са идеалним, тј. еталонским сензором $R_S(P)$, за посматрани ниво инцидентне снаге P на сензору, (слика 5.9). Нелинеарност сензора (N_L) се може дефинисати изразом (5.32) као релативна разлика измерене снаге непознатог сензора $R_U(P)$ и измерене снаге идеалног сензора $R_S(P)$ у (%), или као логаритамски однос измерене снаге непознатог сензора $R_U(P)$ и измерене снаге идеалног сензора $R_S(P)$ у (dB), израз (5.33), [65][66]:

$$N_L(P) [\%] = \frac{R_U(P) - R_S(P)}{R_S(P)} \cdot 100\% \quad (5.32)$$

$$N_L(P) [dB] = 10 \log \frac{R_U(P)}{R_S(P)} [dB] = R_U[dB] - R_S[dB] \quad (5.33)$$

у изразима (5.32) и (5.33) су: $R_U = P_{mU} / K_U$ и $R_S = P_{mS} / K_S$, где су R_U, R_S вредности инцидентне снаге на сензор измерене са непознатим и еталонским сензором, P_{mU}, P_{mS} су читавања

снаге (DC супституисана снага) са непознатим и еталонским сензором, K_U , K_S су фактори еталонирања непознатог и еталонског сензора. Вредности нелинеарности у изразима (5.32) и (5.33) изражени у (%) и (dB) су еквивалентни [19][46][65][66][67][68][69][70].

Код савремених сензора широког динамичког опсега грешка нелинеарности сензора се мора кориговати. Уобичајени начин за корекцију нелинеарности сензора снаге је да се изврши мерење нелинеарности сензора снаге дуж целог мерног опсега сензора и формира табела са факторима корекције, која се смешта у EPROM меморију сензора или меморију инструмента. Касније се ти фактори корекције нелинеарности сензора користе за нумеричку корекцију читавања сензора. На основу нивоа примењене снаге, мерни систем врши исправку измерене вредности и приказује кориговану вредност снаге. У наставку рада ће бити приказане основне технике за мерење нелинеарности сензора.

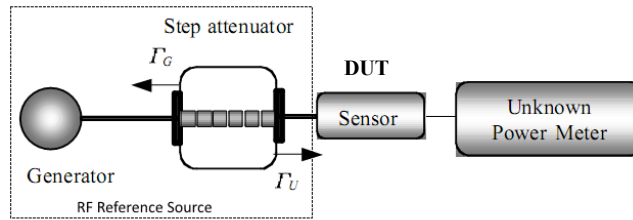
5.3.1 Мерење нелинеарности сензора снаге применом степ атенуатора

Може се приметити да неки сензори снаге (диодни или термопретварачки) који су прошли уобичајени процес еталонирања, али само процес одређивања фреквенцијске зависности фактора еталонирања K на једном нивоу снаге (1 mW), имају "проблем" са тачним мерењем снаге. Пример задатих и измерених вредности снаге, које такви "проблематични" сензори мере, дат је у табели 5.1.

Табела 5.1: Задате и измерене вредности снаге за "проблематични" диодни сензор.

Задато (dBm)	Измерено (dBm)
+ 20	+ 20,61
+ 16	+ 16,55
+ 10	+ 10,36
0	0,00
- 10	- 10,25
- 20	- 20,30
- 30	- 30,32
- 40	- 40,32

Узрок приказаних непрецизности мерења је најчешће одступање од декларисане карактеристика линеарности сензора. Како је сензор калибрисан на интерном референтном извору од 0 dBm, а и еталонирање је вршено на нивоу снаге од 0 dBm, тачка 0 dBm је обично унутар спецификације, тј. на тој вредности снаге не постоји одступање. Може се приметити да грешка мерења снаге расте како се ниво снаге удаљава од 0 dBm. Тако се из табеле 5.1 види да грешка мерења снаге за ниво од 20 dBm износи 0,61 dBm ($\approx 15,1\%$), а за најнижу вредност снаге - 40 dBm грешка износи 0,32 dBm ($\approx 7,1\%$). Из табеле 5.1 се може закључити да грешка мерења снаге расте удаљавањем од референтне вредности 0 dBm, а грешка значајно расте када је снага ближе горњој максималној вредности. Вредности из табеле 5.1 и слика 5.9 илуструју пример диодног сензора, код којег у горњем делу мерног опсега долази до значајнијег одступања преносне карактеристике од линеарне праве. Сензор ту ради у нелинеарном режиму и у горњем делу мерног опсега нелинеарност сензора је највећа. Ако дође до промене корекционих фактора ту су и одступања највећа. Око 0 dBm и у доњем делу мерног опсега сензор ради у уској области квадратне зависности где су одступања од линеарне праве значајно мања или је чак карактеристика и линеарна. Ово је типичан пример "искакања" линеарности сензора и пример потребе за провером и рекалибрацијом линеарности сензора.



Слика 5.10: Провера нелинеарности сензора методом примене степ атенуатора и стабилног извора снаге.

Провера декларисане карактеристике линеарности сензора се најједноставније врши методом примене прецизног калибрисаног **степ атенуатора и стабилисаног извора снаге**. Мерна поставка је приказана на слици 5.10, [19][46][67].

Сензор DUT се спаја на стабилисани извор снаге преко прецизног и еталонираног степ атенуатора. Извор снаге и степ атенуатор омогућавају да се прецизно подеси и мења апсолутни ниво снаге, који се доводи на сензор DUT, тако да покрије цели динамички опсег сензора (нпр. од -70 dBm до 20 dBm). Мерење се изводи само на једној фреквенцији, из најнижег опсега, 50 MHz или нижа фреквенција, да би се обезбедила што мања мерна несигурност атенуатора. DUT сензор се прво нулује и калибрише прикључењем на генератор и степ атенуатор на коме је постављен ниво 0 dBm/50 MHz. Након тога се задаје одређени референтни ниво снаге ($P_1 = P_{ref1}$), обично се креће од најнижег нивоа и постепено се повећава ниво снаге до максималне вредности, и врши се читавање снаге сензором DUT (P_{DUT1}). На тај начин се читају вредности снаге из целог динамичког опсега сензора, а затим се врши поређење задате (P_{REFi}) и измерене вредности снаге (P_{DUTi}) и израчунава нелинеарност сензора за све разматране вредности снаге, у складу са изразима (5.32) и (5.34):

$$N_L(P) = \frac{P_{DUTi} - P_{REFi}}{P_{REFi}} 100\% \quad (5.34)$$

Тиме се утврђује одступање реалне преносне карактеристике сензора од идеалне линеарне праве и проверава да ли је сензор у складу са декларисаном грешком нелинеарности. Уколико је грешка нелинеарности сензора већа од декларисане потребно је извршити ре-калибрацију сензора и одредити нове коефицијенте корекције нелинеарности сензора.

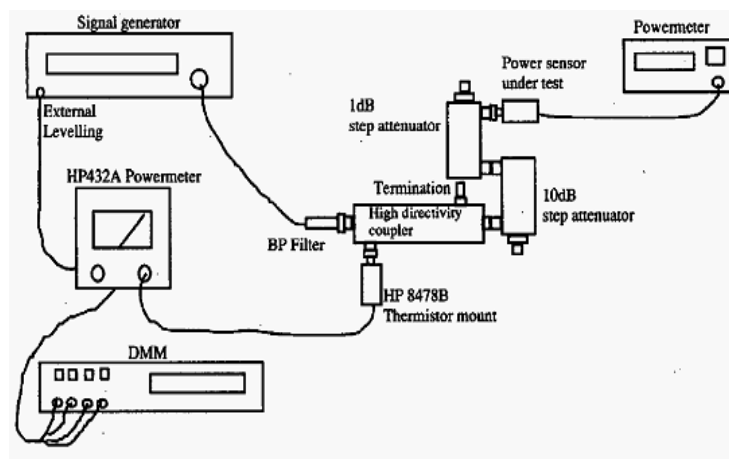
Прецизност ове методе је одређена стабилношћу генератора и прецизношћу степ атенуатора, тј. могућношћу прецизног задавања апсолутног нивоа снаге на сензору. Код реализације ове методе главни изазов је постигнута вредност несигурности еталонирања степ атенуатора. Уколико је несигурност еталонирања степ атенуатора велика, обично нису испуњени услови за примену ове методе. Треба приметити да се код ове методе одређивања нелинеарности сензора мерења врше на једној фреквенцији. Пример реализација ове методе са извором РФ снаге и прецизним атенуатором је примена програмабилног атенуатора Agilent 8494G и програмабилног контролера 11713B при чему се постиже прецизност слабљења од 0,2 dB за 20 dB скок нивоа. Међутим, специјалне врсте атенуатора се могу еталонирати у НМИ (NPL) са несигурношћу од 0,001 dB. Али, то је веома захтевно и скупо еталонирање, које се реализује само за врхунске еталоне.

Ова метода се такође може реализовати и без употребе степ атенуатора, применом савремених уређаја РФ калибратора (*RF Reference Source*) или dc-ac калибратора, који могу веома прецизно да генеришу апсолутни ниво снаге на нижим фреквенцијама. Међутим, и ови уређаји, за генерисање врло прецизног нивоа сигнала, користе такође

интерни степ атенуатор. Овакав тип уређаја се примењују у боље опремљеним метролошким лабораторијама за контролу нелинеарности сензора, нпр. FLUKE 9640A. Уређај има веома прецизан интерни атенуатор са несигурношћу 0,02 dB на 50 MHz, а излазни ниво генератора покрива динамички опсег од 55 dB и може се применити за проверу линеарности многих диодних и термопретварачких сензора [46] [67].

5.3.2 Мерење нелинеарности сензора применом степенасте промене нивоа снаге

Ова техника мерења нелинеарности сензора се заснива на примени екстерно стабилсаног извора снаге који омогућава генерисање прецизног и поновљивог "скока нивоа снаге", тј. генерисање два прецизна поновљива нивоа снаге (*power step*) у целом динамичком опсегу рада сензора [33][64][68][69][70]. Обично се примењује мерна конфигурација (приказан на слици 5.11) коју сачињава сигнал генератор који је додатно екстерно стабилсан, помоћу ватметра, спрежњака и DMM, који омогућава поновљиво генерисање два прецизна нивоа снаге, нпр. 1 mW и 3 mW или 32 mW и 100 mW. Промена се обично реализује променом опсега нивоа снаге на генератору и на тај начин генерише степенасту промену нивоа снаге, тј. поновљиви скок нивоа снаге од приближно $\Delta P \approx 5$ dB. Могуће су и друге сличне мерне конфигурације са степ атенуатором за реализацију скока снаге (*power step*) [65].

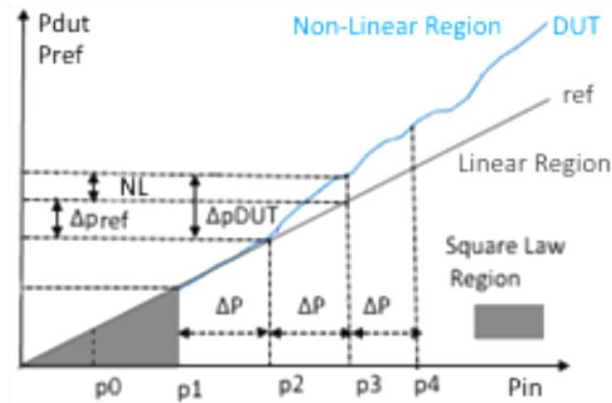


Слика 5.11: Мерна конфигурација за мерење нелинеарности сензора снаге методом степенасте промене нивоа снаге (*power step*).

Тачна вредност промене нивоа снаге ΔP није од пресудне важности, али је битно да се обезбеди висока поновљивост промене нивоа снаге у целом динамичком опсегу рада сензора. Сензор на тестирању DUT се прикључује на такав стабилсани извор снаге преко степ атенуатора (слабљења од 0 до 100 dB и 0 до 10 dB), који омогућава да се прецизна промена нивоа снаге ΔP примени у целом динамичком опсегу рада сензора DUT (сл. 5.12). Мерење нелинеарности је обично аутоматизовано помоћу рачунара са GPIB контролером и програмабилних инструмената. Мерење се врши обично од најнижег ниво снаге који се доводи на DUT, када је постављено максимално слабљење степ атенуатора и генерисањем скока снаге од 5 dB. Постепено се смањује слабљење атенуатора све до 0 dB када је скок снаге примењен на максималној вредности мерног опсега сензора DUT. Мерења нелинеарности се обављају само на једној фреквенцији, обично најнижој. Ова техника омогућава да се утврди колико је одступање реалне преносне карактеристике сензора од идеалне линеарне праве у целом мерном опсегу сензора, слика 5.12.

Нелинеарност сензора (N_L), тј. одступање реалне преносне карактеристике сензора од идеалне линеарне праве израчунава се на основу обрасца (5.35) за сваки појединачни ниво снаге из мерног опсега сензора:

$$|N_L(P)| = |\Delta P_{DUT_i} - \Delta P_{REF_i}| = \left| (P_{DUT_i} - P_{DUT_{(i-1)}}) - (P_{REF2} - P_{REF1}) \right|; \text{ (dB)} \quad (5.35)$$



Слика 5.12: Мерење нелинеарности сензора снаге применом степенасте промене нивоа снаге.

где је $\Delta P_{REF_i} = P_{REF2} - P_{REF1} = \Delta P = \text{константно}$ промена снаге на генератору која је константна и веома прецизна, а $\Delta P_{DUT_i} = P_{DUT_i} - P_{DUT_{(i-1)}}$ је разлика снага које се очитавају на DUT сензору за два различита нивоа снаге на генератору (све вредности су изражене у dB).

Ова техника мерења нелинеарности је технички и временски захтевна, а нелинеарност се разматра само на једној фреквенцији из мерног опсега сензора.

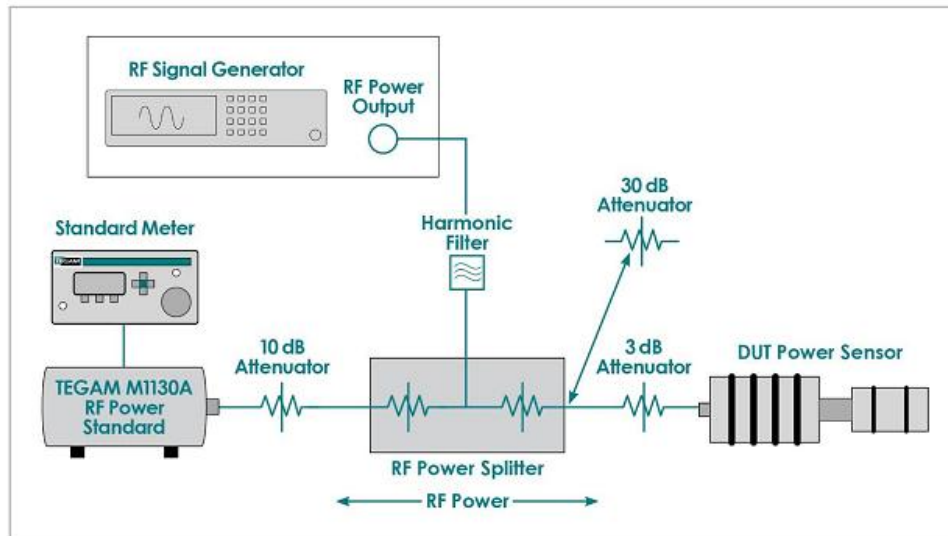
Мерна несигурност мерења нелинеарности је одређена са:

- Поновљивошћу генерисања степенасте промене нивоа снаге на генератору. У овој мерној конфигурацији се може постићи поновљивост скока снаге 5 dB од $\pm 0,0005$ dB,
- Поновљивост мерења је $\pm 0,01$ dB, али се мора експериментално утврдити са вишеструким мерењима,
- Дрифт ватметра који је завистан од температурне стабилности и мерног опсега ватметра, за мале нивое је више изражен утицај дрифта,
- Цурење РФ сигнала, мора се експериментално проверити за атенуатор, конекторе и каблове, на најнижем нивоу мерења снаге,
- Неприлагођење DUT сензора. Свака промена ефективне импедансе DUT/извор при скоку снаге се одражава на нелинеарност.

5.3.3 Мерење нелинеарности сензора снаге применом директне компарације са термисторским еталоном

Ова метода мерења нелинеарности сензора се заснива на примени директне компарације непознатог сензора (DUT) са термисторским еталон сензором (REF). Термисторски еталон сензор је овде примењен због своје изузетно високе линеарности која се креће око 0,004 dB (0,1%), у мерном опсегу од -10 dBm до 10 dBm. Овако висока линеарност термисторског сензора је постигнута због техничког решења да они раде у условима примењене виртуелне константне снаге и практично се може сматрати да су ослобођени од грешке нелинеарности [46][64]. Као такви термисторски сензори се могу употребити за мерење нелинеарности диодних и термопретварачких сензора, који имају

значајно већу грешку нелинеарности. Мерна конфигурација за мерење нелинеарности директном компарацијом са термисторским сензором је приказана на слици 5.13. Генератор микроталасне снаге је преко филтара (пропусника опсега) спојен на улаз 2-отпорног делитеља снаге. Филтар пропусник опсега се користи ако генератор-извор РФ снаге има велики ниво хармонијског изобличења. Ради обезбеђења довољног нивоа сигнала могуће је користити и појачавач снаге пре филтра. На излазе делитеља снаге су прикључени термисторски и DUT сензор, који су спојени на одговарајуће ватметре. Између еталонског REF и/или DUT сензора, може се уметнути одговарајући фиксни атенуатор, ради проширења мерног опсега REF термисторског сензора и покривања целог мерног опсега DUT сензора.



Слика 5.13: Мерна конфигурација за мерење нелинеарности сензора директном компарацијом са термисторским еталон сензором TEGAM M1130A.

Како REF термисторски еталон сензор има релативно узак мерни опсег од -20 dBm до 14 dBm уметањем еталонираног атенуатора испред термистора (REF сензора) и/или испред DUT сензора може се проширити мерни опсег система са слике. Са генератора се sukcesивно доводе одговарајући нивои сигнала на оба сензора паралелно, тако да се покрије цео или само посматрани део мерног опсега сензора DUT (нпр. -3 , 0 , 1 , 3 , 5 , 7 , 9 , 11 , 13 , 15 , 17 , 19 , 20 dBm). Мерење се врши само на једној фреквенцији (обично 50 MHz). Како се у овом примеру не врши мерење нивоа на DUT испод -3 dBm, није потребно користити додатни атенуатор од 3 dB или 30 dB испред DUT сензора, а испред еталонског сензора REF се налази атенуатор од 10 dB ради мерења нивоа од 20 dBm. Вредност уметнутог атенуатора је потребно претходно одредити еталонирањем, а мерна несигурност тог еталонирања утиче на несигурност мерења нелинеарности.

У овој мерној конфигурацији се микроталасна снага, са генератора, доводи преко филтра и 2-отпорног делитеља снаге паралелно на термисторски еталонски сензор и непознати сензор DUT. Затим се врши истовремено читавање снага на оба сензора и врши директно поређење нивоа снаге на еталонском (P_{REF}) и DUT сензору (P_{DUT}). Мерење се понавља n пута, за све нивое снаге од интереса $i=(1..n)$. Треба приметити да задати ниво снаге на генератору није строго дефинисан и да треба обезбедити да буде унутар опсега $\pm 0,5$ dBm у односу на специфицирани тест ниво на DUT сензору. То је због тога што се компарација врши истовременим поређењем читавања еталонског и DUT сензора, а

ниво генератора нема директан утицај на тачност мерења. Нелинеарност сензора (N_L) за појединачне нивое снаге изражена у (dB) може се одредити на основу обрасца (5.36):

$$|N_L(P)| = |(P_{DUT_i} - P_{DUT_{i-1}}) - (P_{REF_i} - P_{REF_{i-1}})|; \text{ (dB)} \quad (5.36)$$

У обрасцу (5.36) P_{X_i} представља снагу измерену DUT сензором и REF сензором за посматрани ниво снаге (P), а $P_{X_{i-1}}$ представља претходну измерену вредност снаге са DUT и REF сензором за претходни разматрани ниво снаге, све вредности изражене у (dBm).

Примена термисторских еталона и њихове особине изузетно високе линеарности, прецизности и поновљивости мерења, омогућава ефикасан начин за проверу линеарности диодних и термопретварачких сензора снаге. Релативно ограничен динамички опсег термисторских сензора могуће је превазићи применом додатних атенуатора при мерењу нелинеарности сензора. Приликом реализације ове методе, посебан проблем представља еталонирање додатног атенуатора, јер се захтева што мања мерна несигурност еталонирања и она значајно утиче на укупну мерну несигурност. Примена ове методе и термисторског еталон сензора је погодна за примену, због раширености примене потребне опреме за реализацију и избегавања набавке нове опреме и нових трошкова. Са друге стране термисторски еталон сензор има врхунске карактеристике линеарности и масовно се користи као еталон за еталонирање сензора у многим метролошким лабораторијама.

Поред наведених метода за мерење нелинеарности сензора постоје још неке методе, које се овде неће детаљније описивати. Нпр. примена векторског анализатора мреже (Vector Network Analyzer-VNA) еталона линеарности, који се такође може користити за мерење нелинеарности сензора снаге. Карактеристике оваквог мерног система одређене су прецизношћу мерења амплитуде сигнала на пријему VNA и прецизношћу и динамичким опсегом интерног извора РФ сигнала. Тренутни ниво развоја VNA је достигао ниво прецизности мерења пријемног нивоа снаге од $\pm 0,05$ dB, али је ограничен динамичким опсегом извора РФ сигнала у VNA, који је мањи од већине сигнал генератора и није довољан за мерење нелинеарности већине сензора снаге [46].

6. УНАПРЕЂЕНА МЕТОДА ЗА ЕТАЛОНИРАЊЕ СЕНЗОРА МИКРОТАЛАСНЕ СНАГЕ И МЕРЕЊЕ НЕЛИНЕАРНОСТИ СЕНЗОРА ПРИМЕНОМ ТРАНСФЕР ЕТАЛОНА

Уобичајени поступак еталонирања сензора снаге састоји се у одређивању фактора еталонирања K и мерењу коефицијента рефлексије сензора Γ . Две основне карактеристике сензора, фактор еталонирања K и коефицијент рефлексије Γ , су фреквенцијски зависне величине и еталонирање се мора вршити у целом фреквенцијском опсегу сензора, на основу метода описаних у претходном излагању.

Поред две наведене карактеристике сензора (K и Γ), односно мерне несигурности фактор еталонирања и мерне несигурности неприлагођења, постоји још једна утицајна величина која значајно утицати на тачност, односно на мерну несигурност мерења снаге, а то је **нелинеарност сензора**. Нелинеарност сензора или прецизније грешка због нелинеарности сензора, сматра се као декларисана карактеристика сензора и обично се не проверава приликом уобичајеног поступка еталонирања сензора. Мерење и проверу нелинеарности сензора могуће је извршити само у веома опремљеним метролошким лабораторијама, а поступак је захтеван и дуготрајан. Мерење нелинеарности сензора врши се само на посебан захтев и обично на једној фреквенцији, најчешће је то најнижа радна фреквенција сензора. Како се савремени сензори снаге данас користе у широком динамичком и фреквенцијском опсегу, овакав приступ је најчешће неприхватљив, а посебно за примену у метролошким и испитним лабораторијама за прецизна мерења.

Применом савремених врста сензора, са проширеним динамичким опсегом мерења снаге (око 90 dB) и смарт-сензора са уграђеном EPROM меморијом (која садржи податке о факторима еталонирања, температурној зависности сензора и криве за корекцију нелинеарности сензора), нелинеарност сензора постане важно питање и предмет интересовања истраживача [19]. Анализом понашања сензора током времена, установљено је да нелинеарност сензора подлеже промени и да се треба периодично контролисати [67][71], због значајног утицаја на несигурност мерења снаге.

На основу анализе мерне несигурности мерења микроталасне снаге, помоћу ватметара са сензорима спроведене у поглављу 4.3, може се констатовати да је, поред несигурности неприлагођења и фактора еталонирања K , једна од најзначајнијих утицајних величина и нелинеарност сензора [38][41][50]. У неким случајевима мерења снаге има чак и највећи утицај.

Како се нелинеарност сензора снаге креће у границама од 1% до +5% [3][41][46], а укупна мерна несигурност мерења снаге од 3% до +10% [38][41], питање мерења и корекције нелинеарности сензора и преиспитивање постојећег поступка еталонирања сензора, намеће се као неопходно и технички оправдано питање. Постојеће методе еталонирања сензора и техничка документација, питање нелинеарности сензора, његову зависност од амплитуде мереног сигнала и фреквенцијску зависност, третира као питање мерне несигурности, тј. оставља се без корекције нелинеарности и могућности смањења мерне несигурности. Фреквенцијска зависност нелинеарности сензора често се поједностављује и занемарује. Мерења нелинеарности, ако се уопште врше, реализују се обично на једној, најнижој фреквенцији. Узевши у обзир сложеност опреме и поступка мерења наведених карактеристика, овакав приступ је и делимично разумљив. Досадашње методе еталонирања углавном су разматрале смањење несигурности због

неприлагођења и фактора еталонирања, а несигурност због нелинеарности није разматрана.

Нелинеарност сензора снаге је амплитудски и фреквенцијски зависна величина која значајно утиче на укупну мерну несигурност мерења снаге, а досадашње методе еталонирања сензора нису омогућавале корекцију нелинеарности [51]. Мерна несигурност због нелинеарности сензора је прихватана као нужност и није се разматрао начин корекције нелинеарности при еталонирању сензора. Овакав приступ није прихватљив, а посебно за акредитоване метролошке и испитне лабораторије.

Анализом постојећих метода за еталонирања сензора снаге и мерење нелинеарности сензора, формирана је унапређена метода за еталонирање сензора снаге, која омогућава одређивање фактора еталонирања и истовремено врши мерење и корекцију нелинеарности сензора, узимајући у обзир његову амплитудску и фреквенцијску зависност. Применом унапређене методе еталонирања и одређивањем фактора еталонирања на више нивоа снаге, омогућено је истовремено рачунско одређивање нелинеарности сензора, што омогућава и корекцију нелинеарности на одређеним нивоима снаге. Унапређени поступак еталонирања се заснива на примени методе истовремене компарације снага са применом термисторског трансфер еталона (високе линеарности) за еталонирање и мерење нелинеарности сензора у комбинацији са методом примене непознатог атенуатора за проширење мерног опсега система [73]. Применом ове методе могуће је измерити и накнадно кориговати нелинеарност сензора и тиме значајно смањити укупну мерну несигурност мерења снаге. Сам поступак еталонирања сензора снаге се тиме заокружује и комплетира, утицајем на све доминантне величине, што има посебан значај за примену сензора у метролошким и испитним лабораторијама и тестирању савремених телекомуникационих и радарских система где је захтевана минимална мерна несигурност мерења снаге.

6.1 Унапређена метода за еталонирање сензора микроталасне снаге и мерење нелинеарности сензора - математички модел

На основу анализе представљених метода за еталонирање и мерење нелинеарности у поглављу 5, може се закључити:

- методе еталонирања и мерења нелинеарности сензора захтевају веома сложену и скупу мерну опрему,
- процес еталонирања и мерења нелинеарности сензора је дуготрајан и сложен,
- мерење нелинеарности није саставни део поступка еталонирања сензора,
- нелинеарност се мери само на једној радној фреквенцији и занемарује фреквенцијску зависност нелинеарности и није омогућена корекција резултата,
- за мерење нелинеарности се користи прецизно еталонирани степ атенуатор или прецизни извор РФ снаге, еталонирање је веома захтевно,
- термисторски трансфер еталон који се карактерише високом линеарношћу се користи и за еталонирање и за мерење нелинеарности сензора,
- у ТОЦ-у је развијен аутоматизовани мерни систем за еталонирање сензора снаге применом методе трансфер еталона микроталасне снаге и ТОЦ поседује сву потребну мерну опрему и софтвер за реализацију еталонирања [1][42].

У метролошкој лабораторији МЛ-02 у ТОЦ-у основна метода за еталонирање сензора снаге је примена трансфер еталона микроталасне снаге. Метролошка лабораторија располаже са референтним трансфер еталоним, еталонираним у екстерној метролошкој лабораторији TEGAM са следивошћу до NIST, и свом пратећом опремом потребном за еталонирање сензора снаге [1][42]. Поред мерне опреме развијен је аутоматизовани мерни систем за еталонирање (користи се софтвер VEEpro), који омогућава потпуну аутоматизацију еталонирања сензора и генерисање извештаја. Аутоматизовани мерни систем омогућава да се изврши избор нивоа снаге на коме ће се вршити еталонирање сензора и одреди број понављања мерења ради смањења грешке поновљивости спајања конектора. У стандардном поступку еталонирања непознатог сензора (U) користи се трансфер еталон који је претходно еталониран у екстерној метролошкој лабораторији (одређени су K_T и Γ_{EG}), а еталонирање се врши за ниво снаге 1 mW.

Да би се избегла употреба додатне скупе опреме, сложених метода мерења, врло захтевно прецизно еталонирање степ атенуатора и објединило еталонирање и мерење нелинеарности, у метролошкој лабораторији МЛ-02 Техничког опитног центра (ТОЦ) развијен је унапређени интегрисани поступак за одређивање фактора еталонирања сензора K и мерења нелинеарности сензора снаге. Унапређена метода за еталонирање сензора снаге и мерење нелинеарности реализована је применом високе линеарности термисторског трансфер еталона микроталасне снаге (са нелинеарношћу мањом од 0,1%) и софтверске апликације за аутоматизацију процеса мерења. Због своје структуре, термисторски сензори увек раде у условима константне снаге примењене на сензору, што омогућава сензорима виртуелну независност од грешке нелинеарности (детаљније обрађено у поглављу 3.3.2.2) [19][45][70]. Практично се термистор може применити као еталон линеарности за друге термопретварачке и диодне сензоре. Ова карактеристика термистора омогућава примену термисторског трансфер еталона за мерење непознате нелинеарности сензора снаге и истовремено еталонирање сензора снаге.

У прве две приказане методе (у поглављу 5.3.1) за мерење нелинеарности сензора снаге коришћен је еталонирани фиксни или степ атенуатор, који је уметан између DUT сензора и референтног извора. Линеарност сензора снаге је рачуната на основу познате вредности слабљења или S параметара атенуатора. Међутим, за постизање прихватљиве мерне несигурности тих метода, захтевана је веома мала несигурност еталонирања атенуатора. То веома често може бити проблем и захтевати дуготрајна мерења и додатну скупу мерну опрему, а метода мерења нелинеарности помоћу VNA захтева набавку изузетно скупог инструмента. У методи примењеној у овом раду, је тај захтев избегнут тако што се линеарност DUT сензора прати помоћу термисторског трансфер еталона високе линеарности, а не на основу познате вредности атенуатора. Прецизни термисторски еталон сензор се овде користи и као еталон за мерење снаге и одређивање фактора еталонирања сензора и као еталон линеарности. Овде је искоришћена карактеристика високе линеарности термисторског еталон-сензора ($< 0,1\%$) за контролу линеарности непознатог DUT сензора. Како термисторски еталон сензор има релативно узак мерни опсег у складу са методом за мерење нелинеарности, описаној у поглављу 5.3.3, за проширење мерног опсега се користи уметнути атенуатор. Међутим, овде је искоришћена висока линеарност и мерни опсег трансфер еталона и за одређивање вредности непознатог атенуатора. Како се код унапређене методе користи висока линеарност трансфер еталона, уместо степ атенуатора може се применити фиксни атенуатор, у циљу проширења мерног опсега трансфер еталона. Али при реализацији

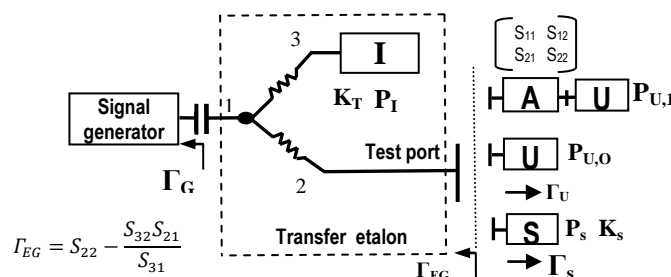
унапређене методе није потребно претходно еталонирање уметнутог атенуатора, већ се дефинисање вредности атенуатора обавља у току еталонирања.

Унапређена метода и мерна конфигурација, примењена у овом раду и представљена на слици 6.1, омогућава еталонирање сензора на више нивоа снаге, одређивање нелинеарности сензора снаге и одређивање вредности уметнутог непознатог атенуатора за проширење мерног опсега. Унапређена метода је настала као комбинација примене метода истовремене компарације са применом трансфер еталона за еталонирање сензора (описана у поглављу 5.2.2.3), метода за мерење нелинеарности поређењем са термисторским еталоним (описана у поглављу 5.3.3) и метода мерења линеарности сензора са непознатим атенуатором за проширење мерног опсега система (метода "Power sensor linearity calibration with an unknown attenuator" је приказана и валидована у раду [73][51]). За реализацију ове изузетно сложене методе, са великим бројем мерења и израчунавања, у МЛ-02 ТОЦ је развијен посебан аутоматизовани мерни систем за еталонирање и мерење нелинеарности сензора, уз примену програмског пакета VEEpro за аутоматизацију мерења.

У циљу еталонирања и одређивања нелинеарности DUT сензора (U), стандардна ТОЦ-ова метода за еталонирање сензора (применом трансфер еталона) је унапређена и делимично измењена. Трансфер еталон је претходно еталониран у екстерној метролошкој лабораторији и одређени су фактори еталонирања трансфер еталона K_T и еквивалентни коефицијент рефлексије генератора на мерном прикључку Γ_{EG} . У складу са изразом 5.26 и поглављем 5.2.2.3.1, на основу познатог фактора еталонирања еталона K_S одређује се фактора еталонирања K_T :

$$K_T = K_S \frac{P_I}{P_S} \frac{1}{|1 - \Gamma_{EG} \Gamma_S|^2} \tag{5.26}$$

у изразу (5.26) су: P_I измерена једносмерна супституисана DC снага у сензору (I) трансфер еталона, P_S измерена једносмерна супституисана DC снага у еталонском сензору (референтни еталон) (S), K_S познати фактор еталонирања еталонског сензора (S), Γ_S и Γ_{EG} су коефицијенти рефлексије на мерном прикључку сензора (S) и трансфер еталона. Одређене вредности фактора еталонирања трансфер еталона K_T , еквивалентни коефицијент рефлексије генератора на мерном прикључку Γ_{EG} и S -параметри делитеља S_{ij} се налазе у уверењу о еталонирању са припадајућим мерним несигурностима. Фактор еталонирања K_T трансфер еталона је одређен за комбинацију еталонски сензор (I) и прецизни делитељ снаге и обједињава губитке и сензора и делитеља снаге [64].



Слика 6.1: Унапређена метода за еталонирање и мерење нелинеарности сензора.

Након еталонирања трансфер еталона, приступа се стандардном еталонирању непознатог сензора U, али које се врши на више изабраних нивоа снаге применом аутоматизованог мерног система. Стандардни поступак еталонирања предвиђа еталонирање сензора на једном нивоу снаге (обично 1 mW) и одређивање фактора

еталонирања K_U . Унапређени поступак предвиђа еталонирање на више нивоа снаге, одабраних из целог мерног опсега сензора, посебно оних нивоа који су планирани за накнадно прецизно мерење снаге и корекцију нелинеарности. На улаз 1 трансфер еталона је везан сигнал генератор, извор МТ снаге. DUT сензор се веже на један улаз делитеља снаге (мерни улаз трансфер еталона), док је на други улаз делитеља фиксно везан еталон сензор високе линеарности (I). На основу израза (5.29) фактор еталонирања DUT сензора K_U се може дефинисати, преко познатог фактор еталонирања трансфер еталон K_T и мерења односа снага P_U и P_I према опису у поглављу 5.2.2.3.2. и према изразу (6.1):

$$K_U = K_T \cdot \frac{P_U}{P_I} \cdot |1 - \Gamma_{EG} \Gamma_U|^2 = K_T \cdot \frac{P_U}{P_I} \cdot M_U \quad (6.1)$$

у изразу (6.1) је: P_U измерена једносмерна супституисана DC снага у непознатом сензору (U), P_I измерена једносмерна супституисана DC снага у сензору (I) трансфер еталона, K_T фактор еталонирања трансфер еталона одређен претходно у екстерној метролошкој лабораторији са одређеном мерном несигурношћу, Γ_U и Γ_{EG} су коефицијенти рефлексије на мерном прикључку сензора (U) и трансфер еталона, а $M_U = |1 - \Gamma_{EG} \Gamma_U|^2$ је фактор неприлагођења трансфер еталона и сензора (U). Снаге P_U и P_I се читавају скоро истовремено у складу са примењеном методом истовремене компарације. Γ_{EG} се одређује приликом еталонирања трансфер еталона у екстерној метролошкој лабораторији и вредност се налази у уверењу о еталонирању, а Γ_U се мери помоћу VNA или се узима податак из декларације произвођача. У унапређеној методи није примењена корекција несигурности због неприлагођења па је усвојена претпостављена вредност за $M_U=1$ у изразу (6.1), а реална вредност неприлагођења M_U је разматрана накнадно у буџету мерне несигурности.

На описани начин се врши трансфер познатог фактора еталонирања K_T трансфер еталона на непознати сензор U и одређује се фактор еталонирања K_U у целом фреквенцијском опсегу сензора на више нивоа снаге. Вредности фактор еталонирања K_U се смештају у меморију рачунара. Поступак стандардне методе и унапређене методе се до ове фазе поклапају, осим што смо извршили еталонирање на више нивоа снаге. Мора се нагласити да због аутоматизације мерења, поступак је само незнатно временски продужен, није потребна додатна опрема, а сложеност мерења није значајно повећана.

У циљу унапређења метода еталонирања сензора и омогућавања мерења нелинеарности DUT сензора, основна метода еталонирања је унапређен. Унапређена метода еталонирања предвиђа еталонирање сензора на више изабраних нивоа снаге у целом фреквенцијском опсегу и затим нормализацију свих добијених вредности фактора еталонирања (K_U) за различите нивое снаге са вредношћу фактора еталонирања за изабрани референтни нивоа снаге ($K_{U,R}$), тј. потребно је поделити све добијене вредности фактора еталонирања K_U за више нивоа снаге са изабраним референтним вредностима фактора еталонирања $K_{U,R}$ [73]. Ако је еталонирање на референтном нивоу и остала еталонирања реализована у складу са изразом (6.1), без уметнутог атенуатора, вредност нормализованог фактора еталонирања $K_{U,N}$ је дефинисана изразом (6.2):

$$K_{U,N} = \frac{K_U}{K_{U,R}} = \frac{P_U}{P_I} \cdot \frac{P_{I,R}}{P_{U,R}} \quad (6.2)$$

у изразу (6.2) вредности променљивих са индексом R представљају мерење спроведено на референтном нивоу снаге (у овом рад је усвојено да референтни ниво снаге буде $P_{ref} = 0 \text{ dBm}$), вредности променљивих без индекса R су измерене на осталим нивоима снаге од интереса.

Кроз истраживање спроведено у овом раду и у лабораторији МЛ-02, уочено је и математички доказано да **нормализовани фактор еталонирања $K_{U,N}$ представља линеарност сензора (L)**, док се **нелинеарност сензора (N_L)**, дефинисана на основу израза (5.32), може изразити у зависности од нормализованог фактора еталонирања $K_{U,N}$, тј. линеарности сензора, а на основу израза (6.3) може се израчунати нелинеарност (N_L):

$$N_L = (L - 1) \cdot 100\% = (K_{U,N} - 1) \cdot 100\% = \left(\frac{K_U}{K_{U,R}} - 1 \right) \cdot 100\% \quad (6.3)$$

На основу напред наведеног, нелинеарност сензора (N_L) одређује се израчунавањем као однос између претходно измерених фактора еталонирања K_U сензора на неколико нивоа снаге и референтних фактора еталонирања $K_{U,R}$ (за референтни ниво снаге $P_{\text{ref}} = 0 \text{ dBm}$) и применом израза (6.3). Практично, применом побољшане методе еталонирања, нелинеарност сензора (у зависности од фреквенције и нивоа снаге) добија се математички на основу израза (6.3) без додатних сложених мерења и захтевних мерних конфигурација. Практично ова тврдња и израз (6.3) представљају основну хипотезу дисертације, да се нелинеарност сензора снаге може ефикасно одредити у току еталонирања сензора применом трансфер еталона уз мање измене поступка еталонирања. Доказ хипотезе и израза (6.3) ће бити представљен након описа унапређене методе у поглављу 6.2.

Међутим, мерни опсег примењеног термисторског трансфер еталона је релативно мали (од -20 dBm до 14 dBm) и не омогућава еталонирање K_U и нелинеарности испод нивоа -20 dBm . Да би се повећао мерни опсег система за еталонирање испод -20 dBm , фиксни непознати атенуатор је уметнут између мерног прикључка и DUT сензора, слика 6.1. Фактор еталонирања K_U са убаченим атенуатором дефинисан је изразом (6.4), [21][63][73]:

$$K_U = K_T \frac{P_U}{P_I} \frac{|1 - \Gamma_{EG} S_{11} - \Gamma_U S_{22} + \Gamma_{EG} \Gamma_U \Delta|^2}{|S_{21}|^2} \quad (6.4)$$

где су у изразу (6.4): $\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$ и S_{ij} S-параметри убаченог атенуатора.

Како трансфер еталон има високу линеарност, једначине (6.1) и (6.4) се могу користити за било који ниво снаге P_U и P_I ако спадају у мерни опсег трансфер еталона. Тако да је могуће мерити-еталонирати K_U за различите нивое снаге, а да се K_T трансфер еталона притом еталонира само на једном нивоу снаге (уобичајени ниво еталонирања трансфер еталона је 0 dBm). Ако се референтно еталонирање $K_{U,R}$ врши без атенуатора, према изразу (6.1), а еталонирање K_U се врши помоћу атенуатора, на основу израза (6.4), нормализовани фактор еталонирања $K_{U,N}$ се може дефинисати помоћу израза (6.5), [73]:

$$K_{U,N} = \frac{K_U}{K_{U,R}} = \frac{P_U}{P_I} \frac{P_{I,R}}{P_{U,R}} \frac{|1 - \Gamma_{EG} S_{11} - \Gamma_U S_{22} + \Gamma_{EG} \Gamma_U \Delta|^2}{|S_{21}|^2 |1 - \Gamma_{EG} \Gamma_U|^2} = \frac{P_U}{P_I} \cdot \frac{P_{I,R}}{P_{U,R}} \cdot A \quad (6.5)$$

У изразу (6.5) A представља ефективно слабљење уметнутог „непознатог атенуатора“. Међутим, ефективно слабљење атенуатора A није потребно унапред одредити помоћу неких од познатих метода за еталонирање атенуатора [33]. Слабљење A се може одредити једним додатним мерењем користећи исту мерну конфигурацију као и за еталонирање, слика 6.1. Пошто трансфер еталон има високу линеарност и динамички опсег од -15 dBm до 13 dBm , K_U се може мерити са и без атенуатора применом израза (6.1) и (6.4), при чему се ниво снаге P_U на DUT сензору треба одржавати приближно једнаким у оба мерења. На основу тих мерења, две различите једначине ће се добити за K_U , које би

требале да имају исту вредности, због задржавања приближно једнаког нивоа снаге P_U на DUT сензору, па би и вредност фактора еталонирања K_U требало да остане непромењена. Изједначавањем израза (6.1) и (6.4), могуће је добити вредност ефективног слабљења „непознатог атенуатора“ A , према једначини. (6.6), [73]:

$$A = \frac{|1 - \Gamma_{EG} S_{11} - \Gamma_U S_{22} + \Gamma_{EG} \Gamma_U \Delta|^2}{|S_{21}|^2 |1 - \Gamma_{EG} \Gamma_U|^2} = \frac{P_{U,0} P_{I,1}}{P_{I,0} P_{U,1}}, \text{ за } P_{U,1} \approx P_{U,0} \quad (6.6)$$

где индекси 1 и 0 означавају измерене вредности снаге P_U и P_I са атенуатором (1) и без атенуатора (0). Треба нагласити да вредности снаге на DUT сензору са и без атенуатора ($P_{U,1}$ и $P_{U,0}$) у изразу (6.6) треба да буду што је могуће ближе истој вредности ($P_{U,1} \approx P_{U,0}$). То је предуслов за примену једначине (6.6), због непознате линеарности DUT сензору и изједначавања израза (6.1) и (6.4) приликом извођења израза (6.6). У овом раду је коришћен убачени атенуатор номиналне вредности 20 dB.

Ако су вредности убаченог атенуатора A одређене према изразу (6.6) додатним мерењем, вредност фактора еталонирања K_U за DUT, добијена са атенуатором на основу израза (6.4) сада се може изразити са изразом (6.7):

$$K_U = K_T \frac{P_U}{P_I} A |1 - \Gamma_{EG} \Gamma_U|^2 = K_I \frac{P_U}{P_I} A M_U \quad (6.7)$$

У једначини (6.7) M_U је фактор неприлагођења и дефинисан је у изразу (6.1). Нормализовани фактор еталонирања $K_{U,N}$ добијен применом атенуатора A одређује се на основу израза (6.5), користећи вредности A одређене према изразу (6.6), или још једноставније као однос $K_U / K_{U,R}$, на основу израза (6.2). Односно, нормализовани фактор еталонирања $K_{U,N}$, тј. линеарност сензора се може добити рачунски као количник измерених фактора еталонирања на различитим нивоима снаге K_U и референтном нивоу снаге $K_{U,R}$.

На основу примене термисторског трансфер еталона високе линеарности, „непознатог атенуатора“ A , унапређене методе еталонирања и аутоматизованог мерног система, могуће је одредити факторе еталонирања K_U на различитим нивоима снаге у читавом фреквенцијском опсегу и на тај начин истовремено рачунски одредити и линеарност DUT сензора. Линеарност DUT сензора одговара нормализованом фактору еталонирања $K_{U,N}$ и дефинисана је на основу израза (6.5) и (6.2). На основу резултата овог истраживања добијено је да, нелинеарност сензора (N_L) се може затим израчунати помоћу израза (6.3) такође у целом фреквенцијском опсегу, без додатних мерења. Резултати мерења-прорачуна нелинеарности сензора су приказани у поглављу 9.1.

6.2 Однос нормализованог фактора еталонирања и нелинеарности сензора

Кроз истраживање спроведено у овом раду, уочено је и математички се може доказати да **нормализовани фактор еталонирања $K_{U,N}$ представља линеарност сензора (L)**, док се **нелинеарност сензора (N_L)**, дефинисана на основи израза (5.32) и на основу дефиниције нелинеарности, може се изразити у зависности од линеарности сензора и нормализованог фактора еталонирања $K_{U,N}$ са изразом $N_L = L - 1 = K_{U,N} - 1$. Односно могуће је дефинисати и одредити нелинеарност сензора (N_L) на основу линеарности сензора (L) и нормализованог фактора еталонирања $K_{U,N}$, применом израза (6.3):

$$N_L = (L - 1) \cdot 100\% = (K_{U,N} - 1) \cdot 100\% = \left(\frac{K_U}{K_{U,R}} - 1 \right) \cdot 100\% \quad (6.3)$$

Нелинеарност сензора (N_L) је дефинисана изразом (5.32) као релативна разлика измерене снаге непознатог сензора $R_U(P)$ и измерене снаге идеалног сензора $R_S(P)$ у (%).

$$N_L(P) = \frac{R_U(P) - R_S(P)}{R_S(P)} \cdot 100\% = \left(\frac{R_U(P)}{R_S(P)} - 1 \right) \cdot 100\% \quad (5.32)$$

На основу напред наведеног и израза (6.3), нелинеарност сензора (N_L) одређује се израчунавањем као однос између претходно измерених фактора еталонирања K_U сензора на неколико нивоа снаге и референтних фактора еталонирања $K_{U,R}$ (за референтни ниво снаге $P_{ref} = 0$ dBm) и применом израза (6.3). Практично, применом побољшане методе еталонирања, нелинеарност сензора добија се математички на основу израза (6.3) без додатних сложених мерења и захтевних мерних конфигурација. Ова тврдња и израз (6.3) представљају основну хипотезу дисертације, да се нелинеарност сензора снаге може ефикасно одредити у току еталонирања сензора на више нивоа снаге, применом трансфер еталона уз мање измене поступка еталонирања. Потребно је доказати хипотезу, тј. доказати да су изрази (5.32) и (6.3) једнаки. Треба доказати да су изрази (5.32) и (6.3) једнаки:

$$N_L = \left(\frac{K_U}{K_{U,R}} - 1 \right) \cdot 100\% \quad \text{да ли је једнако} \quad N_L(P) = \left(\frac{R_U(P)}{R_S(P)} - 1 \right) \cdot 100\%$$

$$\text{из (5.32) следи: } N_L(P) = \left(\frac{R_U(P)}{R_S(P)} - 1 \right) = \frac{\frac{P_{mUn}}{K_U}}{\frac{P_{mSn}}{K_S}} - 1 = \left(\frac{P_{mUn}}{K_U} \frac{K_S}{P_{mSn}} - 1 \right) \cdot 100\% \quad (6.8)$$

у изразима (6.8) су: $R_U = P_{mUn}/K_U$ и $R_S = P_{mSn}/K_S$, где су R_U, R_S вредности инцидентне снаге на неком нивоу на сензор измерене са непознатим и еталонским сензором, P_{mUn}, P_{mSn} су читавања снаге (DC супституисана снага) са непознатим и еталонским сензором на неком нивоу снаге n , K_U, K_S су фактори еталонирања непознатог и еталонског сензора.

$$\text{из (6.3): } N_L = \left(\frac{K_U}{K_{U,R}} - 1 \right) = \frac{\frac{P_{mUn} K_S}{P_{mSn}}}{\frac{P_{mUR} K_S}{P_{mSR}}} - 1 = \left(\frac{P_{mUn}}{P_{mSn}} \frac{P_{mSR}}{P_{mUR}} - 1 \right) \cdot 100\% \quad (6.9)$$

у изразу (6.9) су: P_{mUn}, P_{mSn} су читавања снаге (DC супституисана снага) са непознатим и еталонским сензором на неком нивоу снаге n , P_{mUR}, P_{mSR} су читавања снаге (DC супституисана снага) са непознатим и еталонским сензором на референтном нивоу снаге R , K_U, K_S су фактори еталонирања непознатог и еталонског сензора. Из израза (6.8) и (6.9) следи да треба доказати да су делови израза једнаки да би изрази били једнаки:

$$\text{Из израза (6.8) и (6.9) треба доказати да је} \quad \frac{P_{mUn}}{K_U} \frac{K_S}{P_{mSn}} = \frac{P_{mUn}}{P_{mSn}} \frac{P_{mSR}}{P_{mUR}} \quad (6.10)$$

$$\text{на основу рационализације израза (6.10) следи да је} \quad \frac{K_S}{K_U} = \frac{P_{mSR}}{P_{mUR}} \quad (6.11)$$

како је K_U једнако за ниво n и референтни ниво R , у изразу (6.11) се K_U може изразити за референтни ниво снаге са изразом $K_U = \frac{P_{mUR}}{P_{mSR}} K_S$ и уврстити у израз (6.11):

$$\begin{aligned} \frac{K_S}{\frac{P_{mUR}}{P_{mSR}} K_S} &= \frac{P_{mSR}}{P_{mUR}} \\ \frac{K_S P_{mSR}}{K_S P_{mUR}} &= \frac{P_{mSR}}{P_{mUR}} \\ \frac{P_{mSR}}{P_{mUR}} &= \frac{P_{mSR}}{P_{mUR}} \rightarrow 1 = 1 \end{aligned} \quad (6.12)$$

На основу израза (6.12) се доказује да су изрази (5.32) и (6.3) једнаки, односно да је:

$$N_L(P) = \frac{R_U(P) - R_S(P)}{R_S(P)} \cdot 100\% = (K_{U,N} - 1) \cdot 100\% = \left(\frac{K_U}{K_{U,R}} - 1 \right) \cdot 100\% \quad (6.13)$$

То представља и доказ главне хипотезе дисертације, да се нелинеарност сензора снаге може ефикасно одредити у току еталонирања сензора на више нивоа снаге, применом трансфер еталона уз мање измене поступка еталонирања. Односно да се нелинеарност сензора може добити применом унапређене методе еталонирања и израчунати помоћу нормализованог фактора еталонирања $K_{U,N}$ и применом израза (6.3).

6.2.1 Изражавање нелинеарности у (dB)

У складу са дефиницијом нелинеарности, у изразу (5.33) нелинеарност је дефинисана као логаритамски однос измерене снаге непознатог сензора $R_U(P)$ и измерене снаге идеалног сензора $R_S(P)$ изражено у (dB), израз (5.33):

$$N_L(P) \text{ (dB)} = 10 \log \frac{R_U(P)[W]}{R_S(P)[W]}, \text{ (dB)} = R_U(\text{dB}) - R_S(\text{dB}) \quad (5.33)$$

где су: $R_U = P_{mU} / K_U$ и $R_S = P_{mS} / K_S$, где су R_U, R_S вредности инцидентне снаге на сензор измерене са непознатим и еталонским сензором у (W), P_{mU}, P_{mS} су читавања снаге (DC супституисана снага) са непознатим и еталонским сензором, K_U, K_S су фактори еталонирања непознатог и еталонског сензора.

Приликом описа метода за мерење нелинеарности сензора за методе поређења са термисторским сензором и методом степенасте промене нивоа снаге дефинисани су изрази (5.35) и (5.36) који нелинеарност сензора одређују на основу наизглед другачијег израза у односу на израз (5.33).

$$|N_L(P)| = |(P_{DUT_i} - P_{DUT_{i-1}}) - (P_{REF_i} - P_{REF_{i-1}})|; \text{ (dB)} \quad (5.36)$$

У обрасцу (5.36) P_{DUT_i}, P_{REF_i} представља снагу измерену DUT сензором и REF сензором за посматрани ниво снаге (P), а $P_{DUT_{i-1}}, P_{REF_{i-1}}$ представља претходну измерену вредност снаге са DUT и REF сензором за претходни разматрани ниво снаге, све вредности изражене у (dBm).

Овде ћемо доказати да су та три израза (5.35), (5.36) и (5.33) суштински једнака и да се изводе из дефиниције нелинеарности и основног израза (5.33).

На основу дефиниције и израза (5.33) нелинеарност је логаритамски однос снага измерених на реалном сензору и идеално линеарном сензору, у овом случају еталони линеарности термистору и може се добити:

$$N_L(P) \text{ [dB]} = 10 \log \frac{R_U(P)[W]}{R_S(P)[W]} = 10 \log \frac{\frac{P_{mUn}}{K_U}}{\frac{P_{mSn}}{K_S}} = 10 \log \frac{P_{mUn} K_S}{P_{mSn} K_U} \quad (6.14)$$

у изразу (6.14) су: P_{mUn}, P_{mSn} су читавања снаге (DC супституисана снага) са непознатим и еталонским сензором на неком нивоу снаге n , K_U, K_S су фактори еталонирања непознатог и еталонског сензора. На основу дефиниције фактор еталонирања DUT сензора K_U се може дефинисати на било ком одређеном нивоу снаге и за избрани ниво p може се дефинисати $K_U = \frac{P_{mUp}}{P_{mSp}} K_S$, и ако се овај израз уврсти у (6.14) добија се:

$$N_L(P) (dB) = 10 \log \frac{P_{mUn} K_S}{P_{mSn} K_U} = 10 \log \frac{P_{mUn} K_S}{P_{mSn} \frac{P_{mUp} K_S}{P_{mSp}}} = 10 \log \frac{P_{mUn} P_{mSp}}{P_{mSn} P_{mUp}} \quad (6.15)$$

$$N_L(P) (dB) = 10 \log P_{mUn} - 10 \log P_{mSn} + 10 \log P_{mSp} - 10 \log P_{mUp} \quad (6.16)$$

$$N_L(P) (dB) = (P_{mUn}(dB) - P_{mUp}(dB)) - (P_{mSn}(dB) - P_{mSp}(dB)) \quad (6.17)$$

$$|N_L(P)| = |(P_{mUn}(dB) - P_{mUp}(dB)) - (P_{mSn}(dB) - P_{mSp}(dB))|, (dB) \quad (6.18)$$

На основу извођења и израза од (6.14) до (6.18) може се закључити да су изрази (5.33) и (5.36) суштински једнаки. Односно да се нелинеарност сензора може израчунати као разлика снага измерених у (dB) на DUT сензору P_{mU} и еталонском сензору P_{mS} , посматрано за два нивоа снаге, индекси n -виши, p -нижи ниво, у складу са изразом (6.18) и (5.36).

6.2.2 Однос нелинеарности изражене у (dB) и (%)

Ако посматрамо изразе (6.14), (6.15) може се извршити трансформација и добити:

$$N_L(P) [dB] = 10 \log \frac{R_U(P)[W]}{R_S(P)[W]} = 10 \log \frac{P_{mUn} K_S}{P_{mSn} \frac{P_{mUp} K_S}{P_{mSp}}} = 10 \log \frac{K_{Un}}{K_{Up}}, (dB) \quad (6.19)$$

у изразу (6.19) K_{Un} и K_{Up} су фактори еталонирања сензора U одређени за ниво снаге n и p . где су $K_{Up} = \frac{P_{mUp}}{P_{mSp}} K_S$ и $K_{Un} = \frac{P_{mUn}}{P_{mSn}} K_S$, ако се узме да је ниво снаге $p=R$, односно да је ниво p једнак референтном нивоу снаге R (0 dBm), онда израз (6.19) може да се изрази као у изразу (6.20), где је $K_{U,N}$ представља нормализовани фактор еталонирања:

$$N_L(P) (dB) = 10 \log \frac{R_U(P)(W)}{R_S(P)(W)} = 10 \log \frac{K_{Un}}{K_{U,R}} = 10 \log K_{U,N}, (dB), \text{ за } p = R \quad (6.20)$$

Ако се на израз (6.20) примени општи израз за трансформацију (dB) у (%) може се добити:

$$\begin{aligned} N_L (dB) \rightarrow N_L (\%) &= \left(10^{\frac{N_L (dB)}{10}} - 1 \right) \cdot 100\% \\ N_L (\%) &= \left(10^{\frac{10 \log \frac{K_{Un}}{K_{U,R}} (dB)}{10}} - 1 \right) \cdot 100\% = \left(10^{\log \frac{K_{Un}}{K_{U,R}} (dB)} - 1 \right) \cdot 100\% = \\ N_L (\%) &= \left(\frac{K_{Un}}{K_{U,R}} - 1 \right) \cdot 100\% \end{aligned} \quad (6.21)$$

На основу израза (6.21) може се закључити и доказати да изрази (5.33) за нелинеарност изражену у (dB) има еквивалентну вредност као израз (5.32) и (6.13) за нелинеарност изражену у (%). Може се закључити да су изрази за нелинеарност (5.32) у (%) и (5.33) у (dB) еквивалентни, израз (6.22).

$$N_L (dB) = 10 \log \frac{R_U(P)}{R_S(P)} (=) N_L (\%) = \frac{R_U(P) - R_S(P)}{R_S(P)} \cdot 100\% = \left(\frac{K_U}{K_{U,R}} - 1 \right) \cdot 100\% \quad (6.22)$$

6.3 Корекција нелинеарности сензора снаге током еталонирања

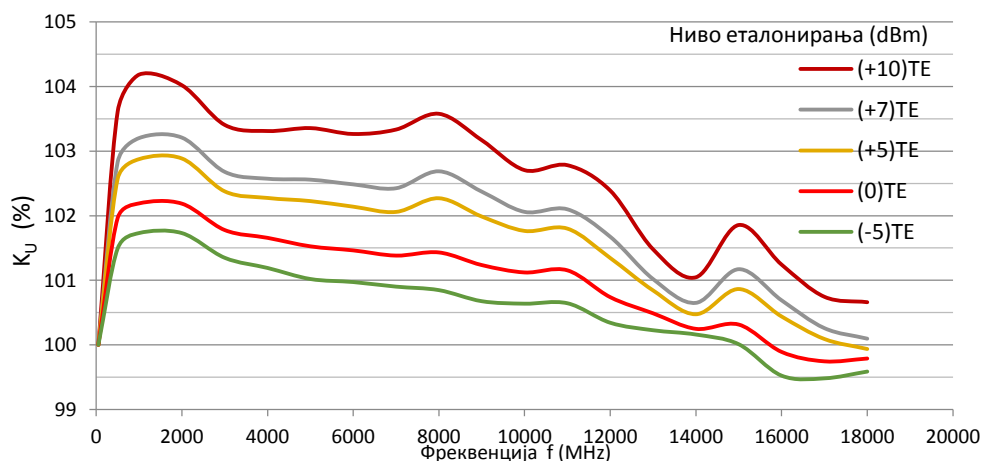
Током поступка еталонирања DUT сензора који се врши на одређеном нивоу снаге (P_{cal}), инцидентна снага измерена на DUT сензору R_U и снага коју предаје термисторски трансфер еталон на мерни прикључак R_S се изједначавају (тј. $R_U=R_S$) и одређује се DUT

фактор еталонирања K_U , изрази (6.1), (5.32). Инцидентна снага измерена на DUT сензору R_U мора бити једнака предајној снази на термисторском трансфер еталону R_S високе линеарности ($N_L < 0,1\%$). Еталонирањем DUT сензора одређује се непознати фактор еталонирања K_U , тако да се инцидентне снаге на еталону R_S и DUT сензору R_U изједначе. Коришћењем поменутог услова (тј. $R_U=R_S$), високе линеарности термисторског трансфер еталона и једначина (5.32) и (6.23), може се доказати да је након еталонирања нелинеарност DUT сензора једнака нули ($N_L=0$), посматрано за ниво снаге на коме је вршено еталонирање сензора (за ниво снаге $P=P_{cal}$).

$$N_L(P) = \frac{R_U(P) - R_S(P)}{R_S(P)} = \frac{0}{R_S(P)} = 0, \text{ за } P=P_{cal} \quad (6.23)$$

Нелинеарност DUT сензора се коригује током поступка еталонирања одређивањем вредности K_U , за ниво снаге на коме је извршено еталонирање (P_{cal}), али и за приближне нивое снаге (блиске вредности око P_{cal}). У складу са предложеном методом, одређивањем фактора еталонирања K_U на неколико различитих нивоа снаге и формирањем **фамилије кривих фактора еталонирања K_U** (слика 6.2), могуће је кориговати нелинеарност сензора за више појединачних нивоа снаге и за околне блиске вредности снаге.

Избором потребног броја и вредности нивоа снаге за еталонирање, нелинеарност се може кориговати у целом мерном опсегу сензора. Тако утврђени фактори еталонирања K_U садрже максималну корекцију нелинеарности сензора, узимајући у обзир зависност нелинеарности сензора и од амплитуде и фреквенције мерене снаге. Применом фамилије кривих фактора еталонирања и одабиром одговарајућег фактора еталонирања K_U при мерењу снаге, за тачан или приближни измерени ниво снаге, могуће је мерити ниво снаге без утицаја грешке нелинеарности сензора. На тај начин, применом сензора еталонираног унапређеном методом за мерење снаге, можемо кориговати нелинеарност сензора и значајно смањити укупну мерну несигурност мерења снаге, погледати анализу у табелама 4.1, 4.2, 9.2 и 9.3.



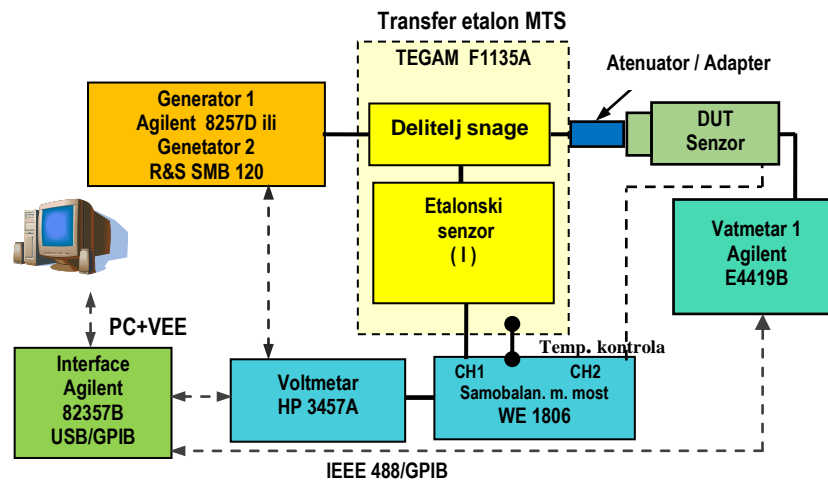
Слика 6.2: Фамилија кривих фактора еталонирања K_U за диодни сензор.

Међутим, нелинеарност сензора DUT није у потпуности елиминисана оваквом корекцијом и еталонирањем. Наиме, и даље постоји заостала мала нелинеарност термисторског трансфер еталона ($< 0,1\%$) која се не може елиминисати при еталонирању DUT сензора. Али та заостала нелинеарност трансфер еталона се узима у обзир приликом анализе укупне мерне несигурности еталонирања DUT сензора и обухваћена је у укупној мерној несигурности фактора еталонирања K_U , табела 8.2 и 8.3.

7. АУТОМАТИЗОВАНИ МЕРНИ СИСТЕМ ЗА ЕТАЛОНИРАЊЕ СЕНЗОРА СНАГЕ И ИМПЛЕМЕНТАЦИЈА УНАПРЕЂЕНЕ МЕТОДЕ

7.1 Аутоматизовани мерни систем за еталонирање сензора снаге

За потребе еталонирања сензора микроталасне снаге у метролошкој лабораторији МЛ-02 у ТОЦ-у развијен је аутоматизовани мерни систем који омогућава еталонирање термисторских, термопретварачких и диодних сензора снаге [1][42]. Аутоматизовани мерни систем (АМС) за еталонирање сензора снаге заснива се на примени термисторског трансфер еталона микроталасне снаге TEGAM F1135A, програмабилних инструмената и посебне софтверске апликације за аутоматизацију мерења развијене у софтверу Agilent VEEpro [42][45][75][76]. Трансфер еталон TEGAM F1135A представља референтни еталон за микроталасну снагу у Војсци Србије преко кога је остварена национална метролошка следивост до међународног нивоа (до NIST). Блок шема и фотографија аутоматизованог мерног система приказани су на сликама 7.1 и 7.2, а слика 7.3 приказује разне типове сензора снаге који се могу еталонирати са АМС. Основу аутоматизованог мерног система чини трансфер еталон микроталасне снаге TEGAM F1135A, који се састоји од термостатиране еталонске термисторске главе (I) и прецизног 2-отпорног делитеља снаге [45]. Еталонска глава је фиксно везана у једну грану делитеља снаге, а у другу грану делитеља веже се сензор снаге који се еталонира (DUT).



Слика 7.1: Блок шема аутоматизованог мерног система за еталонирање сензора снаге.

Програмабилни инструменти са GPIB интерфејсом су помоћу USB/GPIB интерфејса Agilent 82357B повезани на PC рачунар са инсталираним софтвером Agilent VEEpro и посебно развијеном софтверском апликацијом, која контролише читав процес еталонирања. Декларисани мерни опсег трансфер еталона микроталасне снаге TEGAM F1135A је од -20 dBm до 14 dBm (0,01 mW до 25 mW) у фреквенцијском опсегу од 10 MHz до 26,5 GHz. Међутим, експериментална мерења реализована у ТОЦ су утврдила да је максимални употребљиви опсег мерења снаге између -15 dBm и 13 dBm. Декларисана нелинеарност термисторског трансфер еталона је < 0,1% у опсегу снага од -10 dBm до 10 dBm, а унесено слабљење 2-отпорног делитеља снаге је измерено од 6 dB до 10 dB, у зависности од фреквенције на којој се мери. Фактор еталонирања трансфер еталона (K_7)

претходно је одређен у екстерној акредитованој метролошкој лабораторији TEGAM са следивошћу до NIST са проширеном мерном несигурношћу U (за $k=2$) од 1,15% до 2,34%, еталониран на нивоу снаге од 1 mW, и одређене су вредности еквивалентног коефицијента рефлексије генератора на мерном прикључку (Γ_{EG}), све вредности су приказане у табели 8.1.

Снага на трансфер еталону F1135A (PI) мери се помоћу двоструког самобалансирајућег мерног моста NIST тип 4 WE1806 (CH1) и дигиталног мултиметра HP 3457A (резолуције $6\frac{1}{2}$ цифара). Мултиметар очитава вредности промене DC напона на мерном мосту, тј. на трансфер еталону и на основу тога се израчунава MT снага [45]. Мерни мост WE1806 уједно врши и температурну стабилизацију трансфер еталона F1135A, који је термостатиран. Снага на непознатом DUT термопретварачком или диодном сензору (PU) мери се помоћу ватметра-1 Agilent E4419A ($4\frac{1}{2}$ цифре резолуција), а ако се еталонира термисторски DUT сензор користи се други канал (CH2) мерног моста WE1806 и мултиметар HP3457A. Уместо ватметра Agilent E4419A може се користити и неки други тип ватметра компатибилан са DUT сензором.



Слика 7.2: Фотографија аутоматизованог мерног система за еталонирање сензора снаге.

Извор микроталасне снаге је генератор-1 Agilent E8257D (фреквенцијски опсег од 250 kHz to 26,5 GHz, ниво снаге од -135 dBm to 12 dBm) или генератор-2 R&S SMB B120 (фреквенцијски опсег од 100 kHz to 20 GHz, ниво снаге од -145 dBm to 30 dBm). Примена генератора-1 и трансфер еталона (са унесеним слабљењем делитеља снаге од 10 dB на 26,5 GHz) омогућава еталонирање сензора снаге у ширем фреквенцијском опсегу од 10 MHz до 26,5 GHz, али за ужи опсег снага на DUT само од -15 dBm до 2 dBm. Примена генератора-2 омогућава еталонирање у ужем фреквенцијском опсегу од 10 MHz to 20 GHz, али за шири опсег снага на DUT, од -15 dBm to 13 dBm. Стабилност нивоа микроталасне снаге на трансфер еталону, у зависности од фреквенције, обезбеђује се софтверском контролом и регулацијом излазног нивоа генератора, помоћу еталон сензора у трансфер еталону. Постигнута стабилност снаге на мерном прикључку трансфер еталона је реда $\pm 0,02$ mW у целом фреквенцијском опсегу.

Стандардно еталонирање сензора MT снаге у метролошким лабораторијама се реализује обично на нивоу снаге од 0 dBm. Да би се реализовала унапређена метода било је потребно обезбедити еталонирање на више нивоа снаге, по могућности покрити цели мерни опсег типичних DUT сензора. За нивое снаге веће од 13 dBm, еталонирање

није технички могуће, у приказаној мерној конфигурацији сл. 7.1. Због фиксне везе термисторског еталон сензора (I) и делитеља снаге, није могуће уметнути додатни атенуатор за проширење мерног опсега, између еталон сензора трансфер еталона (I) и делитеља снаге (слика 6.1 прикључак 3). Уметнути непознати атенуатор се зато може применити за проширење мерног опсега и еталонирање на нивоима снаге DUT испод -15 dBm, према методи описаној у поглављу 6.1 (уметање атенуатора између DUT сензора и мерног прикључка). У овом раду је примењен и приказан уметнути фиксни атенуатор од 20 dB, који омогућава заједно са трансфер еталоном еталонирање до нивоа снаге -35 dB. Могу се применити и друге вредности уметнутог атенуатора, максимално до 28 dB. Мерни систем приказан на слици 7.1 може се користити за еталонирање сензора и корекцију нелинеарности за максимални опсег снага на DUT сензору од -43 dBm до 13 dBm у фреквенцијском опсегу од 10 MHz до 26,5 GHz (за генератор 2 до 20 GHz).



Слика 7.3: Различити типови сензора снаге који се еталонирају помоћу АМС и прелази.

Елементи мерног система међусобно су повезани квалитетним полукрутним SMA кабловима са малим коефицијентом рефлексије. Мерни прикључак на трансфер еталону F1135A је типа SMA 3,5 mm(f). Ако сензор DUT има други тип конектора (N или сл.) мора се користити одговарајући адаптер са познатим слабљењем и тада је потребно вршити корекцију очитане снаге на DUT (P_U). Вредности слабљења адаптера су претходно измерене и унесене у меморију рачунара, а корекција се врши аутоматски при очитивању снаге P_U . Еталонирање се врши у контролисаним лабораторијским условима: температура $(23\pm 1)^\circ\text{C}$ и релативна влажност $(50\pm 10)\%$.

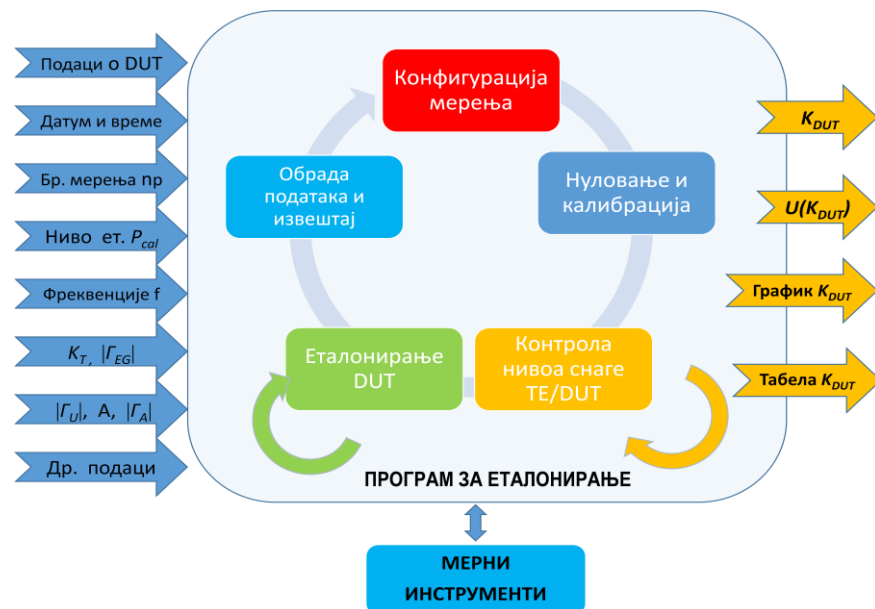
7.2 Имплементација унапређене методе и софтвер за аутоматизацију мерења

Процес еталонирања сензора снаге је у потпуности аутоматизован и унапређен применом РС рачунара и одговарајућег програма за еталонирање сензора развијеног у софтверском пакету VEErgo у МЛ-02/ТОЦ. Софтвер је пројектован да врши контролу инструмената, прикупљање података о мерењу, њихову обраду и генерисање извештаја. Софтверска апликација развијена у VEErgo има следеће одвојене фазе-модуле, слика 7.4:

- Конфигурација мерења,
- Нуловање и калибрација на интерни референтни извор 1 mW/50 MHz,
- Контрола нивоа снаге на мерном прикључку TE/DUT сензору,

- Еталонирање DUT сензора,
- Обрада података и генерисање извештаја.

У фази **Конфигурације мерења** у софтвер се уносе основни подаци о DUT сензору (произвођач, тип, серијски број, време, датум) ради генерисања извештаја о еталонирању. Задају се жељени нивои снаге на којим се врши еталонирање DUT сензора, фреквенције на којим се изводи еталонирање (бирају се предефинисане вредности или се ручно задају појединачне вредности), преузимају се вредности фактора еталонирања за трансфер еталон (K_T) и еквивалентних коефицијената рефлексије $|\Gamma_{EG}|$ из уверења о еталонирању у складу са задатим фреквенцијама еталонирања, задаје се број поновљених мерења са спајањем и распајањем конектора DUT сензора, преузимају се претходно измерене вредности модула коефицијената рефлексије DUT сензора $|\Gamma_U|$. Ако се прелаз/атенуатор користе приликом еталонирања DUT сензора, вредности слабљења прелаза/атенуатора се претходно одређују и уносе у софтвер. Добија се блок шема мерне конфигурације (слично као слика 7.1) да се изврши провера спајања пре почетка еталонирања.



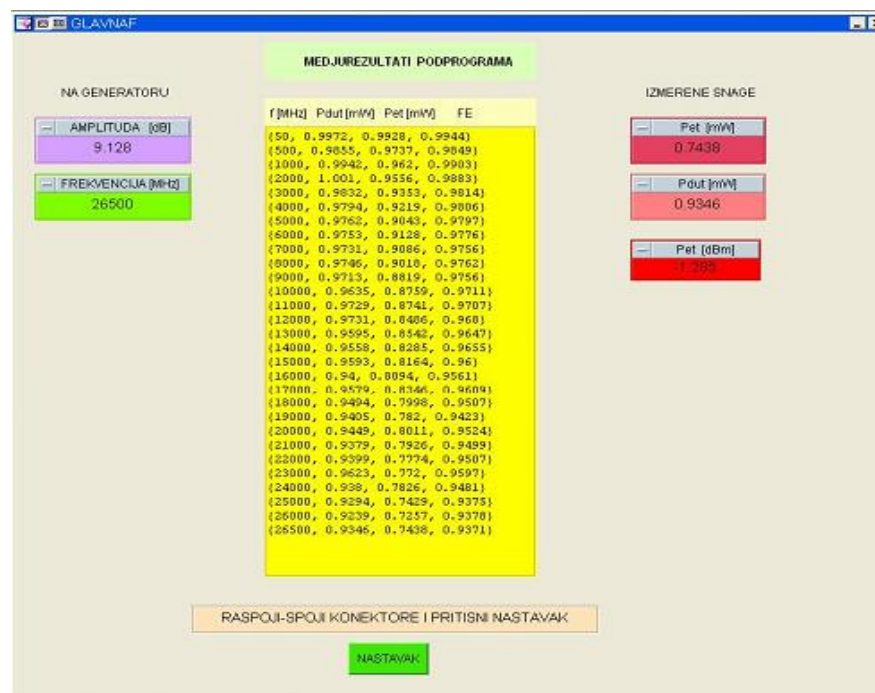
Слика 7.4: Функционални модел софтверске апликације АМС за еталонирање.

У фази **Нуловање и калибрација** на интерни референтни извор снаге, софтвер врши нуловање DUT сензора (подешавање на "0"), а у зависности од типа DUT сензора, за термопретварачке и диодне сензоре, врши се подешавање DUT сензора на референтни извор снаге 1 mW/50 MHz. Референтни извор снаге је претходно проверен и подешен, а за термисторске сензоре се не врши калибрација на интерни референтни извор снаге.

У фази **Контроле нивоа снаге** софтвер одређује нивое излазне снаге генератора како би се постигла потребна стабилност нивоа снаге при еталонирању (P_{cal}) на мерном прикључку трансфер еталона (TE). Стабилност нивоа снаге на трансфер еталону, у зависности од фреквенције, обезбеђена је софтверском контролом, регулацијом нивоа излаза генератора и применом еталонског сензора трансфер еталона (I). Стабилност нивоа снаге постигнута на мерном прикључку трансфер еталона износи $\pm 0,02$ mW у целом фреквенцијском опсегу. При одређивању непознатог атенуатора, софтвер одржава

стабилност нивоа снаге на DUT сензору, када се мерења врше са и без додатног атенуатора. У том случају је стабилност нивоа снаге на ДУТ сензору у границама $\pm 0,2$ dB.

Током фазе **Еталонирање DUT сензора**, DUT сензор је повезан на мерни прикључак трансфер еталона, доводи се одређени ниво CW снаге (P_{cal}) и наизменично се читавају снаге P_U на DUT сензору и снаге P_I на трансфер еталону. Очитавање нивоа снаге P_U и P_I за сваку фреквенцију из задатог опсега врше се 10 пута, а добијене вредности се усредњавају и израчунава се стандардна девијација. На основу израза (6.1) израчунавају се фактори еталонирања (K_U) за непознати DUT сензор и подаци се смештају у меморију рачунара. Еталонирање се прво врши за један ниво снаге (нпр. 0 dBm) за референтну фреквенцију од 50 MHz, а затим се понавља за све остале фреквенције од интереса. Еталонирање сензора се стандардно врши на следећим фреквенцијама: 50 MHz, 500 MHz, 1 GHz, 2, 3, ..., 26 GHz, 26,5 GHz, али овај скуп фреквенција се лако може променити и допунити по потреби. За један ниво снаге (P_{cal}) цео поступак еталонирања се понавља најмање 4 пута, са одспајањем и повезивањем конектора DUT сензора и усредњавањем резултата. Ово се ради због неуједначене силе притезања конектора и смањења мерне несигурности поновљивости спајања конектора. Циклус се понавља за следеће нивое снаге еталонирања, у складу са почетном конфигурацијом мерења.



Слика 7.5: Приказ корисничког панела са међурекултатима еталонирања сензора HP8485A.

Овај модул има уграђен алгоритам за елиминисање случајних грешака и неправилности у раду мерне опреме на основу анализе стандардне девијације појединачних мерења (σ). Нерегуларна мерења се одбацују, а мерење се понавља. У току мерења на корисничком панелу приказују се вредности кључних параметара: ниво снаге генератора, фреквенција сигнала, очитавања ватметара на трансфер еталону и DUT сензору, израчунати фактор еталонирања за одређене фреквенције. Изглед корисничког панел софтвера је приказан на слици 7.5.

У завршној фази **Обраде података и генерисања извештаја** софтвер на основу прикупљених мерних података у меморији рачунара и унетих почетних параметара

израчунава коначну вредност фактора еталонирања (K_{DUT}), мерне несигурности еталонирања U и креира нумеричке и графичке извештаје о еталонирању.



Слика 7.6: Извештај о еталонирању сензора HP 8478B за ниво снаге 0 dBm.

Прво се израчунава средња вредност за фактор еталонирања (K_U) за n_p поновљених мерења, због поновљивости повезивања конектора. Затим се за термопретварачке и диодне сензоре коначни резултат, фактор еталонирања DUT сензора (K_{DUT}), израчунава релативно у односу на вредност референтног фактора еталонирања (K_{ref}) за 50 MHz, према изразу (8.1) [74]. За термисторске сензоре овај корак се не реализује. Након тога, софтвер израчунава мерну несигурност еталонирања за сваку фреквенцију (алгоритам према табели 8.2). Коначни резултат еталонирања је извештај о еталонирању за одређени ниво снаге (P_{cal}), који садржи дијаграм (у форми * .bmp фајла) и табела са нумеричким вредностима (у форми * .txt фајл) фактора еталонирања DUT сензора (K_{DUT}) и вредности проширене мерне несигурности U за фактор еталонирања K_{DUT} . Мерни подаци се чувају у меморији рачунара и погодни су за даљу обраду, анализу и чување. Излазни резултати могу се једноставно убацити у MS Word, Excel документ, други програм, штампати и приложити уз записник о еталонирању сензора. Аутоматизовано формирање извештаја о еталонирању значајно олакшава рад метролога и олакшава обраду, анализу и чување података. Пример рада AMC и излазног документа приказан је на слици 7.6.

Након стандардног еталонирања сензора на референтном нивоу снаге од $P_{cal}=0$ dBm, врше се додатна еталонирања на неколико различитих нивоа снаге (према унапређеној методи) у складу са мерним опсегом DUT сензора и захтевима корисника. За нивое снаге еталонирања између -15 dBm и 13 dBm, једноставно се софтверски у програму изабере жељени ниво снаге на DUT сензору, а поступак еталонирања је идентичан горе описаном

поступку без измена. У овом раду су извршене и приказане вредности нивоа снаге еталонирања (P_{cal}) од (13, 10, 7, 5, 0, -5, -10) dBm из овог подопсега снага. Као резултат еталонирања се добија одређен број графика и табела фактора еталонирања K_{DUT} за изабране нивое снаге, слика 6.2.

7.2.1 Одређивање слабљења непознатог атенуатора и проширење мерног опсега

Еталонирање за нивое снаге на DUT сензору испод -15 dBm, примењује се напред описана метода уметнутог "непознатог атенуатора" (дисертација поглавље 6.1 и слика 6.1, слика 7.8) [46][73]. Непознати атенуатор (HP 8493C) номиналног слабљења од 20 dB уметнут је између DUT сензора и мерног конектора трансфер еталона ради проширења мерног опсега трансфер еталона. Како трансфер еталон има довољан динамички опсег и високу линеарност, одређивање фактора еталонирања K_U је извршено на два различита нивоа снаге на трансфер еталону (за $P_{I,1}$ и $P_{I,0}$), са и без уметнутог атенуатора, а вредност „непознатог атенуатора“ одређена је на основу израза (6.6) и по следећој процедури.

Прво је реализовано стандардно еталонирање и одређивање фактора еталонирања K_U DUT сензора изведено на нивоу снаге од -10 dBm без додатног атенуатора. Овим мерењем утврђене су вредности $K_{U,0}$ без атенуатора, за нивое измерене снаге $P_{U,0} \approx -10$ dBm на DUT сензору и измерене снаге $P_{I,0} \approx -10$ dBm на трансфер еталону. Након тога извршено је додатно мерење фактора еталонирања $K_{U,1}$ са уметнутим непознатим атенуатором 20 dB испред DUT сензора. Нови ниво снаге на трансфер еталону $P_{I,1} \approx 10$ dBm, подешен је софтверским модулом за контролу нивоа снаге на DUT, на такав начин да је ниво снаге на DUT сензору остао приближно константан $P_{U,1} \approx P_{U,0} \approx -10$ dBm (у границама $\pm 0,2$ dB). На основу меморисаних измерених вредности нивоа снаге ($P_{I,1}$ и $P_{I,0}$) и ($P_{U,1}$ и $P_{U,0}$) са и без атенуатора и применом израза (6.6), одређене су вредности ефективног слабљења непознатог атенуатора A за све фреквенције од интереса, табела 7.1. Вредности ефективног слабљења "убаченог атенуатора" A се добијају посебним ручним прорачуном, на основу подата добијених мерењем АМС, и смештају се у меморију рачунара ради даље примене у АМС.

Табела 7.1. Прорачун ефективног слабљења непознатог атенуатора 20 dB.

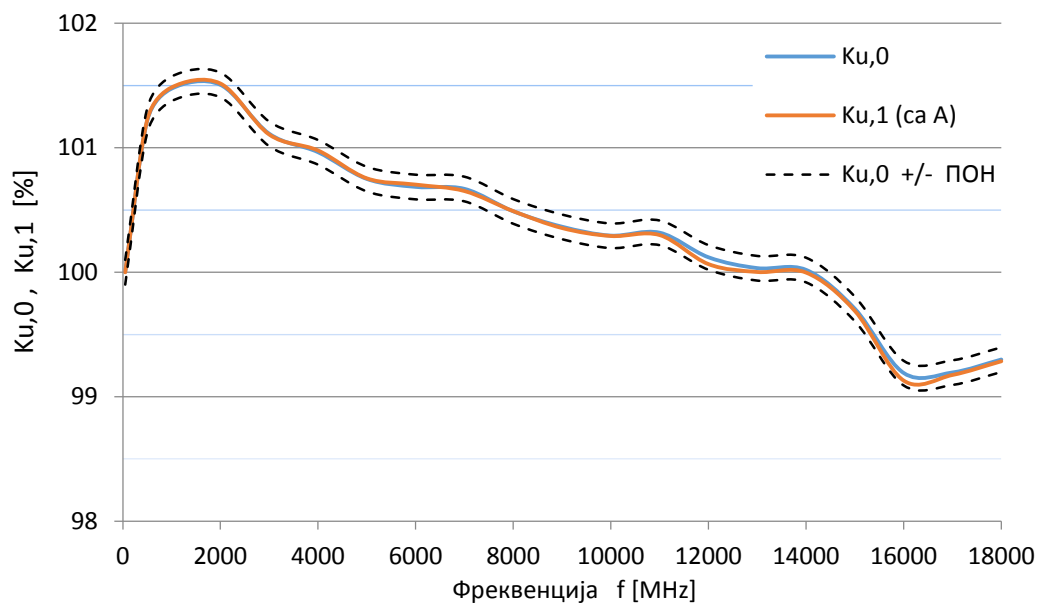
f (GHz)	$P_{I,0}$ (mW)	$P_{U,0}$ (mW)	$P_{I,1}$ (mW)	$P_{U,1}$ (mW)	A	a (dB)	U (%)
0,05	0,09894	0,09955	9,88511	0,11312	87,9238	19,4411	0,066
2	0,09462	0,10137	9,44561	0,11200	90,3474	19,5592	0,087
6	0,09193	0,10077	9,16636	0,10727	93,6727	19,7161	0,087
12	0,08574	0,10130	8,47354	0,10101	99,1133	19,9613	0,087
18	0,07929	0,09792	7,97879	0,09394	104,8923	20,2074	0,032

У наставку су приказани примери читавања вредности снаге за одређивање ефективног слабљења атенуатора A за фреквенцију од 18 GHz: $P_{I,1} = 7,9788$ mW, $P_{I,0} = 0,0793$ mW (читавања снаге на TE), $P_{U,1} = 0,0939$ mW, $P_{U,0} = 0,0979$ mW (читавања снаге на DUT). На основу израза (6.6), слабљење A је дефинисано за фреквенцију од 18 GHz, $A = 104,8923$ (или $a = 20,2074$ dB), одређено са проширеном мерном несигурношћу $U = 0,032\%$ (за $k=2$). Остале вредности слабљења A , у фреквенцијском опсегу од 50 MHz до 18 GHz, одређене су са мерном несигурношћу U (за $k=2$) у опсегу од 0,032% до 0,09%. У

табели 7.1 су приказане очитане вредности снаге на ТЕ и DUT сензору и заокружене су на 5 цифара, због чега су могућа мања одступања прорачунатог слабљења A .

На слици 7.7 је приказано графичко поређење вредности фактора еталонирања диодног сензора Agilent E4413A, мерен на нивоу снаге -10 dBm, само са трансфер еталоном ($K_{U,0}$) и мерени са трансфер еталоном и претходно одређеним убаченим атенуатором A ($K_{U,1}$). Поређењем вредности K_U у два мерења на сл. 7.7 може се видети одлично поклапање вредности у целом фреквенцијском опсегу. Разлика вредности $K_{U,0}$ и $K_{U,1}$ је мања од $\pm 0,06\%$, што је значајно мање од раније утврђене (ПОН) поновљивости мерења K_U са АМС без распајања DUT сензора која износи $\pm 0,1\%$ и поновљивости мерења са распајањем DUT конектора која износи $\pm 0,4\%$.

Ови резултати се могу сматрати потврдом успешне валидације методе "непознатог атенуатора" јер се разлика резултата $K_{U,0}$ и $K_{U,1}$ налази у границама поновљивости мерења K_U без распајања ($\pm 0,1\%$). Додатно, метода примене непознатог атенуатора је примењена и званично валидована у радовима [73][51] и потврђена је њена примењивост.



Слика 7.7: Поређење вредности фактора еталонирања диодног сензора E4413A мерени на нивоу снаге -10 dBm са атенуатором A ($K_{U,1}$) и без атенуатора ($K_{U,0}$).

Тако дефинисани атенуатор номиналног слабљења 20 dB, убачен је испред DUT сензора и користи се у комбинацији са трансфер еталоном за еталонирање сензора на осталим изабраним нивоима снаге, на основу израза (6.7), слика 7.8. Примена атенуатора 20 dB омогућава проширење мерног опсега система за нивое снаге од -15 dBm до -35 dBm. Жељени ниво снаге еталонирања на DUT сензору је претходно софтверски подешен применом трансфер еталона и израчунатих вредности атенуатора A . Коришћењем АМС, очитане снаге P_U на DUT и очитане снаге P_I на трансфер еталону, применом одређених вредности слабљења атенуатора A , израза (6.7) и описаним поступком извршено је еталонирање за нивое снаге (-10 , -20 , -30) dBm. Еталонирање сензора применом усавршене методе добија се фамилија кривих фактора еталонирања (K_U) одређених за различите нивое снаге еталонирања (13 , 10 , 7 , 5 , 0 , -5 , -10 , -20 , -30) dBm (Слике 9.1 и 9.2).



Слика 7.8: Еталонирање сензора Agilent E4413A са уметнутим непознатим атенуатором.

На основу претходно утврђених фактора еталонирања (K_U) за различите нивое снаге и израза (6.2) и (6.5) израчунавају се нормализовани фактори еталонирања ($K_{U,N}$), који представљају линеарност сензора за жељене нивое снаге. Нелинеарност сензора (N_L) за жељене нивое снаге је након тога једноставно израчуната помоћу израза (6.3), (слике 9.3 и 9.4). У раду су представљени изабрани нивои еталонирања и мерења нелинеарности, али се они могу по потреби изменити и допунити.

Треба нагласити да се применом описаног унапређеног поступка еталонирања и аутоматизованог мерног система, истовремено врши еталонирање сензора и одређивање нелинеарност сензора, без употребе додатне мерне опреме и дуготрајних мерења. Примена аутоматизованог мерног система, РС рачунара и VEE софтвера значајно поједностављује и убрзава поступак еталонирања, елиминише људске грешке, омогућава сталну контролу процеса еталонирања, поједностављује чување и накнадну анализу прикупљених података.

Приказана унапређена метода и AMC су у потпуности примењени у раду МЛ-02 за еталонирање сензора снаге и одређивање нелинеарности. За реализацију је искоришћена постојећа стандардна опрема лабораторије, што је велика предност. AMC и софтвер су у току реализације истраживања дорађени и прилагођени примени нове унапређене методе. Мерни систем приказан на слици 7.1 може се користити за еталонирање сензора и корекцију нелинеарности за максимални опсег снага на DUT сензору од -43 dBm до 13 dBm у фреквенцијском опсегу од 10 MHz до 26,5 GHz (за генератор 2 до 20 GHz). За постизање пуног мерног опсега система потребно је набавити нови генератор сигнала и/или појачавач снаге за опсег до 26,5 GHz и обезбедити ниво MT снаге до 25 dBm. За евентуално проширење мерног опсега система ван граница -43 dBm до 13 dBm, потребно је размишљати о набавци другог трансфер еталона или модификацији методе (убацивање атенуатора између делитељ снаге и еталон сензор). То ће бити предмет даљег истраживања у овој области.

8. МЕРНА НЕСИГУРНОСТ УНАПРЕЂЕНЕ МЕТОДЕ ЕТАЛОНИРАЊА

8.1 Математички модел и анализа мерне несигурности унапређене методе еталонирања сензора снаге

У овом раду се разматра унапређена метода еталонирања сензора снаге ради мерења и корекције нелинеарности сензора. Како термисторски сензори снаге имају веома малу нелинеарност сензора и користе се као еталони линеарности, фокус у даљем разматрању и анализи ће бити на термопретварачким и диодним сензорима снаге.

За термопретварачке и диодне сензоре фактор еталонирања DUT сензора приказује се релативно у односу на референтни фактор еталонирања (K_{ref}) за фреквенцију 50 MHz [74]. У складу са дефиницијом фактора еталонирања датим у изразу (5.8) као и изразима (6.1) и (6.7) за одређивање фактора еталонирања DUT сензора, у овом раду су такође приказане вредности и анализирана је мерна несигурност одређивања релативног фактора еталонирања DUT сензора K_{Urel} , који је дефинисан у изразу (8.1):

$$K_{Urel}(f) = \frac{K_U(f)}{K_{ref}} = K_{DUT} \quad (8.1)$$

где је $K_{Urel}(f)$ релативни фактор еталонирања DUT сензора за одређену фреквенцију f , $K_U(f)$ је измерена вредност фактора еталонирања DUT сензора на датој фреквенцији f и K_{ref} је вредност референтног фактора еталонирања одређена за референтну фреквенцију 50 MHz $K_{ref}=K_U(50 \text{ MHz})$. Ознака K_{DUT} представља коначни израчунати релативни фактор еталонирања за DUT сензор и једнак је по вредности K_{Urel} , и у наставку рада ће се користити ознака K_{DUT} . На основу израза (6.7) и (8.1) релативни фактор еталонирања за DUT сензор ради израчунавања се може дефинисати са изразом (8.2):

$$K_{DUT} = \frac{K_{Tf}}{K_{Tref}} \frac{P_{Uf}}{P_{Uref}} \frac{P_{Iref}}{P_{If}} \frac{A_f}{A_{ref}} \frac{M_{Uf}}{M_{Uref}} = \frac{K_{Tf}}{K_{Tref}} R_U R_I \frac{A_f}{A_{ref}} \frac{M_{Uf}}{M_{Uref}} \quad (8.2)$$

На основу анализе доминантних утицајних величина, искуства из лабораторије МЛ-02 и проучавања литературе, за прорачун релативног фактора еталонирања K_{DUT} и анализу мерне несигурности еталонирања применом унапређене методе за диодне и термопретварачке сензоре дефинисан је математички модел, израз (8.3) [77]:

$$K_{DUT} = \frac{K_{Tf}}{K_{Tref}} \delta_{FE} n_l R_U R_I \delta_T p_k \frac{A_f}{A_{ref}} \frac{M_{Uf}}{M_{Uref}} + \sigma_n \quad (8.3)$$

у изразима (8.2) и (8.3) су обухваћене следеће релевантне утицајне величине за процес еталонирања сензора:

- K_{DUT} је **релативни фактор еталонирања DUT сензора** за фреквенцију f приказан релативно у односу на K_{ref} (за 50 MHz), израз (8.1),
- K_{Tf} и K_{Tref} су вредности **фактора еталонирања трансфер еталона за фреквенцију f и референтну фреквенцију 50 MHz** одређени у екстерној метролошкој лабораторији TEGAM, вредности фактора еталонирања и проширене мерне несигурности U ($k=2$) су преузете из уверења о еталонирању и приказане у табели 8.1, расподела вероватноће је нормална, а мерна несигурност је тип Б.
- δ_{FE} је корекција због **промене вредности фактора еталонирања трансфер еталона** од последњег еталонирања, годишње промена ФЕ је декларисана максимално $\pm 0,5\%$. Математичко очекивање је једнако јединици, док је стандардна мерна несигурност

једнака $(0,5\%)/\sqrt{3}$. Овај утицај представља мерну несигурност типа Б, док је расподела вероватноће униформна [45][74][51].

- n_I је корекција због **нелинеарности трансфер еталона**, декларисана максимална нелинеарност трансфер еталона у примењеном мерном опсегу износи $\pm 0,1\%$. Математичко очекивање је једнако јединици, док је стандардна мерна несигурност једнака $(0,1\%)/2$. Овај утицај представља мерну несигурност типа Б, док је расподела вероватноће нормална [45][51].
- δ_T је корекција због **температурног дрифта сензора трансфер еталона**, који је декларисан максимално $\pm 0,05\%$ у радном температурном опсегу трансфер талона од $+12^\circ$ до $+40^\circ$ C, а еталонирање се врши у контролисаним условима температуре околине од $(23\pm 1)^\circ$ C. Математичко очекивање ове корекције је једнако јединици, док је стандардна мерна несигурност једнака $(0,05\%)/\sqrt{3}$. Овај утицај представља мерну несигурност типа Б, док је расподела вероватноће униформна [21].
- $R_U = P_{Uf}/P_{Uref}$ је **однос измерених снага на DUT сензору за фреквенцију f и 50 MHz** мерен са ватметром Agilent E4419B. Мерење се врши истим ватметром у кратком временском интервалу са истом мерном конфигурацијом и мере се приближно исте вредности снаге. Како се исти ватметар користи за мерење обе снаге на DUT P_{Uf} и P_{Uref} на фреквенцији f и 50 MHz, њихов утицај на мерну несигурност се може сматрати корелисаним и то утиче на смањење мерне несигурности мерења односа снага (P_{Uf}/P_{Uref}). У овом случају, због наведеног се одређени извори мерне несигурности могу занемарити (нпр. несигурност ватметра при мерењу снаге, несигурност референтног извора снаге, несигурност ватметра при калибрацији на референтни извор, несигурност неприлагођења при калибрацији на референтни извор), а узета је у разматрање само несигурност збор ограничене резолуције ватметра (резолуције 4 дигита) [3], [30] (погледати тачке S3.6, S6.7, S3.12). Разматран је и утицај несигурности ватметра због дрифта, несигурност постављања нуле и утицај шума сензора и ватметра. Сва три наведена извора несигурности су занемарљиво мала у односу на несигурност резолуције ватметра у мереним опсезима снаге и могу се занемарити. Стандардна мерна несигурност мерења једног од нивоа снаге P_{Uf} и P_{Uref} једнака је $(1LSD)/2\sqrt{3}$. LSD је последња значајна цифра ватметра Agilent E4419B на коришћеном мерном опсегу, резолуције 4 дигита. Појединачна мерења снага P_{Uf} и P_{Uref} представљају мерну несигурност типа Б, док је расподела вероватноће униформна за свако појединачно мерење. Како су вредности измерених снага P_{Uf} и P_{Uref} приближно једнаке и стандардне мерне несигурности су им приближно једнаке, па се усваја апроксимација да се релативна стандардна мерна несигурност количника две некорелисане величине ($R_U = P_{Uf}/P_{Uref}$) може добити на основу израза $u(R_U\%) = \sqrt{2} \cdot u(P_{Uf}\%) = \sqrt{2} \cdot u(P_{Uref}\%)$. Математичко очекивање за R_U је приказано у табелама 8.2 и 8.3, прорачуна мерне несигурности (буџет мерне несигурности) за два карактеристична случаја еталонирања сензора Agilent E4413A. Количник измерених снага R_U представљају комбиновану стандардну мерну несигурност типа Б, док је расподела вероватноће за количник посматраних снага нормална.
- $R_I = P_{Iref}/P_{If}$ је **однос измерених снага на трансфер еталону P_I за фреквенције 50 MHz и f** мерен са мерним мостом WE 1806 и мултиметром HP 3457A. Мерење се врши истим мерним мостом и мултиметром у кратком временском размаку са истом мерном конфигурацијом и мере се приближно исте снаге и вредности DC напона. Како се исти инструменти користе за мерење обе снаге на трансфер еталону P_{Iref} и P_{If}

на фреквенцијама 50 MHz и f , њихов утицај на мерну несигурност се може сматрати корелисаним, и то утиче на смањење мерне несигурности мерења односа снага. У овом случају се одређени извори мерне несигурности могу занемарити (несигурност мерног моста која је занемарљиво мала, несигурност мултиметра), а узета је у разматрање само несигурност због ограничене резолуције мултиметра 6 1/2 дигита за мерни опсег 3 Vdc ([30] S3.6, S3.12), тј. грешка мерења напона због ограничене резолуције $\pm 1\text{LSD}/2$. Применом израза (3.8) и додавањем грешке мерења напона $\pm 1\text{LSD}/2$ добија се максимална релативна грешка мерења снага P_{Iref} и P_{If} због ограничене резолуције DMM $\Delta P_{If}(\%)$ и $\Delta P_{Iref}(\%)$, [21]. Стандардна мерна несигурност мерења једног од нивоа снаге P_{If} и P_{Iref} једнака је $\Delta P_{If}(\%)/\sqrt{3}$ и $\Delta P_{Iref}(\%)/\sqrt{3}$. Појединачна мерења снага P_{Iref} и P_{If} представљају мерну несигурност типа Б, док је расподела вероватноће униформна за свако појединачно мерење. Како су вредности измерених снага P_{Iref} и P_{If} приближно једнаке и стандардне мерне несигурности су им приближно једнаке, па се може усвојити апроксимација да се релативна стандардна мерна несигурност количника некорелисаних величина ($R_I = P_{Iref}/P_{If}$) може добити на основу израза $u(R_I \%) = \sqrt{2} \cdot u(P_{If} \%) = \sqrt{2} \cdot u(P_{Iref} \%)$. Математичко очекивање за R_I је приказано у табелама 8.2 и 8.3, прорачуна мерне несигурности (буџет мерне несигурности) за два карактеристична случаја еталонирања сензора Agilent E4413A. Несигурност количника измерених снага R_I представља комбиновану стандардну мерну несигурност типа Б, док је за количник посматраних снага расподела вероватноће нормална.

- p_k је **корекција због несигурности поновљивости при спајању конектора**, односи се на неједнаку силу притезања конектора и неједнак положај свих елемената конектора при распајању и спајању. За конекторе типа SMA 3,5 mm за фреквенције до 18 GHz ова корекција износи максимално $\pm 0,2\%$. Математичко очекивање ове корекције је једнако јединици, док је стандардна мерна несигурност једнака $0,2\%/2$. Овај утицај представља мерну несигурност типа А, док је расподела вероватноће нормална [42].
- M_{Uf} , M_{Uref} је **фактор неприлагођења између трансфер еталона и DUT сензора** на фреквенцији f и фреквенцији $f_{ref}=50$ MHz. Вредност фактора неприлагођења M_U је дефинисана изразом (6.1). У складу са [59][3] стандардна несигурност неприлагођења $u(M_U)$ је дефинисана изразом $u(M_U) = \sqrt{2} |\Gamma_{EG}| |\Gamma_U|$, када се вредности $|\Gamma_{EG}|$ и $|\Gamma_U|$ мере при еталонирању, а вредности фазе нису познате. Измерене вредности модула еквивалентног коефицијената рефлексије трансфер еталона $|\Gamma_{EG}|$ из уверења о еталонирању и измерене у ТОЦ вредности модула коефицијената рефлексије DUT сензора $|\Gamma_U|$ су приказане у табели 8.1. У унапређеној методи није примењена корекција неприлагођења M_U , те је математичко очекивање ове утицајне величине једнако јединици, а стандардна несигурност се рачуна на напред наведени начин. Ова утицајна величина представља мерну несигурност типа Б, док јој је придружена расподела вероватноће "U", карактеристична за несигурност неприлагођења у микроталасној техници.
- A_f , A_{ref} је **слабљење атенуатора А** на фреквенцији f и фреквенцији $f_{ref}=50$ MHz. Слабљење атенуатора А је одређено према изразу (6.6) где се посматрају односи измерених снага на DUT сензору ($P_{U,0}/P_{U,1}$) и трансфер еталону ($P_{I,0}/P_{I,1}$) са и без атенуатора. Мерење снаге се врши истим ватметром у кратком временском интервалу са истом мерном конфигурацијом и мере се приближно исте вредности снаге на DUT сензору или неколико пута веће вредности за еталонски сензор (у

зависности од слабљења А). Како се исти ватметар, мултиметар и мерни мост користе за мерење обе снаге на DUT ($P_{U,0}/P_{U,1}$) и обе снаге на еталону ($P_{I,0}/P_{I,1}$) и посматра се њихов количник, њихов међусобни утицај на мерну несигурност се може сматрати таквим да то утиче на смањење мерне несигурности мерења односа снага. У овом случају, због наведеног се одређени извори мерне несигурности могу занемарити (нпр. несигурност ватметра при мерењу снаге, несигурност референтног извора снаге, несигурност ватметра при калибрацији на референтни извор, несигурност неприлагођења при калибрацији на референтни извор, несигурност мерног моста која је занемарљиво мала, несигурност мултиметра). Приликом одређивања стандардне мерне несигурности мерења појединачних снага ($P_{U,0}/P_{U,1}$) у разматрање је узета само несигурност због ограничене резолуције ватметра (резолуције 4 дигита) ($1\text{LSD}/2\sqrt{3}$), а за снаге ($P_{I,0}/P_{I,1}$) несигурност због ограничене резолуције мултиметра $6\frac{1}{2}$ дигита за мерни опсег 3 Vdc при мерењу напона супституције, тј. грешка резолуције ($\pm 1\text{LSD}/2$) [3],[30] (погледати тачке S3.6, S6.7, S3.12). Расподела вероватноће је униформна за свако појединачно мерење снаге. Комбинована стандардна мерна несигурност слабљења А је одређена за четири некорелисане појединачно мерене величине, према изразу (6.6). Вредности слабљења атенуатора А у опсегу од 50 MHz до 18 GHz одређене су са проширеном мерном несигурношћу U ($k=2$) од 0,032% до 0,090%, табела 7.1. Расподела вероватноће је нормална, а мерна несигурност је тип Б. За случајеве еталонирања када се не користи додатни атенуатор, тада је $A_f = A_{ref} = 1$ и не улазе у прорачун у изразу (8.2) и (8.3).

- σ_n је поновљивост мерења фактора еталонирања K_{DUT} . Стандардна девијација σ једног мерења је утврђена максимално $\pm 0,1\%$. Како су у овом раду вршена 4 поновљена мерења n_p ($n_p \geq 4$, број поновљених мерења може бити и већи), стандардна несигурност средње вредности σ_n (за $n_p=4$ поновљена мерења) је $\sigma_n = \sigma/\sqrt{n_p} = 0,05\%$ (за $1-\sigma$). Математичко очекивање ове утицајне величине једнако је нули. Овај утицајна величина представља мерну несигурност типа А, док је расподела вероватноће нормална.

Табела 8.1: Вредности карактеристика трансфер еталона TEGAM F1135A одређених еталонирањем у TEGAM и DUT диодног сензора Agilent E4413A одређених еталонирањем у ТОЦ.

f (GHz)	Трансфер еталон F1135A еталониран у TEGAM (k=2)				Сензор DUT еталониран у ТОЦ Agilent E4413A (k=2)	
	K_T	U(K_T) (%)	$ \Gamma_{EG} $	U($ \Gamma_{EG} $) _{max}	$ \Gamma_U _{E4413A}$	U($ \Gamma_U $) _{max}
0.05	0,9900	1,19	0,0025	0,028	0,026	0,010
2	0,9438	1,18	0,0095	0,028	0,020	0,010
6	0,9149	1,27	0,0181	0,028	0,013	0,010
12	0,8441	1,44	0,0377	0,028	0,008	0,010
18	0,8009	1,84	0,0294	0,028	0,007	0,010
26	0,7366	1,82	0,0555	0,028	0,016	0,010

При прорачуну фактора еталонирања K_{DUT} према изразу (8.3) процењено је да утицајне величине δ_{FE} , n_I , δ_T , ρ_k , M_{Uf} , M_{Uref} имају математичко очекивање 1, а $\sigma_n=0$. Њихове реалне вредности, тј. мерне несигурности се узимају у обзир само у буџету мерне несигурности. Процена је да ниједна од утицајних величина није корелисана са осталим утицајним величинама. Анализа мерне несигурности еталонирања сензора унапређеном методом урађена је у складу са препоруком EA-4/02 М [30].

8.2 Буџет мерне несигурности унапређене методе еталонирања сензора

У наставку у табелама 8.2 и 8.3 дати су карактеристични примери буџета мерне несигурности еталонирања диодног сензора Agilent E4413A за фреквенцију 12 GHz, еталониран без додатног атенуатора за ниво снаге 13 dBm и са атенуатором А за ниво снаге -30 dBm. Преглед осталих резултата прорачуна проширене мерне несигурности еталонирања диодног сензора Agilent E4413A унапређеном методом за одабране нивое снаге и фреквенције приказан је у табели 8.4. У табели 8.4, нивои снаге еталонирања обележене са (+А) значи да су извршени са додатним уметнутим атенуатором А. На крају у табели 8.5 су приказане измерене вредности нелинеарности сензора E4413A и проширена мерна несигурност U одређивања нелинеарности унапређеном методом.

Табела 8.2: Буџет мерне несигурности еталонирања диодног сензора Agilent E4413A, унапређеном методом, за фреквенцију 12 GHz на нивоу снаге 13 dBm (без атенуатора А).

Утицајна величина X_i	Симбол X_i	Процена x_i (%)	Несигурност \pm (%)	Функција расподеле	Тип МН	Стандардна несигурност $u(x_i)$ (%)	Коефици. Осетљи. C_i	Допринос несигурности $u_i(y)=c_i \cdot u(x_i)$ (%)
Фактора еталонирања ТЕ за фреквенцију f	K_{Tf}	0,8441	1,44	Нормална	Б	0,72	1,2302	0,8858
Фактора еталонирања ТЕ за фрекв. 50 MHz	K_{Tref}	0,9900	1,19	Нормална	Б	0,595	- 1,0489	- 0,6241
Промена вредности фак. еталонирања ТЕ	δ_{FE}	1	0,5	Униформна	Б	0,2887	1,0384	0,2998
Нелинеарност ТЕ	n_l	1	0,1	Нормална	Б	0,05	1,0384	0,0519
Температурни дрифта сензора ТЕ	δ_T	1	0,05	Униформна	Б	0,0288	1,0384	0,0299
Измерена снага на DUT сензору за фрекв. f	P_{Uf}	20,4988	mW	-	-	-	-	-
Измерена снага на DUT сензору за $f=50$ MHz	P_{Uref}	19,7399	mW	-	-	-	-	-
Однос снага на DUT за фрекв. f и 50 MHz	R_U	1,0384	0,04	Нормална	Б	0,02	1,0000	0,0200
Измерена снага на ТЕ за фрекв. $f=50$ MHz	P_{Iref}	19,6117	mW	-	-	-	-	-
Измерена снага на ТЕ за фреквенцију f	P_{If}	16,7214	mW	-	-	-	-	-
Однос снага на ТЕ за фрекв. 50 MHz и f	R_I	1,1728	0,00012	Нормална	Б	0,00006	0,8854	0,0001
Фактор неприлагођења између ТЕ/DUT на f	M_{Uf}	1	0,0604	U расподела	Б	0,0427	1,0384	0,0443
Фактор неприлагођења ТЕ/DUT на 50 MHz	M_{Uref}	1	0,0130	U расподела	Б	0,0092	- 1,0384	- 0,0095
Поновљивости спајања конектора	ρ_k	1	0,2	Нормална	А	0,1000	1,0384	0,1038
Поновљивост мерења фактора еталонирања	σ_n	0	0,1	Нормална	А	0,0500	1,0000	0,0500
Фактор еталонирања DUT (резултат)	K_{DUT}	103,84%	За фреквенцију 12 GHz и ниво еталонирања 13 dBm					
Комбинована стандардна мерна несигурност	$u_c(K_{DUT})$							1,1328
Проширена мерна несигурност	U	Фактор проширења ($k=2$, за ниво поверења 95%)						2,27%
Коначни резултат K_{DUT}	за $f=12$ GHz $P_{cal}=13$ dBm	103,84% \pm 2,27%						

У табелама 8.2 и 8.3 и даље у раду X_i је назив величине, процена x_i је процена вредности величине или математичко очекивање, несигурност \pm је максимално одступање величине X_i од процене, функција расподеле је врста расподела вероватноће, тип МН је тип мерне несигурности А/Б, $u(x_i)$ је стандардна несигурност, c_i су коефицијенти осетљивости добијени преко парцијалних извода свих утицајних величина у изразу (8.3) и $u_i(y)$ је допринос несигурности [30]. Комбинована мерна несигурност u_c је добијена на основу израза (8.4), а проширена мерна несигурност U је добијена за фактор проширења $k=2$, за ниво поверења 95% [77]:

$$u_c^2(y_{DUT}) = \sum_{i=1}^M c_i^2 u^2(x_i) = \sum_{i=1}^M u_i^2(y) \quad (8.4)$$

Табела 8.3: Буџет мерне несигурности еталонирања диодног сензора Agilent E4413A, унапређеном методом, за фреквенцију 12 GHz на нивоу снаге -30 dBm и са уметнутим атенуатором А.

Утицајна величина X_i	Симбол X_i	Процена x_i (%)	Несигурност \pm (%)	Функција расподеле	Тип МН	Стандардна несигурност $u(x_i)$ (%)	Коефици. Осетљи. c_i	Допринос несигурности $u_i(y)=c_i u(x_i)$ (%)
Фактора еталонирања ТЕ за фреквенцију f	K_{Tf}	0,8441	1,44	Нормална	Б	0,72	1,1829	0,8517
Фактора еталонирања ТЕ за фрекв. 50 MHz	K_{Tref}	0,9900	1,19	Нормална	Б	0,595	- 1,0085	- 0,6001
Промена вредности фак. еталонирања ТЕ	δ_{FE}	1	0,5	Униформна	Б	0,2887	0,9985	0,2883
Нелинеарност ТЕ	n_l	1	0,1	Нормална	Б	0,05	0,9985	0,0499
Температурни дрифта сензора ТЕ	δ_T	1	0,05	Униформна	Б	0,0288	0,9985	0,0288
Измерена снага на DUT сензору за фрекв. f	P_{Uf}	0,0010	mW	-	-	-	-	-
Измерена снага на DUT сензору за $f=50$ MHz	P_{Uref}	0,0011	mW	-	-	-	-	-
Однос снага на DUT за фрекв. f и 50 MHz	R_U	0,8976	0,0816	Нормална	Б	0,0408	1,1123	0,0454
Измерена снага на ТЕ за фрекв. $f=50$ MHz	P_{Tref}	0,0990	mW	-	-	-	-	-
Измерена снага на ТЕ за фреквенцију f	P_{Tf}	0,0855	mW	-	-	-	-	-
Однос снага на ТЕ за фрекв. 50 MHz и f	R_T	1,1573	0,0444	Нормална	Б	0,0222	0,8627	0,0192
Слабљење атенуатора А на фреквенцији f	A_f	99,1133	0,0873	Нормална	Б	0,0437	0,0101	0,0004
Слабљење атенуатора А на фрекв. 50 MHz	A_{ref}	87,9238	0,0659	Нормална	Б	0,0330	- 0,0114	- 0,0004
Фактор неприлагођења између ТЕ/DUT на f	M_{Uf}	1	0,0604	У расподела	Б	0,0427	0,9985	0,0426
Фактор неприлагођења ТЕ/DUT на 50 MHz	M_{Uref}	1	0,0130	У расподела	Б	0,0092	- 0,9985	- 0,0092
Поновљивости спајања конектора	p_k	1	0,2	Нормална	А	0,1000	0,9985	0,0998
Поновљивост мерења фактора еталонирања	σ_n	0	0,1	Нормална	А	0,0500	1,0000	0,0500
Фактор еталонирања DUT (резултат)	K_{DUT}	99,85%	За фреквенцију 12 GHz и ниво еталонирања - 30 dBm са атенуатором А					
Комбинована стандардна мерна несигурност	$u_c(K_{DUT})$							1,0902
Проширена мерна несигурност	U	Фактор проширења ($k=2$, за ниво поверења 95%)						2,18%
Коначни резултат K_{DUT}	за $f=12$ GHz $P_{cal} = - 30$ dBm са А	99,85% \pm 2,18%						

Табела 8.4: Преглед измерених вредности фактора еталонирања K_{DUT} и проширене мерне несигурности U за диодни сензор Agilent E4413A, еталонирани у ТОС унапређеном методом.

Ниво снаге P_{cal}	Фактора еталонирања K_{DUT} и проширене мерне несигурности U (за $k=2$)									
	50 MHz		2 GHz		6 GHz		12 GHz		18 GHz	
(dBm)	K_{DUT} (%)	U (%)	K_{DUT} (%)	U (%)	K_{DUT} (%)	U (%)	K_{DUT} (%)	U (%)	K_{DUT} (%)	U (%)
13	100	0,63	106,33	1,96	104,39	2,03	103,84	2,27	102,12	2,73
0	100	0,62	102,19	1,88	101,46	1,97	100,74	2,20	99,79	2,66
-5	100	0,63	101,73	1,88	100,97	1,96	100,34	2,19	99,59	2,66
-10 + A	100	0,64	101,52	1,88	100,70	1,96	100,07	2,19	99,29	2,65
-20 + A	100	0,62	101,44	1,87	100,65	1,95	99,93	2,18	98,86	2,64
-30 + A	100	0,64	101,33	1,87	100,57	1,96	99,85	2,18	98,75	2,64

На основу анализе буџета мерне несигурности еталонирања сензора унапређеним методом и резултата приказаних у табели 8.4 може се видети да мерна несигурност еталонирања диодних сензора (пример за Agilent E4413A), у фреквенцијском опсегу од 50 MHz до 18 GHz и за нивое снаге еталонирања од -30 dBm до 13 dBm, се креће од 0,062% до 2,73%. За ниво снаге еталонирања од 0 dBm, мерна несигурност је од 0,062% до 2,66%. Највећи појединачни допринос комбинованој мерној несигурности еталонирања даје несигурност фактора еталонирања TE на фреквенцији f и 50 MHz и несигурност због промене вредности фактора еталонирања TE од последњег еталонирања. Мерна несигурност еталонирања диодних сензора снаге (нпр. E4413A), класичном методом ТОЦ и применом АМС за фреквенцијски опсег од 50 MHz до 18 GHz и ниво снаге еталонирања од 0 dBm, износи од 1,7% до 2,4% (за $k=2$) [1][42]. Према произвођачким спецификацијама и из уверења о еталонирању метролошке лабораторије Agilent, за сензор E4413A у фреквенцијском опсегу од 50 MHz до 18 GHz за ниво снаге еталонирања 0 dBm, мерна несигурност ФЕ је од 1,6% до 2,5% (према спецификацијама може да иде до 2,8%) [25][42].

Поредећи добијене вредности мерне несигурности унапређене методе (табела 8.4) са МН класичне методе ТОЦ и мерном несигурношћу метролошке лабораторије произвођача Agilent, види се да су мерне несигурности унапређене методе упоредиве са осталим методама и да унапређена метода само за 0,2% ÷ 0,3% има већу мерну несигурност одређивања фактора еталонирања. При томе се еталонирање врши на више нивоа снаге, омогућено је одређивање нелинеарности сензора и корекција резултата мерења снаге због нелинеарности сензора. То ће омогућити додатно значајно смањење мерне несигурности мерења снаге, што ће бити приказано у даљем излагању. При томе сам поступак еталонирања је незнатно сложенији и незнатно временски продужен.

У наставку је приказана табела 8.5 са измереним (тј. израчунатим) вредностима нелинеарности (N_L) за диодни сензор E4413A, за карактеристичне нивое снаге и фреквенције, и вредности проширене мерне несигурности U ($k=2$) за одређивања нелинеарности (N_L) сензора унапређеном методом према изразу (6.3). Комбинована мерна несигурност u_c одређивања нелинеарности (N_L) је прорачуната за количник две некорелисане појединачно мерене величине (K_U и $K_{U,R}$), према изразу (6.3) и (8.4) и на основу података из табеле 8.4, а проширена мерна несигурност U је добијена за фактор покривања $k=2$. Из табеле 8.5 се види да су вредности мерне несигурности одређивања нелинеарности (N_L) нешто веће у односу на МН одређивања фактора еталонирања сензора (K_{DUT}). Битно је нагласити да то не представља проблем, јер нелинеарност као мерена величина и њена МН не примењују се за корекцију резултата мерења снаге због нелинеарности сензора и не улазе у буџет МН. Корекција нелинеарности сензора се врши

директно при еталонирању преко фамилије кривих фактора еталонирања и у прорачун мерне несигурности мерења снаге улази само МН одређивања фактора еталонирања сензора унапређеном методом, а нелинеарност сензора је једнака нули. Мерна несигурност нелинеарности је информативног карактера.

Табела 8.5: Преглед измерених вредности нелинеарности (N_L) за диодни сензор Agilent E4413A са проширеном мерном несигурношћу U ($k=2$), еталонирани у ТОС унапређеном методом.

Ниво (dBm)	50 MHz		2 GHz		6 GHz		12 GHz		18 GHz	
	N_L (%)	U (%)	N_L (%)	U (%)	N_L (%)	U (%)	N_L (%)	U (%)	N_L (%)	U (%)
13	0,00	0,88	4,05	2,60	2,89	2,75	3,08	3,09	2,33	3,78
0	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
-5	0,00	0,88	-0,45	2,61	-0,48	2,75	-0,40	3,09	-0,20	3,77
-10	0,00	0,89	-0,66	2,61	-0,75	2,75	-0,67	3,09	-0,50	3,77
-20	0,00	0,88	-0,73	2,60	-0,80	2,74	-0,80	3,09	-0,93	3,77
-30	0,00	0,89	-0,84	2,61	-0,88	2,75	-0,88	3,09	-1,04	3,78

9. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ, ВАЛИДАЦИЈА И ДИСКУСИЈА

У овом поглављу ће бити приказани експериментални резултати мерења фактора еталонирања (K_{DUT}) и нелинеарности (N_L) за два типа сензора снаге, применом унапређеног метода и аутоматизованог мерног система. Као карактеристични примерци сензора снаге су изабрани диодни сензор Agilent E4413A и термопретварачки сензор HP 8485A. Након тога је извршена и приказана валидација унапређеног метода за еталонирање и мерење нелинеарности сензора снаге и дата је дискусија и изведени су закључци на основу резултата мерења. На крају је извршена анализа доприноса унапређене методе на смањење мерне несигурности мерења микроталасне снаге.

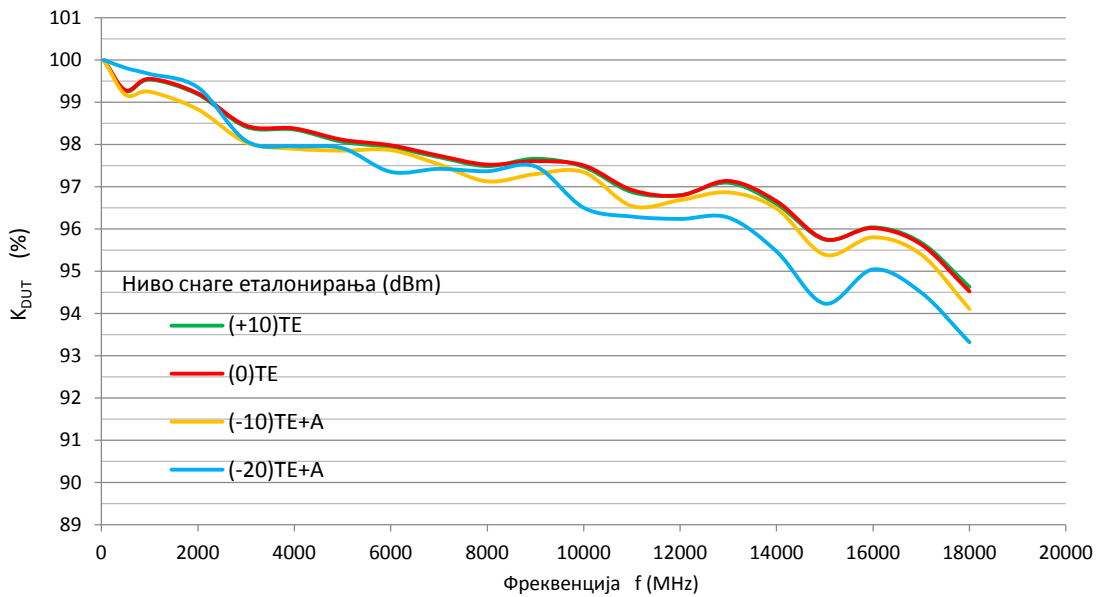
9.1 Резултати експерименталних мерења

Применом унапређеног метода и аутоматизованог мерног система, према конфигурацији приказаној на слици 7.1 и поступком описаним у поглављу 7, извршено је експериментално еталонирање и мерење нелинеарности два типа сензора снаге [77].

На слици 9.1 је графички приказ фактора еталонирања (K_{DUT}) за диодни сензор снаге Agilent E4413A (конектор тип APC 3,5 mm, 50 Ω) мерени на различитим нивоима снаге (13, 10, 7, 5, 0, -5, -10, -20, -30) dBm, у фреквенцијском опсегу од 50 MHz до 18 GHz. Ознаке на графицима (TE) означавају да је K_{DUT} за тај ниво снаге мерен само са трансфер еталоном, а ознаке (TE+A) да је K_{DUT} за тај ниво снаге мерен са трансфер еталоном и додатним атенуатором 20 dB (за -10, -20, -30) dBm. Због ограничених мерних могућности система за еталонирање (ограничења фреквенцијског опсега и нивоа снаге генератора 2), сва мерења су извршена у фреквенцијском опсегу од 50 MHz до 18 GHz и за нивое снаге еталонирања од -30 dBm до 13 dBm. Нумеричке вредности фактора еталонирања и проширене мерне несигурности U ($k=2$) за карактеристичне фреквенције и нивое снаге диодног сензора E4413A су приказане и у табели 8.4.



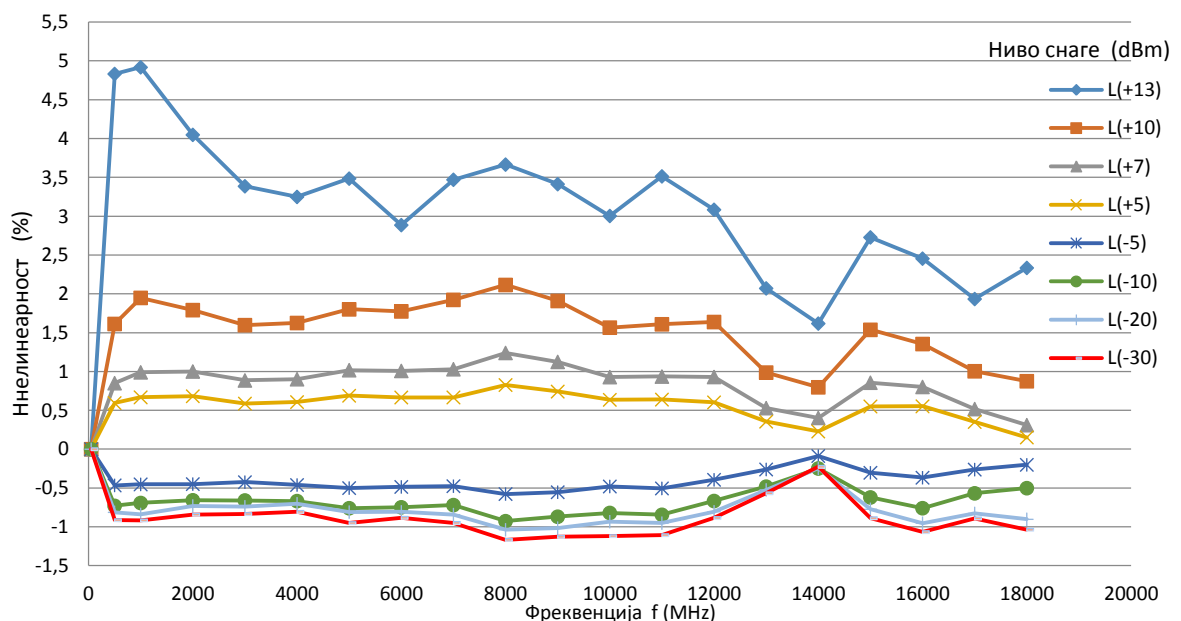
Слика 9.1: Фактори еталонирања (K_{DUT}) за диодни сензор Agilent E4413A мерени унапређеном методом за различите нивое снаге.



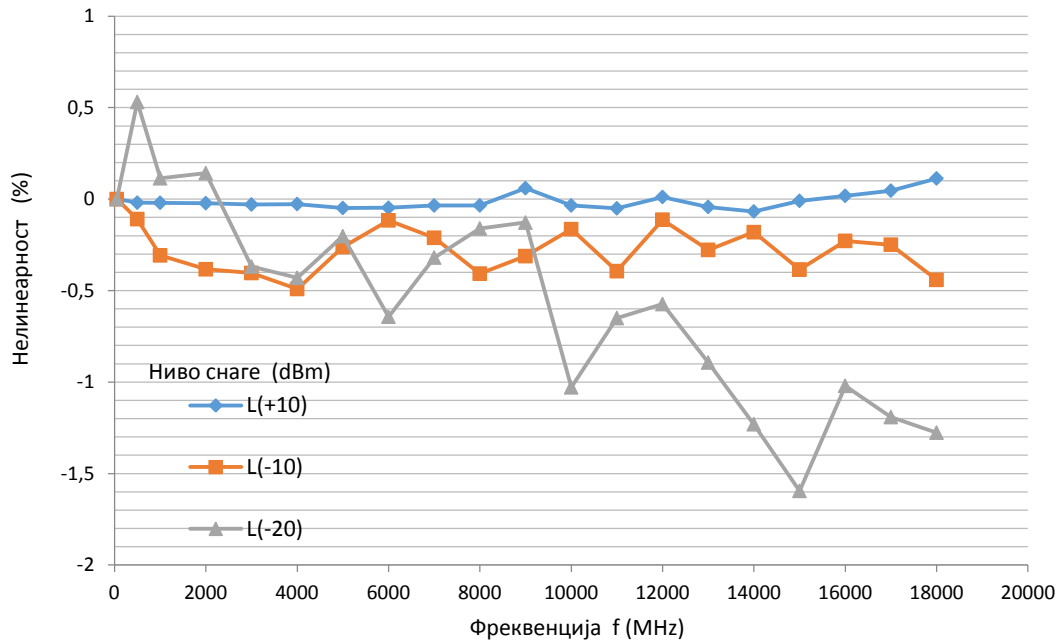
Слика 9.2: Фактори еталонирања (K_{DUT}) за термопретварачки сензор HP 8485A мерени унапређеном методом за различите нивое снаге.

Слика 9.2 је графички приказ фактора еталонирања (K_{DUT}) за термопретварачки сензор HP 8485A (конектор тип APC 3,5 mm, 50 Ω) мерени за нивое снаге (10, 0, -10, -20) dBm, у фреквенцијском опсегу од 50 MHz до 18 GHz. Декларисани мерни опсег сензора је од 20 dBm до -30 dBm тако да мерења на крају мерног опсега сензора, за нивое снаге испод -20 dBm, нису узета у разматрање.

Слика 9.3 приказује израчунату нелинеарност (према изразу 6.3) диодног сензор E4413A за нивое снаге (13, 10, 7, 5, -5, -10, -20, -30) dBm у фреквенцијском опсегу од 50 MHz до 18 GHz. Слика 9.4 приказује израчунату нелинеарност термопретварачког сензора HP 8485A, за ниво снаге (10, -10, -20) dBm у фреквенцијском опсегу од 50 MHz до 18 GHz. Нелинеарности сензора на сликама 9.3 и 9.4 добијене су применом унапређене методе еталонирања и нове формуле за нелинеарност сензора изведене у овом раду (израз 6.3), посматрано за референтни ниво снаге $P_{ref} = 0$ dBm.



Слика 9.3: Нелинеарност (N_L) диодног сензор E4413A у односу на референтни ниво $P_{ref} = 0$ dBm.



Слика 9.4: Неллинеарност (N_L) термопретварачког сензора 8485A у односу на ниво $P_{ref}=0$ dBm.

9.2 Валидација и дискусија

Валидација унапређене методе еталонирања сензора снаге и аутоматизованог мерног система реализована је у три фазе, користећи при том и резултате развоја и валидације основног аутоматизованог мерног система у МЛ-02 и део резултата представљених у радовима [1][42].

У првој фази валидације која је реализована претходно, извршена је валидација основне методе еталонирања и АМС. Резултати поређења вредности фактора еталонирања диодног сензора Agilent E4413A, добијених еталонирањем у метролошкој лабораторији произвођача Agilent (из уверења о еталонирању) и вредности добијених еталонирањем у метролошкој лабораторији МЛ-02 ТОЦ, користе се за валидацију основне методе еталонирања и рада аутоматизованог мерног система. У метролошкој лабораторији МЛ-02 извршено је више узастопних мерења фактора еталонирања сензора E4413A основном методом ТОЦ (на референтном нивоу снаге $P_{ref}=0$ dBm) и неколико мерења фактора еталонирања је извршено у дводневним интервалима [42].

Вредности фактора еталонирања сензора E4413A утврђених у лабораторији за еталонирање произвођача крећу се од 99,7% до 101,9% са проширеном мерном несигурношћу ($k=2$) између 1,6% и 2,5% у фреквенцијском опсегу од 50 MHz до 18 GHz. Резултати мерења фактора еталонирања сензора E4413A реализовани у МЛ-02 у првој фази су приказани у табели 9.1 [42]. Колона 1 представља посматране фреквенције, колона 2 представља вредности фактора еталонирања сензора утврђене код произвођача (из уверења о еталонирању) за одређене фреквенције, колона 3 је проширена мерна несигурност ($k=2$) фактора еталонирања сензора E4413A коју је декларисала лабораторија за еталонирање Agilent, колоне 4 и 6 (ТОЦ₁ и ТОЦ₂) представљају вредности фактора еталонирања које су sukcesивно измерене у ТОЦ основном методом у првој фази валидације. У колони 5 приказана је разлика између вредности фактора еталонирања утврђених код произвођача Agilent (колona 2) и вредности фактора еталонирања

измерених у $TOЦ_1$ (колона 4), у колони 7 приказана је поновљивост мерења фактора еталонирања у $TOЦ$ (разлика вредности колоне 4-6) након два узастопна мерења без распајања конектора DUT сензора, а у колони 8 је приказана проширена мерна несигурност ($k=2$) фактора еталонирања сензора E4413A одређена у $TOЦ$ унапређеном методом за ниво еталонирања 0 dBm (из табеле 8.4).

На основу анализе карактеристичних резултата еталонирања из табеле 9.1 и већег броја поновљених еталонирања различитих типова сензора могу се извући одређени закључци о карактеристикама АМС и основне методе еталонирања сензора снаге (за ниво 0 dBm). Поновљивост резултата мерења фактора еталонирања сензора добијених употребом аутоматизованог мерног система, за два узастопна мерења (краткотрајна поновљивост), без распајања-спајања DUT сензора, је максимално $\pm 0,1\%$ (колона 7). Поновљивост мерења фактора еталонирања након два дана (дуготрајна поновљивост), са поновним распајањем-спајањем DUT сензора, је максимално $\pm 0,4\%$ [42].

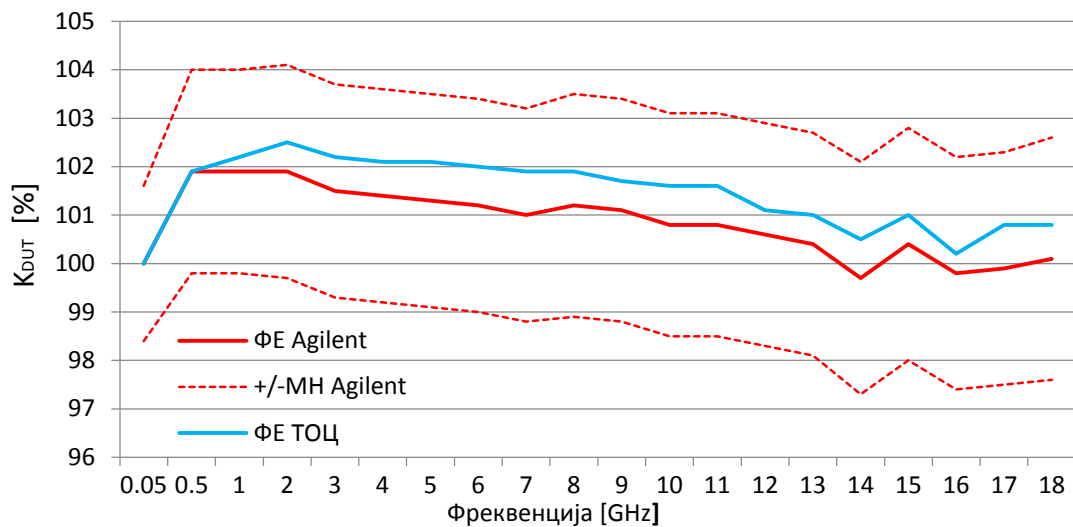
Табела 9.1: Измерене вредности фактора еталонирања и мерне несигурности диодног сензора Agilent E4413A, еталонирани код произвођача Agilent и у МЛ-02 ТОС.

1	2	3	4	5	6	7	8
f (GHz)	Agilent ФЕ (%)	Agilent U(ФЕ) (%) (k=2)	$TOЦ_1$ ФЕ (%)	Δ ФЕ (%) (2-4)	$TOЦ_2$ ФЕ (%)	Re (%) (4-6)	$TOЦ$ U(ФЕ) (%) (k=2)
0.05	100	1,6	100	0	100	0	0,62
0.5	101,9	2,1	101,9	0	102,0	-0,1	-
1	101,9	2,1	102,2	-0,3	102,3	-0,1	-
2	101,9	2,2	102,5	-0,6	102,6	-0,1	1,88
3	101,5	2,2	102,2	-0,7	102,3	-0,1	-
4	101,4	2,2	102,1	-0,7	102,2	-0,1	-
5	101,3	2,2	102,1	-0,8	102,1	0	-
6	101,2	2,2	102,0	-0,8	102,0	0	1,97
7	101	2,2	101,9	-0,9	101,9	0	-
8	101,2	2,3	101,9	-0,7	102,0	-0,1	-
9	101,1	2,3	101,7	-0,6	101,7	0	-
10	100,8	2,3	101,6	-0,8	101,6	0	-
11	100,8	2,3	101,6	-0,8	101,5	0,1	-
12	100,6	2,3	101,1	-0,5	101,2	-0,1	2,20
13	100,4	2,3	101,0	-0,6	101,0	0	-
14	99,7	2,4	100,5	-0,8	100,5	0	-
15	100,4	2,4	101,0	-0,6	101,0	0	-
16	99,8	2,4	100,2	-0,4	100,2	0	-
17	99,9	2,4	100,8	-0,9	100,8	0	-
18	100,1	2,5	100,8	-0,7	100,8	0	2,66

Поређењем вредности фактора еталонирања добијених еталонирањем код произвођача Agilent и еталонирањем у $TOЦ$ (колона 5) може се уочити да је разлика измерених ФЕ у опсегу од 0 до 0,9% у зависности од фреквенције. Поновљивост спајања конектора, несигурност неприлагођења, температурни дрифт сензора, савијање каблова и поновљивост мерења, временски размак еталонирања морају се узети у обзир при анализи ових резултата.

Анализа резултата мерења приказаних у табели 9.1, показује да је мерни систем веома стабилан и да има добру поновљивост мерења ($\leq 0,1\%$). Разлика између вредности фактора еталонирања које је измерила метролошка лабораторија произвођача и вредности измерених у МЛ-02 $TOЦ$ је мања од 1%. Проширена мерна несигурност фактора еталонирања сензора E4413A (за $k=2$), утврђених у лабораторији произвођача Agilent је у

опсегу од 1,6% до 2,5%, док је проширена мерна несигурност еталонирања у ТОЦ у опсегу од 0,62% до 2,66%, (табела 9.1, колона 3 и 8). У складу са овим резултатима, разлика вредности фактора еталонирања за две методе је мања од 1% (колона 5), и налази се у границама мерне несигурности одређивања ФЕ сензора и као таква може се сматрати прихватљивом, слика 9.5. Такође, вредности мерне несигурности еталонирања сензора применом АМС и трансфер еталона су у истом рангу и упоредиве су са мерним несигурностима еталонирања произвођача и других метролошких лабораторија, у посматраном фреквенцијском опсегу. Мерна несигурност основне методе еталонирања сензора са трансфер еталоним и АМС, за нивоу снаге 0 dBm, је од 0,62% до 2,66%, у фреквенцијском опсегу од 50 MHz до 18 GHz.



Слика 9.5: Вредности ФЕ сензора E4413A еталонирани у ТОЦ и Agilent са МН.

На основу приказаних резултата мерења и анализе може се закључити да валидација основне методе еталонирања може се сматрати успешном, а аутоматизовани мерни систем може се ефикасно применити за одређивање фактора еталонирања са прихватљивом мерном несигурношћу. Детаљни резултати валидације основне методе и АМС су приказани у радовима [1][42].

У другој фази је извршена валидација унапређене методе еталонирања развијене и разматране у овом раду. Валидација унапређене методе и резултата мерења приказаних на графицима од 9.1 до 9.4 спроведена је на основу анализе података добијених експерименталним мерењима и поређењем са декларисаним карактеристикама нелинеарности за два типа сензора снаге (диодни Agilent E4413A и термопретварачки HP 8485A). Метода „непознатог атенуатора“, за проширење мерног опсега система, валидована је у радовима [73][51] и у овом раду није додатно разматрана.

Декларисана нелинеарност диодног сензора Agilent E4413A је $\pm 3\%$ у опсегу снаге од -70 dBm до 10 dBm и $\pm 4,5\%$ од 10 dBm до 20 dBm, за температурни опсег рада $t=(25 \pm 5) ^\circ\text{C}$, а од $\pm 7\%$ до $\pm 10\%$ за температурни опсег рада $t=(0 \div 55) ^\circ\text{C}$.

За термопретварачки сензор HP 8485A, декларисана нелинеарност је $\pm 3\%$ у опсегу снаге од 10 dBm до 20 dBm и занемарљиво мала у опсегу од 10 dBm до -30 dBm [41]. Може се приметити да диодни сензор E4413A у неким применама има нелинеарност и до 10%, што значајно повећава мерну несигурност мерења снаге.

Ако извршимо анализу резултата мерења фактора еталонирања диодног сензора E4413A са слике 9.1 можемо уочити следеће чињенице. За диодни сензор, са слике 9.1 може се видети да разлика фактора еталонирања за нивое снаге $K_{DUT}(13\text{dBm}) - K_{DUT}(-30\text{dBm})$ је од максималних 6%, посматрано за фреквенцију 1 GHz, до минималних 1,8% за фреквенцију 14 GHz. За ниво снаге -30 dBm вредност $K_{DUT}(-30\text{dBm})$ се креће од максималних 101,33% до минималних 99,42% ($K_{\text{max}} - K_{\text{min}}=1,91\%$) за фреквенције од 50 MHz до 18 GHz, а за ниво снаге 13 dBm $K_{DUT}(13\text{dBm})$ вредност $K_{\text{max}} - K_{\text{min}}$ је 5,55%. Из наведеног и са графика 9.1 се закључује да код диодног сензора постоји значајна зависност фактора еталонирања (K_{DUT}) од нивоа снаге на коме се врши еталонирање као и значајна фреквенцијска зависност. Зависност и промена K_{DUT} од нивоа снаге еталонирања значајно расте за нивое изнад 10 dBm, а за нивое од 0 dBm до -30 dBm је релативно мала зависност.

За термопретварачки сензор, на графику 9.2 може се видети да за ниво снаге од 10 dBm вредност фактора еталонирања $K_{DUT}(10\text{dBm})$ се креће од 100% до 94,63% у посматраном фреквенцијском опсегу. За једну посматрану фреквенцију (18 GHz), максималне разлике K_{DUT} за нивое снаге 0 dBm, 10 dBm и -10 dBm су веома мале и износе <0,52%, а максималне разлике у односу на ниво снаге -20 dBm на фреквенцији 18 GHz су <1,32%. Из наведеног и са дијаграма 9.2 се може закључити да код термопретварачког сензора постоји значајна зависност K_{DUT} од фреквенције и релативно мала зависност од нивоа снаге еталонирања.

На основу графика 9.1 и 9.2 може се закључити да су утврђене разлике у вредности фактора еталонирања K_{DUT} последица нелинеарности сензора и различитог нивоа снаге на ком се врши еталонирање и да нова метода и мерни систем успешно еталонира сензоре на више различитих нивоа снаге детектујући нелинеарност сензора. Графици 9.1 и 9.2 приказују истовремено зависност фактора еталонирања K_{DUT} од фреквенције али и од различитог нивоа снаге еталонирања, што до сада није било доступно у литератури.

Графици на сликама 9.3 и 9.4 приказују израчунате вредности нелинеарности сензора (према изразу 6.3) и потврђују зависност нелинеарности сензора од промене нивоа снаге али и фреквенције. Са графика на слици 9.3 за диодни сензор E4413A се може уочити да се вредности нелинеарност сензора у посматраном опсегу снага крећу, од 4,92% до -0,92% за фреквенцију 1 GHz и од 1,62% до -0,23% за фреквенцију 14 GHz. Графици на слици 9.3 показује да је измерена нелинеарност диодног сензора за нивое снаге од 10 dBm до -30 dBm у опсегу од 2,11% до -1,16% (декларисано $< \pm 3\%$), а за нивое снаге од 10 dBm до 13 dBm у опсегу од 1,5% до 3,5% (декларисано $< \pm 4,5\%$), утврђено за већину мерних тачака, само две мерне тачке достижу максималну вредност до 4,92%.

Графици на слици 9.4 показује да се измерена нелинеарност за термопретварачки сензор 8485A креће од 0,53% до -1,59%, у посматраном опсегу снага и фреквенција. Са слике 9.4 се види да је нелинеарност термопретварачког сензора за нивое снаге од -10 dBm до 10 dBm врло мала и износи $\leq \pm 0,5\%$, а за нивое снаге до -20 dBm износи од 0,5% до -1% за већину мерних тачака (и максимално 1,6% за неколико мерних тачака). Вредност око 1% до 1,5% се може сматрати малом нелинеарношћу сензора.

Измерене вредности нелинеарности сензора приказане на сликама 9.3 и 9.4, практично потврђују декларисану нелинеарност диодног Agilent E4413A и термопретварачког HP 8485A сензора и потврђују постојање зависност нелинеарности сензора од промене нивоа снаге али и од фреквенције сигнала.

9.2.1 Дискусија

На основу графика приказаних на сликама 9.1 до 9.4, резултата мерења и поређења са декларисаним карактеристикама произвођача [41], може се потврдити примењивост описане унапређене методе и аутоматизованог мерног система за еталонирање и мерење нелинеарности сензора снаге у опсегу од -30 dBm до 13 dBm и у фреквенцијском опсегу од 50 MHz до 18 GHz. Представљени мерни систем и унапређена метода су употребљиви и ван наведеног мерног опсега уз уважавање техничких ограничења појединачних елемената система (трансфер еталона и генератора сигнала). **Овај закључак представља потврду главне хипотезе докторске дисертације.**

Анализа добијених резултата мерења нелинеарности сензора (слике 9.3 и 9.4) доводи до закључка да је нелинеарност сензора доминантно зависна од нивоа снаге, али зависи значајно и од фреквенције сигнала, што се не сме занемарити, посебно при најпрецизнијим мерењима снаге. **Овај закључак представља потврду помоћне хипотезе докторске дисертације**, да је нелинеарност сензора снаге значајно зависна од нивоа мерене снаге али и од фреквенције сигнала.

На основу представљених резултата истраживања, можемо закључити да се нелинеарност сензора не може мерити само на једној фреквенцији за најпрецизнија мерења снаге, што је до сада била пракса [19][67][69]. Мерење нелинеарности сензора на једној фреквенцији омогућава само делимичну корекцију нелинеарности и занемарује фреквенцијску зависност нелинеарности. То може бити прихватљиво за мање захтевна мерења снаге, где није захтевана минимална мерна несигурност, а ипак се врши делимично смањење мерне несигурности. За примене где је потребна минимална мерна несигурност мерења снаге, као што су метролошке лабораторије и еталонирање атенуатора, генератора сигнала, усмерених спрежњака и друга прецизна мерења и захтевне методе еталонирања, потребно је извршити мерење нелинеарности у целом фреквенцијском опсегу и опсегу снага и тако омогућити максималну корекцију нелинеарности. На тај начин се добија минимална мерна несигурност мерења снаге. Унапређена метода и АМС су алати који управо то омогућавају, уз прихватљиву меру усложњавања поступка мерења, повећања времена и цене еталонирања сензора снаге.

Са слике 9.3 се може уочити да максималне и минималне апсолутне вредности нелинеарности диодног сензора износе од 4,92% (за 1 GHz) до 0,09% (за 14 GHz). Овим вредностима нелинеарности сензора одговара грешка мерења снаге због нелинеарности од значајних $\pm 0,2$ dB (за 4,92%) до занемарљивих $\pm 0,004$ dB (за 0,09%). Нелинеарност сензора снаге је обично у границама од 1% до 5% [41], а у неким условима примене $t=(0\div 55)$ °C може ићи и до 10% ($\pm 0,4$ dB), што значајно доприноси повећању мерне несигурности мерења снаге. Примена унапређене методе и фактора еталонирања дефинисаних на више нивоа снаге омогућава потпуну корекцију нелинеарности сензора снаге и елиминише мерну несигурност због нелинеарности сензора. Примена такве корекције нелинеарности је од посебног значаја у метролошким и испитним лабораторијама за најзахтевнија мерења (где је захтевана минимална МН мерења снаге) апсолутне вредности микроталасне снаге и слабљења.

9.3 Допринос унапређене методе еталонирања смањењу мерне несигурности мерења микроталасне снаге

У трећој фази валидације, да би се оценила примењивост предложене методе, приказан је пример прорачуна мерне несигурности директног мерења излазне снаге на генератору (за очекивани ниво снаге 13 dBm на фреквенцији 6 GHz, слика 4.10), применом ватметра Agilent E4419B и диодног сензора E4413A, у варијанти без примењене корекције и са применом корекције нелинеарности сензора [3][41][50]. Буџет мерне несигурности директног мерења снаге приказан је у табели 9.2. Вредности дате у табели 9.2 означене са "*" односе се на кориговане вредности након примене унапређене методе еталонирања и извршене корекције нелинеарности сензора.

Вредности проширене мерне несигурности U ($k=2$) одређивања фактора еталонирања K_{DUT} за сензор E4413A, за ниво снаге 0 dBm и фреквенцију 6 GHz (одређени класичним методом) износи 1,97%, а за ниво снаге 13 dBm и фреквенцију 6 GHz (одређен унапређеном методом) износи 2,03% (табела 8.4). Декларисана вредност нелинеарности сензора E4413A за ниво снаге 13 dBm је 4,5% и та вредност је унета у буџет несигурности мерења снаге, а након корекције нелинеарности је потпуно елиминисана, тј. нелинеарност је 0 [41]. У току анализе МН у табели 9.2, усвојено је да су вредности свих коефицијената осетљивости $c_i=1$ и да утицајне величине нису међусобно корелисане. Комбинована мерна несигурност $u_c(y)$ је добијена на основу стандардних несигурности $u(x_i)$ и израза (4.46), а проширена мерна несигурност U је добијена за фактор $k=2$.

Табела 9.2: Буџет мерне несигурности мерења снаге диодним сензором E4413A за 13 dBm и 6 GHz, без корекције нелинеарности и са примењеном корекцијом нелинеарности * (нова метода).

Утицајна величина X_i	Симбол X_i	Несигурност без корекције (\pm)	Функција расподеле	Кол ич ик	Стандардна несигурност без корекције $u(x_i)$ (%)	* Несигурност са корекцијом (\pm)	* Стандардна несигурност са корекцијом $u(x_i)$ (%)
Фактор еталонирања сензора (проширена МН)	K_{DUT}	1,97%	Нормална	2	0,985	* 2,03%	* 1,015
Нелинеарност сензора	N_L	4,50%	Нормална	2	2,25	* 0,00%	* 0,000
Несигурност неприлагођења сензора и генератора	M_u	$ G_g \max=0,231$ $ G_s \max=0,087$	G_g, G_s Униформна унутар круга	$\sqrt{2}$	1,421	$ G_g \max=0,231$ $ G_s \max=0,095$	1,421
Несигурност неприлагођења сензора и референтног извора на 50 MHz	M_{uc}	$ G_{cs} \max=0,029$ $ G_s \max=0,095$	G_{cs}, G_s Униформна унутар круга	$\sqrt{2}$	0,195	$ G_{cs} \max=0,029$ $ G_s \max=0,095$	0,195
Несигурност мерног инструмента (ватметра)	P_m	0,5%	Униформна	$\sqrt{3}$	0,289	0,5%	0,289
Несигурност ватметра у току калибрације на 50 MHz	P_{mc}	0,5%	Униформна	$\sqrt{3}$	0,289	0,5%	0,289
Несигурност нивоа инт. калибрационог извора	P_{cal}	0,50%	Нормална	2	0,25	0,50%	0,25
"Drift" ватметра	D	± 15 pW	Униформна	$\sqrt{3}$	≈ 0	± 15 pW	≈ 0
Подешавање нуле (zero set) ватметра	Z_s	± 50 pW	Униформна	$\sqrt{3}$	≈ 0	± 50 pW	≈ 0
Шум сензора и ватметра	N	± 70 pW	Униформна	$\sqrt{3}$	≈ 0	± 70 pW	≈ 0
Комбинована мерна несигурност — RSS	u_c				2,884		* 1,821
Проширена мерна несигурност	U	Фактор проширења ($k=2$)			5,77%		* 3,64%
Смањење МН мерења снаге је за 2,13%					Релативно смањење МН мерења снаге је 36,9%.		

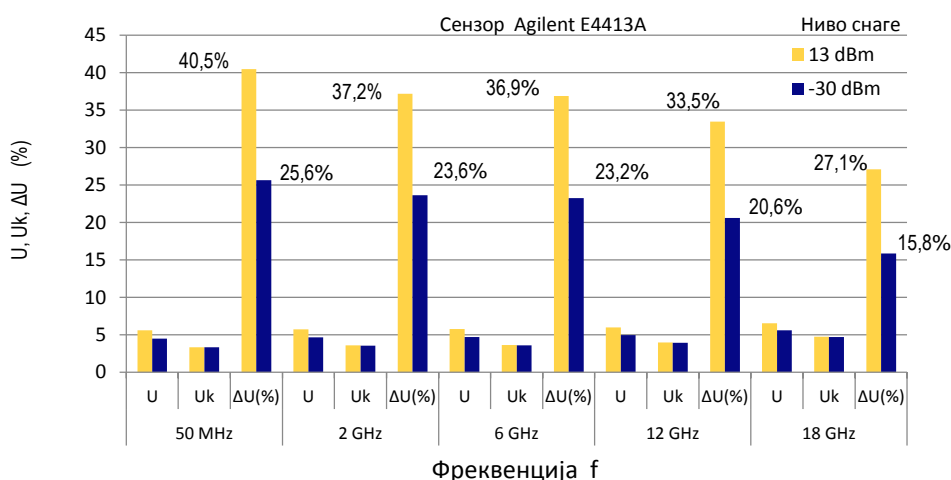
Из анализе буџета МН приказане у табели 9.2 може се видети да проширена мерна несигурност U ($k=2$) мерења снаге за ниво 13 dBm и фреквенцију 6 GHz износи 5,77% без корекције нелинеарности, а 3,64% након примене унапређене методе и корекције нелинеарности. Апсолутна вредност смањења несигурности мерења снаге је 2,13%, а релативно смањење несигурности мерења снаге је 36,9%. То представља значајно побољшање мерне несигурности мерења микроталасне снаге али и значајно унапређење мерних карактеристика примењених сензора и ватметара микроталасне снаге.

Допринос примене унапређене методе еталонирања и корекције нелинеарности сензора снаге на смањење мерне несигурности мерења снаге, најбоље се може видети кроз резултате буџета мерне несигурности мерења снаге за неколико различитих нивоа мерене снаге и фреквенција сигнала, на примеру диодног сензора E4413A у табели 9.3.

Графици на слици 9.6 и подаци у табели 9.3 приказује израчунате вредности проширене мерне несигурности U ($k=2$) мерења снаге помоћу диодног сензора E4413A, без примене корекције и са корекцијом нелинеарности за нивое снаге од 13 dBm и -30 dBm и за фреквенције 50 MHz, (2, 6, 12, 18) GHz, реализоване у складу са прорачуном приказаним у табели 9.2. На слици 9.6 и табели 9.3 проширена мерна несигурност мерења снаге помоћу сензора без корекције нелинеарности означена је са (U), проширена мерна несигурност мерења снаге помоћу сензора са примењеном корекцијом нелинеарности означена је са (U_k), а релативно смањење МН након корекције нелинеарности са $\Delta U(\%)$, који се израчунава према изразу $\Delta U(\%) = (U - U_k) / U * 100 \%$.

Табела 9.3: Преглед резултата буџета МН мерења снаге сензором E4413A за нивое 13 dBm и -30 dBm, без корекције нелинеарности (U), са корекцијом нелинеарности (U_k) и релативно смањење МН $\Delta U(\%)$, за фреквенције 50 MHz, (2, 6, 12, 18) GHz.

Ниво	Фреквенција f														
	50 MHz			2 GHz			6 GHz			12 GHz			18 GHz		
dBm	U (%)	U _k (%)	ΔU (%)	U (%)	U _k (%)	ΔU (%)	U (%)	U _k (%)	ΔU (%)	U (%)	U _k (%)	ΔU (%)	U (%)	U _k (%)	ΔU (%)
13	5,599	3,332	40,48	5,740	3,606	37,18	5,768	3,641	36,87	5,981	3,980	33,46	6,520	4,755	27,08
-30	4,483	3,333	25,64	4,658	3,557	23,63	4,693	3,602	23,24	4,953	3,932	20,61	5,591	4,705	15,85



Слика 9.6: Релативно смањење МН мерења снаге након корекције нелинеарности $\Delta U(\%)$, за нивое снаге 13 dBm и -30 dBm и фреквенције 50 MHz, (2, 6, 12, 18) GHz, за сензор Agilent E4413A.

На основу анализе прегледа података буџета мерне несигурности из табеле 9.3 и слике 9.6 за сензор E4413A може се закључити да примена унапређене методе и корекција нелинеарности смањује мерну несигурност мерења снаге за ниво 13 dBm од 27,1% (за 18 GHz) до 40,5% (за 50 MHz) и за ниво снаге -30 dBm мерна несигурност је смањена од 15,8% (за 18 GHz) до 25,6% (за 50 MHz). Ово се може сматрати значајним смањењем мерне несигурности мерења микроталасне снаге и унапређењем мерних карактеристика сензора и микроталасних ватметара, које се креће и до 40,5%.

Применом унапређене методе еталонирања и добијене фамилије кривих фактора еталонирања сензора, одређених за више нивоа снаге, могуће је измерити и кориговати нелинеарност сензора и тиме допринети значајном смањењу мерне несигурности мерења микроталасне снаге. На основу примера приказаних у овој дисертацији (за диодни сензор E4413A, табела 9.3 и слика 9.6) релативно смањење проширене мерне несигурности мерења снаге након корекције нелинеарности креће се од 15% до 40,5%, у зависности од нивоа и фреквенције мерене снаге. Ово се може сматрати значајним смањењем мерне несигурности мерења микроталасне снаге и унапређењем мерних карактеристика сензора и микроталасних ватметара. При том процес еталонирања сензора се незнатно усложњава и незнатно временски продужава, користи се стандардна опрема за еталонирање, а омогућава се значајно унапређење мерних карактеристика сензора и микроталасних ватметара, без хардверске или софтверске надоградње.

Постигнута вредност смањења мерне несигурности мерења снаге првенствено зависи од типа сензора, односно декларисане нелинеарности употребљеног сензора. Како се нелинеарност сензора снаге обично креће од 1% до 5%, а за специфичне сензоре и услове примене и до 10%, значај примене унапређене методе је утолико већи за смањење МН и унапређење мерних могућности сензора снаге. У тим екстремним случајевим нелинеарности сензора (мерење снаге на крајевима мерног опсега сензора и примена сензора у широком температурном опсегу), примена унапређене методе и њене предности долазе до пуног изражаја и тада она може допринети највећем смањењу мерне несигурности мерења снаге. Међутим, за остале случајеве и типове сензора снаге потребно је извршити процену, по карактеристикама сензора, условима примене, вредности мерене снаге и декларисаној нелинеарности сензора и унапређену методу применити у оправданим случајевима где се може јавити већа нелинеарност сензора, а тиме и повећана МН мерења снаге. У случајевима, када се примењује сензор мале декларисане нелинеарности или се мере снаге из опсега где је нелинеарност сензора мала, није потребно и оправдано примењивати унапређену методу. У тим случајевима се помоћу исте мерне конфигурације и АМС врши еталонирање сензора само за један ниво снаге (тј. класична метода, еталонирање на 0 dBm).

10. ЗАКЉУЧАК

Микроталасна снага је једна од фундаменталних величина у области микроталасне технике, а рад метролошких и испитних лабораторија за микроталасну технику се заснива на мерењу микроталасне снаге. Резултати овог истраживања доказују, да је нелинеарност сензора снаге једна од три утицајне величине које највише доприносе повећању мерне несигурности мерења микроталасне снаге, а често има и највећи појединачни допринос. Постојеће методе за еталонирање сензора снаге и мерење нелинеарности нису омогућавале корекцију резултата мерења због нелинеарности и смањење мерне несигурности мерења снаге.

На основу реализованог истраживања и анализе доступне литературе **у дисертацији су реализовани сви предвиђени циљеви истраживања и потврђене су обе хипотезе:**

Анализом постојећих метода за еталонирање сензора снаге, метода за мерење нелинеарности сензора и доступне мерне опреме, осмишљена је и практично реализована унапређена метода за истовремено еталонирање и мерење нелинеарности сензора снаге. Применом термисторског трансфер еталона високе линеарности и унапређене методе еталонирања на више нивоа снаге уз аутоматизацију мерења, могуће је у поступку еталонирања сензора снаге истовремено извршити и мерење нелинеарности сензора са прихватљивом мерном несигурношћу. Одређивање нелинеарности сензора у току еталонирања, омогућава корекцију резултата мерења снаге и доприноси значајном смањењу мерне несигурности због нелинеарности сензора и укупне мерне несигурности мерења микроталасне снаге. Овим је потврђена главна хипотеза истраживања.

На основу поређења резултата експерименталних мерења, за два типа сензора снаге диодни и термопретварачки, са резултатима еталонирања из екстерне метролошке лабораторије и декларисаних карактеристика нелинеарности сензора, реализована је валидација унапређене методе. Валидација је потврдила примењивост и високе перформансе унапређене методе и аутоматизованог мерног система за еталонирање и мерење нелинеарности сензора снаге.

На основу дефинисаног математичког модела и прорачуна мерне несигурности еталонирања сензора, израчуната је и потврђена прихватљива мерна несигурност унапређене методе еталонирања, која је у рангу са стандардном методом еталонирања у МЛ-02 и методама еталонирања других метролошких лабораторија. Прорачун мерне несигурности мерења снаге, након примене унапређене методе и корекције нелинеарности на сензору, потврдио је допринос унапређене методе значајном смањењу мерне несигурности мерења МТ снаге, тј. омогућено је значајно унапређење мерних карактеристика сензора и МТ ватметара. За диодне сензоре, коришћене у истраживању, постигнуто је релативно смањење мерне несигурности мерења снаге од 15,8% до 40,5%.

Развојем и валидацијом унапређене методе еталонирања и дорадом АМС за примену унапређене методе, процес еталонирања сензора снаге у МЛ-02 потпуно је аутоматизован и модернизован. Модернизација је заокружена кроз потпуну аутоматизацију еталонирања и постигнуту контролу над сва три доминантна извора несигурности мерења снаге, у складу са савременим захтевима у овој области.

Допринос овог истраживања и дисертације се огледа у следећем:

Развијена је и валидована унапређена метода за еталонирање сензора снаге која омогућава истовремено еталонирање сензора снаге и одређивање нелинеарности

сензора, применом термисторског трансфер еталона, без додатних компликованих мерења нелинеарности и примене додатне опреме. Нелинеарност сензора се одређује на основу измерених фактора еталонирања и новог израз (6.3), који је дефинисан и математички доказан у овом истраживању. Израз (6.3) повезује нелинеарност сензора и фактор еталонирања и омогућава реализацију оригиналне унапређене методе.

Применом унапређене методе за еталонирање сензора и фамилије кривих фактора еталонирања за различите нивое снаге, омогућава се корекција нелинеарности сензора и значајно смањење мерне несигурности мерења снаге, чиме се значајно унапређују мерне карактеристике сензора и микроталасних ватметара. Унапређење карактеристика сензора и ватметара постиже се само еталонирањем сензора новом методом, без хардверске или софтверске дораде. Смањење МН мерења снаге унапређује мерне могућности лабораторија и отвара нове могућности примене постојећих сензора и МТ ватметара.

Истраживањем је потврђено да нелинеарност сензора зависи доминантно од нивоа мерене снаге али постоји и значајна зависност од фреквенције мереног сигнала. Овим је доказана и помоћна хипотеза. Постојање значајне зависности нелинеарности од фреквенције се мора узети у обзир при најпрецизнијим мерењима снаге у циљу остварења максималне корекције и смањења МН. Унапређена метода омогућава да се нелинеарност сензора мери и коригује у зависности од снаге и фреквенције сигнала и тако постигне потпуна корекција нелинеарности и максимално смањење мерне несигурности. Овај резултат истраживања ће утицати на измену процедуре мерења нелинеарности у лабораторији МЛ-02 али могуће и у другим метролошким лабораторијама, посебно за прецизно мерење снаге и еталонирање у примарним метролошким лабораторијама.

Извршен је детаљан опис процене мерне несигурности унапређене методе еталонирања и смањења мерне несигурности мерења снаге након корекције нелинеарности применом унапређене методе. То представља обједињена знања и искуства стечена проучавањем најразличитије литературе и дугогодишњим радом у лабораторији МЛ-02. Овај допринос може олакшати рад другим истраживачима у овој области као један од могућих праваца размишљања.

Развојем и валидацијом унапређене методе еталонирања и дорадом АМС за примену унапређене методе, процес еталонирања сензора снаге у МЛ-02 потпуно је аутоматизован и модернизован у складу са савременим захтевима у овој области.

Резултати и доприноси овог истраживања су већ практично примењени у лабораторији МЛ-02 у ТОЦ-у, а доступни су свим метролошким лабораторијама у систему одбране, у земљи и иностранству. Најбитнији допринос истраживања, унапређење мерних карактеристика сензора и микроталасних ватметара је доступан свим корисницима кроз услугу еталонирања у ТОЦ-у, као и свим метролошким лабораторијама које усвоје описану унапређену методу еталонирања сензора снаге. Унапређење карактеристика сензора и микроталасних ватметара отвара могућности примене тих мерила и у другим областима, за захтевнија мерења и еталонирања (по питању МН).

Тиме су дефинисани и могући правци даљег рада и истраживања у овој области:

- проширење мерног опсега унапређене методе и АМС,
- развој метода еталонирања сензора импулсне снаге,
- унапређење метода и мерне несигурности еталонирања атенуатора и генератора,
- примена резултата овог истраживања за развој метода еталонирања антена, сензора електричног поља и развој метода мерења у области ЕМК и др.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Ракоњац, П. (2010). *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.
- [2] Fantom, A. (1990). *Radio frequency and microwave power measurement*. London, UK: Peter Peregrinus. <https://doi.org/10.1049/PBEL007E>
- [3] Agilent Technologies. (2001). *Agilent fundamentals of RF and microwave power measurements: Application Note 64-1C (Publication No. 5965-6630E)*.
- [4] Howarth, P. & Redgrave, F. (2008). *Metrology in short, 3rd edition*. EURAMET project 1011, EURAMET. ISBN 978-87-988154-5-7.
- [5] Мамула, В. (1985). *Мјерења у електроници*. Сплит, СФРЈ: Војноиздавачки завод.
- [6] Rohde & Schwarz. *Voltage and Power Measurements, Fundamentals, Definitions, Products*. Преузето са: http://www.rohde-schwarz.com/www/dev_center.nsf/html/11192.
- [7] Bird Electronic Corporation. (1976). *Bird Quality Instruments for RF Power Measurement*.
- [8] TEGAM. (2006). *Test and measurement catalog 2006-2007*.
- [9] Hewlett Packard. (1987). *Test & Measurement Catalog 1987*.
- [10] Agilent Technologies. (2008). *Test & Measurement Catalog 2008/2009*.
- [11] Rohde & Schwarz. (1996). *Test & Measurement Products Catalog 96/97*.
- [12] Agilent Technologies. *Power Measurement Basics*. Преузето: www.agilent.com/find/backtobasics
- [13] Agilent Technologies. (2003). *Application Note 64-4D, 4 Steps for Making Better Power Measurements*.
- [14] Clague, R., F. (2005). *A calibration service for coaxial reference standards for microwave power (NIST Technical Note 1374)*. Washington, USA: NIST.
- [15] Crowley, T., P., & Clague, R., F. *2.4 mm diameter coaxial power standard at NIST*. Washington, USA: NIST.
- [16] Ahmad, S., & Rustagi, K., V. (2008). Study of long term performance on the calibration data of the coaxial thermistor mounts up to 18 GHz. *Journal of Metrology Society of India*, 23(2), pp.71-78.
- [17] Sellone, M., Brunetti, L., Oberto, L., & Terzi, P. (2012). Realization and dissemination of high frequency power standard at INRIM. *Measurement*, 45(3), 290-296.
- [18] Brunetti, L. (2001). Accuracy assessment in HF power meter calibration. *Proceedings of the 11th IMECO TC-4 Symposium: Trends in Electrical Measurements and Instrumentation*, 233-237. Retrieved from <https://www.imeko.org/publications/tc4-2001/IMEKO-TC4-2001-069.pdf>
- [19] Brunetti, L., Oberto, L., & Vremera, E. (2006). Calibration concept of modern power meters. *Proceedings of XVIII IMEKO World Congress: Metrology for a Sustainable Development*. Retrieved from <https://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.506.8371&rep=rep1&type=pdf>
- [20] TEGAM. (2007). *MODEL 1806A Dual Type IV Power Meter, Instruction and Service Manual*, (PN# 1806A-901-01CD).
- [21] TEGAM. (2005). *Operation & Installation Manual System IIA Automatic Power Meter Calibration System*, (IM198-CD Rev. B). www.tegam.com
- [22] Поповић, В. (1967). *Мерења у микроталасној техници*. Београд, Грађевинска књига.
- [23] Станковић, К., Д. (1997). *Физичко техничка мерења-сензори*. Београд, Универзитет у Београду.
- [24] Универзитет у Новом Саду, Факултет техничких наука, Катедра за аутоматику и управљање системима, Нови Сад. *Сензори и методе мерење неелектричних величина-скрипта*. Преузето са: http://ccd.uns.ac.rs/aus/misgraf/misgraf_doc/skripta
- [25] Agilent. (1999). *Operation and Service Guide Agilent E4412A and E4413A Power Sensors*.
- [26] Agilent. (1998). *E4418B/E4419B Power Meter User's Guide*.

- [27] ANRITSU. (2002). *Accurate Power Measurements on Modern Communication Systems, Application Note*. Proceedings of 2002 ARMMS (Automated Radio frequency and Microwave Measurement Society) meeting, UK.
- [28] Crowley, T. (2005). *Microwave Power Measurements, NIST/ARFTG Measurements Short Course*. Boulder, CO, USA: National Institute of Standards and Technology (NIST).
- [29] BIPM, IEC, IFCC, ISO, IUPAC, IUPAP, OIML. (1993). *Guideto the Expression of Uncertainty in Measurement (GUM)*, International Organisation for Standardization, Geneva, Switzerland. ISBN92-67-10188-9
- [30] EA Laboratory Committee. (2013). *Evaluation of the Uncertainty of Measurement in Calibration* (Publication No. EA-4/02 M: 2013). Retrieved from <https://european-accreditation.org/wp-content/uploads/2018/10/ea-4-02-m-rev01-september-2013.pdf>
- [31] Taylorand, N. B., & Kuyatt, E., C. (1994). *Guidelines for Evaluatingand Expressing the Uncertainty of NIST Measurement Results* (NIST Technical Note 1297). USA: NIST.
- [32] Инститит за стандардизацију Србије. (2017). *Стандард SRPS ISO/IEC 17025:2017, Општи захтеви за компетентност лабораторија за испитивање и лабораторија за еталонирање*.
- [33] Coster, A. (2007). Attenuation measurements. In R. J. Collier, & A. D. Skinner (Eds.), *Microwave measurements 3rd edition* (pp. 91-120). London, UK: IET.
- [34] Kurakawa, K. (1965). Power Waves and the Scattering Matrix. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 13(2).
- [35] Миловановић, Б., Марковић, В., Малеш-Илић, Н., & Пронић-Ранчић, О. (2007). *Основи микроталасне технике*. Ниш: Универзитет у Нишу у сарадњи са Austrian Development Cooperation WUS, Austria.
- [36] I.A. Harris, C. Eng. M.I.E.R.E., M.I.E.E., F. L. Warner, C. Eng., F.I.E.E. (1981). Re-examination of mismatch uncertainty when measuring microwave power and attenuation. *IEE Proceedings*, 128(1), 35-41.
- [37] Сурулиз, С. (1995). Мерење микроталасне снаге, *Општи семинар из метрологије*. Београд, Србија: ТОЦ, пп.145-160.
- [38] Agilent. (1997). *Application Note 64-1A, Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements*.
- [39] Agilent. (2003). *Application Note 64-4D, 4 Steps for Making Better Power Measurements*.
- [40] Wong, K. (2002). Power sensor calibration and uncertainties. *60th ARFTG Conference Digest*, DOI: 10.1109/ARFTGF.2002.1218698
- [41] Agilent. (2009). *E4418B/E4419B EPM Series Power Meters, E-Series and 8480 Series Power Sensors Data Sheet*.
- [42] Rakonjac, P., Milovanović, B. & Dončov N. (2008). Automated Power Sensors Calibration up to 26.5 GHz. *Microwave Review*, 14(2), 20-27.
- [43] Ракоњац, П., & Миловановић, Б. (2008). Аутоматизовани систем за еталонирање сензора снаге у фреквенцијском опсегу од 50 MHz до 26,5 GHz. *Зборник радова Конференција YUINFO 2008.*, Копаоник, Србија.
- [44] TEGAM. (2004). *MODELS 1825 & 1827 Economical Power Sensor Calibrators Instruction Manual*, (PN# 1825-901-01CD). Retrieved from: www.tegam.com
- [45] TEGAM. (2007). *Coaxial RF Power Transfer Standards Models F1125, F1130, F1135, M1125, M1130, M1135, Instruction Manual*, (PN# IM300).
- [46] TEGAM. (2015). *Measuring RF power sensor nonlinearity* (Publication No. AN220). Retrieved from <https://www.tegam.com/wp-content/uploads/2015/10/AN220.pdf>
- [47] JCGM. (2008). JCGM 100:2008 GUM 1995 with minor corrections, *Evaluation of measurement data –Guide to the expression of uncertainty in measurement*. Retrieved from: www.bipm.org
- [48] Teppati, V., Ferrero, A., & Sayed, M. (2013). *Modern RF and Microwave Measurement Techniques*. Cambridge, UK: Cambridge University Press.
- [49] Castro, A. (2013). *RF/uW Measurement Uncertainty: Calculate, Characterize, Minimize, Aerospace & Defense Symposium*. Agilent Technologies.

- [50] Agilent (2014). *Average Power Sensor Uncertainty Calculator Rev.9*.
- [51] Furrer, J., & Yhland, K. (2010). *EURAMET project 1129: Characterization of RF diode power sensors*. EURAMET.
- [52] *Општи семинар из метрологије, наставни материјал*. Технички опитни центар и Савезни завод за мере и драгоцене метале, Београд, 1995.
- [53] *Међународни речник основних и општих термина у метрологији*, Савезни завод за мере и драгоцене метале, Београд, 1996.
- [54] Howarth, P. (2003). *Metrology in short, 2nd edition*. EURAMET. ISBN: 87-988154-1-2.
- [55] TEGAM. *Measuring Temperature Compensating Thermistors with the TEGAM Model 1830A RF Power Meter* (Application Note 217). Retrieved from: www.tegam.com
- [56] Weinschel Engineering. *WE 1109/1110 thermistor mounts general information*.
- [57] TEGAM. (2006). *Test and measurement catalog 2006-2007*.
- [58] Brunetti, L., & Monticone, E. (1988). Resistive power splitter in microwave power standard calibration transfer. *Measurement*, 6(3), 129-134.
- [59] Brunetti, L., Shan, Y., Oberto, L., Chua, C.W., Sellone, M., & Terzi, P. (2012). High frequency comparison with thermoelectric power sensors between INRIM and NMC. *Measurement*, 45(5), 1180-1187
- [60] Brunetti, L., & Vremera, T., E. (2003). A New Microcalorimeter for Measurements in 3.5-mm Coaxial Line. *IEEE transactions on instrumentation and measurement*, 52(2).
- [61] Shan, Y., & Cui, X. (2012). RF and microwave power sensor calibration by direct comparison transfer. In L. Cocco (Ed.), *Modern metrology concerns* (pp. 175-200). <https://doi.org/10.5772/34553>
- [62] Engen, F., G., & Equations, P. (1971). A New Concept in the Description and Evaluation of Microwave Systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IM-20(1).
- [63] Shan, Y., Meng, S. Y., & Lin, Z. (2013). Generic model and case studies of microwave power sensor calibration using direct comparison transfer. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 62(6), 1834-1839. <https://doi.org/10.1109/TIM.2012.2225961>
- [64] TEGAM. Application Note 218: Calculating a Calibration Factor.
- [65] Cletus, A. H., Keith, C. R., & Mckay, A. (1976). Measuring and minimizing diode detector nonlinearity. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IM-25(4), 324-329. <https://doi.org/10.1109/TIM.1976.6312236>
- [66] Vayshenker, I., Yang, S., Li, X., & Scott, T. (1995). Automated measurement of nonlinearity of optical fiber power meters. *SPIE's 1995 International Symposium on Optical Science, Engineering, and Instrumentation*, San Diego, CA, United States, vol. 2550, pp. 12-19.
- [67] Schwarz, M. (2013). Testing Linearity on the Agilent E441xA Power Sensors. *Cal Lab: The International Journal of Metrology*, 20(3), pp. 23-26. Retrieved from <https://www.callabmag.com/wp-content/uploads/2013/09/jul13.pdf>
- [68] Cherry, P., Oram, W., & Hji pieris, G. (1995, May). A dynamic calibrator for detector non-linearity characterization. *Microwave Engineering Europe*, 43-46.
- [69] Costner, A. (1998). Aspects of calibration power splitters and detector linearity. *Proceedings of the 27th ARMMS Conference*. Retrieved from <http://www.armms.org/conferences/?conference=20>
- [70] Holland, K., & Howes, J. (2002). Improvements to the microwave mixer and power sensor linearity measurement capability at the NPL. *IEE Proceedings-Science Measurement and Technology*, 149(6), 329-332. <https://doi.org/10.1049/ip-smt:20020639>
- [71] Cal-Lab-Solutions. (2007). There is more to power sensors than cal factors, Colorado-USA, <http://www.callabsolutions.com/there-is-more-to-power-sensors-than-cal-factors/#more-312>,
- [72] Weidman, P. M. (1996). *NIST Technical note 1379: Direct comparison transfer of microwave power sensor calibrations*. Washington, USA: NIST.
- [73] Yhland, K., Stenarson, J., & Wingqvist, C. (2010). Power sensor linearity calibration with an unknown attenuator. *Proceedings of the 27th Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2010)*, 769-770. <https://doi.org/10.1109/CPEM.2010.5544323>

- [74] Crowley, T. P., Miall, J., de Vreede, J. P. M., Furrer, J., Michaud, A., Dressler, E., Zhang, T., Shimaoka, K., & Kim, J. H. (2006). CCEM.RF-S1.CL (GTRF/02-03): RF power measurements with 2.4 mm connectors. *Metrologia*, 43(1A), 01007. <https://doi.org/10.1088/0026-1394/43/1A/01007>
- [75] Agilent. (2009). *Agilent 82357B USB/GPIB Interface, Quick Start Guide*.
- [76] Agilent. (2007). *Agilent VEE Pro User's Guide*.
- [77] Rakonjac, P., Mitrović, Z., Milanović, I., Nikolić, V., Ilić, Z., & Brkljač, N. (2022). Improved method for calibration and nonlinearity correction of microwave power sensor. *Technical Gazette*, 29(2), (accepted for publication on April 2022). <https://doi.org/10.17559/TV-20200817014455>
- [78] Yhland, K., & Stenarson, J. (2007). Measurement uncertainty in power splitter effective source match. *IEEE transactions on instrumentation and measurement*, 56(2), 669-671.
- [79] Janik, D., Ascroft, T., J., & Clark, F., R. (1999). Measurement techniques and results of an intercomparison for RF power in a 3.5 mm coaxial line up to 26 GHz. *IEEE transactions on instrumentation and measurement*, 48(2), 166-168.
- [80] Engen, F., G. (1958). Recent developments in the field of microwave power measurements at the National Bureau of Standards. *IRE Transactions on instrumentation*, Vol.: I-7, Issue: 3/4, 304-306.
- [81] Janik, D., Inoue, T., Michaud, A., Brunetti, L. (2004). CCEM Key comparison CCEM.RF-K10.CL (GT-RF / 99-2), Power in 50 Ω coaxial lines, frequency: 50 MHz to 26 GHz. *2004 Conference on Precision Electromagnetic Measurements, London, UK*. doi.org/10.1109/CPEM.2004.305554
- [82] Pal, B., Ahmad, S., & Govil K., A. (2013). 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*, 28(1), 31-36. <https://doi.org/10.1007/s12647-012-0038-5>
- [83] Montgomery, G., C. (1948). *Technique of Microwave Measurements*. New York, USA: MIT Radiation Laboratory Series, Vol.11, McGraw-Hill, Inc.
- [84] Wong, K. (2002). Power sensor calibration and uncertainties. *60th ARFTG Conference Digest 2002., Washington, DC, USA*.
- [85] Agilent. (2003). 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.
- [86] Agilent. (2003). Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements (Part 2) Power Sensors and Instrumentation AN 1449-2, literature number 5988-9214EN.
- [87] Agilent. (2003). Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements (Part 3) Power Measurement Uncertainty per International Guides AN 1449-3, literature number 5988-9215EN.
- [88] Agilent. (2003). Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements (Part 4) An Overview of Agilent Instrumentation for RF/Microwave Power Measurements AN 1449-4, literature number 5988-9216EN.
- [89] Ahmad, S., Rustagi, K., V., Govil, K., A., Aggarwal, R., Pal, B. & Kothari, C., P. (2008). Study of the long term performance on the calibration data of the coaxial thermistor mounts up to 18 GHz. *MAPAN - Journal of Metrology Society of India*, 23(2), 71-78.
- [90] Meng, S., Y., & Shan, Y. (2014). Measurement and calibration of a high-sensitivity microwave power sensor with an attenuator. *Radioengineering*, 23(4). ISSN 1805-9600 (Online)
- [91] Ginley, R. (2006). A direct comparison system for measuring radio frequency power (100 kHz to 18 GHz). *Measure*, 1(4), 46 - 49.
- [92] Wallis, T. M., Crowley, T. P., Legolvan, D. X., & Ginley, R. A. (2012). A direct comparison system for power calibration up to 67 GHz. *In Digest of the 2012 Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Washington, DC (USA)*, 726 - 727.
- [93] Kang, T. W., Kim, J. H., Kwon, J. Y., et al. (2012). Direct comparison technique using a transfer power standard with an adapter and its uncertainty. *In Digest of the 2012 Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Washington, DC (USA)*, 728 - 729.
- [94] Pozar, M., D. (2011). *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons. Inc.
- [95] Larsen, T., N. (1976). A new self-balancing dc-substitution rf power meter. *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*, IM-25(4), 343-347.

- [96] Juroshek, R. J. (2000). NIST 0.05–50 GHz direct-comparison power calibration system. *Proceedings of Conference on Precision Electromagnetic Measurements 2000, Sydney, Australia*, 166–167.
- [97] Juroshek, R., J. (1997). A direct calibration method for measuring equivalent source mismatch. *Microwave Journal*, 40(10), 106-118.
- [98] Patel, K., & Negi, S., P. (2012). Importance and estimation of mismatch uncertainty for RF parameters in calibration laboratories. *International Journal of Metrology and Quality Engineering (IJMQE)*, 3(1), 29-37.
- [99] Measurement Standards Laboratory of New Zealand (2014). *Using calibrated RF power sensors*, (MSL Technical Guide 31). Retrieved from: www.msl.irl.cri.nz
- [100] Perez, B., M., & Ruiz, G., I. (2012). Development of a direct comparison system for radiofrequency power calibration transfer from 10 MHz to 18 GHz. *2012 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), Washington, DC, USA*, 730-731. DOI: 10.1109/CPEM.2012.6251137
- [101] Shan, Y., Chua, W., S., Neo, H., & Wu, T. (2008). A direct comparison transfer microwave power sensor calibration system. *CPEM 2008 Conf. Digest, Broomfield, CO, USA*, 512 – 513.
- [102] Shan, Y., Chua, W., S., & Yan, K., Y. (2010). Development of a 50 GHz coaxial direct comparison transfer microwave power sensor calibration system at NMC," *CPEM 2010 Conf. Digest, Daejeon, Korea*, 738 – 739.
- [103] Sugiyama, T., Sakai, K., Sebata, K., Nishiyama, I., & Fujii, K. (2016). 2-2 Power meter calibration, 2-2-1 Power meter calibration 1 (1 mW, 50 ohm). *Journal of the National Institute of Information and Communications Technology*, 63(1), 13-21.
- [104] TEGAM. *Answers to frequently asked questions on system II*. (Publication No. AN214). Retrieved from: www.tegam.com
- [105] Furrer, J. (2003). Die Tücke steckt im Stecker. *met INFO, Journal of Metrology, Swiss Federal Office of Metrology and Accreditation*, 10(1), 10-16.
- [106] UKAS. (2007). *The Expression of Uncertainty and Confidence in Measurement*, (Publication No. M3003), EDITION 2. www.ukas.com.
- [107] Ракоњац, П., Миловановић, Б., Милановић, И., & Дончов, Н. (2008). Мерна несигурност аутоматизованог еталонирања термопретварачких сензора снаге од 50 MHz до 26,5 GHz. *Зборник радова 35. ЕТРАН, Палић, МТ.3.5*.
- [108] TEGAM. *Linearity verification of microwave receivers using a precision power meter*, (Application Note 208A). Retrieved from: www.tegam.com
- [109] TEGAM. *100 mW Feedthrough Power Standard*, (Application Note 212). Retrieved from: www.tegam.com
- [110] Hewlett-Packard. (1988). *HP 3457A Multimeter Service Manual*.
- [111] Hall, D., B. (2011). On the expression of measurement uncertainty for complex quantities with unknown phase. *Metrologia*, 48, 324-332. doi:10.1088/0026-1394/48/5/013

ПРЕГЛЕД СЛИКА

Слика 2.4: Снага апсорбована на пасивном елементу са синусним сигналом (u , i , p су тренутне вредности напона, струје и снаге, P - средња снага).....	11
Слика 2.5: Мерење средње снаге, период усредњавања (nT) за различите врсте сигнала.....	13
Слика 2.6: Анвелопа АМ модулисаног сигнала. Слика горе: напон v и јачина ел. поља E , слика доле: тренутна снага $p(t)$, анвелопа снаге $P_e(t)$, средња снага P_{avg} , PEP (peak envelope power)..	13
Слика 2.4: Поворка импулса, импулсна снага P_p , средња снага P_{sr} , τ ширина импулса.....	14
Слика 2.5: Ток снаге између извора и потрошача (сензора).....	18
Слика 2.6: Приказ мерних опсега за различите типове сензора снаге, основни опсег-сиво, проширени мерни опсег са применом атенуатора-бело поље.....	22
Слика 3.1: Блок шема апсорпционог ватметра.....	23
Слика 3.2: Статички основни калориметар.....	25
Слика 3.3: Конструкција и основни принцип мерења микроталасне снаге завршним ватметрима са сензорима микроталасне снаге.....	27
Слика 3.4: Поједностављена шема самоподесивог Wheatston-овог моста у ватметру са термисторским сензором снаге	28
Слика 3.5: Електрична шема термисторског сензора HP 478A.....	29
Слика 3.6: Микроталасни ватметар TEGAM 1830A и термисторски сензор снаге.....	30
Слика 3.7: Блок шема ватметра HP 432A са термисторским сензором и два самобалансирајућа Витстонова мерна моста.....	31
Слика 3.8: Електрична шема самобалансирајућег мерног моста са две гране, NIST Type 4.....	34
Слика 3.9: Термопар, отворено термоелектрично коло са два проводника.....	37
Слика 3.10: Електрична шема претварачког дела термопретварачког сензора десно- пресек и конструкција чипа термопара, димензије око 1x1 mm.....	38
Слика 3.11: Утицај топлотног удара (додира руком) на термисторске и термопретварачке сензоре.....	39
Слика: 3.12 Блок шема термопретварачког сензора и одговарајућег ватметра.....	41
Слика 3.13: Диодна u - i карактеристика-лево и подручје квадратне законитости-десно.....	44
Слика 3.14: Област квадратне законитости и линеарна област диоде.....	45
Слика 3.15: Електрична шема диодног детектора са прилагодним отпором R_m	45
Слика 3.16: Еквивалентно коло микроталасног дела диодног сензора снаге HP 8484A.....	46
Слика 3.17: Утицај топлотног удара-додир руком на термисторске и диодне главе.....	47
Слика 3.18: Блок шема диодног сензора E4413A, са проширеним мерним опсегом.....	49
Слика 3.19: Шема диодног сензор са два тока снаге и слогом диода.....	50
Слика 3.20: Ватметар E4418B и диодни сензори E9300 и E4413A, из E серије.....	51
Слика 3.21: Уопштена блок шема савременог ватметра са корекцијом података.....	52

Слика 3.22: Блок шема савременог ватметра Agilent E4418B и E4419B.....	53
Слика 4.1: Генератор прикључен на пријемник.....	56
Слика 4.2: Спој генератора и пријемника (сензора).....	57
Слика 4.3: а) дијаграм тока сигнала на страни пријемника, б) дијаграм тока сигнала на страни генератора.....	59
Слика 4.4: Комплетан дијаграм тока сигнала за генератор прикључен на пријемник.....	60
Слика 4.5: График граница несигурности неприлагођења за различите вредности KST.....	65
Слика 4.6: Процес апсорпције микроталасне снаге у сензору.....	66
Слика 4.7: „Zero“ offset , U_{gr} напон грешке.....	71
Слика 4.8: Типови нелинеарности сензора.....	73
Слика 4.9: Типично одступање линеарности снаге за термопретварачке сензоре-плаво, Одступање линеарности после корекције-црвено.....	74
Слика 4.10: Директно мерење снаге са ватметром и сензором снаге.....	76
Слика 4.11: Случајеви неодређене вредности коефицијента рефлексије Γ за модуо и фазу, А - диск/диск, Б - прстен/прстен.....	78
Слика 5.1: Ланац метролошке следивости и мерна несигурност.....	83
Слика 5.2: а) Коаксијални микрокалориметар и референтни еталон-термисторски сензор, б) блок шема микрокалориметра (NIST).....	84
Слика 5.3: а) Референтни еталон, б) Трансфер еталон микроталасне снаге.....	86
Слика 5.4: Блок шема и конструкција трансфер еталона микроталасне снаге.....	87
Слика 5.5: Метода компарације са директном супституцијом на стабилни извор снаге.....	90
Слика 5.6: Метода истовремене компарације снага са применом делитеља снаге.....	94
Слика 5.7: Метода наизменичне компарације снага са применом делитеља снаге.....	95
Слика 5.8: Трансфер еталон микроталасне снаге.....	98
Слика 5.9: Нелинеарност сензора снаге.....	102
Слика 5.10: Провера нелинеарности сензора методом примене степ атенуатора и стабилног извора снаге.....	104
Слика 5.11: Мерна конфигурација за мерење нелинеарности сензора снаге методом степенасте промене нивоа снаге (power step).....	105
Слика 5.12: Мерење нелинеарности сензора снаге применом степенасте промене нивоа снаге..	106
Слика 5.13: Мерна конфигурација за мерење нелинеарности сензора директном компарацијом са термисторским еталон сензором TEGAM M1130A.....	107
Слика 6.1: Унапређена метода за еталонирање и мерење нелинеарности сензора.....	112
Слика 6.2: Фамилија кривих фактора еталонирања K_U за диодни сензор.....	119
Слика 7.1: Блок шема аутоматизованог мерног система за еталонирање сензора снаге.....	120
Слика 7.2: Фотографија аутоматизованог мерног система за еталонирање сензора снаге.....	121
Слика 7.3: Различити типови сензора снаге који се еталонирају помоћу АМС и прелази.....	122
Слика 7.4: Функционални модел софтверске апликације АМС за еталонирање.....	123

Слика 7.5: Приказ корисничког панела са међурезултатима еталонирања сензора HP8485A.....	124
Слика 7.6: Извештај о еталонирању сензора HP 8478B за ниво снаге 0 dBm.....	125
Слика 7.7: Поређење вредности фактора еталонирања диодног сензора E4413A мерени на нивоу снаге -10 dBm са атенуатором А ($K_{U,1}$) и без атенуатора ($K_{U,0}$).....	127
Слика 7.8: Еталонирање сензора Agilent E4413A са уметнутим непознатим атенуатором.....	128
Слика 9.1: Фактори еталонирања (K_{DUT}) за диодни сензор Agilent E4413A мерени унапређеном методом за различите нивое снаге.....	137
Слика 9.2: Фактори еталонирања (K_{DUT}) за термопретварачки сензор HP 8485A мерени унапређеном методом за различите нивое снаге.....	138
Слика 9.3: Нелинеарност (N_L) диодног сензор E4413A у односу на референтни ниво $P_{ref}=0$ dBm..	138
Слика 9.4: Нелинеарност (N_L) термопретварачког сензора 8485A у односу на ниво $P_{ref}=0$ dBm.....	139
Слика 9.5: Вредности ФЕ сензора E4413A еталонирани у ТОЦ и Agilent са МН.....	141
Слика 9.6: Релативно смањење MN мерења снаге након корекције нелинеарности $\Delta U(\%)$, за нивое снаге 13 dBm и -30 dBm и фреквенције 50 MHz, (2, 6, 12, 18) GHz, за сензор Agilent E4413A.....	145

ПРЕГЛЕД ТАБЕЛА

Табела 4.1: Буџет мерне несигурности директног мерења снаге на генератору сигнала са диодним сензором Agilent E4413A за ниво снаге 13 dBm и фреквенцију 6 GHz.....	77
Табела 4.2: Буџет мерне несигурности директног мерења снаге на генератору сигнала са диодним сензором Agilent E4413A за ниво снаге -30 dBm и фреквенција 6 GHz.....	77
Табела 5.1: Задате и измерене вредности снаге за "проблематични" диодни сензор.....	103
Табела 7.1. Прорачун ефективног слабљења непознатог атенуатора 20 dB.....	126
Табела 8.1: Вредности карактеристика трансфер еталона TEGAM F1135A одређених еталонирањем у TEGAM и DUT диодног сензора Agilent E4413A одређених еталонирањем у ТОЦ.....	132
Табела 8.2: Буџет мерне несигурности еталонирања диодног сензора Agilent E4413A, унапређеном методом, за фреквенцију 12 GHz на нивоу снаге 13 dBm (без атенуатора А).....	133
Табела 8.3: Буџет мерне несигурности еталонирања диодног сензора Agilent E4413A, унапређеном методом, за фреквенцију 12 GHz на нивоу снаге -30 dBm и са атенуатором А.....	134
Табела 8.4: Преглед измерених вредности фактора еталонирања K_{DUT} и проширене мерне несигурности U за диодни сензор Agilent E4413A, еталонирани у ТОС унапређеном методом.....	135
Табела 8.5: Преглед измерених вредности нелинеарности (N_L) за диодни сензор Agilent E4413A са проширеном мерном несигурношћу U ($k=2$), еталонирани у ТОС унапређеном методом.....	136
Табела 9.1: Измерене вредности фактора еталонирања и мерне несигурности диодног сензора Agilent E4413A, еталонирани код произвођача Agilent и у МЛ-02 ТОС.....	140
Табела 9.2: Буџет мерне несигурности мерења снаге диодним сензором E4413A за 13 dBm и 6 GHz, без корекције нелинеарности и са примењеном корекцијом нелинеарности (*).....	144
Табела 9.3: Преглед резултата буџет МН мерења снаге сензором E4413A за ниве 13 dBm и -30 dBm, без корекције нелинеарности (U), са корекцијом нелинеарности (U_k) и релативно смањење МН $\Delta U(\%)$, за фреквенције 50 MHz, (2, 6, 12, 18) GHz.....	145

СКРАЋЕНИЦЕ И ОЗНАКЕ

A

AMC	Аутоматизовани мерни систем
AM	Амплитудска модулација
a_l	Комплексна величина пропорционална са напоном инцидентног (директног) таласа, или инцидентни талас на пријемнику
a_g	Инцидентни талас на генератор са друге компоненте
A	Ефективно слабљење уметнутог „непознатог атенуатора“, неименовани број
a	Ефективно слабљење уметнутог „непознатог атенуатора“ у dB
A_f, A_{ref}	Слабљење атенуатора A на фреквенцији f и фреквенцији $f_{ref}=50$ MHz.

B

b_l	Комплексна величина пропорционално са напоном рефлектованог таласа или рефлектовани талас на пријемнику
b_g	Излазни талас из генератора
b_s	Интерни талас генерисан у генератору

C

CW	Немодулисан сигнал, (Continuous wave)
C_b	Кондензатор који је део нископропусног филтра
c_i	Коефицијент осетљивости

D

ДМДМ	Дирекција за мере и драгоцене метале
DUT	Уређај или сензор на тестирању, (device under test)
DMM	Дигитални мултиметар
D	"Drift" ватметра

E

E	Термоелектромоторна сила (ТЕМС) на отвореном крају
e_s	Извор микроталасне снаге који је окарактерисан електромоторном силом e_s
ЕМК	Електромагнетна компатибилност

F

ФЕ	Фактора еталонирања, скраћено у тексту
f	Фреквенција
f_r	Фреквенција појављивања импулса $f_r = 1/T_r$
$f(S_{ij}, \Gamma_{EG}, \Gamma_S)$	Комплексна функција, утицај неприлагођења

G

$g(S_{ij}, \Gamma_U, \Gamma_S)$	Комплексна функција утицај неприлагођења
H	
I	
$i(t)$	Тренутна вредност струје
I_{\max}	Максимална вредност струје
I	Ефективна вредност струје
I_s	Струја засићења када је $v < 0$
I_i	$I_i = \text{incidentna struja} - \text{reflektovana struja} = \frac{1}{\sqrt{Z_0}} (a_i - b_i)$
ISO	Међународна организација за стандардизацију, (the International Organization for Standardization)
(I)	Еталонски сензор у трансфер еталону (I)
K	
K	Фактор еталонирања сензора у изразима
K_S	Фактор еталонирања сензора
K_{ST}	Коефицијент стојећег таласа
K	Константа $K = 1/4R_T$
k	Болцманова константа
k	Коефицијент проширења за проширену мерну несигурност
K_1	Фактор еталонирања завршног референтног еталона
K_T	Фактор еталонирања за трансфер еталон
K_{SUT}	Фактор еталонирања завршног сензора SUT, (sensor under test)
K_U	Фактор еталонирања непознатог сензора DUT
K_U, K_S	Фактори еталонирања U (непознатог) и S (еталонског) сензора
k_2/k_3	Корекција која обухвата поновљивост спајања конектора, флексибилност каблова и сл., обично се апроксимира да је $k_2/k_3=1$
$K_{U,R}$	Вредности фактора еталонирања DUT сензора за изабрани референтни нивоа снаге
$K_{U,N}$	Нормализовани фактор еталонирања
K_{Un} и K_{Up}	Фактори еталонирања сензора U оређени за ниво снаге n и p.
K_{DUT}	Релативни фактор еталонирања DUT сензора у односу на K_{ref}
K_{ref}	Референтни фактор еталонирања за фреквенцију 50 MHz
$K_{U,0}$	Вредности фактора еталонирања одређени без атенуатора
$K_{U,1}$	Вредности фактора еталонирања одређени са уметнутим атенуатором
K_{Urel}	Релативног фактора еталонирања DUT сензора $K_{Urel} = K_{DUT}$
$K_U(f)$	Измерена вредност фактора еталонирања DUT сензора на датом фреквенцији f

K_{Tf} и K_{Tref}	Фактор еталонирања трансфер еталона за фреквенцију f и референтну фреквенцију 50 MHz
K_{max} - K_{min}	Разлика фактор етаконирања мах. вредност - фактор етаконирања мин. вредност
L	
L_r	Релативни ниво снаге
L_a	Апсолутни ниво снаге
lsd или LSD	Последња значајна цифра, (least significant digit)
L	Линеарност сензора
M	
MT	Микроталасна (у тексту скраћено)
MTC	Микроталасна снага (у тексту скраћено)
MT ватметар	Микроталасни ватметар
МЛ-02	Метролошка лабораторија за микроталасни технику у Техничком опитном центру
M	Несигурност неприлагођења
M_U	Границе несигурности неприлагођења, $M_U = 1 - \Gamma_{EG}\Gamma_U ^2$ је фактор неприлагођења трансфер еталона и сензора (U)
$M_{U min}, M_{U max}$	Максималне границе несигурности неприлагођења M_U
MH	Мерна несигурност (у тексту скраћено)
M_{uc}	Несигурност неприлагођења сензора и референтног извора на 50 MHz
M_{GU}	Фактор неприлагођења генератора и непознатог сензора
M_{GS}	Фактор неприлагођења генератора и еталонског сензора
(M)	мониторинг сензор
M_{Uf}, M_{Uref}	Фактор неприлагођења између трансфер еталона и DUT сензора на фреквенцији f и фреквенцији $ref=50$ MHz.
N	
НФ (или NF)	Ниско фреквентна
n	Корекциона константа
N_L	Нелинеарност сензора
NIST	The National Institute of Standards and Technology, USA
n_l	Корекција због нелинеарност трансфер еталона
НМИ	Национални метролошки институт
n_p	Број поновљених мерења
N	Шум сензора и ватметра
O	
P	
PC	Персонални рачунар

P_{RF}	Микроталасна снага, у овом раду подразумева опсег од 50 MHz до 26,5 GHz
п.О.	пуног опсега скале
P_i	Инцидентне снаге која се доставља до сензора или потрошача
P_r	Рефлектована снага која се рефлектује од сензор и враћа назад на преносну линију
P_d	Дисипована снага коју сензор или потрошач апсорбује, тј. снага коју стварно мери сонда ($P_d = P_{gl}$),
P_{gl}	Снага коју генератор предаје реалном оптерећењу (Z_l) или микроталасна снага коју је сензор заиста апсорбовао
P_{sub}	Једносмерна DC или нискофреквентна супституисана снага у сензору
P_{av}	Снаге које генератор предаје коњуговано комплексном оптерећењу ($\Gamma_g = \Gamma_l^*$),
P_{gZo}	снага коју генератор предаје карактеристичном оптерећењу Z_0
P_{ref}	Релативна снаге $P_{ref} = 1 \text{ mW}$
P_{cal}	Ниво снаге на коме је вршено еталонирање сензора P_{cal}
P	Снага
$p(t)$	Тренутна снага
P_{avg}	Средња снага
$P_e(t)$	Анвелоба снаге
PEP	Врх анвелобе снаге
P_p	Импулсна снага
P_{sr}	Средње снаге
P_{DC}	Једносмерна супституисана снага на референтном отпорнику,
P_1	Једносмерна снага кроз референтни отпорник без микроталасне снаге,
P_2	Једносмерна снага кроз референтни отпорник са микроталасном снагом
P_{av}	Максимално расположива снага коју генератор предаје „коњуговано прилагођеном“ пријемнику,
P_{sub}	Једносмерна DC супституисана или нискофреквентна снага, која се мери помоћу ватметра
P_m	Вредност снаге коју читава ватметар, или измерена снага
P_{dc1}	Ниво супституисане једносмерне снаге измерен на ватметру типа NIST 4 прикључен на референтни еталон.
P_{dcT}	Ниво супституисане једносмерне снаге измерен на ватметру типа NIST 4 прикључен на трансфер еталон
P_{subU}, P_{subs}	Супституисана снага на DUT сензору, супституисана снага на еталонском сензору,
P_{glU}, P_{glS}	Апсорбоване РФ снаге у DUT сензору и еталонском сензору.
P_U	Снага коју мери ватметар са непознатим сензором U,
P_S	Снага коју мери ватметар са еталонским сензором S
P_{iU}, P_{iS}	Инцидентне снаге на излазу 2 и 3 делитеља на сензору (U) и сензору (S)
P_{MS}	Снага на мониторинг сензору M када је спојен S сензор
P_{MU}	Снага на мониторинг сензору када је спојен U сензор
P_{iU}, P_{iS}, P_{iM}	Инцидентне снаге на U, S, M сензоре

$P_{subI}=P_I$	Измерена једносмерна супституисана DC снага на сензору (I) трансфер еталона.
$P_{subS}=P_S$	Измерена једносмерна супституисана DC снага у еталонском сензору (S)
P_{IS}	Инцидентна снага коју трансфер еталон предаје еталон сензору (S)
$P_{subU}=P_U$	Измерена једносмерна супституисана DC снага у непознатом сензору (U)
P_{IU}	Снага измерена трансфер еталоном када је спојен U сензор на мерни прикључак
P_{IS}	Снага измерена трансфер еталоном када је спојен S сензор на мерни прикључак
P_{DUT}	Очитавање снаге сензором DUT
P_{mU}, P_{mS}	Очитавања снаге или измерене снаге (DC супституисана снага) са непознатим и еталонским сензором
P_{REF}	Очитавање снаге сензором референтним (REF)
P_{REFi}, P_{DUTi}	Снага измерена DUT сензором и REF сензором за посматрани ниво снаге (P)
P_{REFi-1}, P_{DUTi-1}	Претходну измерену вредност снаге са DUT и REF сензором за претходни разматрани ниво снаге
P_I	Измерена једносмерна супституисана DC снага у сензору (I) трансфер еталона,
P_S	Измерена једносмерна супституисана DC снага у еталонском сензору (S) (референтни еталон)
P_U	Измерена једносмерна супституисана DC снага у непознатом сензору (U)
$P_{I,R}, P_{U,R}$	Вредности променљивих са индексом R представљају мерење снаге на TE и DUT сензору спроведено на референтном нивоу снаге
P_I, P_U	Вредности променљивих без индекса R су измерене снаге на TE и DUT сензору на осталим нивоима снаге од интереса (осим на референтном)
$P_{U,1}$ и $P_{I,1}$	Означавају измерене вредности снаге P_U и P_I са атенуатором (1)
$P_{U,0}$ и $P_{I,0}$	Означавају измерене вредности снаге P_U и P_I без атенуатора (0)
P_{mUn}, P_{mSn}	Очитавања снаге (DC супституисана снага) са непознатим и еталонским сензором на неком нивоу снаге n
P_{mUp}, P_{mSp}	Очитавања снаге (DC супституисана снага) са непознатим и еталонским сензором на неком нивоу снаге p
P_{mUR}, P_{mSR}	Очитавања снаге (DC супституисана снага) са непознатим и еталонским сензором на референтном нивоу снаге R
ПОН	Поновљивости мерења K_U са АМС без распајања DUT сензора
p_k	Корекција због несигурности поновљивости при спајању конектора
P_{Uf}, P_{Uref}	Измерена снага на DUT сензору за фрекв. f и измерена снага на DUT сензору за $f=50$ MHz
P_{Iref}, P_{If}	Измерене снага на трансфер еталону P_I за фреквенције 50 MHz и f
P_m	Несигурност ватметра
P_{mc}	Несигурност ватметра у току калибрације на 50 MHz
P_{cal}	Несигурност нивоа интерног калибрационог извора 50 MHz

Q

R

RФ (или RF)	Радио фреквенције
RSS	Средња квадратна вредност, (the root-sum-of-the-squares)
R _T	Отпор болометра (термистора)
R	Отпор
R _c	Отпорност термистора
R _{ts}	Отпорност танкослојног отпорника
R _{si}	Отпорност силицијумског отпорника
R _o	Унутрашњи отпор диоде
R _s	Унутрашњи отпор извора
R _m	Отпорност отпорника за прилагођење
R _g	Активна отпорност генератора
R _i	Активна отпорност пријемника
R&S	Rohde & Schwarz, произвођач мерне опреме
R _{s(P)}	Измерене инцидентне снаге са идеалним, тј. еталонским сензором
R _{u(P)}	Измерене инцидентне снаге са непознатим сензором
R _u , R _s	Вредности инцидентне снаге на сензор измерене са непознатим и еталонским сензором,
REF	Референтни сензор
R _u	Однос измерених снага на DUT сензору за фреквенцију f и 50 MHz $R_u = P_{uf} / P_{uref}$
R _i	Однос измерених снага на трансфер еталону P _i за фреквенције 50 MHz и f $R_i = P_{iref} / P_{if}$

S

S	Површина испод импулса
SUT	Сензор на тестирању, (sensor under test)
(S)	Еталонски сензор
S _{ij}	S-параметри делитеља снаге где је (i, j=1,2,3)
SMA	Тип конектора SMA 3,5 mm

T

ТОЦ	Технички опитни центар Београд
T	Период,
T _r	Период понављања импулса
T _s	Временска константа сензора и инструмента
T _{RF}	Температура термистор
T ₁	Температура мерног краја (врући крај)
T ₂	Температура референтног краја (хладни крај)
T	Апсолутна температура
TE	Трансфер еталон

U

$u(t)$	Тренутна вредност напона
U_{\max}	Максимална вредност напона
U	Ефективна вредност напона
U_{RF}	Напон напајања RF моста
U_c	Напон напајања компензационог моста
U_{RF0}	Почетну вредност једносмерног напона U_{RF}
U_{gr}	Напон грешке
$u(x_i)$	Стандардна мерна несигурност,
u_c	Комбинована стандардна мерна несигурност
$U(x_i)$	Проширена мерна несигурност,
$u(K_s)$	Стандардна мерна несигурност фактора еталонирања K_s
$u(N_i)$	Стандардна мерна несигурност због нелинеарности сензора
$u(M_u)$	Стандардна мерна несигурност због неприлагођења сензора и генератора
$u(M_{uc})$	Стандардна мерна несигурност због неприлагођења сензора на референтни извор 1mW/50 MHz
$u(P_m)$	Стандардна мерна несигурност ватметра при мерењу снаге
$u(P_{mc})$	Стандардна мерна несигурност ватметра при калибрацији сензора на референтни извор 1mW/50MHz.
$u(P_{cal})$	Стандардна мерна несигурност излазног нивоа референтног осцилатора 1 mW/50MHz.
$u(D)$	Стандардна мерна несигурност због дрифта ватметра E4419B и сензора
$u(Z_s)$	Стандардна мерна несигурност због подешавања-сезовања нуле на ватметру и сензору.
$u(Z_c)$	Стандардна мерна несигурност због преношења нуле када се мења мерни опсег ватметра.
$u(N)$	Стандардна мерна несигурност због шума ватметра и сензора
$u(K_{ref})$	Стандардна мерна несигурност за референтни фактор еталонирања за фреквенцију калибрације 50 MHz
(U)	Непознати сензор
$u(R_i\%)$	Релативна стандардна мерна несигурност количника некорелисаних величина ($R_i = P_{iref}/P_{if}$)
$U(K_T)$	Проширена мерна несигурност фактора еталонирања трансфер еталона
$U(\Gamma_{EG})_{\max}$	Проширена мерна несигурност еквивалентног коефицијента рефлексије генератора на мерном прикључку, максимално
$u_c(K_{DUT})$	Комбинована стандардна мерна несигурност за K_{DUT}
$u_i(y)$	Допринос несигурности
U	Проширена мерна несигурност мерења снаге помоћу сензора без корекције нелинеарности означена је са (U),
U_k	Проширена мерна несигурност мерења снаге помоћу сензора са примењеном корекцијом нелинеарности означена је са U_k

V

BC	Војска Србије
ВФ (или VF)	Високо фреквентна
v	Пад напона на диоди
$V_{RF,ul}$	Улазног микроталасног напона
$V_{DC,izl}$	Излазни DC напон
V_i	$V_i = \text{incidentni napon} + \text{reflektovani napon} = \sqrt{Z_0}(a_i + b_i)$
VSWR	voltage-standing-wave-ratio
V_o	Излазни напон сензора
VNA	Векторског анализатора мрежа
V_1	Напон на прецизном отпорнику ватметра без доведене МТ снаге,
V_2	Напон на прецизном отпорнику ватметра када је доведена МТ снаге,

Z

Z_g	Унутрашња импеданса генератора
Z_l	Импеданса пријемника
Z_o	Карактеристична импеданса преносне линије
Z_s	Подешавање нуле (zero set) ватметра

W**X**

X_g	Реактивна отпорност генератора
X_l	Реактивна отпорност пријемника
X_i	Назив утицајне величине
x_i	Процена вредности величине X_i

Y**Greek**

η_e	Ефективна ефикасност сензора снаге
ρ_s	Модуо коефицијента рефлексије сензора, $\rho_s = \Gamma_s $
ρ_l	Модуо коефицијента рефлексије потрошача, $\rho_l = \Gamma_l $
ρ_g	Модуо коефицијента рефлексије генератора, $\rho_g = \Gamma_g $
Γ	Коефицијент рефлексије, комплексна величина
τ	Трајање импулса
Γ_l	Коефицијента рефлексије потрошача
Γ_s	Коефицијента рефлексије сензора
Γ_g, Γ_G	Коефицијената рефлексије генератора
Γ_U	Коефицијенти рефлексије непознатог сензора

θ_s	Фаза коефицијента рефлексије сензора $\theta_s = \arg(\Gamma_s)$.
ΔP	Промена DC снаге кроз референтни отпорник
α	Зебеков коефицијент
q	Наелектрисање
ρ	Модуо коефицијента рефлексије генератора и сензора $\rho = \Gamma $
θ	Фаза $\theta = \arg(\Gamma)$ коефицијента рефлексије генератора и сензора
$\theta_U, \theta_S, \theta_G$	Фаза $\theta = \arg(\Gamma)$ коефицијента рефлексије непознатог, еталонског сензора и генератора
η_{eU}, η_{eS}	Ефективна ефикасност непознатог сензора (U) и еталонског сензора (S)
Γ_{EG}	Еквивалентни коефицијент рефлексије генератора на мерном прикључку
Γ_{E2}, Γ_{E3}	Вредности еквивалентног коефицијента рефлексије генератора на излазу 2 и 3 делитеља и дефинисане су изразом (5.18).
ΔP	Промену нивоа снаге, тј. поновљиви скок нивоа снаге
ΔP_{REFi}	$\Delta P_{REFi} = P_{REF2} - P_{REF1} = \Delta P = \text{константно}$ Промена снаге на генератору која је константна и веома прецизна
ΔP_{DUTi}	$\Delta P_{DUTi} = P_{DUTi} - P_{DUT(i-1)}$ је разлика снага које се читавају на DUT сензору за два различита нивоа снаге на генератору
Δ	$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$, S-параметри за атенуатор
σ	Стандардне девијације појединачних мерења
$\Delta U(\%)$	Релативно смањење МН након корекције нелинеарности
δ_{FE}	Корекција због промене вредности фактора еталонирања трансфер еталона од последњег еталонирања
δ_T	Корекција због температурног дрифта сензора трансфер еталона
$\Delta P_{If}(\%), \Delta P_{Iref}(\%)$	Максимална релативна грешка мерења снага P_{Iref} и P_{If} због ограничене резолуције DMM
σ_n	Поновљивост мерења фактора еталонирања K_{DUT} , стандардна несигурност средње вредности

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
Метода за мерење и корекцију нelineарности сензора микроталасне 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 <u>рачунарски експерименти и лабораторијска мерења,</u>

1.3 Формат података, употребљене скале, количина података

1.3.1 Употребљени софтвер и формат датотеке:

- a) Excel фајл, датотека **.xls**
- b) SPSS фајл, датотека _____
- c) PDF фајл, датотека _____
- d) Текст фајл, датотека **.txt**
- e) JPG фајл, датотека _____
- f) Остало, датотека _____

1.3.2. Број записа (код квантитативних података)

- a) број варијабли **велики број**
- б) број мерења (испитаника, процена, снимака и сл.) **велики број**

1.3.3. Поновљена мерења

a) да

б) не

Уколико је одговор да, одговорити на следећа питања:

- a) 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?

- a) експеримент, навести тип: **рачунарски и лабораторијски експерименти,**
еталонирање сензора микроталасне 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).

Трансфер еталон микроталасне снаге TEGAM F1135A (референтни еталон),

Двоструки самобалансирајући мерни мост WE1806,

Дигитални мултиметар HP 3457A.

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 примјењује 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.

4.1.1. 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

Предраг Ракоњац, raconjacp@ptt.rs

6.2. Навести име и презиме и мејл адресу особе која одржава матрицу с подацима

Предраг Ракоњац, raconjacp@ptt.rs

6.3. Навести име и презиме и мејл адресу особе која омогућује приступ подацима другим истраживачима

Предраг Ракоњац, raconjacp@ptt.rs