



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ
ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА У
НОВОМ САДУ



Ивица Милановић

**МЕРЕЊЕ СТАБИЛНОСТИ
ФРЕКВЕНЦИЈЕ
У ФРЕКВЕНЦИЈСКОМ ДОМЕНУ**

ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА

Нови Сад, 2018.



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ • ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА
21000 НОВИ САД, Трг Доситеја Обрадовића 6

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:	Ивица Милановић
Ментор, МН:	Др Зоран Митровић, редовни професор
Наслов рада, НР:	Мерење стабилности фреквенције у фреквенцијском домену
Језик публикације, ЈП:	Српски (ћирилица)
Језик извода, ЈИ:	Српски
Земља публиковања, ЗП:	Србија
Уже географско подручје, УГП:	Војводина
Година, ГО:	2018.
Издавач, ИЗ:	Факултет техничких наука
Место и адреса, МА:	Нови Сад, Трг Доситеја Обрадовића 6
Физички опис рада, ФО:	8 поглавља/137 страна/121 цитат/11 табела/64 слика/ - /5 прилога
Научна област, НО:	Електротехничко и рачунарско инжењерство
Научна дисциплина, НД:	Електрична мерења, метрологија и биомедицина
Предметна одредница/Кључне речи, ПО:	Фазни шум, Лисонова једначина, осцилатор, еталонирање, метода, фреквенција, фаза, шум, стабилност, нестабилност, временски домен, фреквенцијски домен
УДК	
Чува се, ЧУ:	Библиотека Факултета техничких наука у Новим Саду
Важна напомена, ВН:	
Извод, ИЗ:	<p>Дисертација истражује најприхватљивије методе мерења стабилности фреквенције у фреквенцијском домену, односно мерење вредности величине „фазни шум“, приликом процеса еталонирања мерне опреме. Када се говори о мерној опреми која је предмет еталонирања, дисертација је, пре свега, окренута ка еталонирању врхунских комерцијалних стандарда (еталона) фреквенције. Приказана истраживања су била основ за покретање и реализацију истраживачко-развојног пројекта у оквиру Министарства одбране, који је имао за циљ оспособљавање метролошке лабораторије Техничког опитног центра Војске Србије за потпуно еталонирање мерне опреме из области времена и фреквенције. Различите методе мерења подразумевају и различите мерне могућности, као и врло широк спектар еталонске и мерне опреме која се користи при њиховој реализацији. У дисертацији се приказују различити начини мерења фазног шума и описују методе реализоване на основу доступне мерне опреме. Како се ради о методама упоредне анализе референтног и мереног сигнала, посебно критична позиција је одабир референце, односно референтног еталона. Истраживање је довело до закључака којима је предложен метод мерења потребне и довољне мерне несигурности као и начин реализације изабране методе, односно одабир еталонске мерне опреме. У циљу увођења мерне методе у употребу, извршена су и приказана мерења на различитим типовима и врстама мерне опреме. Валидација методе је остварена билатералним поређењем са Дирекцијом за мере и драгоцене метале, Група за време, фреквенцију и дистрибуцију времена. Да је могуће реализовати методу мерења фазног шума приликом еталонирања најквалитетнијих осцилатора је постављена хипотеза дисертације, која је истраживањем доказана и практично спроведена. Крајњи резултат истраживања је довео до увођења признате методе еталонирања фазног шума, први пут</p>
Датум прихватања теме, ДП:	
Датум одбране, ДО:	
Чланови комисије, КО:	Председник: др Платон Сокић, ванредни професор
	Члан: др Драган Денић, редовни професор
	Члан: др Драган Пејић, доцент
	Члан: др Борис Антић, 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 :	Ivica Milanović
Mentor, MN :	Ph.D. Zoran Mitrović, Full Professor
Title, TI :	Frequency Stability Measurement in the Frequency Domain
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 :	2018.
Publisher, PB :	Faculty of Technical Sciences
Publication place, PP :	Novi Sad, Trg Dositeja Obradovića 6
Physical description, PD :	8 chapters/137 pages/121 ref./11 tables/64 pictures/ - /5 appendixes
Scientific field, SF :	Electrical and computer engineering
Scientific discipline, SD :	Electrical measurements, metrology and biomedicine
Subject/Key words, S/KW :	Phase noise, Leeson's equation, oscillator, calibration, method, frequency, phase, noise, stability, instability, time domain, frequency domain
UC	
Holding data, HD :	Library of the Faculty of Technical Sciences, Trg Dositeja Obradovića 6, Novi Sad
Note, N :	
Abstract, AB :	<p>The dissertation examines the most acceptable methods for measuring the frequency stability in the frequency domain, that is, measuring the value of the "phase noise", during the process of measuring equipment calibration. When it comes to measuring equipment as a subject of calibration, the dissertation is, first of all, oriented towards the calibration of the highest commercial frequency standards. The presented researches were the basis for initiation and realization of the research and development project within the Ministry of Defense, which was aimed at training the metrology laboratory of the Technical Test Center of the Serbian Army for complete calibration of measuring equipment in the area of time and frequency. Different measurement methods also involve different measurement possibilities, as well as a very wide range of calibration and measuring equipment used in their realization. Different methods of measuring phase noise are described in the dissertation and they describe realized methods based on available measuring equipment. As for methods of comparative analysis of the reference and measured signal, a particularly critical position is the selection of the reference, that is, the reference oscillator. The research led to conclusions suggesting the method of measuring the necessary and sufficient measurement uncertainty, as well as the method of realization of the chosen method, i.e. selection of the standard measuring equipment. In order to put the measurement method into practice, measurements were performed on different types of measuring equipment. Validation of the method was achieved by bilateral comparison with the Directorate of Measures and Precious Metals, Group for time, frequency and time dissemination. The possibility to realize the method of phase noise measurement during the calibration of the highest quality oscillators is a hypothesis of the dissertation that has been set up, and has been proven and practically carried out by the research. The final result of the research led to the introduction of a recognized calibration method of the phase noise, for the first time in the Republic of Serbia.</p>
Accepted by the Scientific Board on, ASB :	
Defended on, DE :	
Defended Board, DB :	President: PhD Platon Sovilj, associate professor
	Member: PhD Dragan Denić, full professor
	Member: PhD Dragan Pejić, assistant professor
	Member: PhD Boris Antić, assistant professor
	Member, Mentor: PhD Zoran Mitrović, full professor
	Mentor's sign

САДРЖАЈ

1. УВОД	1
1.1 Предмет, проблем и циљ истраживања	2
1.2 Хипотеза и методологија истраживања	3
1.3 Организација дисертације.....	4
2. ТЕОРИЈА СТАБИЛНОСТИ ФРЕКВЕНЦИЈЕ У ФРЕКВЕНЦИЈСКОМ ДОМЕНУ.....	6
2.1 Појам фазног шума код осцилатора	7
2.2 Шумови у осцилаторима	11
2.3 Моделовање шумова у осцилаторима, Лисонова једначина.....	12
2.4 Остали начини изражавања стабилности у фреквенцијском домену.....	15
2.5 Конверзија домена	16
2.6 Утицај умножавања или дељења фреквенције и појачања сигнала на фазни шум	17
3. ВРСТЕ ОСЦИЛАТОРА И ЊИХОВЕ КАРАКТЕРИСТИКЕ	21
3.1 Кварцни осцилатори	21
3.2 Атомски осцилатори	23
3.3 Перформансе неких типова осцилатора.....	26
4. МЕТОДЕ МЕРЕЊА СТАБИЛНОСТИ ФРЕКВЕНЦИЈЕ У ФРЕКВЕНЦИЈСКОМ ДОМЕНУ.....	28
4.1 Скалирање шума и фреквенцијског опсега.....	29
4.2 Методе коришћењем анализатора фреквенцијског спектра.....	30
4.2.1 Процес мерења директном методом	32
4.2.2 Ограничења методе мерења анализатором фреквенцијског спектра.....	33
4.2.3 Како одабрати опсег резолуције (Resolution Bandwidth)	34
4.2.4 Побољшање директне методе мерења анализатором фреквенцијског спектра употребом Down конвертора	35
4.2.5 Подешавање (калибрација) и еталонирање система заснованог на анализатору фреквенцијског спектра.....	37
4.2.6 Закључци о методама заснованим на анализатору фреквенцијског спектра	37
4.3 Метода коришћењем линије за кашњење (Delay Line Discriminator метода)	39
4.3.1 Карактеристике методе коришћењем линије за кашњење	41
4.3.2 Еталонирање и подешавање мерног система заснованог на линијама за кашњење	42
4.3.3 Закључак о методи заснованој на линијама за кашњење	42
4.4 Метода заснована на квадратурној техници (Quadrature Technique метода).....	43
4.4.1 Карактеристике методе базиране на квадратурној техници	45
4.4.2 Еталонирање и подешавање методе базиране на квадратурној техници	46
4.4.3 Закључак о методи базираној на квадратурној техници.....	48
4.5 Метода коришћењем FM дискриминатора (FM Discriminator метода)	49
4.5.1 Еталонирање и подешавање методе мерења фазног шума коришћењем FM дискриминатора	50

4.5.2	Закључак о методи мерења фазног шума коришћењем FM дискриминатора	50
4.6	Метода заснована на унакрсној корелацији (<i>Cross correlation метода</i>)	51
4.6.1	Закључак о методи заснованој на унакрсној корелацији.....	52
4.7	Метода директних дигиталних мерења	53
4.7.1	Софтверска решења за обраду и приказ фазног шума.....	55
4.7.2	Закључак о методи дигиталних директних мерења	55
4.8	Метода мерења стабилности у временском домену уз конверзију у фреквенцијски домен стабилности.....	56
5.	ИСТРАЖИВАЊЕ МОГУЋНОСТИ ЗА РЕАЛИЗАЦИЈУ МЕТОДА МЕРЕЊА ФАЗНОГ ШУМА	59
5.1	Реализација директне методе коришћењем бројача временског интервала	59
5.1.1	Мерна несигурност директне методе бројачем временских интервала	61
	Утицај случајних процеса - мерна несигурност типа А.....	61
	Утицај систематских процеса - мерна несигурност типа Б	63
	Укупна мерна несигурност	64
5.1.2	Закључак о директној методи мерења бројачем временских интервала	65
5.2	Реализација методе системом HP 5390A – метода са два мешача фреквенције	67
5.2.1	Мерна несигурност методе са фреквенцметром и два мешача.....	69
5.2.2	Закључак о методи са фреквенцметром и два мешача	70
5.3	Реализација методе мерења фазног шума помоћу вектор волтметра	71
5.3.1	Мерна несигурност методе мерења вектор волтметром	73
5.3.2	Закључак о методи мерења вектор волтметром	76
5.4	Реализација директне методе мерења фазног шума помоћу анализатора фреквенцијског спектра.....	76
5.4.1	Мерна несигурност директне методе мерења фазног шума анализатором фреквенцијског спектра.....	78
5.4.2	Закључак о директној методи мерења фазног шума анализатором фреквенцијског спектра.....	81
6.	ИЗАБРАНА МЕТОДА МЕРЕЊА ФАЗНОГ ШУМА	84
6.1	Принцип рада анализатора фазног шума	85
6.2	Карактеристике мерног система	90
6.2.1	Остваривање метролошке следивости	91
6.2.2	Осетљивост мерног система	92
6.3	Реализација мерног места за мерење фазног шума	94
6.4	Процес мерења фазног шума	96
6.5	Оцена мерне несигурности система за мерење фазног шума	98
6.6	Валидација методе мерења фазног шума.....	101
6.7	Резултати мерења фазног шума – одабрани примери	106
7.	ПРАВЦИ ДАЉЕГ ИСТРАЖИВАЊА	114
8.	ЗАКЉУЧАК	115
	ЛИТЕРАТУРА	117

ПРЕГЛЕД СЛИКА	123
ПРЕГЛЕД ТАБЕЛА.....	126
СКРАЋЕНИЦЕ И ОЗНАКЕ	127
П Р И Л О З И	131
<i>ПРИЛОГ 1: Корекциони фактори филтера 3/6 dB</i>	<i>132</i>
<i>ПРИЛОГ 2: Корекциони фактори криве $\sin x/x$.....</i>	<i>133</i>
<i>ПРИЛОГ 3: Спецификација прага шума за Phase Noise Test Set Microsemi 5125A</i>	<i>134</i>
<i>ПРИЛОГ 4: Управљачки порт анализатора Microsemi 5125A - пример.....</i>	<i>135</i>
<i>ПРИЛОГ 5: Уверење о еталонирању цезијумског еталона фреквенције Microsemi 5071A... </i>	<i>136</i>

МЕРЕЊЕ СТАБИЛНОСТИ ФРЕКВЕНЦИЈЕ У ФРЕКВЕНЦИЈСКОМ ДОМЕНУ

РЕЗИМЕ

Дисертација истражује најприхватљивије методе мерења стабилности фреквенције у фреквенцијском домену, односно мерење вредности величине „фазни шум“, приликом процеса еталонирања мерне опреме. Када се говори о мерној опреми која је предмет еталонирања, дисертација је, пре свега, окренута ка еталонирању врхунских комерцијалних стандарда (еталона) фреквенције. Приказана истраживања су била основ за покретање и реализацију истраживачко-развојног пројекта у оквиру Министарства одбране, који је имао за циљ оспособљавање метролошке лабораторије Техничког опитног центра Војске Србије за потпуно еталонирање мерне опреме из области времена и фреквенције.

Различите методе мерења подразумевају и различите мерне могућности, као и врло широк спектар еталонске и мерне опреме која се користи при њиховој реализацији. У дисертацији се приказују различити начини мерења фазног шума и описују методе реализоване на основу доступне мерне опреме. Како се ради о методама упоредне анализе референтног и мереног сигнала, посебно критична позиција је одабир референце, односно референтног еталона. Истраживање је довело до закључака којима је предложен метод мерења потребне и довољне мерне несигурности као и начин реализације изабране методе, односно одабир еталонске мерне опреме.

У циљу увођења мерне методе у употребу, извршена су и приказана мерења на различитим типовима и врстама мерне опреме. Валидација методе је остварена билатералним поређењем са Дирекцијом за мере и драгоцене метале, Група за време, фреквенцију и дистрибуцију времена.

Постављена хипотеза дисертације, да је могуће реализовати методу мерења фазног шума приликом еталонирања најквалитетнијих осцилатора, је истраживањем доказана и практично спроведена. Крајњи резултат истраживања је довео до увођења признате методе еталонирања фазног шума, први пут у Републици Србији.

КЉУЧНЕ РЕЧИ: Фазни шум, Лисонова једначина, осцилатор, еталонирање, метода, фреквенција, фаза, шум, стабилност, нестабилност, временски домен, фреквенцијски домен

FREQUENCY STABILITY MEASUREMENT IN THE FREQUENCY DOMAIN

ABSTRACT

The dissertation examines the most acceptable methods for measuring the frequency stability in the frequency domain, that is, measuring the value of the "phase noise", during the process of measuring equipment calibration. When it comes to measuring equipment as a subject of calibration, the dissertation is, first of all, oriented towards the calibration of the highest commercial frequency standards. The presented researches were the basis for initiation and realization of the research and development project within the Ministry of Defense, which was aimed at training the metrology laboratory of the Technical Test Center of the Serbian Army for complete calibration of measuring equipment in the area of time and frequency.

Different measurement methods also involve different measurement possibilities, as well as a very wide range of calibration and measuring equipment used in their realization. Different methods of measuring phase noise are described in the dissertation and they describe realized methods based on available measuring equipment. As for methods of comparative analysis of the reference and measured signal, a particularly critical position is the selection of the reference, that is, the reference oscillator. The research led to conclusions suggesting the method of measuring the necessary and sufficient measurement uncertainty, as well as the method of realization of the chosen method, i.e. selection of the standard measuring equipment.

In order to put the measurement method into practice, measurements were performed on different types of measuring equipment. Validation of the method was achieved by bilateral comparison with the Directorate of Measures and Precious Metals, Group for time, frequency and time dissemination.

The possibility to realize the method of phase noise measurement during the calibration of the highest quality oscillators is a hypothesis of the dissertation that has been set up, and has been proven and practically carried out by the research. The final result of the research led to the introduction of a recognized calibration method of the phase noise, for the first time in the Republic of Serbia.

KEY WORDS: Phase noise, Leeson`s equation, oscillator, calibration, method, frequency, phase, noise, stability, instability, time domain, frequency domain

1. УВОД

Стабилност фреквенције представља једну од најзначајнијих карактеристика сигнала. Њоме се дефинише колико је фреквенција генерисаног сигнала стабилна у неком временском интервалу. Развојем технологије, а нарочито у области телекомуникација, величина фазног шума представља неизоставну спецификацију мерне и друге опреме.

Фазни шум је резултат малих, случајних промена или несигурности у фази електричног сигнала. Ограничавање динамичких опсега услед постојања фазног шума, директно доводи до ограничења перформанси различитих система. У радарској техници и телекомуникацијама ово се испољава као смањење осетљивости система, код обраде слике као смањење дефиниције, док се, на пример код дигиталних система испољава повећањем процента погрешно примљених битова [1].

Код аналогних аудио комуникацијских система, утицај нежељеног шума се чује као „звиждање“ у фреквенцијском опсегу система [2]. У оваквим системима утицај на крајњи однос сигнал-шум има управо утицај офсет фреквенција око 1 kHz, који доприноси повећању резидуалне (заостале) фреквенцијске модулације. Због тога се код аналогних аудио система фазни шум може мерити као величина заостале модулације (фазне или фреквенцијске), без обзира да ли се ради о шуму генерисаном на предајницима или шуму насталом у електронским колима и осцилаторима пријемног дела система.

Ништа мањи утицај фазни шум има и на дигитално модулисане телекомуникационе системе. Карактеристика фазног шума осцилатора, на офсету од 1 kHz, предајника који користе TDMA (Time Domain Multiple Access) или TDD (Time Domain Duplex) технике, има врло значајан утицај на повећање заосталог фреквенцијског или фазног џитера носеће фреквенције. Осетљивост на шум ових система расте због чињенице да се сигнал дели на блокове информација, који типично трају од 1 ms до 20 ms. Ово трајање је потребно ради кодирања говора или додавања одређених корекција. Блокови информација са собом обично носе секвенце битова који служе за екстраполацију фазне и фреквенцијске референце сигнала, унутар целог блока информација. Тек након правилног пријема ових референци, дигитални сигнал може бити правилно достављен. Процес процене референци сигнала подразумева да је фазни шум на офсетима блиским носиоцу уклоњен. Шумови на фреквенцијама које одговарају временима краћим од времена трајања блокова информација директно утичу на повећање грешке преноса података. Што се трајање блокова информација повећава, то се повећава и осетљивост целог система на постојање фазног шума.

Када се говори о синхронизацији система у телекомуникацијама, један од примера у литератури [1][3], приказан у Табели 1, показује колики утицај разлика саме фреквенције два система има на тачност у преносу дигиталних сигнала:

Табела 1: Ниво грешке преноса података у односу на разлику фреквенције система на пријему и предаји [1]

Frequency differences and slip rates

Slips per day = frequency difference \times traffic frames/second \times seconds/day (86400)

Frequency difference between systems	Slip rate for 8k frames per second signals
0	0
10^{-11}	1 slip in 4.8 months
10^{-10}	1 slip in 14.5 days
10^{-9}	1 slip in 1.45 days
10^{-8}	6.9 slips per day
10^{-7}	2.9 slips per hour
10^{-6}	28.8 slips per hour
10^{-5}	4.8 slips per minute

Табела 1 приказује колико је потребно поклапање номиналних вредности фреквенције сигнала (самим тим и стабилност фреквенције сигнала, односно фазна "чистоћа") на предаји и пријему, односно сигнала два различита система, да би се остварио жељени пренос података. Фазна чистоћа је карактеристика директно везана за величину фазни шум.

1.1 Предмет, проблем и циљ истраживања

У циљу постизања таквих стабилности, пред осцилаторима, као генераторима фреквенције, постављају се све строжи услови у погледу фазног шума. У процесу пројектовања, израде, одржавања и употребе, користи се различита мерна опрема, која, такође, мора да задовољи критеријуме што нижег фазног шума, пошто се фазни шум неког система може мерити системом истог или бољег фазног шума [4]. За сву мерну опрему, а посебно новије генерације, која има осцилаторе као генераторе временске базе, произвођачи врло прецизно дефинишу величину фазни шум и за њу прописују обавезне провере приликом еталонирања. Управо ова чињеница је основни мотив за спроведено истраживање.

Електронска мерила и опрема која се користи за пројектовање, развој, одржавање и контролу у радио и ТВ техници, радарским и ракетним системима, навигацијама, телекомуникацијама, средствима за радио извиђање и ометање, средствима за крипто заштиту и осталим сличним системима, захтевају све стабилније фреквенције интерних осцилатора. Њихова еталонирања су више него потребна, а стабилности постају једне од основних мера које обезбеђују правилан, сигуран и поуздан рад. Ово се посебно огледа у дигиталним телекомуникацијама, где се конфигурација система за пренос података ослања на врло прецизну синхронизацију свих његових елемената.

Проблем којим се истраживање бави је како еталонирати мерну опрему из области фазног шума, са довољним мерним могућностима и прихватљивом мерном

несигурношћу. Мерна опрема која је од интереса је врло широког спектра примене: од еталонских осцилатора (стандарда фреквенције), до мерне опреме која се користи у војне и комерцијалне сврхе.

Циљ истраживања је оспособити метролошку лабораторију за еталонирање из области фазног шума, како би се задовољиле тренутне и пројектоване потребе Министарства одбране, Војске Србије и корисника из привреде. У смислу ове дисертације, под оспособљавањем се подразумева истраживање постојећих метода, одабир прихватљиве методе и еталона, формирање мерног ланца и експериментална мерења која ће доказати пројектоване мерне могућности и мерну несигурност система.

1.2 Хипотеза и методологија истраживања

Дисертација се заснива на хипотези успешности формирања еталона за фазни шум, са прихватљивим мерним могућностима и мерном несигурношћу, а сходно тренутним потребама најширег круга корисника у Републици Србији и са посебном пажњом на потребе система одбране.

Резултати истраживања морају довести до испуњења свих неопходних услова да метролошка лабораторија прошири свој обим рада за величину фазни шум. Овим се величина фазни шум, у области метрологије, први пут уводи у нашу земљу. Проширење обима рада се сматра званичним онда када лабораторија буде овлашћена од стране Министарства одбране и акредитована од стране Акредитационог тела Србије за еталонирање из ове области мерења.

Програм истраживања обухвата:

- преглед постојећих метода и начина мерења фазног шума увидом у рад развијених метролошких лабораторија,
- истраживање погодне методе мерења сходно потребама Војске Србије и привреде у земљи,
- одабир погодне еталонске и остале мерне опреме сходно одабраној методи,
- формирање мерног ланца и успостављање система за мерење,
- спровођење експерименталних мерења и поређење са познатим спецификацијама различитих типова мерне опреме,
- реализација билатералног поређења са Дирекцијом за мере и драгоцене метале, као валидација реализоване методе из области краткотрајне стабилности фреквенције и математички модел приказа добијених резултата исказаних као фазни шум, и
- предлог даљих истраживања у циљу побољшања система.

1.3 Организација дисертације

Дисертација се састоји од 8 поглавља.

Прво поглавље дисертације се бави уводним разматрањима, идејом и мотивом истраживања, описом проблема, предмета и циља истраживања. Постављена је хипотеза и описана методологија истраживања која ће бити коришћена ради њене потврде.

У другом поглављу акценат је стављен на опис теорије стабилности фреквенције у фреквенцијском домену, где се, пре свега, дају основе дефинисања фазног шума. Фазни шум је приказан математичким апаратом, а на основу опште прихваћене Лисонове једначине. Пошто је део описаних и реализованих метода базиран на мерењу стабилности у временском и каснијом конверзијом у фреквенцијски домен, у поглављу два су описани утицај и карактеризација шума, као и математичка метода конверзије домена стабилности фреквенције.

Треће поглавље дисертације се бави карактеризацијом различитих типова осцилатора, у зависности од њихове типичне карактеристике фазног шума. Закључци поглавља су искоришћени за дефинисање референтног еталона приликом реализације методе мерења фазног шума.

У четвртном поглављу су описане методе мерења фазног шума. На основу истраживања доступне литературе и приказа карактеристичних и релевантних метода и поделе која доминира у свету, приказане су: широко распрострањена метода мерења фазног шума коришћењем анализатора фреквенцијског спектра, метода мерења фазног шума коришћењем линија за кашњење, метода заснована на квадратурној техници, метода мерења фазног шума коришћењем FM дискриминатора, метода заснована на унакрсној корелацији, метода директних дигиталних мерења и метода мерења фазног шума мерењем стабилности фреквенције у временском домену, уз накнадну конверзију у фреквенцијски домен. За сваку од ових метода, у овом поглављу је описан начин реализације, процес мерења и, на крају, мане и предности. За методе где је то могуће предложен је начин побољшања њихових перформанси.

Петом поглављу дисертације се бави реализованим методама мерења фазног шума током истраживања. Методе мерења фазног шума коришћењем бројача фреквенције (директна и хетеродинска) и метода реализована помоћу вектор волтметра, спадају у методе којима се фазни шум мери одређивањем стабилности у временском домену и каснијом конверзијом у фреквенцијски. Поред ових метода приказан је и начин реализације и употребе методе мерења помоћу анализатора фреквенцијског спектра, којом се податак о фазном шуму добија директним мерењем. За сваку од метода су описане карактеристике, извршена је процена мерне несигурности и анализирана могућност њихове употребе.

У шестом поглављу се описује изабрана метода мерења фазног шума. Систем за мерење се састоји из анализатора фазног шума Microsemi 5125A и кварцног високостабилног осцилатора Microsemi 4145C. Детаљно је описан принцип рада анализатора, извршена је процена мерне несигурности и дате су укупне перформансе система. Као средство валидације методе описани су резултати билатералног поређења са Дирекцијом за мере и драгоцене метале. У процесу истраживања је извршен низ мерења различитих типова осцилатора који се налазе у употреби. У поглављу шест су

приказани њихови резултати, али је и извршена анализа могућих грешака које доводе до нерегуларних мерења.

Седмо поглавље садржи предлог даљих истраживања на основу дисертације. Предложена су два правца наставка истраживања: први у циљу побољшања фреквенцијског опсега мерења, а други у циљу дистрибуције стабилног сигнала на даљину.

Осмо поглавље представља закључак истраживања, као сублимацију постигнутих резултата истраживања и доприноса дисертације.

2. ТЕОРИЈА СТАБИЛНОСТИ ФРЕКВЕНЦИЈЕ У ФРЕКВЕНЦИЈСКОМ ДОМЕНУ

Истраживање, на чијим је резултатима заснована ова дисертација, базира се на мерењу стабилности излазних сигнала најквалитетнијих осцилатора који се тренутно налазе у употреби. Овакви осцилатори спадају у групу високо стабилних извора сигнала, било да се ради о еталонима фреквенције, или о осцилаторима који су, као временске базе, уграђени у широки спектар мерне опреме.

Сигнали генерисани осцилаторима најчешће су синусног облика, али могу бити и правоугаони сигнали или импулси. У дисертацији је приказано истраживање искључиво за сигнале синусног облика, који су и искључиви предмет мерења фазног шума. Без обзира на облик сигнала, фреквенцију дефинишу две основне карактеристике: тачност и стабилност.

Тачност представља меру прилагођења неке измерене или израчунате вредности у односу на њену дефиницију, односно тачност је везана за померај те величине од њене идеалне вредности. Тако је и тачност фреквенције једнака њеном фреквенцијском померају.

Мера колико добро један осцилатор може да производи једнаке осцилације у посматраном временском интервалу представља његову стабилност фреквенције. Појмовно тачан назив ове карактеристике сигнала би био „нестабилност фреквенције“, али се у литератури појмови стабилност и нестабилност фреквенције најчешће поистовећују, иако су супротног значења. Како је кориснику мерне опреме јасније колико је нешто стабилно, уместо изјаве (или резултата) колико је нешто нестабилно, у дисертацији се за меру нестабилности фреквенције користи назив „стабилност“.

Стабилност фреквенције представља једну од најзначајнијих карактеристика сигнала. Њоме се дефинише колико је фреквенција генерисаног сигнала стабилна у неком временском интервалу. Промене фреквенције су процеси случајне природе. Зато се стабилност посматра статистички као стационарни случајни процес, иако је стационарност особина модела, а не експерименталних резултата [5]. Стабилност фреквенције се дефинише као статистичка процена флукуација фреквенције сигнала у задатом временском интервалу, и као таква се може посматрати у временском или у фреквенцијском домену.

Нестабилност фреквенције потиче од присуства шума у генерисаном сигналу, односно од интеракције основне (носеће) фреквенције са шумом. Када се посматра његова стабилност у временском домену, циљ је утврдити колико се периода тог сигнала мења око неке средње вредности. У зависности у ком временском периоду се таква промена посматра, разликују се дуготрајна стабилност (*енгл.* Long-term stability или Aging) и краткотрајна стабилност (*енгл.* Short-term stability).

Краткотрајна стабилност се односи на промене посматране у временским интервалима до 100 s (најчешће се дефинише за интервал од 1 s), док се дуготрајном стабилношћу карактеришу промене у интервалима преко 100 s (најчешће за интервале од 1 или неколико дана, месец или годину).

Када се сигнал посматра у фреквенцијском домену у његовом фреквенцијском спектру ће се, због интеракције основне фреквенције са шумом, појавити бочне компоненте. Зато се често у фреквенцијском домену уместо термина стабилност фреквенције користе термини фазни шум или фазна стабилност/нестабилност. Фазни шум је мера спектралне чистоће синусоидног сигнала.

Стабилност фреквенције може бити, под одређеним условима, измерена и исказана како у временском, тако и у фреквенцијском домену. Конверзија из једног у други домен је могућа коришћењем погодних математичких операција, о чему ће бити речи у наредним поглављима. Раширени пример потребе за овом конверзијом је исказивање фазног шума у временском домену, односно спецификација џитера.

2.1 Појам фазног шума код осцилатора

Због физичке реализације, сваки осцилатор, или генератор фреквенције, може се сматрати филтрираним генератором шума [6]. Из тог разлога шум постоји око основне фреквенције и представља еквивалент случајним амплитудским и фреквенцијским модулацијама идеалног сигнала. Овај, додатни шум, се назива фазни шум (*енгл.* Phase Noise).

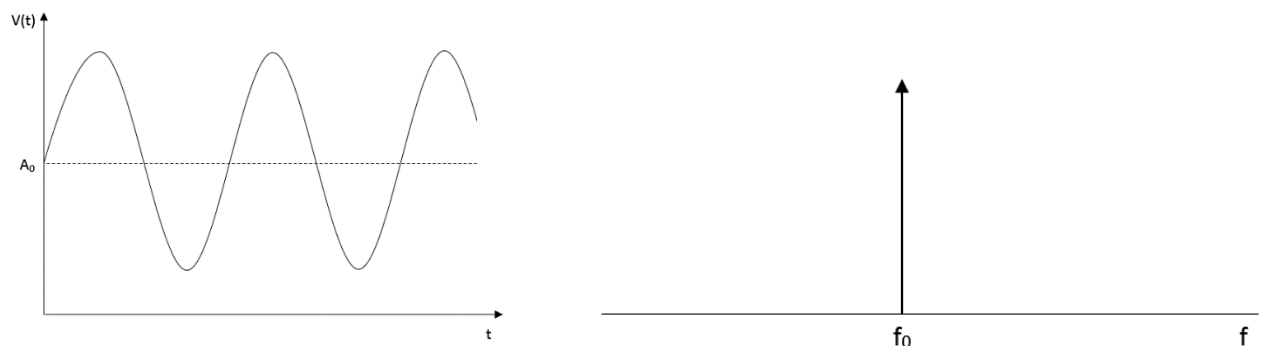
Излаз идеалног осцилатора (коме је излазни сигнал идеално филтриран) се може представити једначином:

$$V(t) = A_0 \sin[2\pi f_0 t + \varphi(0)] \quad (1)$$

где су:

- $V(t)$ тренутни излазни напон осцилатора,
- A_0 номинална амплитуда сигнала,
- f_0 номинална фреквенција и
- $\varphi(0)$ тренутна фаза сигнала.

Овако дефинисан сигнал у временском домену представља идеално чист синусни сигнал. Резултат његове спектралне анализе је једна јединствена фреквенција у спектру.

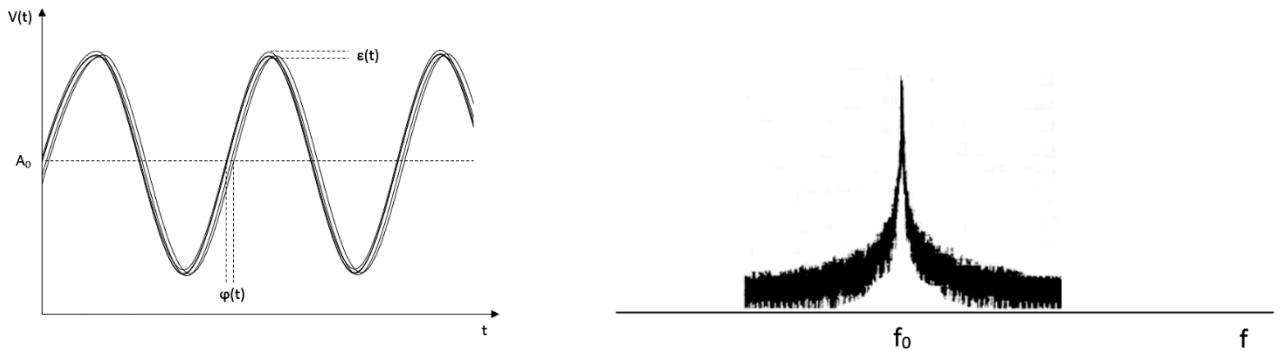


Слика 1: Идеални излаз осцилатора у временском и фреквенцијском домену

Међутим, због несавршености система, у реалности је излаз осцилатора подложен и амплитудским и фазним нестабилностима:

$$V(t) = [A_0 + \varepsilon(t)]\sin[2\pi f_0 t + \varphi(t)] \quad (2)$$

Чланови $\varepsilon(t)$ и $\varphi(t)$ представљају случајне процесе флукуације амплитуде, односно флукуације фазе око номиналне вредности сигнала. Члан $2\pi f_0 t$ представља линеарни раст фазне компоненте. Сада се слика 1 мења, те реални излаз осцилатора, приказан у временском и фреквенцијском домену изгледа као:



Слика 2: Излаз осцилатора у временском и фреквенцијском домену – несавршеност у филтрирању доводи до интеракције шума са основном фреквенцијом

Код квалитетних осцилатора, добро конструисаних и израђених, амплитуда излазног сигнала је изузетно стабилна, те се обично може сматрати константном [7]. Најчешће се дешава да је допринос укупном нивоу шума услед амплитудских модулација сигнала (члан $A_0 + \varepsilon(t)$ у једначини 2) бар 20 dB мањи од утицаја шума проузрокованих флукуацијама фазе (члан $\varphi(t)$ једначине 2). Разлог за ово је тај што већина осцилатора ради у засићењу [11]. Због тога фазни шум највише доприноси укупном шуму осцилатора.

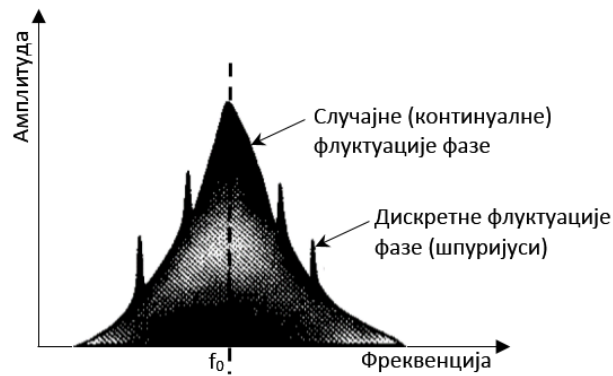
Предмет ове дисертације и јесте мерење фазног шума најквалитетнијих осцилатора који се користе у систему одбране и привреди, тако да је ова апроксимација више него прихватљива. Увођењем претпоставке да су амплитудне флукуације занемарљиве поставља се услов да увек важи релација:

$$\frac{\varepsilon(t)}{A_0} \ll 1 \quad (3)$$

Сада се једначина (2) може написати као:

$$V(t) = A_0 \sin[2\pi f_0 t + \varphi(t)] \quad (4)$$

Промене фазе могу бити континуалне (случајне) или дискретне, како је приказано на слици 3.



Слика 3: Случајне и дискретне флукуације фазе, посматране на анализатору фреквенцијског спектра, пример

Дискретне промене фазе узрокују појаву дискретних компоненти сигнала, који се још називају шпуријусима. Шпуријуси не представљају фазни шум, већ њега производе континуалне флукуације фазе. Феномен фазног шума је процес случајне природе и као таквог га је једино могуће описати статистичким алатима. Управо фазни шум проузрокује бочне опсеге – компоненте (*енгл.* Sidebands) сигнала када се посматра у фреквенцијском домену, рецимо анализатором фреквенцијског спектра, како је показано примером на слици 3.

Фазни шум се најчешће изражава ознаком $\mathcal{L}(f)$, која се назива „скрипта L од F“ (*енгл.* Script L of F), а дефинише се као однос снаге шума у опсегу (*енгл.* bandwidth) 1 Hz, на фреквенцији која је блиска основној фреквенцији, у односу на снагу сигнала на основној фреквенцији.

Иако спектар сигнала постоји са обе стране носеће (основне) фреквенције, фазни шум се дефинише као шум само са једне стране спектра (*енгл.* Single-sidebands или скраћено SSB). Иако то није стална појава, договорено је да су „горњи“ и „доњи“ опсег спектра потпуно симетрични [8], те и да су величине фазних шума са једне и друге стране спектра потпуно једнаке. У литератури се за спектралну густину оба опсега (*енгл.* Two-sideband) користи ознака $S_{\varphi}(f)$, међутим, $\mathcal{L}(f)$ је опште прихваћена спецификација. Због општег договора о симетрији спектралних опсега, однос ове две величине је дефинисан као:

$$\mathcal{L}(f) = \frac{S_{\varphi}(f)}{2} \quad (5)$$

У овој дисертацији је искључива тема једностраног фазног шума (*енгл.* SSB Phase Noise), тако да ће се свако помињање фазног шума односити на ову врсту, уколико то не буде другачије назначено.

У смислу фазног шума, фреквенцијски офсет, односно разлика фреквенције на којој се посматра фазни шум у односу на носећу фреквенцију, незванично се дели на 3 опсега:

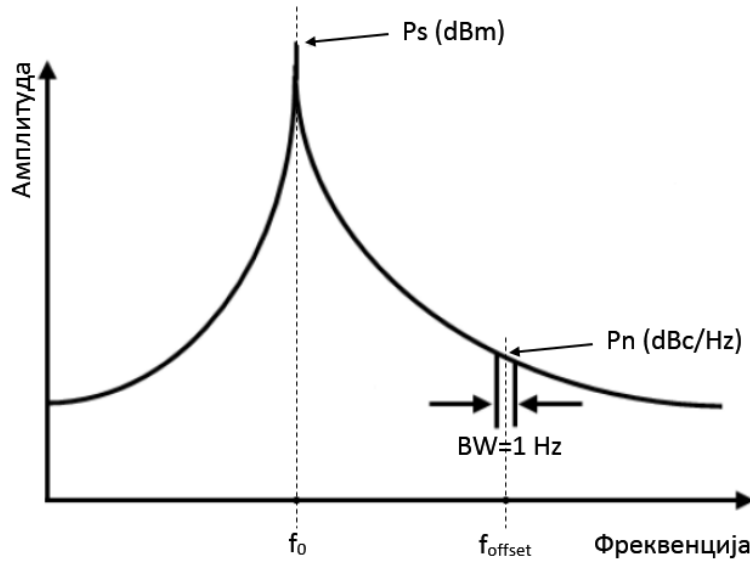
- „блиска фреквенција“ – приближно од 1 Hz до 100 Hz,
- „средња фреквенција“ – приближно од 1 kHz до 100 kHz и
- „далека фреквенција“ – приближно 1 MHz и даље од носеће фреквенције.

Фазни шум, као релативни однос укупне снаге сигнала и снаге на опсегу 1 Hz, може се представити формулом:

$$\mathcal{L}(f) = \frac{\text{снага шума на } BW \text{ 1 Hz}}{\text{снага сигнала на носећој } f} = P_n(\text{dBc/Hz}) - P_s(\text{dBm}) \quad (6)$$

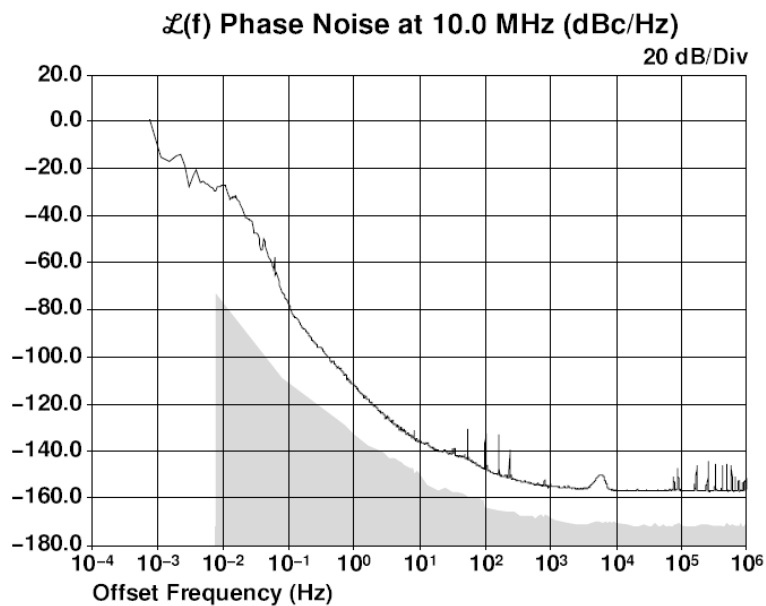
где су:

- BW ознака за фреквенцијски опсег,
- P_n снага шума на фреквенцијском опсегу 1 Hz и
- P_s снага сигнала на основној фреквенцији.



Слика 4: Фазни шум као однос снаге шума на BW 1 Hz и укупне снаге сигнала

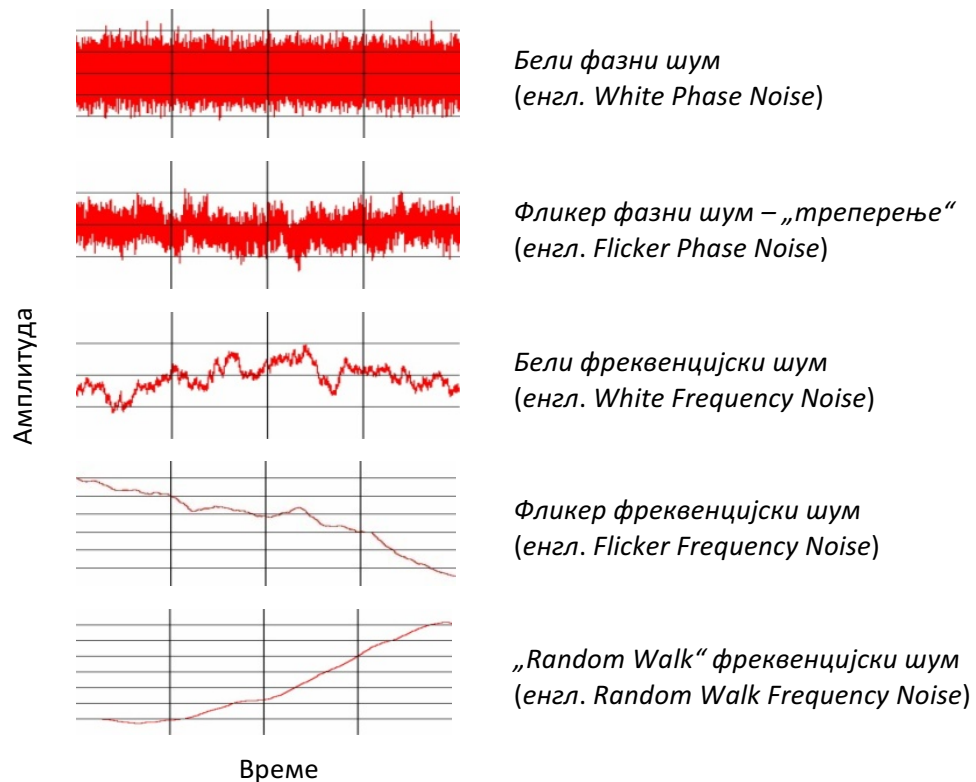
Јединица за фазни шум $\mathcal{L}(f)$ је dBc/Hz, а његова величина приказује логаритамским графиконима, као у примеру на слици 6:



Слика 5: Скрипта $\mathcal{L}(f)$ приказана логаритамским дијаграмом – пример

2.2 Шумови у осцилаторима

Као што се на примеру са слике 5 види, фазни шум је карактеристика која је специфичног облика када се приказује у логаритамским графиконима. Ово је последица природе настанка фазног шума, који се огледа у интеракцији жељеног сигнала са различитим шумовима који егзистирају у осцилаторима. Најзаступљенији шумови у осцилаторима, приказани у временском домену приказани су на слици 6:



Слика 6: Најзаступљенији шумови у осцилаторима – приказ у временском домену

Бели фазни шум најчешће настаје због појачавања сигнала, и његово постојање није условљено неквалитетном изградом резонантних механизма.

Фликер фазни шум је везан са резонатором, односно обично настаје додавањем шума који ствара зашумљена електроника (компоненте механизма). Због појаве подрхтавања сигнала, буквални превод овог шума би био „шум треперења“.

Бели фреквенцијски шум је уобичајен тип шума код пасивних осцилатора (цезијумски или рубидијумски).

Фликер фреквенцијски шум настаје због физичких особина резонатора активних осцилатора, електронских делова или услова околине у којима осцилатор ради. Често се јавља код високо квалитетних осцилатора, али исто тако може бити и маскиран белим фреквенцијским или фликер фазним шумом код осцилатора нижег квалитета. Фликер шум је карактеристичан за ниске фреквенције, а настаје у свим случајевима електричне неравнотеже, на несавршеним контактима или површинама спојева.

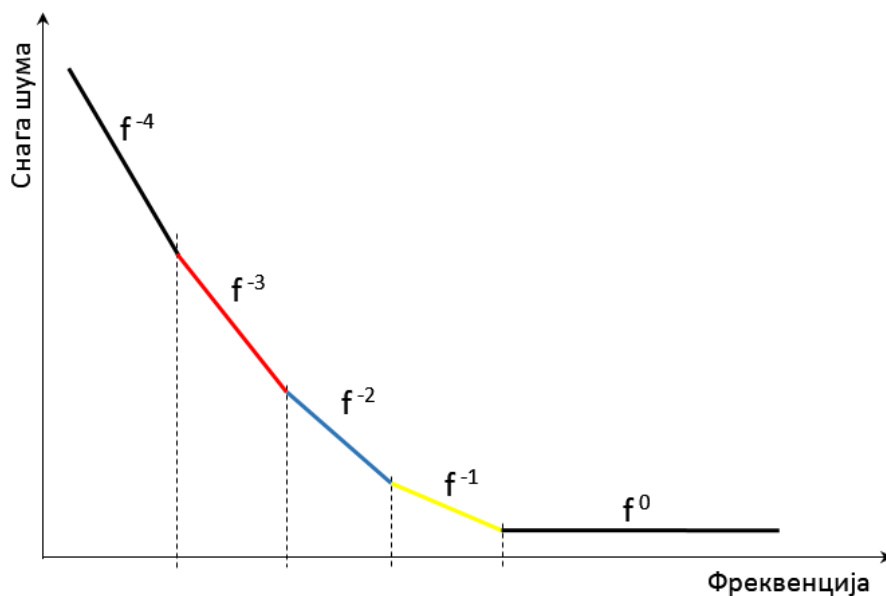
„Random Walk“ фреквенцијски шум често постоји врло близу носеће фреквенције, а резултат је физичких особина околине: механички шокови, вибрације, осцилације температуре, итд.

Иако није директно везан за тему фазног шума, потребно је навести и термички шум, како би касније излагање око моделовања шума било јасније. Термички, или Џонсонов шум, је последица нерегуларног кретања електрона под утицајем топлоте. Карактерише га велики број случајних, међусобно независних компонената у сложеном процесу, што га, на основу централне граничне теореме, сврстава у Гаусов процес.

2.3 Моделовање шума у осцилаторима, Лисонова једначина

Фазни шум се јавља као последица термичког кретања електрона, а манифестује се као паразитна фазна модулација, односно случајне флукуације фазе сигнала, које се у временском домену манифестују као џитер у проласку таласног облика кроз нулу. Међутим, у пракси га је скоро немогуће опазити у временском домену. Фазни шум се дефинише као мера спектралне чистоће синусоидалног сигнала и огледа се кроз нежељене бочне опсеге (слика 4). Његова природа је да га није могуће отклонити оклопљавањем или специјалним пројектовањем склопова, али се његов утицај може ублажити [9]. У те сврхе је потребно познавати факторе који на њега утичу, односно познавати модел фазног шума у фреквенцијском домену.

Уколико се посматра слику 4, која представља слику фреквенцијског спектра сигнала, снага шума у осцилатору се може моделовати и у фреквенцијском домену као:



Слика 7: Моделовање шума осцилатора у фреквенцијском домену

Фреквенције на којима долази до промене нагиба криве називају се корнер фреквенцијама. Посматрајући нагибе криве у фреквенцијском домену, са слике 7 разликујемо:

- f^0 White Phase Noise
- f^{-1} Flicker Phase Noise / нагиб 10 dB по декади
- f^{-2} White FM (Random Walk PM) / нагиб 20 dB по декади
- f^{-3} Flicker FM / нагиб 30 dB по декади
- f^{-4} Random Walk FM / нагиб 40 dB по декади

Овај модел шума је применљив на све активне елементе осцилатора. На пример, када се транзистор (или неки други активни елемент) укључи у коло повратне спреге осцилатора, f^0 и f^{-1} фазне промене се конвертују у фреквенцијске промене, тако да јединични појачавач (бафер) додаје своје сопствене f^0 и f^{-1} шуме укупном шуму сигнала [10].

Неки шумови се могу уклонити усредњавањем [11]. Међутим, у једном тренутку то више није могуће – повећање периода усредњавања не доприноси бољем резултату стабилности. Ова тачка се назива праг шума (*енгл.* Noise Floor). Праг шума је тачка од које ће, без обзира на даље усредњавање, опстати шум настао од нестационарних процеса, као што су фреквенцијски фликер или Random Walk фреквенцијски шум.

Моделовање самог фазног шума се може исказати на различите начине, али је данас најраспрострањенија Лисонова једначина (*енгл.* Leeson) [12]:

$$\mathcal{L}_{SSB}(f_m) = 10 \log \left\{ \left(\frac{FkT}{2P_{in}} \right) \left(1 + \frac{f_0^2}{(2f_m Q_L)^2} \right) \left(1 + \frac{f_c}{f_m} \right) \right\} \quad (7)$$

где су:

- $\mathcal{L}_{SSB}(f_m)$ SSB фазни шум на фреквенцији офсета f_m од носиоца (dBc/Hz),
- F фактор шума активног елемента (бездимензиона величина),
- k Болцманова константа ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K),
- T температура (K),
- P_{in} RF снага сигнала која се доводи на резонатор (W),
- f_0 основна (носећа) фреквенција осцилатора (Hz),
- f_m фреквенција офсета (Hz),
- Q_L Q-фактор оптерећеног резонатора (бездимензиона величина) и
- f_c корнер фреквенција $1/f^3$ активног елемента (Hz).

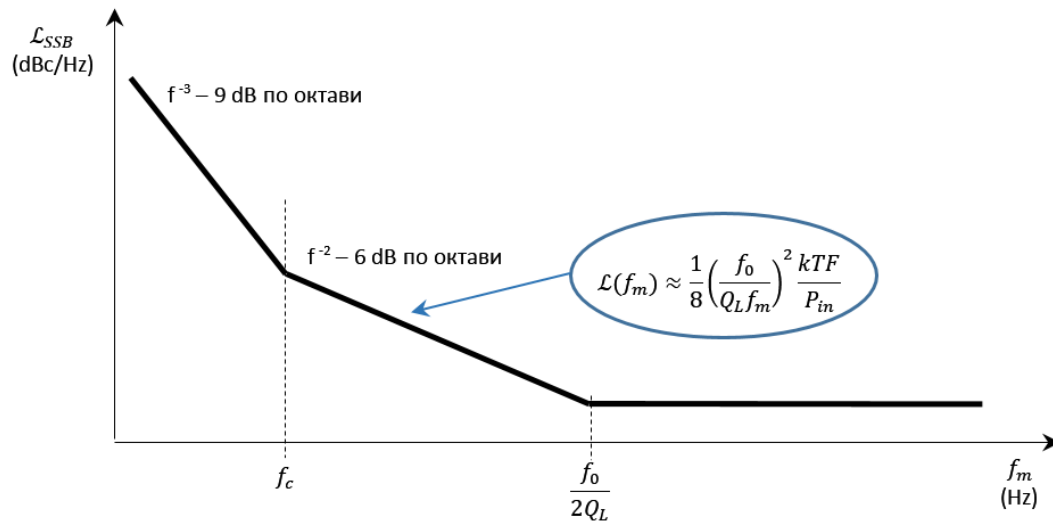
Корнер фреквенција f_c представља фреквенцију за фликер фреквенцијски шум (на нагибу 30 dB по декади) транзистора (активних елемената). Спектрална густина шума транзистора је на високим фреквенцијама скоро фреквенцијски независна, док се на ниским фреквенцијама (фреквенцијама блиским носиоцу) повећава приближно као $1/f$. Код биполарних транзистора за вредност f_c се може приближно узети 1 kHz (Si BJT, SiGe HBT, InGaP HBT), док се код униполарних (FET) транзистора (GaAs FET, GaAlAs HEMT и других) може узети приближна вредност од 1 MHz [13].

Први део Лисонове једначине $\frac{FkT}{2P_{in}}$ представља праг шума.

Други део једначине $\frac{f_0^2}{(2f_m Q_L)^2}$ се односи на Q-фактор оптерећеног резонатора.

Трећим делом једначине $\frac{f_c}{f_m}$ се описују фазне нестабилности и фликер ефекти.

Професор Лисон је фазни шум моделовао једначином, којом се сада фазни шум може приказати у делу карактеристике који је од интереса:



Слика 8: Лисонов модел фазног шума

Прва трећина модела фазног шума (слика 8) се односи на фреквенције које су врло блиске носећој фреквенцији. У том подручју се фазни шум управо понаша као директан однос $1/f^3$. Други део модела је кључан за описивање фазног шума. Почиње управо од фликер корнер фреквенције, односно оне фреквенције од које се спектар сигнала, у погледу фазног шума, почиње да понаша по одређеним законитостима везаним не само за фреквенцију, већ и за раније наведене факторе. Трећи, равни део карактеристике, није од интереса за спецификацију фазног шума, јер представља подручје када се шум осцилатора понаша као термички и на њега није могуће утицати.

Анализирајући Лисонову једначину, долази се до закључака на који начин се у производњи осцилатора могу добити оптималне вредности фазног шума. Ови закључци се, делом, могу применити и на избор метода и еталона који ће се користити приликом мерења стабилности фреквенције у фреквенцијском домену. Ти закључци се могу свести на:

- Резонатори осцилатора морају имати што већи Q-фактор.
- RF снага која се испоручује резонатору мора бити што већа. Наравно, ограничавајући фактор представљају гранична напајања активних елемената осцилатора.
- Користити елементе са ниским фактором шума и што бољим односом сигнал-шум.
- Предност при одабиру активних елемената дају се биполарним транзисторима, пошто су њихове корнер фреквенције умногоме мање од корнер фреквенција других врста транзистора.

Детаљна анализа Лисонове једначине је описана у многобројној литератури [14][15][16]. Једно од предавања професора Лисона на Стенфорд универзитету је могуће видети на званичном YouTube сајту (<https://www.youtube.com/watch?v=yovSUp9zJO8>).

Модел фазног шума осцилатора јасно показује који параметри и на који начин утичу на величину фазног шума. Неке од тих параметара је могуће лако измерити, док мерење неких од њих представља проблем и дан-данас. Можда најкомпликованији од њих јесте фактор шума (F) због нелинеарности активних елемената у колима осцилатора. У пракси се F скоро никада не мери директно, већ се његово одређивање врши на следећи начин: Q -фактор се одреди неком од погодних метода, затим се измери SSB фазни шум, те се на основу Лисонове једначине рачуна F [17]. Дакле, иако Лисонова једначина може да се користи за рачунање фазног шума, у пракси је то често немогуће, па је основну намену пре свега нашла приликом пројектовања, израде и контроле осцилатора [18][19][20].

2.4 Остали начини изражавања стабилности у фреквенцијском домену

Анализа стабилности фреквенције у фреквенцијском домену се базира на познавању спектралне густине процеса, који карактерише интензитет како фазних, тако и фреквенцијских промена као функција Фуријеових фреквенција. Фаза сигнала је временски интеграл његове фреквенције и њихов међусобни однос се мења по функцији $1/f^2$, тако да се модели спектралне густине снаге могу применити и на фазу и на фреквенцију сигнала [21], па се тиме омогућава и различити приказ, односно изражавање стабилности.

Стабилност фреквенције се, у смислу спектралних густина, може приказати на следеће начине [22]:

- 1) Спектрална густина снаге промене фазе $S_\varphi(f)$
- 2) Спектрална густина снаге промене фреквенције $S_y(f)$
- 3) Спектрална густина снаге временских промена фреквенције $S_x(f)$
- 4) SSB фазни шум $\mathcal{L}(f)$

Однос спектралних густина се дефинише изразом:

$$S_\varphi(f_m) = (2\pi f_0)^2 \cdot S_x(f_m) = \left(\frac{f_0}{f_m}\right)^2 \cdot S_y(f_m) \quad (8)$$

где су:

- f_0 основна (носећа) фреквенција осцилатора (Hz),
- f_m фреквенција офсета (Hz),
- $S_\varphi(f_m)$ спектрална густина фазе (rad^2/Hz),
- $S_y(f_m)$ спектрална густина промена фреквенције ($1/\text{Hz}$) и
- $S_x(f_m)$ спектрална густина временских промена (s^2/Hz).

Најчешћи начин изражавања фазног шума је коришћењем спектралне густине фазе $S_\varphi(f_m)$, и њене логаритамске представе $\mathcal{L}(f_m)$, чији се однос може представити као:

$$\mathcal{L}(f_m) = 10 \log \frac{S_\varphi(f_m)}{2} \left(\frac{\text{dBc}}{\text{Hz}} \right) \quad (9)$$

2.5 Конверзија домена

Стабилност фреквенције може бити специфицирана или мерена и у временском и у фреквенцијском домену [23]. У пракси се из различитих разлога може десити да је мерење или исказивање у једном од домена лакше или изводљивије, тако да се често јавља потреба за њиховом конверзијом.

Мера стабилности у временском домену је најчешће Аланова девијација са преклапањем $\sigma^2(\tau)$, где τ представља период усредњавања, а израчунава се као [24]:

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2n^2(M-2m+1)} \sum_{j=1}^{M-2n+1} \sum_{i=j}^{j+n-1} (\overline{y_{i+n}} - \overline{y_i}) \quad (10)$$

где су:

- τ период усредњавања,
- n фактор усредњавања,
- M укупан број прикупљених података, и
- y податак прикупљен у временском домену.

За потребе конверзије користиће се спектрална густина снаге промене фреквенције сигнала $S_y(f_m)$.

Аланова девијација се у односу на $S_y(f_m)$ дефинише односом [17]:

$$\sigma_y^2(\tau) = 2 \int_0^{f_c} S_y(f_m) \frac{\sin^4(\pi\tau f_m)}{(\pi\tau f_m)^2} df_m \quad (11)$$

где су:

- f_c корнер фреквенција (Hz) и
- f_m фреквенција офсета (Hz),

Поред коришћења математичких алата, конверзија домена се може спровести и апроксимативном методом заснованом на моделу спектралне густине снаге доминантног шума. Међутим, овај метод има смисла само у случајевима када се шум од интереса смањује са повећањем фреквенције бочног опсега спектра сигнала. Ако то није случај, математичка интеграција мора бити примењена. Општи начин конверзије није могућ зато што за фликер и бели шум Аланова девијација имају исту зависност од времена усредњавања, те их није могуће разликовати [25][26].

Када се примењује конверзија, без обзира на начин, неопходно је изабрати разумне опсеге за Аланову девијацију и време одабирања. Граница на којој се стварају главни лобови карактеристика Аланове девијације је на Фуријеовој фреквенцији $f=1/\tau$ [17].

Конверзија домена се може реализовати за моделе спектралне густине снаге шумова коришћењем односа приказаних у табели 2 [27][28][29]:

Табела 2: Конверзија временског и фреквенцијског домена

Врста шума	$\sigma_y^2(\tau)$	$S_y(f)$
Random Walk FM	$A \cdot f^2 \cdot S_y(f) \cdot \tau^1$	$A^{-1} \cdot \tau^{-1} \cdot \sigma_y^2(\tau) \cdot f^{-2}$
Frequency FM	$B \cdot f^1 \cdot S_y(f) \cdot \tau^0$	$B^{-1} \cdot \tau^0 \cdot \sigma_y^2(\tau) \cdot f^{-1}$
White FM	$C \cdot f^0 \cdot S_y(f) \cdot \tau^{-1}$	$C^{-1} \cdot \tau^1 \cdot \sigma_y^2(\tau) \cdot f^0$
Frequency PM	$D \cdot f^{-1} \cdot S_y(f) \cdot \tau^{-2}$	$D^{-1} \cdot \tau^2 \cdot \sigma_y^2(\tau) \cdot f^1$
White PM	$E \cdot f^{-2} \cdot S_y(f) \cdot \tau^{-2}$	$E^{-1} \cdot \tau^2 \cdot \sigma_y^2(\tau) \cdot f^2$

где су:

- $A = 4\pi^2/6$
- $B = 2 \cdot \ln(2)$
- $C = 1/2$
- $D = 1,038 + 3 \cdot \ln(2\pi f_c \tau_0)/4\pi^2$
- $E = 3f_c/4\pi^2$

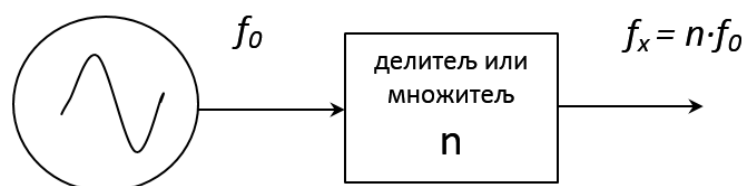
Конверзија домена је заснована на конверзији Аланове девијације у временском и спектралне густине снаге промена фреквенције сигнала у фреквенцијском домену. Сви остали облици изражавања у фреквенцијском домену добијају се применом формула (8) и (9).

Иако је анализа у временском домену, која се дефинише Алановом девијацијом, понекад приступачнија, анализа измерена и изражена у фреквенцијском домену, применом спектралних густина, се сматра фундаменталном, јер се конверзија из временског у фреквенцијски домен може спровести само под одређеним условима, што није увек случај [30][31].

2.6 Утицај умножавања или дељења фреквенције и појачања сигнала на фазни шум

Како би се изабрао прихватљив начин генерисања фреквенције, или пак мерења њене стабилности, потребно је знати како умножавање или дељење фреквенције, као и појачање сигнала утиче на његов фазни шум [32][33][34].

Умножавање или дељење фреквенције се може представити једноставним блок дијаграмом:



Слика 9: Дељење или умножавање фреквенције – блок дијаграм

На слици 9 са f_o је приказана основна фреквенција осцилатора, док је са f_x приказана излазна фреквенција након дељења или множења целобројним бројем n . Дефиниција сигнала приказана једначином (2), након делитеља или множитеља изгледа као:

$$V_x(t) = [A_o + \varepsilon(t)] \sin\{n \cdot [2\pi f_o t + \varphi(t)]\} \quad (12)$$

Уколико се са Δf означе промене фреквенције основног сигнала, тада ће промене сигнала V_x бити једнаке $n \cdot \Delta f$. Тада се фазни шум Л-скриптама може приказати као:

$$\mathcal{L}(f_o) = 20 \log \left(\frac{\Delta f}{f_m} \right) \quad (13)$$

односно:
$$\mathcal{L}(f_x) = 20 \log \left(\frac{n \Delta f}{f_m} \right) \quad (14)$$

Уколико се успостави однос између фазног шума пре и после множења или дељења, добија се:

$$\frac{\mathcal{L}(f_x)}{\mathcal{L}(f_o)} = 20 \log n \quad (15)$$

односно:
$$\mathcal{L}(f_x) = \mathcal{L}(f_o) + 20 \log n \quad (16)$$

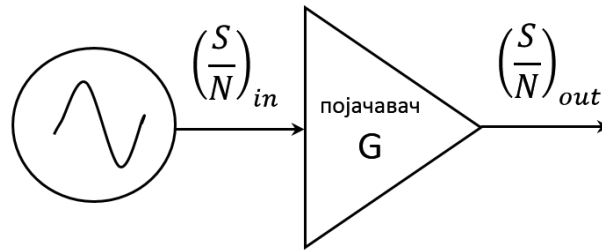
Једначина (16) није генерално тачна, али је опште прихваћена као довољно добра приликом исказивања фазног шума приликом множења или дељења основне фреквенције осцилатора. Ово је нарочито применљиво код генератора сигнала, где су ове операције основа за генерисања широког опсега фреквенција у којима генератори раде.

Дакле, приближно се може прихватити да:

- када се фреквенција умножава, фазни шум сигнала расте, и то + 6 dB за свако његово дуплирање и
- када се фреквенција дели, фазни шум сигнала се смањује, и то за - 6 dB за свако његово дељење са 2.

Међутим, поред утицаја на амплитудску модулацију, кола за умножавање могу у некој мањој мери допринети и заосталом АМ шуму, што ће резултовати повећању укупног фазног шума сигнала. Из овог разлога ће у пракси фазни шум сигнала на излазу делитеља или множитеља бити благо повећан у односу на вредност фазног шума која се предвиђа једначином (16).

Појачање основног сигнала осцилатора је честа појава, како приликом израде генератора сигнала, тако и приликом израде система за мерење његовог фазног шума. За ову намену се користе појачавачи снаге, на чијим излазима се добија појачан сигнал по нивоу (снази), али долази и до деградације по питању фазног шума. Појачање основног сигнала осцилатора се може упрошћено приказати блок дијаграмом:

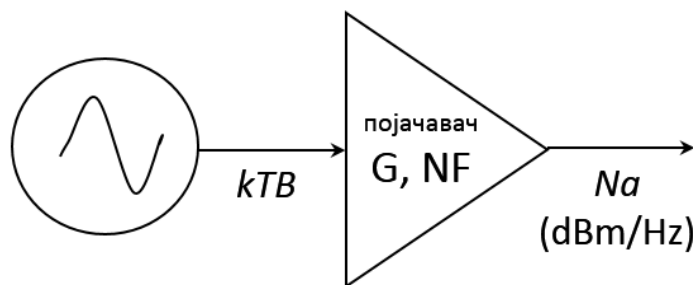


Слика 10: Појачање сигнала – блок дијаграм

Сваки појачавач дефинише његово појачање и фактор шума (NF), који се за односе сигнал-шум на улазу и излазу $(S/N)_{in}$ и $(S/N)_{out}$, дефинише као:

$$NF_{dB} = 10 \log \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}}, \text{ за } T_s = 290 \text{ } ^\circ K \quad (17)$$

Снага сигнала на излазу појачавача се може израчунати уколико су познати појачање G и фактор шума NF :



Слика 11: Шумови појачавача сигнала – блок дијаграм

На слици 11 са kTB је означен термални шум на улазу појачавача, док N_a представља укупни шум на његовом излазу, који сада износи:

$$N_a = NF(dB) + G(dB) + kTB \left(\frac{dBm}{Hz} \right) \quad (18)$$

где су:

- N_a укупни шум на излазу појачавача,
- NF фактор шума појачавача (dB),
- G појачање појачавача (dB),
- k Болцманова константа,
- B опсег (*Bandwidth*),
- T температура ($^\circ K$), а
- kTB термални шум (dBm/Hz).

Ако се на улаз појачавача доведе сигнал снаге $P_{in}(dBm)$, његов фазни шум биће $\mathcal{L}_{in}(f)$. Појачани сигнал ће имати снагу $P_{out}(dBm)$, док ће фазни шум на излазу износити $\mathcal{L}_{out}(f)$.

Представљено једначинама:

$$P_{out} = P_{in} + G \quad (19)$$

односно:
$$\mathcal{L}_{out}(f) = \mathcal{L}_{in}(f) + N_a - P_{out} \quad (20)$$

Решавајући једначину (20) добијамо следећи однос:

$$\mathcal{L}_{out}(f) = \mathcal{L}_{in}(f) + (NF + G + kTB) - (P_{out} + G) \quad (21)$$

и на крају:
$$\mathcal{L}_{out}(f) = \mathcal{L}_{in}(f) + NF + kTB - P_{out} \quad (22)$$

Једначина (22) показује да се фазни шум појачаног сигнала повећава са фактором шума појачавача, док само појачање нема утицаја. У идеалном случају, појачавач би сразмерно повећавао и ниво сигнала и фазни шум, али, у пракси, појачавач ће додатно повећати шум сигнала. Дакле, фазни шум појачаног сигнала је директно пропорционалан термичком шуму на улазу појачавача и његовом фактору шума [8].

Ради интуитивнијег схватања, једначина (22) се може исказати и на следећи начин:

$$\mathcal{L}_{out}(f) = \mathcal{L}_{in}(f) + SNR + \mathcal{L}_{res}(f) \quad (23)$$

где је:

- SNR однос сигнал-шум, а
- $\mathcal{L}_{res}(f)$ резидуални или заостали фазни шум појачавача.

3. ВРСТЕ ОСЦИЛАТОРА И ЊИХОВЕ КАРАКТЕРИСТИКЕ

Уређаји који генеришу сигнале различитих облика (а најчешће синусних) називају се осцилаторима. Скоро да нема области у техници у којој се не користе. На тржишту постоји велики број различитих врста осцилатора, почев од осцилатора широке употребе који су скромних перформанси (али који су изненађујуће тачни), до осцилатора који представљају стандарде (еталоне) фреквенције. Како перформансе осцилатора расту, тако расте и њихова цена [35].

Осцилатори су спојеви резонатора и извора енергије који их покрећу. Деле се на две основне групе [36]:

- кварцни осцилатори и
- атомски осцилатори.

3.1 Кварцни осцилатори

Ови осцилатори у себи имају кварцне кристале, који могу бити природни или синтетички [37]. Кристали су механички резонатори који, због пиезоелектричног ефекта, производе напонске осцилације. Овај ефекат узрокује ширење и скупљање кристала када се на њега доведе напајање. Кристал има своју резонантну фреквенцију која је одређена његовим физичким димензијама. Излаз кварцног осцилатора је или основна резонантна фреквенција кристала или неки њен умножак (мултипл) [38].

Стабилност кварцних осцилатора је осетљива на промене температуре околине и на динамичке промене као што су вибрације, потреси и убрзања [39]. Произвођачи се труде да у што већој мери умање ове утицаје. Одржање стабилности фреквенције решава се dobrим технолошким решењима, почев од динамичког чишћења кварца, његовог резања, изравнавања, полирања, оклопљавања, па све до постављања у носаче, подешавања и печења.

Утицај вибрација умањује се коришћењем такозване електронске „g-компензационе“ технологије [40]. Од утицаја вибрација и потреса осцилатори се штите уградњом посебних компензатора у самим носачима.

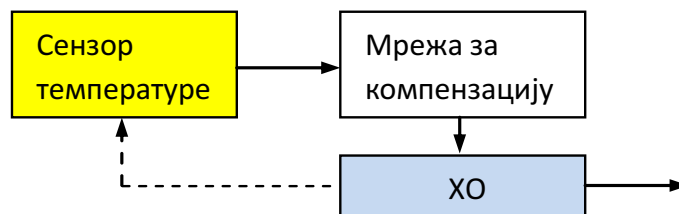
Температура околине у највећој мери утиче на перформансе осцилатора [39][41]. Постоје различити начини за смањење ових утицаја. На основу њих, кварцни осцилатори се деле на неколико врста [36]:

1. XO/RTXO, осцилатори на собној температури (*енгл.* Room Temperature Crystal Oscillator),
2. TCXO, температурно компензовани осцилатори (*енгл.* Temperature Compensated Crystal Oscillator),
3. OCXO/OvenXO, осцилатори са температурно контролисаним пећницама (*енгл.* Oven Controlled Crystal Oscillator),
4. DOCXO, осцилатори са температурно контролисаним двоструким пећницама (*енгл.* Double Oven Controlled Crystal Oscillator) и

5. MCXO, осцилатори температурно компензовани помоћу микрорачунара (енгл. Microcomputer Compensated Crystal Oscillator).

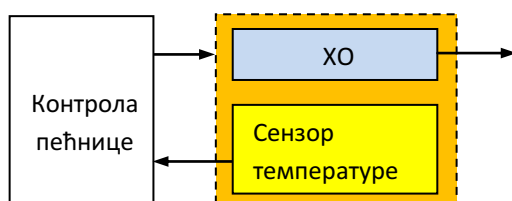
XO/RTXO – су осцилатори без додатних решења која смањују утицај спољашње температуре. Цене оваквих осцилатора су ниске, а уграђују се у часовнике широке примене (ручни и зидни часовници, будилници итд.). Њихова прецизност задовољава потребе за које су намењени. Интересантно је да часовници који се носе на руци имају врло добру стабилност – разлог за то је тај што је температура тела мање-више константна.

ТСХО – Излазни сигнал ових осцилатора преко термистора (температурног сензора) ствара напон корекције, који се даље води на варактор (реактансу зависну од промене напона). Варактор производи сигнал фреквенције једнаке и супротне промени фреквенције која је настала услед промене температуре. Ово је лошије решење од контроле температуре пећницама, али су овакви кристали много јефтинији од ОСХО или ДОСХО осцилатора. Користе се за оне уређаје који се не користе у условима где је температурни опсег рада широк. Уколико се посматра опсег од $-45\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+100\text{ }^{\circ}\text{C}$, типична релативна промена фреквенције је реда 10^{-7} [40].

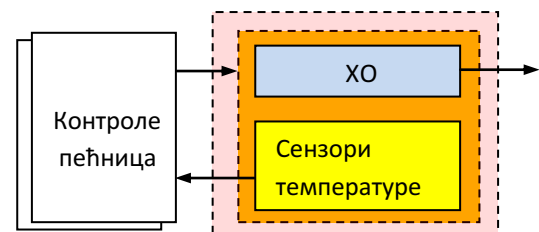


Слика 12: Блок шема ТСХО осцилатора

ОСХО и ДОСХО – Код ових осцилатора кристали су смештени у температурно контролисане просторе зване пећнице (енгл. Oven). Након њиховог пуштања у рад потребно је време да се температура у пећници и температура резонатора стабилизују (време загревања, енгл. Warm-up Period). За то време понашање осцилатора је променљиво. Границе дозвољених промена декларишу произвођачи. Код осцилатора који су температурно контролисани дуплим пећницама, основна пећница је смештена у још једну, пећницу за грубо одржавање температуре. За температурни опсег од $-45\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+100\text{ }^{\circ}\text{C}$, типична релативна промена фреквенције за ОСХО је реда 10^{-9} , док за ДОСХО износи 10^{-10} [40][42][43].



Слика 13: Блок шема ОСХО осцилатора



Слика 14: Блок шема ДОСХО осцилатора

МСХО – Овај тип осцилатора температуру компензује користећи дигиталну технику. По перформансама и цени налази се између TCXO и OCXO [39].

За потребе мерења фазног шума, из групе OCXO осцилатора мора се издвојити најновија врста, такозваних SC/BVA осцилатора (*франц.* Voitier a Vieillessement Améliore), односно, у слободном преводу, „осцилатори са побољшаним старењем“ [44].

Посебна технологија сечења кристала, као и врхунска температурна компензација допринели су томе да данас ови осцилатори представљају фундаменталне референце фазног шума [44]. У литератури се овај поступак израде назива „SC cut BVA technology“.

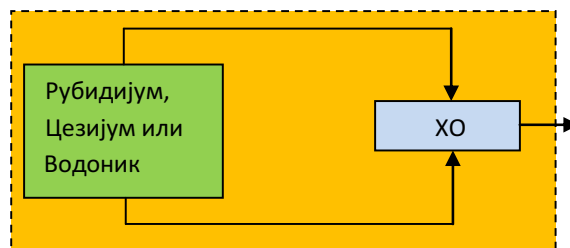
3.2 Атомски осцилатори

Ови осцилатори користе квантне енергетске нивое атома и молекула као изворе резонантних фреквенција [36]. Под силом електромагнетног поља један атом може бити истиснут са нижег енергетског нивоа на виши. Може се десити и да атом пређе са вишег на нижи енергетски ниво, при чему ће емитовати електромагнетну енергију. Резонантна фреквенција једног атомског осцилатора зависна је од енергија та два нивоа, и одређује се Планковим законом:

$$f = \frac{E_2 - E_1}{h} \quad (24)$$

где су E енергетски нивои, а h Планкова константа.

Атомски осцилатори су суштински стандарди фреквенције јер се њихова фреквенција директно добија као последица емитовања енергије услед преласка атома са различитих енергетских нивоа, што представља један од основних природних феномена.



Слика 15: Принципска блок шема атомских осцилатора

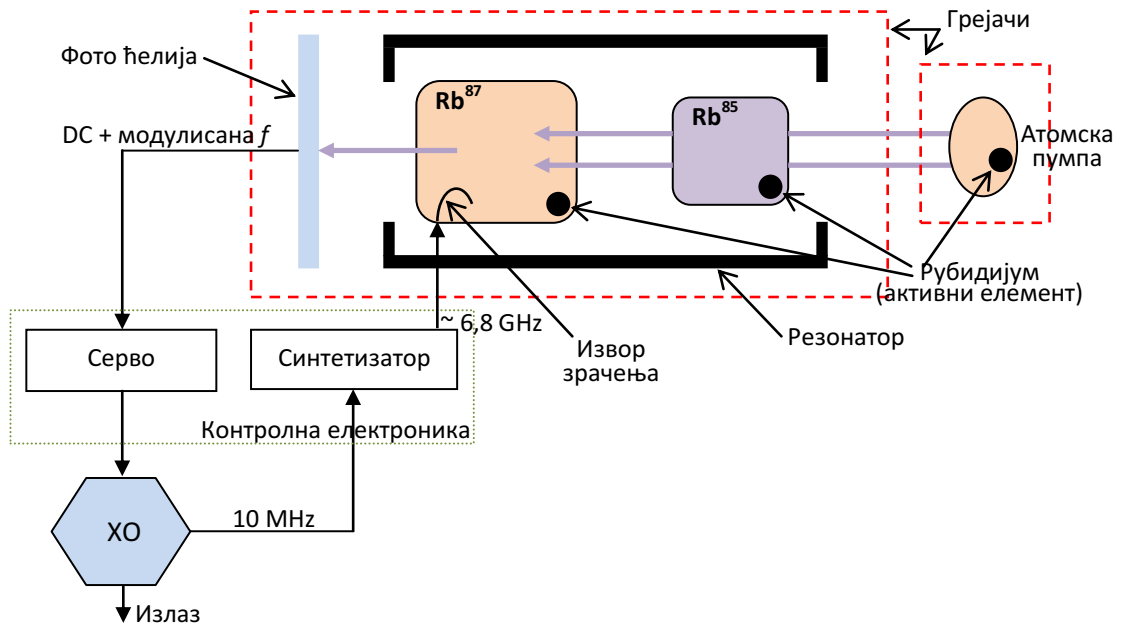
На основу активних елемената који се користе за њихову израду, постоје три основна типа ових осцилатора:

1. Рубидијумски осцилатори (стандарди),
2. Цезијумски осцилатори (стандарди) и
3. Водонични масери.

Сва три типа у себи садрже свој интерни кварцни осцилатор који је „закључан“ на резонантну фреквенцију генерисану атомом. Атомска резонантна фреквенција је мање осетљива на промене спољашњих фактора од резонантне фреквенције кварца - оваквим

решењем нестају сви они фактори који деградирају дуготрајну стабилност кристалних осцилатора – дуготрајна стабилност атомских осцилатора је много боља од дуготрајне стабилности кварцних осцилатора.

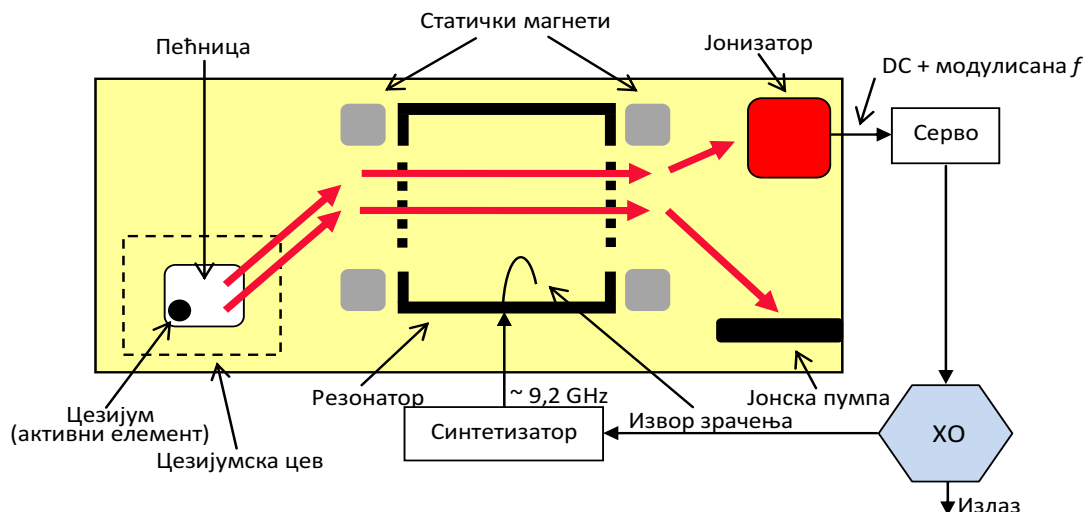
Рубидијумски осцилатори - Ови осцилатори раде на резонантној фреквенцији атома рубидијума (Rb^{87}) која износи 6.834.682.608 Hz, а синтетисана је из фреквенције кварца. Фреквенција кварца је управљана резонанцом рубидијума. Резултат је дуготрајна стабилност много боља од дуготрајне стабилности кварцних осцилатора.



Слика 16: Блок шема рубидијумског осцилатора

Рубидијумски осцилатори имају много боље перформансе од кварцних, али и коштају више. Међутим, рубидијумски осцилатори имају најбољи однос цене и перформанси - по карактеристикама много бољи од кварцних, а много мање коштају од цезијумских. Поред тога, добро одржаван и подешен рубидијумски осцилатор може се приближити карактеристикама цезијума. Мањих су димензија и поузданији од њих. Квалитетно израђени рубидијумски осцилатори могу имати животни век и преко 25 година.

Цезијумски осцилатори - Ови осцилатори су примарни стандарди фреквенције јер се у SI систему секунда и дефинише на бази резонантне фреквенције атома цезијума (Cs^{133}), која износи 9.192.631.770 Hz. Могу радити скоро без икаквих подешавања, а њихова се фреквенција временом неће мењати.



Слика 17: Блок шема цезијумског осцилатора

Цезијумски осцилатори раде уз помоћ цезијумских цеви, које производе резонантну фреквенцију. Ова фреквенција управља интерним кварцним осцилатором. Када цев престане са радом осцилатор се понаша као кварцни осцилатор без управљања. Зато се непрекидно мора водити рачуна да ли цезијумска цев производи резонантну фреквенцију.

Проблем ових осцилатора је њихова цена и век употребе. За разлику од рубидијумских, цезијумски осцилатори имају истрошаве механизме, првенствено зато што детектори постају превише зашумљени због појаве истрошених јона. Ове појаве почињу да се јављају након 7 до 10 година употребе [40].

Водонични масери – су најскупљи стандарди фреквенције који се могу набавити за комерцијалне сврхе. Користе резонантну фреквенцију атома водоника која износи 1.420.405.752 Hz. MASER је акроним за „Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation“.

Постоје два типа масера: пасивни и активни. Пасивни масери користе технику закључавања фреквенције кварца на фреквенцију атома, која је употребљена и код рубидијумских и цезијумских осцилатора. Код активних масера шупљине спонтано осцилују и фреквенција кварца се закључава на те активне осцилације. Како они фреквенцију производе директније од пасивних, то им је краткотрајна стабилност боља. Међутим, перформансе масера зависе од низа услова околине те им је несигурност фреквенције већа него код цезијумских осцилатора.

Због трошења водоника и појава дисфункција јонских пумпи, ови осцилатори имају врло кратак радни век: код пасивних масера ове појаве се појављују након 5 до 7 година, док је код активних ово време још краће и износи 3 до 5 година [40].

Водоничне масере поседују само најразвијеније светске лабораторије. Сем велике цене, и њихово одржавање је такође врло скупо, док су потребе за оваквим прецизностима у привреди ограничене. У Србији и ближем окружењу не постоји ни један водонични (хидрогени) масер.

3.3 Перформансе неких типова осцилатора

У циљу представљања својих производа, произвођачи дефинишу основне параметре осцилатора, а пре свега краткотрајне и дуготрајне стабилности, старења, фазног шума и величине промене фреквенције у односу на температурне опсеге рада. Анализирајући спецификације параметара различитих осцилатора који се данас нуде на тржишту, у смислу фазног шума издвајају се следеће врсте [45][46][47][48][49][50][51][52][53]:

Табела 3: Типичне вредности SSB фазног шума неких типова осцилатора

	Кварцни ТСХО	Рубидијумски еталони	Кварцни ОСХО	Цезијумски еталони	Кварцни ОСХО – SC/BVA
$\mathcal{L}(f)$ на 1 kHz од носиоца	-140 dBc/Hz	-140 dBc/Hz	-145 dBc/Hz	-150 dBc/Hz	-160 dBc/Hz

Испитивања стабилности фреквенције су мерења која се базирају на поређењу са референтним (стабилним) сигналом. Да би мерење било валидно, стандарди или референтни еталони морају наспрам испитиваног осцилатора имати однос мерне несигурности од $TUR = 10$ (енгл. TUR - Test Uncertainty Ratio) или бољу. TUR однос од 10 је препорука, али се његова вредност не би требало да спушта испод 5. У том случају мерење је и даље валидно, али се време мерења знатно продужава [54].

Ради испитивања стабилности осцилатора, специфициране вредности стабилности се морају знати, да би се правилно одредио еталон, односно референца, у зависности од тога о којим периодима усредњавања се ради, односно да ли се испитује краткотрајна или дуготрајна стабилност. Познато је да су цезијумски еталони најбоље референце што се тиче дуготрајне стабилности фреквенције у временском домену, за периоде усредњавања од преко 100 s. Међутим, и поред врхунске спектралне чистоће цезијума, референтни еталони за стабилност фреквенције у краткотрајном опсегу, било да се ради о временском, било о фреквенцијском домену, представљају кварцни осцилатори. Анализирајући табелу 3, као и доступне спецификације осцилатора, начелно се може закључити следећа хијерархија референци (референтних еталона):

За испитивање дуготрајне стабилности:

1. цезијумски,
2. рубидијумски и затим
3. кварцни еталони фреквенције.

За испитивање краткотрајне стабилности, односно SSB фазног шума, поредак референтних еталона је другачији:

1. CS/BVA ОСХО кварцни,
2. цезијумски,
3. ОСХО кварцни и на крају
4. рубидијумски еталони фреквенције.

Ово је само начелна подела референтних еталона према приоритету, односно према доминантној карактеристици стабилности. Карактеристике се могу разликовати од случаја до случаја и пре мерења је потребно прецизно дефинисати који еталон има потребне и довољне карактеристике – у принципу боље од испитиваног осцилатора. У табели 3 су приказане типичне вредности различитих типова осцилатора. Иако су спецификације

произвођача у највећој мери прецизне, стварни параметри осцилатора могу бити различити од спецификација, како у неповољнијем, тако и у повољнијем случају.

Наиме, реална мерења стабилности неких кварцних осцилатора, а посебно код осцилатора старије производње, показала су да је тренутна стабилност близу два реда величине боља од декларисаних. Ово се може десити из неколико разлога. Према мишљењу Мајкла Ломбардија, руководиоца дивизије за време и фреквенцију америчког националног метролошког института (NIST), први разлог је што су произвођачи, као што су Hewlett Packard, прилично конзервативно и скромно изражавали могућности својих производа (имајући у виду да су задовољавали тадашње потребе). Други разлог је сама природа квалитетно израђеног кварца – након година употребе, неки осцилатори могу постати стабилнији него у тренутку израде. Треће, у време израде осцилатора старије генерације, нису постојали толико стабилни стандарди, а опрема за мерење није имала резолуцију нити могућност одабирања као што је то данас случај [24].

4. МЕТОДЕ МЕРЕЊА СТАБИЛНОСТИ ФРЕКВЕНЦИЈЕ У ФРЕКВЕНЦИЈСКОМ ДОМЕНУ

Као и код сваког мерења физичких величина, мерење фазног шума се може реализовати на више начина, различитим методама и употребом врло широког спектра мерне опреме [55]. Ни један од начина није савршен и сваки од њих има одређене предности и одређене мане, које се крећу од техничких карактеристика и ограничења, па све до цене мерне опреме која се користи.

У литератури постоји више подела метода за мерење фазног шума. Једна од подела је на основу начина мерења сигнала, те се тако разликују:

1. директне и
2. индиректне методе мерења.

Код директних метода фазни шум се мери непосредним мерењем сигнала. За разлику од њих, код индиректних метода сигнали се на неки начин конвертују у облике који су погоднији за даља мерења. Дакле, фазни шум се не мери директно, већ се мере неки други параметри (на пример сигнал грешке PLL петље), а податак о фазном шуму се добија накнадним израчунавањем.

Ако се за основу поделе начина мерења фазног шума узме број извора фреквенције који се користи при мерењу, тада се разликују [56]:

1. хомодинске и
2. хетеродинске методе мерења.

Код хомодинских (или, слободно преведено, једноструких) метода фазни шум неког осцилатора се мери на основу упоређења са самим собом. Ове методе се обично базирају на коришћењу линија за кашњење, те се носећа фреквенција осцилатора упоређује са истом том фреквенцијом закашњеном за познату величину.

Хетеродинске методе (или вишеструке у слободном преводу), поред осцилатора чији се фазни шум мери, захтевају коришћење и референтног осцилатора, односно фреквенције познатог фазног шума.

Најзаступљенија подела метода мерења фазног шума је подела у 6 основних група [2]:

1. метода коришћењем анализатора фреквенцијског спектра,
2. метода коришћењем линија за кашњење (*енгл.* Delay Line Discriminator),
3. метода заснована на квадратурној техници (*енгл.* Quadrature Technique),
4. метода коришћењем FM дискриминатора (*енгл.* FM Discriminator),
5. метода заснована на унакрсној корелацији (*енгл.* Cross Correlation) и
6. метода директних дигиталних мерења.

Свих ових 6 метода се разликују, али и преклапају према суштинском начину мерења. Међутим, оваква подела можда најбоље показује различитости приступа мерењу. Општи блок дијаграм система за мерење фазног шума може се представити као на слици:



Слика 18: Основни принцип система за мерење фазног шума

Са „РЕФ“ и „ТЕСТ“ на слици 18 су означени референтни и тест осцилатори. Ради поједностављења изражавања, у дисертацији ће се ове ознаке користити као:

- РЕФ или REF ознаке за референтни осцилатор и
- ТЕСТ или TEST ознаке за осцилатор чији се фазни шум мери

Првих 5 метода, сем директне методе дигиталних мерења, базирају се на истом принципу: РЕФ и ТЕСТ сигнали се конвертују у неки фреквенцијски опсег или међу-фреквенцију и као такви пропуштају кроз уређај који детектује информацију о фази или фреквенцији у односу на носећу фреквенцију. Затим се на уређају за мерење у фреквенцијском спектру врши мерење шума у функцији офсет фреквенције.

Системи за калибрацију служе да се добијени подаци о шуму правилно скалирају и прикажу у одговарајућим јединицама.

Изузетак са слике 18 су хомодинске методе мерења, као што је то случај са методама заснованим на линијама за кашњење, код којих није потребно користити референтне осцилаторе.

Изузетак, такође, могу представљати мерења анализатором фреквенцијског спектра, када референтни осцилатор може бити и локални осцилатор самог анализатора.

Уређаји за мерење у спектру фреквенција могу бити анализатори фреквенцијског спектра, различити FFT анализатори или брзи дигитални конвертори чији се излази могу приказати као односи снаге (или нивоа) сигнала и фреквенције.

4.1 Скалирање шума и фреквенцијског опсега

Многи системи не мере фазни шум у фреквенцијском опсегу од 1 Hz, како се захтева самом дефиницијом фазног шума. Мерења се изводе над читавим опсегом офсет фреквенција, тако да се мерење мора скалирати у односу на читав опсег [2].

Уколико се посматра најједноставнији случај, када је шум сигнала у највећој мери раван на фреквенцијама унутар опсега који је од интереса за мерење и не садржи кохерентне сигнале, тада се ниво шума може да скалира као:

$$N\Delta F = (SSB\ 1\ Hz) + 10\log\Delta F \quad (25)$$

где је:

- $N\Delta F$ шум у фреквенцијском опсегу ΔF ,
- ΔF фреквенцијски опсег сигнала у коме се шум мери (Bandwidth), а
- $SSB\ 1\ Hz$ фазни шум у опсегу 1 Hz.

Овако се фазни шум мери у јединици dB/Hz. На примеру аудио сигнала, ако је захтев да се шум изрази у опсегу од 3 kHz, ниво шума ће у таквом опсегу бити већи за око 33 dB него да се посматра у опсегу од 1 Hz.

Међутим, у случају када шум није раван у целом опсегу фреквенције, тада се у прорачун о фазном шуму мора укључити крива шума, уколико је њен облик познат. Други и практичнији начин је да се опсег подели у подопсеге, у којима се шум може сматрати равним у односу на промену фреквенције. Тада се снага шума свих подопсега сабира да би се добио податак о шуму у целом опсегу од интереса. Али, уколико у опсегу мерења постоје кохерентни сигнали, просто сабирање није могуће. Уместо тога, мора се спровести испитивање сваког сигнала посебно да би се донео закључак о величини њиховог утицаја на шум, односно да би се донео закључак да ли се њихов утицај испољава на укупну снагу или на ниво сигнала.

За све ово подразумева се да је мерење шума извршено над опсегом који је дефинисан идеалним филтером, односно филтером који има идеалну селективност. Овакав филтер у оквиру свог фреквенцијског опсега пропушта сигнал без икаквог слабљења, а ван њега не допушта никакву интерференцију. У стварности, уместо непостојећих идеалних, користе се филтери којима је опсег шума ограничен несавршеним карактеристикама. Укупном шуму који се мери, у мањем или већем обиму доприносе сигнали изван жељеног опсега, а што зависи од облика криве пропусног опсега филтера и њихове стрмине на границама опсега. И поред тога, измерени шум је највећим делом потекао услед шума унутар опсега од интереса.

4.2 Методе коришћењем анализатора фреквенцијског спектра

Анализатори фреквенцијског спектра су мерила која по својој основној намени мере снагу сигнала у ужем или ширем фреквенцијском спектру, зависно од својих основних карактеристика. Новије генерације анализатора опремљене су специфичним софтверским додацима који имају функцију директног мерења и приказивања фазног шума. Овакви анализатори, у фреквенцијском опсегу свог филтера, конвертују измерени ниво сигнала у еквиваленти ниво шума у опсегу 1 Hz, чиме омогућавају да се шум може сматрати као Гаусов и раван унутар опсега филтера.

Примери за ово су анализатори спектра произвођача Keysight (на пример тип E4447A, са додатном опцијом 226), или широка палета анализатора сигнала произвођача Rohde&Schwarz (R&S@FSV фамилије) [57][58]. Мерење фазног шума оваквим уређајем се своди на просто везивање ТЕСТ осцилатора на његов улаз.

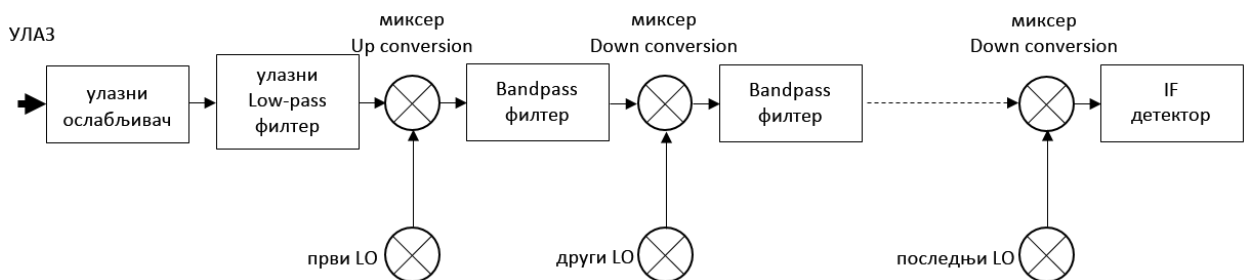


Слика 19: Директно мерење фазног шума помоћу анализатора фреквенцијског спектра

Каснијом анализом ће се показати да директна метода мерења фазног шума анализатором фреквенцијског спектра није од примарног интереса за истраживање везано за ову дисертацију. Међутим, анализатор спектра ће бити коришћен у опису наредних метода, тако да се самом мерењу уз помоћ мерила оваквог типа у дисертацији даје нешто детаљнија анализа.

Мерење фазног шума анализатором фреквенцијског спектра се своди на мерење укупне снаге сигнала на носећој фреквенцији, а затим на мерење нивоа шума на одређеним офсет фреквенцијама од носиоца, нормализовано на опсег од 1 Hz. Да би се отклонио проблем тачног одређивања врха сигнала, односно умањили утицаји шума близу носеће фреквенције, као и утицај фреквенцијског дрифта ТЕСТ и локалног осцилатора анализатора, за мерење снаге сигнала на носећој фреквенцији је потребно изабрати шири опсег филтера [59].

Блок шема типичног анализатора фреквенцијског спектра може бити представљена као на слици:



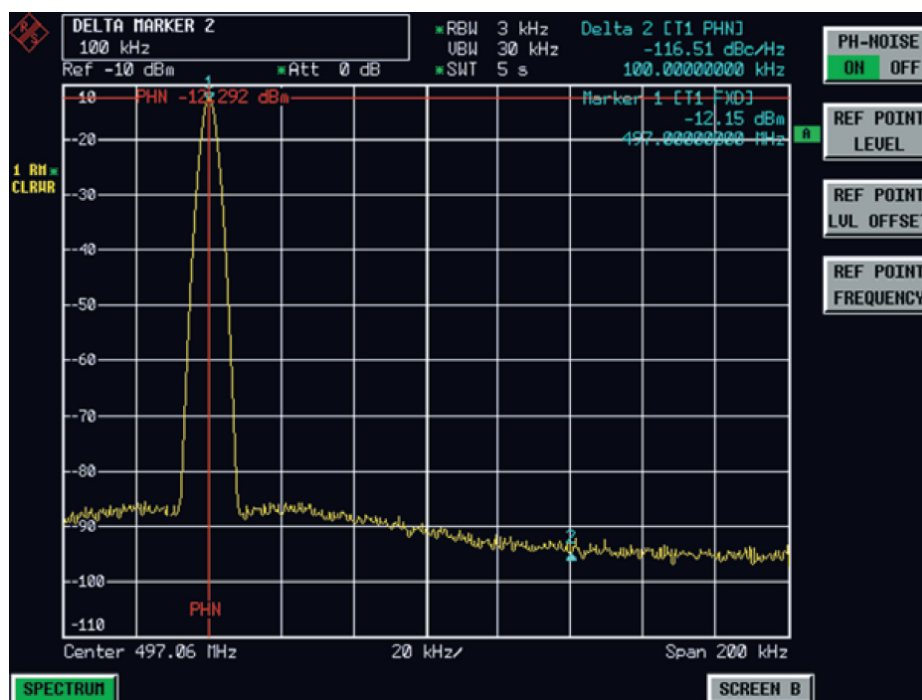
Слика 20: Типична блок шема анализатора фреквенцијског спектра

Улазни сигнал се на почетку филтрира и слаби након што се, уз помоћ локалног осцилатора, конвертује на вишу фреквенцију. Даље се филтрира и конвертује на ниже фреквенције серијом локалних осцилатора и филтера, на чијем излазу се добија сигнал спреман за мерење. Мерење се одвија након што се сигнал пропусти кроз један или више филтера пропусника опсега (Bandpass). IF детектор (детектор међуфреквенције) ће у мерење укључити секцију филтера који дефинишу опсег мерења анализатора. Филтери су обично израђени од завојница, кондензатора и отпорника. Међутим, све је чешћа употреба и дигиталних филтера, у делу шеме након што се нискофреквентни сигнал конвертује из дигиталног у аналогни облик [2].

У зависности од одабраног опсега филтера, међуфреквенција на крају обраде сигнала мора да буде променљива, како би се постигао жељени опсег. Шири опсези захтевају веће међуфреквенције.

За потребе мерења снаге сигнала и шума, анализатори спектра нуде помоћне функције које се могу искористити и намењене су да олакшају мерења, као што су [59][60]:

- аутоматизовано позиционирање на врх сигнала (Peak Find),
- аутоматизовано праћење врха сигнала (Peak Tracking),
- нормализација на опсег 1 Hz,
- коришћење маркера ради релативних мерења
- и други.



Слика 21: Олакшано мерење фазног шума коришћењем маркера и аутоматизованих функција анализатора фреквенцијског спектра [31]

4.2.1 Процес мерења директном методом

Мерење фазног шума помоћу анализатора фреквенцијског спектра захтева два корака [59]:

1. мерење нивоа (снаге) сигнала на носећој фреквенцији P_S и
2. мерење нивоа фазног шума на фреквенцији офсета $\mathcal{L}_{PN}(f_m)$.

Уколико се користи RMS детектор, онда је једначина за фазни шум на f_m офсет фреквенцији од носиоца, у односу на 1 Hz опсега резолуције анализатора (Resolution Bandwidth) [59]:

$$\mathcal{L}_{PN}(f_m) = \mathcal{L}_{PNm}(f_m) - 10\log B_{N,IF} \quad (26)$$

где је:

- $\mathcal{L}_{PN}(f_m)$ ниво фазног шума на офсет фреквенцији f_m у односу на опсег 1 Hz, изражен у dBm,
- $\mathcal{L}_{PNm}(f_m)$ ниво фазног шума измерен са RMS детектором на опсегу шума $B_{N,IF}$, изражен у dBm, а
- $B_{N,IF}$ опсег шума филтера резолуције, изражен у Hz.

Зависно од филтера који се користи, опсег шума филтера резолуције се може израчунати из опсега 3 dB филтера са додатком корекционог фактора (KF – види прилог 1):

$$\mathcal{L}_{PN}(f_m) = \mathcal{L}_{PNm}(f_m) - 10\log B_{N,IF} + 2,5dB \quad (27)$$

На крају се величина фазног шума добија као:

$$\mathcal{L}(f_m) = \mathcal{L}_{PN}(f_m) - P_S \quad (28)$$

Што се корекционих фактора опсега шума тиче, обично је случај да су они већ урачунати приликом приказа на анализатору спектра, тако да се прорачун из једначине 27 прескаче. Детаљан опис рада и утицаја детектора код анализатора фреквенцијског спектра описан је у литератури [59].

4.2.2 Ограничења методе мерења анализатором фреквенцијског спектра

Добра страна мерења анализатором је да сигнал може да се мери опсервацијом обе стране спектра, те је могуће уочити евентуалну повећану асиметрију у спектру, што није случај код других метода [61][62].

Међутим, анализатор спектра у односу на промену фреквенције приказује (исцртава) снагу сигнала коју „види“ његов филтер. Овакав сигнал садржи и фазни, али и амплитудни шум, те се на екрану анализатора приказује њихова сума – анализатор фреквенцијског спектра нема могућности да их разликује. Ова ситуација је заступљена онда када је амплитудни шум доминантнији од фазног, али није честа појава. Такође, недостатак овог типа обично важи у ограниченом опсегу офсет фреквенција.

Када се мери сигнал већих фреквенција, у циљу одбацивања нежељених слика сигнала, анализатори користе такозване системе хармонијског одабирања (семпловања) и пре-селекторе. На овај начин се повећавају нивои шума локалних осцилатора, који даље могу да доведу до појаве неуједначеног, степенастог рада анализатора приликом промене фреквенције. Ово представља значајни ограничавајући фактор приликом мерења фазног шума.

Други ограничавајући фактор се дешава због коришћења пребрисавања, односно свиповања фреквенције. Наиме, да би се уопште омогућио рад анализатора на принципу пребрисавања, бар један од локалних осцилатора мора да буде оптерећен свиповањем фреквенције како би се стекли услови за даљи рад на фиксној ниској фреквенцији. Из тог разлога, локални осцилатори морају бити израђени тако да буду фреквенцијски прилагодљиви, чиме се повећава њихов фазни шум. Укупан шум анализатора представља

збир шумова свих локалних осцилатора, те се анализатори спектра не могу користити за мерење фазног шума испод те вредности.

Једно од ограничења анализатора спектра приликом мерења фазног шума представља и чињеница да је мерење на фреквенцијама далеким од носиоца понекада немогуће. Анализатори спектра су намењени за приказ сигнала у врло широким фреквенцијским опсезима (великим динамичким опсезима). При пројектовању анализатора се води рачуна да се мерење што приближније изврши искључиво на мереном сигналу, а не и на утицајима који се могу јавити из окружења. Да би се то остварило, нивои сигнала који се доводе на миксере морају бити строго контролисани, како не би дошло до интермодулационих продуката. Управо ова ограничења односа сигнал-шум анализатора спектра доводе до ограничења мерења фазног шума на офсет фреквенцијама које су удаљене од носеће фреквенције [59][63][64][65][66][67].

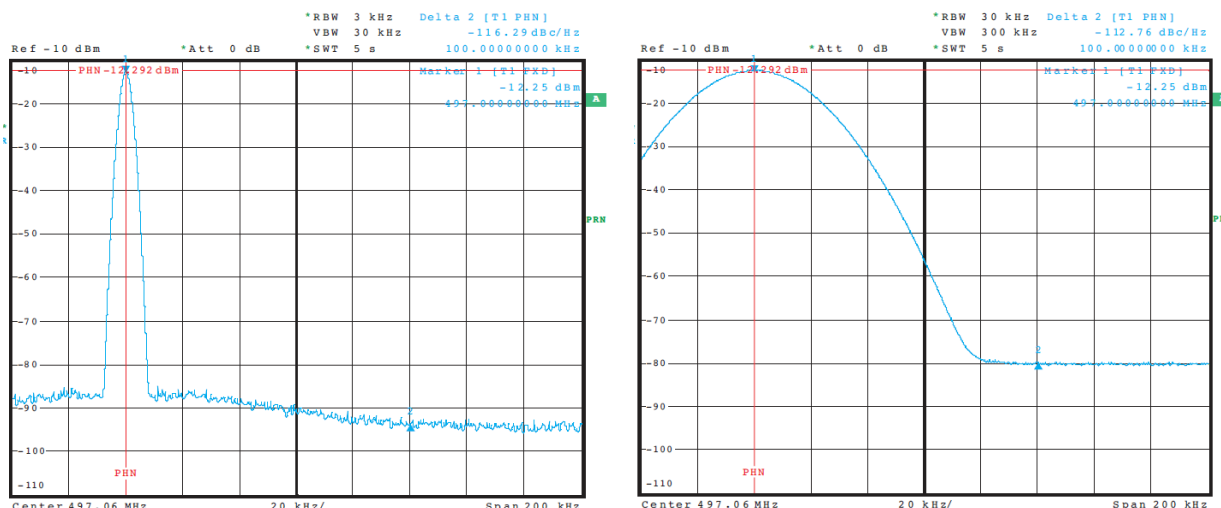
Употреба анализатора спектра је такође ограничена и за офсет фреквенције блиске носећим фреквенцијама. Ово ограничење стварају филтери. На анализатору спектра се са обе стране носећег сигнала приказују одзиви из филтера. Пошто се носећи сигнал приказује као велики сигнал, да би се широки спектар уопште видео, потребно је одредити разумно велики офсет на коме ће анализатор приказивати сигнал. Ово неминовно доводи до ограничења анализатора спектра за мерење фазног шума на офсет фреквенцијама блиским носиоцу.

Код анализатора спектра који користе дигиталне филтере и имају могућности мерења на врло уским опсезима, ограничења мерења на офсет фреквенцијама блиским носиоцу се умањују.

4.2.3 Како одабрати опсег резолуције (Resolution Bandwidth)

Када се врше мерења фазног шума на некој од фреквенција офсета, посебна пажња се мора поклонити правилном одабиру опсега резолуције, скраћено RESBW, који би за потребе ових мерења требало да буде разумно мали. Уколико је RESBW велики, неће се постићи довољно потискивање носеће фреквенције од стране IF филтера. У том случају ће ниво заосталог сигнала носиоца на улазу детектора или A/D конвертора бити превелики, односно може бити већи од нивоа фазног шума, тако да мерење неће имати смисла – величина фазног шума ће бити нереално већа но што заиста јесте [59].

На слици 22 под а) и под б) приказани су примери погрешног и доброг одабира RESBW:



Слика 22: Како одабрати опсег резолуције (RESBW) [31]

а): RESBW превелики – недовољно потискивање носиоца

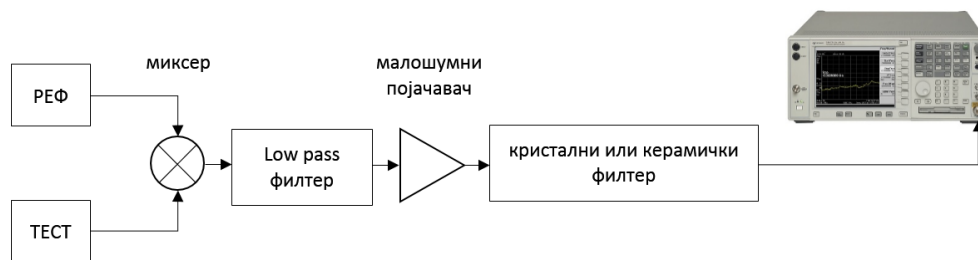
б): Правилно одабрани, довољно мали опсег резолуције RESBW

Максимално дозвољени RESBW ограничен је фреквенцијом офсета и обликом преносне карактеристике IF филтера, односно карактеристике његове селективности. Из тог разлога је немогуће применити било какав генерализовани принцип за одређивање довољног опсега резолуције.

Због веома брзог времена свиповања фреквенције, у пракси су ипак пожељни високи опсежи резолуције. У тим случајевима, приликом коришћења широкопропусних IF филтера, приликом мерења опсег резолуције је потребно смањивати све до границе док вредност фазног шума не престане да се смањује [59].

4.2.4 Побољшање директне методе мерења анализатором фреквенцијског спектра употребом Down конвертора

Као што је наведено, најзначајније ограничење методе мерења фазног шума анализатором фреквенцијског спектра доноси одсуство потискивања, или пак недовољно потискивање сигнала на носећој фреквенцији. Природа анализатора спектра је таква да су велики динамички опсежи рада неопходни. Са друге стране, управо ова чињеница ограничава њихову могућност мерења фазног шума. У неким случајевима, ова ограничења је могуће умањити, или чак и превазићи уколико се сигнал пре увођења у анализатор спектра посебно обради. Блок шема побољшане методе приказана је на слици:



Слика 23: Блок шема побољшане методе мерења фазног шума употребом down конвертора

Ова метода захтева употребу референтног осцилатора и миксера, да би се сигнал ТЕСТ осцилатора конвертовао на међуфреквенцију погодну за даље мерење. Затим се сигнал из миксера пропушта кроз филтер нископропусник опсега, како би се анулирали утицаји сабирања компоненти на самом миксеру. Тако очишћени сигнал се појачава нискошумним појачавачем и преко филтера пропусника опсега доводи на улаз анализатора спектра, где се врши мерење фазног шума. Филтер мора да елиминише међуфреквенцију, али и да пропусти одабрани опсег шума на даљу обраду. Његова пропусна карактеристика треба да буде што равнија, како не би дошло до проблема у калибрацији система. Опсег филтера анализатора се подешава да буде ужи од опсега филтера пропусника опсега, и управо његов опсег одређује крајњи опсег мерења [2][17].

Побољшање методе се огледа у томе што је носећа фреквенција потиснута филтером пропусником опсега учестаности на излазу миксера. Сада анализатор спектра мери скоро искључиво део сигнала који је од интереса, односно мери само фазни шум. Шум који се јављао приликом мешања ТЕСТ сигнала и сигнала локалног осцилатора анализатора је знатно смањен, те ограничења динамичког опсега услед квалитета локалног осцилатора анализатора нису више критична. Такође се знатно смањује и потреба за великим динамичким опсегом самог анализатора фреквенцијског спектра.

И поред ових побољшања, мора се водити рачуна о неким недостацима. Први од њих се јавља због несавршености импедансе филтера узаних опсега. Наиме, њихова импеданса се значајно мења са фреквенцијом, у односу на номиналних 50Ω , јер је права реткост да су произведени за употребу у 50Ω -ским системима. Зато се миксер мора на неки начин заштитити од ових неприлагођења, како би се избегло додатно мешање са рефлектованим сигналимa.

Друго, филтери се могу понашати нелинеарно како на ниским, тако и на високим нивоима, што је последица искакања кристалних или керамичких уређаја из њихових линеарних режима рада у смислу примљене снаге сигнала. Нелинеарност у раду на ниским нивоима је карактеристика, пре свега, кристалних филтера, док је на вишим нивоима ова појава карактеристична и за кристалне и за керамичке филтере.

Уколико се о њима не води рачуна, ови проблеми, у комбинацији са неравномерним фреквенцијским одзивом у пропуснику опсега, могу да доведу до непоузданих мерења.

Следеће ограничење ове методе је везано за мерења на офсет фреквенцијама обично изнад 10 kHz . Изнад ове фреквенције филтери морају да одбаце значајни део носеће фреквенције на међуфреквенцији, што представља проблем.

4.2.5 Подешавање (калибрација) и еталонирање система заснованог на анализатору фреквенцијског спектра

Код директног метода мерења фазног шума, довољно је познавати карактеристике анализатора спектра утврђене или потврђене еталонирањем. Утицај на укупну мерну несигурност мерења оцењује се на основу перформанси самог анализатора.

Међутим, када се користи побољшање методе употребом down конвертора, мора се водити рачуна о следећем:

- фреквенције ТЕСТ и референтног осцилатора морају бити подешене на средину карактеристике филтера пропусника опсега;
- потребно је тачно измерити ниво улазног међуфреквенцијског сигнала у анализатор, како би се спречило његово преоптерећење;
- потребно је фреквенцију референтног осцилатора у односу на фреквенцију ТЕСТ сигнала померити тачно за фреквенцију офсета на коме се мери фазни шум;
- приликом мерења нивоа шума и нивоа сигнала на носећој фреквенцији филтер резолуције анализатора спектра мора бити исти, како би се избегле додатне грешке у тачности мерења, које би се у супротном десиле због пребацивања филтара;
- потребно је обезбедити да амплитуда ТЕСТ сигнала буде већа од амплитуде референтног сигнала на улазу мешача. При овоме се мора водити рачуна да је ниво сигнала на мешачу довољан за његов несметани рад. На овај начин се може смањити и утицај нежељеног амплитудског шума на мерење.

4.2.6 Закључци о методама заснованим на анализатору фреквенцијског спектра

Сумарно, у кратким цртама, о методама базираним на употреби анализатора фреквенцијског спектра, могу се извести следеће предности и мане:

Предности директне методе:

- један од ретких метода када се могу мерити шумови сигнала асиметричног фреквенцијског спектра
- могућност мерења сигнала високих фреквенција, што ограничава фреквенцијски опсег рада самог анализатора
- не захтева се референтни сигнал
- мерење је једноставно и лако
- подешавање и еталонирање система је једноставно и своди се на еталонирање анализатора, према препорукама произвођача
- анализатори фреквенцијског спектра су обично стандардна мерна опрема коју лабораторије већ поседују због потреба за неким другим мерењима, тако да додатна улагања нису потребна

Недостаци директне методе:

- генерално слабих перформанси приликом мерења фазног шума
- нема могућност издвајања амплитудског од фазног шума, а крајњи резултат представља њихову суму
- немогућност мерења врло стабилних, кварцних осцилатора
- мерења се не могу спровести за офсет фреквенције испод 1 kHz [2]
- метода није погодна за мерења фазног шума блиских носиоцу (< 20 Hz) [2]

Предности унапређене методе, употребом down конвертора:

- врхунска метода за мерење на великим офсет фреквенцијама
- могуће мерење фазног шума сигнала асиметричних фреквенцијских спектра
- мерење се изводи довољно брзо
- перформансе у односу на директну методу су побољшане за 20 до 40 dB

Недостаци методе употребом down конвертора:

- немогућност мерења врло стабилних, кварцних осцилатора
- мерења се не могу спровести за офсет фреквенције испод 10 kHz [1]
- метода није погодна за мерења фазног шума блиских носиоцу (< 20 Hz) [1]
- захтева се референтни сигнал за офсет
- увођење down конвертора доста усложњава подешавање и еталонирање система

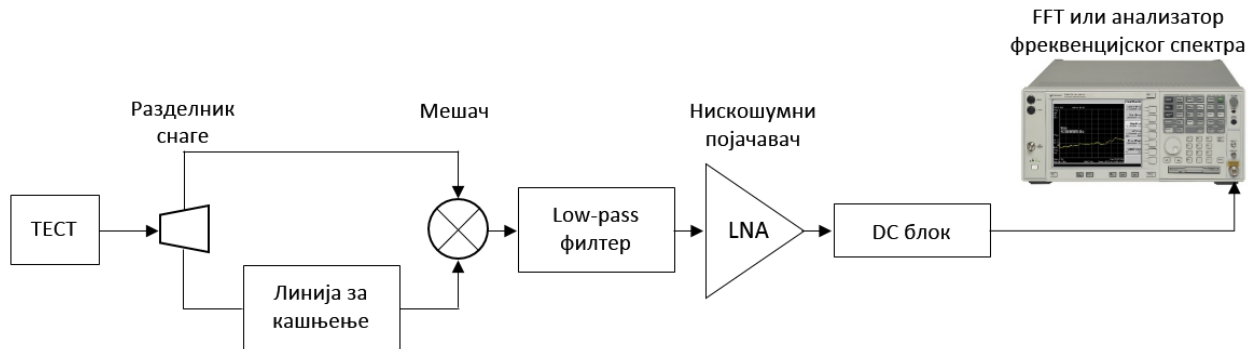
Све у свему, о методама мерења фазног шума помоћу анализатора фреквенцијског спектра могу се донети следећи закључци:

- приликом директног мерења фазног шума, анализатор фреквенцијског спектра нема могућности да разликује фазни и амплитудски шум, што у одређеним, али ретким случајевима може довести до погрешних мерења на неким опсезима офсет фреквенције;
- квалитет локалних осцилатора анализатора спектра директно утичу на квалитет мерења;
- велики динамички опсежи анализатора спектра неповољно утичу на мерење фазног шума, а посебно на офсет фреквенцијама далеко од носиоца;
- филтери ограничавају могућност мерења на офсет фреквенцијама блиским носиоцу. Овај утицај је мањи код анализатора који користе дигиталне филтере;
- мора се водити рачуна о опсегу резолуције анализатора;
- употребом down конвертора директна метода се значајно побољшава, али се строго мора водити рачуна о импеданси употребљених филтера и нивоима сигнала на њиховим улазима;
- предност директног мерења фазног шума анализатором фреквенцијског спектра се огледа у томе што су кориснику видљиве обе стране спектра око носиоца сигнала, тако да се могу донети закључци о евентуалној несиметрији опсега.

И поред свих недостатака и ограничења, анализатори фреквенцијског спектра су широко распрострањене употребе код корисника. Уколико потребе за мерењем фазног шума нису захтевне, метода мерења овом врстом мерила је више него добра и поуздана.

4.3 Метода коришћењем линије за кашњење (Delay Line Discriminator метода)

Основна идеја методе засноване на коришћењу линија за кашњење је демодулација сигнала и, на крају, мерење нивоа добијеног сигнала сразмерног FM шума извора. Упростиена блок шема мерења фазног шума овом методом може бити приказана као:



Слика 24: Блок шема методе мерења фазног шума употребом линије за кашњење

Ова метода спада у група хомодинских метода, јер за мерење фазног шума не употребљава референтни извор сигнала, већ се ТЕСТ сигнал упоређује са његовом сопственом, закашњеном варијантом [2][68]. Дакле, са ТЕСТ осцилатора сигнал се дели разделником снаге на два крака. Један крак сигнала, приближно истоветан изворном, се доводи директно на миксер (мешач). Други крак сигнала се касни кроз линију за кашњење и као такав доводи на други крај миксера. Збирна фреквенција добијена на двоструко балансираном миксеру се уклања филтером нископропусником опсега и даље појачава на нискошумном појачавачу. На улазе двоструко балансираног мешача се доводе два сигнала исте номиналне фреквенције, тако да, у суштини, његов излаз представља једносмерни напон, чија величина зависи од фазне разлике ова два сигнала.

Поменуто је да су сигнали на излазу делитеља снаге „приближни“ улазном ТЕСТ сигналу. Прва разлика се јавља због чињенице да делитељи на својим излазима слабе улазне сигнале по нивоу. Типично унесено слабљење делитеља који су присутни на тржишту износи од 6 dB до 8 dB. Друга деградација сигнала се јавља због карактеристике симетричности излаза разделника, често називана и Tracking. Ова карактеристика говори о томе колико се два (или више) излаза разделника разликују по нивоу. Типичне вредности се крећу од 0,05 dB код изузетно квалитетних разделника, па до 0,4 dB.

Линије за кашњење, у пракси, обично чине кабл ниског слабљења и променљиви фазни померај (шифтер). Каблови у систему могу да служе да се сигнал закасни. На пример, 100 m кабла уноси кашњење од око 480 ns, али и око 10 dB слабљења [5]. Теоретско време кашњења кроз кабл се може израчунати као:

$$t_d = \frac{l}{v_f \cdot c} \quad (29)$$

где је:

- t_d кашњење кабла (ns),
- l дужина кабла (m),
- c брзина светлости (око 300.000.000 m/s), а
- v_f фактор брзине (неименовани број), а добија се као:

$$v_f = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (30)$$

где је ϵ_r релативна диелектрична константа диелектрика у каблу. Како се ϵ_r најчешће коришћених диелектрика креће у опсегу од 1,3 до 2,3 (такође неименовани број), то се вредности фактора брзине обично крећу од 0,66 до 0,88.

Фазни помераач (шифтер), или уређај за померање фазе, служи да се фазе сигнала који се доводе на улаз миксера подесе на разлику у квадратури (90°, 180°, 270°). Када је разлика фаза два сигнала у квадратури (нпр. 90°), номинална вредност једносмерног напона на излазу миксера је 0 V. Уместо фазног помераача (шифтера) могу да се користе и подесиве механичке линије за трансмисију.

Овакав мерни систем се, у суштини, понаша као FM дискриминатор: ако претпоставимо да је ТЕСТ синусни сигнал фазно модулисан једним, такође синусним сигналом (модулишућа фреквенција), систем ће упоређивати њега и његову закашњену варијанту. Дакле, на улазима миксера се упоређују два сигнала једнаких фреквенција, која се међусобно разликују по фази. Тада ће се на излазу миксера појавити синусни сигнал, чија ће амплитуда бити директно зависна управо од фазне разлике два сигнала на улазу. Како се фреквенција модулације смањује, смањиваће се и амплитуда демодулисаног сигнала на излазу миксера, јер ће се и време кашњења два сигнала смањивати пропорционално фреквенцији сигнала којом је ТЕСТ сигнал фазно модулисан. Поједностављено, у једном те истом временском интервалу, ниво сигнала ће бити мањи у сразмери са смањивањем фреквенције модулишућег сигнала. FM дискриминатори имају управо овакву функцију.

На улазе миксера је потребно доводити високе нивое RF сигнала. Иако је миксер могуће увести у линеарни режим рада и са нижим RF нивоима, ово се не препоручује, јер се тада смањује и ниво излаза миксера. Ово доводи до смањења осетљивости целокупног система за мерење. Из тог разлога је у пракси показано да се мора користити бар један додатни појачавач, како би се осигурао правилан рад миксера.

Излаз миксера се може представити формулом:

$$V_n = K \cdot 2 \cdot \pi \cdot t_d \cdot \Delta f_m \cdot \frac{\sin(\pi T f_m)}{\pi T f_m} \quad (31)$$

где је:

- V_n амплитуда сигнала шума на офсет фреквенцији f_m (V),
- K осетљивост фазног детектора (V/rad),
- t_d кашњење линије за кашњење (s), а
- f_m офсет фреквенција (Hz).

Опсег рада дискриминатора је $\sin x/x$ функција, којој се прва нула појављује на фреквенцији еквивалентној временском кашњењу између сигнала са једног и другог крака система. Нула функције се јавља јер на овој фреквенцији кашњење представља пуни круг било које фазне модулације која се може појавити.

Осетљивост FM дискриминатора система зависи од:

- RF нивоа сигнала на улазу,
- слабљења конверзије на миксеру и
- времена кашњења линије за кашњење.

Посматрајући једначине 29 и 31 може се закључити да ће се осетљивост система повећавати повећањем времена кашњења. Међутим, опсег мерења је карактеристика која је више проблематична, с обзиром на то да је тада прва нула функције $\sin x/x$ нижа, чиме се и опсег рада система значајно смањује.

Осим кашњења кроз коаксијални кабл, мора се обратити пажња и на слабљење сигнала пре него што се доведе на улаз миксера. Наиме, са повећањем фреквенције ТЕСТ сигнала расте и слабљење кроз кабл, те се мора размотрити и увођење додатних појачавача, како би се осигурали довољни RF нивои за правилан рад миксера, односно како би слабљења конверзије на миксеру имала што мањи утицај, а тиме и постигнута одговарајућа осетљивост целог система.

Миксер се понаша као фазни детектор, али цео систем суштински мери FM шум. На крају, излаз из миксера не представља податак о фазном шуму, већ амплитуда шума мора да се конвертује. Уколико је осетљивост миксера правилно подешена, добијени резултат мерења се дели квадратом офсет фреквенције f_m^2 [2].

4.3.1 Карактеристике методе коришћењем линије за кашњење

Значајна предност овог метода је хомодински принцип рада, односно код методе коришћењем линије за кашњење нема потребе за референтним осцилатором, или другим извором фреквенције, како би се мерење вршило на јединственој међуфреквенцији. Ово отклања додатну зашумљеност система интерним шумом референце.

Друга предност овог метода се огледа у томе што је заснован на принципу дискриминатора фреквенције – мале промене у фреквенцији ТЕСТ сигнала (које могу бити последица фазног шума нискофреквентних извора напајања) не утичу значајно на рад целокупног система. Како на свом излазу систем генерише једносмерни офсет, промене фреквенције ТЕСТ сигнала у времену неће имати значајни утицај уколико су релативно мање од опсега рада система.

Дакле, овај метод је врло погодан за мерење фазног шума изразито зашумљених осцилатора. Са друге стране, мерења фазног шума спектрално чистих осцилатора није могуће, јер је високи праг шума један од кључних ограничавајућих фактора овог система.

Други битни недостатак је везан за врло ограничени опсег офсет фреквенција на коме је метод употребљив, а у директној је вези са прагом шума. Наиме, праг шума зависи од величине кашњења линије за кашњење – што је веће време кашњења, то је и праг шума нижи, односно бољи. Међутим, ово истовремено значи и да се крајња фреквенција офсета на којој је мерење могуће, рапидно смањује [69].

Крајња фреквенција офсета на коме је могуће мерење овим методом је у највећој мери зависна од трајања кашњења. Како се нула појављује на фреквенцији обрнуто сразмерној времену кашњења ($1/t_d$), препорука је да се мерења изводе до крајње фреквенције једнаке:

$$f_m (\text{гранично}) = \frac{1}{4 \cdot t_d} \quad (32)$$

тако да на примеру кашњења од 500 ns крајња фреквенција офсета износи 500 kHz [69].

4.3.2 Еталонирање и подешавање мерног система заснованог на линијама за кашњење

Један од недостатака овог метода је тај што се подешавање система мора да спроведе пре сваког мерења. Поред тога, мерења приликом подешавања нису једноставна. Да би мерење фазног шума било валидно, пре свега се мора имати увид у:

- тачност RF нивоа,
- унетог слабљења оба крака сигнала пре увођења у миксер и
- дужину кашњења линије за кашњење.

Сви ови параметри су мање или више променљиви током времена и зависе од карактеристика ТЕСТ сигнала, те је подешавање система неопходно пре сваког новог мерења.

Најједноставнији начин подешавања система би био методом супституције – осцилатор или извор ТЕСТ сигнала се замени сигнал генератором који има могућност фреквенцијске или фазне модулације, а коме су карактеристике унапред утврђене еталонирањем. Генератор мора да генерише сигнале истоветне ТЕСТ сигналу – потпуно исте фреквенције и, још важније, идентичног нивоа. Како је FM сигнал познат, а dBc може да се израчуна из теорије модулације узаног опсега, добија се калибрациона крива (карактеристика) целог система. Мерна несигурност система је првенствено одређена тачношћу супституције, тачношћу фреквенцијске модулације и тачношћу анализатора фреквенцијског спектра, који се на крају користи да успостави однос између фазног шума и офсет фреквенције.

Чешћи начин подешавања је одређивањем калибрационих фактора амплитудске карактеристике система и њихових подешавања за време кашњења два крака сигнала. Информација о амплитуди се добија подешавањем времена кашњења другог крака сигнала, све док ниво једносмерног излаза миксера не достигне своју максималну и минималну вредност. Из овога се, ако је познат облик сигнала фазног детектора (троугаони или синусни), може доћи до информације о осетљивости система.

Дужина кабла линије за кашњење се мери независним мерењем или рачуна према једначини 29. Уколико је све ово познато, амплитуда фазног шума се рачуна према једначини 31 и конвертује у величину фазни шум.

Ако се систем користи код већих офсета фреквенције, корекције $\sin x/x$ криве морају бити уврштене. Табела корекционих фактора приказана је у Прилогу 2.

4.3.3 Закључак о методи заснованој на линијама за кашњење

Сумарно, предности и мане ове методе се могу дефинисати као:

Предности:

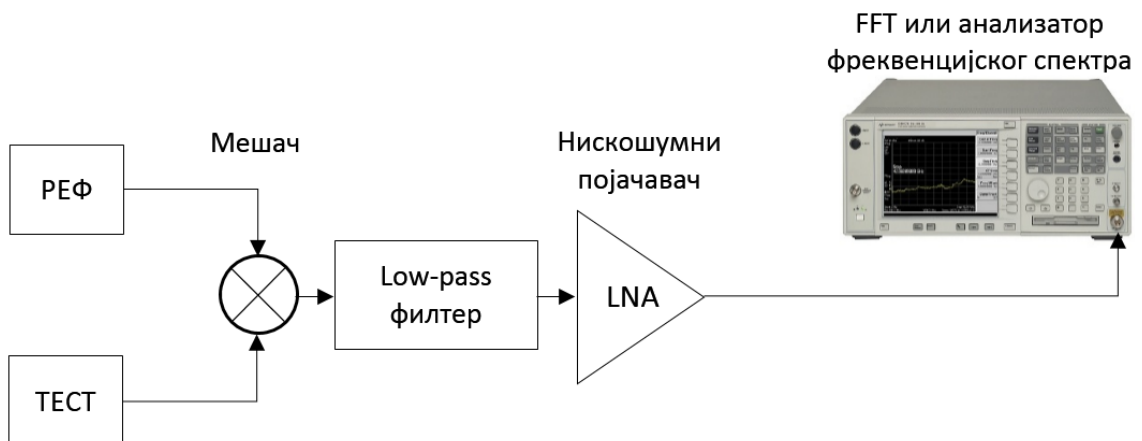
- метода је одлична за мерење фазног шума код осцилатора са великим померајем (дрифтом) фреквенције

Недостаци:

- није погодна за мерење фазног шума стабилних осцилатора (кварцних)
- није погодна за мерење код сигнала асиметричних фреквенцијских спектра
- немогуће је мерити фазни шум на офсет фреквенцијама испод 100 Hz и изнад 1 MHz [2]
- врло компликовано и захтевно подешавање и еталонирање система за мерење

4.4 Метода заснована на квадратурној техници (Quadrature Technique метода)

Ова метода спада у групу хетеродинских метода и захтева коришћење два осцилатора истих фреквенција – референтни познатог шума (РЕФ) и осцилатора чији се фазни шум мери (ТЕСТ). При овоме, фазни шум РЕФ осцилатора мора бити засигурно бољи од карактеристика ТЕСТ осцилатора. Основна идеја и упрошћена блок шема ове методе може се приказати као:



Слика 25: Блок шема методе мерења фазног шума квадратурном техником

Сигнали РЕФ и ТЕСТ осцилатора се мешају у мешачу, те се резултујући сигнал даље филтрира и појачава. Обрада података се најчешће врши FFT анализатором или анализатором фреквенцијског спектра [59][70][71][72][73].

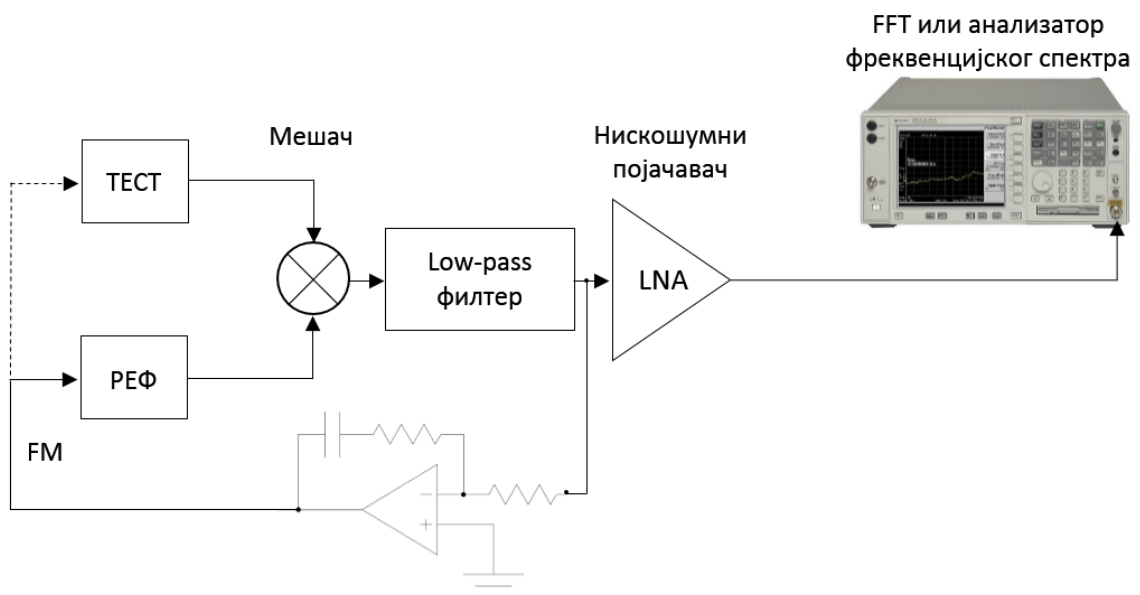
Уколико су ТЕСТ и РЕФ улазни сигнали у мешач фреквенције у фазној квадратури (90°), систем се понаша као фазни детектор. У случају фазне квадратуре, излазни једносмерни напон са мешача је 0 V. Сигнал на излазу мешача представља директну меру фазне разлике сигнала на његовим улазима, односно директну меру фазног шума ТЕСТ сигнала, уколико је испуњен услов да је карактеристика фазног шума РЕФ сигнала боља. Овај, наизглед једноставан услов, може представљати кључни проблем приликом мерења. Ако карактеристика фазног шума РЕФ сигнала није позната, унапред одређена мерењем, односно еталонирањем, поставља се питање шта је крајњи резултат мерења –

да ли је РЕФ сигнал стварна референца, или је пак ТЕСТ сигнал преузео ту улогу, у ком случају меримо фазни шум РЕФ сигнала, што, свакако није циљ. Овоме је потребно посветити посебну пажњу (види поглавље 3).

Основни проблем у реализацији овог метода представља не тако једноставно подешавање фазне квадратуре сигнала. Уколико су сигнали РЕФ и ТЕСТ излази сигнала генератора или генератора функција изразито добре дуготрајне стабилности, онда је подешавање квадратуре тривијално. Код овог типа мерне опреме постоји могућност директног подешавања фреквенције излазних сигнала, те подешавање квадратуре не представља проблем и решава се померањем фазе једног од сигнала директно на уређају. За то време систем ће на излазу давати наизменични напон управо на фреквенцији офсета (фреквенцији за коју је један сигнал померен у односу на други). Након тога, фреквенција се враћа у првобитно стање. Тада ће се фаза генератора преподесити на нову вредност, те се може проверити да ли је она довољно блиска фазној квадратури. Ако су у квадратури, обично је ниво сигнала мањи од 5 % вршног (пик) нивоа фазног детектора у случају када су фреквенције померене. Ово подразумева да је сам сигнал знатно већи од било којег резидуала фазног детектора [2][59].

Уколико један од генератора има могућност финог подешавања фреквенције (нпр. са резолуцијом од 0,1 Hz) тада се може постићи мали офсет фреквенције. Након што се постигне фазна квадратура, фреквенција се враћа на почетну вредност. Могућност што мањег офсета фреквенције омогућиће све боље перформансе система у погледу резолуције мерења. Поред свега овога, генератори новије генерације имају могућност директног подешавања фазе сигнала, што додатно олакшава постизање квадратуре и мерење фазног шума.

Међутим, уколико сва поменута подешавања нису могућа, као на примеру мерења фазног шума осцилатора, односно еталона фреквенције, систем се мора надоградити повратним спрегама, како би се фазна квадратура одржавала. Повратну спрегу чини такозвана „фазно закључана петља“, или Phase Locked Loop (PLL), која контролише фреквенцију, односно фазу једног од осцилатора, ради корекције одступања од фазне квадратуре. У литератури, PLL се често назива и „коло синфазне петље“, а сама метода PLL методом мерења фазног шума [2][59][74].



Слика 26: Блок шема методе мерења фазног шума квадратурном техником, са додатом фазно закључаном петљом (PLL) – често називана PLL метода

PLL врши функцију стабилизације рада кола, генеришући сигнал који има фиксну везу са фазом референтног сигнала. Делује и на фреквенцију и на фазу улазног сигнала, аутоматским повећавањем или смањењем фреквенције ТЕСТ осцилатора, све док се не усклади веза између фреквенције и фазе. PLL кола су примери контролних система који раде на принципу негативне повратне спреге [75].

Једноставније варијанте фазно закључаних петљи раде на начин да пореде фреквенције два сигнала и на излазу дају сигнал једнак њиховој разлици, односно сигнал корекције. Сигнал корекције се, преко филтера нископропусника даље користи за побуду напонски контролисаног осцилатора. Излаз овог осцилатора се преко делитеља фреквенције враћа на улаз, формирајући негативну повратну спрегу. Уколико се фреквенције мењају и сигнал корекције ће се мењати, са тенденцијом да смањи насталу разлику фреквенција. На тај начин, излаз петље прати сигнал са другог улаза (РЕФ сигнал).

Једноставније речено, PLL представља систем који пореди фазе два сигнала и генерише трећи сигнал, који даље служи да управља једним од сигнала, како би њихову разлику одржавао што мањом. Када се фазе два улазна сигнала подесе на исту вредност, тада се каже да је петља закључана, односно да је сигнал корекције (или контролни сигнал) једнак нули. Како је већ речено, мешач се понаша као фазни детектор, тако да ће у случају постигнуте квадратуре, његов излаз бити једнак нули.

У суштини, фазно закључана петља одржава излазни напон мешача на нули. Као што је показано на слици 26, најчешће се користи PLL петља типа 2, тако да је добитак петље на једносмерној компоненти бесконачан. Коришћење ове методе захтева стабилну PLL, која поред тога мора да има и потребан опсег рада да би мерење могло да се спроведе. Гранична фреквенција интегратора петље мора бити довољно ниска да би обезбедила њену стабилност, али у исто време и довољно висока, како време стабилизације петље не би било прекомерно.

У пракси, за напонски контролисани осцилатор може бити искоришћен нискошумни сигнал генератор, који има могућност фреквенцијске модулације [76]. Ово је знатна олакшица у формирању методе, јер се једноставном променом девијације FM на генератору добија промена опсега рада PLL петље, односно успоставља њена жељена карактеристика.

4.4.1 Карактеристике методе базиране на квадратурној техници

Осетљивост система базираног на квадратурној методи је одлична, било да се ради о мерењима фазног шума на ниским, било на високим офсет фреквенцијама. Овај метод се може користити за мерења фазног шума високо стабилних осцилатора.

Добра страна ове методе је и што амплитудски шум нема утицаја на укупну вредност измереног шума. Мешачи фреквенције се понашају као лимитери амплитудске компоненте сигнала, а како се рад одвија у фазној квадратури, амплитудска компонента шума референтног (линеарног) улаза мешача има занемарљив утицај на његов излаз.

Када се мере изразито ниски нивои шума, а посебно на великим офсет фреквенцијама, тада и нивои сигнала који су потребни за побуду миксера морају бити високи. Високи нивои сигнала побуде елемената система ће неминовно довести до подизања односа сигнал-шум, што може представљати проблем, односно што може довести до деградације перформанси система.

Други проблем који се може јавити настаје због чињенице да се овим методом демодулише фазни, а не фреквенцијски шум. Ово чак и олакшава рад, јер нема потребе за конверзијом фреквенцијског у фазни шум. Међутим, фазни детектор се, као и остали елементи система, могу довести у засићење због присуства нискофреквентног шума, који је типична карактеристика напонски контролисаних осцилатора. Да би се ова појава спречила, систем мора да има могућност промене опсега рада фазно закључане петље, зависно од офсет фреквенције на којој се обавља мерење. На овај начин ће се за веће офсет фреквенције смањити утицај шума на ниским фреквенцијама и тиме спречити засићење фазног детектора. Мада представља добар начин за превазилажење проблема, овај метод захтева и врло комплексну калибрацију система, што може представљати ограничавајући фактор употребе ове методе мерења фазног шума.

4.4.2 Еталонирање и подешавање методе базиране на квадратурној техници

Како је већ напоменуто, фазни шум РЕФ сигнала мора бити унапред познат и прецизно измерен на свим офсет фреквенцијама од интереса. Уколико је карактеристика РЕФ сигнала минимално 20 dB нижа од карактеристике фазног шума ТЕСТ сигнала, мерење може бити спроведено без додатних корекција. Међутим, уколико је ова разлика блиска или мања од 20 dB, од измерене вредности фазног шума се мора одузети корекциони фактор, који се креће у опсегу од 0 dB до 3 dB, зависно од саме разлике. Фактор од 3 dB одговара случају када се карактеристике подударују. Корекциони фактори се израчунавају према једначини:

$$P_{corr} = 10 \log_{10} \left(1 + 10^{\frac{-\Delta P}{10}} \right) \quad (33)$$

где је:

- P_{corr} корекциони фактор (dB), који се одузима од измерене вредности, а
- ΔP разлика нивоа шума РЕФ и ТЕСТ осцилатора (dB).

Поред овога, када се примењује квадратурна техника, на осетљивост мерног система утичу још и:

- унесено слабљење,
- ниво побуде мешача и
- карактеристике PLL петље.

Ако је за LO улаз мешача захтеван знатно виши ниво сигнала од сигнала на RF улазу, осетљивост мешача се може одредити тако што се фреквенција једног од сигнала помери за неку малу вредност. Како се фаза сигнала стално мења, мешач ће на свом излазу генерисати сигнал фреквенције једнаке разлици фреквенција сигнала на његовим улазима. Амплитуда излазног нискофреквентног сигнала представља осетљивост мешача.

Тада ће осетљивост система бити једнака највишем нивоу излазног напона синусног сигнала (мереног у V), а биће изражен у V/rad . Фазни шум се представља као:

$$\mathcal{L}(f_m) = 20 \log \left(\frac{\Delta V}{V} \right) - 6 \text{dB} \quad (34)$$

где је:

- \mathcal{L} фазни шум,
- ΔV измерени ниво сигнала на жељеној офсет фреквенцији f_m ($BW=1\text{Hz}$),
- V осетљивост система (V/rad).

Уколико је потребно да се оба улаза мешача побуде високим нивоом сигнала, како би се постигла максимална осетљивост, излаз мешача неће бити синусног облика, већ приближно троугаоног. Ово би требало да допринесе осетљивости самог миксера. Међутим, ниво сигнала троугаоног облика је много теже прецизно измерити него што је то случај са сигнаlima синусних облика. Ако се претпостави да је сигнал облика идеалног троугла, величина његовог нагиба се добија дељењем његовог максималног нивоа са $\pi/2$. Ова апроксимација може да доведе до значајних грешака у мерењу фазног шума, јер се, у стварности, излазни сигнал мешача умногоме разликује од идеалног троугла. У прелазним сегментима овај сигнал се чак не може сматрати нити синусним нити троугаоним.

Други проблем приликом подешавања система, када су оба улаза мешача високог нивоа, јавља се уколико сигнали нису добро прилагођени по импеданси. Како су сигнали на улазима мешача високог нивоа, мешач тежи да их конвертује у правоугаони сигнал. Рефлексија узрокована оваквим сигнаlima доводи до додатне интерференције и поновног мешања, тако да је нагиб сигнала на излазу мешача оптерећен додатним сметњама.

Бољи начин подешавања система је употребом генератора сигнала који има могућност прецизног генерисања фазне и фреквенцијске модулације. Одређивање карактеристика система се своди на мерење параметара излазног сигнала, када су познате величине FM и ФМ. Фазна модулација која се генерише мора имати индекс модулације мањи од $0,1 \text{ rad}$, да би се избегло засићење мешача. Такође, модулациона фреквенција треба да буде значајно виша од опсега рада PLL петље. Утицај петље се може занемарити тек када је однос ових фреквенција изнад 10.

Уколико карактеристике фазног шума генератора сигнала не задовољавају потребе мерења, у циљу подешавања система он се може искористити као привремена замена за нискошумни локални осцилатор. Ако се користи ова метода супституције, препоручује се замена на LO улазу мешача, јер промене на RF улазу највероватније немају никакав утицај на перформансе мерног система.

Нарочито важан утицај на интерпретацију резултата мерења има фазно закључана петља, пошто се њеном употребом са излаза мешача одбацују нискофреквентне компоненте, а тиме неминовно и DC компонента сигнала. Грешке које настају употребом PLL се морају или тако подесити да буду много испод фреквенција офсета од интереса, или се морају кориговати мерењем карактеристика петље и даље математички уврстити у резултат мерења.

Један од практичних проблема може настати уколико изолација два RF улаза није на задовољавајућем нивоу. Пошто су фреквенције ових улаза или једнаке или врло блиске, може доћи до њиховог суперпонирања, односно до њиховог међусобног закључавања. Уколико је један од осцилатора напонски контролисаног типа, до овога ће највероватније доћи. У том случају је врло тешко оценити да ли ће ова интеракција имати утицаја на крајњи резултат мерења. Зато се препоручује да се обезбеди опсег петље већи од опсега интерполације два RF сигнала.

Карактеристике петље се могу одредити убацивањем познатог, фреквенцијски варијабилног, калибрационог сигнала у петљу. Иако је потребно одредити карактеристике само на одређеним фреквенцијама (или чак само на једној), калибрациони сигнал мора бити варијабилан по фреквенцији јер је битно одредити утицај петље и на фреквенцији офсета од интереса, али и на фреквенцијама ван опсега рада петље. Ван опсега рада петље анализатор спектра мери стварну амплитуду калибрационог сигнала, док ће је унутар опсега рада петља смањивати. Резултати добијени употребом калибрационог сигнала се морају уврстити у крајњи резултат мерења.

Следећи проблем приликом коришћења PLL је њена карактеристика на маргинама опсега рада. Наиме, уколико су фазне маргине опсега рада петље високе, може доћи до појаве неразумно великих корекција, које не одговарају стварном стању, па тиме постају неупотребљиве. Због овога се препоручује рад искључиво са петљама које имају добре карактеристике фазне маргине опсега рада.

Када се ради о методи мерења фазног шума квадратурном техником, закључак је да се употребом PLL петље добија на перформансама система, тако да постаје употребљив за мерења фазног шума врхунски стабилних осцилатора. Међутим, компликована процедура подешавања, као и врло дискутабилне оцене ваљаности резултата мерења, представљају значајан ограничавајући фактор приликом коришћења ове методе.

4.4.3 Закључак о методи базираној на квадратурној техници

Употреба PLL петље умногоме доприноси перформансама методе, али се, у исто време, усложњава коришћење оваквих система за мерење. Закључак о оба начина реализације ове методе може се укратко приказати као:

Предности:

- методе високих перформанси за мерење фазног шума врло стабилних, кварцних осцилатора
- овим методама је могуће мерити фазни шум врло блиско носећим фреквенцијама (испод 20 Hz)

Недостаци методе без PLL:

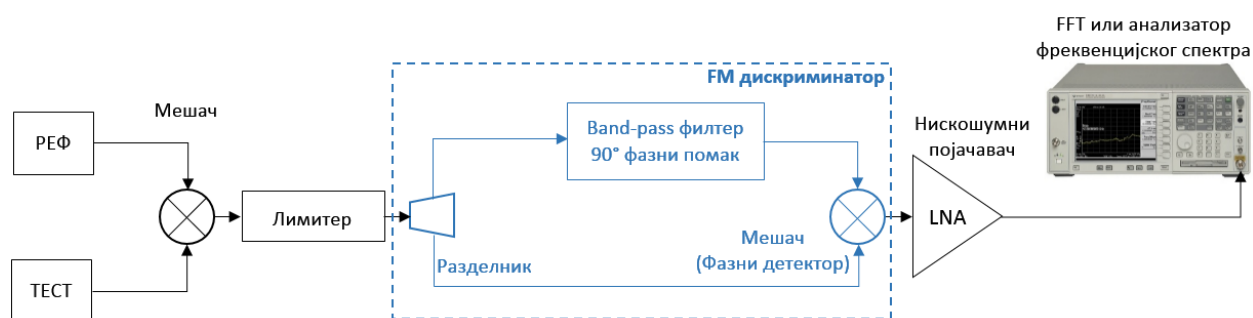
- немогуће је мерење осцилатора великих фреквенцијских дрифтова
- неодговарајућа за мерења нестабилних осцилатора (зашумљених)
- немогуће мерење на високим фреквенцијама
- немогуће мерење код сигнала асиметричних фреквенцијских спектра
- компликована процедура подешавања и еталонирања

Недостаци методе са PLL:

- врло компликовано подешавање и еталонирање система
- потребно је стално подешавање нивоа сигнала, које додатно компликује употребу система

4.5 Метода коришћењем FM дискриминатора (FM Discriminator метода)

Ова хетеродинска метода се заснива на демодулацији сигнала помоћу FM дискриминатора [2][55]. Блок шема реализације методе може се представити као:



Слика 27: Блок шема мерења фазног шума коришћењем FM дискриминатора

Метода ради на сличном принципу као и метода реализована линијама за кашњење. Од РЕФ и ТЕСТ сигнала, мешач ствара међуфреквенцијски (IF) сигнал, који је даље потребно демодулисати FM дискриминатором. Да би дискриминатор увек радио на истом нивоу, међуфреквентни сигнал се води преко лимитера. Он обезбеђује да ниво улазног сигнала не падне испод задатог прага, тако да је осетљивост самог дискриминатора независна од нивоа улазног RF сигнала. Иако ради на принципу сличном методи помоћу линија за кашњење, чињеница да је мерење фазног шума независно од нивоа улазног RF сигнала методи са FM дискриминатором обезбеђује велику флексибилност, а тиме и знатно побољшање.

Практично гледано, приликом реализације методе, у сврху FM дискриминатора се могу користити анализатори модулација или FM пријемници. У сваком случају, карактеристике дискриминатора одређују и карактеристике читавог мерног система.

FM дискриминатор се састоји из разделника, филтера пропусника опсега (Band-pass) и мешача, који има улогу фазног детектора. Филтер обезбеђује да је на централној фреквенцији рада фазни померај увек 90° , тако да су улази мешача у квадратури. Приликом израде, уместо једног јединственог, обично се користе два филтера: уског опсега (нпр. до 20 kHz) и филтер широког опсега (нпр. до 100 kHz офсета). Уколико се користи филтер уског опсега, осетљивост система се повећава, чиме се оставља могућност за побољшање перформанси система приликом мерења фазног шума на нижим фреквенцијама офсета.

Предност овог метода се огледа и у раду на међуфреквенцији – због овога је могуће коришћење различитих фазних детектора у оквиру FM дискриминатора, те се могу одабрати мешачи који раде на врло високим нивоима улазних сигнала. На овај начин се

значајно повећава однос сигнал-шум. Поред овога, излаз дискриминатора, односно фазног детектора дискриминатора, је 0 V. Систем је дизајниран тако да ради на импедансама далеко изнад 50 Ω , што олакшава израду нискошумног појачавача. Наиме, кола појачавача раде на врло широким напонским опсезима, тако да је однос сигнал-шум и на овај начин побољшан. Дакле, метод коришћењем FM дискриминатора омогућава реализацију мерног система који ради на високим импедансама и високим нивоима сигнала, што неминовно доводи до повећања односа сигнал-шум.

Још једна предност овог система је могућност мерења фазног шума осцилатора који имају велики дрифт носеће фреквенције. При овоме није потребно користити фазно закључане петље, које уносе велике проблеме у мерењима (видети претходно поглавље), јер се дрифтови фреквенције одсликавају само као промене у једносмерним нивоима дискриминатора. Уколико је дискриминатор дизајниран тако да је његов одзив линеаран у односу фреквенција - DC излаз, тада ће систем бити потпуно отпоран на тачност међуфреквенције.

Ограничење у употреби овог система представља праг шума појачавача и лимитера, као и карактеристике самог FM дискриминатора. Поред овога, мерења на офсет фреквенцијама јако блиским носиоцу (мање од 20 Hz) најчешће нису могућа.

Као и код метода на бази линија за кашњење и квадратурне методе, ни овде није могуће мерење фазног шума сигнала асиметричних фреквенцијских спектра.

4.5.1 Еталонирање и подешавање методе мерења фазног шума коришћењем FM дискриминатора

За разлику од раније описаних метода, ова метода не захтева компликована и честа подешавања и еталонирања, с обзиром на то да је осетљивост система потпуно независна од нивоа сигнала на улазима мешача. Уколико је систем добро конструисан и израђен, оквирно је потребно вршити његову проверу, подешавање или еталонирање једном у шест месеци.

Еталонирање се изводи тако што се РЕФ и ТЕСТ сигнали симулирају генераторима сигнала познатих (еталонираних) карактеристика FM, односно ФМ модулације. Поред тога, сви појачавачи морају бити еталонирани. Међутим, уколико се за израду система користе стабилне компоненте, карактеристике система базираног на FM дискриминатору практично остају независне у односу на време, фреквенцију или RF нивое.

4.5.2 Закључак о методи мерења фазног шума коришћењем FM дискриминатора

На основу описаних карактеристика система, о овој методи се закључује да представља методу генерално добрих перформанси за мерење фазног шума сигнала.

Предности:

- одлична за осцилаторе великог фреквенцијског дрифта

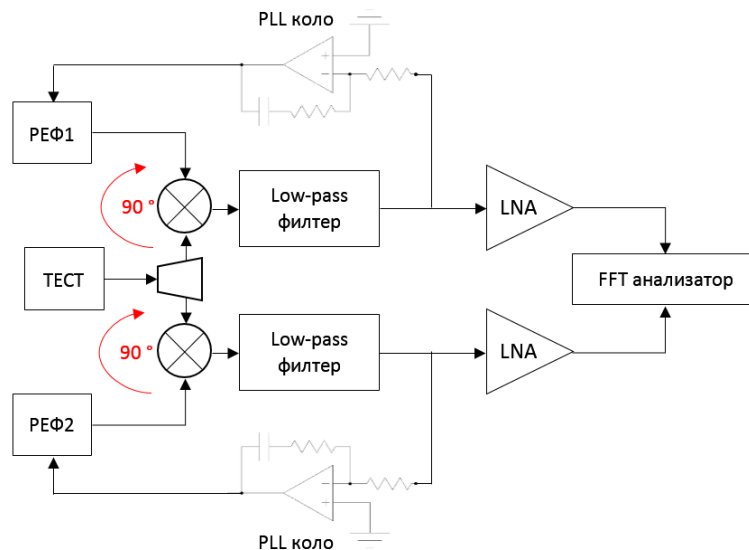
- једна од најбољих метода за мерење фазног шума изразито нестабилних извора фреквенције
- може се користити приликом мерења на високим фреквенцијама
- подешавање и еталонирање система се изводи брзо и на лак начин

Недостаци:

- нема најбоље перформансе за мерења врло стабилних осцилатора, као што су кварцни
- није погодна за мерења на фреквенцијама блиским носећој (< 20 Hz) [2]
- није погодна за мерења на офсет фреквенцијама испод 20 Hz и изнад 100 kHz [2]
- захтева се употреба референтног сигнала за потребе офсета фреквенције

4.6 Метода заснована на унакрсној корелацији (Cross correlation метода)

Ова метода је заснована на сличном принципу као и PLL метода, са идејом да се праг шума смањи, како би се омогућило мерење фазног шума изузетно стабилних осцилатора [77]. На слици је приказана упрошћена блок шема двоканалног система за мерење фазног шума:



Слика 28: Блок шема двоканалног метода мерења фазног шума коришћењем технике унакрсне корелације (Cross correlation)

Метода захтева два референтна осцилатора и два мешача, који имају функцију фазног детектора. На мешачима се, уз помоћ PLL петљи, сигнали одржавају у квадратури. Након филтрирања и појачања, сигнали се доводе на двоканални FFT анализатор. Након нискошумног појачавача се подразумевају DC блокаде, како би се и са једног и са другог сигнала уклониле једносмерне компоненте, које нису од интереса за мерење.

Резултат мерења представља шум који је заједнички за оба канала система, док су шумови који потичу из референтних осцилатора знатно ослабљени. Заједнички шум за оба канала представља управо шум ТЕСТ осцилатора. Ово омогућава мерење фазног

шума осцилатора који имају бољу фреквенцијску стабилност од сигнала референтних осцилатора.

Шумови референтних осцилатора се смањују унакрсном корелацијом, у односу $M^{1/2}$, где M представља број корелација [2][77]. Однос резултујућег шума на излазу система и шумова референтних осцилатора, односно шумова првог и другог канала система, може се представити једначином:

$$\mathcal{L}_{\text{дисп}} = \mathcal{L}_{\text{ТЕСТ}} + \frac{\mathcal{L}_{\text{РЕФ1}} - \mathcal{L}_{\text{РЕФ2}}}{M_c^{1/2}} \quad (35)$$

где су:

- $\mathcal{L}_{\text{дисп}}$ укупни шум, приказан на екрану FFT анализатора,
- $\mathcal{L}_{\text{ТЕСТ}}$ шум ТЕСТ осцилатора,
- $\mathcal{L}_{\text{РЕФ1,2}}$ шум референтних осцилатора (РЕФ1 и РЕФ2) и
- M_c број корелација.

Методом унакрсне корелације постигнута је велика осетљивост система, док захтеви за осталим хардвером нису критични. Код ове методе шум је бољи за 15 до 20 dB него код класичне PLL методе [5], чиме се омогућава мерење фазног шума врло стабилних осцилатора.

Смањење утицаја шумова зависи од броја корелација. Што је потреба за осетљивошћу система већа, то се мора спровести више корелација. Ово значи да се мора реализовати велики број мерења, са такође великим бројем усредњавања између њих. Што се захтева више мерења и корелација, то мерење фазног шума дуже и траје. То даље значи да ТЕСТ осцилатор мора дуже времена да се држи закључаним, што је код мање стабилних осцилатора врло тешко, а често и немогуће остварити. Из тог разлога је ова метода погодна само за мерење фазних шумова квалитетних и стабилних осцилатора, са малим дрифтovima фреквенције носиоца.

Еталонирање и подешавање система који раде на принципу унакрсне корелације су слични као код PLL методе, односно методе засноване на квадратурној техници. Највећи проблем представља подешавање петљи и тачно познавање њихових карактеристика. Приликом израде система, мора се водити рачуна да један и други канал буду идентични, односно што ближе идентичним. Ово, наравно, подразумева коришћење електронских компоненти подударних карактеристика.

4.6.1 Закључак о методи заснованој на унакрсној корелацији

Иако је по структури и идеји заснована на квадратурној техници и PLL петљама, ова метода има своје специфичне предности и недостатке.

Предности:

- постигнута је велика осетљивост система
- перформансе су у односу на PLL методу боље за 15 до 20 dB

Недостаци:

- захтева коришћење два референтна осцилатора, али они не представљају ограничавајући фактор у великој мери
- метода није погодна за мерења фазног шума високо стабилних кристалних осцилатора
- врло је компликована за израду и реализацију
- изузетно је сложен процес подешавања и еталонирања система.

4.7 Метода директних дигиталних мерења

Развој нових технологија, а нарочито у домену телекомуникација и система за дигиталну аквизицију података, довели су до убрзаног развоја аналого-дигиталних конвертора (ADC). Методе које су до сада представљене у дисертацији се базирају на употреби аналогних уређаја и аналогних електронских компоненти. Међутим, анализатори новијих генерација већ користе све моћније ADC у својим IF колима, тако да су и ове методе својеврсна мешавина аналогне и дигиталне технологије [78].

Поред коришћења анализатора FFT или анализатора фреквенцијског спектра, за обраду се могу користити и дигитални фреквенцметри (или бројачи фреквенција или анализатори временских интервала), о чему ће бити речи у наредним поглављима, када се буде говорило о методама које су реализоване у лабораторији.

Поред дигиталне обраде коришћењем ADC, до сада реализована комерцијална мерна средства се обично заснивају на методи коришћењем линија за кашњење или методи базираној на употреби квадратурне технике. Дискретна технологија је допринела могућности да се дигитални подаци о шуму великим брзинама (што приближније реалном времену) преносе до хардвера који врши њихову обраду и прорачун, како би се дошло до жељених података о фазном шуму.

Како су дигитални системи ограничени и унапред дефинисани комерцијалним потребама, реализација метода мерења фазног шума се мора раздвојити на два дела, зависно од носеће фреквенције ТЕСТ сигнала. За мерења на нижим фреквенцијама, дигитална мерења се могу спровести директно:

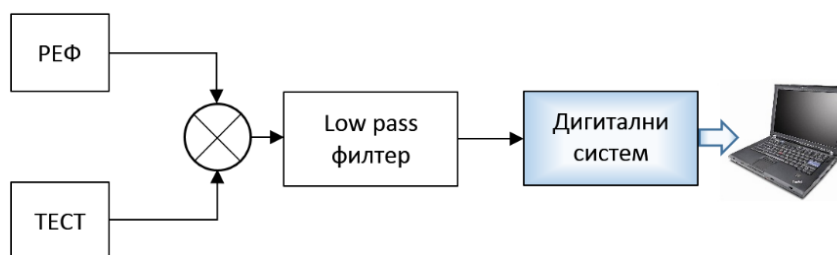


Слика 29: Блок шема директног дигиталног мерења фазног шума, за случај ниских носећих фреквенција ТЕСТ сигнала

У овом случају, дигитални системи морају да садрже интерне осцилаторе и електронска кола који су по карактеристикама или исти, или бољи од карактеристика фазног шума ТЕСТ сигнала. Шум квантизације, настао дискретном обрадом, мора да буде потиснут испод шума сигнала чији се фазни шум мери. То захтева адекватну, односно довољно добру резолуцију конвертора. Међутим, велика предност метода се огледа у томе што није потребно пребрисавање (свиновање) фреквенције. У суштини, овај метод је

функционално идентичан методу директне употребе анализатора фреквенцијског спектра, са разликом што се резултат не добија на самом анализатору, већ се даља обрада добијених података реализује рачунаром, уз употребу адекватних софтверских алата, о чему ће бити речи у наредном поглављу.

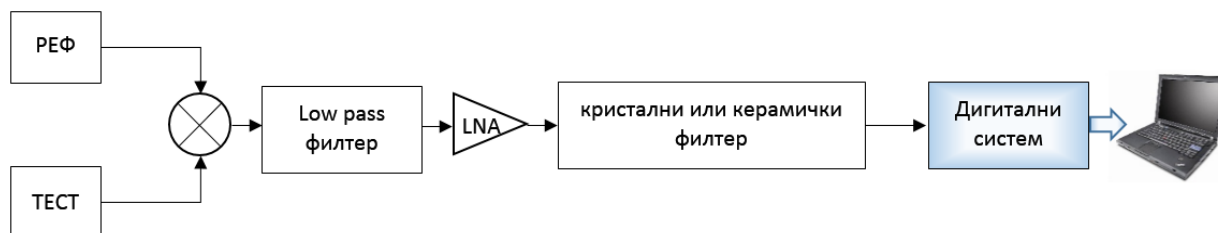
Реализација метода на вишим фреквенцијама је нешто сложенија. Међутим, уколико се више фреквенције конвертују на доста ниже међуфреквенције употребом квалитетног локалног осцилатора (РЕФ сигнал), те се онда такав нискофреквентни сигнал дигитално обрађује, могућности система могу бити знатно побољшане. Обрађивање ниских фреквенција директно утиче на повећање резолуције дигиталног система, чиме се смањује шум квантизације. Овакво унапређење методе се постиже „down конверзијом“:



Слика 30: Унапређење директног дигиталног мерења фазног шума употребом down конверзије, за мерења на вишим носећим фреквенцијама ТЕСТ сигнала

За разлику од чисто аналогних метода, раније описаних у овој дисертацији, међуфреквентни сигнал може да се дигитално демодулише, без проблема са линеарношћу који се јављају на мешачима, односно фазним детекторима. Када је реч о FM дискриминаторима, они се, такође, могу реализовати дигитално. Још једна од предности обраде дигиталних сигнала је што се амплитудни и фазни шум могу одвојено посматрати и мерити.

И у једном и у другом случају, дигитална обрада се спроводи над сигнаlima који у себи садрже носећу фреквенцију, односно садрже и информације о њеном шуму. Да би се побољшале перформансе система, у случајевима мерења фазног шума врло блиско носиоцу, препоручује се уклањање носеће фреквенције.



Слика 31: Директно дигитално мерење фазног шума употребом down конверзије, са уклоњеном носећом фреквенцијом, за мерења на фреквенцијама врло блиским носиоцима

Као и код употребе анализатора фреквенцијског спектра, уклањање носеће фреквенције је више него корисно када се мерења изводе врло блиско носиоцима. Оваква концепција методе омогућава мерења фазног шума изузетно стабилних сигнала.

Еталонирање и подешавање дигиталних система за мерење фазног шума је слично као у раније описаним методама и мора се спровести над сваким од елемената у конфигурацији.

4.7.1 Софтверска решења за обраду и приказ фазног шума

Свака конфигурација дигиталних метода мерења подразумева рачунарску обраду добијених података, како би се добила информација о фазном шуму. Обрада се врши помоћу софтвера, који може бити израђен од стране самог корисника, или се може набавити на тржишту. Најпознатији комерцијални софтвери који се користе у лабораторијама широм света су Stable 32 и AlaVar 5.

AlaVar 5, тренутне верзије 5.2, је потпуно бесплатан софтвер и може се преузети са интернет странице <http://alavar.software.informer.com/5.2/download/>. Иако је првенствено намењен за анализу стабилности фреквенције у временском домену, овај софтвер може да послужи и за обраду фазног шума. Након уноса сирових података, апликација даје могућност анализе са или без уклањања одскакања, а за изабрану вредност периода усредњавања и изабрани ниво поверења одређује врсту доминантног шума и табеларно и графички приказује стандардне девијације којима се описује стабилност фреквенције у временском домену (Аланова, са преклапањем и без, временска и Хадамардова), са одговарајућим интервалима поверења. Апликација омогућава и графички приказ података о густини спектралне снаге сигнала релативне разлике фреквенција (FFT анализа). Након анализе могуће је генерисати и штампати детаљне извештаје.

Stable32 је професионални софтвер, израђен у Hamilton Technical Services (САД). Поред анализе стабилности у временском и фреквенцијском домену, пружа и многе друге могућности [79]. Електронска верзија приручника за употребу, у коме су детаљно описане све карактеристике овог софтверског пакета, може се пронаћи на интернет страници <http://www.stable32.com/Manual154.pdf>. Посебно интересантна је функција управљања хардвером – у софтвер је интегрисан модул за управљање и аутоматизацију мерења Анализатором временских интервала Symmetricom TSC 5110А, која може значајно да упрости сам процес мерења и обраде података, као и генерисања извештаја о мерењу.

Овај софтвер се користи у свим лабораторијама широм света и представља својеврсни стандард, те га, као таквог, није потребно валидовати посебним поступцима.

4.7.2 Закључак о методи дигиталних директних мерења

Дигитализација сигнала омогућава перформансе ове методе, које аналогним методама није било могуће остварити.

Предности директне методе без down конверзије:

- погодна за зашумљене (нестабилне) осцилаторе
- погодна за мерење шума на фреквенцијама блиским носиоцу (< 20 Hz) [2]
- погодна за мерења фазног шума сигнала асиметричног фреквенцијског спектра
- релативно једноставно подешавање и еталонирање система

Предности директне методе са down конверзијом:

- погодна за зашумљене (нестабилне) осцилаторе
- погодна за већину кварцних осцилатора (високе стабилности)
- погодна за мерења фазног шума сигнала асиметричног фреквенцијског спектра

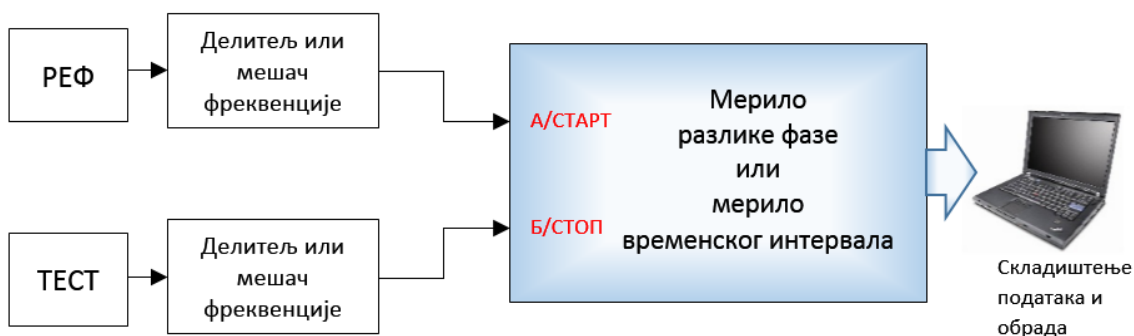
Недостаци:

- методе нису погодне за мерења фазног шума најквалитетнијих кварцних осцилатора
- офсет фреквенције су ограничене нивоом квантизације, тако да се мерења могу реализовати за офсет фреквенције тек од 1 kHz
- захтева се употреба рачунара и посебних софтвера

4.8 Метода мерења стабилности у временском домену уз конверзију у фреквенцијски домен стабилности

У претходним поглављима су описане методе које за добијање податка о фазном шуму користе обраду сигнала брзом Фуријеовом трансформацијом, или анализом сигнала у његовом фреквенцијском спектру. Ово су реализације које се намећу самом природом величине која се мери. Међутим, фазни шум, као меру стабилности фреквенције у фреквенцијском домену, могуће је мерити и индиректно – мерењем краткотрајне стабилности у временском домену и даље конверзијом у фреквенцијски домен, како је то описано у поглављу 2.5. Овакве методе се заснивају на мерењу разлике фаза референтног и ТЕСТ сигнала у неком времену, где подаци о разлици фаза представљају тренутне разлике фаза у истоветним временским размацима [24].

Да би се одредила стабилност у временском домену, потребно је, у неком времену, измерити помераје фреквенције, односно разлике у фазама између РЕФ и ТЕСТ сигнала. Суштински, потребно је у временски једнаким размацима измерити тренутну временску разлику два сигнала, насталу због њихове фазне разлике. Упрошћени блок дијаграм овако реализоване методе се може приказати као:



Слика 32: Мерење фазног шума мерењем стабилности у временском домену и употребом конверзије у фреквенцијски домен

У функцији мерила фазне разлике може се употребљавати комерцијална мерна опрема, као што су бројачи фреквенција или посебно израђени анализатори временских интервала, вектор волтметри и други.

Када се ради о фреквенцметрима, односно бројачима (анализаторима) временских интервала, разликује се неколико врста [80]:

- конвенционални,
- реципрочни,
- фреквенцметри са дигиталним интерполационим шемама и други.

Конвенционални бројачи раде на принципу бројања пуног броја периода улазног сигнала у одређеном времену (обично 1 s). Њихова резолуција зависи од фреквенције улазног сигнала. Овакви бројачи су застарели и конвенционални концепт се данас не користи.

За разлику од конвенционалних, реципрочни бројачи периоду улазног сигнала одређују бројањем импулса насталих из интерних осцилатора (нпр. 10 MHz) за цели број периода улазног сигнала.

Бројачи са интерполационим шемама су, у ствари, реципрочни бројачи повећане резолуције за мерења временских интервала. Они не броје само импулсе за цели број периода улазних сигнала, већ се некомплетни импулси на почетку и крају мерења урачунавају интерполацијом. На овај начин се резолуција бројача за мерења временских интервала повећава 100 до 400 пута у односу на реципрочне, и може износити до 20 ps.

Приликом одабира фреквенцметара или анализатора временског интервала који ће мерити временске разлике два сигнала, потребно је посебну пажњу обратити на њихове следеће карактеристике [81]:

- резолуција мерења временског интервала (односно број цифара које може да прикаже). Ова карактеристика одређује колики је минимални фреквенцијски померај који може да се измери. У литератури се назива Single-shot time interval resolution,
- тачност мерења временског интервала,
- мртво време (*енгл.* Dead Time). Оно говори о томе колико је кашњење између два узастопна мерења,
- временска грешка нивоа тригера,
- померај тригера,
- унутрашњи шумови,
- стабилност локалног осцилатора и његова отпорност на промене температуре,
- асиметрија између улазних канала (*енгл.* Mismatch),
- могућност усредњавања итд.

Утицаји неких карактеристика приликом испитивања стабилности се могу смањити, неки се могу и превазићи у потпуности, али утицај неких од њих није могуће избећи. Поред фреквенцметара и мерила временских интервала, постоје још и уређаји, посебно намењени за испитивање стабилности фреквенције – анализатори временских интервала који имају перформансе прилагођене оваквим мерењима. Осим анализе стабилности у временском домену они се користе још и за анализе фазних шумова.

Делитељи фреквенције или мешачи служе да се номиналне РЕФ и ТЕСТ фреквенције спусте на ниже вредности, ради повећања резолуције, односно повећања осетљивости система. Најчешће номиналне излазне фреквенције осцилатора су 10 MHz, 5 MHz или 1 MHz. Имајући у виду да мерила временских интервала имају ограничења у вези са својом резолуцијом, те да је однос сигнал-шум на вишим фреквенцијама знатно неповољнији, делитељима или мешачима се високе номиналне фреквенције могу спустити на ниже IF сигнале. Сва даља мерења и анализе се односе на њихове међуфреквенцијске сигнале.

Упркос томе што су делитељи знатно једноставнији, миксери фреквенције се много чешће употребљавају [17]. Они захтевају много сложенија електронска кола и додатни осцилатор, али имају знатно повољнији однос сигнал-шум, што је и кључни разлог њихове масовније употребе.

Складиштење података прикупљених мерењима може представљати препреку приликом реализације метода мерења. Без обзира на карактеристике мерног система и брзине детектовања и обраде тренутно измерених података, сувише спори и непоуздани системи за прикупљање и складиштење сирових података могу умногоме деградирати мерни ланац [82].

Како су узастопна мерења временски јако блиска, потребно је што више растеретити мерне системе непотребним анализама и акцијама које би успориле, односно умањиле укупне перформансе. Овај проблем се решава одвајањем процеса мерења и процеса анализе прикупљених података коришћењем посебних меморијских локација, или коришћењем спољашњих акумулаторских јединица, било да су то писачи или акумулаторске меморије. Након извршених мерења подаци се морају преписивати са трака писача, или пребацити на рачунарске меморије са спољних акумулаторских јединица.

Посебан проблем представљају застарели писачи јер постоји велики проблем прецизног читавања записаних резултата. Како су подаци вишецифрени бројеви, повећана је и могућност људске грешке приликом обраде. Зато се препоручује коришћење интерфејса за директна повезивања инструмената са рачунарима. Оваквим начином се значајно поједностављује процес мерења, а посебно складиштење и обрада података, јер меморије персоналних рачунара пружају готово неограничену могућност складиштења и даље обраде. Мерна опрема новије генерације има могућност проширења интерних меморија употребом преносних USB меморија, што олакшава рад.

Уколико се управљање и прикупљање податак врши рачунаром, може се јавити проблем додатног зашумљавања сигнала. Наиме, највећи проблем приликом мерења може представљати графичка карта рачунара, као и мрежно напајање, а посебно код преносних рачунара [5].

5. ИСТРАЖИВАЊЕ МОГУЋНОСТИ ЗА РЕАЛИЗАЦИЈУ МЕТОДА МЕРЕЊА ФАЗНОГ ШУМА

Циљ истраживања којим се дисертација бави је проналажење и реализација довољно доброг метода којим се могу еталонирати најквалитетнији осцилатори који се појављују у употреби, како у Министарству одбране и Војсци Србије, тако и у привреди Републике Србије. У смислу фазног шума, најзахтевније перформансе мерних система се односе на високостабилне кварцне, цезијумске, рубидијумске и GPS дисциплиноване осцилаторе. Осим у лабораторијама за еталонирање и испитивање, овакве врсте еталона су широко распрострањене и налазе се у многобројним војним и цивилним уређајима у области телекомуникација, ваздухопловства, радарских и ракетних система, јединицама за електронска дејства и другим.

Да би се мерење фазног шума реализовало у потпуности према спецификацијама произвођача и да би се задовољиле потребе метролошке лабораторије, пред мерним системом су постављени следећи захтеви:

- да има праг шума значајно бољи од фазног шума осцилатора који се еталонира,
- да има прихватљиву мерну несигурност, како би се могао донети недвосмислени суд о метролошкој исправности осцилатора који се еталонира (односно, да би изјава о усаглашености са спецификацијом произвођача могла да се изда без условних и граничних случајева),
- да мерења могу да се спроведу на офсет фреквенцијама у врло широком спектру (минимално од 10 mHz до 1 MHz),
- да се подешавање и еталонирање самог система сведе на најмању могућу меру, чиме се штеде капацитети лабораторије,
- да метролошка следивост система може да се оствари у земљи,
- да систем буде оперативан у дужем временском периоду и
- да резултати мерења не зависе у великој мери од апроксимација и одлука човека (као што је то одлука о доминантном шуму приликом конверзије и слично), већ да искључиво буду предмет мерења.

Први кораци у истраживању били су усмерени на закључак да ли се за мерење стабилности фреквенције у фреквенцијском домену може искористити мерна опрема која већ постоји у лабораторији.

5.1 Реализација директне методе коришћењем бројача временског интервала

Основна идеја ове методе је да се стабилност фреквенције измери у временском домену, а да се даљом конверзијом, уз помоћ погодних математичких операција, дође до податка о фазном шуму. Основна блок шема мерења је везана за методу приказану на слици 33, а реализована је на следећи начин:



Слика 33: Блок дијаграм реализоване директне методе мерења помоћу бројача временског интервала

Ова метода је реализована коришћењем бројача временских интервала Hewlett Packard 5370A [82][83][84]. Како лабораторија не поседује делитеље фреквенције, који би улазне сигнале превели на 1 pps сигнале, односно неку нижу међуфреквенцију, метода је реализована директним поређењем РЕФ и ТЕСТ фреквенције.

За извор референтне фреквенције, називне вредности 10 MHz, изабран је цезијумски еталон Oscilloquartz 3210.

Иако старије генерације, HP 5370A има одличну резолуцију мерења временских интервала (20 ps у Single Shot) и може да ради у бинарном моду рада. У овом моду рада бројач искључује предњу плочу, дисплеј и прекида све интерне обраде измерених вредности (усредњавање, рачунање средње вредности, стандардне девијације и сл.), а сирове податке директно складишти у своје регистре. На овај начин је минимално потребно време између два узастопна мерења смањено са 330 μ s на 165 μ s. Из регистара, преко GPIB интерфејса, преузимају се сирове вредности, које су у облику низа бинарних података. Пет бинарних података у низу одређује једну децималну вредност.

За управљање системом, прикупљање и обраду података, је израђена апликација у софтверском пакету Agilent VEE Pro7.0, док је комуникација између рачунара и мерила остварена USB/GPIB интерфејсом Agilent 82357A.

USB/GPIB интерфејси имају задатак да серије података са GPIB магистрале мерила преведу на USB 2.0 портове рачунара. Различиту мерну опрему (која поседује GPIB односно GPIB портове) препознају коришћењем богатих база драјвера, које се редовно допуњују од стране произвођача Agilent (сада Keysight) и бесплатно се могу преузети са интернета.

Agilent-ов VEE је графички програмски пакет (енгл. Visual Engineering Environment) који, коришћењем блок дијаграма, кориснику омогућава комуникацију и управљање мерном опремом. Блок дијаграми замењују линијске команде класичног начина програмирања. Пошто подржава скоро све програмске пакете типа C++, Visual Basic, MATLAB и друге, VEE омогућава најразличитије обраде прикупљених података и њихово приказивање у облику табела, графикана и слично.

Након уношења почетних информација о осцилатору, апликација од корисника захтева уношење података о жељеном броју одмерака, времену одабирања и номиналној фреквенцији. Због перформанси система није могуће изабрати време одабирања мање од 100 ms. Апликација даље преузима управљање над системом, све до израде извештаја

о извршеном мерењу. Процес прикупљања података је одвојен од процеса обраде да би се избегло додатно ангажовање ресурса система у току самог мерења.

Након прикупљања сирових података, апликација преводи бинарне низове у децималне податке и рачуна релативне помераје фреквенције на основу једначине:

$$y(t) = \frac{\Delta f}{f} = -\frac{\Delta t}{\tau} \quad (36)$$

где су:

- Δf средња разлика фреквенција ТЕСТ и РЕФ сигнала,
- f номинална фреквенција ТЕСТ и РЕФ сигнала,
- Δt временска разлика узлазних ивица два сигнала, а
- τ период у коме су се посматрале промене фазе (тзв. период усредњавања).

Након прорачуна, апликација израђује извештај о мерењу у виду табеларног и графичког приказа Аланове девијације са преклапањем (једначина 10). Сирови подаци и подаци добијени њиховим обрадама (децималне вредности и фреквенцијски помераји) чувају се у текстуалним фајловима, ради контроле система и могућности даље обраде.

Да би се добио податак о фазном шуму, даље се врши конверзија Аланове девијације у фреквенцијски домен – након одређивања доминантног шума, употребом једначина из табеле 2 и једначина 8 и 9, се долази до информације о стабилности ТЕСТ сигнала у фреквенцијском домену.

5.1.1 Мерна несигурност директне методе бројачем временских интервала

Посматрајући блок шему мерења, логично се намеће закључак да ће перформансе система дефинисати, пре свега, карактеристике референтног сигнала (цезијумског еталона). Међутим, до података о шуму се долази мерењем временских разлика два сигнала на улазу бројача. Процентом мерне несигурности утврђено је да доминантни утицај на укупну мерну несигурност методе има управо бројач, приликом мерења временских интервала. Препознати су утицаји следећих величина [82][85][86][87][88]:

- r резолуција бројача приликом мерења временског интервала,
- a тачност бројача приликом мерења временског интервала,
- $t_{N-START}$ старт тачка тригера у зависности од шума,
- t_{N-STOP} стоп тачка тригера у зависности од шума,
- $t_{O-START}$ померај нивоа тригера у тачки старт,
- t_{O-STOP} померај нивоа тригера у тачки стоп,
- $asim$ асиметрија канала старт и стоп и
- TB стабилност временске базе.

Утицај случајних процеса - мерна несигурност типа А

Резолуција бројача приликом мерења временског интервала у *single shot* (r) према спецификацији произвођача износи 20 ps. Мерну несигурност резолуције, која се још назива и „мерна несигурност квантизације“, произвођач дефинише као:

$$\delta_r = \frac{\pm 20 \text{ ps}}{\sqrt{\text{sample size}}} \pm 2 \text{ ps} \quad (37)$$

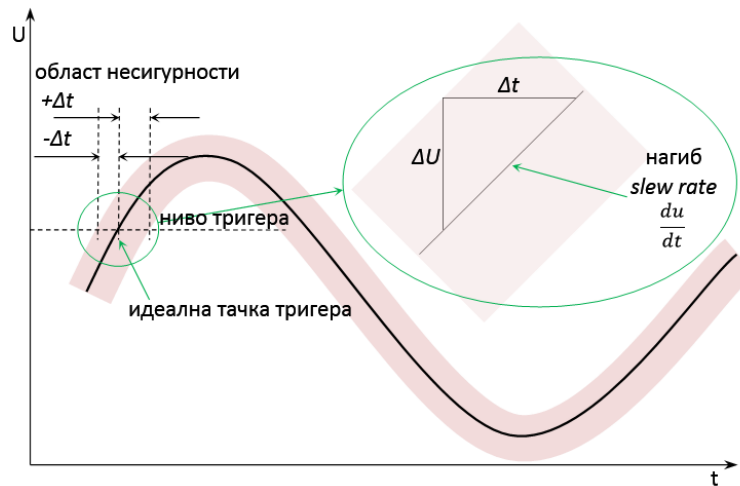
Уколико се за *sample size* (величина одабирања постављена на бројачу) одабере 1, допринос несигурности квантизације износи $\delta_r = \pm 22 \text{ ps}$.

Због великог утицаја џитера на тачност мерења, за HP 5370A произвођач је дефинисао несигурност тачности мерења временског интервала (a) као:

$$\delta_a = \text{jitter} \quad (38)$$

Како је типична вредност џитера 100 ps (спецификација произвођача), допринос мерној несигурности услед тачности мерења временског интервала је $\delta_a = \pm 100 \text{ ps}$.

Мерна несигурност старт/стоп тачке тригера у зависности од шума ($t_{N-START} / t_{N-STOP}$) се јавља у тренуцима када мерење појединачног временског интервала почне или се заврши прерано или прекасно. Разлог за ову појаву је постојање шума улазног сигнала.



Слика 34: Мерна несигурност старт тачке тригера услед присуства шума улазног сигнала

Постоје два извора овог шума: шум који носи сигнал који се мери (интерни шум V_{ni}) и шум који му се додаје од стране улазних кола бројача интервала времена, тј. самог пријемника (екстерни шум V_{ne}), тако да је утицај мерне несигурности δ_{tn} једнак:

$$\delta_{tn} = \frac{\sqrt{V_{ni}^2 + V_{ne}^2}}{\frac{du}{dt}} \quad (39)$$

Члан du/dt је нагиб узлазне ивице сигнала, који се често назива и *slew rate*. Његова вредност се, за синусни сигнал у тачки проласка кроз нулу, рачуна једначином:

$$\frac{du}{dt} = u \cdot \omega \cdot \cos(0) = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot U_{RMS} \cdot \sqrt{2} \quad (40)$$

где су:

- du/dt нагиб *slew rate* на тачки тригера,
- u тренутна вредност напона синусног сигнала,
- ω кружна фреквенција,
- f централна фреквенција, а
- U_{RMS} ефективна вредност напона.

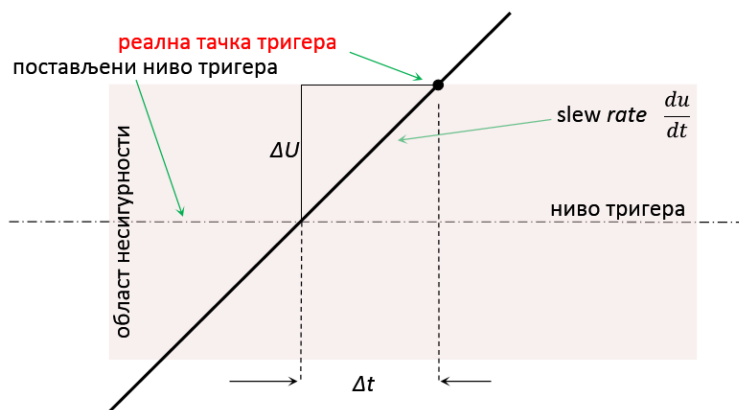
Мерна несигурност се за стоп тачку може разликовати уколико су нивои улазних сигнала различити. Ако се упрости случај, те претпоставе улазни сигнали истих нивоа, то се доприноси старт и стоп сигнала изједначују.

За HP 5370A величина унутрашњег шума износи $150 \mu\text{V}$, однос сигнал-шум је 60 dB , док је ефективни ниво сигнала специфициран на 1 V . За фреквенције осцилатора од 10 MHz и уз претпоставку да су улазни сигнали једнаких нивоа, допринос мерној несигурности старт, односно стоп тачке тригера услед присуства шума износи $\delta_{t_{n\text{-start}}} = \delta_{t_{n\text{-stop}}} = \pm 11 \text{ ps}$.

Утицај систематских процеса - мерна несигурност типа Б

Мерна несигурност типа Б је таква да је непроменљива уколико се мерења понављају под истим условима. Утицаји систематских процеса доводе до измештања резултата мерења од његове стварне вредности.

Мерне несигурности старт и стоп тачака тригера у зависности од помераја нивоа тригера ($t_{O\text{-START}}$ и $t_{O\text{-STOP}}$) настају због несигурности постављања нивоа тригера, односно због разлике реалне тачке тригера и постављеног нивоа (хистерезиса појачавача), уколико нагиби сигнала *slew rate* нису једнаки за оба улазна сигнала бројача интервала времена [89].



Слика 35: Мерна несигурност старт тачке тригера услед несигурности постављања нивоа тригера

Ова мерна несигурност се у литератури још назива и Trigger Level Timing Uncertainty. Уколико се померај нивоа тригера од нуле означи са ΔU , допринос ових мерних несигурности се може представити као:

$$\delta_{t_o} = \frac{\Delta U}{\frac{du}{dt}} \quad (41)$$

Спецификација HP 5370A дефинише да је померај тригера засигурно мањи од 2,5 mV. За излазе осцилатора 10 MHz, ефективне нивое сигнала од 1 V и сигнале једнаких карактеристика, вредност мерних несигурности услед несигурности постављања нивоа тригера износи $\delta_{t_0} = \pm 28$ ps.

Уз претпоставку да је расподела правоугаона (тима и дељења резултата са $\sqrt{3}$ [88]), добијени доприноси ових мерних несигурности на укупну мерну несигурност методе износе $\delta_{t_0\text{-start}} = \delta_{t_0\text{-stop}} = \pm 16$ ps.

Мерна несигурност асиметрије канала, или у литератури Mismatch, се јавља због појаве неједнаких кашњења сигнала на улазима бројача временских интервала. За HP 5370A произвођач је дефинише бољом од 700 ps. Претпостављајући правоугаону расподелу, стандардна мерна несигурност асиметрије канала износи $\delta_{\text{asim}} = \pm 404$ ps.

Несигурност временске базе бројача представља девијацију фреквенције у односу на њену номиналну вредност (у овом случају 10 MHz). У реализованој методи бројач је синхронизован (или правилније синтонизован) сигналом из референтног осцилатора, тако да се несигурност временске базе мерног система односи на несигурност цезијумског еталона Oscilloquartz 3210.

Мерна несигурност временске базе потиче из два извора:

- из стабилности осцилатора и
- из утицаја температурних промена околине на рад бројача.

Стабилност осцилатора (ε_a) за цезијумски еталон је одређена Алановом девијацијом за 100 ms, која за 2σ износи $1,3 \cdot 10^{-11}$, односно $0,65 \cdot 10^{-11}$ за 1σ (подаци из Уверења о еталонирању у ДМДМ из 2017. године, прилог 5).

За цезијумски еталон промену фреквенције услед температурних промена (ε_t) произвођач дефинише као не већу од $2 \cdot 10^{-12}$ за температурни опсег од -5 °C до $+55$ °C.

На крају, мерна несигурност временске базе је дефинисана једначином која обухвата и стабилност осцилатора и утицај промене температуре околине:

$$\delta_{TB} = \Delta t \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_a^2 + \varepsilon_t^2}{3}} \quad (42)$$

У једначини 42, Δt представља време одабирања. Мерна несигурност временске базе укупној мерној несигурности мерног система доприноси са $\delta_{TB} = \pm 0,4$ ps.

Укупна мерна несигурност

Утицаји случајних ефеката могу се умањити усредњавањем [90][91], те је утицај мерне несигурности типа А дефинисан као:

$$u_A = \frac{\sqrt{\delta_r^2 + \delta_{tn\text{-start}}^2 + \delta_{tn\text{-stop}}^2}}{\sqrt{M}} \quad (43)$$

где су:

- u_A допринос мерне несигурности типа А укупној мерној несигурности, а
- M укупан број прикупљених података, тј. број одмерака.

Ако се за укупан број одмерака одабере 900 узорака, усредњавањем случајних утицаја према формули 43, допринос мерне несигурности типа А укупној мерној несигурности износи $u_A = \pm 3$ ps.

Комбинована мерна несигурност се добија једначином:

$$U_C = \sqrt{u_A^2 + \delta_{to-start}^2 + \delta_{to-stop}^2 + \delta_{asim}^2} \quad (44)$$

Укупна мерна несигурност, као сума случајних и систематских утицаја на мерење, се рачуна као умножак комбиноване мерне несигурности фактором прекривања k . За захтевани ниво поверења од 95 % вредност k је 2, тако да се укупна мерна несигурност добија једначином [87][88]:

$$U_{(k=2)} = k \cdot U_C = 2 \cdot U_C \quad (45)$$

У овом случају све вредности коефицијената осетљивости су једнаке 1, јер ни једна утицајна величина није у знатној корелацији са било којом другом. Имајући ово у виду, за сигнал називне фреквенције 10 MHz, и прикупљених 900 одмерака са одмеравањем на 100 ms, укупна мерна несигурност методе директног мерења стабилности фреквенције бројачем временског интервала износи $U(k=2) = 0,809$ ns. Како је укупно време праћења (мерења) износило 90 s, изражена у релативном односу, укупна мерна несигурност износи $U(k=2) = 9 \cdot 10^{-12}$. Да би се истакло како се ради о релативној величини која се односи на стабилност фреквенције у временском домену, често се ова величина изражава у јединици Hz/Hz, тако да се мерна несигурност методе може писати и као $U(k=2) = 9 \cdot 10^{-12}$ Hz/Hz.

Конверзијом у фреквенцијски домен, у односу на величину фазног шума који је измерен, утврђено је да се мерна несигурност мерења фазног шума директном методом помоћу бројача временских интервала HP 5370A креће од 15 dB до преко 40 dB, зависно од типа осцилатора чија се стабилност мери.

Анализом утицајних величина је показано да доминантни утицај на укупну мерну несигурност има асиметрија канала бројача, као и да се повећањем укупног времена мерења не добија значајно умањење мерне несигурности.

5.1.2 Закључак о директној методи мерења бројачем временских интервала

Експерименталним мерењима, мерењем стабилности сигнала који се разделником снаге истовремено доводи и на старт и на стоп улаз бројача, утврђено је да је праг шума оваквог система од око -75 dBc/Hz до нешто мање од -90 dBc/Hz, зависно од доминантног шума. Када се на то уврсти и мерна несигурност од ± 15 dB до ± 40 dB, закључак је да се овако реализовани систем не може употребљавати за мерења иоле стабилних фреквенција.

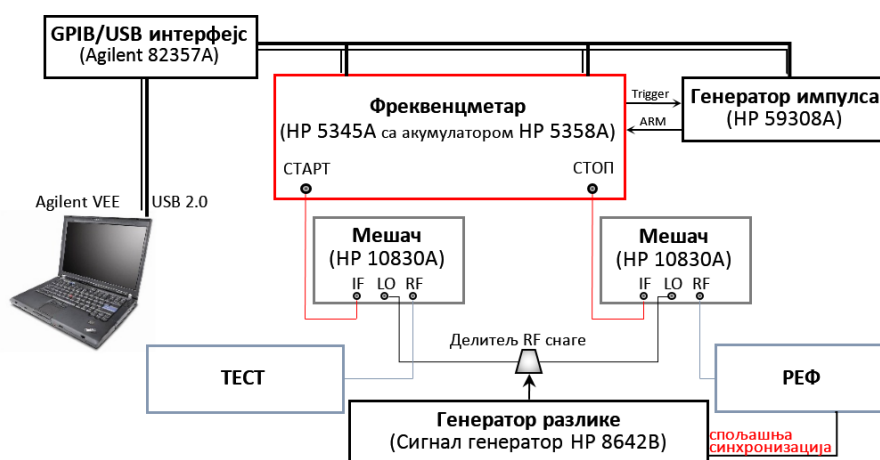
Овакав исход је и очекиван, с обзиром на малу резолуцију, односно осетљивост система, која је додатно погоршана чињеницом да се на бројачу пореде сигнали високих фреквенција. Истраживање овог метода је допринело сагледавању свих аспеката рада бројача односно дигиталних фреквенцметара, али је изостала реализација методе која би

била употребљива у лабораторији. Можда ова метода може да нађе своје место приликом мерења фазног шума некавалитетнијих генератора сигнала, али то дефинитивно не представља тему ове дисертације. У сваком случају, добра стана овог истраживања је та што је показано да се, пре свега, мора пронаћи метода веће осетљивости.

5.2 Реализација методе системом HP 5390A – метода са два мешача фреквенције

Како је истраживање претходне методе показало, уколико се користе бројачи фреквенције, мора се пронаћи начин за повећање резолуције система. Метода заснована на коришћењу фреквенцметра са два мешача је метода која се заснива на мерењу разлике фаза два сигнала на међуфреквенцији, која се овде често назива фреквенцијом избијања. Принцип да се податак о фази сигнала неће изгубити мешањем фреквенција [17], омогућио је да се фазе сигнала референце и сигнала тест осцилатора могу упоређивати не по својим номиналним фреквенцијама, него по сигналима добијеним након мешања.

Hewlett Packard је за потребе анализе стабилности фреквенције у временском домену дефинисао систем назван HP 5390A [83][92][93][94], који је реализован на следећи начин:



Слика 36: Блок шема реализоване методе мерења са два мешача фреквенције, системом HP 5390A

Систем се састоји из следеће мерне опреме:

- фреквенцметар HP 5345A са акумулатором HP 5358A,
- два нискошумна мешача фреквенције HP 10830A,
- временски генератор (генератор импулса) HP 59308A,
- генератор разлике, односно сигнал генератор HP 8642B,
- GPIB/USB интерфејс Agilent 82357A и
- тест тон генератор HP 10831A.

За потребе реализације система, реципрочни фреквенцметар HP 5345A подешен је да ради у режиму мерења временских интервала. Са његовог излаза сирови подаци се складиште у акумулатор HP 5358A. На овај начин се не заузимају ресурси фреквенцметра за обраду података, већ се измерене временске разлике директно са улаза HP 5345A пресликавају у меморију акумулатора.

Систем HP 5390A са опцијом 010 (односно систем за мерење стабилности фреквенције са два мешача) је систем без „мртвог“ времена, јер се у периодима усредњавања τ не мери усредњена вредност фреквенције, већ се мери појединачни временски интервал [83], односно фазна разлика улазних сигнала. Брзина комуникације

фреквенцметра са акумулатором је довољна да измерене вредности могу да се пребаце у меморију за време између два мерења временских интервала.

У овом режиму рада резолуција фреквенцметра је 2 ns, што представља за скоро цео ред величине лошију карактеристику од, претходно коришћеног, HP 5370A. Међутим, повећање осетљивости се постиже применом хетеродинског принципа – овакав систем је искористио позитивну страну основне хетеродинске методе увећања резолуције такозваним хетеродинским фактором.

За остваривање хетеродинског принципа користе се два мешача HP 10830A, које карактерише изузетно низак ниво шума. Сигнали РЕФ и ТЕСТ осцилатора се мешају са фреквенцијом из генератора разлике, чија се излазна фреквенција од номиналних РЕФ и ТЕСТ фреквенција разликује за вредност фреквенције избијања f_b . Као генератор разлике користи се сигнал генератор HP 8642B.

Да би се остварила што тачнија контрола времена одмеравања, фреквенцметар HP 5345A се окида (армује, *енгл. arm*) спољашњим извором, за шта се користи високо стабилни генератор времена HP 59308A. Армовање представља могућност контроле главног гејта у реалном времену. Спољашње армовање, односно контрола главног гејта стабилним генератором времена, омогућава прецизно дефинисање почетка и краја мерења временског интервала. На овај начин је значајно побољшана *Sample Rate* функција фреквенцметра.

Праг шума, односно осетљивост овог система, се пре сваког мерења проверава тест тон генератором HP 10831A. Уместо сигнала РЕФ и ТЕСТ осцилатора, на улазе мешача RF и LO доводе се сигнали из тест тон генератора. Осетљивост практично представља резолуцију система, а рачуна се према формули:

$$\sigma(\tau) = \frac{2,828}{\tau} \cdot \frac{f_b}{f_0} \quad (46)$$

где су:

- $\sigma(\tau)$ осетљивост система за $f_b \geq 700$ Hz,
- τ време мерења (време усредњавања),
- f_b фреквенција избијања и
- f_0 номинална фреквенција.

Подаци о померајима фреквенције се израчунавају на основу добијених временских разлика два сигнала, коришћењем једначине:

$$\Delta f_i(\tau) = \frac{f_b}{\tau} \cdot (\Delta t_{2i+n} - 2\Delta t_{2i} + \Delta t_{2i-n}) \quad (47)$$

где је:

- i i -ти померај,
- n целобројни умножак интервала мерења: $\tau = n \cdot \tau_0$.

Из добијених помераја фреквенције израчунава се Аланова девијација. Пошто су сада у систему три осцилатора, може се десити да се, у суштини, мери сигнал који је много зашумљенији од сигнала осцилатора који се испитује. Ово се дешава када су референтни и тест осцилатор врло сличних стабилности. Уколико је ово случај, добијене вредности Аланове девијације потребно је поделити коефицијентом 1,414. Како је речено

да је потребан однос мерних несигурности референце и осцилатора на испитивању 1:10 и бољи, оваква корекција није потребна, већ се препознаје само као могућност.

Метода је реализована за следеће услове:

- номинална фреквенција осцилатора $f_0 = 10 \text{ MHz}$,
- фреквенција избијања $f_b = 10 \text{ kHz}$,
- пропусни опсег мешача 100 kHz ,
- период одмеравања HP 59308A је $200 \mu\text{s}$ и
- укупан број прикупљених података је 910 одмерака.

За управљање системом и обраду података је израђена апликација у програмском пакету Agilent VEE Pro7.0. Апликација прво реализује проверу осетљивости система. Уколико се, за постављене услове, добију вредности специфициране формулом 46, онда се мерење наставља. Сада се уместо тест тон генератора на RF улазе мешача доводе сигнали РЕФ и ТЕСТ осцилатора. Како се ради о фреквенцији осцилатора од 10 MHz , на LO улазе мешача се са сигнал генератора HP 8642B, преко разделника снаге, доводи сигнал померен за фреквенцију избијања, тј. фреквенције $f_{LO} = f_0 + f_b = 10 \text{ MHz} + 10 \text{ kHz} = 10.010 \text{ kHz}$.

Апликација даље преузима рад са системом, кодује инструменте и врши прикупљање података из акумулатора. Када се заврши прикупљање, корисник активира модул за даље процесирање, обраду података и генерише извештај о извршеном мерењу, у виду табеларних и графичких приказа Аланове девијације.

5.2.1 Мерна несигурност методе са фреквенцметром и два мешача

На процену мерне несигурности овог система могу се применити прорачуни описани у поглављу 5.1.1, са карактеристикама фреквенцметра HP 5345A: резолуција појединачног мерења временског интервала је 2 ns , однос сигнал-шум је 40 dB , померај тригера од нуле је $2,5 \text{ mV}$, итд. Значајан помак у укупној мерној несигурности допринеће мерење на фреквенцији избијања 10 kHz , што, за разлику од директног мерења високих RF фреквенција, уноси знатно побољшање.

Међутим, перформансе система HP 5390A директно су везане за прорачун његове осетљивости, односно резолуције, дат у једначини 46. У односу на време одабирања, осетљивост се креће од $5,66 \cdot 10^{-10}$ до $5,66 \cdot 10^{-12}$. У фреквенцијском домену, у зависности од доминантног шума, ово би значило да се осетљивост система креће од -60 dBc/Hz до -157 dBc/Hz .

Велики проблем приликом рада мерног система уноси генератор фреквенције избијања. У суштини, потребно је користити нискошумне генераторе сигнала, јер се шум унесен на овај начин интегрише у збирни шум сигнала који се мери. Коришћени HP 8642B је генератор добрих карактеристика, али је далеко од најбоље опције.

На примеру мерења стабилности рубидијумског еталона фреквенције Racal Dana 9475, за офсет фреквенцију од 1 Hz , добијен је фазни шум од -150 dBc/Hz , чему се придружује мерна несигурност од $\pm 17 \text{ dB}$. Ово значи да се резултат, са 95% поверења, креће у врло широком опсегу од -133 dBc/Hz до -167 dBc/Hz .

5.2.2 Закључак о методи са фреквенцметром и два мешача

Иако је осамдесетих година прошлог века Hewlett Packard направио систем HP 5390A са наменом за мерење стабилности фреквенције, његове карактеристике у погледу данашњих потреба су јако скромне. Разлог за ово се може наћи у чињеницама:

- Ранијих деценија произвођачи су крајње скромно дефинисали параметре својих осцилатора, с обзиром на то да није било потребе за екстремно стабилним фреквенцијама, како је то данас случај;
- У време израде осцилатора старије генерације, нису постојали толико стабилни стандарди фреквенције, а опрема за мерење није имала резолуцију као што је то данас случај;
- Брзина одабирања је била вишеструко мања него што је то данас могуће постићи савременим дигиталним системима.

Велико ограничење методе представља ограничено време мерења, односно ограничени максимални број прикупљених података. У време када је направљен, систем је контролисан калкулатором HP 9825A, док је софтвер писан у HPL коду. Ови програми су меморисани на магнетним тракама које су подложне механичким кваровима и губицима упамћеног садржаја. Систем са оваквим калкулаторима је одавно превазиђен, те је преносом података на персонални рачунар добијена употребљива мерна метода. Међутим, и поред тога, ограничени меморијски капацитети акумулатора не дозвољавају мерења у дугим временским периодима, тако да су експериментална мерења дала резултате Аланове девијације само до периода од 1 s. За оцену стабилности у фреквенцијском домену ово не задовољава потребе лабораторије.

Значајан недостатак методе мерења фазног шума представља праг шума система, који не задовољава потребе метролошке лабораторије приликом еталонирања високостабилних осцилатора. И поред прихватљивих резултата приликом мерења стабилности фреквенције у временском домену до периоде усредњавања од 1 s, закључак истраживања је да метода ипак није погодна за мерење фазног шума, бар не према захтевима који се данас постављају пред метролошком лабораторијом.

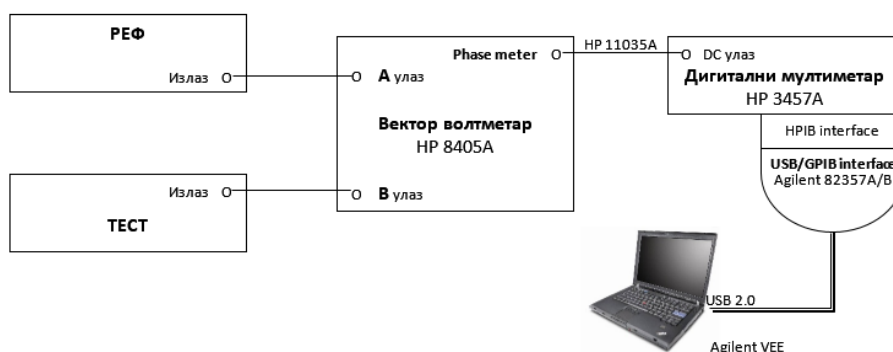
5.3 Реализација методе мерења фазног шума помоћу вектор волтметра

Метода мерења фазног шума помоћу вектор волтметра спада у још једну методу која се базира на мерењу стабилности фреквенције у временском домену и накнадну конверзију у фреквенцијски домен.

Вектор волтметар је мерило намењено за директно мерење разлике фаза два улазна сигнала. За реализацију ове методе је коришћен вектор волтметар Hewlett Packard 8405A [95]. За мерење сигнала вектор волтметар користи аутоматску контролу фазе, базирану на PLL петљи. Петља подешава фреквенцију напонски контролисаног локалног осцилатора, који даље окида мешаче фреквенције. RF сигнали РЕФ и ТЕСТ осцилатора се реконструишу из добијених одмерака, те се мерење напона и разлике фаза врши на међуфреквенцији од 20 kHz.

Поред визуелног приказа тренутне разлике фаза на аналогној скали, мерило поседује и излаз Phase meter, на коме се тренутно измерена вредност фазне разлике преноси у виду сразмерног једносмерног напона. Мерило је старије производње и већ дужи низ година се не производи у таквом облику. Првобитни начин коришћења је предвиђао да се, са посебног излаза Recorder Output, вредности измерене разлике фаза преносе на аналогне писаче и даље ручно обрађују. Писачи овог типа се већ дуго времена не производе, а као комбинација електронике и механичких покретних делова су подложни честим отказима, тако да су прешли у својеврсне раритете.

У данашње време, коришћење писача је скоро немогуће, а време потребно за ручну обраду, као и грешке које се јављају од стране оператера, је недопустиво. Постојање сразмерног напонског излаза навело је на идеју да се, уместо на писаче, подаци прикупљају рачунаром – како вектор волтметар нема HP-IB интерфејс, информација о фази се добијају мерењем једносмерног нивоа на његовом излазу уз помоћ дигиталног мултиметра. За ову сврху искоришћен је мултиметар са $7\frac{1}{2}$ цифара, HP 3457A, који је управљан апликацијом израђеном у Agilent VEE програмском пакету.



Слика 37: Блок шема реализоване методе мерења помоћу вектор волтметра HP 8405A

Као референтни осцилатор користи се цезијумски еталон фреквенције Oscilloquartz 3210. Како се тачност мерења разлике фаза два сигнала са HP 8405A дефинише за сигнале истих нивоа, то је, зависно од ситуације, пре почетка мерења потребно сразмерно ослабити један или оба улазна синусна сигнала, да би се довели на приближно исти напонски ниво. У ову сврху могу се користити микроталасни фиксни и променљиви ослабљивачи (атенуатори) различитих типова и номиналних слабљења. Упоредњење нивоа

улазних сигнала се врши на самом вектор волтметру, тако да није неопходно прецизно познавање тачних вредности слабљења ослабљивача.

Да би се добио податак о стабилности у временском домену, односно да би се израчунала Аланова девијација, потребно је извршити сет мерења разлике фаза РЕФ и ТЕСТ сигнала. У сврху разматрања математичког модела за реализацију ове методе, посматрајмо два синусна сигнала чија се основна фреквенција разликује за 1 Hz. Уколико се њихова фреквенција за временски интервал од 1 s промени за 1 Hz, онда ће се њихове фазе у неком временском интервалу Δt променити за 360° :

$$\frac{360^\circ}{1^\circ} = \frac{\Delta\varphi}{\Delta f} \quad (48)$$

Чињеница да се фаза два сигнала мења за 360° сваке секунде за сваки циклус (1 Hz) њихове разлике у фреквенцији, искоришћена је као основа за реализацију ове методе. Решавајући претходну формулу по Δf добија се:

$$\Delta f = \frac{\Delta\varphi}{360^\circ \cdot \Delta t} \quad (49)$$

односно:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta\varphi}{360^\circ \cdot \Delta t \cdot f} \quad (50)$$

где су:

- $\Delta\varphi$ промена фазе,
- Δt време за које се десила промена фазе,
- f номинална фреквенција осцилатора, а
- $\frac{\Delta f}{f}$ фреквенцијски померај сигнала.

Подаци о померају фреквенције, као основа за прорачун Аланове девијације, могу се добити уколико се познају номинална фреквенција осцилатора, време мерења те промене и промена фазе која се десила за то време.

Вектор волтметар детектује разлику фаза у опсегу од -180° до $+180^\circ$, што сразмерно одговара једносмерним напонима од $-0,5\text{ V}$ за -180° , односно $+0,5\text{ V}$ за $+180^\circ$. Конверзија напонског податка у податак о фази изражен у степенима се добија простим множењем са 360. Уколико се ради о стабилним осцилаторима, промене фазе ће бити врло мале током укупног времена мерења и тада је могуће скалу вектор волтметра пребацити на опсег од -6° до $+6^\circ$. У овом опсегу рада несигурност мерења разлике фаза се значајно смањује, те ову погодност треба користити кад год је то могуће.

Апликација ради на начин да су аквизиција података и њихова обрада два одвојена процеса, како не би дошло до непотребних кашњења, односно оптерећивања протокола интерфејса.

5.3.1 Мерна несигурност методе мерења вектор волтметром

Ограничена резолуција система и његов интерни шум ограничавају и перформансе читавог система. Утврђено је да приликом мерења у периодама одабирања испод 1 s систем уноси шум и кашњења при којима мерења не дају прихватљиве вредности. Из тог разлога се одабирање приликом мерења краткотрајне стабилности ограничава на периоде од минимално 1 s.

Мање периоде одабирања и дужа времена мерења засигурно умањују укупну мерну несигурност система. Међутим, експериментална мерења су показала да се повећањем времена мерења мерна несигурност незнатно смањује, док резултати мерења остају практично непромењени. Поред тога, велики број прикупљених података отежава даљу анализу, с обзиром на ограничене перформансе рачунара. Зато се препоручује да се укупно време ограничи на неопходно и дефинишу оптимални параметри мерења. Што се времена одабирања тиче, јасно је да је 1 s једино могуће и логично решење.

Разматрајући једначину 50 добијен је математички модел за процену мерне несигурности система мерења:

$$y_i = \frac{\delta\varphi + \delta\varphi_{trac} + \frac{\left(v + \frac{v \cdot \delta T}{T} + \delta v_r + \delta v_v + \delta v_\theta\right) \cdot (\delta\varphi + \delta\varphi_{trac} + \varphi_R)}{v_R + \delta v_R}}{c(T + \Delta T + \delta T)(f_0 + \Delta f_0 + \delta f_0)} \quad (51)$$

Добијени математички модел је прилично компликован, па је за прорачун мерне несигурности израђена апликација у програмском пакету Mathematica. Она је допринела изради буџета мерне несигурности система, али и истраживању и експериментисању у погледу промене различитих параметара, како би се утврдило понашање система. Мерна несигурност је објашњена на карактеристичном примеру мерења, утврђеном приликом експеримената.

Ако претпоставимо време одабирања 1 s ($\Delta t = T = 1$ s), у једначини 51 члан y_i представља релативну разлику фреквенција РЕФ и ТЕСТ сигнала у i -тој секунди мерења. Члан φ_R је опсег мерења фазе који се подешава на вектор волтметру, а може да износи $\pm 6^\circ$, $\pm 18^\circ$ или $\pm 180^\circ$. У целом опсегу мерења v_R , једносмерни напон на излазу вектор волтметра се креће од -0,5 V до +0,5 V. Корекција опсега мерења δv_R је експериментално одређена анализом измерених вредности на крајевима опсега. Очекивана вредност δv_R је -4,5 mV, тако да стандардна мерна несигурност, за претпостављену нормалну расподелу, износи 3,3 mV и представља мерну несигурност типа А.

Члан v у математичком моделу представља величину једносмерног напона измереног дигиталним мултиметром у i -тој секунди мерења. Пошто тачан почетак мерења није познат прецизно, уведен је корекциони фактор нивоа v , који се израчунава као $(v \delta T)/T$. Када систем изда инструкцију да мерење почне, реално време почетка није тренутно након те инструкције, већ почиње након δT . Претпоставка је да се укупна непредвиђена кашњења крећу од 0 до 2 ms [39]. Математичко очекивање δT представља средње време за извршење инструкције мерења. Овај утицај на укупну мерну несигурност система представља мерну несигурност типа Б, уз претпостављену униформну расподелу.

Са друге стране, са ΔT је означена грешка проузрокована несавршеношћу одређивања времена T . Она потиче од грешке у тачности системског блока рачунара и сигурно је боља од 10^{-6} [96], тако да се ΔT може сматрати мањим од 1 ms. Математичко

очекивање је једнако нули, док је за расподелу вероватноће претпостављена униформна расподела.

Тачност вектор волтметра приликом мерења фазе је $1,5^\circ$ према спецификацијама произвођача. Чланом $\delta\varphi$ је представљена корекција измерене фазне разлике. Математичко очекивање ове корекције је 0, док је стандардна мерна несигурност једнака $1,5^\circ/\sqrt{3}$. Мерна несигурност је типа Б, са претпостављеном униформном дистрибуцијом.

Члан $\delta\varphi_{trac}$ представља корекцију грешке измерене фазне разлике, која се јавља због несавршености конверзије фазе у једносмерни напон на излазу вектор волтметра, која се често назива „тачност праћења“ (енгл. Tracking Accuracy). Произвођач је дефинише као $\pm 1,5\%$ од мерног опсега који је изабран на вектор волтметру. Математичко очекивање је и у овом случају једнако нули, док је стандардна мерна несигурност једнака $(0,015 \cdot \varphi_R)/\sqrt{3}$. Овај утицај представља мерну несигурност типа Б, док је расподела вероватноће униформна.

Једносмерни напон, пропорционалан тренутној разлици фаза РЕФ и ТЕСТ сигнала, мери се дигиталним мултиметром дефинисане тачности и резолуције. Корекција нивоа v због грешке узроковане тачношћу мултиметра означена је са δv_r и дефинише се као однос тачност/ $\sqrt{3}$, са претпостављеном униформном расподелом. Поред тачности, ниво v зависи и од резолуције мултиметра. Ова корекција је означена са δv_r . Математичко очекивање δv_r је нула, а стандардна мерна несигурност је типа Б и једнака је односу резолуција/ $(2\sqrt{3})$, такође униформно распоређена.

Утицај промене температуре амбијента је у математичком моделу приказана са δv_ϑ . За НР 3457А овај утицај је дефинисан као збир процента очитане вредности и броја цифара, за сваки степен промене температуре околине. Претпоставља се троугаона расподела [96]. Параметри микро климе се у лабораторији одржавају у строгим границама $(23 \pm 2)^\circ\text{C}$, те се овај утицај може занемарити, тако да су математичко очекивање и стандардна мерна несигурност овог утицаја једнаки нули.

Са f_0 приказана је основна фреквенција сигнала који се пореде. Корекција грешке која настаје због тачности фреквенције референтног осцилатора (Δf_0) и корекција настала њеном нестабилношћу (δf_0) се преузимају из последњег уверења о еталонирању (Дирекција за мере и драгоцене метале, крај 2017. године, прилог 5).

На крају, у једначини 51, s представља константу и износи 360. Као пример, у табели 4 приказан је буџет мерне несигурности када се пореде два сигнала основне фреквенције 10 MHz, када се мерење одвија у опсегу $\pm 6^\circ$ на сваку секунду и где је вредност измереног једносмерног напона на излазу у i -тој секунди мерења једнака 0,25 V.

Табела 4: Буџет мерне несигурности мерења стабилности сигнала основне фреквенције 10 MHz, за периоду одабирања 1 s и опсег мерења вектор волтметра $\pm 6^\circ$

Вредност	Симбол	Процена	Стандардна МН	Тип МН	Расподела вероватноће	Коефицијент осетљивости	Допринос
Корекција услед тачности вектор волтметра	$\delta\varphi$	0	$866 \cdot 10^{-3}^\circ$	Б	Униформна	$4,63 \cdot 10^{-12}$	$4,01 \cdot 10^{-12}$
Корекција услед тачности праћења вектор волтметра	$\delta\varphi_{trac}$	0	$52 \cdot 10^{-3}^\circ$	Б	Униформна	$4,63 \cdot 10^{-12}$	$2,41 \cdot 10^{-13}$
Корекција опсега напона на излазу вектор волтметра	δv_R	$-4,5 \cdot 10^{-3} V$	$3,3 \cdot 10^{-3} V$	А	Нормална	$-6,42 \cdot 10^{-16}$	$2,12 \cdot 10^{-18}$
Корекција времена мерења услед тачности времена	ΔT	0	0	Б	Униформна	$-7,08 \cdot 10^{-14}$	0
Корекција времена мерења услед појаве кашњења	δT	$1 \cdot 10^{-3} s$	$577 \cdot 10^{-6} s$	Б	Униформна	$-7,08 \cdot 10^{-14}$	$4,09 \cdot 10^{-17}$
Корекција фреквенције референтног осцилатора услед његове тачности	Δf_0	0	0	А	Нормална	$-4,25 \cdot 10^{-19}$	0
Корекција фреквенције референтног осцилатора услед његове нестабилности	δf_0	0	$727 \cdot 10^{-9} Hz$	Б	Униформна	$-4,25 \cdot 10^{-19}$	$3,09 \cdot 10^{-25}$
DC напон на излазу вектор волтметра	v	0,25 V	0	А	Нормална	$6,36 \cdot 10^{-11}$	0
Корекција DC напона услед тачности дигиталног мултиметра	δv_v	0	$5,05 \cdot 10^{-6} V$	Б	Униформна	$6,36 \cdot 10^{-11}$	$3,21 \cdot 10^{-16}$
Корекција DC напона услед резолуције дигиталног мултиметра	δv_r	0	$28,9 \cdot 10^{-9} V$	Б	Униформна	$6,36 \cdot 10^{-11}$	$1,84 \cdot 10^{-18}$
Корекција DC напона услед промене температуре околине	δv_θ	0	0	Б	Униформна	$6,36 \cdot 10^{-11}$	0
Релативна разлика фреквенције (резултат)	y	$14,015 \cdot 10^{-12}$					
Комбинована стандардна мерна несигурност							$4,02 \cdot 10^{-12}$
Проширена мерна несигурност ($k=2$, ниво поверења 95 %)							$8,03 \cdot 10^{-12}$
Коначни резултат мерења		$14 \cdot 10^{-12} \pm 8 \cdot 10^{-12}$					

У приказаном примеру, мерна несигурност методе помоћу вектор волтметра, за добијену стабилност од $14 \cdot 10^{-12}$, износи $8 \cdot 10^{-12}$. Кад се конвертује у фреквенцијски домен, мерна несигурност система је око ± 5 dB, зависно од фреквенције офсета и доминантног присутног шума.

Анализа резултата је показала да тачност вектор волтметра има највећи утицај на укупну мерну несигурност, скоро 95 %, док допринос тачности праћења учествује са само 5 %. Остали параметри система су, у погледу мерне несигурности, занемарљиви.

Када би се, под истим условима, користио опсег рада вектор волтметра од $\pm 18^\circ$, резултат мерења би износио $42 \cdot 10^{-12} \pm 8,2 \cdot 10^{-12}$. И даље је утицај тачности волтметра доминантан, смањен са 95 % на 85 %, док се утицај тачности праћења повећао на 15 % утицаја у односу на укупну мерну несигурност. Мерење фазног шума се под овим условима може остварити са проширеном мерном несигурношћу од око ± 15 dB.

Рад на опсегу $\pm 180^\circ$ мења однос доминантних утицаја: крајњи резултат је једнак $420 \cdot 10^{-12} \pm 16 \cdot 10^{-12}$, али утицај тачности праћења сада учествује са 64 %, док је утицај тачности вектор волтметра смањен на 36 %. Ово значи да је укупна проширена мерна несигурност система приликом мерења фазног шума преко ± 35 dB.

Иако је експериментално утврђено да су занемарљиви, у приказаном моделу мерне несигурности су укључени сви параметри за које је препознато да могу имати утицаја на укупну мерну несигурност. На овај начин, предложени модел је погодан за такозвану „шта-ако?“ анализу, када је могуће мењати све параметре, па и оне које су у овом случају сматрани константама.

5.3.2 Закључак о методи мерења вектор волтметром

Најбољу мерну несигурност од око ± 5 dB систем мерења фазног шума методом помоћу вектор волтметра остварује на опсегу рада од $\pm 6^\circ$. Анализа је показала да је рад на осталим опсезима потпуно неприхватљив. Уколико се мерења изводе на стабилним осцилаторима, онда је и за очекивати да је коришћење опсега $\pm 6^\circ$ могуће. Уколико то није случај, највероватније се ради о фреквенцији која није најбољих карактеристика у погледу краткотрајне стабилности и фазног шума.

Велико ограничење система представља немогућност одабирања испод 1 s, чиме је мерења блиско носиоцу немогуће спровести и поред чињенице да је рад вектор волтметра базиран на PLL петљи.

Места за унапређење рада система скоро да нема, јер је карактеристика тачности мерења разлике фаза доминантан фактор који одређује перформансе целе методе. И поред чињенице да се овом методом изузетно тачно може мерити дуготрајна стабилност фреквенције, закључак истраживања је да су њене перформансе у погледу мерења фазног шума јако скромне.

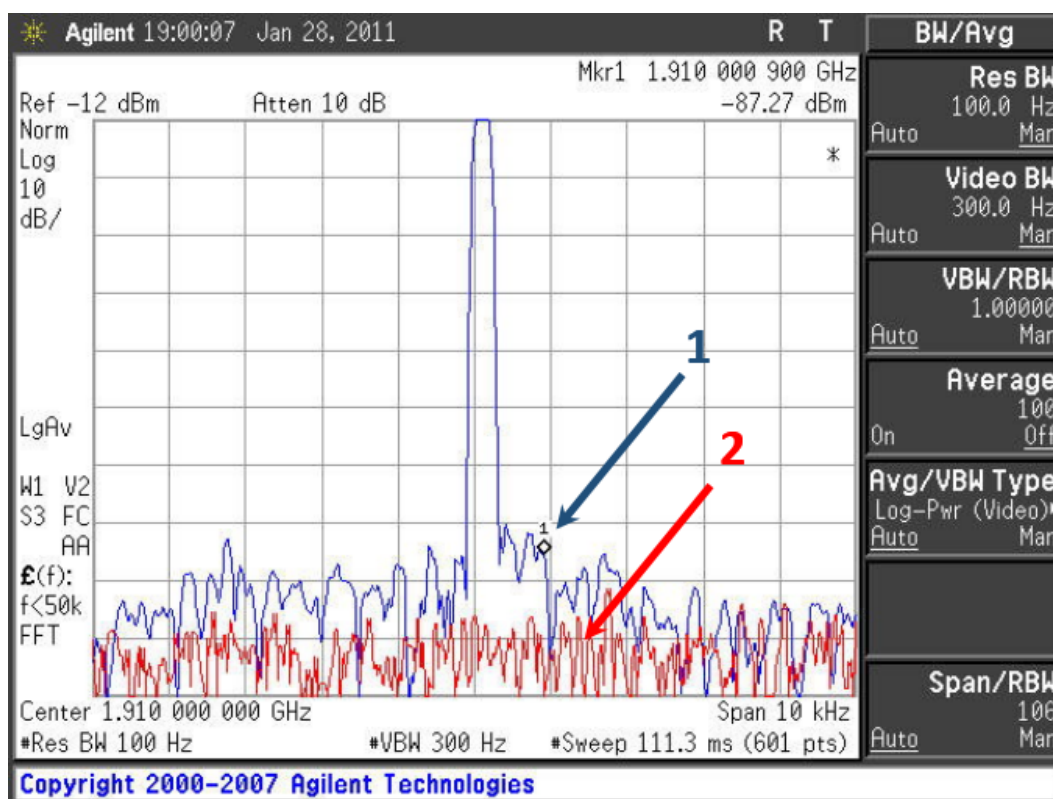
5.4 Реализација директне методе мерења фазног шума помоћу анализатора фреквенцијског спектра

Методе, до сада приказане у дисертацији, су базиране на, условно, индиректном мерењу фазног шума, односно на мерењу стабилности фреквенције у временском домену и њеном даљом конверзијом у фреквенцијски домен, погодним математичким апаратом. Њихова реализација је диктирана расположивом мерном опремом у лабораторији, а циљ истраживања је био, пре свега, сагледавање могућности употребе таквих система приликом еталонирања различитих врста осцилатора, односно мерења фазног шума фреквенција различитих нивоа нестабилности. Детаљне анализе теоретских поставки и експерименталних мерења су показале да су перформансе овако дефинисаних система ограничене по многим параметрима, али да се, под одређеним условима и са скромним захтевима, ипак могу користити.

Током истраживања, подешавање и еталонирање оваквих система није представљало претерано захтевне процесе, с обзиром на то да се сводило на класично еталонирање мерне опреме коришћене у њиховој реализацији, при чему су захтеви за подешавањима били тривијални (нпр. подешавање нивоа RF сигнала приликом коришћења вектор волтметра).

Међутим, конверзија из временског у фреквенцијски домен је представљала корак у мерењу у коме одлука оператера има пресудну улогу. Наиме, приликом неких мерења није било могуће баш јасно и недвосмислено разликовати који од присутних шумава је доминантан, тако да је анализа дијаграма Аланове девијације одузимала значајно време приликом анализе резултата мерења.

У сваком случају, истраживање индиректних метода је створило јасну слику о критичним параметрима система и довело до закључка да коришћење FFT анализе умногоме даје интуитивнију представу о резултатима мерења фазног шума.



Слика 38: Изглед екрана анализатора фреквенцијског спектра Agilent E4447A, приликом мерења фазног шума – пример одређивања нивоа сигнала на офсет фреквенцији 1 kHz и нивоа интерног шума анализатора фреквенцијског спектра

Основни и најраспрострањенији начин мерења фазног шума је употребом анализатора фреквенцијског спектра [98]. У поглављу 4.2 приказани су основни принципи ове методе. Мерење стабилности фреквенције анализатором фреквенцијског спектра директно зависи од његовог фреквенцијског и динамичког опсега рада, као и од величине интерног шума који се уноси приликом мерења. Појавом анализатора фреквенцијског спектра нове генерације, карактеристике ове мерне опреме су знатно побољшане. Овакав развој технологије је довео до тога да неки од произвођача, као посебне опције анализатора, нуде и модуле за директно мерење фазног шума [99]. Опремањем лабораторије анализатором фреквенцијског спектра Agilent E4447A (нажалост, без модула за мерење фазног шума) отворена је могућност за реализацију методе, која по перформансама представља много озбиљнији начин мерења стабилности фреквенције у фреквенцијском домену [100]. Овоме доприноси веома широки динамички опсег рада

анализатора (до -130 dBm), а нарочито његов фреквенцијски опсег, који се креће од чак 3 Hz, па до 42,98 GHz. Опсег резолуције се може подесити у опсегу од 1 Hz до 3 MHz.

Метода је реализована директним довођењем сигнала на улаз анализатора, док је систем аутоматизован помоћу Agilent VEE софтверског пакета [101]. Изглед екрана анализатора на примеру једног мерења приказан је на слици 38.

На слици 38 је приказан пример мерења фазног шума излазног синусиодалног сигнала сигнал генератора Agilent E8257D, носеће фреквенције 1,91 GHz, са поставкама за мерење на фреквенцији офсета од 1 kHz. Процес мерења прати једначине 26, 27 и 28, описане у поглављу 4.2.1.

Да би се посматрао ниво сигнала на офсет фреквенцији од 1 kHz, фреквенцијски опсег је подешен на 10 пута већу вредност, односно 10 kHz. Ниво носећег сигнала, чији је спектар приказан плавом бојом, одређен је коришћењем маркера 1. Црвеном бојом приказан је спектар нивоа шума анализатора када на његовом улазу нема присутних улазних сигнала (маркери означени са 2). На основу познате вредности постављеног опсега шума филтера резолуције и добијених података о нивоу сигнала на централној и фреквенцији офсета, помоћу једначина 27 и 28 се долази до података о фазном шуму. За мерење на осталим офсет фреквенцијама поступак се понавља, за различите фреквенцијске опсеге подешене на анализатору.

Директна метода реализована анализатором фреквенцијског спектра не захтева додатну мерну опрему и не захтева претходна подешавања. Еталонирање система се своди на уобичајено еталонирање анализатора фреквенцијског спектра, према препоруци произвођача, односно према доброј метролошкој пракси еталонирања мерне опреме овог типа.

5.4.1 Мерна несигурност директне методе мерења фазног шума анализатором фреквенцијског спектра

Несигурност која се јавља приликом мерења фазног шума анализатором фреквенцијског спектра је, у основи, несигурност мерења нивоа сигнала и потиче од три узрока [102][103]:

- инхерентна несигурност мерења нивоа сигнала анализатором спектра,
- несигурност која се јавља због карактеристика ТЕСТ сигнала (осцилатора) и
- несигурност услед односа сигнал-шум.

На тачност мерења нивоа, односно снаге сигнала утиче више фактора. У поглављу 4.2 су описани критични фактори приликом мерења анализатором фреквенцијског спектра у односу на саму природу израде и принцип мерења овим типом мерне опреме. Као кључни, препознају се утицаји [104][105][106][107]:

- апсолутна грешка мерења нивоа услед несавршености интерног калибрационог извора,
- грешка фреквенцијског одзива улаза анализатора (*енгл.* Frequency Response),
- грешка интерног ослабљивача (*енгл.* Input Attenuator Switching Error),

- грешке подешавања IF појачања (добитка) на мешачима фреквенције (енгл. IF Gain Switching Error),
- грешка логаритамског детектора (енгл. Display Linearity),
- грешка промене опсега рада (енгл. Bandwidth Switching Error) и
- грешка промене опсега резолуције анализатора (енгл. Resolution Bandwidth Switching Error).

Наведени параметри су предмет спецификације произвођача и као такви се могу узети приликом процене мерне несигурности мерења. Међутим, сви они су и предмет еталонирања анализатора, те се вредности њихових грешака могу преузети из последњих уверења о еталонирању. На тај начин је могуће смањити укупну мерну несигурност мерења фазног шума. Иако се ова предност треба користити увек када је то неопходно, дугогодишњи рад лабораторије је показао да су разлике спецификација и резултата еталонирања минималне, иако се еталонирање спроводи врхунским референтним еталонима, па се и користи које се добијају овим поступком скоро анулирају. Ово је посебно карактеристично за анализаторе (а и осталу мерну опрему) новије производње, јер је такмичење на тржишту у данашње време произвођаче натерало да карактеристике својих производа декларишу на самим границама њихових стварних могућности. Спецификације мерне опреме старије генерације су много скромније исказиване у односу на њихове реалне перформансе.

За потребе процене мерне несигурности ове методе, у дисертацији су коришћене вредности грешака из спецификације произвођача. Сви ови утицаји, као системски процеси, представљају мерне несигурности типа Б, а за расподелу вероватноће узета је униформа расподела.

Поред инхерентних узрочника везаних искључиво за анализатор фреквенцијског спектра, на укупну мерну несигурност утицај имају и карактеристике ТЕСТ сигнала, које се, пре свега, огледају у разлици коефицијената стојећих таласа (КСТ или рефлексција) улаза анализатора и самог ТЕСТ сигнала (излаза осцилатора или извора сигнала), познатог и као Mismatch, или неприлагођење импедансе. Произвођачи у спецификацијама ретко приказују вредности рефлексције улаза анализатора, односно излаза осцилатора, па је еталонирањем утврђено да су КСТ-ови обично око 1,2. Неприлагођење импедансе је величина која се понаша по правилима U-расподеле, те се стандардна мерна несигурност добија дељењем процене утицаја кореном из 2.

Однос сигнал-шум приликом мерења апсолутне вредности нивоа сигнала може да допринесе грешци мерења јер се додаје резултату мерења, чиме га чини већим од реалне вредности. Грешка ће зависити од изабраног детектора, јер различити детектори имају различит утицај на шум анализатора. Најнеповољнији утицај имају пик детектори, док се код коришћења RMS детектора (детектора ефективних вредности), који се и користе приликом мерења фазног шума, овај утицај практично може занемарити.

Слична је ситуација и када се говори о утицају температурних промена на мерење – услови микро климе у лабораторији су перманентно одржавани и строго контролисани. С обзиром на то да мерење траје релативно кратко време, можемо да сматрамо да промена температуре амбијента не постоји, па је и њен утицај једнак нули.

Узимајући све горе наведено у обзир, математички модел оцене мерне несигурности мерења фазног шума може се представити једначином:

$$\delta L = \delta L_{ae} + \delta L_{fr} + \delta L_{ia} + \delta L_{IF} + \delta L_{dl} + \delta L_{BW} + \delta L_{RBW} + \delta L_{KST} + \delta L_{\theta} \quad (52)$$

Посебни утицаји на укупну мерну несигурност и укупна мерна несигурност система за мерење фазног шума директним методом помоћу анализатора фреквенцијског спектра дати су у табели 5:

Табела 5: Буџет мерне несигурности директног мерења фазног шума помоћу анализатора фреквенцијског спектра Agilent E4447A

Вредност	Симбол	Процена	Стандардна МН	Тип МН	Расподела вероватноће	Коефицијент осетљивости	Допринос
Корекција услед апсолутне тачности мерења нивоа	δL_{ae}	0,24 dB	0,14 dB	Б	Униформна	1	0,14 dB
Корекција услед фреквенцијског одзива	δL_{fr}	1,3 dB	0,75 dB	Б	Униформна	1	0,75 dB
Корекција услед тачности интерног ослабљивача	δL_{ia}	0,18 dB	0,1 dB	Б	Униформна	1	0,1 dB
Корекција услед IF добитка	δL_{IF}	0	0	Б	Униформна	1	0
Корекција услед линеарности логаритамског детектора	δL_{dl}	од 0,07 dB до 0,13 dB	од 0,04 dB до 0,08 dB	Б	Униформна	1	од 0,04 dB до 0,08 dB
Корекција услед промене опсега рада анализатора	δL_{BW}	од 0,03 dB до 1 dB	од 0,02 dB до 0,58 dB	Б	Униформна	1	од 0,02 dB до 0,58 dB
Корекција услед промене опсега резолуције	δL_{RBW}	од 0,5 % до 1,5 %	од 0,01 dB до 0,04 dB	Б	Униформна	1	од 0,01 dB до 0,04 dB
Корекција услед неприлагођења импедансе	δL_{KST}	1,2 за ТЕСТ 1,2 за РЕФ	0,05 dB	Б	У	1	0,05 dB
Корекција услед промене температуре околине	δL_{θ}	0	0	Б	Троугаона	1	0
Комбинована стандардна мерна несигурност						од 0,77 dB до 0,97 dB	
Проширена мерна несигурност (k=2, ниво поверења 95 %)						од 1,54 dB до 1,94 dB	

Корекција услед промене опсега резолуције анализатора је величина која се дефинише у процентима. Утицај изражен у децибелима се добија једначином:

$$\delta L_{RBW}(y \text{ dB}) = 10 \log \left(1 - \frac{\delta L_{RBW}(y \%)}{100} \right) \quad (53)$$

Корекција услед неприлагођења импедансе је добијена на основу измерених вредности КСТ-а улаза анализатора фреквенцијског спектра (1,2) и на основу искуствене претпоставке да су излази ТЕСТ осцилатора, као и већине генератора сигнала, такође 1,2. Утицај у децибелима се добија једначином:

$$\delta L_{KST} = 20 \log \left(1 - \frac{KST_{TEST}-1}{KST_{TEST}+1} \cdot \frac{KST_{REF}-1}{KST_{REF}+1} \right) \quad (54)$$

Са KST_{TEST} и KST_{REF} су означени коефицијент стојећег таласа излаза ТЕСТ осцилатора и коефицијент стојећег таласа на улазном порту анализатора фреквенцијског спектра.

У табели 5 је приказана мерна несигурност мерења фазног шума зависно од фреквенције која се мери, нивоа сигнала и шума и од зависности од изабране фреквенције офсета, односно опсега резолуције који је потребно подесити на анализатору спектра. За потребе мерења стабилности еталона фреквенције, преовладавају услови када се за укупну мерну несигурност добија неповољнија вредност од 1,94 dB. Имајући у виду природу мерења величине фазни шум, за методу директног мерења анализатором спектра Agilent E4447A генерално се може придодати проширена мерна несигурност од

2 dB. У литератури се често за коефицијент покривања, уместо 2, употребљава 1,96, али су разлике минималне.

Анализом утицајних величина, закључено је да фреквенцијски одзив учествује у укупној мерној несигурности са близу 80 %, без обзира на услове мерења. Из овог разлога поједини произвођачи дефинишу крајњу тачност мерења као збир апсолутне тачности мерења нивоа и величине фреквенцијског одзива.

5.4.2 Закључак о директној методи мерења фазног шума анализатором фреквенцијског спектра

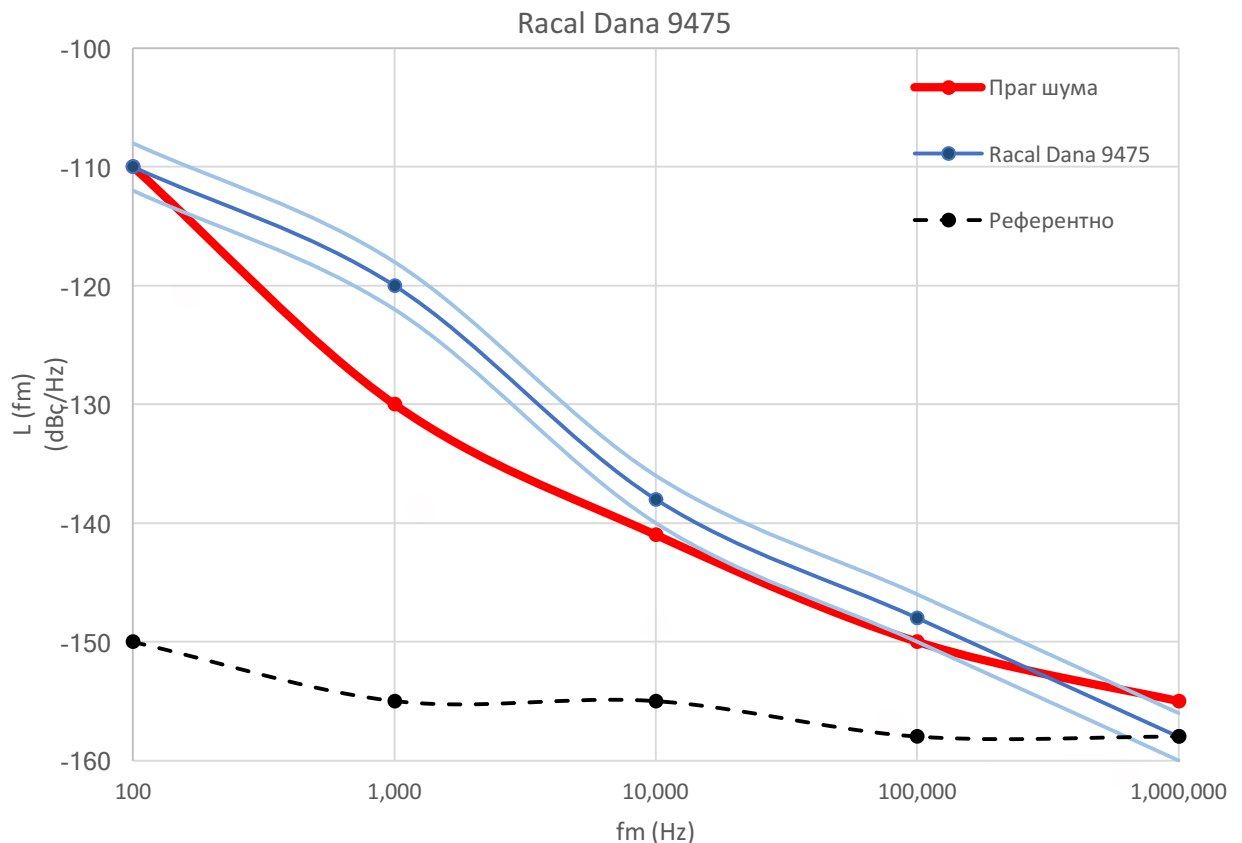
Добра стана ове методе је распрострањеност анализатора фреквенцијског спектра, који у лабораторијама представљају једна од основних мерила. Поред овога, директна метода не захтева употребу било какве друге мерне опреме. Само мерење фазног шума је брзо, интуитивно и не захтева никакве претходне припреме и подешавања. Једна од великих предности је могућност мерења стабилности сигнала који немају симетричне фреквенцијске спектре. При томе је могуће мерење за сигнале врло високих основних RF фреквенција. Податак о фазном шуму се добија директно, без коришћења конверзија, које могу да додатно компликују процес мерења. Са друге стране, мерна несигурност од 2 dB наводи на закључак да је оваква метода више него прихватљива.

Међутим, перформансе оваквог система нису ограничене првенствено мерном несигурношћу мерења, већ је осетљивост система ограничена прагом шума анализатора спектра. За Agilent E4447A, који тренутно представља један од најквалитетнијих анализатора на свету, праг шума је приказан у табели 6:

Табела 6: Праг шума анализатора фреквенцијског спектра Agilent E4447A, према спецификацији произвођача

f_m	$\mathcal{L}(f_m)$
100 Hz	-110 dBc/Hz
1 kHz	-130 dBc/Hz
10 kHz	-141 dBc/Hz
100 kHz	-150 dBc/Hz
1 MHz	-150 dBc/Hz

Иако врло погодан за мерење фазног шума генератора сигнала високих фреквенција, овакве вредности прага шума нису довољно ниске за мерење стабилности квалитетних осцилатора. Ово се најбоље може видети из примера мерења фазног шума рубидијумског еталона фреквенције Racal Dana 9475, називне фреквенције 10 MHz, који је представник врсте осцилатора врло широко распрострањене на употреби у лабораторијама различитих корисника:



Слика 39: Фазни шум рубидијумског еталона фреквенције Racal Dana 9475, измерен директном методом мерења помоћу анализатора фреквенцијског спектра Agilent E4447A

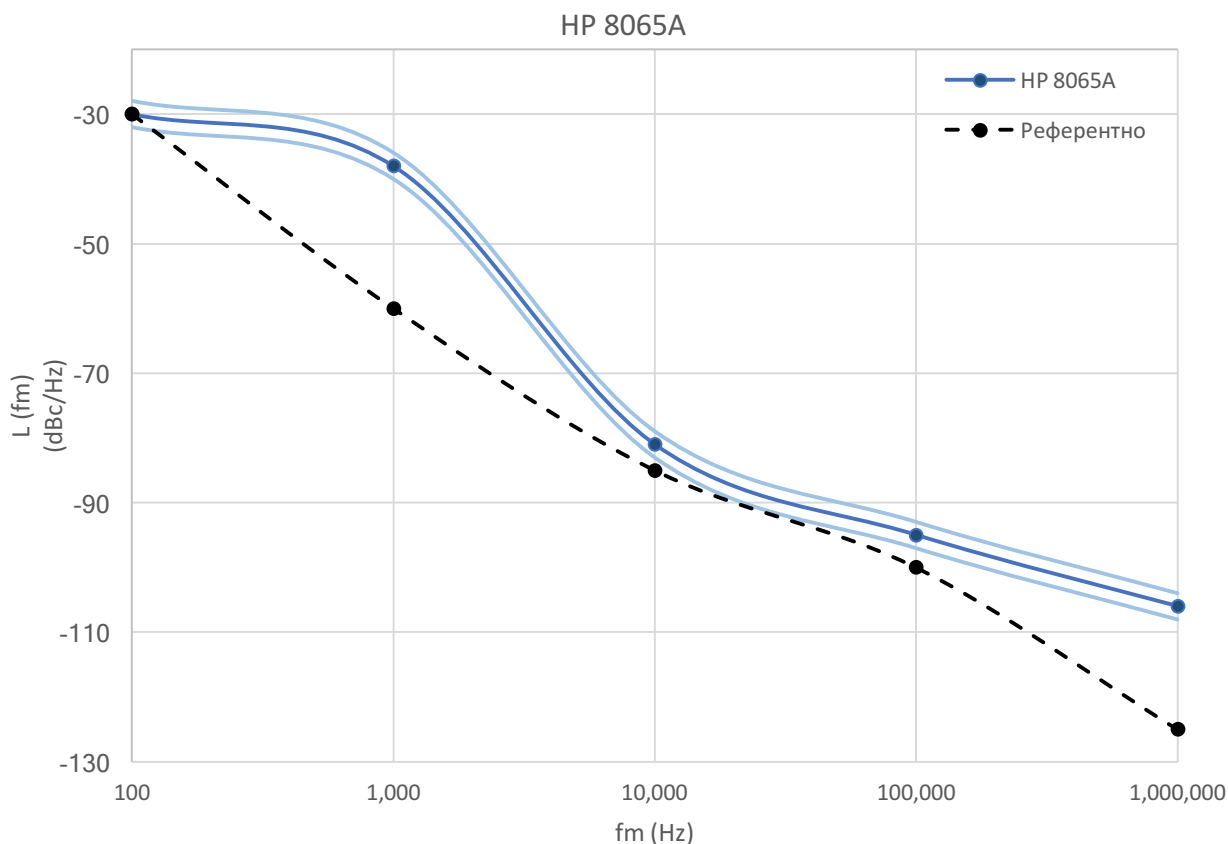
Плавом бојом је приказана измерена вредност фазног шума, са прикљученом мерном несигурношћу. Црвеном бојом је приказана спецификација прага шума анализатора. Црном испрекиданом карактеристиком је приказана стварна вредност фазног шума рубидијумског еталона, о чему ће бити речи у наредном поглављу.

Иако је мерење могуће извести на офсет фреквенцијама већ од 100 Hz, јасно је да су разлике измерене и стварне вредности шума велике. Тек на много вишим офсет фреквенцијама метода показује добре карактеристике. Без обзира што је на овај начин потврђена карактеристика стабилности осцилатора у временском домену прописана спецификацијом произвођача, реалне вредности фазног шума су знатно испод измерених. Разлог за ово се може наћи у чињеници да анализатор фреквенцијског спектра нема могућност раздвајања фазног шума од амплитудског, те да је крајњи резултат мерења њихов збир.

Такође је јасно уочљиво да је метода погодна за мерење фазног шума тек на офсет фреквенцијама од преко 1 kHz, што представља значајан ограничавајући фактор. У литератури се ова граница помера на чак 10 kHz [1].

Употребом down конвертора је могуће унапредити ову методу, чиме би се осетљивост система побољшала за 20 dB до 40 dB, међутим, основни проблем немогућности мерења на фреквенцијама блиским носиоцу доминира као кључни.

На слици 41 је приказано мерење фазног шума излаза сигнал генератора HP 8065A, помоћу анализатора фреквенцијског спектра Advantest U3772, са опцијом високе стабилности (020) и уграђеним модулом за аутоматско мерење [108]:



Слика 40: Фазни шум излаза генератора сигнала HP 8065A, измерен директним методом мерења помоћу анализатора фреквенцијског спектра Advantest U3772

Предмет мерења је синусни сигнал основне фреквенције 10 MHz. Мерење је доказало спецификацију произвођача, док је на неким офсет фреквенцијама разлика стварне вредности фазног шума и вредности добијене мерењем анализатором спектра практично занемарљива.

Поред свих недостатака, метода директног мерења фазног шума анализатором фреквенцијског спектра је употребљива и представља више него добар начин мерења стабилности излазних сигнала, посебно на високим основним фреквенцијама, чиме налази своју незаменљиву улогу приликом мерења карактеристика сигнал генератора.

6. ИЗАБРАНА МЕТОДА МЕРЕЊА ФАЗНОГ ШУМА

До сада приказане методе имају своје предности и своје мане. Методе мерења у временском домену, када се захтева додатна конверзија у фреквенцијски домен стабилности фреквенције, су методе веома ограничених могућности. Иако је помоћу неких од њих могуће мерење фазног шума блиско носиоцу, њихова осетљивост представља највећи ограничавајући фактор. Ни једна од њих не представља довољно добар начин мерења фазног шума стабилних фреквенција, односно квалитетних кварцних осцилатора. Поред тога, сама конверзија представља процес подложен грешкама које се могу десити приликом одлучивања од стране оператера, али и представља додатно ангажовање временских капацитета лабораторије.

Метода реализована анализатором спектра је широко распрострањена, а у неким применама, као што је то мерење фазног шума на високим фреквенцијама, представља незаменљиви начин мерења. За анализу стабилности високих фреквенција постоје добра комерцијална решења, као што су анализатори сигнала (нпр. Agilent E5052B Signal Source Analyzer) [109], али они не представљају мерну опрему која је распрострањена у већини лабораторија.

Динамички и фреквенцијски опсег рада анализатора представљају велика ограничења у перформансама. Они директно утичу на ограничења осетљивости система, као и на немогућност мерења фазног шума на офсет фреквенцијама блиским основним. Праг шума анализатора фреквенцијског спектра, поред осталог, одређује стабилност интерног осцилатора. Употребом додатне down конверзије могуће је повећати осетљивост система до 40 dB, али проблем мерења блиско носиоцу није могуће превазићи. Такође велико ограничење употребе анализатора спектра представља чињеница да је резултат мерења збир амплитудског и фазног шума, које, овом методом, није могуће раздвојити.

Из свих наведених разлога, истраживањем је закључено да се пред системом за мерење фазног шума морају поставити захтеви да има перформансе, односно осетљивост, такву да омогућава мерење најквалитетнијих кварцних осцилатора и да мерење може да се спроведе са прихватљивом мерном несигурношћу на офсет фреквенцијама врло блиским фреквенцији носиоца.

На основу свега наведеног и на основу истраживања рада најразвијенијих лабораторија, као и понуда на тржишту, одабран је систем за мерење фазног шума Microsemi Phase Noise Test Set 5125A, уз употребу ултра стабилне референце – кварцног осцилатора Microsemi Ultraclean Oscillator (TSC) 4145C.

Произвођач Microsemi, некада Symmetricom, представља својеврсног лидера у производњи еталона времена и фреквенције, као и мерне опреме која се користи приликом мерења из ових области. Добра искуства Дирекције за мере и драгоцене метале са ранијом верзијом овог анализатора, Symmetricom TSC 5110A, приликом мерења стабилности фреквенције у временском домену, као и бројни позитивни коментари у научним радовима и литератури, довели су до одабира мерне опреме из палете овог произвођача.

6.1 Принцип рада анализатора фазног шума

Анализатор 5125А је реализован на принципу дигиталне технике, уз употребу крос корелационе методе поређења сигнала [110][111]. Аналогне методе мерења фазног шума се, у основи, заснивају на претварању фазних флукуација сигнала у сразмерне нивое напона, који се даље семплују и обрађују Фуријеовом анализом. Конверзија фазних промена у напон је, скоро у свим случајевима, реализована двоструко балансираним мешачима фреквенције, након којих се нивои сигнала доводе на потребне величине уз помоћ нискошумних појачавача. Склопови мешача и појачавача се пре сваког мерења морају еталонирати за сваку од Фуријеових фреквенција од интереса. Мешачи фреквенција раде као детектори фазе само у случајевима када су сигнали локалних осцилатора ТЕСТ сигнали у фазној квадратури, или бар приближно у стању фазне квадратуре. Ово значи да се ТЕСТ сигнали морају држати закључанима у односу на сигнале референце. Оба ова ограничења, која представљају и основе за дефинисање перформанси аналогних мерних система, је могуће превазићи употребом дигиталне технике мерења фазног шума.

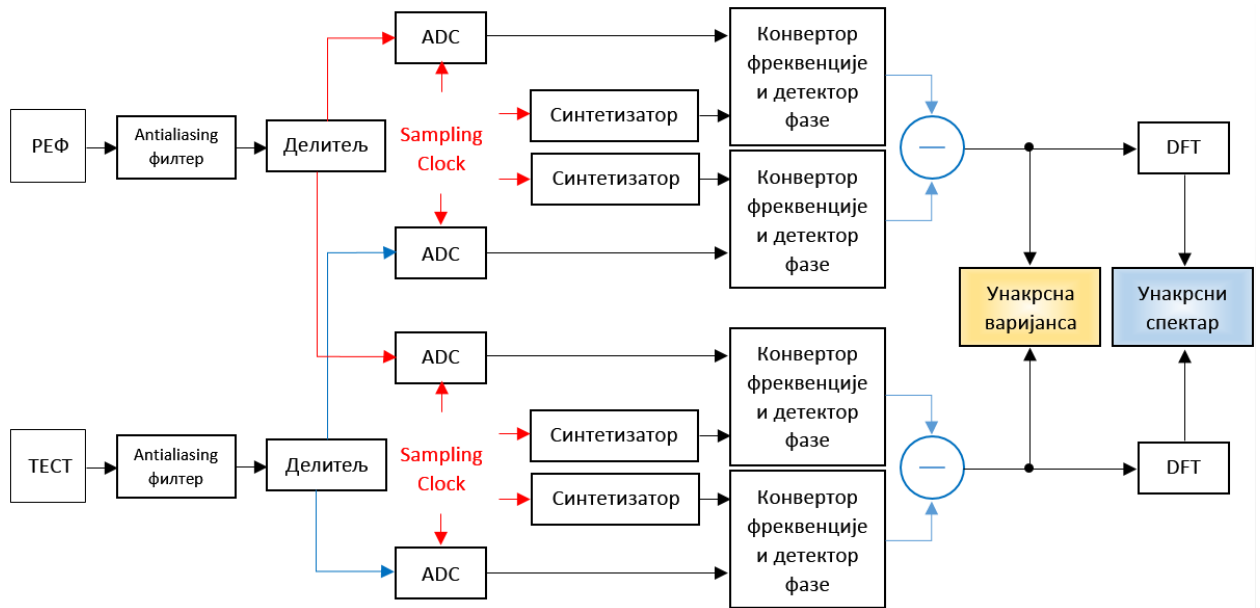


Слика 41: Концепт директног дигиталном мерења фазног шума, одабирањем сигнала на носећој фреквенцији

Овом методом се одабирање не врши на излазу фазних детектора, већ се дигитална обрада сигнала врши на основу одбирака добијених од изворних ТЕСТ и РЕФ сигнала. Детекција фазе, односно разлика фаза се врши дигитално, што има неколико предности:

- дигитални фазни детектор има опсег од $2N\pi$, чиме се елиминише потреба за PLL петљама;
- дигитални филтери су довољно равних карактеристика, тако да није потребно вршити еталонирање система пре сваког појединачног мерења;
- мерна несигурност система се може смањити много испод нивоа шума аналогно/дигиталних конвертора, што дефинише много нижи праг шума целог система за мерење фазног шума. Смањење шума, односно повећање осетљивости система се омогућава коришћењем крос корелационе технике.

Блок дијаграм процеса мерења фазног шума је приказан као:



Слика 42: Блок дијаграм процеса мерења фазног шума помоћу Microsemi 5125A

Да би се спречио ефекат преклапања (*енгл.* aliasing) компоненти сигнала чија је фреквенција виша од Најквистове фреквенције ($1/f_s$), пре семпловања, RF ТЕСТ и РЕФ сигнали се пропуштају кроз аналогне antialiasing филтере [112]. Сваки од филтера пропушта сигнале у фреквенцијском опсегу $Nf_s/2$, где је N целобројна вредност (укључујући и 0), а f_s фреквенција одабирања.

Antialiasing филтери су филтери пропусници ниских фреквенција, који врло оштро режу све компоненте сигнала изнад горње граничне фреквенције f_{max} , при чему фреквенција одабирања мора задовољити Најквистов критеријум:

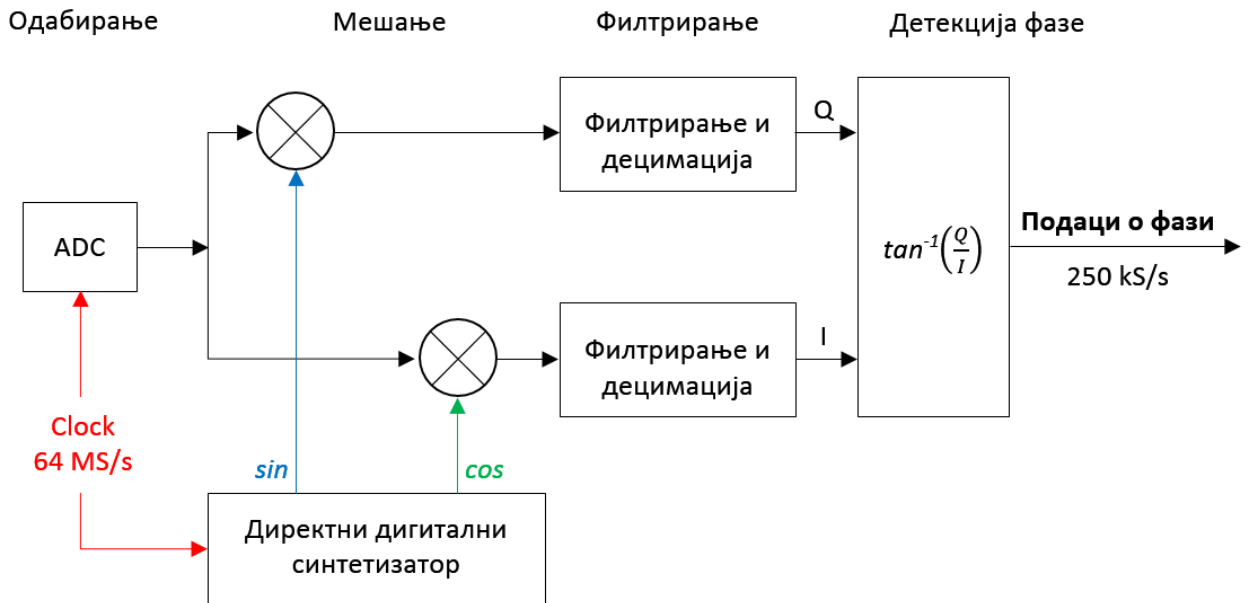
$$f_{max} < \frac{f_s}{2} \quad (55)$$

У једначини 55 f_{max} представља највишу фреквенцију коју садржи оригинални сигнал. Филтери најнижег реда осигуравају да су сигнали унутар нултог Најквистовог опсега правилно приказани и да се спектралне карактеристике појављују искључиво на њиховим стварним фреквенцијама, без пресликавања из виших опсега.

Филтери вишег реда пропуштају сигнале који се појављују на фреквенцијама од једносмерне до Најквистове $f_s/2$ фреквенције. Очигледно је да aliasing мења фреквенције и облик спектра, али се ове промене врше на начин који може да се коригује каснијом дигиталном обрадом. Парни Најквистови опсежи су једноставно померени за Nf_s , док се непарни опсежи померају уназад за $Nf_s/2$ и појављују као слике у огледалу.

Аналогно/дигитални конвертори имају 16-обитну прецизност и велику максималну брзину узорковања од 128,5 MHz. Кључни део система је down конвертор који непосредно прати одабирање. Сваки од узорака фазе се множи синусом и косинусом сигнала из локалног осцилатора и даље се пропушта кроз нископропусне филтере.

Када је фреквенција локалног осцилатора приближно једнака фреквенцији сигнала на улазу, излази из филтера су узорци сигнала који су и у фази (I) и у квадратури (Q). Фазна разлика улазног сигнала и сигнала локалног осцилатора се рачуна arctan функцијом на дигиталном фазном детектору:

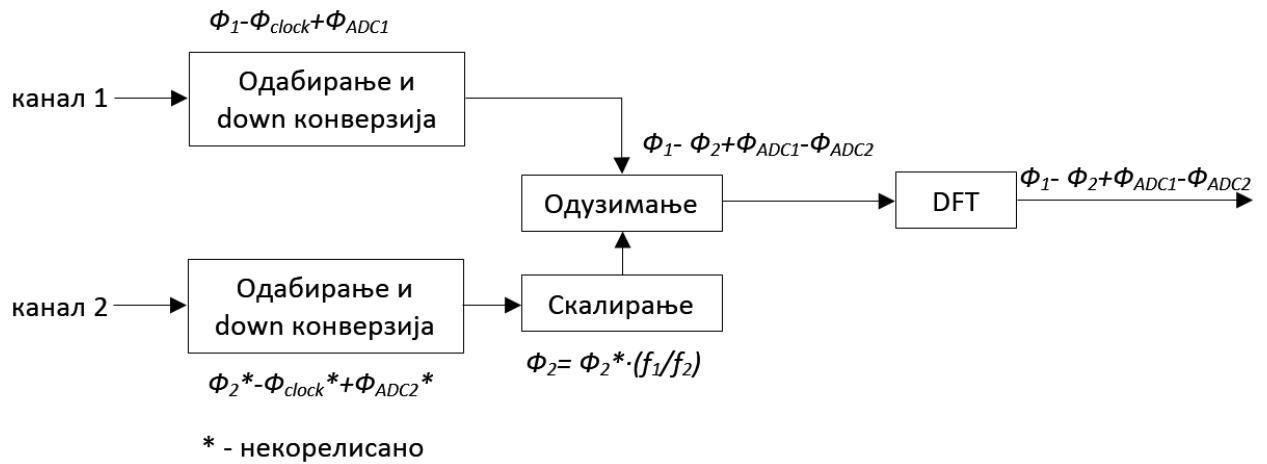


Слика 43: Детекција фазне разлике приликом обраде сигнала са Microsemi 5125A

Овај корак представља срце директне дигиталне технике мерења фазног шума, чиме се превазилази потреба конвертовања сигнала на DC, како би се касније рачунала разлика фазе. Мали DC офсети чине да се фаза акумулира скоро линеарно. И поред тога што се \arctan функција понавља сваких π радијана, фазу је накнадно могуће репродуковати и повратити одговарајућу линеарну функцију. Овај поступак представља потпуни контраст аналогном приступу мерења. Двоструко балансирани мешачи фреквенције производе фазну разлику сигнала у облику изобличене синусне функције. Како се улази приближавају услову да су у фази, излаз мешача постаје све мање осетљив на промене у фази, док је због изобличења немогуће израчунати фазу, чак и ако се користе мешачи у квадратури. Из овог разлога, методе базиране на аналогној техници морају да раде у квадратури, или бар близу услова квадратуре, када је фаза линеарна и једнака фазном углу. Услови квадратуре се постижу помоћу PLL петљи дугих временских константи.

Потешкоћа мерења фазног шума блиско носиоцима у аналогним системима потиче од потребе потискивања носеће фреквенције. За разлику од њих, дигитални системи чувају информацију о носиоцу, која се користи за израчунавање фазног шума онолико блиско носиоцу колика је и потреба за мерењем.

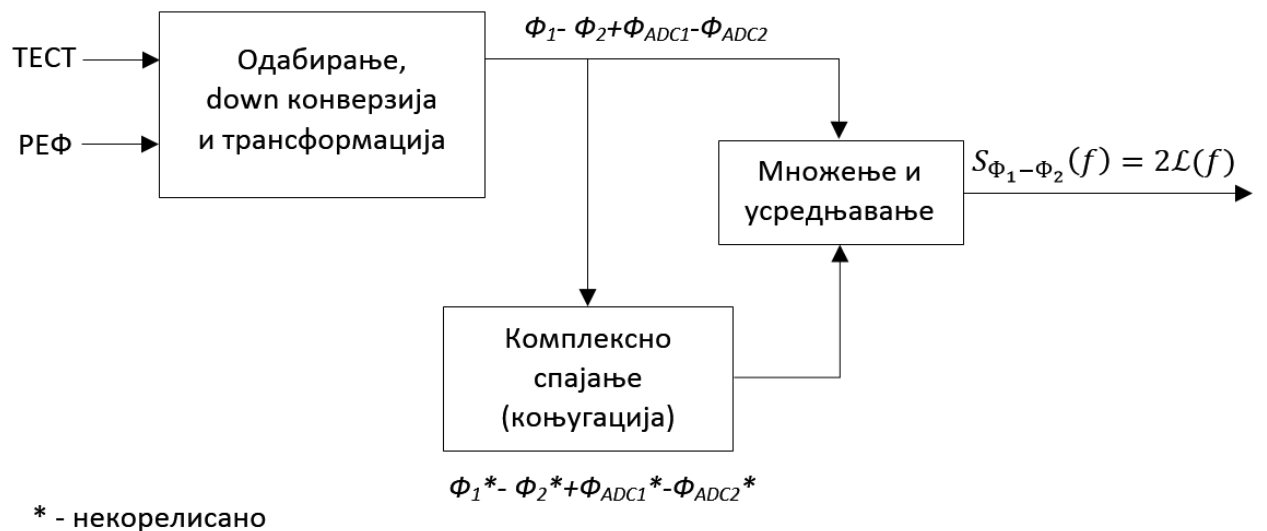
Једна од предности 5125A је могућност да симултано приказује и фазни шум и Аланову девијацију, као меру стабилности фреквенције у временском домену. Оба резултата се добијају из истог сета података о разликама фазе сигнала. Down конверзија се спроводи на оба улаза система, те се резултати конверзије одузимају један од другог, како би се добио податак о фазној разлици ТЕСТ и РЕФ сигнала. Међутим, уколико ТЕСТ и РЕФ сигнали нису истих носећих фреквенција, тада фаза другог канала мора да се скалира, како би се њихове вредности изједначиле пре одузимања.



Слика 44: Кораци у обради сигнала са Microsemi 5125A

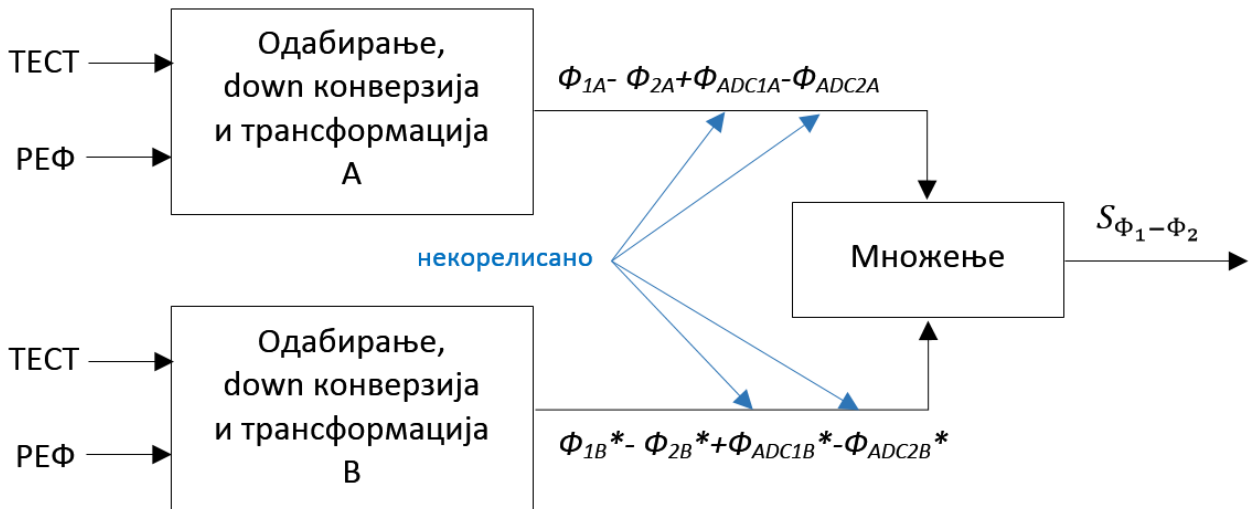
Стабилност фреквенције и остали њени параметри се анализирају дискретном Фуријеовом трансформацијом (DFT) података о фазним разликама. Међутим, када би се густина спектралне снаге фазе рачунала на основу података о DFT, праг шума би био ограничен белим шумом аналогно/дигиталних конвертора, у најбољем случају до -150 dBc/Hz, што је карактеристика најбољих конвертора који се данас производе. Ово је велики недостатак проузрокован избегавањем употребе PLL петљи, а тиме и потребе за еталонирањем система пре сваког мерења. Оваква осетљивост система би директан дигитални метод мерења фазног шума учинила непогодним за мерење фазног шума квалитетних осцилатора.

Да би се ово избегло, 5125A је дизајниран тако да се прорачун спектралне густине фазе $S_{\phi}(f)$ реализује методом крос корелације. $S_{\phi}(f)$ представља квадрат магнитуде вредности добијене Фуријеовом трансформацијом. Microsemi 5125A приказује фазни шум $\mathcal{L}(f)$, дефинисан као половина спектралне густине фазе $S_{\phi}(f)$.



Слика 45: Прорачун спектралне густине фазе и фазног шума

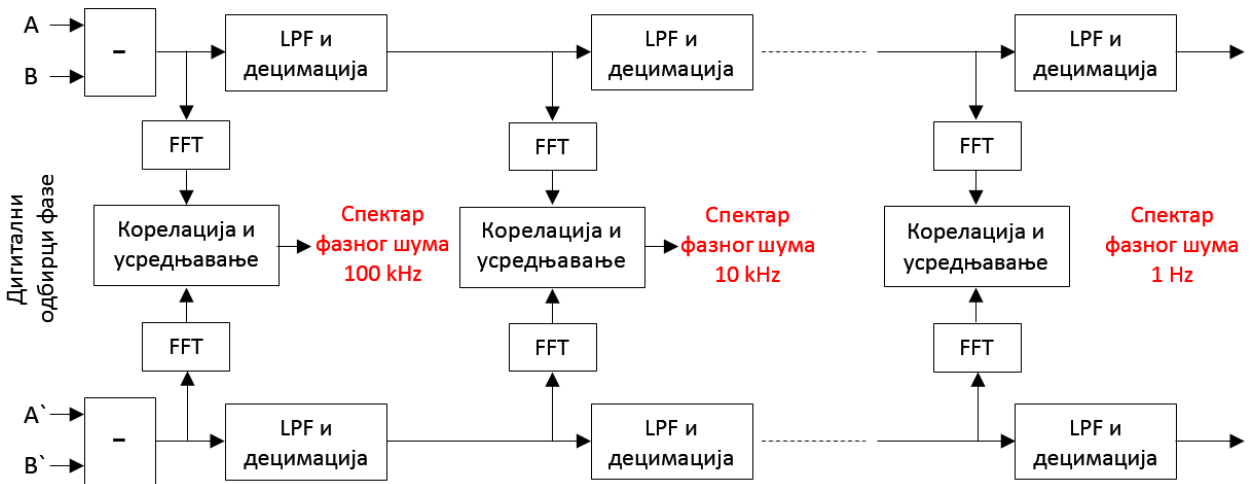
Уместо да директно прорачунава податке добије дискретном Фуријеовом трансформацијом, 5125A рачуна унакрсни спектар два идентична мерна система, као на слици:



Слика 46: Мерење спектралне густине фазе и фазног шума помоћу унакрсног спектра два идентична мерна система

На овај начин је утицај шумава аналогно/дигиталних конвертора, због своје високе некорелисаности, знатно смањен, што повећава осетљивост система до -170 dBc/Hz. Овакав праг шума система омогућава мерење фазног шума најстабилнијих фреквенција.

У циљу добијања реалних спектралних густина фазе, потребно је да се обезбеде одговарајуће дужине дискретне Фуријеове трансформације. Из тог разлога, процес процене спектра је подељен на низ опсега потребне резолуције.



Слика 47: Етапе дигиталне обраде сигнала

Овако реализован процес омогућава бржа мерења на вишим деловима спектра фреквенције. Подаци за сваки нижи фреквенцијски опсег се добијају antialiasing филтерима са већом брзином одабирања, а касније се децимално усредњавају на одговарајући начин. Да би подаци били видљиви за фреквенције испод 1 Hz, примењују се следеће ширине филтера:

Табела 7: Ширине опсега antialiasing филтера, за приказ података испод 1 Hz

Опсег фреквенције	Ширина опсега филтера
од 98,9 Hz до 988 Hz	0,6 Hz
од 9,89 Hz до 98,9 Hz	0,06 Hz
од 0,988 Hz до 9,89 Hz	0,006 Hz

Улази тест сета 5125A су унапред одређени за ТЕСТ, односно за РЕФ сигнал. Претпоставка прихватљивог мерења је да је РЕФ сигнал стабилнији, односно има фазни шум довољно испод фазног шума ТЕСТ фреквенције. Сва мерења која се изводе и сви прорачуни који се спроводе током мерења су релативна мерења ова два сигнала, при чему се резултат референцира према РЕФ улазу. Поред овога, носеће фреквенције ТЕСТ и РЕФ сигнала могу да се разликују.

Уколико се замене места референце и сигнала чији се фазни шум мери, и даље је могуће добити прихватљив резултат, али се, накнадном обрадом независно од 5125A, мора да изврши додатно скалирање, према једначини:

$$\mathcal{L}_{scale} = 20 \log \frac{f_{test}}{f_{ref}} \quad (56)$$

У једначини 56, са f_{test} и f_{ref} су означене носеће фреквенције ТЕСТ, односно РЕФ сигнала. Добијену вредност скалирања \mathcal{L}_{scale} треба додати сваком податку о фазном шуму који је добијен са Microsemi 5125A.

6.2 Карактеристике мерног система

Анализатор фазног шума Microsemi 5125A може да мери фазни шум улазних сигнала у опсегу од 1 Hz до 400 Hz, нивоа од 3 dB до 17 dB, при чему улазни нивои и номиналне фреквенције ТЕСТ и РЕФ сигнала не морају бити једнаки. Све резултате мерења 5125A приказује на свом екрану, при чему се резултати могу пратити током самог мерења. Поред приказа на екрану, анализатор даје могућност да се крајњи резултати чувају на екстерној меморији (USB flash меморије) или штампају на ласерским штампачима. Уколико се управљање анализатором остварује путем рачунара, крајње резултате, као и сирове податке мерења, је могуће чувати на рачунару и приказивати у различитим форматима, као што је pdf.

Поред фазног шума 5125A мери и приказује многе параметре ТЕСТ фреквенције:

- Л-скрипту фазног шума (као меру стабилности/нестабилности фреквенције у временском домену),
- табеле интегрисаног шума у радијанима,
- табелу шпуријуса,
- сигма-тау дијаграм и табеларни приказ Аланове девијације (као меру стабилности фреквенције у временском домену),
- дијаграм фазне разлике РЕФ и ТЕСТ сигнала у зависности од времена,
- дијаграм фреквенције ТЕСТ сигнала у зависности од времена и

- табеларни приказ номиналне фреквенције ТЕСТ сигнала у зависности од времена усредњавања.

Управљање анализатором и мерењима је једноставно, а сви резултати се приказују на начин који не захтева посебну обраду. Праг шума 5125А је такав да омогућава мерење стабилности фреквенције најквалитетнијих осцилатора који се налазе на употреби (прилог 3). Ове чињенице 5125А сврставају у ред најмоћнијих мерила карактеристика фреквенције сигнала, који се користи у свим развијеним лабораторијама у свету.

Анализатор фазног шума Microsemi 5125А ради на принципу поређења два сигнала, од којих је један референтни. Из тог разлога систем за мерење, поред 5125А, чини и референтни еталон, извор РЕФ сигнала. Ова два еталона ће, сваки са својим перформансама, карактерисати укупне перформансе мерног система за мерење и еталонирање фазног шума.

Како је у поглављу 3 описано, најбоље перформансе у погледу фазног шума или краткотрајне стабилности имају високостабилни кварцни осцилатори. Истраживањем рада еминентних лабораторија и понуда на тржишту, избор је пао на Microsemi 4145С, Ultraclean Oscillator (некада Symmetricom TSC 4145С). Овај кварцни осцилатор је израђен према BVA/SC технологији сечења кварца, тако да његове карактеристике фазног шума доминирају на светском тржишту и он представља незванични референтни еталон фазног шума свих врхунских лабораторија за еталонирање.

На својим SMA (3,5 mm) излазима генерише по два синусна сигнала номиналних фреквенција 5 MHz и 10 MHz, при чему је њихов ниво ограничен на $15 \text{ dBm} \pm 0,51 \text{ dB}$. Поред функције извора високостабилних сигнала, 4145С је намењен и за, условно речено, филтрирање излазног сигнала цезијумских еталона, како би се обезбедила њихова најбоља могућа и краткотрајна и дуготрајна стабилност. Спрегом 4145С и цезијумског еталона се добија јединствени еталон који је могуће користити приликом упоређења како за времена усредњавања до 100 s, тако и за усредњавања која дају меру стабилности ТЕСТ фреквенције у дуготрајним периодима времена. Филтрирање се остварује преко PLL петљи, при чему контрола петљи може да се оствари временским константама од 50 s, 100 s, 200 s или 400 s. Најбоље перформансе излаза се остварују са највећом временском константом. За потребе фазног закључавања на сигнал из цезијумског еталона користи се улаз од 5 MHz, при чему се захтева ниво сигнала у опсегу од 10 dBm до 16 dBm, што представља стандардну величину излаза свих еталона овог типа, тако да додатна слабљења или појачања улазних сигнала (која би деградирала карактеристике система) нису потребна.

6.2.1 Остваривање метролошке следивости

Поред интерних еталонирања од стране произвођача, анализатор 5125А и кварцни осцилатор 4145С су еталонирани у француском националном метролошком институту LNE-LTFB, који се налази у граду Бесансону.

Високостабилни осцилатор 4145С је еталониран посебно за излазе 5 MHz и 10 MHz. Фазни шум за сигнал номиналне фреквенције 5 MHz измерен је анализатором Symmetricom 5120А, при чему је за референцу коришћен хидрогени масер 3000, T4S

iMaser. Спецификација произвођача у погледу фазног шума је потврђена са мерном несигурношћу од 1 dB.

Еталонирање фазног шума сигнала номиналне фреквенције 10 MHz изведено је анализатором сигнала Agilent E5052B, при чему је мерна несигурност за све офсет фреквенције мерења износила ± 4 dB, са 1000 корелација и 5 усредњавања. Agilent E5052B ради на принципу крос корелације ТЕСТ фреквенције и два интерна осцилатора.

Еталонирање анализатора Microsemi 5125A је реализовано методом која је утврдила разлику прага шума између два анализатора, при чему референтно мерило има познате карактеристике. Мерења су извршена за услове када анализатор мери фазни шум сигнала фреквенције 10 MHz и фреквенције 100 MHz.

За режим када се мери фреквенција 10 MHz референтни анализатор је представљао Symmetricom 5120A [113]. За референтне осцилаторе су коришћена два ултра стабилна ОСХО кварцна осцилатора. На РЕФ улазе оба анализатора, преко разделника, истовремено је доведен сигнал са једног осцилатора, док је на ТЕСТ улазе доведен сигнал другог ОСХО. Резултати еталонирања су показали да се разлика мерења креће од 0 dBc/Hz до максимално -0,2 dBc/Hz, што је занемарљиво. Проширена мерна несигурност еталонирања је износила ± 3 dB.

За режим мерења сигнала номиналне фреквенције 100 MHz, такође су коришћена два фазно чиста ОСХО кварцна осцилатора, али је референтни анализатор био Agilent E5052B. Поред мерења фазног шума једног ОСХО у односу на други анализатором 5125A, анализатором Agilent E5052B су извршена мерења за оба кварцна осцилатора понаособ. Резултати мерења, са проширеном мерном несигурношћу од $\pm 4,5$ dB, су показали да се разлика мерења креће у опсегу од -0,1 dBc/Hz до највише 0,6 dBc/Hz. Узевши у обзир мерну несигурност, мерење анализатором 5125A се може сматрати апсолутно тачним, односно, може се користити спецификација произвођача.

Поступак еталонирања анализатора Microsemi 5125A је дефинисан од стране произвођача и у потпуности може да се спроведе у лабораторији за микроталасну технику Техничког опитног центра, тако да ће се периодично еталонирање у будућем раду реализовати интерно [111]. Метролошка следивост кварцног осцилатора Microsemi 4145C ће се остваривати еталонирањем у Дирекцији за мере и драгоцене метале, потврђивањем карактеристике краткотрајне стабилности осцилатора у временском домену. Математичка конверзија резултата у фреквенцијски домен ће доказати и његове метролошке карактеристике у погледу фазног шума.

6.2.2 Осетљивост мерног система

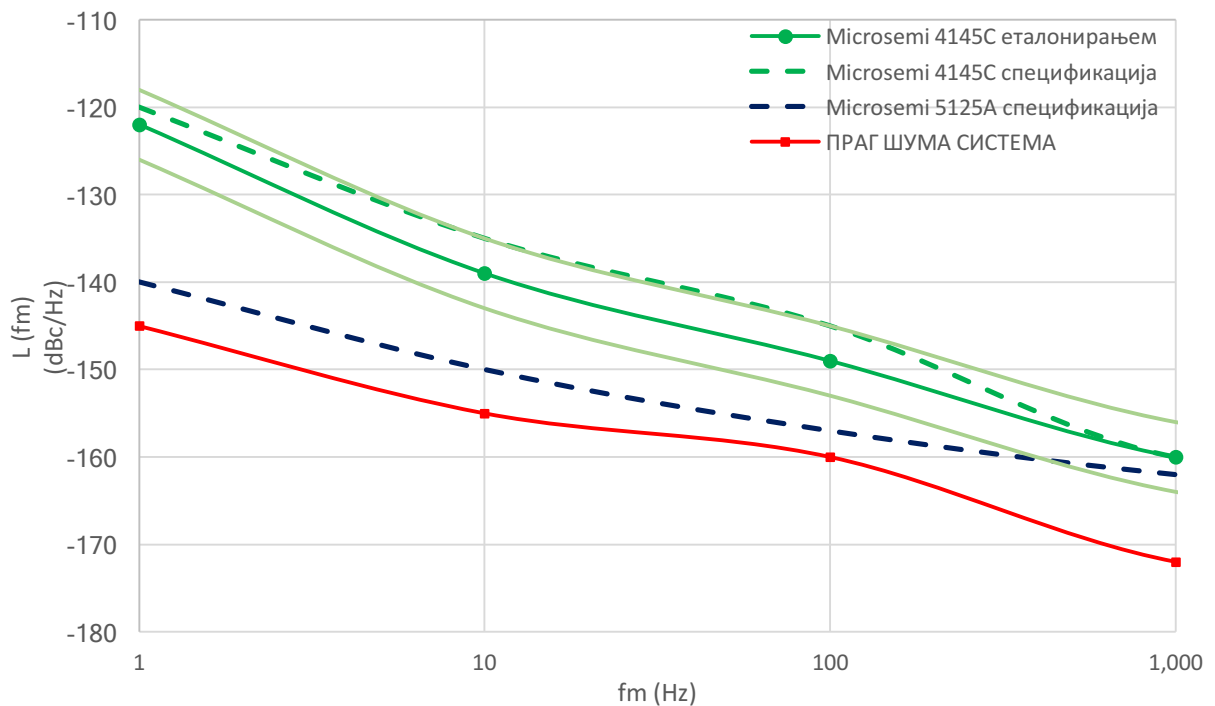
Еталонирања у националном метролошком институту Француске су показала да се карактеристике анализатора и осцилатора могу користити према спецификацијама произвођача Microsemi. Према овим спецификацијама, праг шума анализатора 5125A омогућава мерења коришћењем осцилатора 4145C, чији је фазни шум довољно изнад могућности мерења помоћу 5125A. Међутим, стварне могућности система за мерење фазног шума одређује праг шума, или осетљивост, спреге осцилатора и анализатора.

У циљу одређивања прага шума система извршено је више мерења, при чему је фазни шум мерен упоређивањем два иста сигнала, односно копије једног излаза кварцног осцилатора 4145С.

Мерење је изведено на два начина: првим начином је један излаз осцилатора подељен на два истоветна сигнала, коришћењем делитеља микроталасне снаге HP 11667А, који ради у опсегу од једносмерних до сигнала фреквенције 18 GHz. Симетрија делитеља, односно разлика нивоа сигнала на једном и другом излазу, је према спецификацијама произвођача боља од 0,05 dB, што је доказано еталонирањем у лабораторији. Резултати су показали да је вредност симетрије 0,036 dB, чиме се улазни сигнали у анализатор могу сматрати идентичнима.

Пошто је осцилатор опремљен са по два излаза истих номиналних фреквенција, другим начином мерења су на улаз анализатора доведени сигнали који потичу из два различита излаза 4145С. Након више поновљених мерења под истим условима, утврђено је да нема разлике између ова два начина.

Праг шума мерног система за фазни шум и карактеристике осцилатора 4145С и анализатора 5125А, приказану су на слици:



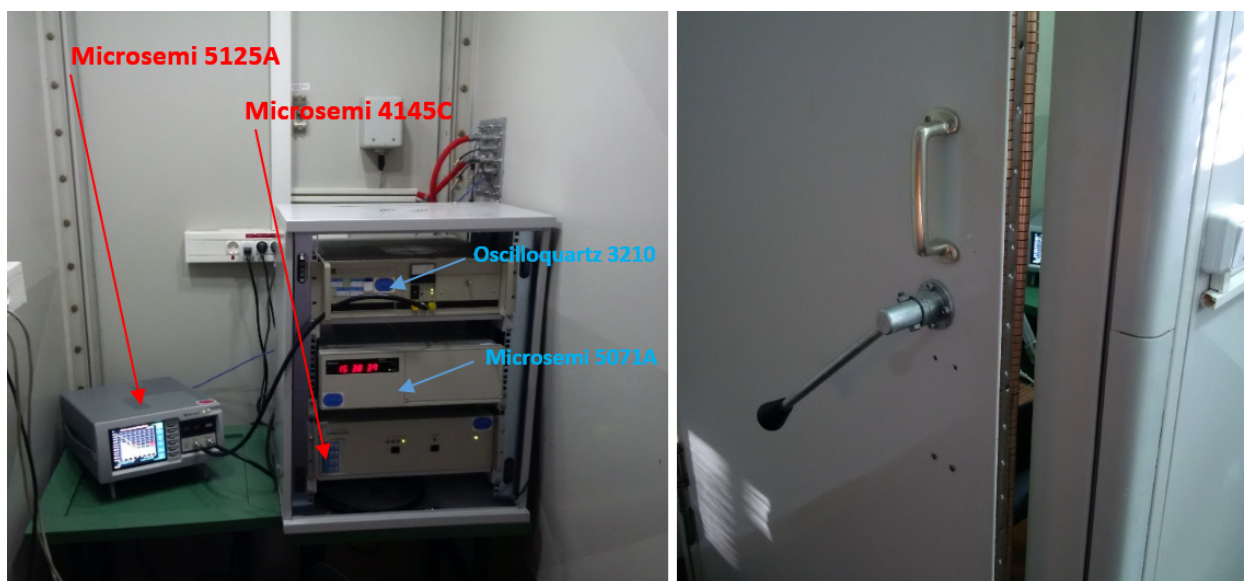
Слика 48: Осетљивост система, одређена мерењем у лабораторији - пример за сигнал фреквенције 10 MHz

Експериментално утврђена осетљивост показује да је овако дефинисаним системом могуће мерење фазног шума најквалитетнијих осцилатора, који су предмет еталонирања лабораторије. Чињеница да ТЕСТ и РЕФ номиналне фреквенције не морају бити једнаке, чак ни блиске, овај систем карактерише врло моћном методом мерења фазног шума на офсет фреквенцијама врло блиским носећим, у широком опсегу од 1 Hz до 400 Hz.

6.3 Реализација мерног места за мерење фазног шума

Описани систем омогућава мерења на врло ниским вредностима фазног шума, те је и препозната могућност интерференције сигнала од интереса са сигналима који се могу десити у етру. Зато се за мерење искључиво користе два квалитетна, ширмована BNC кабла, импедансе 50 Ω . Због могуће појаве нежељених кашњења, а тиме и разлика у фазама ТЕСТ и РЕФ сигнала, ови каблови морају бити исте дужине и што је могуће краћи.

И поред тога што су анализатор 5125А, осцилатор 4145С, као и сви осцилатори извори ТЕСТ сигнала оклопљени уређаји, као и поред чињенице да се користе ширмовани каблови, утицај сигнала из околине је спречен мерењем у Фарадејевом кавезу. Постојећи кавез произвођача Siemens, који је предвиђен за мерења у фреквенцијским опсезима до 1 GHz, је адаптиран за мерење стабилности фреквенције и прилагођен како би се створили услови за мерење што приближнији идеалнима. Слабљење спољашњих утицаја у целом фреквенцијском опсегу рада кавеза је 85 dB у најгорем случају, чиме, поред чињенице да се сам кавез налази у чврсто зиданом објекту, чини изузетно „чисту“ средину у којој се мерење одвија. Како је мерење апсолутно независно од оператера, све време се врата кавеза могу држати затворенима, чиме се избегава могућност краткотрајних утицаја због нарушене хомогености у кавезу. При томе, оператер није у обавези да борави унутар Фарадејевог кавеза.



Слика 49: Мерно место – унутрашњост Фарадејевог кавеза (лево) и изглед споља (десно)

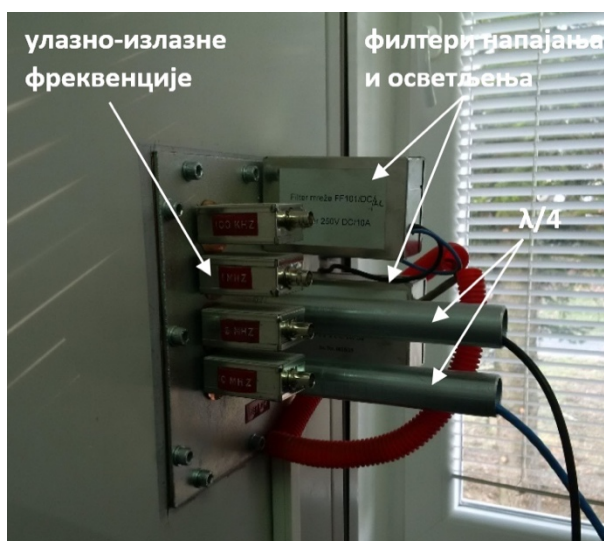
На стабилност фреквенције значајан утицај може имати промена температуре околине. Иако се обично ради о двоструко стабилисаним осцилаторима, сви произвођачи дефинишу карактеристике фреквенција у зависности од промене температуре амбијента, које се не могу занемарити. Уградња клима система у самом Фарадејевом кавезу није могућа, јер би се тиме унели додатни шумови електронике уређаја за климатизацију. Како се климатизује просторија у којој се Фарадејев кавез налази, на њему су уграђени вентилатор и усисник, да би се унутар кавеза остварило струјање ваздуха. Температура у просторији се перманентно одржава у опсегу од $23^{\circ}\text{C} \pm 2^{\circ}\text{C}$ и контролише дигиталним термохигрометрима, који у својим меморијама чувају податке о температури и релативној влази. Зависно од потреба, мерења се могу подесити на временске периоде

од 1 секунде. Експерименталним мерењима је утврђено да се, због повећаног струјања ваздуха, температура у кавезу спусти за око $0,5^{\circ}\text{C}$ у односу на температуру у просторији, али и да се за време мерења, које износи до сат времена, одржава или апсолутно истом или у опсегу од $\pm 0,1^{\circ}\text{C}$, чиме су постигнути приближно идеални услови микроклиме.



Слика 50: Одржавање микроклиме унутар кавеза

Да би се напајање уређаја одржавало константним, користи се спољашње UPS напајање, on-line типа, чиме је флукуација напона сведена на испод 2 %, а нестанак електричне енергије не ствара скоковите промене нити по нивоу, нити по фази. UPS напајање је смештено изван Фарадејевог кавеза. Сви прикључци на кавезу (напајање из мреже, напајање из UPS-а, напајање LED осветљења, улазно-излазне фреквенције од 100 kHz, 1 MHz, 5 MHz и 10 MHz) су израђени преко одговарајућих филтера на конекторској плочи. Поред тога је омогућено провлачење LAN или других каблова преко $\lambda/4$ филтера.

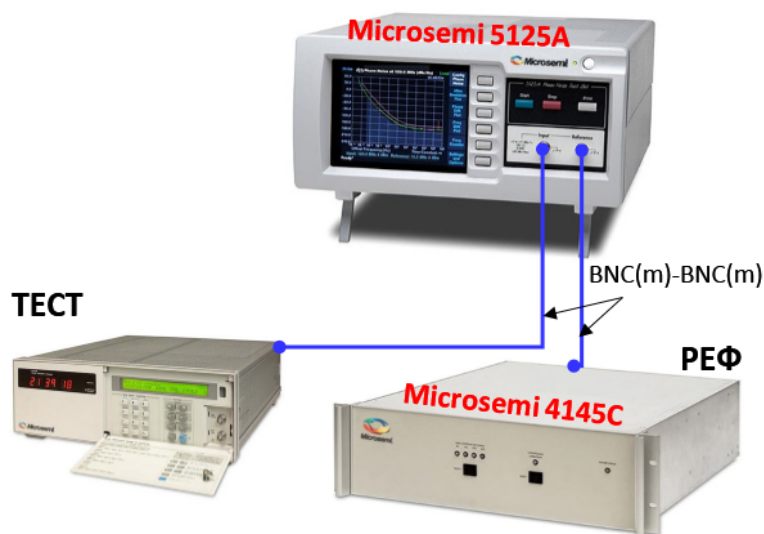


Слика 51: Конекторска плоча – изглед са спољашње стране Фарадејевог кавеза

На овај начин су створени услови за несметано мерење фазног шума, чиме су се неки од утицаја на укупну мерну несигурност система свели на минимум, што ће бити објашњено у наредним поглављима.

6.4 Процес мерења фазног шума

Повезивање ТЕСТ и РЕФ сигнала на анализатор 5125А се врши директно, са препоруком да се пре мерења провере њихови нивои, како не би дошло до квара улазног степена анализатора. При томе, мора се водити рачуна о улазу за РЕФ и улазу за ТЕСТ сигнал, који су иначе видно обележени. Уколико дође до замене, мора се применити додатно скалирање употребом једначине 56.



Слика 52: Блок шема реализованог система за мерење фазног шума

Сва мерна опрема која се користи приликом мерења мора бити унапред укључена на напон напајања и пуштена у рад, при чему произвођачи препоручују минимално време загревања за сваки уређај. Експериментално је утврђено да се анализатор 5125А мора држати на напајању бар два сата пре почетка мерења. Осцилатори или друга мерна опрема такође захтевају одређено време загревања, што зависи од произвођача до произвођача, али се препоручује да то време не буде испод једног сата. Што се тиче реализоване методе у Техничком опитном центру, кварцни осцилатор (као и сви остали осцилатори) су у режиму сталног напајања. Негативни примери мерења фазног шума са недовољно загрејаним анализатором 5125А приказани су у наредним поглављима.

Да би се остварили константни услови температуре унутар Фарадејевог кавеза, вентилатор такође мора бити укључен најмање сат времена пре почетка мерења. За све време манипулације уређајима и мерењима, мора се водити рачуна да се врата кавеза држе што краће отворенима. Због могуће појаве прашине и различитих нечистоћа, препоручује се повремено чишћење контаката на вратима кавеза (техничким алкохолем или средствима за одмашћивање).

Управљање мерењем се може успоставити ручно или аутоматизовано помоћу рачунара. Када се успоставља ручни метод рада, на анализатору је потребно подесити

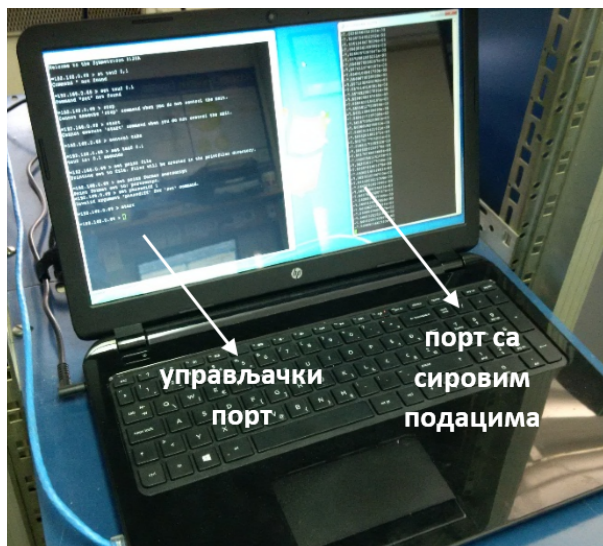
жељено време одабирања (τ) и начин чувања резултата. Почетак и крај мерења оператер задаје ручно, притиском на старт и стоп контроле анализатора. Након завршетка мерења, на екрану анализатора се приказују резултати по одабиру оператера и могу се у комплекту преписати са самог дисплеја. Овај начин је приметан и може довести до грешака. Уместо тога се препоручује да се извештај о мерењу штампа на ласерском штампачу. Манипулација анализатором 5125А је једноставна и врло интуитивна. Менијем уређаја се управља помоћу посебно изведених тастера.

Аутоматизовано подешавање анализатора и управљање мерењем пружа додатне могућности и олакшава рад. Поред основних подешавања и могућности да се извештај о мерењу чува у електронском облику, даје се могућност чувања сирових података о разлици фаза за одабрано време одабирања. За подешавање анализатора, дефинисање основних параметара мерења, конфигурацију излазног извештаја, почетак, праћење и крај мерења, могу се користити различити готови софтверски алати за управљање мрежама. У лабораторији је искоришћен PuTTY, бесплатни SSH/Telnet клијент.

Повезивање рачунара директно на етернет порт анализатора реализовано је crossover LAN каблом CAT 5 (RJ-45). Комуникација се остварује преко IP адресе анализатора, при чему је могуће истовремено отворити два порта: управљачки (пример је дат у прилогу број 4) и порт са подацима. Управљачким портом се подешавају параметри мерења, као што су време усредњавања (минимално 1 ms), формат извештаја који се памти, односно штампа, даје се име мерења и друго. Уколико се на рачунару памте сирови подаци мерења које траје дуго, а усредњавање се ради често, такви фајлови могу заузимати и преко 10 GB меморијског простора рачунара. У тим случајевима се број одмерака фазне разлике ТЕСТ и РЕФ сигнала може ограничити, чиме се и значајно смањује укупно потребан меморијски простор. Могуће је подесити 1, 10, 100 или 1000 одмерака разлике фаза у секунди.

Почетак и крај мерења се такође задају управљачким портом, а након завршетка мерења електронски извештај се повлачи WEB Browser-ом из меморије анализатора у меморију рачунара, распакује и даље обрађује. Посебно комфорна је употреба pdf формата приказа.

Порт са подацима служи за праћење мерења, односно за стални увид у ток мерног процеса и приближну оцену ваљаности прикупљених података. На тај начин је могуће прекинути мерења уколико се утврде нека одступања или понашања која нису својствена или очекивана.



Слика 53: Управљање рачунаром – управљачки порт и порт са подацима

Укупно трајање мерења зависи од крајње офсет фреквенције на којој је потребно одредити фазни шум. Експериментално је утврђено да је за офсет од 1 MHz потребно око 40 минута мерења. Генерално, мерење се може прекинути онда када се за офсет фреквенцију од интереса на анализатору прикаже праг шума.

Иако дуже време усредњавања теоретски смањује укупну мерну несигурност мерења, односно снижава праг шума, не препоручује се предуго мерење, јер се на неком нивоу додатним усредњавањем не постижу скоро никаква побољшања несигурности, а у исто време може доћи и до деградације резултата из за сада непознатих разлога [114][115]. Анализатор 5125A је тако конципиран да је услов одређивања и приказивања прага шума за офсет фреквенцију од интереса потребан и довољан услов за укупно време мерења.

Употреба рачунара и евентуално нарушавање заштите Фарадејевог кавеза коришћењем LAN кабла теоретски могу довести до нежељених интерференција са шумовима који се јављају из напона напајања рачунара, његове графичке карте или шума околина који се могу пренети каблом. Ипак, експериментална мерења су показала да не постоји никаква разлика приликом ручног и аутоматизованог рада система за мерење фазног шума, те да се поузданост и осетљивост система не нарушавају употребом рачунара приликом мерења.

6.5 Оцена мерне несигурности система за мерење фазног шума

Реализовани мерни систем, који се састоји из анализатора Microsemi 5125A и кварцног осцилатора високе стабилности Microsemi 4145C, у односу на друге методе издваја одсуство PLL петљи (што омогућавају дигитални фазни детектори бесконачних опсега), упоређивање сигнала фреквенција много нижих од носећих, крос корелација и велика брзина семпловања. Ове предности су се осликале могућношћу мерења фазног шума на офсет фреквенцијама од само 0,1 mHz до 1 MHz. Носеће фреквенције РЕФ и ТЕСТ сигнала не морају бити једнаке, а могу се кретати у опсегу од 1 Hz до 400 Hz.

Еталонирањем анализатора 5125А је потврђена спецификација произвођача да се фазни шум може мерити са проширеном мерном несигурношћу од ± 1 dB, при врло ниском прагу шума. Укупни праг шума система одређује интерференција фазног шума референтног кварцног осцилатора 4145С и анализатора 5125А. Анализатор током мерења приказује тренутни праг шума, који ће и дефинисати укупну мерну несигурност система. Наиме, мерна несигурност од ± 1 dB је загарантована за случајеве када се измерени фазни шум и праг шума разликују за више од 16 dB. Уколико то није случај, највероватније ће доћи до интерференције нестабилности на нивоу прага шума са нестабилношћу ТЕСТ сигнала, тако да од добијеног резултата треба одузети такозвани корекциони фактор шума. Крајњи резултат ће представљати спој корекционог фактора и мерне несигурности система:

$$\mathcal{L}(f_m) = (\mathcal{L}_i(f_m) - \mathcal{L}_c) \pm \delta\mathcal{L}(f_m) \quad (57)$$

где је:

- $\mathcal{L}(f_m)$ крајњи резултат мерења фазног шума на офсет фреквенцији f_m ,
- f_m офсет фреквенција,
- $\mathcal{L}_i(f_m)$ измерена вредност фазног шума приказана на 5125А,
- \mathcal{L}_c корекциони фактор (позитивна вредност изражена у dB), а
- $\delta\mathcal{L}(f_m)$ мерна несигурност система.

Вредност корекционог фактора у случајевима када је измерена вредност блиска прагу шума, произвођач дефинише као:

Табела 8: Корекциони фактори шума приликом мерења на граници прага шума система

Разлика измерене вредности и прага шума ($\Delta \mathcal{L}$)	Корекциони фактор (\mathcal{L}_c)
$10 \text{ dB} < \Delta \mathcal{L} \leq 16 \text{ dB}$	0,1 dB
$6 \text{ dB} < \Delta \mathcal{L} \leq 10 \text{ dB}$	0,4 dB
$3 \text{ dB} < \Delta \mathcal{L} \leq 6 \text{ dB}$	1,2 dB
$2 \text{ dB} < \Delta \mathcal{L} \leq 3 \text{ dB}$	1,8 dB
$1 \text{ dB} < \Delta \mathcal{L} \leq 2 \text{ dB}$	2,1 dB
$0 \text{ dB} < \Delta \mathcal{L} \leq 1 \text{ dB}$	2,5 dB
$\Delta \mathcal{L} = 0 \text{ dB}$	3 dB

Уколико се мерењима покаже да је измерена вредност фазног шума испод вредности прага шума система, мерење се не може сматрати валидним и мора се пронаћи други референтни осцилатор као извор РЕФ сигнала.

Утицај нестабилности референтног осцилатора не узима директно учешће у укупној мерној несигурности система, већ доприноси повећању његовог прага шума. Увођењем корекције услед мерења блиско прагу шума утицај референтног осцилатора се доводи у директну везу са крајњим резултатом мерења.

Математички модел оцене мерне несигурности мерења фазног шума реализованим системом може се представити једначином:

$$\delta\mathcal{L} = \delta\mathcal{L}_a + \delta\mathcal{L}_\theta + \delta\mathcal{L}_e \quad (58)$$

где је:

- $\delta\mathcal{L}$ оцена мерне несигурности,
- $\delta\mathcal{L}_a$ корекција резултата услед апсолутне тачности мерења 5125А,
- $\delta\mathcal{L}_\theta$ корекција резултата услед промене температуре околине и
- $\delta\mathcal{L}_e$ корекција резултата услед интерференције фазног шума са етром.

Апсолутну тачност мерења фазног шума произвођач дефинише мерном несигурношћу од ± 1 dB, за 2σ , тако да је утицај овог параметра за 1σ једнак 0,5 dB.

У претходном поглављу је објашњена реализација мерног места и начин на који су остварени услови микроклиме и електромагнетске заштите. Промене температуре унутар Фарадејевог кавеза које се дешавају током мерења су занемарљиве, тако да се овај утицај може занемарити.

Са друге стране, остварено слабљење Фарадејевог кавеза спречава било какав утицај познатих сигнала који се могу појавити у етру. Поред овог слабљења и чињенице да се сам кавез налази у чврсто зиданом и арматуром богатом објекту, као и да је мерна и помоћна опрема оклопљена, утицај интерференције шума сигнала из етра на мерење фазног шума се може занемарити. Збирни опис свих утицајних величина на укупну мерну несигурност мерења приказан је у табели буџета мерне несигурности 9:

Табела 9: Буџет мерне несигурности мерења фазног шума системом који чине анализатор фазног шума Microsemi 5125A и високостабилни кварцни осцилатор Microsemi 4145C

Вредност	Симбол	Процена	Стандардна МН	Тип МН	Расподела вероватноће	Коефицијент осетљивости	Допринос
Корекција услед апсолутне тачности мерења са 5125А	$\delta\mathcal{L}_a$	0,5 dB	0,5 dB	Б	Униформна	1	0,5 dB
Корекција услед промене температуре околине	$\delta\mathcal{L}_\theta$	0	0	Б	Троугаона	1	0
Корекција услед интерференције са етром	$\delta\mathcal{L}_e$	0	0	Б	Униформна	1	0
Комбинована стандардна мерна несигурност							0,5 dB
Проширена мерна несигурност ($k=2$, ниво поверења 95 %)							± 1 dB

Дакле, уколико се створе услови мерења приближни идеалнима, основни утицај на укупну мерну несигурност има тачност мерења фазног шума анализатором Microsemi 5125A. Међутим, због утицаја који се могу јавити услед интерног шума анализатора и фазног шума референтног осцилатора, крајњи резултат се мора анализирати и представити као у једначини 57. Као пример, нека је на офсет фреквенцији 1 MHz анализатором 5125A измерена вредност фазног шума -150 dBc/Hz, док је праг шума система на тој фреквенцији једнак -156 dBc/Hz. Услед разлике између измерене вредности и прага шума од 6 dB, од приказаног резултата се мора одузети корекциони фактор 1,2 dB (табела 8), што сада износи -151,2 dBc/Hz. Узевши у обзир мерну несигурност (табела 9) према једначини (57) крајњи резултат мерења износи: $(-151,2 \pm 1)$ dB.

За мерење фазног шума, овако конципиран мерни систем има једну од најбољих мерних несигурности, бар у поређењу са осталим комерцијално доступним мерним

опцијама. Интересантно је да се на анализатору прве генерације 5110А, током мерења стабилности фреквенције у временском домену, приказују и мерне несигурности за свако време усредњавања. Како се време мерења повећава, тако се и смањује мерна несигурност, бар до неке границе. За разлику од свог две генерације старијег претходника анализатор 5125А, поред прага шума система, не приказује никакве опсеге мерне несигурности, или, исправније, не може да их прикаже. Побољшање брзине семпловања је довело до тога да су мерне несигурности занемарљиве, односно да су толико малих опсега да их је немогуће приказати на екрану.

6.6 Валидација методе мерења фазног шума

Провера реализоване методе је спроведена низом експерименталних мерења фазног шума различитих типова осцилатора и генератора сигнала. Иако су мерења приказала очекиване резултате, а у многим случајевима и много боље од декларисаних, извршена је и званична валидација методе билатералним поређењем са Дирекцијом за мере и драгоцене метале, у лабораторији Групе за време, фреквенцију и дистрибуцију времена.

Како Дирекција за мере и драгоцене метале нема могућности мерења фазног шума, поређење је реализовано мерењем нестабилности фреквенције у временском домену, за шта Дирекција користи методу осведочену и признату на основу поређења са ВІРМ и другим метролошким институтима у свету. Резултати у фреквенцијском домену су добијени математичком конверзијом. Пре почетка поређења претпостављено је да ће резултати бити приближни и самерљиви, те да ће се поређење у фреквенцијском домену свести на поређење разлика врло блиских резултата у фреквенцијском домену. Увид у меру стабилности у фреквенцијском домену, односно крајње добијени резултати мерења фазног шума, упоређени су са очекиваним вредностима. Дакле, поређење ће показати позитивне резултате ако се утврди да су резултати нестабилности у временском домену самерљиви и ако резултати нестабилности у фреквенцијском домену, добијени конверзијом, буду приближни очекиваним резултатима, које прописују спецификације произвођача.

Предмет поређења били су цезијумски еталони фреквенције Oscilloquartz 3212 и Microsemi 5071А, док је референтни еталони Дирекције представљао високостабилни кварцни осцилатор Oscilloquartz BVA ОСХО 8607. Директна мерења у Дирекцији реализована су компаратором фазе и фреквенције Symmetricom 5110А (прва генерација мерила стабилности фреквенције, од којих је настао анализатор 5125А).

Билатерално поређење је реализовано под истим условима микроклиме у кратким временским размацама између мерења, тако да није могло да дође до евентуалних утицаја фреквенцијског дрифта, или је бар овај утицај смањен на меру да може да се занемари. И мерење у Дирекцији и мерење у Техничком опитном центру су реализовани унутар Фарадејевих кавеза, тако да су и разлике услед утицаја интерференције шумова сигнала из етра могле, такође, да се занемаре.

За потпуну карактеризацију добијених резултата мерна несигурност обе методе мора бити јасно и прецизно дефинисана. Математички модел оцене мерне несигурности

мерења краткотрајне несигурности фреквенције у временском домену, методом реализованом у Техничком опитном центру, може се приказати као:

$$\delta\sigma^2(\tau) = \delta\sigma_a^2(\tau) + \delta\sigma_{RE}^2(\tau) + \delta\Delta\sigma_{RE}^2(\tau) + \delta\sigma_{MS}^2(\tau) \quad (59)$$

где је:

- $\delta\sigma^2(\tau)$ оцена мерне несигурности,
- $\delta\sigma_a^2(\tau)$ корекција резултата услед тачности мерења анализатором,
- $\delta\sigma_{RE}^2(\tau)$ корекција резултата услед нестабилности референтног еталона,
- $\delta\Delta\sigma_{RE}^2(\tau)$ корекција резултата услед мерне несигурност еталонирања нестабилности референтног еталона, а
- $\delta\sigma_{MS}^2(\tau)$ корекција резултата услед нестабилности мерног система.

Нестабилност система потиче од два параметара, чији се утицај може представити једначином:

$$\delta\sigma_{MS}^2(\tau) = \delta\sigma_{un}^2(\tau) + \delta\sigma_{\theta}^2(\tau) \quad (60)$$

у којој је:

- $\delta\sigma_{un}^2(\tau)$ корекција резултата услед унутрашње нестабилности система и
- $\delta\sigma_{\theta}^2(\tau)$ корекција резултата услед промене температуре амбијента.

На крају, математички модел оцене мерне несигурности се добија комбинацијом једначина 59 и 60 и представљен је једначином:

$$\delta\sigma^2(\tau) = \delta\sigma_a^2(\tau) + \delta\sigma_{RE}^2(\tau) + \delta\Delta\sigma_{RE}^2(\tau) + \delta\sigma_{un}^2(\tau) + \delta\sigma_{\theta}^2(\tau) \quad (61)$$

Због повећане брзине семпловања и потпуне дигитализације рада анализатора 5125А и поређења дискретних одмерака ниских фреквенција, произвођач не дефинише тачност рада анализатора 5125А, тако да се она сматра апсолутном, те је члан $\sigma_a^2(\tau)$ могуће занемарити.

Нестабилност референтног еталона Microsemi 4145С, $\sigma_{RE}^2(\tau)$, и мерна несигурност којом је извршено његово еталонирање у лабораторији LNE, $\Delta\sigma_{RE}^2(\tau)$, преузети су из последњег Уверења о еталонирању. За сигнал излазне фреквенције 10 MHz и време усредњавања од, рецимо 1 s, измерена је нестабилност од $2,3 \cdot 10^{-13}$, са проширеном мерном несигурношћу $1,4 \cdot 10^{-14}$. За утицај овог параметра претпоставља се нормална расподела. Каснија анализа ће показати да је могуће преузети податак о нестабилности кварцног осцилатора из спецификације произвођача, чиме се укупна мерна несигурност система неће изменити. Произвођач декларише нестабилност кварцног осцилатора као бољу или једнаку $3 \cdot 10^{-13}$.

Утицај промене температуре је занемарљив, због раније описаних разлога. Уколико постоји, расподела вероватноће утицаја је троугаона.

Унутрашња нестабилност система представља пандан прагу шума код фреквенцијског домена. Одређује се на исти начин, поређењем једног те истог сигнала, у овом случају излазног сигнала 10 MHz кварцног еталона Microsemi 4145С. На пример, за време усредњавања 1 s, експериментално је утврђено да осетљивост система, односно праг шума система износи $4,6 \cdot 10^{-15}$. И овде се претпоставља нормална дистрибуција вероватноће утицајне величине.

Ни једна од наведених величина није у корелацији једна са другом. За пример називне фреквенције 10 MHz и време усредњавања 1 s, укупна мерна несигурност се може представити табелом буџета мерне несигурности:

Табела 10: Буџет мерне несигурности мерења мерења нестабилности фреквенције у временском домену, за сигнал номиналне фреквенције 10 MHz и за време усредњавања 1 s

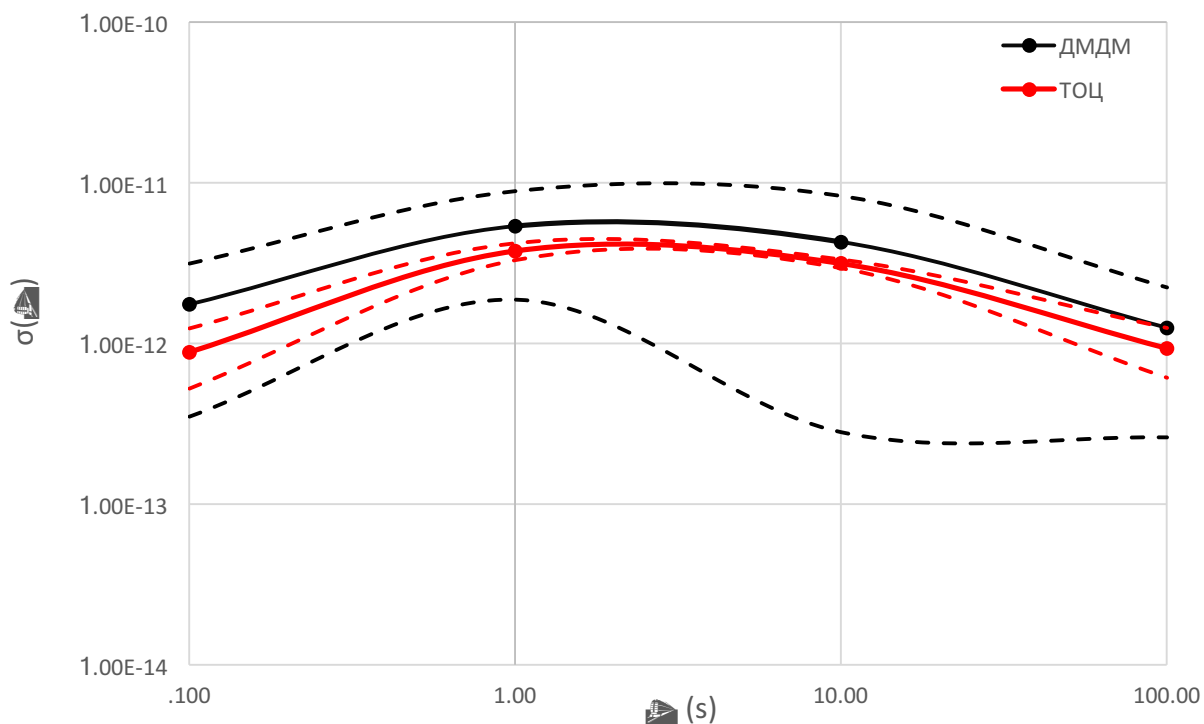
Вредност	Симбол	Процена	Стандардна МН	Тип МН	Расподела вероватноће	Коефицијент осетљивости	Допринос
Корекција услед тачности мерења са 5125А	$\delta\sigma_a^2(\tau)$	0	0	А	Нормална	1	0
Корекција услед нестабилности 4145С	$\delta\sigma_{RE}^2(\tau)$	$2,3 \cdot 10^{-13}$	$2,3 \cdot 10^{-13}$	Б	Нормална	1	$2,3 \cdot 10^{-13}$
Корекција услед несигурности еталонирања нестабилности 4145С	$\delta\Delta\sigma_{RE}^2(\tau)$	$1,4 \cdot 10^{-14}$	$0,7 \cdot 10^{-14}$	Б	Нормална	1	$0,7 \cdot 10^{-14}$
Корекција услед унутрашње нестабилности система	$\delta\sigma_{in}^2(\tau)$	$4,6 \cdot 10^{-15}$	$4,6 \cdot 10^{-15}$	Б	Нормална	1	$4,6 \cdot 10^{-15}$
Корекција услед промене температуре амбијента	$\delta\sigma_{\theta}^2(\tau)$	0	0	Б	Троугаона	1	0
Комбинована стандардна мерна несигурност							$2,4 \cdot 10^{-13}$
Проширена мерна несигурност (k=2, ниво поверења 95 %)							$4,8 \cdot 10^{-13}$

Доминантан утицај на укупну мерну несигурност система за мерење краткотрајне нестабилности фреквенције у временском домену има нестабилност референтног осцилатора Microsemi 4145С. За остале случајеве мерења, проширена мерна несигурност, за фактор покривања k=2, односно ниво поверења 95 % износи:

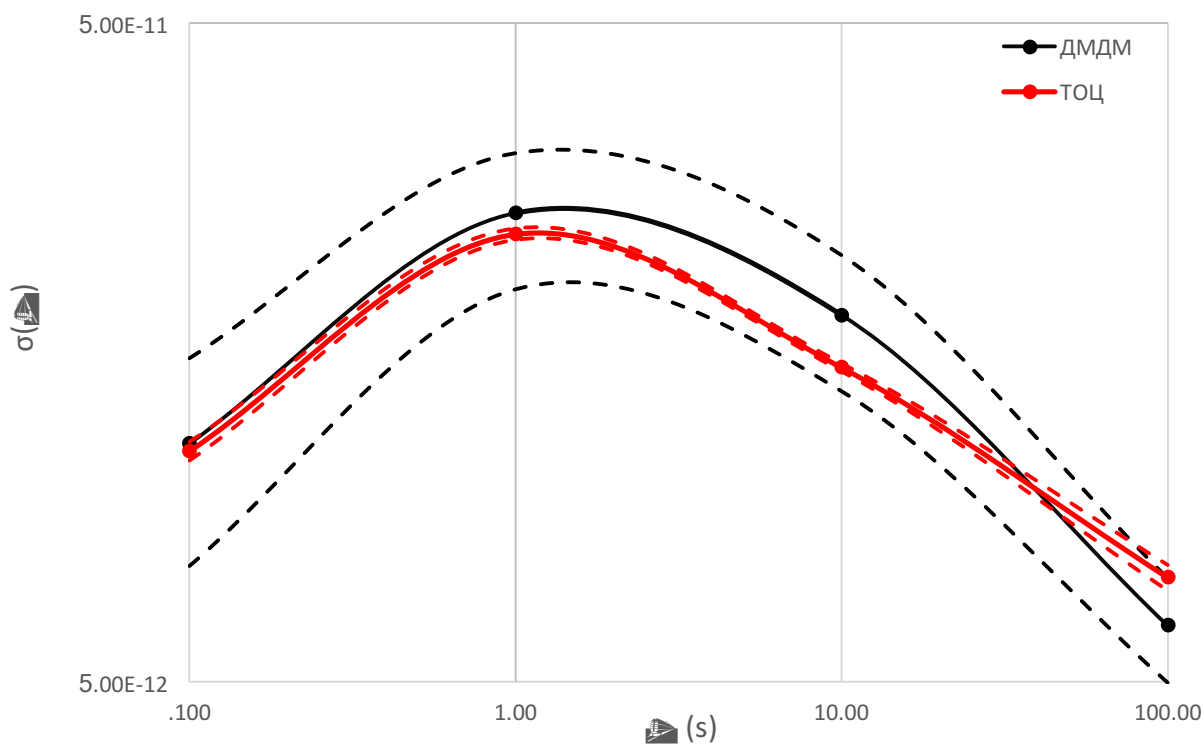
Табела 11: Проширена мерна несигурност мерења краткотрајне стабилности фреквенције у временском домену системом који чине анализатор Microsemi 5125А и кварцни високостабилни осцилатор Microsemi 4145С

Време усредњавања (τ)	Проширена мерна несигурност (k=2, ниво поверења 95 %)	
	Излаз 5 MHz	Излаз 10 MHz
0,1 s	$2,6 \cdot 10^{-12}$	$3,6 \cdot 10^{-12}$
0,2 s	$1,8 \cdot 10^{-12}$	$5 \cdot 10^{-12}$
0,4 s	$7,8 \cdot 10^{-13}$	$1,8 \cdot 10^{-12}$
1 s	$4 \cdot 10^{-13}$	$4,6 \cdot 10^{-13}$
2 s	$2,6 \cdot 10^{-13}$	$2,8 \cdot 10^{-13}$
4 s	$2,2 \cdot 10^{-13}$	$2,2 \cdot 10^{-13}$
10 s	$2 \cdot 10^{-13}$	$2 \cdot 10^{-13}$
20 s	$2,2 \cdot 10^{-13}$	$2,2 \cdot 10^{-13}$
40 s	$2,4 \cdot 10^{-13}$	$2,4 \cdot 10^{-13}$
100 s	$3,2 \cdot 10^{-13}$	$3,2 \cdot 10^{-13}$

За потребе билатералног поређења реализовано је мерење нестабилности фреквенције 10 MHz цезијумских еталона, а упоредни резултати приказани су на сликама:



Слика 54: Поређење краткотрајне несигурности фреквенције 10 MHz цезијумског еталона Microsemi 5071A у ДМДМ и ТОЦ

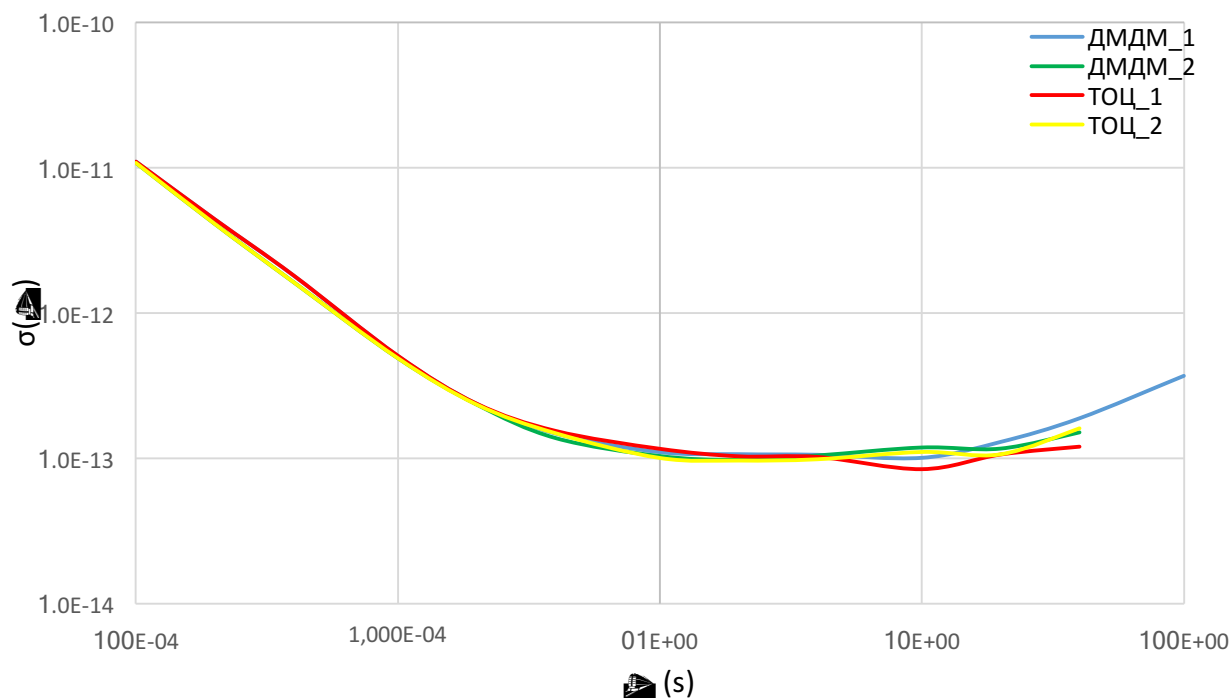


Слика 55: Поређење краткотрајне несигурности фреквенције 10 MHz цезијумског еталона Oscilloquartz 3210 у ДМДМ и ТОЦ

С обзиром на природу нестабилности фреквенције, поређење је показало потпуно поклапање резултата мерења у краткотрајном временском домену. Придružене мерне несигурности доказале су валидност методе за све периоде усредњавања.

Употребом једначина за конверзију домена описаних у поглављу 2.5, добијени су резултати мерења фазног шума. Разлика овако добијених фазних шума се креће од 2,6 dB до 6 dB за цезијумски еталон Microsemi 5071A, и од 0,2 dB до 1,5 dB за Oscilloquartz 3210. Приметне је већа разлика приликом мерења нешто стабилнијег 5071A осцилатора, јер су се мерења у оба случаја изводила блиско прагу шума система, што је нарочито имало утицаја на мерења спроведена у Дирекцији за мере и драгоцене метале, с обзиром на слабије перформансе компаратора 5110А у односу на две генерације модернији 5125А. Поред свега, узимајући у обзир мерну несигурност мерења, билатерално поређење је доказало валидност методе реализоване у Техничком опитном центру. Резултати мерења фазног шума ова два еталона су приказани у наредном поглављу.

Поред ових мерења, извршено је и поређење кварцних осцилатора Oscilloquartz BVA 8607 и Microsemi 4145C, симултаним мерењем компаратором 5110А из ДМДМ и анализатором 5125А из Техничког опитног центра. Сигнали су разделницима снаге истовремено доведени на РЕФ и ТЕСТ улазе једног и другог уређаја. Добијени резултати су приказани дијаграмом:



Слика 56: Симултана мерења нестабилности фреквенције, у краткотрајном временском домену, компаратором фазе и фреквенције Symmetricom TSC 5110 и анализатором фазног шума Microsemi 5125A

Добијена су апсолутна поклапања резултата након више узастопних мерења. На слици 57 приказана су по два карактеристична резултата, односно резултата са највећим међусобним одступањима. Разлике које су видљиве за време усредњавања од 10 s не утичу негативно на оцену нестабилности фреквенције. Јасно је да су и резултати

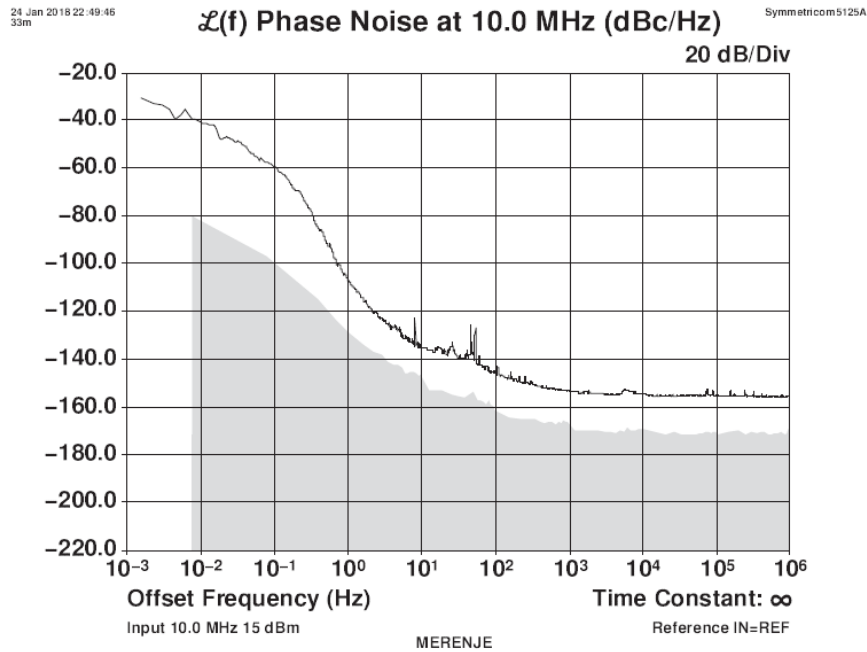
приказани у фреквенцијском домену потпуно подударни, односно да постоје разлике које су минорне и које треба занемарити.

Овим мерењима је метода мерења фазног шума у Техничком опитном центру валидована, додуше на индиректан, али на начин који недвосмислено показује и доказује могућности мерења стабилности (или нестабилности) фреквенције у фреквенцијском домену. Резултати поређења су били основа да се метода призна од стране Министарства одбране, чиме је метролошка лабораторија Техничког опитног центра озваничила своје мерне могућности за мерење величине фазни шум. Током израде дисертације, нажалост није спроведено надзорно оцењивање лабораторије од стране Акредитационог тела Србије, да би се метода, а тиме и мерне могућности озваничиле и увеле у употребу у метролошким капацитетима Републике Србије. Овај корак ка циљу се очекује крајем 2018. године и нема разлога да не буде успешно реализован.

6.7 Резултати мерења фазног шума – одабрани примери

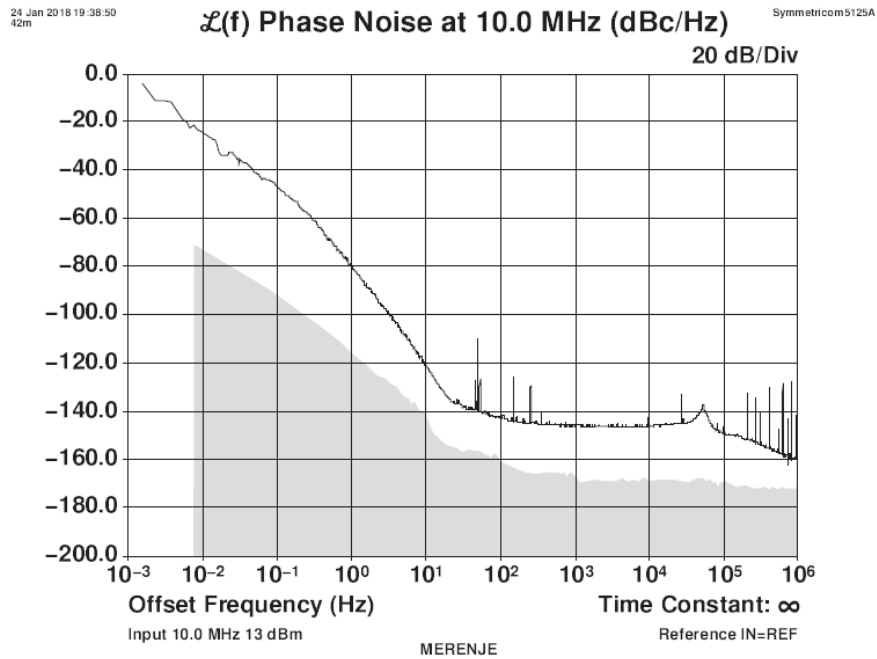
У циљу увођења методе у употребу и истраживања њених мерних могућности, у лабораторији је извршено мерење фазног шума више различитих осцилатора и генератора сигнала, који су предмет еталонирања у лабораторији. Мерења су понављана више пута под различитим условима микроклиме, ван и унутар Фарадејевог кавеза, ручном методом или методом када се мерењем управља помоћу рачунара и са различитим поставкама мерења. Током истраживања коришћени су и различити доступни референтни еталони. Све ово је допринело сагледавању најбољих услова за мерење стабилности фреквенције у фреквенцијском домену, потребне мерне и помоћне опреме, као и потребног и довољног времена мерења.

На наредним сликама су приказани одабрани примери мерења фазног шума различите мерне опреме, пре свега еталона фреквенције. Сlike су истоветне копије извештаја какве генерише анализатор фазног шума Microsemi 5125A.



Слика 57: Фазни шум цезијумског сата Microsemi 5071A, за излаз 10 MHz

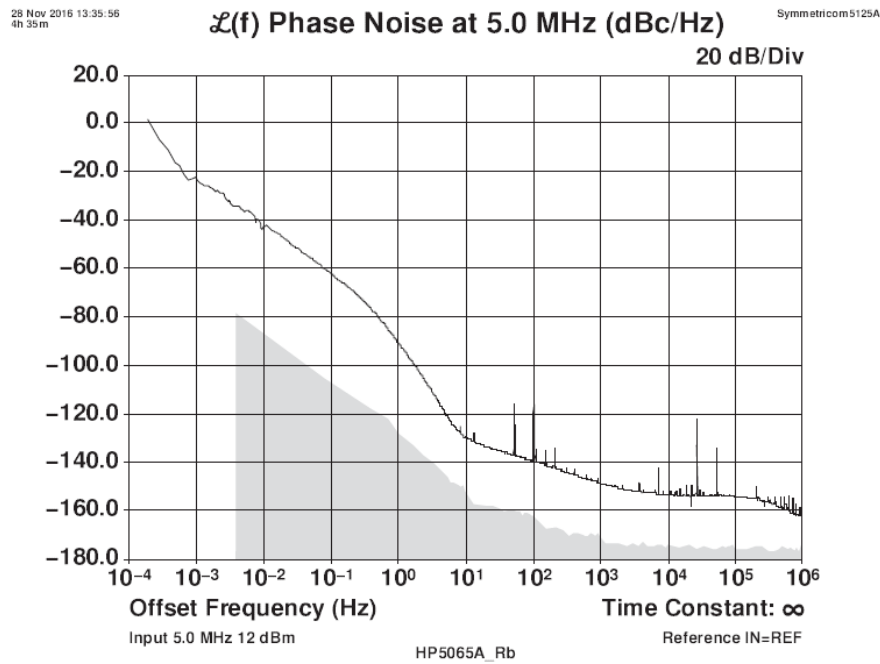
На слици 57 је приказан фазни шум цезијумског еталона фреквенције Microsemi 5071A, за излазну фреквенцију 10 MHz [53]. На екрану анализатора 5125A је коришћењем маркера могуће прочитати тачне измерене вредности. Пошто се ради о високостабилном цезијумском еталону, одличних карактеристика фазног шума, примећује се да су мерења на офсет фреквенцији блиска прагу шума, односно разлика измерене вредности и вредности прага износи 15 dB. Зато је крајњи резултат мерења потребно кориговати за 0,1 dB (табела 8). ТЕСТ осцилатор представља један од најбољих еталона фреквенције који су у широкој употреби у лабораторијама за испитивање и еталонирање, телекомуникационим институцијама и код многих других корисника. Мерење је доказало спецификације произвођача, а са придруженом мерном несигурношћу може се дати и изјава о усаглашености, без граничних случајева.



Слика 58: Фазни шум цезијумског еталона фреквенције Oscilloquartz 3210, за излаз 10 MHz

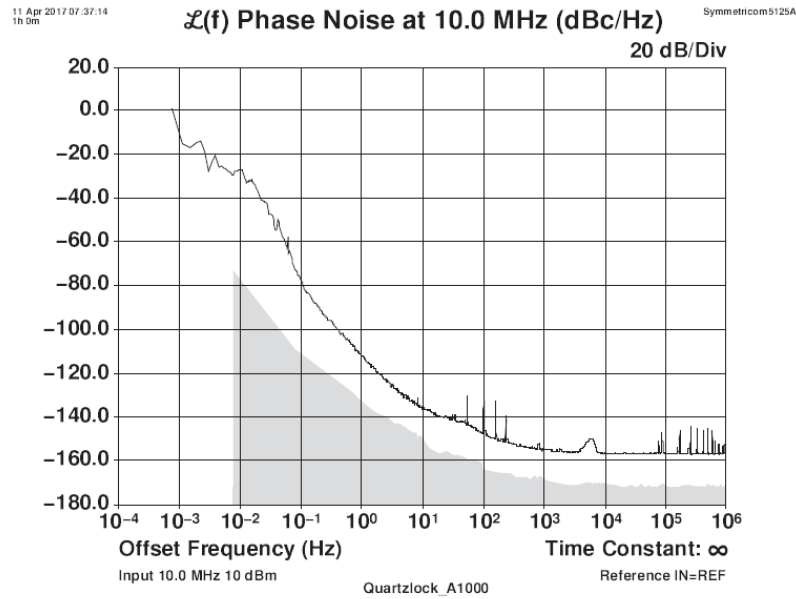
Цезијумски еталон, чији је фазни шум приказан на слици 58, се сврстава у категорију средње стабилних цезијумских референци и као такав се налази у широкој употреби [116]. Намењен је, пре свега, као одлична референца за мерење нестабилности фреквенције у средњем и дугом временском домену. Мерење је доказало спецификацију произвођача у потпуности, а како је разлика измерене вредности и вредности прага шума увек већа од 16 dB, нема потребе за додатним обрадама и корекцијама.

Карактеристично за ово мерење је чешћа појава шпуријуса на офсет фреквенцијама између 100 kHz и 1 MHz. Извештај о мерењу приказује и табеларни приказ вредности шпуријуса у целом опсегу офсет фреквенција. О овој појави и потреби да се о томе води рачуна ће бити речи касније у поглављу.



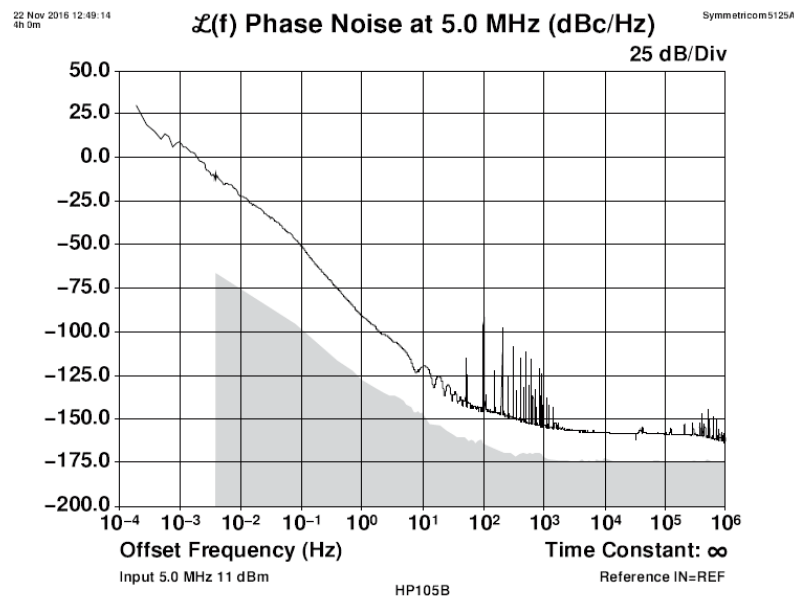
Слика 59: Фазни шум рубидијумског еталона фреквенције HP 5065A, за излаз 5 MHz

На слици 59 је приказан фазни шум висококвалитетног рубидијумског осцилатора Hewlett Packard 5065A, за излаз од 5 MHz [117]. Рубидијумски осцилатори представљају добар компромис између поузданости, перформанси, дуговечности и цене, те су као такви избор већине лабораторија које се баве испитивањем или еталонирањем комерцијалне мерне опреме. За разлику од претходних случајева, приметна је већа разлика прага шума система и добијених резултата, што је и могло да се очекује, с обзиром на очекиване вредности. Овај осцилатор је старије производње и произвођач није дефинисао његов фазни шум, што може бити и последица његове основне намене. Међутим, мерењем је добијена и мера нестабилности у временском домену, која је доказала његову метролошку ваљаност према првобитној спецификацији.



Слика 60: Фазни шум рубидијумског осцилатора Quartzlock A1000, за излаз 10 MHz

За разлику од претходног, рубидијумски осцилатор Quartzlock A1000 представља стандард фреквенције новије генерације, а због своје ниске цене на тржишту све је више заступљен у лабораторијама различите намене. У погледу фазног шума, ниска цена није и мерило лоших карактеристика [118]. Напротив, мерења су показала да је фазни шум овог осцилатора испод спецификације произвођача и да може представљати добру референцу за мерења из области времена и фреквенције. То се јасно види и у разлици измерених вредности и прага шума система, која не захтева додатну корекцију, али је ипак на самој граници.

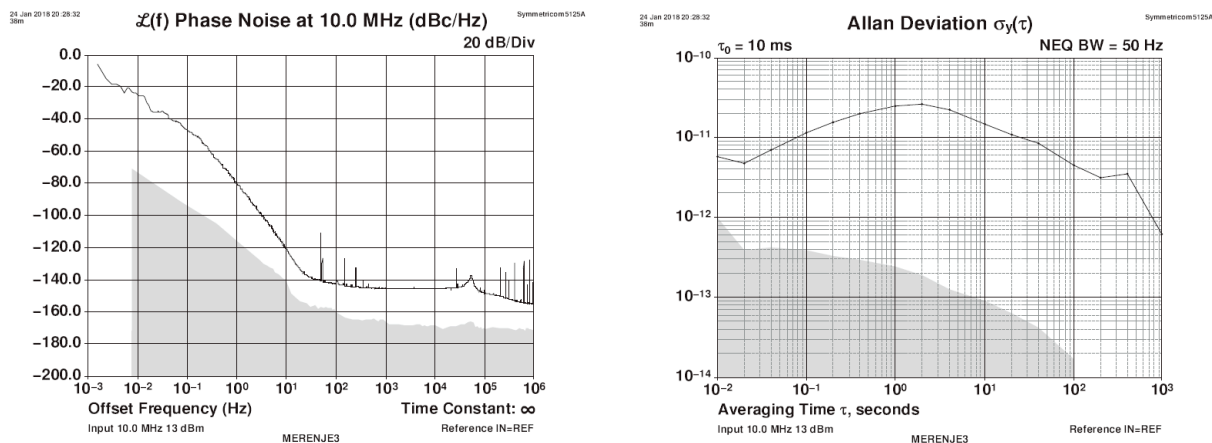


Слика 61: Фазни шум кварцног осцилатора HP 105B, за излаз 5 MHz

На слици 61 је приказан резултат мерења фазног шума временског кварцног осцилатора HP 105B, који је као један од првих стандарда фреквенције још увек у употреби [48]. Оцена његовог шума, а посебно његове краткотрајне стабилности доказује тврдњу да су произвођачи ранијих година јако скромно специфицирали могућности своје мерне опреме, као и чињеницу да се квалитетно израђени кварц временом крти и постаје све стабилнији, наравно до неке разумне границе. Још једна чињеница иде овоме у прилог, а стабилност данашњих референци, као и потпуна дигитализација мерења.

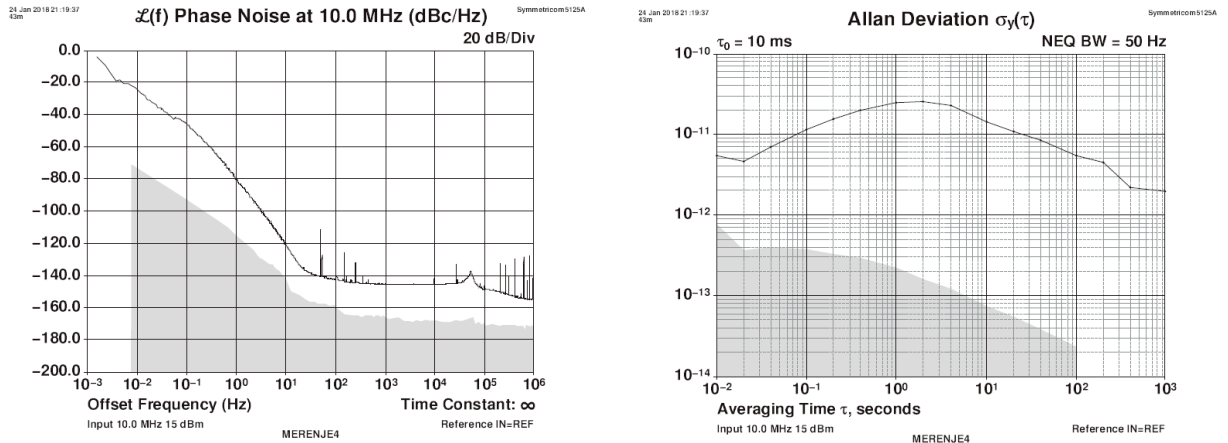
Сва приказана мерења, као и мноштво других, почевши од најквалитетнијих комерцијалних осцилатора до генератора сигнала осредњих стабилности излазних фреквенција, су показала валидност резултата, ако ништа друго, оно због потврде спецификације произвођача, који се у данашње време утркују на све ширем тржишту. Међутим, да ли је за оцену стабилности фреквенције увек потребно и довољно посматрати само фреквенцијски домен и обрнуто?

Током истраживања, извршено је и мерење фазног шума упоређивањем два сигнала блиског фазног шума – цезијумских еталона Microsemi 5071A и Oscilloquartz 3210. Добијени су следећи резултати:



Слика 62: Мерење стабилности у фреквенцијском и временском домену, када је референца Microsemi 5071A, а ТЕСТ осцилатор Oscilloquartz 3210

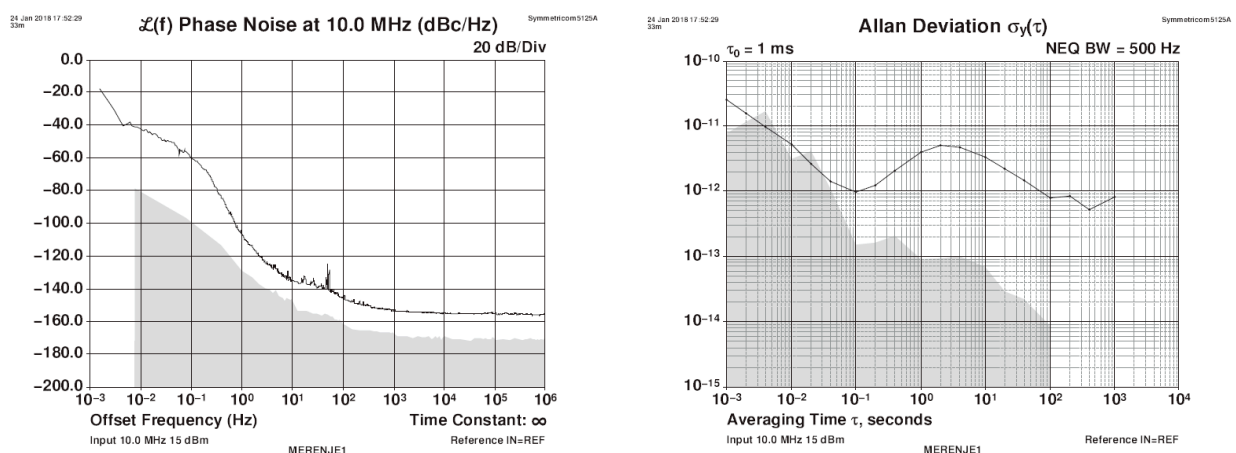
Због нешто бољег фазног шума, логичан избор референце био је Microsemi 5071A. Резултати мерења фазног шума су потпуно идентични случају када је за референцу одабран много стабилнији, кварцни осцилатор Microsemi 4145C (види слику 58). Међутим, уколико се улоге референце и ТЕСТ сигнала замене, добијено је:



Слика 63: Мерење стабилности у фреквенцијском и временском домену, када је референца Oscilloquartz 3210, а ТЕСТ осцилатор Microsemi 5071A

Наизглед су добијени исти резултати. Међутим, поставља се питање, чији фазни шум је измерен? Шта би се десило да унапред није позната карактеристика референце? Међутим, уочљиво је да се дијаграми фазног шума потпуно поклапају, док се мерење у временском домену разликује у опсегу времена усредњавања од 100 s до 1000 s. Иако слабо уочљиво, добијена карактеристика стабилности у временском домену другим мерењем представља карактеристику стабилности цезијумског осцилатора Oscilloquartz 3210, док се у поменутом опсегу, у првом мерењу то не примећује.

У овом инсценираном случају грешке приликом мерења, утврђено је да је фазни шум остао имун на изазване промене, док су разлике настале управо у временском домену. Закључак истраживања и својеврсна препорука је да се приликом мерења стабилности фреквенције, било у фреквенцијском, било у временском домену, обавезно обрати пажња на све аспекте стабилности. Ова констатација чини да су домени посматрања стабилности фреквенције нераздвојиви и као такве их треба разматрати.



Слика 64: Пример нерегуларног мерења услед недовољног времена грејања анализатора фазног шума Microsemi 5125A

Потврду овоме даје и негативан пример мерења, у случају када је анализатор радио недовољно загрејан. Наиме, мерење фазног шума цезијумског осцилатора Oscilloquartz 3210 је започето непосредно након укључења анализатора. Добијени су резултати који су приказани на слици 64.

Недовољно време грејања анализатора 5125А довело је до грешке у мерењу, а тиме и до нерегуларне интерпретације резултата. Као пример изабрано је мерење фазног шума цезијумског осцилатора Oscilloquartz 3210. Уколико се посматра само дијаграм фазног шума, не би могло да се закључи да је дошло до било какве нерегуларности у мерењу. За разлику од реалне стабилности (види слику 59), грешке у мерењу се примећују само на ниским вредностима офсет фреквенције. Међутим, праг шума у временском домену јасно показује нерегуларност мерења, чији су резултати на ниским временима усредњавања испод нивоа шума система.

7. ПРАВЦИ ДАЉЕГ ИСТРАЖИВАЊА

Истраживањем којем се дисертација бави је практично реализована метода мерења фазног шума приликом еталонирања најквалитетнијих осцилатора, који се користе за различите намене. Фреквенцијски опсег рада система до 400 MHz задовољава све потребе еталонирања стандарда фреквенције, са прихватљивом мерном несигурношћу.

За сигнале изнад 400 MHz користи се метода директног мерења анализатором фреквенцијског спектра, која у највећем броју случајева има прихватљиву мерну несигурност. Међутим, како је рад лабораторије за микроталасну технику Техничког опитног центра окренут у великој мери еталонирању генератора сигнала у фреквенцијском опсегу до 26,5 GHz, даља истраживања би требало усмерити ка унапређењу постојеће методе, како би се опсег мерења фазног шума коришћењем анализатора Microsemi 5125A проширио на пуни опсег, или бар приближио пуном опсегу рада лабораторије.

Истраживање би требало спровести проучавањем и реализацијом различитих концепта обраде сигнала пре увођења у анализатор фазног шума, било да се ради о употреби додатних мешача фреквенције и свођење на рад са IF сигнаlima [119], употреби допунских PLL петљи или слично [120][121]. На овај начин би се формирала метода мерења фазног шума која би била унапређена замена директној методи мерења анализатором фреквенцијског спектра, у погледу осетљивости, динамичког опсега и могућности мерења на фреквенцијама врло блиским носећим.

Развој методе у погледу унапређења мерне несигурности тренутно није могуће значајно побољшати, тако да се овакав правац истраживања не препоручује, тим пре што за тако нечим тренутно нема захтева. Претпоставка је да ће се овако конципирана мерна средства одржати на постигнутом нивоу дуги низ година.

Са друге стране, реализована метода, заједно са осталим методама којима је остварен примарни војни еталон за време и фреквенцију, ствара идеалне услове за истраживање могућности дистрибуције стабилних сигнала на даљину, у циљу широке синхронизације мерне и сваке друге борбене и неборбене технике на микро локацији. Таква истраживања би омогућила и дистрибуцију времена, независну од светског времена или различитих система за навигацију и трансфер, као што су познати системи GPS, GLONASS, SBAS и други. Остваривање независности и самосталности у раду оружаних снага представља њихов значајан технолошки и безбедносни напредак.

8. ЗАКЉУЧАК

Пред истраживањем којим се дисертација бави постављена је хипотеза да је могуће освојити и реализовати методу мерења величине фазни шум, за потребе еталонирања најквалитетнијих осцилатора, који су предмет рада метролошке лабораторије за микроталасну технику Техничког опитног центра. Поред микроталасне технике, којој је време и фреквенција једна од основних и незаобилазних величина, скоро да нема области технике и технологије у којој се ова величина не провлачи, у мањој или већој мери. Модерне методе мерења дужине, позиције у простору, мерења великих даљина и просторних углова, вибрација, броја обртаја, методе мерења у акустици и многе друге, ослањају се управо на тачност и стабилност фреквенције. Истраживање је доказало хипотезу реализацијом признате и осведочене методе мерења стабилности фреквенције у фреквенцијском домену. Широка примена величине доприноси великом значају спроведеног истраживања.

Практичан допринос дисертације се огледа у неоспоривом унапређењу техничких могућности метролошког система одбране, али и државне метрологије у целини. Валидацијом методе билатералним поређењем са националним метролошким институтом у земљи створени су услови да се резултати мерења потврде на највишем могућем нивоу, чиме су се стекли услови да Министарство одбране, а у блиској будућности и Акредитационо тело Србије, одобре методу за њено коришћење, чиме она постаје званична и чији се резултати признају свуда у свету.

Остваривањем приближно идеалних услова за формирање мерног места, постигнута је минимална мерна несигурност, чиме су могућности система мерења искоришћени у потпуности. Овако конципирана метода омогућава мерења на нивоу најразвијенијих метролошких лабораторија на свету.

Поред практичног, дисертација има и теоретски допринос, јер су обрађене различите методе мерења, приказане су њихове предности и мане и начини реализације, као и обимна литература која може бити од помоћи. Истраживање различитих принципа мерења фазног шума допринело је одабиру погодне методе, којом су све предности осталих метода дошле до изражаја, док су недостаци сведени на минимум.

Реализована метода даје резултате мерења фазног шума, стабилности фреквенције у временском домену, параметре тачности фреквенције, понашање фазе сигнала, али оставља и могућност конверзије фазног шума у џитер, који се све чешће појављује као неизоставна спецификација различите мерне опреме. Џитер је могуће измерити различитом мерном опремом, али је сада могуће конверзијом фазног шума, на врло комфоран начин, доћи до изузетно тачне вредности.

Други допринос дисертације је детаљан опис процене мерне несигурности, који представља обједињена знања и искуства стечена проучавањем најразличитије литературе и дугогодишњим радом у лабораторији. У спрези са резултатима мерења фазног шума различитих типова осцилатора који су у широкој употреби, овај допринос олакшава рад корисника мерне опреме, без обзира да ли се баве метрологијом времена и фреквенције или само одлучују о набавци прихватљивог мерног средства. У дисертацији

је и дата анализа могућих грешака приликом мерења, што је и показано практичним негативним примерима мерења.

Основни допринос дисертације је њен крајњи резултат, односно чињеница да се, на основу њених резултата, мерење фазног шума за потребе еталонирања врхунске мерне опреме, као потпуно нова метода мерења, први пут уводи у Републици Србији.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Oscilloquartz, *How to Synchronize Telecommunications Networks*, White paper No.10, Precision, Stability, Innovation, Support
- [2] David Owen, *Good Practice Guide to Phase Noise Measurement*, Measurement Good Practice Guide No.68, Pickering Interfaces, NPL-National Physical Laboratory, May 2004
- [3] Miroslav V. Perić, Nenad I. Pejović, *Uticaj nesavršenosti lokalnog oscilatora na degradaciju performansi radio-relejnog uređaja*, 14. TELFOR, Beograd, 2006
- [4] Hewlett Packard, *RF & Microwave Phase Noise Measurement Seminar*, June 1985
- [5] Olli Rajala, *Oscillator Phase Noise Measurements using the Phase Lock Method*, Master of Science Thesis, Tampere University of Technology, June 2010
- [6] RF, RFIC & Microwave Theory, Design, *Phase Noise Basics*, www.rfic.co.uk
- [7] Mini-Circuits, *VCO Phase noise*, 1999
- [8] Leonard Dickstein, *Introduction to Phase Noise in Signal Generators*, Giga-tronics White paper, 2012
- [9] Enrico Rubiola, *The Leeson Effect, Phase Noise in Quasilinear Oscillators*, February 2005
- [10] D.B.Sullivan, D.W.Allan, D.A.Howe, F.L.Walls, *Characterization of Clocks and Oscillators*, NIST Technical Note 1337, March 1990
- [11] Michael A. Lombardi, *Fundamentals of Time and Frequency*, NIST, 2002
- [12] Judah Levine, *Introduction to time and frequency metrology*, Review of Scientific Instruments, Vol.70, No.6, June 1999
- [13] John van der Merwe, *An Experimental Investigation into the Validity of Leeson's Equation for Low Phase Noise Oscillator Design*, Master of Science Thesis, University of Stellenbosch, December 2010
- [14] Thomas H. Lee, Ali Hajimiri, *Oscillator Phase Noise: A Tutorial*, IEEE Journal of Solid-state Circuits, Vol.35, No.3, March 2000
- [15] Ali M. Niknejad, *Oscillator Phase Noise*, EECS 142, Integrated Circuits for Communication, 2009
- [16] Dawid A. Howe, *Frequency Domain Stability Measurements: A Tutorial Introduction*, NBS Technical Note 679, March 1976
- [17] W. J. Riley, *Handbook of Frequency Stability Analysis*, NIST Special Publication 1065, July 2008
- [18] Peter Vizmuller, *RF Design Guide: Systems, Circuits, and Equations*, Artech House, 1995
- [19] R. Vessot, L. Mueller, *The Specification of Oscillator Characteristics from Measurements Made in the Frequency Domain*, Proceedings of the IEEE, Vol.54, No.2, February 1966
- [20] Ali Hajimiri, Thomas H. Lee, *The Design of Low Noise Oscillators*, Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, 1999
- [21] Algie L. Lance, Wendell D. Seal, Frederik Labaar, *Phase Noise and AM Noise Measurements in the Frequency Domain*, Infrared and Millimeter Waves, Vol.11, pp. 239-289, 1984
- [22] J. De Prins, Guy Descornet, Michel Gorski, Jacques Tamine, *Frequency-Domain Interpretation of Oscillator Phase Stability*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol.18, No.4, ppp. 251-261, December 1969

- [23] David W. Allan, *Conversion of Frequency Stability Measures from the Time-domain to the Frequency-domain, vice-versa and Power-law Spectral Densities*, NIST Publication, January 2012
- [24] Ивица Милановић, *Испитивање стабилности осцилатора у временском домену*, магистарска теза, Универзитет у Новом Саду, Факултет техничких наука, фебруар 2013
- [25] IEEE Std 1139-1999, *IEEE Standard Definitions of Physical Quantities for Fundamental Frequency and Time Metrology – Random Instabilities*, IEEE-SA Standards Board, March 1999
- [26] Michael A. Lombardi, *Frequency Measurement*, NIST, 1999
- [27] Peter P. Bohn, *The Relationship Between Phase Stability and Frequency Stability and a Method of Converting Between Them*, Goddard Space Flight Center, Greenbelt, Maryland, October 1971
- [28] Michael M. Driscoll, *Low Noise Oscillator Design and Performance*, 2003 IEEE Frequency Control Symposium, May 2003
- [29] Neil Ashby, *Probability Distributions and Confidence Intervals for Simulated Power Law Noise*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol.62, No.1, pp. 116-128, January 2015
- [30] P. Kartaschoff, *Frequency and Time*, Academic Press, London, UK, 1978
- [31] Donald B. Percival, *Characterization of Frequency Stability: Frequency-Domain Estimation of Stability Measures*, Proceedings of the IEEE, Vol.79, No.6, pp.961-972, July 1991
- [32] Rodolphe Boudot, Enrico Rubiola, *Phase Noise in RF and Microwave Amplifiers*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol.59, No.12, pp. 2613-2624, December 2012
- [33] Yun Yhou, *High Stability and Quick Start Oven Controlled Crystal Oscillator*, 978-1-4244-5540-9/10, 2010 IEEE, pp. 548-552
- [34] Archita Hati, Craig W. Nelson, Corey Barnes, Danielle Lirette, Jason A. DeSalvo, David A. Howe, *Ultra-Low-Noise Regenerative Frequency Divider*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol.59, No.11, pp. 2596-2598, November 2012
- [35] M. J. Underhill, *Fundamentals of Oscillators Performance*, Electronics & Communication Engineering Journal, pp. 185-193, August 1992
- [36] Hugo Fruehauf, *Precision Oscillator Overview*, Frequency Electronics Inc., April 2007
- [37] Gary Breed, *A Review of Key Oscillator Specifications and What They Mean*, High Frequency Electronics, November 2003
- [38] Bertrand Zauhar, *Oscillator Frequency Performance Measurements*, www.ve2zaz.net, May 2011
- [39] Ивица Милановић, *Утицај промене температуре околине на мерење дуготрајне стабилности код различитих типова осцилатора*, Конгрес метролога, Златибор, 2007
- [40] Hugo Fruehauf, *Understanding Oscillator Specs*, Frequency Electronics Inc., August 2004
- [41] Adolfo Morales-Diaz, Celso Gutierrez-Martinez, Joze Alfredo Torres-Fortiz, *Thermal characterization of a microwave generator and its effects on the frequency stability*, 978-1-4244-7935-1/11, 2011 IEEE
- [42] Gollledge, *5 V OCXO Low profile HCD300 & HCD301*, Спецификација кристалних осцилатора, www.gollledge.com

- [43] OAK Frequency Control Group, *Oven Controlled Crystal Oscillators*, OAK App Notes, OCXO Tutorials
- [44] Jacques Chauvin, Patrick Weber, Jean-Pierre Aubry, Frederic Lefebvre, Fabrice Sthal, Serge Galliou, Enrico Rubiola, Xavier Vacheret, *A new generation of veryhigh stability BVA oscillators*, 1-4244-0647-1/07, 2017 IEEE, pp. 1261-1268
- [45] Xianhe Huang, Junjie Jiao, Fuyu Sun, Wei Fu, *The Prediction, Simulation and Verification of the PhaseNoise in Low-Phase-Noise Crystal Oscillator*, 978-1-4799-8866-2/15, 2015 IEEE
- [46] Oscilloquartz, *8607-008 BVA Oscillator, Factory Test Data*, www.febo.com
- [47] Microsemi, *TSC 4145C Ultraclean Oscillator*, Operations and Maintenance Manual
- [48] Hewlett Packard, *Quartz Oscillator 105 A/B*, Operating and Service Manual
- [49] Racal Dana, *9475 Rubidium Frequency Standard*, Maintenance Manual
- [50] Pendulum, *Timer/Counter/Analyzer CNT-90, CNT-91, Frequency Calibrator/Analyzer CNT-91R, CNT-91R/AF, Microwave Counter Analyzer CNT-90XL*, User`s Manual
- [51] Hewlett Packard, *5061B Cesium Beam Frequency Standard*, Operating Information
- [52] Hewlett Packard, *5061A Cesium Beam Frequency Standard*, Operating Manual
- [53] Microsemi, *5071A Primary Frequency Standard*, Assembly-Level Service Manual
- [54] NIST, *An Introduction to Frequency Calibrations*, Frequency and Analysis System: Operator`s Manual, pp. 55-86 – Appendix A
- [55] Hewlett Packard, *Phase Noise Characterization of Microwave Oscillators, Frequency Discriminator Method*, HP Product Note 11729C-2, September 1985
- [56] Craig Nelson, *Phase Noise Measurements*, NIST, 2011
- [57] Terry Decker, Bob Temple, *Choosing a Phase Noise Measurement Technique, Concepts and Implementation*, Agilent Technologies, September 2000
- [58] Rohde & Schwarz, *Phase Noise Measurements with Spectrum Analyzers of the FSE family*, Application Note 1EPAN 16E, October 1995
- [59] Christoph Rauscher, Volker Janssen, Ronald Minihold, *Fundamentals of Spectrum Analysis*, Rohde & Schwarz GmbH, 2011
- [60] Agilent, *Agilent`s Phase Noise Measurement Solutions*, Selection Guide, July 2013
- [61] Xiaofeng Li, O. Ozgur Yildirim, Wenjiang Zhu, Donhee Ham, *Phase Noise of Distributed Oscillators*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.58, No.8, pp. 2105-2117, August 2010
- [62] Dragi Dujković, Irini Reljin, Branimir Reljin, Snežana Dedić-Nešić, Lenkica Grubišić, *Merenje faznog šuma kod visoko kvalitetnih kristalnih oscilatora*, INFOTEH Vol.9, Ref.E-V-13, pp. 752-756, mart 2010
- [63] Agilent, *Phase Noise Guide, PSA Series Spectrum Analyzers, Option 226*, August 2010
- [64] Agilent, *Phase Noise – PSA Series Spectrum Analyzers, Phase Noise Measurement Personality*, July 2005
- [65] Agilent, *PSA Series Spectrum Analyzers Self-Guided Demonstration for Phase Noise Measurements*, Product Note, May 2002
- [66] Agilent, *Pulse Carrier Phase Noise Measurements*, Application Note, March 2014

- [67] Hewlett Packard, *Automated Noise Sideband Measurements Using the HP 8568A Spectrum Analyzer*, HP Application Note 270-2, March 1980
- [68] Grant Covic, *Measures of Stability in the Frequency Domain*, Systems & Control, 1988
- [69] Warren F. Walls, *Practical Problems Involving Phase Noise Measurements*, 33rd Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Meeting, pp. 407-416, November 2001
- [70] Morris Smith, *Phase Noise Measurement Using the Phase Lock Technique*, Motorola, Application Note 1639
- [71] Dorin Calbaza, Chandra Gupta, Ulrich L. Rohde, Ajay K. Poddar, *Harmonics Induced Uncertainty in Phase Noise Measurements*, 978-1-4673-1088-8/25, 2012 IEEE
- [72] Ulrich L. Rohde, *Noise in Oscillators with Active Inductors*, Rohde & Schwarz, October 2011
- [73] Zhan Zhiqiang, *How to Use a Spectrum Analyzer to Measure Phase Noise of Digital Signal Generator*, 0-7803-8404-0/04, 2004 IEEE, pp. 128-130
- [74] Siniša A. Tasić, *Metode za poboljšanje faznog šuma sintetizatora za radiodifuziju sa jednostrukom petljom PLL*, TELFOR, Beograd, 2004
- [75] Iulian Rosu, *Phase Noise in Oscillators*, www.qsl.net/va3iul
- [76] Paul Roberts, *Measuring and Certifying Phase Noise Performance of a Low-Noise RF Source*, IEEE, 2010
- [77] Warren F. Walls, *Cross-Correlation Phase Noise Measurements*, IEEE Frequency Control Symposium 1992, 0-7803-0476-4/92, pp. 257-261
- [78] Terry Guo, Xia Li, James Pogge, Yu Song, Robert Qio, *Unique Measurement and Modelling of Total Phase Noise in Wideband Receiver*, WDD Conference, January 2012
- [79] Hamilton Technical Services, *Stable32 Frequency Stability Analysis*, User Manual
- [80] Hewlett Packard, *Fundamentals of the Electronic Counters*, HP Application Note 200
- [81] Fluke, *ABC of Time & Frequency Analysis*, Application Note
- [82] Ivica Milanović, Snežana Renovica, Ivan Župunski, Mladen Banović, Predrag Rakonjac, *How to Measure Oscillator's Short-Term Stability Using Frequency Counter*, Electronics, Vol.16, No.1, Faculty of Electrical Engineering, University of Banja Luka, June 2012
- [83] Luiz Peregrino, David W. Ricci, *Phase Noise Measurement Using a High Resolution Counter with On-line Data Processing*, Hewlett Packard 5390A Technical Paper
- [84] V. Bepal'ko, e. Boole, J. Savarovkiy, *An Instability Estimation of Precision Time Intervals*, Instruments and Experimental Techniques, Vol.55, No.3, pp. 377-382, 2012
- [85] Fluke, *Sources of Error in time Interval Measurements*, Application Note
- [86] G. G. Hamza, *A Study on the EURAMET Comparison of Time Interval Measurement*, MAPAN, 29(3), pp. 207-212, September 2014
- [87] EA – European co-operation for Accreditation, EA-4/02M, Publication Reference, *Expression of the Uncertainty of Measurement in Calibration*, December 1999
- [88] BIPM, IEC, ISO, *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement*, ISBN 92-67-10188-9, 1995, first edition 1993, corrected and reprinted 1995, International Organization for Standardization, Geneva, Switzerland
- [89] G. G. Hamza, *Investigation of the Optimum Trigger Level in Time Interval Measurement*, MAPAN, 29(4), pp. 255-260, May 2014

- [90] Adam Kowalczyk, Anna Szlachta, Robert Hanus, *Standard Uncertainty Determination of the Mean for Correlated Data Using Conditional Averaging*, Metrology and Measurement Systems, Vol.XIX, No.4, pp. 787-796, December 2012
- [91] W. J. Riley, *The Averaging of Phase and Frequency Data*, Hamilton Technical Services, November 2010
- [92] Hewlett Packard, *5390A Frequency Stability Analyzer*, Users Manual
- [93] Dragan M. Vasiljević, *Short-Term Frequency Stability of Relaxation Crystal Oscillators*, IEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol.33, No.4, pp. 315-322, December 1984
- [94] Miroljub T. Pešić, Mlađan M. Simić, Miodrag Z. Arsić, *Upravljanje sistemom za analizu stabilnosti frekvencije HP 5390A PC kompatibilnim računaram*, ETRAN XXXIX, Zlatibor, jun 1995
- [95] Ivica Milanovic, Zeljko Beljic, Predrag Rakonjac, Zoran Mitrovic, *Improved Method for Long-Term Frequency Stability Measurement Using Vector Voltmeter*, Technical Gazette, ISSN 1330-3651 (Print), ISSN 1848-6339 (Online), April 2018
- [96] H. Marouani, M. R. Dagenais, *Internal Clock Drift Estimation in Computer Clusters*, Hidawi Publishing Corporation, Journal of Computer Systems, Networks, and Communications, Vol.2008, Article ID 583162
- [97] American Association for Laboratory Accreditation – A2LA, G104 – *Guide for Estimation of Measurement Uncertainty in Testing*, December 2014
- [98] Jian Chen, Frederik Jonsson, Li-Rong Zheng, *A Fast and Accurate Phase Noise Measurement of Free Running Oscillators Using a Single Spectrum Analyzer*, 978-1-4244-8973-2/10, 2010 IEEE
- [99] Ulrich L. Rohde, Ajay K. Poddar, Anisha M. Apte, *Phase Noise Measurements and its Limitations*, Microwave Journal, April 2013
- [100] Agilent, *Agilent PSA Series Spectrum Analyzers*, Data Sheet
- [101] Mladen Banović, Ivica Milanović, *Konverzija faznog šuma u jitter i procena Allanove devijacije pomoću faznog šuma*, 55. konferencija ETRAN, Banja Vrućica, jun 2011
- [102] Josef Wolf, *Level Error Calculation for Spectrum Analyzers*, Rohde & Schwarz Application Note 1EF36_0E, January 1998
- [103] Keysight, *Optimizing RF and Microwave Spectrum Analyzer Dynamic Range*, Application Note, July 2015
- [104] Huang Xianhe, Wang Yan, Fu Wei, *The Design and Implementation of a Pierce Low Phase Noise Crystal Oscillator*, Chinese Journal of Electronics, Vol.20, No.3, pp. 571-574, July 2011
- [105] Archita Hati, Craig Nelson, Neil Ashby, David Howe, *Calibration Uncertainty for the NIST PM/AM Noise Standards*, NIST Special Publication 250-90
- [106] Ajay K. Poddar, Ulrich L. Rohde, Enrico Rubiola, *Phase noise measurement: Challenges and uncertainty*, IEEE International Microwave and RF Conference, 978-1-4799-6317-1/14, IEEE 2014, pp. 342-345
- [107] Friedrich-Immanuel Buchholz, Wolfgang Kessel, Friedmund Melchert, *Noise Power Measurements and Measurement Uncertainties*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol.41, No.4, pp. 476-481, August 1992
- [108] Advantest, *U3700 Series*, User`s Guide
- [109] Keysight, *E5052B Signall Source Analyzer*, Data Sheet
- [110] Microsemi, *5125A Phase Noise Test Set*, Operations and Maintenance Manual

- [111] Microsemi, *Performance Verification Procedure For Symmetricom Phase Noise Test Set*, Performance Verification Procedure
- [112] Mischa Schwartz, Leonard Shaw, *Signal Processing: Discrete Spectral Analysis, Detection, and Estimation*, McGraw-Hill, Inc., 1975
- [113] Microsemi, *TSC 5120A and 5115A Phase Noise Test Set*, Operations and Maintenance Manual
- [114] Alexander Kuna, Jan Čermak, Ludvik Šojdr, *Comparison of Ultra-Stable BVA Oscillators*, 22nd European Frequency and Time Forum, Toulouse, France 2008
- [115] Jan Čermak, Alexander Kuna, Ludvik Šojdr, Patrice Salzenstein, *Short-Term Frequency Stability Measurement of BVA Oscillators*, IEEE Frequency Control Symposium and European Frequency and Time Forum, Geneva, Switzerland, 2007
- [116] Oscilloquartz, *3210 Cesium Frequency Standard*, Operation Manual
- [117] Hewlett Packard, *5065A Rubidium Vapor Frequency Standard*, Operating and Service Manual
- [118] Quartzlock, *A1000 & E1000 Rubidium Frequency References*, Data Sheet
- [119] John G. Hartnett, Travis Povey, Stephen R. Parker, Eugene N. Ivanov, *A transposed frequency technique for phase noise and frequency stability measurements*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.XX, No.X, December 2012
- [120] Archita Hati, Craig W. Nelson, David A. Howe, *PM Noise Measurement at W-Band*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol.61, No.12, pp. 1961-1966, December 2014
- [121] Te-Kwie Wang, Fan-Ren Chang, Shinn-Yan Lin, *Realize a Frequency Stability Measurement System with PTP*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol.62, No.6, pp. 1563-1567, June 2013

ПРЕГЛЕД СЛИКА

Слика 1: Идеални излаз осцилатора у временском и фреквенцијском домену	7
Слика 2: Излаз осцилатора у временском и фреквенцијском домену – несавршеност у филтрирању доводи до интеракције шума са основном фреквенцијом	8
Слика 3: Случајне и дискретне флукуације фазе, посматране на анализатору фреквенцијског спектра, пример	9
Слика 4: Фазни шум као однос снаге шума на BW 1 Hz и укупне снаге сигнала	10
Слика 5: Скрипта $\mathcal{L}(f)$ приказана логаритамским дијаграмом – пример	10
Слика 6: Најзаступљенији шумови у осцилаторима – приказ у временском домену	11
Слика 7: Моделовање шумова осцилатора у фреквенцијском домену	12
Слика 8: Лисонов модел фазног шума	14
Слика 9: Дељење или умножавање фреквенције – блок дијаграм	17
Слика 10: Појачање сигнала – блок дијаграм	19
Слика 11: Шумови појачавача сигнала – блок дијаграм	19
Слика 12: Блок шема TCXO осцилатора	22
Слика 13: Блок шема OCXO осцилатора	22
Слика 14: Блок шема DOCXO осцилатора	22
Слика 15: Принципска блок шема атомских осцилатора	23
Слика 16: Блок шема рубидијумског осцилатора	24
Слика 17: Блок шема цезијумског осцилатора	25
Слика 18: Основни принцип система за мерење фазног шума	29
Слика 19: Директно мерење фазног шума помоћу анализатора фреквенцијског спектра	31
Слика 20: Типична блок шема анализатора фреквенцијског спектра	31
Слика 21: Олакшано мерење фазног шума коришћењем маркера и аутоматизованих функција анализатора фреквенцијског спектра	32
Слика 22: Како одабрати опсег резолуције (RESBW)	35
Слика 23: Блок шема побољшане методе мерења фазног шума употребом down конвертора	36
Слика 24: Блок шема методе мерења фазног шума употребом линије за кашњење	39
Слика 25: Блок шема методе мерења фазног шума квадратурном техником	43
Слика 26: Блок шема методе мерења фазног шума квадратурном техником, са додатом фазно закључаном петљом (PLL) – често називана PLL метода	45
Слика 27: Блок шема мерења фазног шума коришћењем FM дискриминатора	49
Слика 28: Блок шема двоканалног метода мерења фазног шума коришћењем технике унакрсне корелације (Cross correlation)	51
Слика 29: Блок шема директног дигиталног мерења фазног шума, за случај ниских носећих фреквенција TEST сигнала	53

Слика 30: Унапређење директног дигиталног мерења фазног шума употребом down конверзије, за мерења на вишим носећим фреквенцијама ТЕСТ сигнала	54
Слика 31: Директно дигитално мерење фазног шума употребом down конверзије, са уклоњеном носећом фреквенцијом, за мерења на фреквенцијама врло блиским носиоцима	54
Слика 32: Мерење фазног шума мерењем стабилности у временском домену и употребом конверзије у фреквенцијски домен.....	56
Слика 33: Блок дијаграм реализоване директне методе мерења помоћу бројача временског интервала.....	60
Слика 34: Мерна несигурност старт тачке тригера услед присуства шума улазног сигнала	62
Слика 35: Мерна несигурност старт тачке тригера услед несигурности постављања нивоа тригера	63
Слика 36: Блок шема реализоване методе мерења са два мешача фреквенције, системом HP 5390A	67
Слика 37: Блок шема реализоване методе мерења помоћу вектор волтметра HP 8405A	71
Слика 38: Изглед екрана анализатора фреквенцијског спектра Agilent E4447A, приликом мерења фазног шума – пример одређивања нивоа сигнала на офсет фреквенцији 1 kHz и нивоа интерног шума анализатора фреквенцијског спектра	77
Слика 39: Фазни шум рубидијумског еталона фреквенције Racal Dana 9475, измерен директним методом мерења помоћу анализатора фреквенцијског спектра Agilent E4447A.....	82
Слика 40: Фазни шум излаза генератора сигнала HP 8065A, измерен директним методом мерења помоћу анализатора фреквенцијског спектра Advantest U3772.....	83
Слика 41: Концепт директног дигиталног мерења фазног шума, одабирањем сигнала на носећој фреквенцији.....	85
Слика 42: Блок дијаграм процеса мерења фазног шума помоћу Microsemi 5125A.....	86
Слика 43: Детекција фазне разлике приликом обраде сигнала са Microsemi 5125A	87
Слика 44: Кораци у обради сигнала са Microsemi 5125A	88
Слика 45: Прорачун спектралне густине фазе и фазног шума	88
Слика 46: Мерење спектралне густине фазе и фазног шума помоћу унакрсног спектра два идентична мерна система	89
Слика 47: Етапе дигиталне обраде сигнала.....	89
Слика 48: Осетљивост система, одређена мерењем у лабораторији - пример за сигнал фреквенције 10 MHz	93
Слика 49: Мерно место – унутрашњост Фарадејевог кавеза (лево) и изглед споља (десно)	94
Слика 50: Одржавање микроклиме унутар кавеза.....	95
Слика 51: Конекторска плоча – изглед са спољашње стране Фарадејевог кавеза	95
Слика 52: Блок шема реализованог система за мерење фазног шума	96
Слика 53: Управљање рачунаром – управљачки порт и порт са подацима	98
Слика 54: Поређење краткотрајне несигурности фреквенције 10 MHz цезијумског еталона Microsemi 5071A у ДМДМ и ТОЦ	104

Слика 55: Поређење краткотрајне несигурности фреквенције 10 MHz цезијумског еталона Oscilloquartz 3210 у ДМДМ и ТОЦ.....	104
Слика 56: Симултана мерења нестабилности фреквенције, у краткотрајном временском домену, компаратором фазе и фреквенције Symmetricom TSC 5110 и анализатором фазног шума Microsemi 5125A.....	105
Слика 57: Фазни шум цезијумског сата Microsemi 5071A, за излаз 10 MHz.....	107
Слика 58: Фазни шум цезијумског еталона фреквенције Oscilloquartz 3210, за излаз 10 MHz.....	108
Слика 59: Фазни шум рубидијумског еталона фреквенције HP 5065A, за излаз 5 MHz.....	109
Слика 60: Фазни шум рубидијумског осцилатора Quartzlock A1000, за излаз 10 MHz.....	110
Слика 61: Фазни шум кварцног осцилатора HP 105B, за излаз 5 MHz.....	110
Слика 62: Мерење стабилности у фреквенцијском и временском домену, када је референца Microsemi 5071A, а ТЕСТ осцилатор Oscilloquartz 3210.....	111
Слика 63: Мерење стабилности у фреквенцијском и временском домену, када је референца Oscilloquartz 3210, а ТЕСТ осцилатор Microsemi 5071A.....	112
Слика 64: Пример нерегуларног мерења услед недовољног времена грејања анализатора фазног шума Microsemi 5125A.....	112

ПРЕГЛЕД ТАБЕЛА

Табела 1: Ниво грешке преноса података у односу на разлику фреквенције система на пријему и предаји [1]	2
Табела 2: Конверзија временског и фреквенцијског домена	17
Табела 3: Типичне вредности SSB фазног шума неких типова осцилатора	26
Табела 4: Буџет мерне несигурности мерења стабилности сигнала основне фреквенције 10 MHz, за периоду одабирања 1 s и опсег мерења вектор волтметра $\pm 6^\circ$	75
Табела 5: Буџет мерне несигурности директног мерења фазног шума помоћу анализатора фреквенцијског спектра Agilent E4447A	80
Табела 6: Праг шума анализатора фреквенцијског спектра Agilent E4447A, према спецификацији произвођача	81
Табела 7: Ширине опсега antialiasing филтера, за приказ података испод 1 Hz.....	90
Табела 8: Корекциони фактори шума приликом мерења на граници прага шума система	99
Табела 9: Буџет мерне несигурности мерења фазног шума системом који чине анализатор фазног шума Microsemi 5125A и високостабилни кварцни осцилатор Microsemi 4145C ..	100
Табела 10: Буџет мерне несигурности мерења мерења нестабилности фреквенције у временском домену, за сигнал номиналне фреквенције 10 MHz и за време усредњавања 1 s	103
Табела 11: Проширена мерна несигурност мерења краткотрајне стабилности фреквенције у временском домену системом који чине анализатор Microsemi 5125A и кварцни високостабилни осцилатор Microsemi 4145C	103

СКРАЋЕНИЦЕ И ОЗНАКЕ

A

a	тачност
A_0	номинална амплитуда
A/D	аналогно/дигитални
ADC	аналогно/дигитални конвертор
$asim$	асиметрија

B

B	опсег
BW	

C

c	брзина светлости
Cs	цезијум

D

DOCХО	осцилатори температурно контролисани дуплим пећницама
du/dt	нагиб „slew rate“ на тачки тригера
ДМДМ	Дирекција за мере и драгоцене метале

E

E	енергетски ниво
---	-----------------

F

F (или NF)	фактор шума
f_0	номинална (носећа, основна) фреквенција
f_b	фреквенција избијања
f_c	корнер фреквенција
FFT	брза Фуријеова трансформација
f_m	фреквенција офсета

G

G	појачање
---	----------

H

h	Планкова константа
---	--------------------

I	
I	стање у фази
K	
k	Болцманова константа
K	осетљивост фазног детектора
kTB	термални шум
KCT	коефицијент стојећег таласа
L	
l	дужина
LNA	малошумни појачавач
M	
M	укупан број прикупљених података
MASER	Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation
M_c	број корелација
MCXO	осцилатори температурно компензовани помоћу микрокомпјутера
N	
n	фактор усредњавања
N	укупни шум
NF (или F)	фактор шума
O	
OSXO/OvenXO	осцилатори температурно контролисани пећницама
P	
P_{corr}	Корекциони фактори
P_{in}	RF снага сигнала
PLL	фазно закључана петља
P_n	снага шума
P_s	снага сигнала
Q	
Q	стање у квадратури
Q_L	Q-фактор оптерећеног резонатора

R	
r	резолюција
Rb	рубидијум
RBW	опсег резолуције
RESBW	
RMS	ефективна вредност
РЕФ	референтни сигнал
S	
S/N	однос сигнал-шум
SNR	
SC/BVA	осцилатори са побољшаним старењем
SI	међународни систем јединица
SSB	Single-sidebands
$S_x(f)$	спектрална густина снаге временских промена фреквенције
$S_y(f)$	спектрална густина снаге промене фреквенције
$S_\varphi(f)$	спектрална густина снаге промене фазе
T	
T	температура
TB	стабилност временске базе
TCXO	температурно компензовани осцилатори
t_d	кашњење
TDD	Time Domain Duplex
TDMA	Time Domain Multiple Access
$t_{N-START}$	старт тачка тригера у зависности од шума,
t_{N-STOP}	стоп тачка тригера у зависности од шума
$t_{O-START}$	померај нивоа тригера у тачки старт
t_{O-STOP}	померај нивоа тригера у тачки стоп
TUR	однос мерне несигурности
ТЕСТ	сигнал који се мери
ТОЦ	Технички опитни центар
U	
u	тренутна вредност напона синусног сигнала
U_C	комбинована мерна несигурност
$U_{(k=2)}$	укупна мерна несигурност за ниво поверења 95 % (фактор покривања $k=2$)

V

V	осетљивост система
-----	--------------------

$V(t)$	тренутни излазни напон
--------	------------------------

v_f	фактор брзине
-------	---------------

W

ω	кружна фреквенција
----------	--------------------

X

XO/RTXO	осцилатори на собној температури
---------	----------------------------------

Y

y	податак о промени сигнала у временском домену
-----	---

Greek

δ	допринос мерној несигурности
----------	------------------------------

σ	осетљивост система
----------	--------------------

$\sigma_y^2(\tau)$	Аланова девијација са преклапањем
--------------------	-----------------------------------

τ	период усредњавања
--------	--------------------

$\varepsilon(t)$	промена амплитуде у зависности од времена
------------------	---

ε_a	дуготрајна стабилност
-----------------	-----------------------

ε_r	релативна диелектрична константа
-----------------	----------------------------------

ε_t	стабилност услед промене температуре околине
-----------------	--

$\mathcal{L}(f)$	фазни шум
------------------	-----------

$\mathcal{L}_{SSB}(f_m)$	
--------------------------	--

\mathcal{L}_c	корекциони фактор
-----------------	-------------------

$\mathcal{L}_{res}(f)$	резидуални (заостали) фазни шум
------------------------	---------------------------------

$\varphi(0)$	тренутна фаза
--------------	---------------

$\varphi(t)$	промена фазе у зависности од времена
--------------	--------------------------------------

ПРИЛОЗИ

ПРИЛОГ 1: Корекциони фактори филтера 3/6 dB

Почетна вредност опсега = 3 dB	4 кола филтера (аналогни)	5 кола филтера (аналогни)	Гаусов филтер (дигитални)
Опсег 6 dB (B_{6dB})	$1,480 \cdot B_{3dB}$	$1,464 \cdot B_{3dB}$	$1,415 \cdot B_{3dB}$
Опсег шума (B_N)	$1,129 \cdot B_{3dB}$	$1,114 \cdot B_{3dB}$	$1,065 \cdot B_{3dB}$
Опсег импулса (B_I)	$1,806 \cdot B_{3dB}$	$1,727 \cdot B_{3dB}$	$1,506 \cdot B_{3dB}$
Опсег 3 dB (B_{3dB})	$0,676 \cdot B_{6dB}$	$0,683 \cdot B_{6dB}$	$0,753 \cdot B_{6dB}$
Опсег шума (B_N)	$0,763 \cdot B_{6dB}$	$0,761 \cdot B_{6dB}$	$0,707 \cdot B_{6dB}$
Опсег импулса (B_I)	$1,220 \cdot B_{6dB}$	$1,179 \cdot B_{6dB}$	$1,065 \cdot B_{6dB}$

ПРИЛОГ 2: Корекциони фактори криве $\sin x/x$

Офсет фреквенција / прва нула	$\sin x/x$	Корекција (dB)
0	1	0
0,02	0,999	-0,006
0,04	0,997	-0,023
0,06	0,994	-0,051
0,08	0,990	-0,092
0,10	0,984	-0,143
0,12	0,976	-0,207
0,14	0,968	-0,282
0,16	0,958	-0,369
0,18	0,948	-0,468
0,20	0,935	-0,579
0,22	0,922	-0,703
0,24	0,908	-0,839
0,26	0,892	-0,988
0,28	0,876	-1,151
0,30	0,858	-1,326
0,32	0,840	-1,516
0,34	0,820	-1,719
0,36	0,800	-1,938
0,38	0,779	-2,171
0,40	0,757	-2,420
0,42	0,734	-2,685
0,44	0,711	-2,967
0,46	0,687	-3,267
0,48	0,662	-3,585
0,50	0,637	-3,922

**ПРИЛОГ 3: Спецификација прага шума за Phase Noise Test Set
Microsemi 5125A**

Фреквенција улазног сигнала	Офсет фреквенција	Праг шума, гарантовани (dBc/Hz)	Праг шума, типични (dBc/Hz)
10 MHz	1 Hz	< -140	< -145
	10 Hz	< -150	< -155
	100 Hz	< -157	< -160
	1 kHz	< -162	< -165
	10 kHz	< -165	< -170
	100 kHz	< -165	< -170
	1 MHz	< -165	< -170
100 MHz	1 Hz	< -120	< -130
	10 Hz	< -130	< -140
	100 Hz	< -140	< -150
	1 kHz	< -150	< -160
	10 kHz	< -160	< -170
	100 kHz	< -165	< -170
	1 MHz	< -165	< -170
400 MHz	1 Hz	< -110	< -116
	10 Hz	< -120	< -126
	100 Hz	< -130	< -136
	1 kHz	< -140	< -146
	10 kHz	< -150	< -156
	100 kHz	< -155	< -162
	1 MHz	< -155	< -162

Напомена: За сваки dB нивоа улазних сигнала испод 8 dB, праг шума се подиже за око 1 dBc/Hz.

ПРИЛОГ 4: Управљачки порт анализатора Microsemi 5125A - пример

```

PuTTY Merenje 6.log - Notepad
File Edit Format View Help
welcome to the symmetricom 5125A

=192.168.0.69 > set title MERENJE6
Subtitle has been set to:
MERENJE6

=192.168.0.69 > set tau0 0.01
tau0 is: 0.01 seconds

=192.168.0.69 > set print file
Printing set to file. Files will be created in the printfiles directory.

=192.168.0.69 > set print format postscript
Print format set to: postscript.

=192.168.0.69 > set phaserate 100

=192.168.0.69 > start

=192.168.0.69 > stop

=192.168.0.69 > print all
Printing to local file in ftp directory: /pub/printfiles.

=192.168.0.69 > show phasediff

Phase Difference (s)
-1.2211763663557213e-08
-1.2218477227359198e-08
-1.2224543265497763e-08
-1.2221824917196200e-08
-1.2215146701159301e-08
-1.2212280795078880e-08
-1.2224012184527447e-08
-1.2244875233795132e-08
-1.2265904681114568e-08
-1.2277691103352163e-08
-1.2284501626587084e-08
-1.2295330056291132e-08
-1.2313493704063340e-08
-1.2329663701702214e-08
-1.2343562777333687e-08
-1.2360622039992891e-08
-1.2375554692848903e-08
-1.2385752482143787e-08
-1.2395340062439805e-08
-1.2406608244123070e-08
-1.2423093375499747e-08
-1.2436198286846129e-08
-1.2442538717230860e-08
-1.2445093280573369e-08
-1.2444194089864693e-08

```

} Подешавање наслова мерења
 } Подешавање времена усредњавања
 } Подешавање формата извештаја
 } Број прикупљених података у секунди
 } Почетак и крај мерења
 } Израда извештаја
 } Приказ сирових података о фазној разлици
 } Међурезултати мерења фазне разлике ТЕСТ и РЕФ сигнала

Комуникација са анализатором фазног шума Microsemi 5125A се успоставља на релативно једноставан начин, листом команди које произвођач дефинише у упутству. У прилогу је приказан пример поставке једног од мерења, када се одступа од предефинисаних подешавања. Фајл којим се управља анализатором је log екстензије, и може се чувати као текстуални фајл. Поред осталих резултата, на крају фајла дато је приказивање међурезултата вредности разлике фаза РЕФ и ТЕСТ сигнала. Простим копирањем ових вредности у txt фајл, добија се листа података која може служити за даљу анализу и истраживање. Командом `phaserate` број ових података може бити ограничен на разумну меру, како не би дошло до преоптерећења меморије за њихово смештање.

ПРИЛОГ 5: Уверење о еталонирању цезијумског еталона фреквенције Microsemi 5071A



РЕПУБЛИКА СРБИЈА
МИНИСТАРСТВО ПРИВРЕДЕ
ДИРЕКЦИЈА ЗА МЕРЕ И ДРАГОЦЕНЕ МЕТАЛЕ
11000 Београд, Мике Аласа 14, ПП: 34, ПАК: 105 305
телефон: (011) 32-82-736, телефакс: (011) 21-81-668, www.dmdm.gov.rs

Број: 393-2/3-01-2564/2
Датум: 03.11.2017.

УВЕРЕЊЕ О ЕТАЛОНИРАЊУ

Укупан број страна: 3

Назив:	Цезијумски часовник – еталон времена и фреквенције
Произвођач:	Microsemi, САД
Тип:	5071A
Производна ознака:	US49353589
Датум еталонирања:	03.11.2017.
Корисник мерног средства:	ТОЦ, Војводе Степе 445, Београд

МЕРЕЊЕ ИЗВРШИЛА
Снежана Реновица
Снежана Реновица, дипл. инж.

РУКОВОДИЛАЦ ГРУПЕ ЗА ВРЕМЕ,
ФРЕКВЕНЦИЈУ И ДИСТРИБУЦИЈУ
ВРЕМЕНА
Снежана Реновица
Снежана Реновица, дипл. инж.

(В.Д. ПОМОЋНИКА ДИРЕКТОРА)
Славина Симић
Славина Симић, дипл. инж.
М.П.



Ово уверење је у складу са могућностима мерења и еталонирања (CMCs), које су дате у додатку С Аранжмана о међусобном признавању националних еталона и уверења о еталонирању и мерењу која издају национални метролошки институти (MRA), који је припремио Међународни комитет за тегове и мере (CIPM). Према MRA, сви институти-учесници међусобно признају важење уверења о еталонирању и мерењу за величине, опсеге и мерне несигурности, наведене у додатку С (<http://www.bipm.org>).

Без одобрења Сектора за развој метрологије уверење о еталонирању сме се умножавати искључиво као целина.

ПУ-04-А-01 издање/измена 02/02

Уверење о еталонирању број: 393-2/3-01-2564/2

Страна 3 од 3

Табела 2. Релативно одступање фреквенције за период од 12. до 16. октобра 2017.

f_n (Hz)	$\left(\frac{\Delta f}{f}\right)$ (10^{-13} Hz/Hz)	U (10^{-13} Hz/Hz)
1	-1,82	1,08

4.2 Стабилност фреквенције

Табела 3. Стабилност фреквенције* $f_n = 5$ MHz и 10 MHz

τ (s)	$\sigma_y(2, \tau)$ реф. кварц 5 MHz (Hz/Hz)	U (Hz/Hz)	$\sigma_y(2, \tau)$ реф. Cs 5 MHz (Hz/Hz)	U (Hz/Hz)	$\sigma_y(2, \tau)$ реф. Cs 10 MHz (Hz/Hz)	U (Hz/Hz)
0,1	$1,43 \times 10^{-12}$	$1,1 \times 10^{-12}$	$1,87 \times 10^{-12}$	$1,4 \times 10^{-11}$	$1,75 \times 10^{-12}$	$1,4 \times 10^{-11}$
1	$3,95 \times 10^{-12}$	$3,1 \times 10^{-13}$	$5,33 \times 10^{-12}$	$5,8 \times 10^{-12}$	$5,37 \times 10^{-12}$	$5,8 \times 10^{-12}$
10	$3,40 \times 10^{-12}$	$3,6 \times 10^{-13}$	$4,40 \times 10^{-12}$	$4,0 \times 10^{-12}$	$4,28 \times 10^{-12}$	$4,0 \times 10^{-12}$
100	$1,07 \times 10^{-12}$	$3,5 \times 10^{-13}$	$1,21 \times 10^{-12}$	$9,8 \times 10^{-13}$	$1,25 \times 10^{-12}$	$9,9 \times 10^{-13}$
1000			$3,79 \times 10^{-13}$	$3,1 \times 10^{-13}$	$3,86 \times 10^{-13}$	$3,1 \times 10^{-13}$
10000			$1,08 \times 10^{-13}$	$9,9 \times 10^{-14}$	$8,10 \times 10^{-14}$	$1,0 \times 10^{-13}$
100 000			$3,60 \times 10^{-14}$	$3,5 \times 10^{-14}$	$2,30 \times 10^{-14}$	$3,7 \times 10^{-14}$

Где је :

 f_n - називна фреквенција U - проширена мерна несигурност τ - време усредњавања $\sigma_y(2, \tau)$ - Аланова девијација

*Мерење је ван обима пријављених мерних могућности лабораторије.

5. Мерна несигурност:

Наведена проширена мерна несигурност је дата као стандардна мерна несигурност, помножена фактором обухвата $k=2$, који за нормалну расподелу одговара вероватноћи обухвата од приближно 95 %. Видети "Упутство за изражавање мерне несигурности" (JCGM 100:2008).

Крај уверења о еталонирању.

РУ-04-А-01 издање/измена 02/02

Уверење о еталонирању број: 393-2/3-01-2564/2

Страна 2 од 3

1. Метода еталонирања:

Еталонирање фреквенције од 1 Hz је извршено према радном упутству РУ-В02 - Еталонирање примарних и секундарних еталона фреквенције, издање 06.

Еталонирање нестабилности фреквенције је извршено према радном упутству РУ-В13 – Еталонирање нестабилности фреквенције, издање 01. Мерење нестабилности фреквенција од 5 MHz и 10 MHz синусног сигнала извршено је методом множења фазних разлика, компаратором фазе и фреквенције (Time Interval Analyzer) производње TSC, тип 5110A, серијски број 134772, и коришћењем референтних сигнала фреквенције од 5 MHz и 10 MHz са цезијумског сата производње Symmetricom, тип 5071A High Performance, серијски број US45312191 и 5 MHz са високостабилног осцилатора производње Oscilloquartz, тип BVA 8607, серијски број 674.

2. Метролошка следивост:

Резултат еталонирања је следив до еталона времена и фреквенције UTC (DMDM); цезијумски сат, производње Agilent, тип 5071A Standard Performance, серијски број US43452033, BIPM код 1362033, а тиме и до међународне временске скале UTC (BIPM).

3. Услови околине:

Температура: 23 °C ± 0,5 °C
Релативна влажност: 50 % ± 15 %

4. Резултати еталонирања:**4.1 Релативно одступање фреквенције**

Релативно одступање фреквенције GPSDO еталона $\left(\frac{\Delta f}{f}\right)$, израчунава се према формули: $\left(\frac{\Delta f}{f}\right)_n = \left(\frac{\Delta f}{f}\right) - \left(\frac{\Delta f}{f}\right)_{ref}$, где је $\left(\frac{\Delta f}{f}\right)_n$ измерена вредност, а $\left(\frac{\Delta f}{f}\right)_{ref}$ релативно одступање фреквенције UTC(DMDM), према подацима из *Circular-T*, бр. 358.

Табела 1. Дневне средње вредности релативног одступања фреквенције

f_n (MHz)	Датум	$\left(\frac{\Delta f}{f}\right)_n$ (10 ⁻¹³ Hz/Hz)	$\left(\frac{\Delta f}{f}\right)_{ref}$ (10 ⁻¹³ Hz/Hz)	$\left(\frac{\Delta f}{f}\right)$ (10 ⁻¹³ Hz/Hz)	r
5	12.10.2017.	-2,72	0,32	-2,40	-0,99
	13.10.2017.	-1,80	0,32	-1,48	-0,96
	14.10.2017.	-1,02	-0,19	-1,21	-0,90
	15.10.2017.	-2,04	-0,19	-2,23	-0,99
	16.10.2017.	-1,61	-0,19	-1,79	-0,90

РУ-04-А-01 издање/измена 02/02