

УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ  
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ



**ПРИСТУПАЧАН ПРЕНОСИВ МИКРОТАЛАСНИ СИСТЕМ  
ЗА АНАЛИЗУ ОРГАНСКИХ ТКИВА**

Мастер рад

Ментори:

др Никола Баста, доц.

др Слободан Савић, ван. проф.

Кандидат:

Ања Ковачевић 2022/3188

Београд, септембар 2023.

# САДРЖАЈ

САДРЖАЈ .....	1
1. УВОД.....	2
2. ПРОЈЕКТОВАЊЕ СЕНЗОРА .....	4
2.1. СЕНЗОРСКЕ ЋЕЛИЈЕ.....	4
2.2. ФОРМИРАЊЕ СЕНЗОРА.....	7
3. АРХИТЕКТУРА АНАЛИЗАТОРА МРЕЖА.....	14
3.1. ИСТОРИЈАТ АНАЛИЗАТОРА МРЕЖА .....	14
3.2. СТРУКТУРА АНАЛИЗАТОРА МРЕЖА .....	16
3.2.1. Побудни генератор.....	17
3.2.2. Део за раздвајање сигнала.....	18
3.2.3. Пријемни/детекторски део.....	19
3.2.4. Обрада и приказ података .....	20
4. КОРЕКЦИЈА РЕЗУЛТАТА МЕРЕЊА .....	21
4.1. МОДЕЛ ГРЕШКЕ .....	21
4.2. КАЛИБРАЦИОНИ СТАНДАРДИ .....	23
4.3. КАЛИБРАЦИОНЕ ТЕХНИКЕ .....	27
4.3.1. <i>Enhanced Responce</i> калибрација без корекције изолације .....	27
4.3.2. Двопортна калибрација са обртањем DUT-а без корекције изолације .....	29
4.3.3. Двопортна калибрација без обртања DUT-а и без корекције изолације.....	30
4.3.4. Калибрације са корекцијом изолације .....	31
4.4. ПОРЕЂЕЊЕ КАЛИБРАЦИОНИХ ТЕХНИКА .....	32
5. ИЗРАДА ПРОТОТИПА И ОПИС ЕКСПЕРИМЕНТА.....	38
5.1. ИЗРАДА ПРОТОТИПА СЕНЗОРА И ФОРМИРАЊЕ МЕРНЕ ПОСТАВКЕ .....	38
5.2. ПРИПРЕМА УЗОРАКА ТКИВА И РЕЖИМИ РАДА СИСТЕМА.....	39
5.3. ПОСТУПАК МЕРЕЊА.....	41
6. РЕЗУЛТАТИ МЕРЕЊА .....	43
6.1. МЕРЕЊА БЕЗ УЗОРКА.....	43
6.2. ТЕСТИРАЊЕ У ДИСКРЕТНОМ МОДУ.....	46
6.3. ТЕСТИРАЊЕ У КОНТИНУАЛНОМ МОДУ .....	52
7. ЗАКЉУЧАК.....	55
ЛИТЕРАТУРА.....	57
СПИСАК СКРАЋЕНИЦА .....	59
СПИСАК СЛИКА.....	60
СПИСАК ТАБЕЛА.....	63

# 1. УВОД

Последњих година, у значајном порасту је број истраживања и технолошких иновација које за циљ имају побољшање квалитета и ефикасности дијагностике и лечења уз смањење трошкова [1]. Иако системи за медицинско формирање слике, као што су магнетска резонанца (енг. *Magnetic Resonance Imaging* – MRI), компјутерска томографија (енг. *Computer Tomography* – CT) и скенер позитронске емисионе томографије (енг. *Positron Emission Tomography* – PET) представљају тренутни стандард по питању перформанси, њихова доступност широј популацији, посебно у државама у развоју, је веома ограничена. Разлог томе јесте изузетно висока цена и непреносивост оваквих система. Као пример, цена новог MRI уређаја који ради на 7 T износи 6,5 милиона долара [2]. Додатне трошкове коришћења оваквих система чине и трошкови напајања и одржавања који нису занемарљиви.

Као приступачнија алтернатива тренутно коришћеним системима, развијају се микроталасни системи за коришћење у медицинској дијагностици, лечењу и телемедицини. Антене и сензори који раде у микроталасном подручју учестаности користе се за формирање медицинске слике, дијагнозу малигнух тумора, анализу телесних течности у реалном времену и испитивање резистенције бактерија на антибиотике [3]–[6]. Микроталасне терапије које се примењују при лечењу неких обољења могу значајно смањити тегобе и време опоравка пацијената [1]. Микроталасна аблација се користи за третман малигнух тумора у ткивима јетре, бубрега, плућа и костију [7]. Третмани контролисаним загревањем користе се у лечењу инфекције изазване хуманим папилома вирусом [8].

Микроталасни системи су обично састављени из два главна дела. Први део најчешће представља микроталасно коло, обично у техници штампаних водова, које обавља функционалност система, нпр. сензор за одређивање концентрације глукозе у крви. Други део је мерни систем неопходан за мерење одзива штампаног кола из којег се даљом обрадом добија резултат анализе узорка, нпр. концентрација глукозе у крви. Са развојем технике штампе, штампана кола су постала изузетно јефтина за израду, поготово ако се користе приступачније варијанте супстрата. Иако су професионални системи за мерење на микроталасним учестаностима по правилу веома скупи, константно повећање радних учестаности потрошачке електронике омогућило је конструкцију релативно повољних микроталасних мерних система за ширу употребу. Упаривањем таквих мерних система са штампаним колом могуће је оформити приступачне микроталасне системе за медицинску намену.

У овом раду биће представљен приступачан и преносив микроталасни систем за анализу ткива. У другом поглављу биће описан принцип рада сензорске компоненте система и поступак њеног пројектовања у софтверском пакету WIPL-D Pro. Треће поглавље посвећено је анализи и опису приступачног мерног система. У четвртном поглављу биће речи о техникама корекције грешака у мерењу којима се значајно може побољшати прецизност мерења јефтенијим мерним уређајем. У петом поглављу биће објашњена израда прототипа сензора, начин припреме узорака и сам мерни поступак. У шестом поглављу биће представљени резултати мерења са узорцима ткива. У седмом поглављу биће сумирани

најважнији резултати рада уз предлоге могућих побољшања система и даљих праваца истраживања.

## 2. ПРОЈЕКТОВАЊЕ СЕНЗОРА

Предложени микроталасни систем за анализу ткива састоји се из мерног система и сензорске компоненте. О мерном систему ће бити више речи у трећем поглављу. Улога сензорске компоненте система јесте да прикупи информације о диелектричним својствима материјала који се испитује (енг. *Material Under Test* – MUT). Уколико је MUT ткиво у живом организму, веома је важно да процес испитивања буде неинвазиван како не би дошло до оштећења ткива. Добијене информације о диелектричним својствима ткива могу се искористити, на пример, за утврђивање присуства канцерогених ћелија.

Радни опсеги учестаности сензора могу бити у различитим деловима електромагнетског (ЕМ) спектра. Приликом избора опсега, прави се компромис између резолуције, дубине продирања у MUT, цене и величине уређаја. Сензори који раде у микроталасном опсегу представљају одличне кандидате за анализу ткива, јер могу обезбедити неопходну неинвазивност због нејонизујуће природе микроталаса, а могу бити и приступачни за израду. По питању резолуције и дубине продирања у MUT, микроталасни сензори се налазе између RF (енг. *Radio Frequency*) и терахерцних сензора. Иако имају одличну резолуцију, дубина продирања у MUT код терахерцних сензора је веома мала због јаке апсорпције ЕМ таласа на високим учестаностима. Са друге стране, код RF сензора дубина продирања је много већа, али је резолуција знатно лошија.

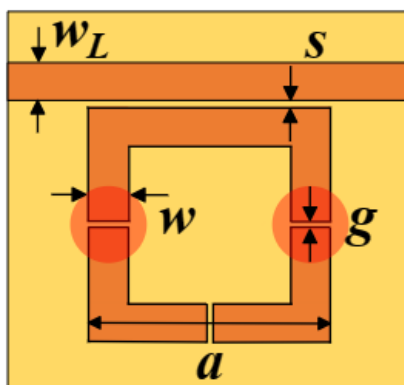
Микроталасни сензор из овог рада је штампано коло пројектовано за директан контакт са ткивом које се испитује (енг. *Tissue Under Test* – TUT) са могућношћу делимичне реконструкције просторне расподеле узорка. Како би се омогућило формирање просторне слике узорка, сензор је састављен од више каскадно везаних међусобно распрегнутих сензорских ћелија. Резолуција слике узорка коју сензор може да обезбеди одговара броју сензорских ћелија од којих се сензор састоји. Сензор је пројектован из три корака. Прво је формирана база сензорских ћелија. Затим је извршена њихова селекција на основу постављених критеријума. На крају су одабране ћелије повезане и уклопљене у сензор. У наставку овог поглавља детаљно је описан поступак пројектовања сензора.

### 2.1. Сензорске ћелије

Формирање базе сензорских ћелија представља важан корак при пројектовању, јер има кључан утицај на квалитет целог сензора. База се може формирати од сензорских ћелија различите геометрије и димензија. Једино ограничење приликом дизајна ћелија јесте обезбеђивање могућности њиховог међусобног повезивања. Из тог разлога, пре формирања базе одлучује се о реализацији напајања сензора. Најчешћи избор за напајање јесте микротракасти вод (енг. *microstrip line*) или копланарни таласовод (енг. *coplanar waveguide*). Копланарни таласовод се често користи у аблацијским применама, зарад смањења нежељеног загревања ткива [9]. Будући да је планирана употреба сензорске компоненте из овог рада анализа ткива, за напајање је изабран микротракасти вод који је једноставнији за израду.

Могућност међусобног повезивања остварена је тако што свака сензорска ћелија има своју секцију напојног микротракастог вода који је исте ширине за све ћелије из базе. Крајеви секције вода представљају приступе сензорске ћелије. Повезивање две суседне ћелије врши се преко секције вода чија се дужина одређује тако да сензорске ћелије буду међусобно распрегнуте. Распрезање ћелија је неопходно како би се њихове резонантне учестаности могле независно подешавати и како би се обезбедила могућност реконструкције просторне расподеле узорка.

У овом раду, свака сензорска ћелија се састоји од квадратног прстенастог резонатора са процепима (енг. *Split Ring Resonators* – SRR) који је у спреси са секцијом напојног вода. Разлог за одабир SRR структуре је компактност, јак одзив на побудно ЕМ поље и лако спрезање са TUT. Као најприступачнији супстрат одабран је FR4 параметара  $\epsilon_r = 4,5$  и  $\tan\delta = 0,019$ , дебљине  $h = 1,575$  mm и дебљине метализације  $t = 35$   $\mu\text{m}$ . На слици 2.1.1 приказан је изглед сензорске ћелије гледано одозго. Сва три процепа резонатора су једнаке ширине и центрирана су на одговарајућим страницама квадратног прстена. Сензорске ћелије из базе међусобно се разликују по дужини странице спољашњег квадрата прстена  $a$ . За све остале величине узете су фиксне вредности. Ширина напојног вода  $w_L$  одређена је тако да он буде карактеристичне импедансе  $50 \Omega$  на радној учестаности  $3$  GHz и износи  $2,9$  mm. Како би се остварила довољно јака спрега између резонатора и напојног вода, процеп између њих не сме бити превише широк. Са друге стране, процеп не може бити ужи од минималне оствариве ширине у процесу израде штампане плочице. За ширину процепа  $s$  изабрана је вредност од  $0,3$  mm која испуњава оба наведена услова. Ширина процепа у самом прстену,  $g$ , одређује јачину интеракције између резонатора и узорка ткива и она је фиксирана на  $0,3$  mm. За ширину квадратног прстена  $w$  усвојена је иста вредност као за ширину напојног вода.

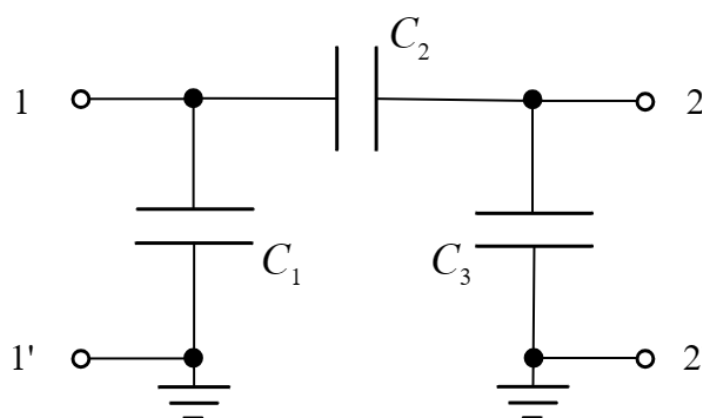


Слика 2.1.1. Изглед сензорске ћелије гледано одозго.

Принцип функционисања сензорске ћелије заснива се на одређивању трансфер функције микротракастог вода са којим је резонатор у спреси. На својој резонантној учестаности, SRR је снажно спрегнут са напојним водом и уноси значајне губитке за ЕМ таласе који се простиру дуж вода. У преносној функцији сензорске ћелије се због тога појављује нагли пад у форми минимума (пика окренутог надолу, енг. *notch*). Променом димензија резонатора мења се учестаност на којој се јавља минимум (обрнути пик), његов  $Q$ -фактор и слабљење које уноси у функцију преноса сензорске ћелије.

За интеракцију резонатора са узорком заслужни су бочни процепа у резонатору означени црвеним круговима на слици 2.1.1. Доњи процеп, због свог положаја, није осетљив на присуство узорка. Процеп у прстену уноси капацитивност у резонатор коју, у првој

апроксимацији, можемо посматрати као капацитивност П-везе три плочаста кондензатора. Модел процепа приказан је на слици 2.1.2. Капацитивности  $C_1$  и  $C_3$  највише зависе од особина супстрата, док је капацитивност  $C_2$  значајно одређена и материјалом који се налази изнад процепа. При постављању узорка ткива на процеп, ефективна пермитивност редног кондензатора порасте, што доводи до повећања капацитивности  $C_2$ . Повећање капацитивности манифестује се смањењем резонантне учестаности сензорске ћелије, што се у одзиву види као померање минимума ка нижим учестаностима. Врсте ткива се разликују по својим диелектричним својствима, па индукују различите фреквенцијске помераје. Ткиво са већом пермитивношћу изазива веће смањење резонантне учестаности ћелије. Поред промене резонантне учестаности, присуство ткива уноси инхерентне губитке у систем, узрокујући промену  $Q$ -фактора резонатора чиме се мења и  $Q$ -фактор и дубина минимума у преносној функцији ћелије.

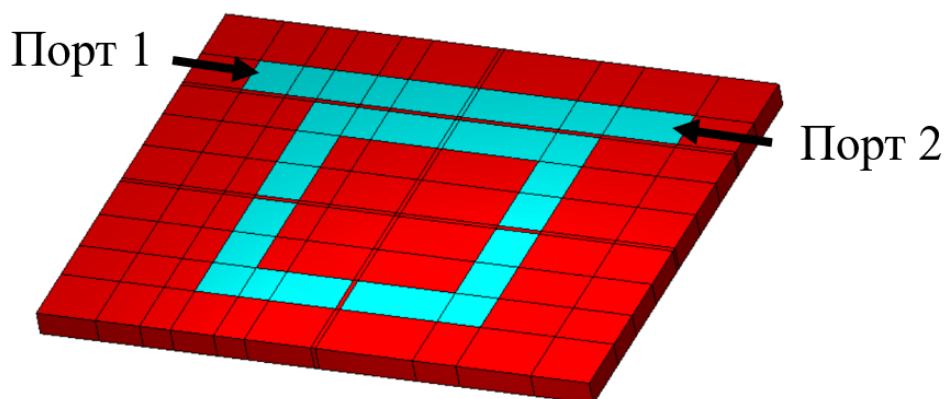


Слика 2.1.2. Модел процепа у прстену.

Резонантне учестаности пројектованих ћелија морају се налазити у радном опсегу мерног система. За систем за анализу ткива који је представљен у овом раду, изабран је приступачан и преносив мерни уређај који ради до 4,4 GHz. Пошто минимума преносне функције сензора имају коначан  $Q$ -фактор, како би се у потпуности детектовала резонанција сензорске ћелије која ради на највишој учестаности, има смисла оставити заштитну зону испод максималне радне учестаности мерног система. Из тог разлога, да би сензорска ћелија ушла у базу, постављен је критеријум максималне резонантне учестаности од 4,3 GHz, остављајући заштитну зону од 100 MHz. Минимална резонантна учестаност зависи од обрасца понављања резонанција сензорске ћелије, као што ће бити објашњено у наставку. Горњи део SRR у оквиру ћелије понаша се као полуталасни резонатор чија се резонанција понавља са фреквенцијским периодом  $f_0$ , где је  $f_0$  прва резонантна учестаност посматраног резонатора. Полуталасни резонатор из SRR на својим крајевима оптерећен је секцијама вода у облику слова Г које потискују паразитске резонанције на вишим учестаностима. Да би се осигурало да се резонанција једне ћелије појављује само једном у радном опсегу система, минимална гранична учестаност изабрана је као половина максималне резонантне учестаности тј. 2,15 GHz.

Модел сензорске ћелије са слике 2.1.1, направљен у софтверу за тродимензионалну ЕМ анализу WIPL-D Pro, приказан је на слици 2.1.3 [10]. Дужина странице спољашњег квадрата прстена,  $a$ , постављена је као параметар чија се вредност може мењати. За свако  $a$  одређена је резонантна учестаност која одговара минимуму коефицијента трансмисије

ћелије. Уколико је резонантна учестаност била у опсегу од 2,15 GHz до 4,3 GHz, ћелија је укључена у базу. У супротном, прелазило се на нову вредност  $a$ . Вредност параметра  $a$  је мењана у корацима од по 0,1 mm. У финалној бази нашле су се 73 ћелије чија је дужина странице квадрата  $a$  у опсегу од 13,1 mm до 20,3 mm, са резонантним учестаностима од 2,473 GHz до 4,24 GHz. Доња гранична учестаност је мало већа у односу на минималну задату, јер су максималне димензије SRR ограничене како финални прототип сензора не би био превелик по димензијама.



Слика 2.1.3. Модел сензорске ћелије у софтверу WIPL-D Pro.

## 2.2. Формирање сензора

При селекцији сензорских ћелија из формиране базе, иста ћелија се не може изабрати два пута, јер мора постојати бијективно мапирање између минимума у функцији преноса сензора и присуства TУТ изнад неког од бочних процепа сензорске ћелије. Како би се након померања минимума функције преноса сензора, услед постављања узорака ткива, из одзива могла реконструисати слика узорка, резонантне учестаности изабраних сензорских ћелија морају бити довољно удаљене. Оптимални размак између резонантних учестаности сензорских ћелија је у директној корелацији са својствима узорака ткива који се анализирају. Како би се проценио померај који индукује узорак ткива постављен на сензорску ћелију, потребно је укључити модел узорка у модел сензорске ћелије.

При моделовању узорака ткива у софтверу, због ограничености рачунарских ресурса не могу се узети у обзир сви ефекти који се јављају у живом ткиву. Рачунарски модели ткива базирани су на макроскопским својствима. Узорак се моделује као хомоген, при чему се његова диелектрична својства описују комплексном пермитивношћу која зависи од учестаности. У софтверском пакету WIPL-D Pro за моделовање зависности релативне комплексне пермитивности ткива од учестаности користи се COLE-COLE релација

$$\varepsilon_r(\omega) = \varepsilon_\infty + \sum_n \frac{\varepsilon_{sn} - \varepsilon_\infty}{(1 + j\omega\tau_n)^{1-\alpha_n}} + \frac{\sigma_i}{j\omega\varepsilon_0}, \quad (2.2.1)$$

где су  $\varepsilon_\infty$  и  $\varepsilon_s$  редом оптичка и статичка пермитивност,  $n$  ред апроксимације,  $\tau$  време релаксације,  $\sigma_i$  јонска проводност, док је  $\alpha$  параметар који представља меру дисперзионог ширења [1]. Променом параметара из (2.2.1) могу се моделовати различита ткива. На слици 2.2.1 приказани су реални и имагинарни делови релативне комплексне пермитивности масног и мишићног ткива израчунате помоћу COLE-COLE релације за опсег учестаности до



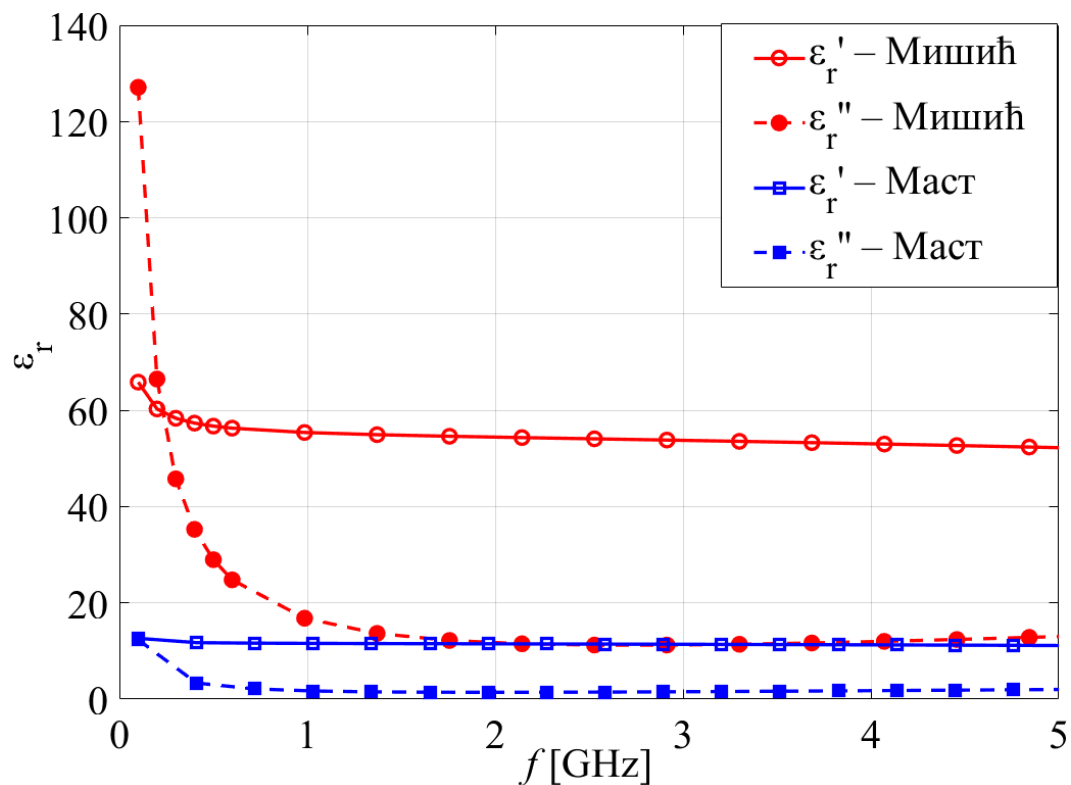
5 GHz. Вредности параметара из (2.2.1) коришћени за израчунавање релативних комплексних пермитивности са слике 2.2.1 приказани су у табели 2.2.1 [10].

**Табела 2.2.1. Параметри за израчунавање релативне комплексне пермитивности мишићног и масног ткива помоћу COLE-COLE модела.**

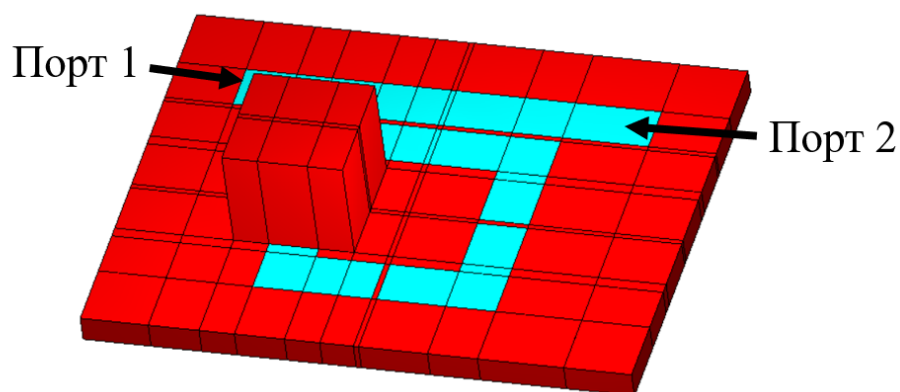
Параметар		Мишићно ткиво	Масно ткиво
$\epsilon_{\infty}$		4	2,5
$\sigma_i$ [S/m]		0,2	0,035
$n = 1$	$\epsilon_{s_n} - \epsilon_{\infty}$	50	9
	$\tau_n [\times 10^{-12} \text{ s}]$	7,234	7,958
	$\alpha_n$	0,1	0,2
$n = 2$	$\epsilon_{s_n} - \epsilon_{\infty}$	7000	35
	$\tau_n [\times 10^{-7} \text{ s}]$	3,53678	0,15915
	$\alpha_n$	0,1	0,1
$n = 3$	$(\epsilon_{s_n} - \epsilon_{\infty}) [\times 10^6]$	1,2	0,033
	$\tau_n [\times 10^{-4} \text{ s}]$	3,1831	1,59155
	$\alpha_n$	0,1	0,05
$n = 4$	$(\epsilon_{s_n} - \epsilon_{\infty}) [\times 10^7]$	2,5	1
	$\tau_n [\times 10^{-3} \text{ s}]$	2,274	15,915
	$\alpha_n$	0	0,01

Поставља се питање према каквом узорку проценити фреквенцијски померај, односно на које оптерећење пројектовати сензор. Максимални померај се добија за узорак ткива највеће пермитивности који покрива целу сензорску ћелију без постављене изолације између узорка и сензорске ћелије и има дебљину већу од дубине продирања. Уколико би се сензор пројектовао на максимални померај, узимајући у обзир расположиви фреквенцијски опсег, број сензорских ћелија би био веома мали. Слика узорка формирана помоћу сензора са

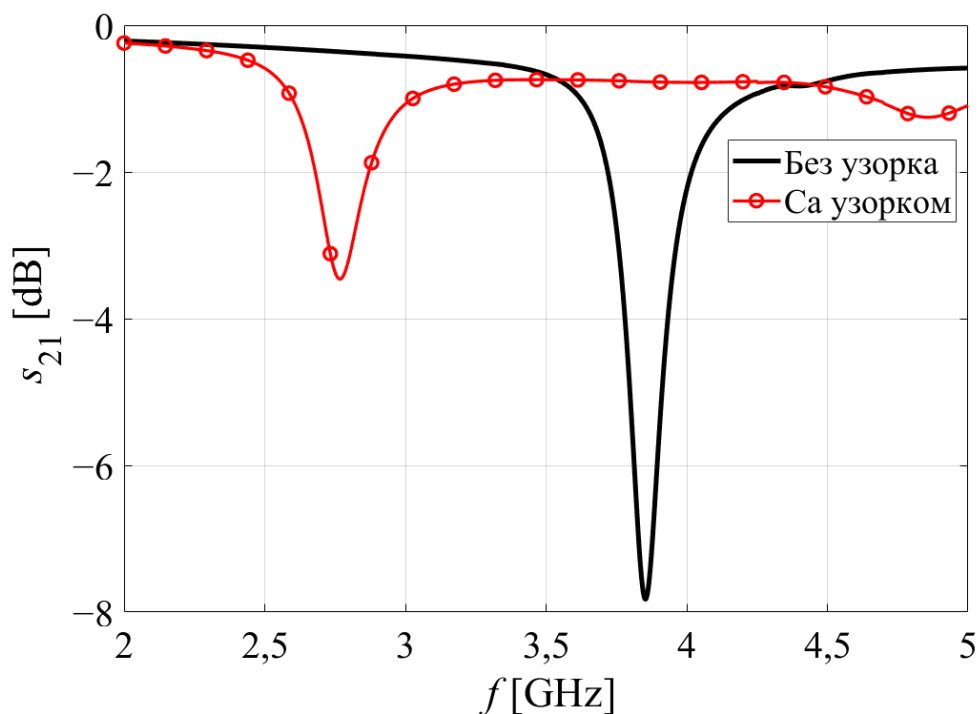
малим бројем ћелија има слабу резолуцију. Са друге стране, уколико се резонантне учестаности превише густо поставе, приликом постављања већег узорка ткива може доћи до комплетне деградације одзива. Као референтни узорак ткива у овом раду коришћена је коцкица мишићног ткива дужине ивице 7 mm, за чију је комплексну пермитивност усвојена константна релативна пермитивност  $\epsilon_r = 69,277 - j16,991$ . Релативна комплексна пермитивност референтног узорка добијена је повећавањем релативне комплексне пермитивности добијене помоћу COLE-COLE релације за мишићно ткиво на учестаности 2 GHz за 30%. Референтни узорак је центриран на леви процеп квадратног прстена као на слици 2.2.2. Коефицијент трансмисије сензорске ћелије дужине странице  $a = 14,1$  mm, без и са референтним узорком, приказан је на слици 2.2.3. На сваку ћелију из формиране базе ћелија постављен је референтни узорак као на слици 2.2.2 и одређен је коефицијент трансмисије. Фреквенцијски померај настао услед присуства референтног узорка је, поред резонантне учестаности, уписан у базу за сваку ћелију понаособ.



Слика 2.2.1. Фреквенцијска зависност релативне комплексне пермитивности масног и мишићног ткива дата COLE-COLE релацијом.



Слика 2.2.2. Модел сензорске ћелије са референтним узорком у софтверу WIPL-D Pro.



Слика 2.2.3. Коefицијенти трансмисије сензорске ћелије без и са референтним узорком за  $a = 14,1$  mm.

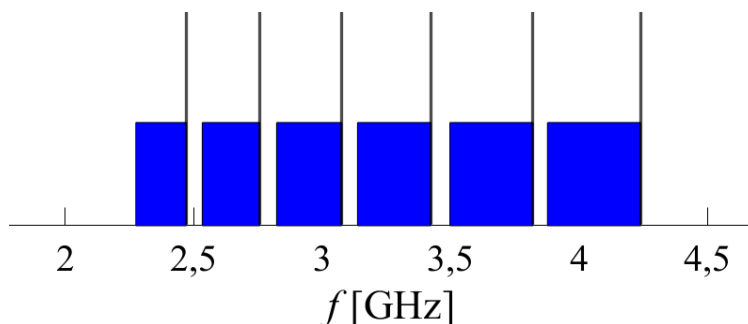
У реалним мерењима, узорак може бити различите пермитивности, димензија и позиције у односу на референтни узорак. У том смислу, остварени фреквенцијски померај може варирати у односу на референтни померај. Додатно, између површине сензора и узорка у пракси треба да постоји изолациони слој који штити сензор од велике проводности ткива и олакшава његово чишћење између коришћења. Присуство изолације слаби интеракцију између сензора и узорка, па смањује индуковани фреквенцијски померај. Ефекти који доводе до промене фреквенцијског помераја у односу на референтни сумирани су у табели 2.2.2. Поред промене фреквенцијског помераја, може доћи и до промене резонантних учестаности ћелија услед одступања димензија и параметара супстрата у односу на вредности узете током пројектовања.

Табела 2.2.2. Ефекти који доводе до промене фреквенцијског помераја у односу на референтни.

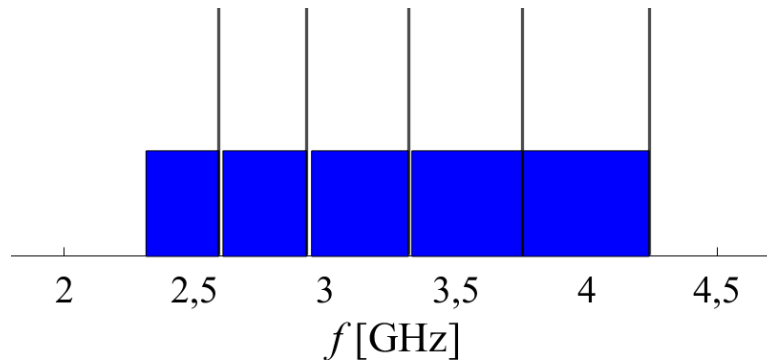
Ефекат	Промена фреквенцијског помераја
Повећана пермитивност узорка	Повећање
Смањена пермитивност узорка	Смањење
Повећане димензије узорка	Повећање
Смањене димензије узорка	Смањење
Присуство изолације	Смањење
Децентрираност узорка са бочног процепа	Смањење

Из табеле 2.2.2 се види да већина ефеката који се могу десити приликом реалног мерења доводе до смањења помераја у односу на референтни. Како би се повећао број ћелија у сензору, има смисла пројектовати га на неки проценат фреквенцијског помераја у односу на референтни. Како би се експериментално проценио тај проценат, уместо једног, пројектована су три сензора са фреквенцијским померајем од 30%, 40% и 50% у односу на референтни померај.

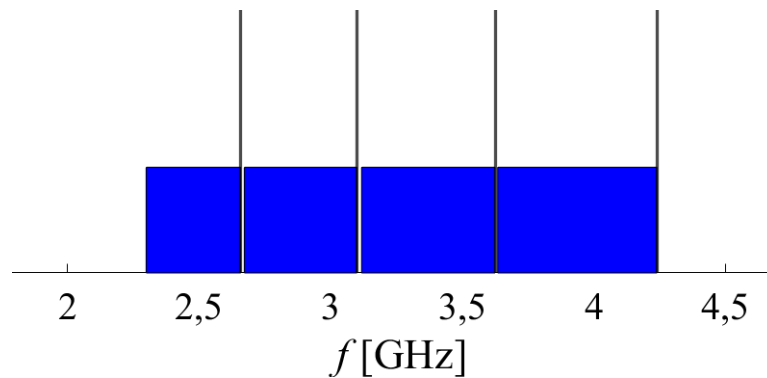
Свакој ћелији додељен је део спектра од  $f_{\text{res}} - x\Delta f$  до  $f_{\text{res}}$ , где је  $f_{\text{res}}$  резонантна учестаност,  $\Delta f$  референтни фреквенцијски померај за ту ћелију, а  $x$  проценат фреквенцијског помераја на који се сензор пројектује. Ћелије за формирање сензора су биране тако да се њихов број максимизује, а да им се додељени делови спектра не преклапају. За сваки проценат пројектованог фреквенцијског помераја урађена је потпуна претрага базе. Уколико је пронађено више решења са истим бројем ћелија, бирано је оно које даје сензор мање површине, осим у случају најмањег процента пројектованог фреквенцијског помераја, где је изабрано решење са најразуђенијим опсезима у спектру. За пројектовани фреквенцијски померај од 30% у сензор се највише могло сместити шест, за 40% пет, а за 50% четири сензорске ћелије. Заузећа спектра за сва три сензора приказана су на сликама 2.2.4 – 2.2.6.



Слика 2.2.4. Заузеће спектра за сензор пројектован за фреквенцијски померај од 30% референтног.



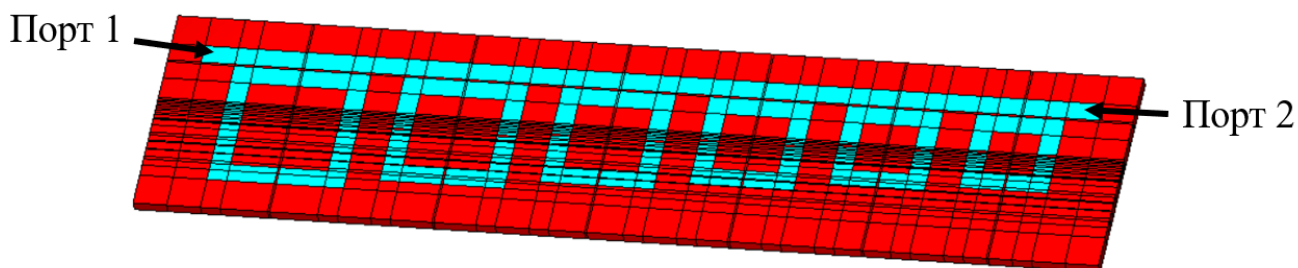
Слика 2.2.5. Заузеће спектра за сензор пројектован за фреквенцијски померај од 40% референтног.



Слика 2.2.6. Заузеће спектра за сензор пројектован за фреквенцијски померај од 50% референтног.

Последњи корак је формирање сензора од изабраних ћелија. Направљени су модели сензора у којем су изабране ћелије повезане преко секција водова чија је дужина мењана све док се резонантне учестаности сензора нису поклопиле са резонантним учестаностима појединачних ћелија. Финално растојање између ћелија износило је 5 mm, што отприлике одговара трострукој дебљини супстрата. Модел сензора пројектованог за фреквенцијски померај од 30% приказан је на слици 2.2.7.

Мерни системи на учестаностима које су близу њихове максималне радне учестаности обично имају лошије перформансе. Са слика 2.2.4 – 2.2.6 може се видети да је последња резонантна учестаност доста близу границе радног опсега мерног система која је 4,4 GHz. То је последица избора уске заштитне зоне од 100 MHz која је усвојена приликом формирања базе ћелија. За случај да перформансе мерног система буду незадовољавајуће на учестаностима близу 4,4 GHz, приказаним поступком направљен је и резервни скуп сензора код којих је заштитна зона проширена на 400 MHz, тј. горња граница за резонантну учестаност постављена је на 4 GHz. Пошто је целокупни опсег учестаности скраћен, резервни скуп сензора има мање ћелија од оригиналног сета. За пројектовани фреквенцијски померај од 30% у сензор се највише могло сместити пет, а за 40% и 50% по четири сензорске ћелије. У табели 2.2.3 приказане су вредности параметра  $a$  за све ћелије свих шест пројектованих сензора. Резонантне учестаности свих ћелија свих шест сензора дате су у табели 2.2.4.



Слика 2.2.7. Модел сензора пројектованог за фреквенцијски померај од 30% референтног.

Табела 2.2.3. Вредности параметра  $a$  за све ћелије свих шест пројектованих сензора.

Сензор	Дужина странице спољашњег квадрата прстена $a$ у mm
30%, опсег до 4,4 GHz	20,3; 18,5; 16,9; 15,5; 14,2; 13,1
40%, опсег до 4,4 GHz	19,5; 17,6; 15,9; 14,4; 13,1
50%, опсег до 4,4 GHz	19,1; 16,8; 14,8; 13,1
30%, опсег до 4 GHz	19,6; 17,9; 16,4; 15,1; 13,9
40%, опсег до 4 GHz	18,7; 16,9; 15,3; 13,9
50%, опсег до 4 GHz	20,2; 17,8; 15,7; 13,9

Табела 2.2.4. Резонантне учестаности за све ћелије свих шест пројектованих сензора.

Сензор	Резонантне учестаности ћелија у GHz
30%, опсег до 4,4 GHz	2,473; 2,758; 3,077; 3,424; 3,821; 4,24
40%, опсег до 4,4 GHz	2,593; 2,929; 3,318; 3,755; 4,24
50%, опсег до 4,4 GHz	2,658; 3,1; 3,625; 4,24
30%, опсег до 4 GHz	2,578; 2,87; 3,185; 3,53; 3,93
40%, опсег до 4 GHz	2,724; 3,077; 3,48; 3,93
50%, опсег до 4 GHz	2,488; 2,889; 3,37; 3,93

## 3. АРХИТЕКТУРА АНАЛИЗАТОРА МРЕЖА

Када се простопериодични сигнал пропусти кроз један од сензора описаних у претходном поглављу, у линеарном режиму се на излазу добија простопериодични сигнал исте учестаности као улазни сигнал, али промењене амплитуде и фазе. Промене амплитуде и фазе су директна последица карактеристика уређаја кроз који је сигнал пропуштен и могу се описати коефицијентима рефлексije и трансмисије. Коефицијенти рефлексije и трансмисије се у фреквенцијском домену описују параметрима расејања ( $s$ -параметрима). Параметри расејања у потпуности карактеришу микроталасне склопове у линеарном режиму рада [11], [12]. У нелинеарном режиму, склоп може променити учестаност сигнала са улаза (нпр. миксер) или се на излазу могу појавити додатни сигнали као што су хармоници и интермодулациони производи. У овом раду биће разматран искључиво линеарни режим.

Уређај који се користи за карактеризацију микроталасних склопова кроз мерење параметара расејања назива се анализатор мрежа. Параметри расејања су у општем случају комплексни бројеви, односно имају свој модул и своју фазу. Према томе да ли се помоћу њих може мерити само модул или и фаза  $s$ -параметара, анализатори мрежа се могу класификовати у скаларне или векторске. Скаларни анализатори мрежа мере искључиво модул параметара расејања, не дајући никакву информацију о фази. Они су по конструкцији много једноставнији, па су због тога и доста повољнији од векторских анализатора мрежа који мере и модул и фазу параметара расејања. У наставку поглавља биће описана архитектура анализатора мрежа у мери која је потребна за овај мастер рад.

### 3.1. Историјат анализатора мрежа

Код првих анализатора мрежа, поједине компоненте мерног система су били засебни уређаји које је корисник сам морао међусобно да повеже. Један такав векторски анализатор мрежа HP 8510b приказан је на слици 3.1.1. Предност оваквих модуларних уређаја јесте олакшана поправка/замена делова у случају квара. Мана им је гломазност, што их чини тешко преносивим.



Слика 3.1.1. Модуларни векторски анализатор мрежа HP 8510b [12].

Модерни анализатори мрежа су много компактнији, јер су у потпуности интегрисани уређаји. У истом кућишту се, поред микроталасних компоненти за мерење, налази интегрисани персонални рачунар. Пример модерног векторског анализатора мрежа је Agilent N5227A PNA приказан на слици 3.1.2.

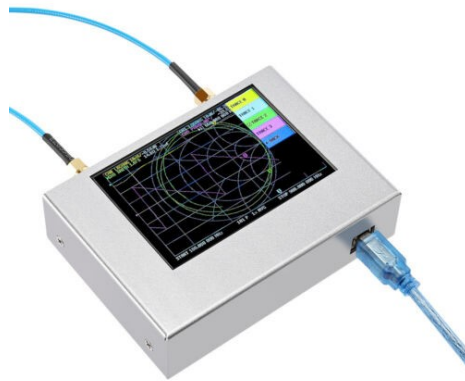


Слика 3.1.2. Интегрисани векторски анализатор мрежа Agilent N5227A PNA [12].

Оба до сада поменута анализатора мрежа су уређаји намењени за професионалну употребу. Анализатори мрежа се користе у индустријској производњи микроталасних компоненти и уређаја, где је неопходно проверити да ли производ задовољава спецификације које гарантује произвођач. Главни ограничавајући фактор за комерцијалнију примену професионалних анализатора мрежа у различитим областима представља њихова висока цена која често превазилази стотине хиљада долара [13]. Као корак ка комерцијализацији, на тржишту су се недавно појавиле повољније варијанте векторских анализатора мрежа које нуде могућност мерења параметара расејања за петстоти део цене професионалног уређаја. Поред тога што су знатно повољније цене у поређењу са професионалним уређајима, повољније варијанте анализатора мрежа су много мање по димензијама, што их чини лако преносивим. Пример једног таквог повољног анализатора мрежа је NanoVNA V2 Plus 4



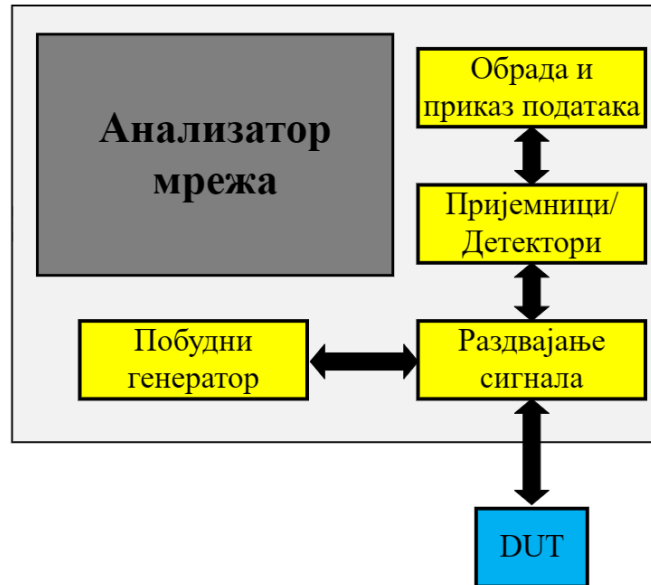
приказан на слици 3.1.3. Овакви повољнији анализатори мрежа су по правилу лошијих перформанси од професионалних уређаја. Разлика у перформансама може се у великој мери смањити коришћењем техника корекције грешака у мерењу, што је један од циљева овог рада. Примена повољнијих анализатора мрежа је за сада ограничена на учестаности до око 6 GHz, док професионални анализатори мрежа раде и на много вишим учестаностима, нпр. Agilent N5227A PNA ради до 67 GHz. Ипак, за већину неиндустријских примена на учестаностима до око 6 GHz, повољнији анализатори мрежа представљају одличну, много приступачнију алтернативу професионалним уређајима.



Слика 3.1.3. Повољна непрофесионална варијанта векторског анализатора мрежа NanoVNA V2 Plus 4 [14].

## 3.2. Структура анализатора мрежа

Блок шема анализатора мрежа приказана је на слици 3.2.1. У блок шеми се могу уочити четири главне компоненте анализатора мрежа које су неопходне за његово правилно функционисање: побудни генератор, део за раздвајање сигнала, пријемни/детекторски део и део за обраду и приказ података. Побудни генератор ствара побудни сигнал, тј. инцидентни талас који се шаље на приступ уређаја чији се параметри расејања мере (енг. *Device Under Test* – DUT). Када инцидентни талас дође до DUT-а, део таласа се рефлектује и враћа назад ка извору, а део пролази кроз DUT уколико је он двопортни. Како би се на приступима анализатора мрежа раздвојили инцидентни, рефлектовани и трансмитовани таласи, неопходан је део за раздвајање сигнала који прослеђује раздвојене сигнале до пријемника/детектора који их мере. Део за обраду и приказ података служи за израчунавање потребних величина, приказ мерних резултата на монитору и по жељи корисника, њихово чување у меморији.



Слика 3.2.1. Блок шема анализатора мрежа.

Приликом избора анализатора мрежа за систем за анализу ткива, примењена су три критеријума: могућност мерења модула коефицијента трансмисије сензора, приступачност и преносивост. Иако скаларни анализатор мрежа испуњава прва два услова, могућност корекције грешака у мерењу оваквих анализатора мрежа је веома ограничена, што за последицу има смањену прецизност мерења. Векторски анализатори мрежа нуде много ширу палету техника корекције грешака, па се њиховим коришћењем може добити знатно прецизније мерење. О техникама корекције грешака биће више речи у четвртом поглављу.

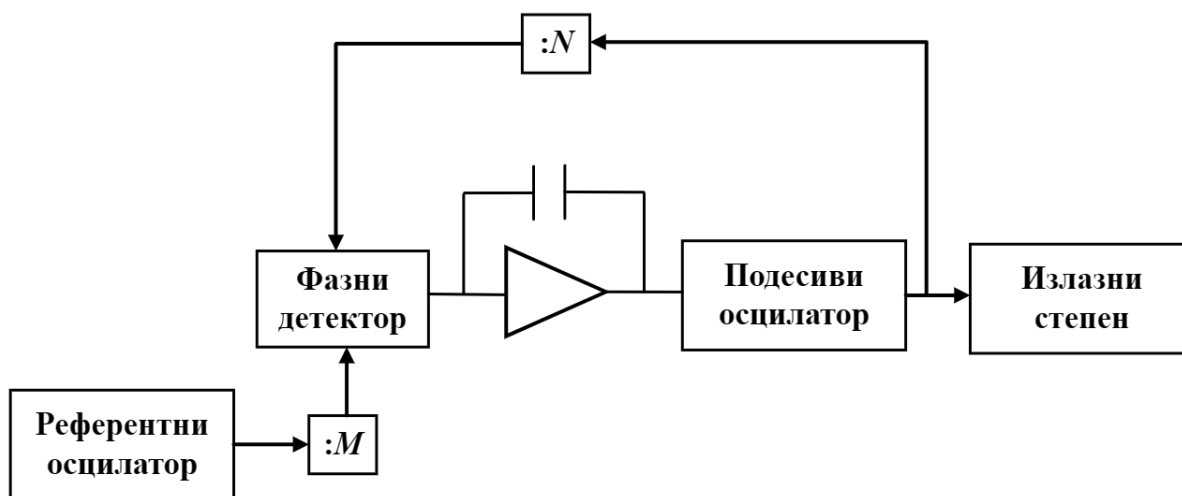
Поред тога, скаларни анализатори мрежа су све мање доступни на тржишту као готови уређаји, јер су векторски анализатори преузели примат због бољих карактеристика и све повољније цене. Иако се скаларни анализатор мрежа може лако самостално саставити уколико су доступне потребне компоненте, саме компоненте су често скупље од повољнијих верзија готових векторских анализатора мрежа. За мерну компоненту система је, због свега наведеног, одабрана повољна варијанта векторског анализатора мрежа NanoVNA V2 Plus 4 са слике 3.1.3, чији је радни опсег од 50 kHz до 4,4 GHz. У наставку потпоглавља биће детаљно описане појединачне компоненте анализатора мрежа и њихова реализација код NanoVNA V2 Plus 4.

### 3.2.1. Побудни генератор

За мерење коефицијената рефлексије и трансмисије неопходан је простопериодичан сигнал за побуду система. У модерним анализаторима мрежа, побудни генератор који обезбеђује побудни сигнал реализује се као синтетизатор учестаности чија је блок шема приказана на слици 3.2.1.1. У оквиру синтетизатора учестаности постоје два осцилатора која су међусобно спрегнута фазно контролисаном петљом (енг. *Phase Lock Loop*). Фазни детектор пореди  $M$ -ти део учестаности сигнала из референтног осцилатора са  $N$ -тим делом учестаности сигнала из подесивог осцилатора. Разлика учестаности (сигнал грешке) користи се за корекцију учестаности подесивог осцилатора. Петља се закључава када се сигнал грешке изједначи са нулом. Тада се на излазни степен побудног генератора прослеђује сигнал из подесивог осцилатора чија је учестаност пропорционална учестаности сигнала из референтног осцилатора. У оквиру излазног степена, врши се одржавање нивоа сигнала (енг.

*Automatic Level Control*) и његово евентуално слабљење, након чега се добија побудни сигнал генератора [12].

Референтни осцилатор мора бити изузетно стабилан, па се најчешће реализује као осцилатор са кристалом кварца. Подесиви осцилатор је обично осцилатор са YIG елементом (енг. *Yttrium Iron Garnet* – YIG), напонски контролисан осцилатор са варактор диодом (енг. *Voltage Controlled Oscillator* – VCO) или напонски контролисан кристални осцилатор са варактор диодом (енг. *Voltage Controlled Crystal Oscillator* – VCXO). У NanoVNA V2 Plus 4 налази се један синтетизатор базиран на VCXO (Si5351) који покрива опсег учестаности од 50 kHz до 140 MHz и још два синтетизатора базирана на VCO (ADF4350) који покривају опсег од 137,5 MHz до 4,4 GHz [14]. Поред функције побудног генератора, ови синтетизатори имају и додатну улогу локалних осцилатора у пријемном делу.



Слика 3.2.1.1. Блок шема синтетизатора учестаности.

### 3.2.2. Део за раздвајање сигнала

Када се сигнал са излаза побудног генератора доведе на побуђени приступ анализатора мрежа на који је везан DUT, део сигнала се рефлектује о DUT и враћа назад ка генератору. За израчунавање коефицијента рефлексије DUT-а, као односа интензитета рефлектованог и инцидентног таласа, неопходно је остварити појединачни пријем/детекцију сваког од сигнала. Део за раздвајање сигнала, познат и као тест сет, служи за раздвајање инцидентног и рефлектованог сигнала који се простиру истом линијом за пренос и њихово преусмеравање ка одговарајућим пријемницима/детекторима сигнала.

Приступи анализатора мрежа су такође део тест сета. У зависности од тога да ли се побудни сигнал прослеђује само на један или на оба приступа, разликују се T/R (енг. *Transmission/Reflection*) и s-параметар тест сет (енг. *s-parameter test set*) [12]. Анализатор мрежа са T/R тест сетом у једном мерењу може измерити параметре расејања само у једном смеру, односно елементе само једне колоне матрице s-параметара. За добијање преосталих параметара расејања неопходно је окренути DUT и извршити још једно мерење. Хардверска реализација анализатора мрежа са T/R тест сетом је једноставнија и повољнија од реализације са s-параметар тест сетом са којим се у једном мерењу могу измерити сви параметри расејања. Мана T/R тест сета је у томе што захтева додатно мерење и не омогућава директну примену најтачнијих метода за корекцију грешака у мерењу. Ипак, прецизност мерења на анализатору мрежа са T/R тест сетом, какав је NanoVNA V2 Plus 4,

може се побољшати коришћењем неке од техника корекције које ће бити детаљно описане у четвртом поглављу.

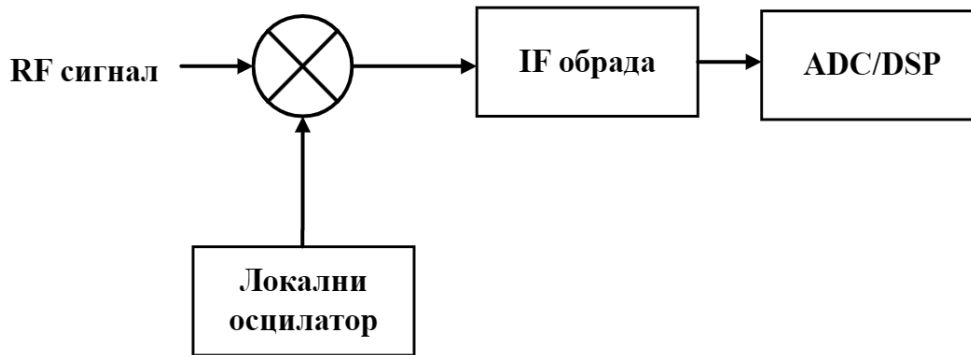
За издвајање инцидентног сигнала може се користити разделник снаге или усмерени спрежњак. Разделник снаге је много широкопојаснији и погоднији за рад на нижим учестаностима, али уноси губитке што за последицу има смањење динамичког опсега мерења. Иако ускопојаснији, усмерени спрежњак практично занемарљиво слаби сигнал у грани ка DUT-у. Реализација са разделником снаге је много повољнија од реализације са усмереним спрежњаком.

Рефлектовани сигнал се може издвојити помоћу усмереног моста или усмереног спрежњака. Усмерени мост је Витстонов мост на чију се једну дијагоналу доводи побудни сигнал, док се сигнал са друге дијагонале одводи на пријемник/детектор. Импеданса DUT-а који се налази у једној од грана одређује уравнотеженост моста. Ако је импеданса DUT-а једнака  $50 \Omega$ , измерени сигнал и на основу њега израчунат коефицијент рефлексије биће једнаки нули. У супротном, израчунати коефицијент рефлексије ће бити пропорционалан одступању импедансе DUT-а од  $50 \Omega$ . Реализација са усмереним мостом је широкопојаснија и повољнија од реализације са усмереним спрежњаком, али уноси веће губитке. Код NanoVNA V2 Plus 4, T/R тест сет је реализован помоћу разделника снаге и усмереног моста [14].

### 3.2.3. Пријемни/детекторски део

Део за раздвајање сигнала доводи сигнале на пријемни/детекторски део анализатора мрежа који служи за мерење инцидентног, рефлектованог и трансмитованог таласа. Детектори су уређаји који мере само амплитуду простопериодичних сигнала, док пријемници мере и фазу. Детектори се користе код скаларних анализатора мрежа и обично се реализују као диодни детектори. У векторским анализаторима мрежа се користе пријемници хетеродиног типа чија је упрошћена блок шема приказана на слици 3.2.3.1 [12]. Простопериодичан RF сигнал са улаза у пријемник се прво, мешањем са сигналом са локалног осцилатора, спушта на знатно нижу учестаност (енг. *Intermediate Frequency* – IF). Сигнал се затим може пропустити кроз филтар пропусник опсега учестаности (IF филтар) како би се повећао динамички опсег мерења и/или појачати, након чега се дигитализује у аналогно-дигиталном конвертеру (енг. *Analogue Digital Converter* – ADC). Као резултат се добија дигитални сигнал који се надаље може додатно обрађивати у јединици за дигиталну обраду сигнала (енг. *Digital Signal Processing* – DSP). Амплитуда IF сигнала на излазу биће пропорционална амплитуди полазног RF сигнала са познатим коефицијентом пропорционалности. Фазе IF и RF сигнала у општем случају неће бити исте због извршене конверзије. Међутим, промена фазе биће иста за два RF сигнала која се пропусте кроз пријемник, па ће се тражењем количника њихових комплексних представника у циљу одређивања параметара расејања фазна разлика између њих поништити [12].

Спуштање сигнала на IF учестаност се ради како би се олакшала реализација склопова за мерење. Уместо у целом опсегу учестаности који анализатор мрежа покрива, мерење се ради само на IF учестаности, што значајно поједностављује реализацију пријемног дела. Пријемни део NanoVNA V2 Plus 4 састоји се од AD8342 миксера и локалног осцилатора начињеног од синтетизатора описаних у делу о побудним генераторима, који врше конверзију на IF учестаност која је типично 12 kHz [14]. Након тога, сигнал пролази кроз појачавач сигнала ниских учестаности (енг. *Baseband Amplifier* – BBA) и дигитализује се помоћу 12-битног ADC уграђеног у GD32F303 микроконтролер који има и додатну функцију контроле појачања BBA [14].



Слика 3.2.3.1. Упростиена блок шема хетеродиног пријемника.

### 3.2.4. Обрада и приказ података

Након што пријемници измере инцидентни, рефлектовани и трансмитовани сигнал потребно је на основу њих израчунати параметре расејања и приказати их на екрану анализатора мрежа. То је задатак дела за обраду и приказ података. Модерни анализатори мрежа имају интегрисан рачунар са наменским софтвером који врши обраду над дигитализованим сигнаlima. Наменски софтвер омогућава подешавање мерних параметара, корекцију грешака у мерењу, избор формата у којем ће резултати бити приказани и њихово чување у меморији. Анализатори мрежа омогућавају и повезивање са екстерним рачунаром који може управљати мерењем, чувати измерене резултате и обрађивати их.

Повољнији анализатори мрежа, попут NanoVNA V2 Plus 4, могу се користити самостално (енг. *standalone*) или се могу повезати са рачунаром преко USB (енг. *Universal Serial Bus – USB*) прикључка. Наменски софтвер који долази уз NanoVNA V2 Plus 4 је ограничених могућности у односу на софтвер код професионалних уређаја, поготово са аспекта корекције грешака у мерењу. Та разлика се може надокнадити писањем сопственог софтвера за обраду мерних резултата (енг. *postprocessing*) или коришћењем неког од доступних готових софтвера.

## 4. КОРЕКЦИЈА РЕЗУЛТАТА МЕРЕЊА

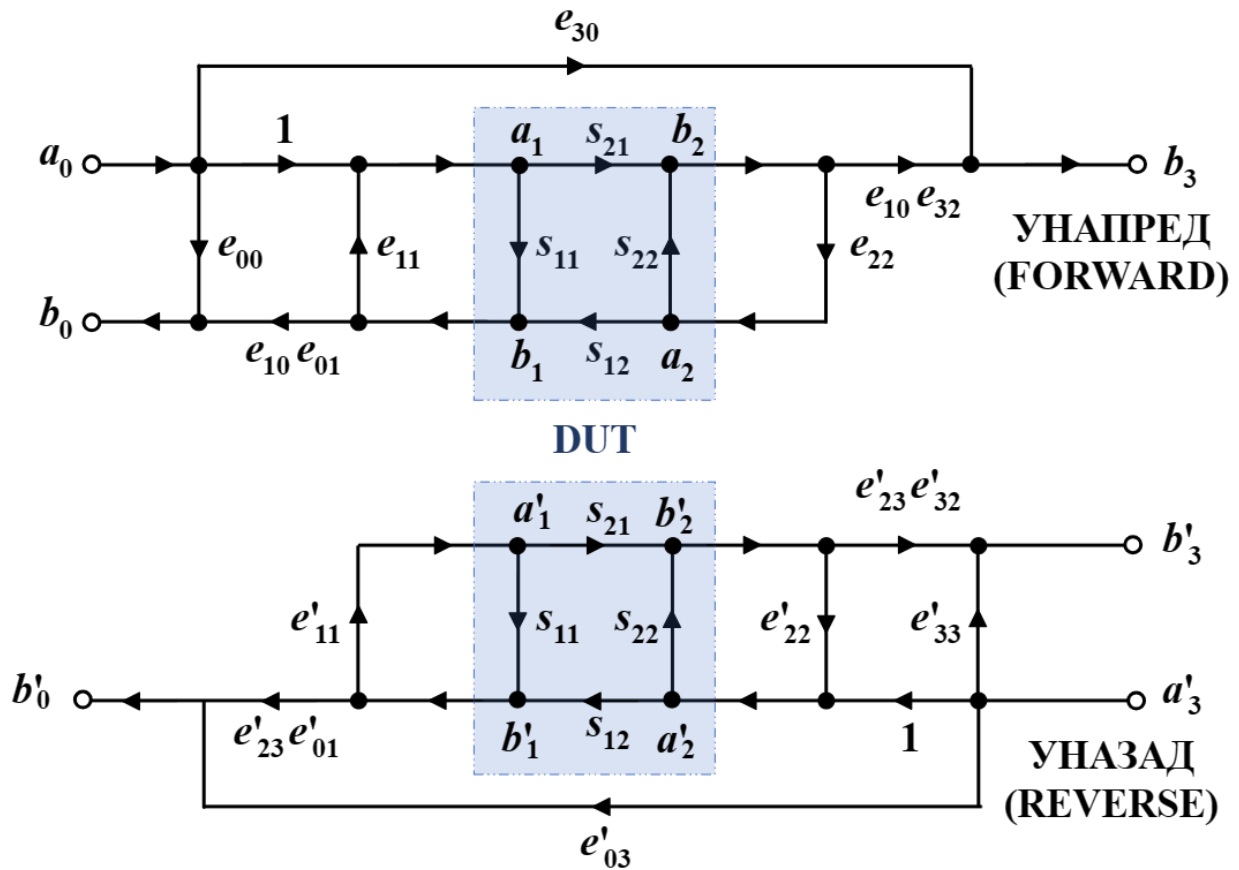
Анализа грешака резултата мерења значајна је како за њихову потенцијалну корекцију у циљу побољшања тачности мерења, тако и за процену мерне несигурности која је последица неотклоњених грешака. Грешке које се јављају приликом мерења параметара расејања на анализатору мрежа могу се класификовати у три групе. Првој групи припадају систематске грешке које су последица несавршености компоненти самог анализатора мрежа и каблова и конектора који служе за повезивање уређаја чији се  $s$ -параметри мере. Систематске грешке се могу предвидети и отклонити кроз процес калибрације. Другу групу чине случајне (енг. *random*) грешке које настају услед шума и поновљивости мерења којој највише доприносе конектори и преклопници унутар анализатора мрежа [12]. Случајне грешке се не могу отклонити кроз процес калибрације, јер нису предвидљиве. Трећој групи припадају грешке дрефта (енг. *drift*) које су последица промена у мерном систему насталих након калибрације услед варијације температуре у просторији или протока времена [12]. Грешке дрефта се отклањају поновном калибрацијом (рекалибрацијом) анализатора мрежа. Ово поглавље бавиће се искључиво анализом и корекцијом систематских грешака у мерењу кроз процес калибрације.

### 4.1. Модел грешке

Пре спровођења калибрације неопходно је формирати модел грешке при мерењу. У оквиру модела грешке јављају се непознати коефицијенти грешке који се израчунавају решавањем система независних једначина које описују модел грешке, а чије вредности добијамо мерењем познатих склопова (калибрационих стандарда). Најчешће коришћени модели грешке су са 12, 8 и 16 коефицијената грешке. Дванаесточлани модел грешке (енг. *12-term error model*) изведен је поједностављењем модела систематских грешака добијеног анализом блок шеме анализатора мрежа са  $s$ -параметар тест сетом са 3 пријемника [15]. Осмочлани модел грешке (енг. *8-term error model*) подразумева додавање мрежа које моделују систематске грешке мерења (енг. *error boxes*) са обе стране DUT-а са два приступа. Мреже које моделују грешке се могу интерпретирати као склопови непознатих параметара расејања у које су енкапсулиране несавршености мерног система. Шеснаесточлани модел грешке изведен је из осмочланог модела додавањем грешака цурења сигнала (енг. *leakage errors*) [15]. Без обзира на то који је модел грешке усвојен, процес калибрације подразумева одређивање непознатих коефицијената грешке и корекцију „сирових“ резултата мерења (енг. *raw measurement data*).

У овом раду, као полазна тачка за имплементацију различитих техника калибрације, изабран је модел са 12 коефицијената грешке приказан на слици 4.1.1 [12], [15]. Модел се састоји из два дијаграма тока сигнала. Горњи дијаграм је за смер од првог до другог приступа DUT-а (енг. *forward*), а доњи је за обрнути (енг. *reverse*) смер. У сваком дијаграму налази се по 6 коефицијената грешке означених са почетним словом  $e$ . Називи коефицијената грешки дати су у табели 4.1.1. Ознаке  $a_i$  и  $a_i'$  означавају инцидентне, а ознаке  $b_i$  и  $b_i'$  рефлектоване сигнале у  $i$ -тој равни посматрања (равни су нумерисане од 0 до 3). Пре калибрације непознати су стварни параметри расејања DUT-а који су дати у оквиру

дијаграма као  $s_{11}$ ,  $s_{21}$ ,  $s_{12}$  и  $s_{22}$ , као и коефицијенти грешке. Како би се одредили непознати коефицијенти грешке, а затим и параметри расејања DUT-а, уместо DUT-а треба најпре везати калибрационе стандарде за које су унапред познати параметри расејања. О калибрационим стандардима биће више речи у наредном одељку.



Слика 4.1.1. Дванаесточлани модел грешке.

Табела 4.1.1. Коефицијенти грешке код дванаесточланог модела грешке.

Ознака	Назив
$e_{00}, e_{33}'$	директивност (енг. <i>directivity</i> )
$e_{11}, e_{11}'$	прилагођење на првом приступу (енг. <i>port-1 match</i> )
$e_{22}, e_{22}'$	прилагођење на другом приступу (енг. <i>port-2 match</i> )
$e_{10}e_{01}, e_{23}'e_{32}'$	усаглашеност рефлексије (енг. <i>reflection tracking</i> )
$e_{10}e_{32}, e_{23}'e_{01}'$	усаглашеност трансмисије (енг. <i>transmission tracking</i> )
$e_{30}, e_{03}'$	изолација (енг. <i>leakage</i> )

## 4.2. Калибрациони стандарди

Избор калибрационих стандарда у великој мери утиче на процес калибрације. Теоријски, било који склоп може бити изабран као калибрациони стандард све док су му параметри расејања познати. Међутим, у пракси, уколико се за калибрационе стандарде узму превише слични склопови, систем једначина који треба решити по непознатим коефицијентима грешке постаје лоше условљен. Већина механичких калибрационих комплета (енг. *calibration kit*) због тога као једнопортне стандарде имају кратак спој (енг. *Short*), отворену везу (енг. *Open*) и прилагођење (енг. *Load*) [12]. Ови једнопортни стандарди, у идеалном случају, на свим учестаностима имају коефицијенте рефлексије  $-1$  (*Short*),  $0$  (*Load*) и  $1$  (*Open*). У пракси, такве стандарде није могуће направити. Из тог разлога, за реалне стандарде који долазе у калибрационом комплекту произвођач наводи карактеристике, односно дефиниције стандарда. Једнопортни стандарди обично се моделују као водови са завршцима. За вод из модела задаје се карактеристична импеданса (обично  $50 \Omega$ ), кашњење (у ps) и губици (у GΩ/s) [12]. Завршци се разликују за сваки стандард. За кратак спој завршетак се описује фреквенцијски зависном индуктивношћу

$$L_{\text{Short}} = L_0 + L_1 f + L_2 f^2 + L_3 f^3, \quad (4.2.1)$$

где су  $L_0$ ,  $L_1$ ,  $L_2$  и  $L_3$  параметри индуктивности, а  $f$  учестаност [12]. Аналогно томе, за отворену везу завршетак је описан фреквенцијски зависном капацитивношћу

$$C_{\text{Open}} = C_0 + C_1 f + C_2 f^2 + C_3 f^3, \quad (4.2.2)$$

где су  $C_0$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$  параметри капацитивности, а  $f$  учестаност [12]. Код прилагођења завршетак се описује отпорношћу.

Поред једнопортних стандарда, за калибрацију приликом мерења двопортних DUT-ова неопходан је и двопортни стандард. Најчешће коришћени двопортни стандард јесте директан спој (енг. *Thru*). Идеални директан спој на свим учестаностима има коефицијент трансмисије 1, а коефицијенти рефлексије на оба приступа су му једнаки 0. Најједноставнија



изведба директног споја је директан спој нулте дужине (енг. *zero-length thru*) који се добија директним спајањем прикључака преко којих је DUT био спојен. Директан спој нулте дужине има карактеристику идеалног директног споја, међутим није га могуће реализовати уколико су на оба приступа DUT-а конектори истог пола, као што је то случај са сензорима из овог рада који имају женске SMA (енг. *Subminiature version A – SMA*) конекторе на оба приступа. У том случају може се користити окарактерисани директан спој (енг. *characterized thru*) који се моделује секцијом вода чије карактеристике морају бити познате. Коришћење окарактерисаног директног споја је неповољнији избор у односу на директан спој нулте дужине, због могућих варијација карактеристика које доводе до мање тачног мерења. Добра алтернатива у односу на окарактерисани директан спој јесте коришћење технике замене једнаких адаптера (енг. *Swap Equal Adapters*) у којој се користе адаптери једнаких електричних карактеристика, али са различитом комбинацијом полова конектора на крајевима [12]. Такви адаптери обично долазе заједно са калибрационим стандардима у калибрационом комплекту.

Калибрациони стандарди у коаксијалној техници са женским конекторима типа 3,5 mm и адаптери потребни за технику замене једнаких адаптера из калибрационог комплекта HP 85052A приказани су на слици 4.2.1. Доле лево је основа *Open* стандарда, а поред њега је наставак који се умеће у основу зарад бољих перформанси. У средини су *Short* (лево) и *Load* стандард (десно). На врху су адаптери неопходни за технику замене једнаких адаптера.



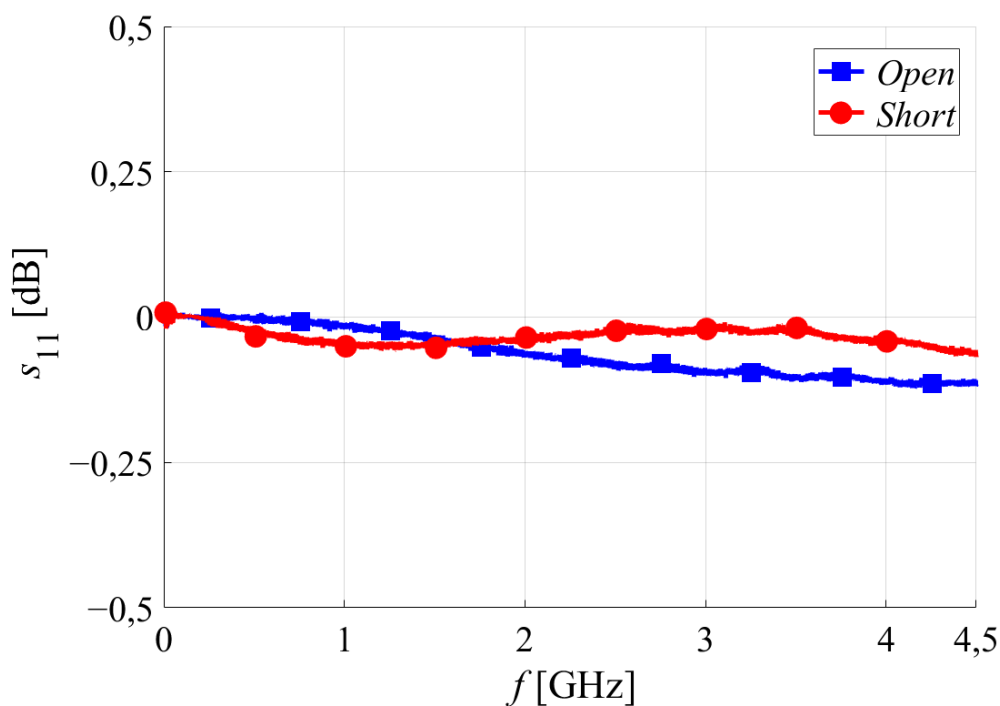
Слика 4.2.1. Део калибрационог комплекта HP 85052A [12].

Калибрациони комплекти који се добијају уз приступачне верзије анализатора мрежа, какав је NanoVNA, су далеко лошијег квалитета у односу на професионалне калибрационе комплете попут HP 85052A. На слици 4.2.2 приказан је калибрациони комплет за NanoVNA V2 Plus 4. С лева на десно на слици су *Open*, *Short*, *Thru* и *Load* стандард. Сви стандарди су мушког пола, па се приликом калибрације DUT-а са женским конекторима на оба краја мора додати *Thru* стандард као адаптер. У приступачном калибрационом комплекту не постоје адаптери за технику замене једнаких адаптера, па се мора користити окарактерисани *Thru* стандард приказан на слици 4.2.2. Додатно, *Open* стандард долази без игличастог наставка. Поред лошијег квалитета самих стандарда, највећа мана приступачног калибрационог комплекта је недостатак дефиниције стандарда. Једна опција за решавање тог проблема је коришћење дефиниција идеалних стандарда, што значајно квари квалитет мерења због одступања реалних стандарда од дефиниције. Како би се побољшао квалитет мерења без

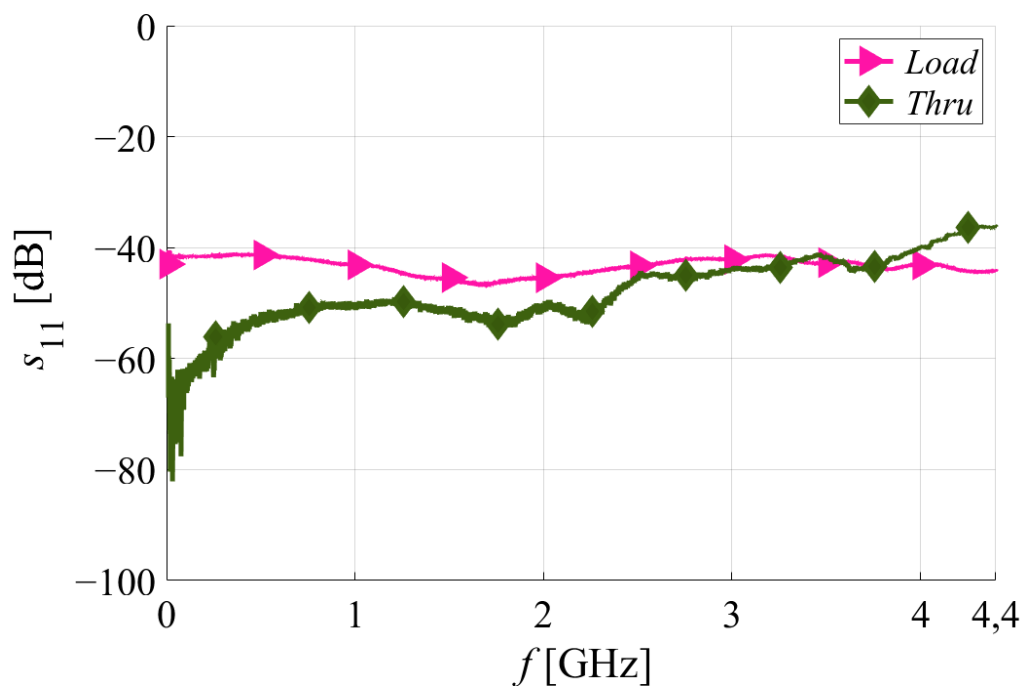
коришћења скупог професионалног калибрационог комплета, параметри расејања калибрационих стандарда добијених уз NanoVNA су најпре измерени на професионалном анализатору мрежа Agilent N5227A. Модули измерених параметара расејања калибрационих стандарда приказани су на сликама 4.2.3 – 4.2.5. Мерења са професионалног анализатора мрежа су сачувана и коришћена као дефиниције стандарда приликом реализације свих калибрационих поступака о којима ће бити речи у наставку.



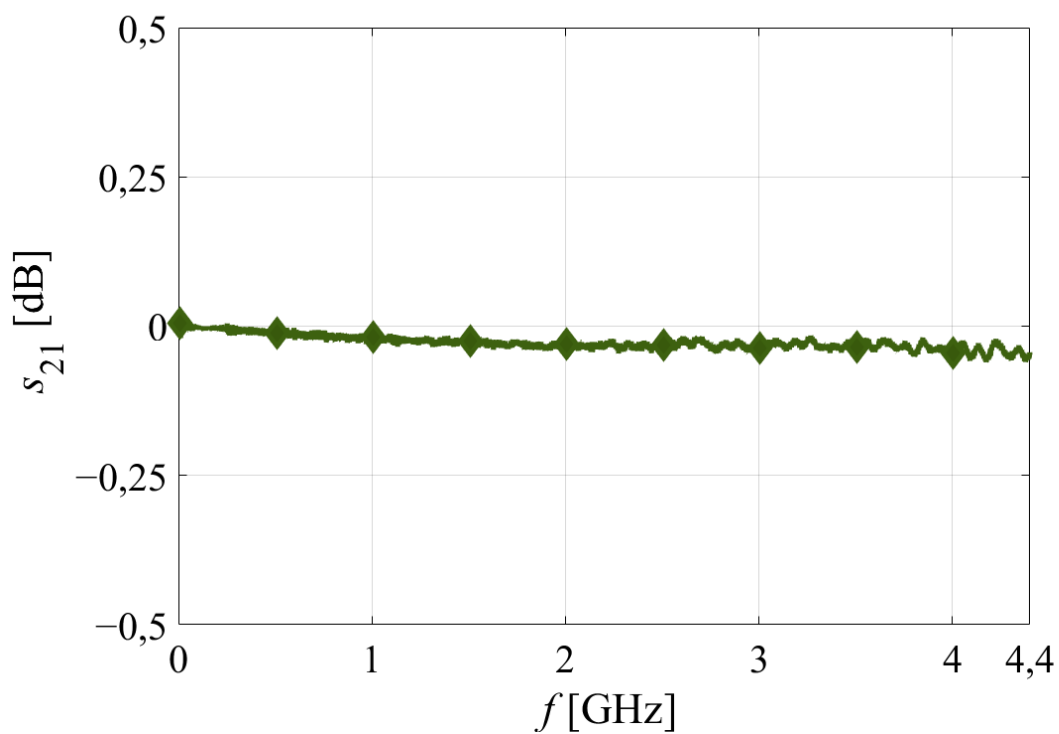
Слика 4.2.2. Калибрациони комплет уз NanoVNA V2 Plus 4 [14].



Слика 4.2.3. Измерени модули коефицијента рефлексије *Open* и *Short* стандарда из калибрационог комплета уз NanoVNA V2 Plus 4.



Слика 4.2.4. Измерени модули коефицијента рефлексије *Load* и *Thru* стандарда из калибрационог комплета уз NanoVNA V2 Plus 4.



Слика 4.2.5. Измерен модул коефицијента трансмисије *Thru* стандарда из калибрационог комплета уз NanoVNA V2 Plus 4.

### 4.3. Калибрационе технике

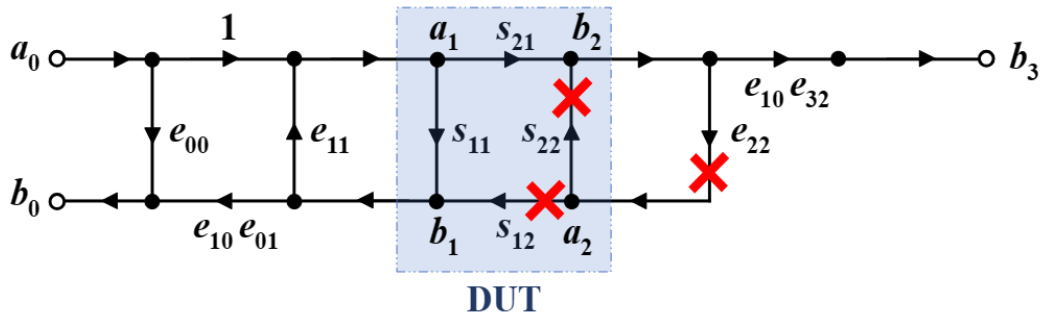
Најчешће коришћена техника калибрације за двопортне уређаје, заснована на приказаном дванаесточланом моделу грешке, јесте потпуна двопортна калибрација (енг. *Full 2-port calibration*) [15]. Како би се израчунало 12 непознатих коефицијената грешке, неопходно је 12 независних једначина које се добијају мерењем калибрационих стандарда. Најпре се на први приступ вежу стандарди *Short*, *Open* и *Load* и за сваки прикључен стандард измери се коефицијент рефлексије. На тај начин добијају се 3 једначине. Исти поступак се понови и за други приступ, па се добијају још 3 једначине. Затим се веже *Thru* стандард и измере се сва 4 параметра расејања. На тај начин добијају се још 4 независне једначине. Добијени систем од 10 једначина довољан је за одређивање 10 коефицијената грешке који остају приликом елиминације изолационих чланова  $e_{30}$  и  $e_{03}$  из модела са слике 4.1.1. Занемаривањем изолационих чланова добија се често коришћени десеточлани модел грешке (енг. *10-term error model*).

Како би се додатно одредили изолациони чланови, неопходно је извршити још једно мерење, у ком се на оба приступа веже по један *Load* стандард и измере се коефицијенти трансмисије у оба смера, што као резултат даје још две једначине. Додавањем те две једначине формираном систему од 10 једначина добија се потпуни систем од 12 једначина из којег се могу одредити свих 12 непознатих коефицијената грешке. Одређивање изолационих чланова обично није неопходно, будући да је преслушавање између портова професионалних анализатора мрежа довољно мало да се може занемарити у већини практичних примена. Међутим, код приступачних анализатора мрежа, какав је NanoVNA, портови су међусобно врло близу и нису најбоље изоловани, па преслушавање између њих није занемарљиво. Као последица тога, на таквим уређајима има смисла радити мерење изолације и за склопове за које се на професионалном уређају то мерење не би радило.

У трећем поглављу, описане су две могуће реализације тест сета код анализатора мрежа (T/R са побудом на само једном приступу и *s*-параметар тест сет са побудом на оба приступа). За разлику од професионалног векторског анализатора мрежа Agilent N5227A који поседује *s*-параметар тест сет, приступачнији анализатор мрежа NanoVNA има побуду само на првом приступу, тј. има T/R тест сет. Непостојање побуде на другом приступу уноси значајно ограничење приликом процеса калибрације, будући да се претходно описана потпуна двопортна калибрација не може директно користити. У наредном делу биће представљене технике калибрације које се могу имплементирати за NanoVNA.

#### 4.3.1. *Enhanced Response* калибрација без корекције изолације

Најједноставнија калибрација за мерење двопортних склопова која се може имплементирати на анализатору мрежа са T/R тест сетом јесте *Enhanced Response* калибрација без корекције изолације [12]. Из дванаесточланог модела грешке издваја се модел грешке у смеру унапред (*Forward*) са 6 коефицијената грешке. Елиминацијом изолационог члана, преостаје 5 непознатих коефицијената грешке. Будући да се на анализатору мрежа са T/R тест сетом могу директно измерити само  $s_{11}$  и  $s_{21}$ , потребно је елиминисати гране  $s_{22}$  и  $s_{12}$  тако што се члан  $e_{22}$  изједначи са нулом, чиме се та грана ефективно уклања из дијаграма тока сигнала. Тиме се занемарује рефлексија сигнала о други приступ што је праћено одговарајућом променом коефицијента  $e_{10}e_{32}$ , а све ово генерално повећава мерну несигурност. Комплетан дијаграм тока сигнала модела грешке за *Enhanced Response* калибрацију без одређивања изолације дат је на слици 4.3.1.1.



Слика 4.3.1.1. Модел грешке за *Enhanced Response* калибрацију без одређивања изолације.

Да би се одредила преостала 4 коефицијента грешке, најпре се на први приступ вежу *Short*, *Open* и *Load* стандард и за сваки се измери коефицијент рефлексије на датој учестаности. На тај начин се, користећи дијаграм тока сигнала са слике 4.3.1.1, добијају 3 једначине у којима фигуришу коефицијенти грешке  $e_{00}$ ,  $e_{11}$  и  $e_{10}e_{01}$

$$s_{11\text{OPEN}}^m = e_{00} + \frac{s_{11\text{OPEN}} e_{10} e_{01}}{1 - e_{11} s_{11\text{OPEN}}}, \quad (4.3.1.1)$$

$$s_{11\text{SHORT}}^m = e_{00} + \frac{s_{11\text{SHORT}} e_{10} e_{01}}{1 - e_{11} s_{11\text{SHORT}}}, \quad (4.3.1.2)$$

$$s_{11\text{LOAD}}^m = e_{00} + \frac{s_{11\text{LOAD}} e_{10} e_{01}}{1 - e_{11} s_{11\text{LOAD}}}, \quad (4.3.1.3)$$

где су  $s_{11\text{OPEN}}^m$ ,  $s_{11\text{SHORT}}^m$  и  $s_{11\text{LOAD}}^m$  измерени коефицијенти рефлексије, а  $s_{11\text{OPEN}}$ ,  $s_{11\text{SHORT}}$  и  $s_{11\text{LOAD}}$  дефиниције одговарајућих стандарда. Решавањем система (4.3.1.1) – (4.3.1.3) добијају се непознати коефицијенти грешке  $e_{00}$ ,  $e_{11}$  и  $e_{10}e_{01}$ . Након тога, веже се *Thru* стандард и измери се коефицијент трансмисије чиме се добија једначина у којој фигурише непознати коефицијент  $e_{10}e_{32}$

$$s_{21\text{THRU}}^m = \frac{s_{21\text{THRU}} e_{10} e_{32}}{1 - e_{11} s_{11\text{THRU}}}, \quad (4.3.1.4)$$

где је  $s_{21\text{THRU}}^m$  измерен коефицијент трансмисије, а  $s_{11\text{THRU}}$  и  $s_{21\text{THRU}}$  су дефиниције *Thru* стандарда. Решавањем (4.3.1.4) по непознатом коефицијенту  $e_{10}e_{32}$  комплетирано је израчунавање свих коефицијента грешке из модела са слике 4.3.1.1. Треба напоменути да у (4.3.1.4) фигурише и коефицијент  $e_{11}$  који је израчунат решавањем система (4.3.1.1) – (4.3.1.3).

Последњи корак у *Enhanced Response* калибрацији без одређивања изолације јесте екстракција параметара расејања DUT-а. Након везивања DUT-а, измере се коефицијенти рефлексије и трансмисије. Из дијаграма тока сигнала са слике 4.3.1.1 следе једначине

$$s_{11}^m = e_{00} + \frac{s_{11} e_{10} e_{01}}{1 - e_{11} s_{11}}, \quad (4.3.1.5)$$

$$s_{21}^m = \frac{s_{21} e_{10} e_{32}}{1 - e_{11} s_{11}}, \quad (4.3.1.6)$$

где су  $s_{11}^m$  и  $s_{21}^m$  измерени, а  $s_{11}$  и  $s_{21}$  стварни параметри расејања DUT-а. Систем (4.3.1.5) – (4.3.1.6) је погодно решити тако што се најпре (4.3.1.5) реши по  $s_{11}$ , добијена вредност се замени у (4.3.1.6) која се затим реши по  $s_{21}$ . Као резултат, добијају се екстраховани реални параметри расејања DUT-а за побуду на првом приступу чиме је процес калибрације завршен.

#### 4.3.2. Двопортна калибрација са обртањем DUT-а без корекције изолације

Главна мотивација за коришћење *Enhanced Response* калибрације била је чињеница да се помоћу анализатора мрежа са T/R тест сетом не могу истовремено измерити сви параметри расејања двопортног DUT-а. Пошто је побуда увек на првом порту анализатора мрежа, једини начин да се измери комплетна матрица  $s$ -параметара DUT-а на датој учестаности јесте да се DUT након првог мерења обрне тако да се побуда доведе на његов други приступ и да се мерење понови. Формално, обртање DUT-а се може описати дијаграмом тока сигнала у смеру уназад (*Reverse*) модела грешке са слике 4.1.1, при чему нулта и трећа равна посматрања одговарају равнима у којој су други и први порт анализатора мрежа, редом. Будући да се иза њих налази исти физички склоп, коефицијенти грешке морају испуњавати релације

$$e_{33}' = e_{00}, \quad (4.3.2.1)$$

$$e_{22}' = e_{11}, \quad (4.3.2.2)$$

$$e_{11}' = e_{22}, \quad (4.3.2.3)$$

$$e_{23}' e_{32}' = e_{10} e_{01} \text{ и} \quad (4.3.2.4)$$

$$e_{23}' e_{01}' = e_{10} e_{32}. \quad (4.3.2.5)$$

Обртање DUT-а отвара могућност коришћења дванаесточланог модела грешке са слике 4.1.1 уз релације (4.3.2.1) – (4.3.2.5), без потребе да се елиминише грана са коефицијентом  $e_{22}$ , као на слици 4.3.1.1. Калибрација заснована на таквом моделу грешке, из којег су додатно елиминисани изолациони чланови, названа је двопортном калибрацијом са обртањем DUT-а без корекције изолације. Поступак калибрације започиње истоветно као код *Enhanced Response* калибрације, везивањем једнопортних стандарда и решавањем система (4.3.1.1) – (4.3.1.3) по непознатим коефицијентима грешке из модела унапред (*Forward*). Једнакости (4.3.2.1), (4.3.2.2) и (4.3.2.4) дају одговарајуће коефицијенте грешке из модела уназад (*Reverse*). На тај начин израчунато је 6 од укупно 10 коефицијената грешке. Преостала 4 коефицијента добијају се везивањем *Thru* стандарда. Сматрајући да је *Thru* стандард симетричан и реципрочан, нема потребе радити двоструко мерење са обртањем стандарда. Из дијаграма тока сигнала за модел унапред (*Forward*) следи

$$s_{11\text{THRU}}^m = e_{00} + e_{10} e_{01} \frac{s_{11\text{THRU}} - e_{22} \Delta s_{\text{THRU}}}{1 - e_{11} s_{11\text{THRU}} - e_{22} s_{22\text{THRU}} + e_{11} e_{22} \Delta s_{\text{THRU}}}, \quad (4.3.2.6)$$

$$s_{21\text{THRU}}^m = \frac{e_{10} e_{32} s_{21\text{THRU}}}{1 - e_{11} s_{11\text{THRU}} - e_{22} s_{22\text{THRU}} + e_{11} e_{22} \Delta s_{\text{THRU}}}, \quad (4.3.2.7)$$

где су  $s_{11\text{THRU}}^m$  и  $s_{21\text{THRU}}^m$  измерени,  $s_{ij\text{THRU}}$  стварни  $s$ -параметри *Thru* стандарда ( $i, j \in \{1, 2\}$ ), а  $\Delta s_{\text{THRU}}$  детерминанта матрице  $s$ -параметара *Thru* стандарда која се рачуна помоћу

$$\Delta s_{\text{THRU}} = s_{11\text{THRU}} s_{22\text{THRU}} - s_{12\text{THRU}} s_{21\text{THRU}}. \quad (4.3.2.8)$$

Решавањем система (4.3.2.6) – (4.3.2.7) уз (4.3.2.8) добијају се  $e_{22}$  и  $e_{10}e_{32}$ . Из (4.3.2.3) и (4.3.2.5) се затим одређују коефицијенти  $e_{11}'$  и  $e_{23}'e_{01}'$ , чиме је израчунато свих 10 непознатих коефицијената. На овај начин раније развијене рутине за пуну двопортну калибрацију могу се искористити и у случају анализатора мрежа са T/R тест сетом, а у односу на *Enhanced Response* калибрацију није занемарена рефлексија описана чланом  $e_{22}$  на слици 4.3.1.1. За екстракцију  $s$ -параметара DUT-а потребна су, у општем случају, још два мерења, односно мора се користити обртање DUT-а (уколико DUT није симетричан и реципрочан). Као резултат та два мерења добијају се сва четири параметра расејања. Из модела грешке са слике 4.1.1 следи

$$s_{11}^m = e_{00} + e_{10}e_{01} \frac{s_{11} - e_{22}\Delta s}{1 - e_{11}s_{11} - e_{22}s_{22} + e_{11}e_{22}\Delta s}, \quad (4.3.2.9)$$

$$s_{21}^m = \frac{e_{10}e_{32}s_{21}}{1 - e_{11}s_{11} - e_{22}s_{22} + e_{11}e_{22}\Delta s}, \quad (4.3.2.10)$$

$$s_{22}^m = e_{33}' + e_{23}'e_{32}' \frac{s_{22} - e_{11}'\Delta s}{1 - e_{11}'s_{11} - e_{22}'s_{22} + e_{11}'e_{22}'\Delta s}, \quad (4.3.2.11)$$

$$s_{12}^m = \frac{e_{23}'e_{01}'s_{12}}{1 - e_{11}'s_{11} - e_{22}'s_{22} + e_{11}'e_{22}'\Delta s}, \quad (4.3.2.12)$$

где су  $s_{ij}^m$  измерени,  $s_{ij}$  стварни параметри расејања DUT-а ( $i, j \in \{1, 2\}$ ), а  $\Delta s$  детерминанта матрице  $s$ -параметара DUT-а која се рачуна помоћу

$$\Delta s = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}. \quad (4.3.2.13)$$

Решавањем система (4.3.2.9) – (4.3.2.12) уз (4.3.2.13) и одређене коефицијенте грешке добијају се екстраховани реални параметри DUT-а чиме се процес калибрације завршава.

#### 4.3.3. Двопортна калибрација без обртања DUT-а и без корекције изолације

Обртање DUT-а код претходно описане калибрације уноси додатно мерење у односу на *Enhanced Response* калибрацију без корекције изолације. Поред што тачнијег мерења, важан критеријум при избору калибрационе технике представља и неопходан број мерења који се мора извршити. Приликом везивања и развезивања уређаја, временом долази до оштећења његових конектора. Смањивање броја мерења у оквиру калибрације због тога може значајно продужити животни век уређаја.

Уколико претпоставимо да је DUT идеално симетричан и реципрочан, из једначина (4.3.2.9) – (4.3.2.13) уз (4.3.2.1) – (4.3.2.5) следе релације

$$s_{22}^m = s_{11}^m, \quad (4.3.3.1)$$

$$s_{12}^m = s_{21}^m, \quad (4.3.3.2)$$

где су  $s_{ij}^m$  измерени параметри расејања DUT-а ( $i, j \in \{1, 2\}$ ). Из (4.3.3.1) и (4.3.3.2) следи да је за одређивање комплетне матрице измерених  $s$ -параметара довољно само једно везивање DUT-а, тј. да нема потребе за његовим обртањем. Сличан закључак примењен је приликом везивања *Thru* стандарда код двопортне калибрације са обртањем DUT-а.

Поступак двопортне калибрације без обртања DUT-а исти је као код калибрације са обртањем DUT-а све до екстракције параметара расејања. Уз претпоставку да је DUT

симетричан и реципрочан, једначине (4.3.2.11) и (4.3.2.12) постају еквивалентне једначинама (4.3.2.9) и (4.3.2.10). Као последица тога, да би се одредила комплетна матрица екстрахованих  $s$ -параметара DUT-а довољно је решити систем (4.3.2.9) – (4.3.2.10).

#### 4.3.4. Калибрације са корекцијом изолације

Изолациони чланови модела грешке приказаног на слици 4.1.1 моделују цурење сигнала између два приступа анализатора мрежа које не протиче кроз DUT. У до сада приказаним калибрационим техникама, ови чланови су били занемарени. Уколико се параметри расејања сензора мере на професионалном анализатору мрежа занемаривање изолационог члана је оправдано. Међутим, приступачни анализатори мрежа какав је NanoVNA, због своје физичке реализације, имају лошију изолацију између портова. Преслушавање између портова NanoVNA може се проценити тако што се на оба порта веже по један *Load* стандард, а затим измери  $s_{21}$ . Измерена карактеристика преслушавања приказана је на слици 4.3.4.1. Са те слике може се видети да се изолација између портова нагло погоршава на учестаностима преко 3,5 GHz и достиже максималну вредност од око -40 dB.

Пошто радни опсег учестаности сензора обухвата област учестаности са лошијом изолацијом има смисла укључити изолациони члан у претходно разматране калибрације. Изолациони члан израчунава се на исти начин за све калибрације

$$e_{30} = s_{21\text{ISOLATION}}^m, \quad (4.3.4.1)$$

где је  $s_{21\text{ISOLATION}}^m$  измерени коефицијент трансмисије између портова 1 и 2 када се на оба порта веже по један *Load* стандард.

Код *Enhanced Response* калибрације, укључивање изолационог члана мења једначине (4.3.1.4) и (4.3.1.6), тако да оне редом постају

$$s_{21\text{THRU}}^m = e_{30} + \frac{s_{21\text{THRU}} e_{10} e_{32}}{1 - e_{11} s_{11\text{THRU}}}, \quad (4.3.4.2)$$

$$s_{21}^m = e_{30} + \frac{s_{21} e_{10} e_{32}}{1 - e_{11} s_{11}}. \quad (4.3.4.3)$$

Из (4.3.4.2) – (4.3.4.3) може се уочити да се за екстракцију параметара расејања DUT-а могу искористити аналитичка решења система једначина (4.3.1.5) – (4.3.1.6) уз увођење смена

$$s_{21\text{THRU}}^{m'} = s_{21\text{THRU}}^m - e_{30}, \quad (4.3.4.4)$$

$$s_{21}^{m'} = s_{21}^m - e_{30}, \quad (4.3.4.5)$$

где су  $s_{21\text{THRU}}^m$  и  $s_{21}^m$  коефицијенти трансмисије из израза за калибрацију без корекције изолације, док су  $s_{21\text{THRU}}^{m'}$  и  $s_{21}^{m'}$  нови коефицијенти трансмисије које треба користити у аналитичком решењу система (4.3.1.5) – (4.3.1.6) како би се урачунала корекција изолације.

На сличан начин, корекција изолације се може увести и за калибрације описане у одељцима 4.3.2 – 4.3.3. Једначинама (4.3.4.4) – (4.3.4.5) додаје се једначина

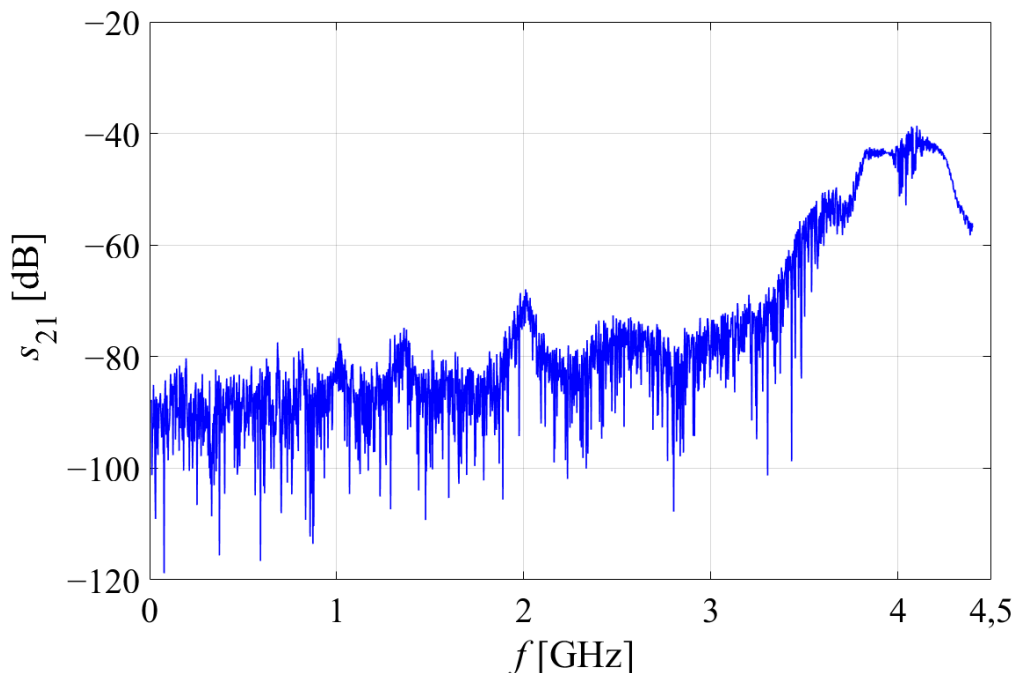
$$s_{12}^{m'} = s_{12}^m - e_{03}', \quad (4.3.4.6)$$

уз исте ознаке као у (4.3.4.5), при чему важи



$$e_{03}' = e_{30}. \quad (4.3.4.7)$$

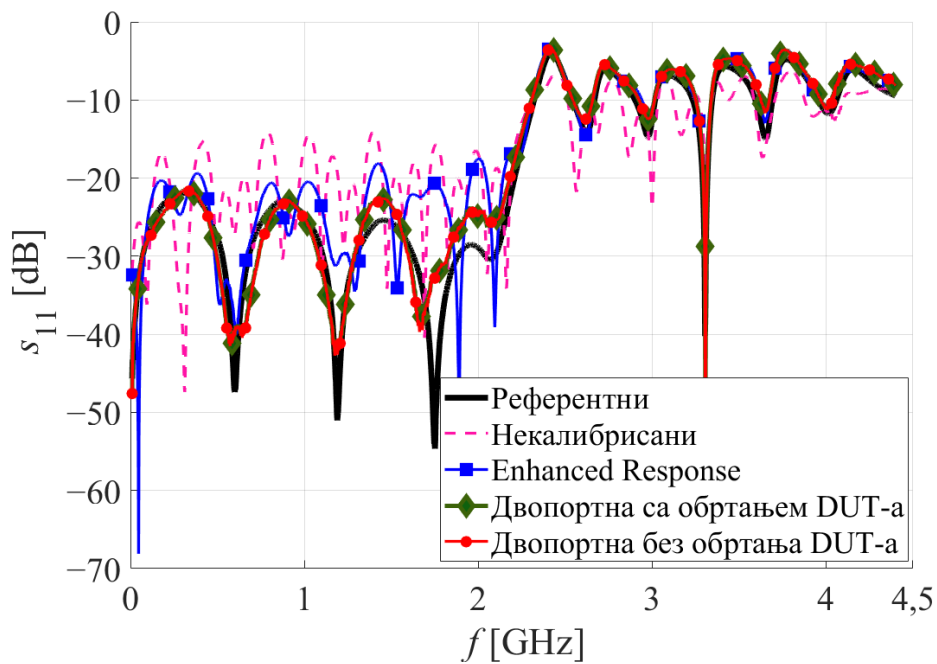
Главни проблем код корекције изолације, поред додавања још једног мерења у калибрациону процедуру, јесте неопходност два *Load* стандарда. У приступачном калибрационом комплету постоји само један *Load* стандард. Набављање још једног *Load* стандарда повећава цену система за анализу ткива. У наредном одељку биће упоређени резултати мерења сензора са шест ћелија са примењеним техникама калибрације са и без корекције изолације.



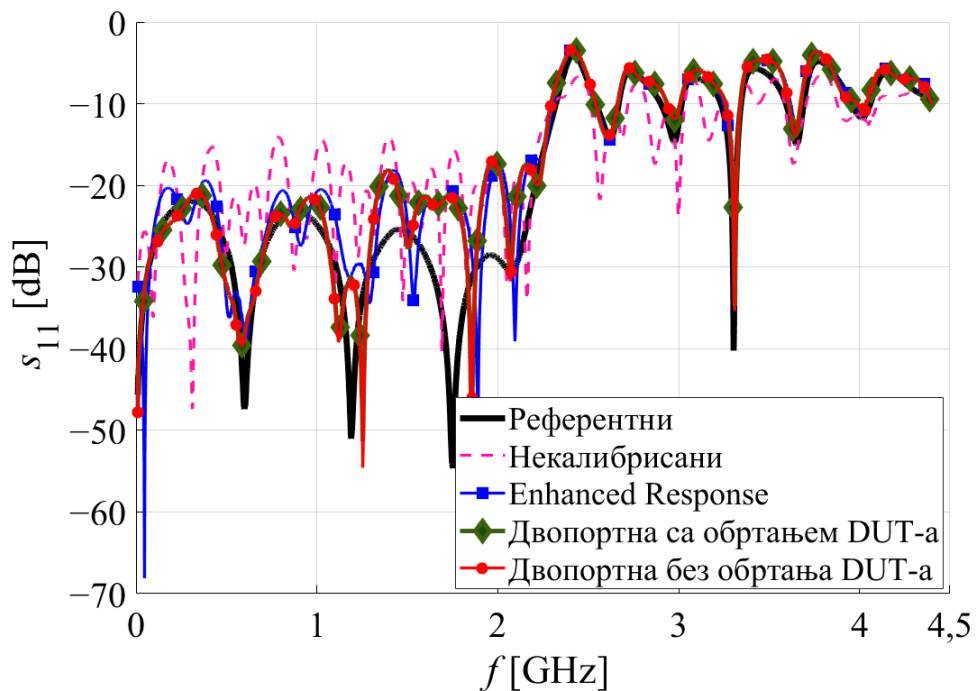
Слика 4.3.4.1. Карактеристика преслушавања између портова NanoVNA.

#### 4.4. Поређење калибрационих техника

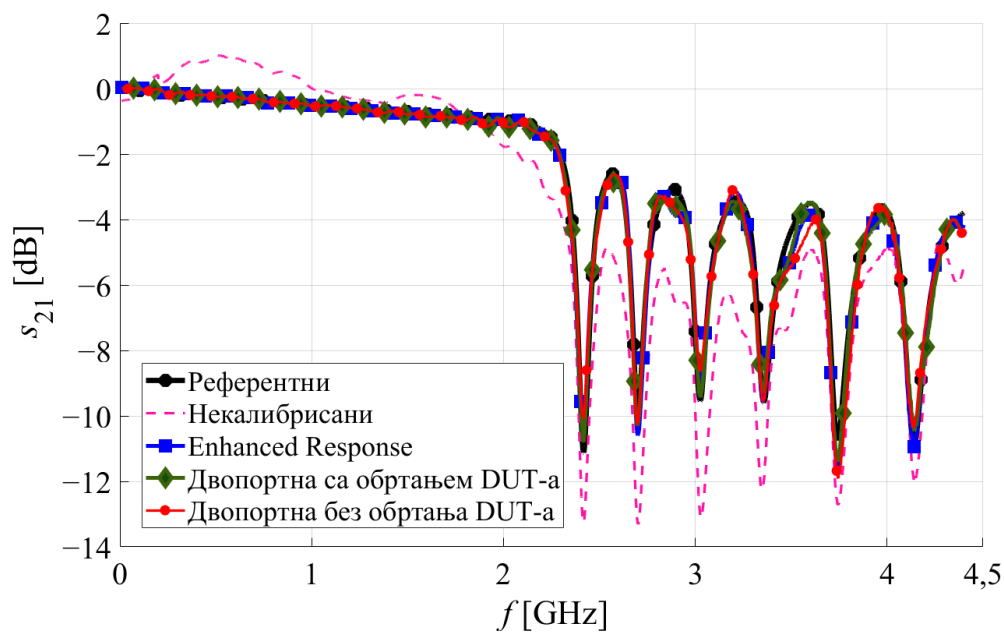
Модули  $s_{11}$  и  $s_{21}$  сензора са шест ћелија су измерени на NanoVNA у опсегу учестаности од 10 MHz до 4,4 GHz, а затим је уређена корекција мерења коришћењем описаних техника калибрације. Референтно мерење урађено је на професионалном анализатору мрежа Agilent N5227A. Резултати су дати на сликама 4.4.1 – 4.4.4. Са слика 4.4.1 – 4.4.4 може се видети да свака од имплементираних калибрација побољшава квалитет мерења. Све калибрације дају практично исти резултат за модул коефицијента трансмисије. Значајније разлике постоје код модула коефицијента рефлексije где *Enhanced Response* калибрација, очекивано, показује нешто лошије перформансе због занемаривања рефлексije сигнала о други порт.



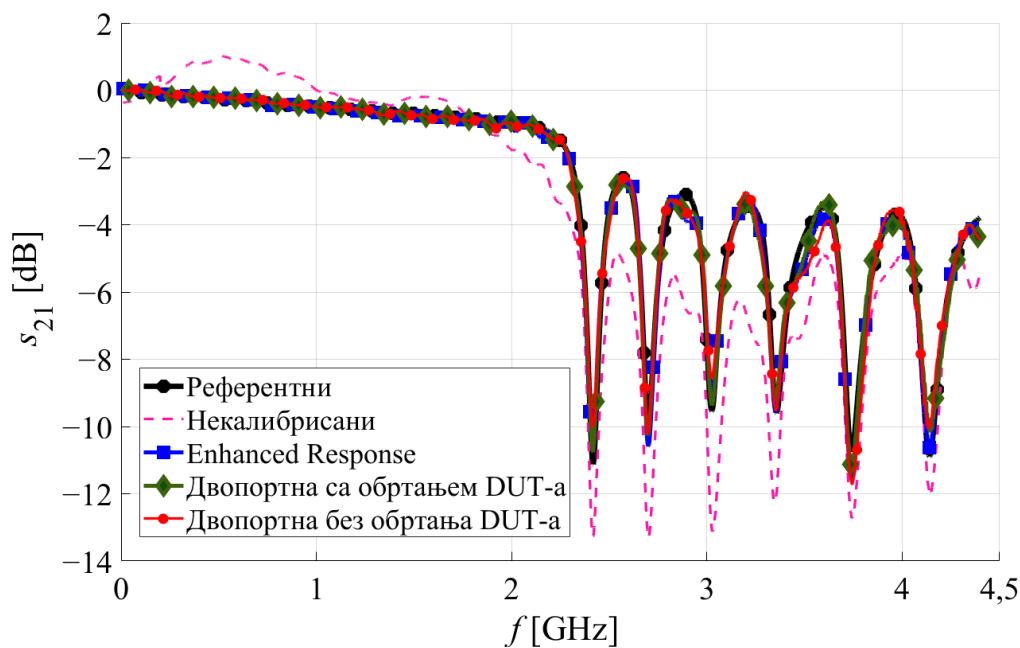
Слика 4.4.1. Измерени коефицијент рефлексије сензора са шест хелија коригован коришћењем различитих техника калибрације без корекције изолације.



Слика 4.4.2. Измерени коефицијент рефлексије сензора са шест хелија коригован коришћењем различитих техника калибрације са корекцијом изолације.



Слика 4.4.3. Измерени коефицијент трансмисије сензора са шест хелија коригован коришћењем различитих техника калибрације без корекције изолације.



Слика 4.4.4. Измерени коефицијент трансмисије сензора са шест хелија коригован коришћењем различитих техника калибрације са корекцијом изолације.

Како би се јасније уочиле разлике између коришћених техника калибрације, за сваку калибрацију понаособ израчунато је одступање коефицијената рефлексије и трансмисије у односу на референтно мерење помоћу

$$e = \left| s_{ij} - s_{ij}^{\text{ref}} \right|, \quad (4.4.1)$$

где је  $e$  грешка, а  $s_{ij}$  и  $s_{ij}^{\text{ref}}$  комплексни параметри расејања добијени корекцијом мерења на NanoVNA коришћењем неке од техника калибрације и референтним мерењем, редом ( $i, j \in \{1, 2\}$ ). Грешка дефинисана изразом (4.4.1) узима у обзир не само разлику у модулу, већ и разлику у фази између  $s_{ij}$  и  $s_{ij}^{\text{ref}}$ . То се може јасно уочити посматрањем слике 4.4.5 на којој је приказан пример једног пара  $s_{ij}$  и  $s_{ij}^{\text{ref}}$ . Применом косинусне теореме на троугао са слике 4.4.5 добија се

$$e = \sqrt{|s_{ij}|^2 + |s_{ij}^{\text{ref}}|^2 - 2|s_{ij}||s_{ij}^{\text{ref}}|\cos\Delta\varphi}, \quad (4.4.2)$$

где ознаке одговарају онима на слици 4.4.5.

За сваку описану калибрацију нацртана је фреквенцијска зависност грешке дефинисане изразом (4.4.1) у децибелима за  $s_{11}$  на слици 4.4.6 и  $s_{21}$  на слици 4.4.7. Са слика 4.4.6 и 4.4.7 могу се јасније уочити разлике између калибрација. Двопортне калибрације са и без обртања DUT-а у обе варијанте (без и са корекцијом изолације) дају практично исте резултате, из чега се може закључити да је уведена апроксимација симетричности и реципрочности сензора довољно добра. На тај начин се може уштедети једно мерење приликом калибрације, без кварења квалитета резултата. *Enhanced Response* калибрација у обе варијанте (без и са корекцијом изолације) даје већу грешку за  $s_{11}$  у односу на двопортну калибрацију без обртања DUT-а и без корекције изолације. Додатак корекције изолације на двопортну калибрацију без и са обртањем DUT-а смањује грешку  $s_{21}$ , али повећава грешку  $s_{11}$ . Са слика 4.4.3 и 4.4.4 види се да је разлика у модулу  $s_{21}$  између верзија калибрација без и са корекцијом изолације практично незнатна, па се може закључити да смањење грешке  $s_{21}$  приликом додатка корекције изолације потиче од разлике у фази. На слици 4.4.8 приказана је фаза  $s_{21}$  за референтно мерење и двопортну калибрацију без обртања DUT-а без и са корекцијом изолације. Са слике 4.4.8 се може видети да корекција изолације смањује фазну разлику између  $s_{21}$  и  $s_{21}^{\text{ref}}$ . Из израза (4.4.2) се може директно видети да смањивање фазне разлике  $\Delta\varphi$  доводи до смањења грешке  $e$ .

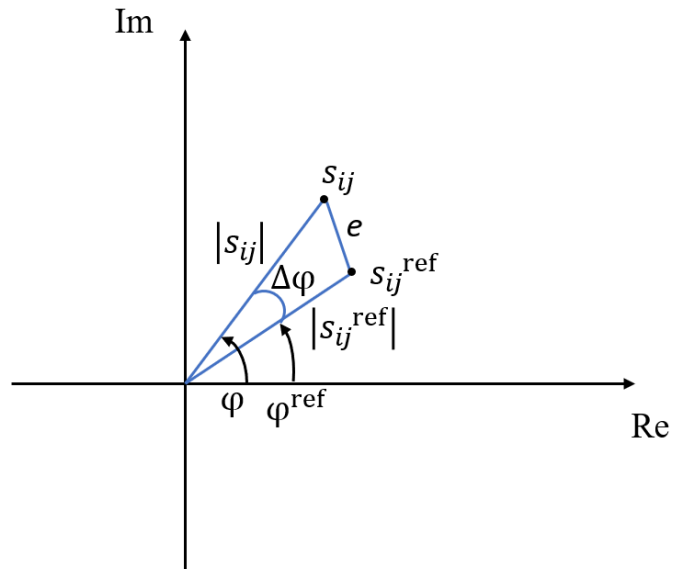
Једначина (4.4.2) такође објашњава облик зависности грешке  $s_{21}$  од учестаности дат на слици 4.4.7. На ниским учестаностима, модул  $s_{21}$  има велику вредност, али је фазна разлика  $\Delta\varphi$  блиска нули па се грешка своди на

$$e \approx \left| |s_{ij}| - |s_{ij}^{\text{ref}}| \right|, \quad (4.4.3)$$

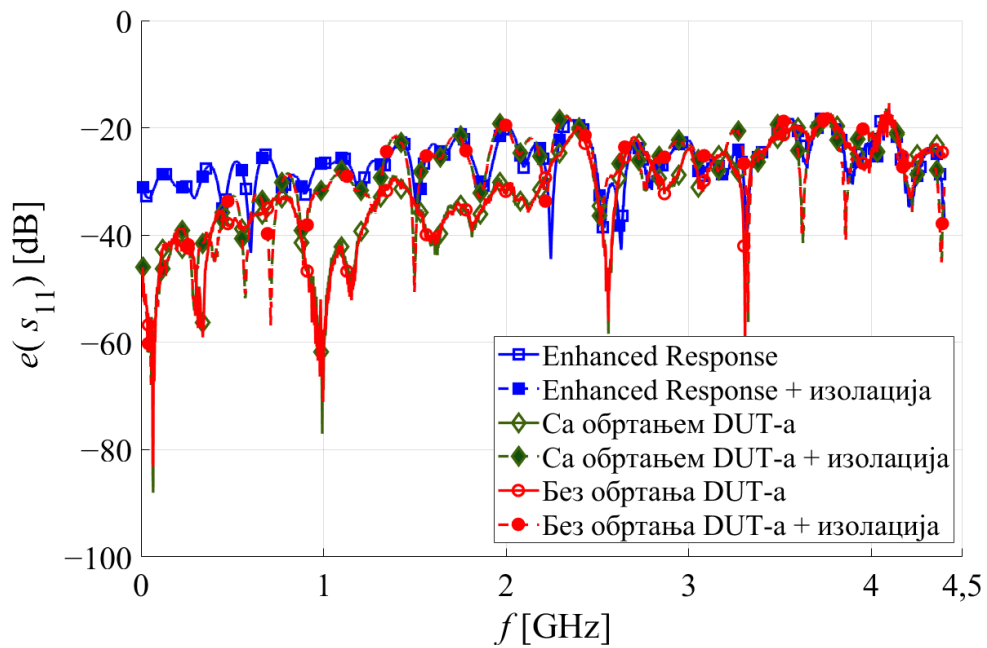
што као резултат даје јако малу вредност, јер је разлика у модулима мала. Како се учестаност повећава, фазна разлика расте, па расте и грешка. Локални падови у грешци на високим учестаностима прате падове у коефицијенту трансмисије сензора, што је последица малих вредности модула  $s_{21}$ .

У овом поглављу показано је да имплементирани калибрационе технике значајно побољшавају квалитет мерења на приступачном анализатору мрежа. Избор калибрационе технике зависи од тога да ли се мери коефицијент рефлексије или трансмисије, као и од тога да ли је од интереса само модул или и фаза параметра расејања. Сходно добијеним резултатима, уколико је од интереса само модул коефицијента трансмисије може се користити најједноставнија, *Enhanced Response*, калибрација. За модул и фазу коефицијента рефлексије боље је користити двопортну калибрацију без обртања DUT-а без корекције

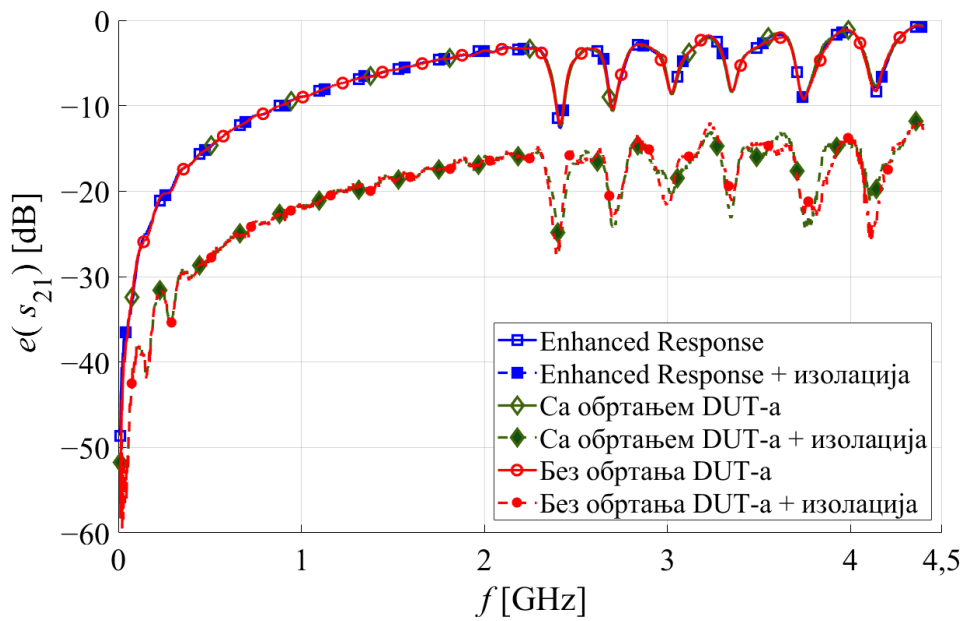
изоляции. Корекцију изоляции треба укључити у двопортну калибрацију без обраћања DUT-а уколико се мери фаза коефицијента трансмисије.



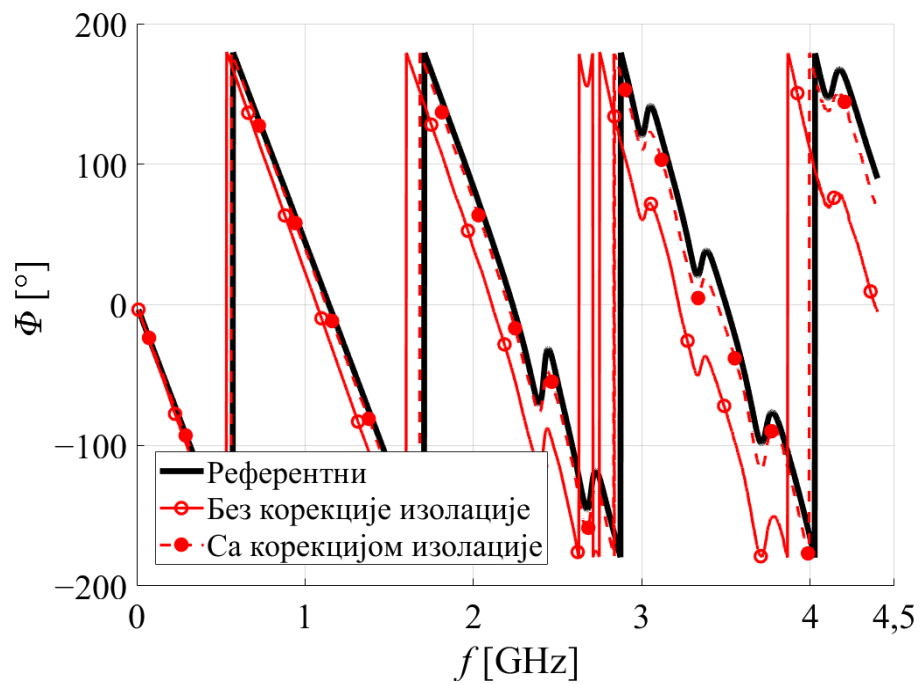
Слика 4.4.5. Приказ једног пара  $s_{ij}$  и  $s_{ij}^{ref}$ .



Слика 4.4.6. Грешка  $s_{11}$  у децибелима за различите калибрационе технике.



Слика 4.4.7. Грешка  $S_{21}$  у децибелима за различите калибрационе технике.



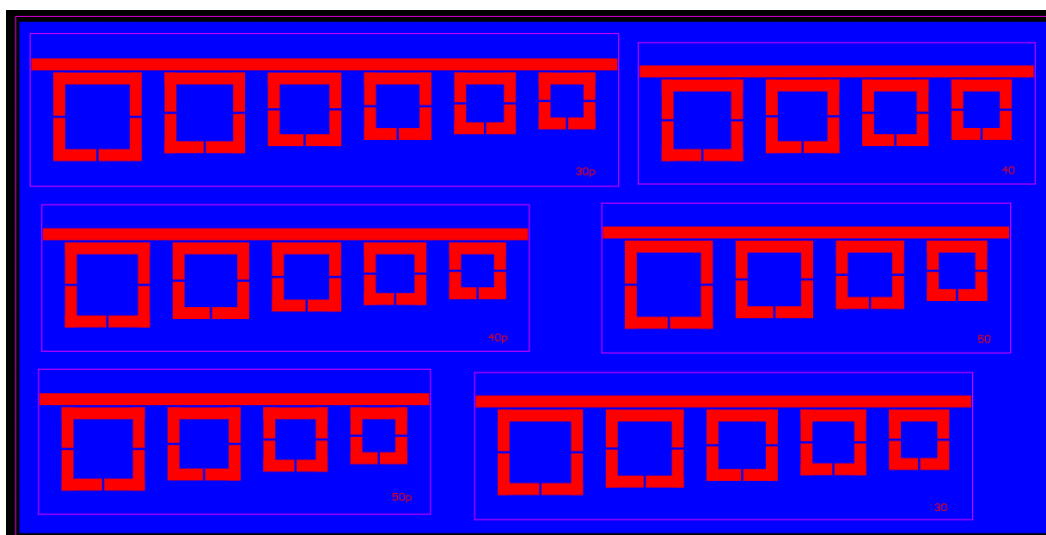
Слика 4.4.8. Поређење фазе  $S_{21}$  за калибрацију без обраћања DUT-а без и са корекцијом изолације.

## 5. ИЗРАДА ПРОТОТИПА И ОПИС ЕКСПЕРИМЕНТА

У првој фази испитивања, функционисање пројектованог система за анализу ткива могуће је експериментално тестирати само у *ex vivo* условима, због немогућности тестирања у живом организму. За тестирање су коришћени узорци ткива животињског порекла. У овом поглављу биће описана израда прототипа сензора, формирање мерне поставке, припрема узорака ткива и целокупан процес мерења.

### 5.1. Израда прототипа сензора и формирање мерне поставке

По финалном дизајну сензора из примарног и резервног скупа, израђени су нацрти штампаних плоча (енг. *layout*) у софтверу *Altium Designer* [16]. Нацрти свих шест сензора приказани су на слици 5.1.1. На основу нацрта направљени су прототипови на FR4 супстрату приказани на слици 5.1.2. На приступе свих сензора залемљени су SMA конектори. На сензоре је као изолација нанесен танак слој акрилног лака за заштиту штампаних плочица.

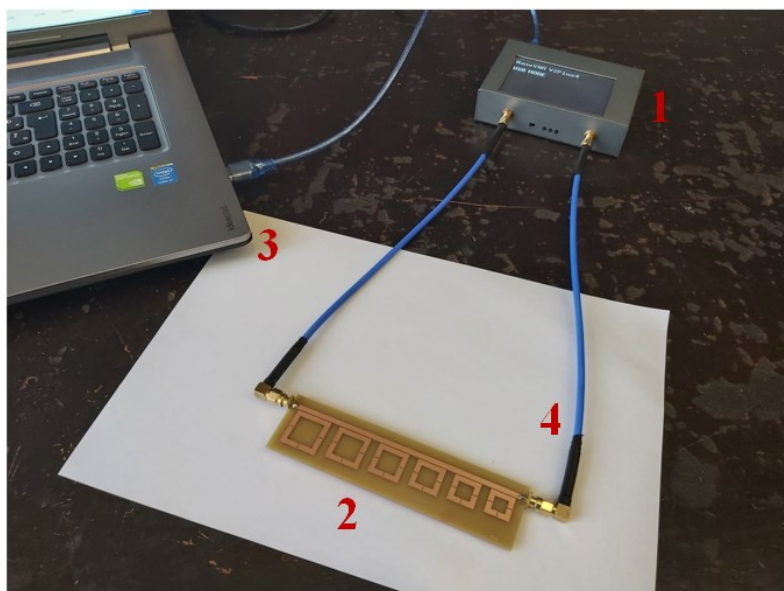


Слика 5.1.1. Нацрти шест сензора.

Мерни систем је припремљен тако што је NanoVNA V2 Plus 4 повезан на рачунар. За комуникацију између анализатора мрежа и рачунара коришћен је комерцијално доступан софтвер *NanoVNA Saver* [14]. Затим је сензор повезан на анализатор мрежа помоћу два полусавитљива коаксијална кабла типа RG-402. Целокупна мерна поставка приказана је на слици 5.1.3. Како би се проверила прецизност мерења, сачињена је и референтна мерна поставка са професионалним анализатором мрежа Agilent N5227A.



Слика 5.1.2. Прототипови шест сензора.



Слика 5.1.3. Мерна поставка састављена од: (1) NanoVNA V2 Plus 4, (2) сензора, (3) рачунара и (4) RG-402 каблова и SMA конектора.

## 5.2. Припрема узорака ткива и режими рада система

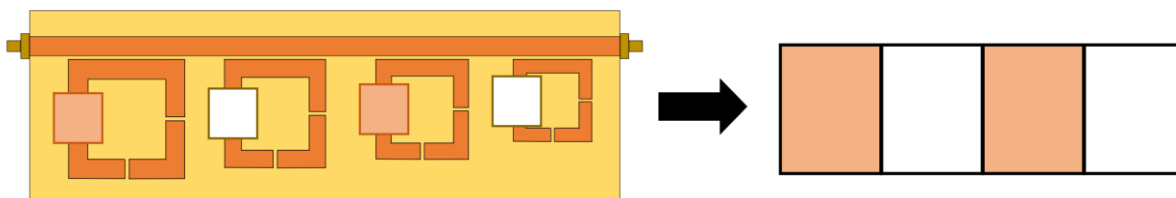
Диелектрична својства ткива су у највећој мери одређена садржајем воде. Ткива са малим уделом воде (коштано, масно, плућно и кожно) имају мању пермитивност од ткива која садрже много воде (мишићно ткиво, ткиво мозга и других унутрашњих органа). Разлика између пермитивности два ткива назива се диелектрични контраст. Рад система који се користе у медицинској дијагностици за детекцију малигнитета заснован је на диелектричном контрасту између здравог и туморског ткива. Примећено је да малигни тумори, због своје велике прокрвљености, често имају већу пермитивност у односу на околно здраво ткиво [17]. Контраст у великој мери зависи од позиције и типа тумора, као и од тога да ли се детекција изводи *in vivo* или *ex vivo*. Код рака дојке примећено је да туморско ткиво има отприлике четири пута већу диелектричну константу на 6 GHz од здравог адипозног (масног) ткива, што олакшава процес детекције [1]. Са друге стране, уколико је тумор лоциран у ткиву са



већим садржајем воде, контраст између малигног и здравог ткива значајно се смањује, што отежава њихову диференцијацију.

За испитивање рада сензора коришћени су узорци масног и мишићног ткива свиње, као два ткива са различитим садржајем воде. Животињско ткиво има особине сличне људском, па се често користи у првој фази испитивања медицинских уређаја намењених за људску употребу. Експериментално је показано да контраст између масног и мишићног животињског ткива приближно одговара контрасту између здравог и малигног ткива дојке [17]. Било да се користе узорци животињског или људског ткива, недостатак прокрвљености у *ex vivo* условима умањује контраст између ткива који постоји у *in vivo* условима. Да би се очувао довољно велики контраст између ткива, узорци треба да буду што свежији и морају се чувати у адекватним условима, како би се задржао постојећи садржај воде. Из тог разлога, коришћени узорци направљени су од свежег свињског меса које је чувано на ниској температури од око 5°C, како би се испаравање воде svelo на минимум.

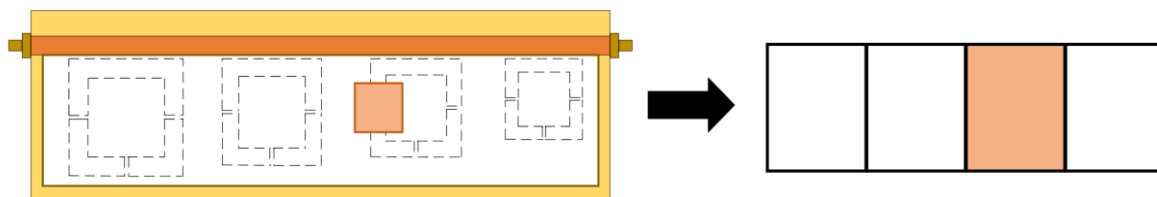
Припремљене су две групе узорака намењене за тестирање система у два режима рада. Циљ система у оба режима рада јесте формирање просторне слике узорка. Режији се међусобно разликују по типу узорка и осетљивости. Први режим рада је назван дискретни режим (мод) у којем узорци ткива заузимају површину не много већу од површине бочног процепа сензорске ћелије. Максималан број узорака који се истовремено могу анализирати у дискретном моду одговара броју ћелија у сензору. За дискретан режим рада, на сензоре се не поставља никаква додатна изолација, па је осетљивост на присуство узорака велика. Формирана диелектрична слика узорка, која настаје као резултат мерења у дискретном моду, носи информацију о томе да ли је на некој од сензорских ћелија присутан узорак и ако јесте, да ли је он сачињен од масног или мишићног ткива. На слици 5.1.4 дат је шематски приказ рада система у дискретном моду. На левом делу слике 5.1.4 дат је пример мерне поставке са четири узорка ткива са расподелом мишић – маст – мишић – маст. Узорци мишића означени су квадратићима розе боје, а узорци масти квадратићима беле боје. Десни део слике 5.1.4 приказује очекивану диелектричну слику узорака из датог примера мерне поставке.



Слика 5.1.4. Шематски приказ рада система у дискретном моду.

Други режим рада је континуални мод који се може користити за велике узорке ткива који покривају цео сензор. Како не би дошло до превеликих деформација у одзиву услед покривања целе површине сензора ткивом, на сензор се поставља додатни изолациони слој. Дебљина додате изолације зависи од близине резонантних учестаности сензорских ћелија. Што су минимума у одзиву гушће распоређени у спектру, потребна је дебља изолација. Додатак изолације ствара баријеру између узорка ткива и сензора, па је осетљивост сензорске компоненте мања у поређењу са радом у дискретном моду. Шематски приказ рада система у континуалном моду, који симулира детекцију малигнитета у околном здравом ткиву, дат је на слици 5.1.5. На левом делу слике 5.1.5 дат је пример мерне поставке са узорком масног ткива који покрива све резонаторе. У масно ткиво је убачен комадић мишићног ткива који се налази на левом процепу треће ћелије. Десни део слике 5.1.5

приказује очекивану диелектричну слику узорка из датог примера, из које се може очитати позиција комадића мишићног ткива.



Слика 5.1.5. Шематски приказ рада система у континуалном моду.

Група узорака направљених за дискретан мод обухвата комадиће масног и мишићног ткива различите величине. За тестирање система у континуалном моду направљени су узорци масног ткива у облику плоче димензија сензора. Једна плоча је остала нетакнута, док су остале пробушене на различитим местима. У рупице су постављени комадићи мишићног ткива који симулирају туморе које је потребно детектовати. Примери узорака направљених за континуални мод приказани су на слици 5.1.6.



Слика 5.1.6. Припремљени узорци ткива.

### 5.3. Поступак мерења

Пре него што је започето тестирање система, на професионалном анализатору мрежа Agilent N5227A премерени су калибрациони стандарди који су дошли уз NanoVNA. Мерења су сачувана као дефиниције стандарда које ће надаље бити коришћене у процесу калибрације. Најпре су на формираном приступачном мерном систему премерени стандарди, а затим и коефицијенти трансмисије свих сензора без узорака. Сва мерења су сачувана у *Touchstone* формату. У накнадној обради података, над сачуваним мерењима примењене су технике калибрације описане у претходном поглављу. На основу резултата мерења, одабран је скуп од три сензора који раде у читавом радном опсегу NanoVNA који ће бити тестиран са узорцима. Одабрани сет сензора премерен је и на Agilent N5227A на којем је претходно урађена потпуна двопортна калибрација. Мерења на професионалном анализатору мрежа коришћена су као референтна за поређење различитих техника калибрације које су имплементирани над резултатима мерења на формираном систему.

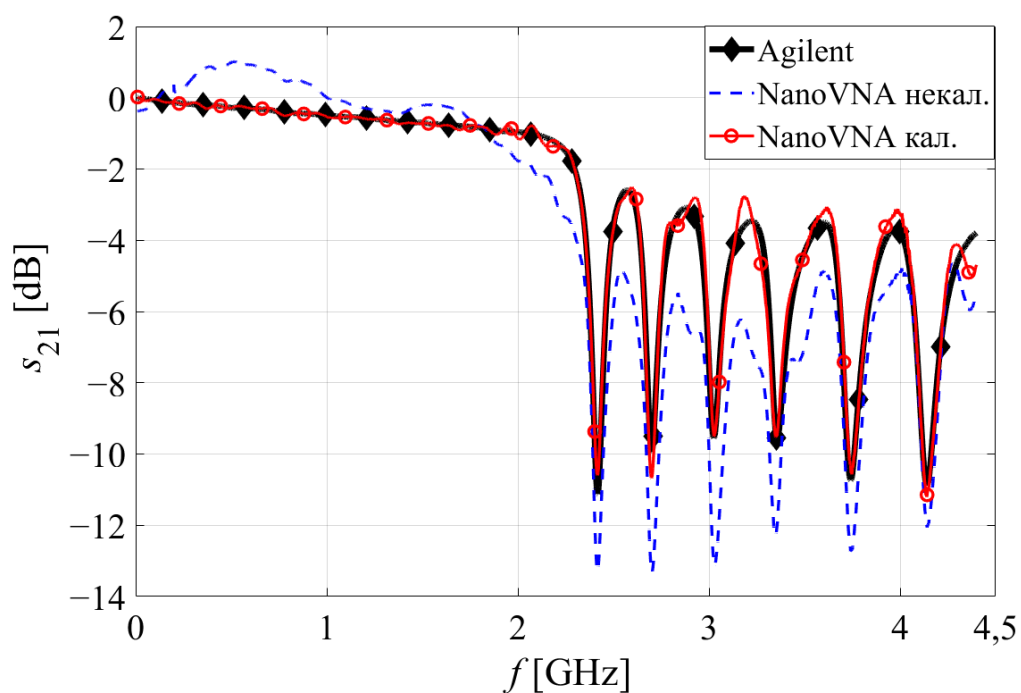
Систем је затим тестиран у дискретном моду. Најпре је на сензоре постављан по један од припремљених узорака који је затим премештан на различите позиције на плочици. Да би се тестирао и случај истовременог присуства више узорака, мерења су поновљена за различите расподеле комадића ткива на сензору. Пре мерења у континуалном моду, сензори су покривени додатним изолационим слојем од пластике дебљине око 1 mm. Затим је на сензоре постављен плочасти узорак масног ткива који симулира здраво ткиво. Премерени одзиви су коришћени као референтни одзиви које би требало да има узорак здравог ткива. Мерење је поновљено са узорцима са уметнутим комадићима мишићног ткива који су симулирали туморе. На основу поређења мерења у присуству здравог и „тумором“ захваћеног ткива, извршена је процена положаја тумора. Сва мерења су чувана као „сирова“, па су у накнадној обради коригована коришћењем различитих техника калибрације. Неки од резултата мерења приказани су у наредном поглављу.

## 6. РЕЗУЛТАТИ МЕРЕЊА

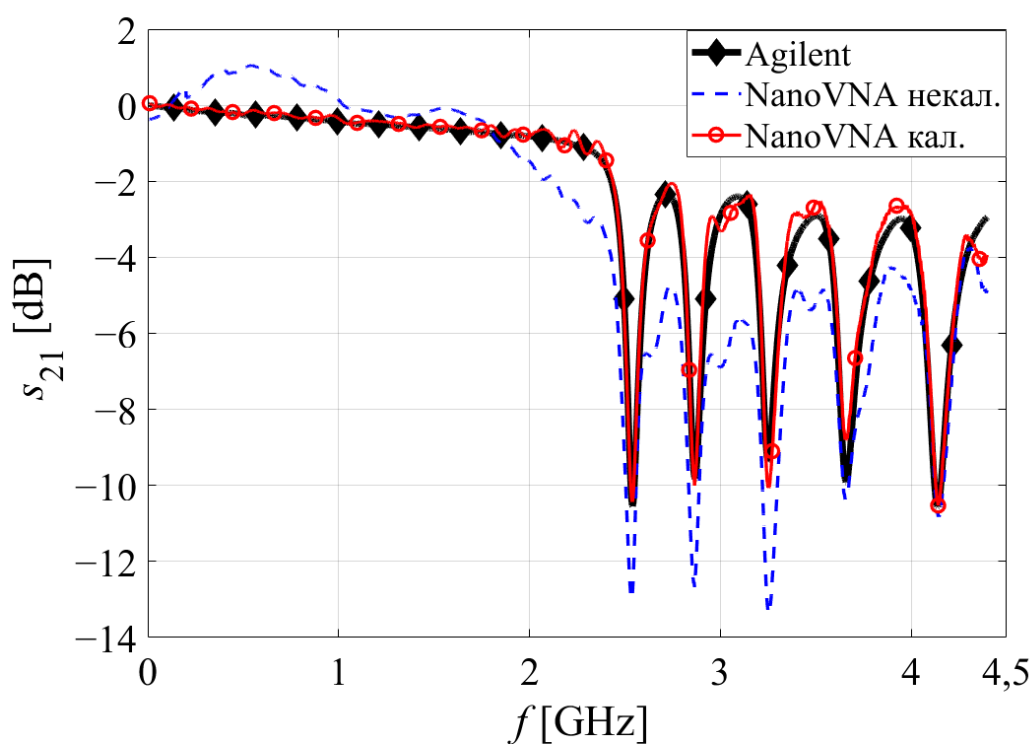
Пошто је од интереса једино модул коефицијента трансмисије, на сва „сирова“ мерења са формираног приступачног система ће, у складу са разматрањима у четвртом поглављу, бити примењена најједноставнија, *Enhanced Response*, калибрација. У наставку поглавља ће бити најпре приказани резултати мерења без узорка, а затим и резултати рада система у дискретном и континуалном моду са припремљеним узорцима.

### 6.1. Мерења без узорка

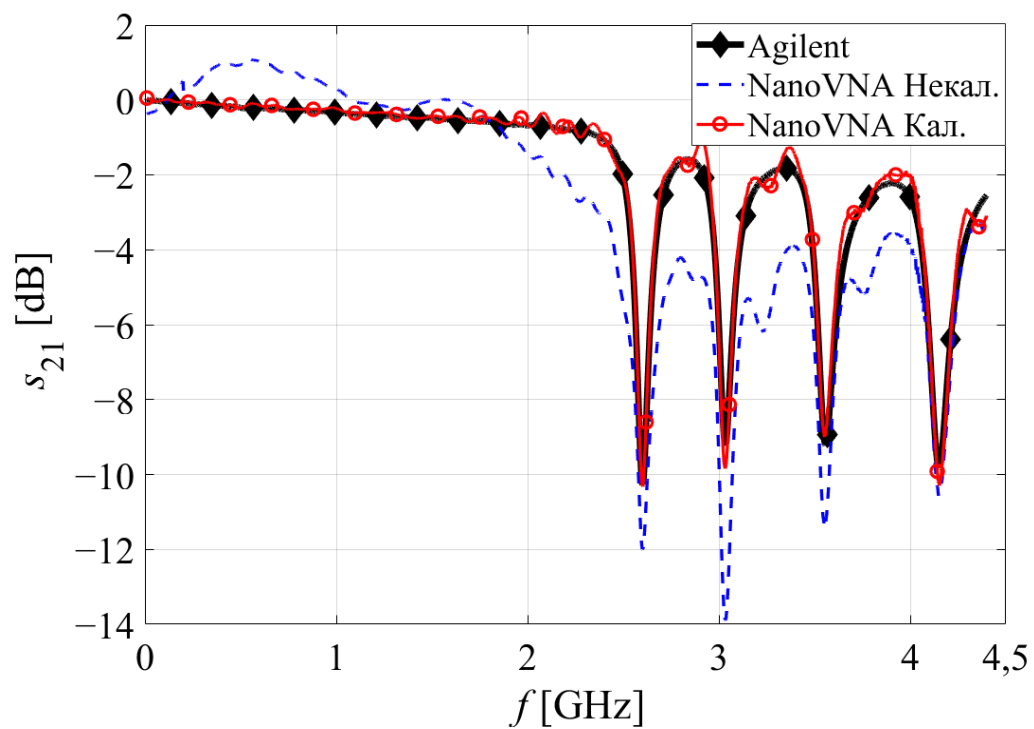
Без присуства узорка су измерени коефицијенти трансмисије свих сензора из оригиналног скупа. На сликама 6.1.1 – 6.1.3 упоредо су приказани резултати мерења помоћу NanoVNA без и са примењеном *Enhanced Response* калибрацијом, као и мерења са професионалног анализатора мрежа Agilent N5227A на којем је претходно урађена потпуна двопортна калибрација. У табелама 6.1.1 – 6.1.3 дата су поређења симулираних и измерених резонантних учестаности за сва три сензора из скупа. Добијени резултати показују да *Enhanced Response* калибрација значајно поправља прецизност мерења приступачног анализатора мрежа. Максимално одступање модула коефицијента трансмисије измереног помоћу NanoVNA у односу на референтну вредност добијену коришћењем Agilent N5227A, након *Enhanced Response* калибрације, пада испод 1 dB. Максимална релативна одступања резонантних учестаности, након *Enhanced Response* калибрације, износе 0,24%, 0,12% и 0,14% за сензоре пројектоване за 30%, 40% и 50% референтног фреквенцијског помераја редом. Све резонантне учестаности су мање у односу на резултате симулације, што упућује на то да је супстрат на којем су сензори штампани имао мању пермитивност у односу на ону која је коришћена током пројектовања. Будући да се резонантне учестаности нису промениле за исту вредност, растојање између минимума функције преноса се смањило у односу на пројектовано, што може утицати на рад система са узорцима.



Слика 6.1.1. Резултати мерења без узорка за сензор пројектован за 30% референтног фреквенцијског помераја.



Слика 6.1.2. Резултати мерења без узорка за сензор пројектован за 40% референтног фреквенцијског помераја.



Слика 6.1.3. Резултати мерења без узорка за сензор пројектован за 50% референтног фреквенцијског помераја.

**Табела 6.1.1. Поређење резонантних учестаности у GHz за сензор пројектован за 30% референтног фреквенцијског помераја.**

Ред. број рез. уч.	1.	2.	3.	4.	5.	6.
WIPL-D Pro	2,473	2,758	3,077	3,424	3,821	4,24
Agilent	2,418	2,701	3,025	3,358	3,742	4,14
NanoVNA некал.	2,417	2,702	3,03	3,348	3,741	4,141
NanoVNA кал.	2,417	2,7	3,026	3,35	3,748	4,139

**Табела 6.1.2. Поређење резонантних учестаности у GHz за сензор пројектован за 40% референтног фреквенцијског помераја.**

Ред. број рез. уч.	1.	2.	3.	4.	5.
WIPL-D Pro	2,593	2,929	3,318	3,755	4,24
Agilent	2,541	2,867	3,25	3,66	4,138
NanoVNA некал.	2,534	2,865	3,254	3,654	4,146
NanoVNA кал.	2,539	2,865	3,254	3,661	4,141

**Табела 6.1.3. Поређење резонантних учестаности у GHz за сензор пројектован за 50% референтног фреквенцијског помераја.**

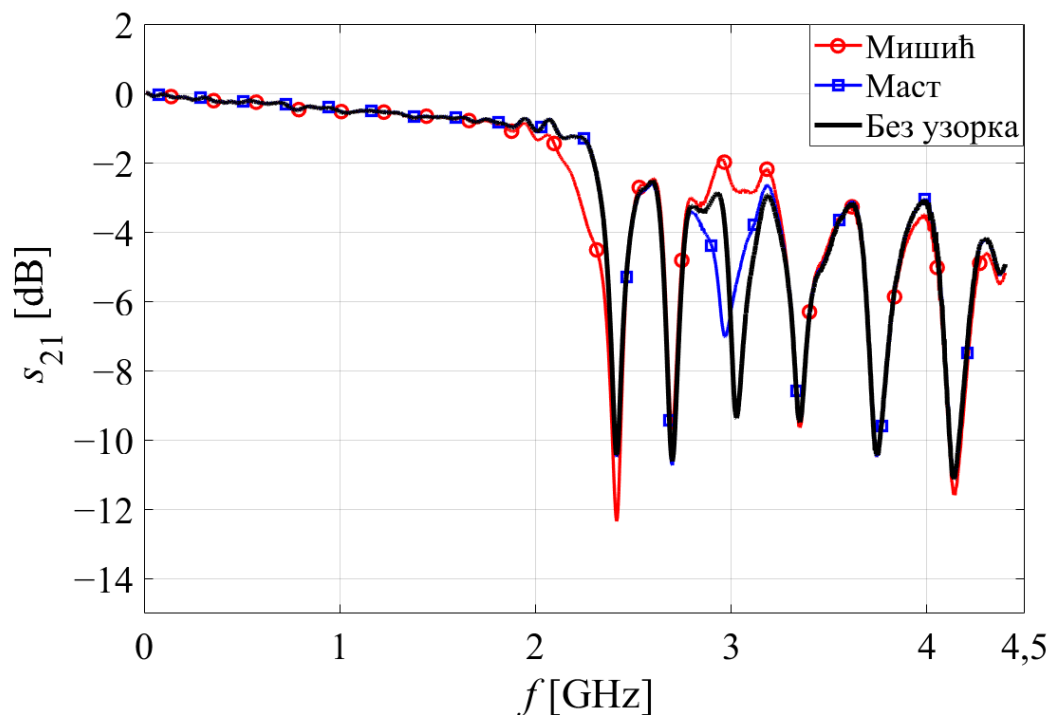
Ред. број рез. уч.	1.	2.	3.	4.
WIPL-D	2,658	3,1	3,625	4,24
Agilent	2,601	3,034	3,557	4,149
NanoVNA некал.	2,602	3,034	3,556	4,148
NanoVNA кал.	2,602	3,032	3,552	4,152

## 6.2. Тестирање у дискретном моду

Први узорци постављени на сензоре били су комадићи мишићног и масног ткива у облику коцке ивице око 7 mm. Коцкица мишићног ткива одговара референтом узорку који је коришћен при пројектовању сензора. Узорци су позиционирани на леви процеп трећег

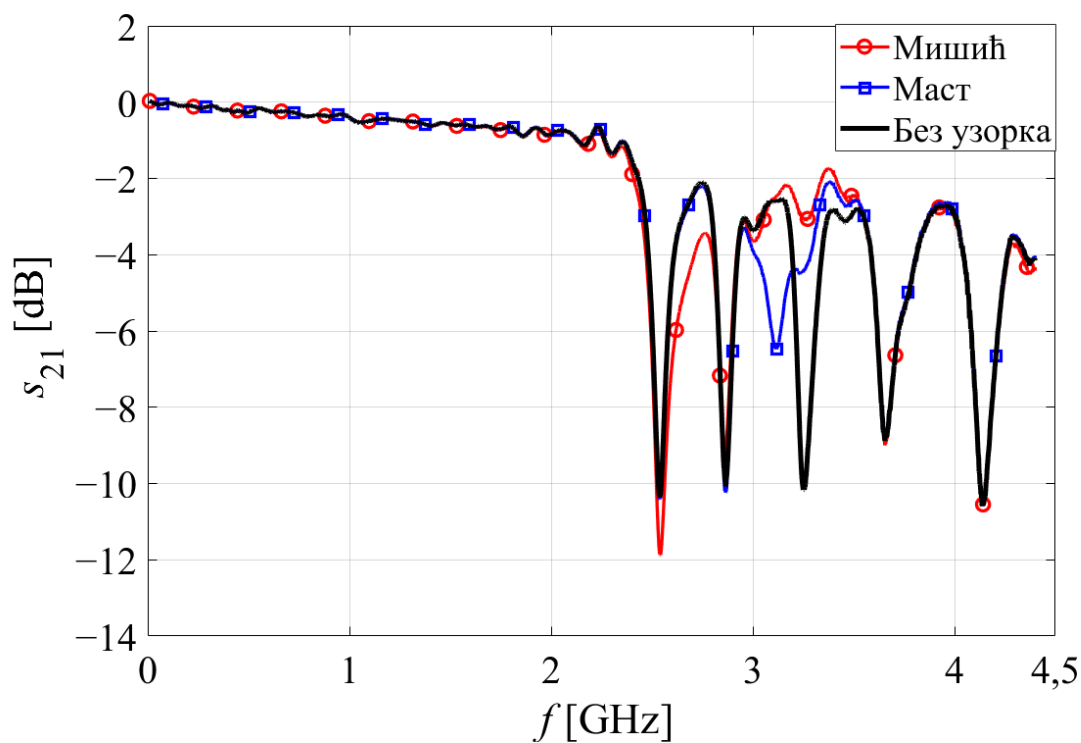
резонатора код свих сензора. Резултати мерења приказани су на сликама 6.2.1 – 6.2.3. Из резултата се може видети да узорак мишићног ткива индукује много већи фреквенцијски померај од узорка масног ткива. У присуству узорка мишићног ткива, ни код једног пројектованог сензора није могуће разлучити трећи минимум, јер је он замаскиран неким од претходних минимума у одзиву (у случају сензора пројектованих за 30% и 40% референтног фреквенцијског помераја првим, а код сензора пројектованог за 50% другим минимумом). Без обзира на то, детекција позиције узорка мишићног ткива је и даље омогућена идентификацијом „несталог“ минимума.

На леви процеп трећег резонатора сензора пројектованог за 30% фреквенцијског помераја су затим постављени мањи узорци мишићног и масног ткива у облику коцке ивице око 2 mm. Измерени коефицијенти трансмисије приказани су на слици 6.2.4. Мањи комади ткива индукују знатно мање фреквенцијске помераје минимума функције преноса у односу на претходне узорке. Трећи минимум померен услед присуства узорка мишићног ткива је сада видљив за разлику од претходног случаја приказаног на слици 6.2.1. Поред фреквенцијског помераја, услед присуства узорка ткива, мења се и дубина минимума. Дубина трећег минимума је, због већих губитака, знатно мања за случај узорка мишићног у односу на узорак масног ткива.

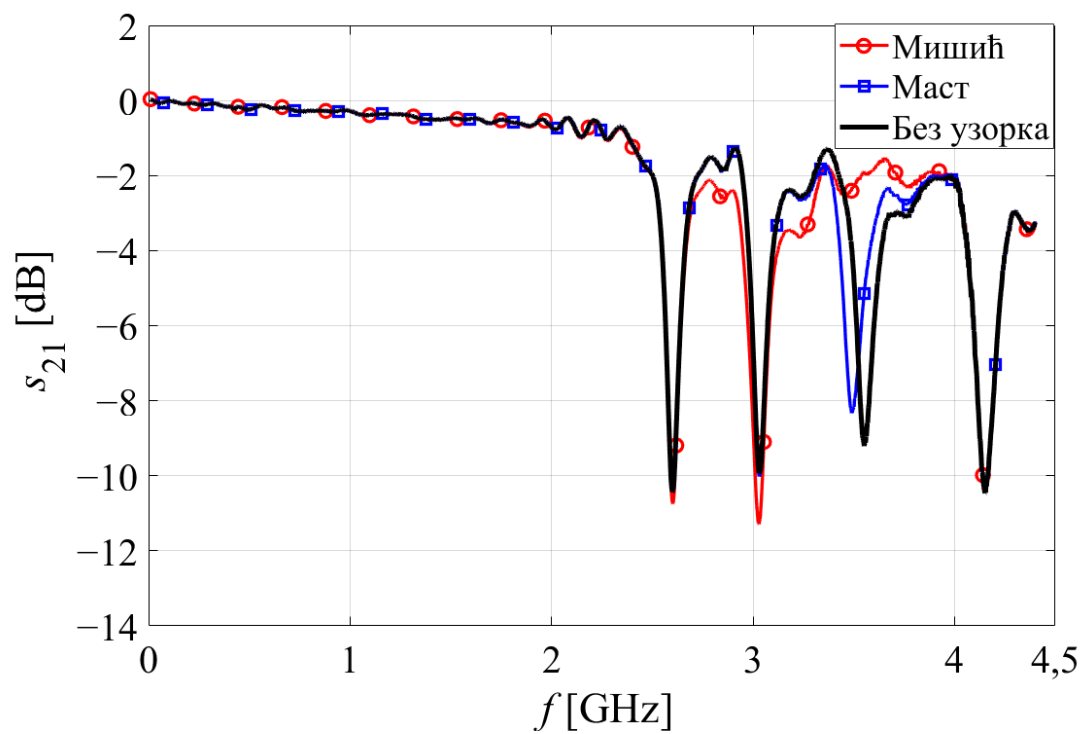


Слика 6.2.1. Измерени коефицијент трансмисије сензора пројектованог за 30% референтног фреквенцијског помераја са коцкицама мишићног и масног ткива ивице око 7 mm постављеним на леви процеп трећег резонатора.

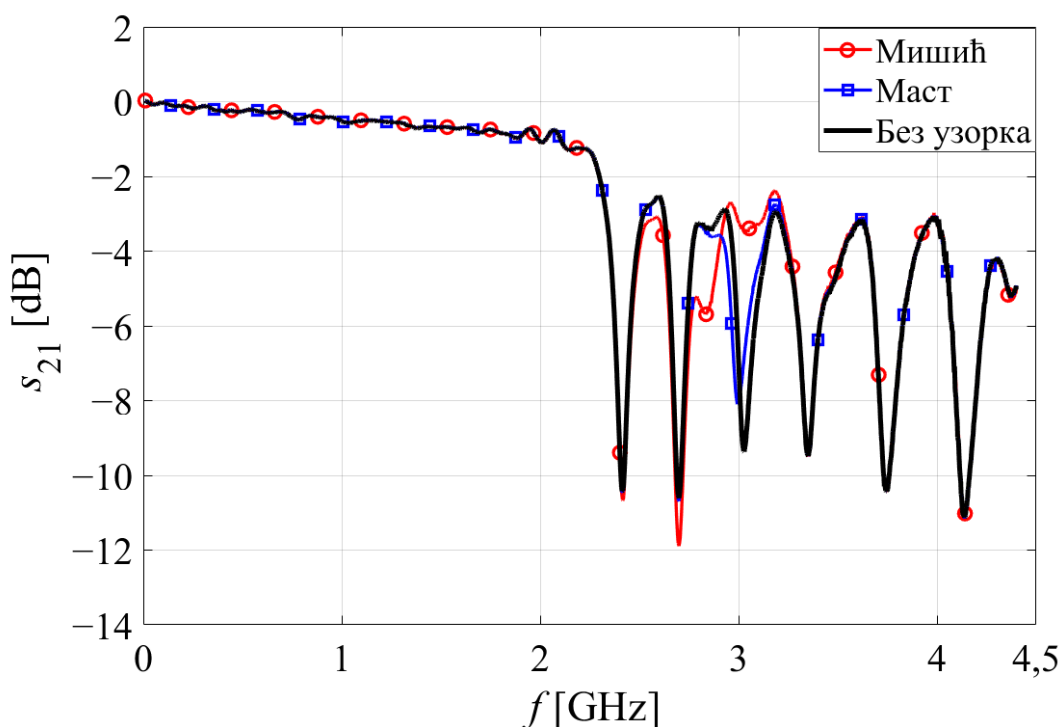




Слика 6.2.2. Измерени коефицијент трансмисије сензора пројектованог за 40% референтног фреквенцијског помераја са коцкицама мишићног и масног ткива ивице око 7 mm постављеним на леви процеп трећег резонатора.



Слика 6.2.3. Измерени коефицијент трансмисије сензора пројектованог за 50% референтног фреквенцијског помераја са коцкицама мишићног и масног ткива ивице око 7 mm постављеним на леви процеп трећег резонатора.



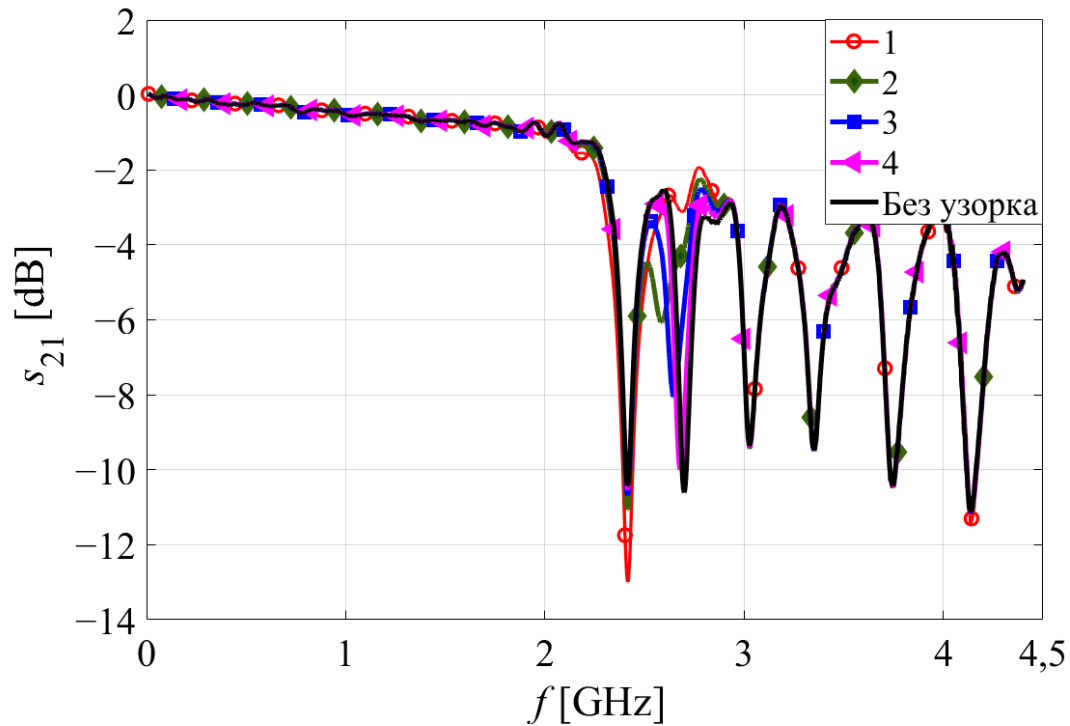
Слика 6.2.4. Измерени коефицијент трансмисије сензора пројектованог за 30% референтног фреквенцијског помераја са коцкицама мишићног и масног ткива ивице око 2 mm постављеним на леви процеп трећег резонатора.

Како би се испитао утицај положаја узорка у односу на процеп, коцкица мишићног ткива ивице око 2 mm је најпре центрирана на леви процеп другог резонатора (положај 1) сензора пројектованог за 30%, а затим је померана удесно редом за четвртину (положај 2), половину (положај 3) и три четвртине процепа (положај 4). Резултати мерења за сва четири положаја приказана су на слици 6.2.5. Из резултата се може видети да децентрализација узорка са процепа доводи до значајног смањења индукованог фреквенцијског помераја.

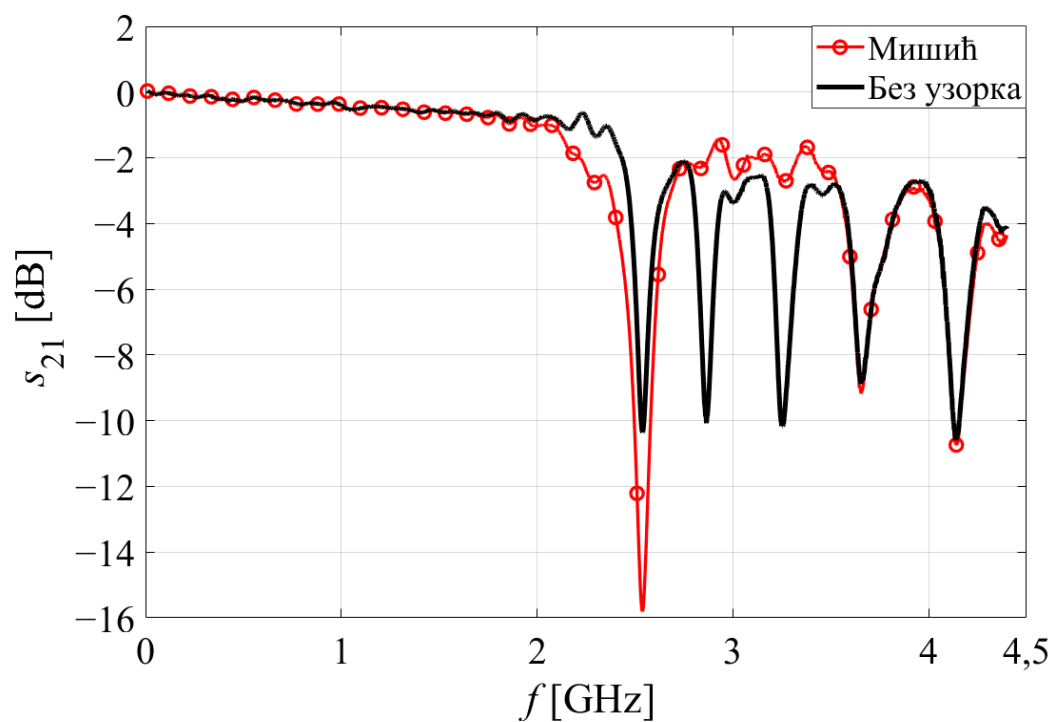
Уместо у процепу једног резонатора, узорак може бити позициониран и између два резонатора тако да захвата делове бочних процепа оба резонатора. Пример таквог случаја јесте коцкица мишићног ткива ивице око 7 mm постављена између друге и треће ћелије сензора пројектованог за 40% фреквенцијског помераја. Резултати мерења за тај сценарио приказани су на слици 6.2.6. Други и трећи минимум су се, услед присуства узорка, спојили са првим минимумом.

Из свих до сада приказаних резултата, може се закључити да се помоћу свих сензора из примарног скупа може извршити детекција позиције једног узорка, као и одређивање врсте ткива од којег је начињен. Циљ пројектовања сензора јесте максимизација броја сензорских ћелија, уз очување могућности детекције и диференцијације узорака у датом режиму рада. Већи број сензорских ћелија у дискретном режиму рада означава и већи број узорака који се истовремено могу анализирати на сензору. Како би се тестирала могућност реконструкције просторне расподеле узорака у дискретном моду, на сензор пројектован за 30% фреквенцијског помераја постављени су комадићи мишићног и масног ткива као на слици 6.2.7. Резултати мерења за сценарио са слике 6.2.7 приказани су на слици 6.2.8. На основу измереног коефицијента трансмисије једнозначно се може реконструисати просторна слика узорка. Непромењени минимум у одзиву мапира се у празну ћелију, јако померени

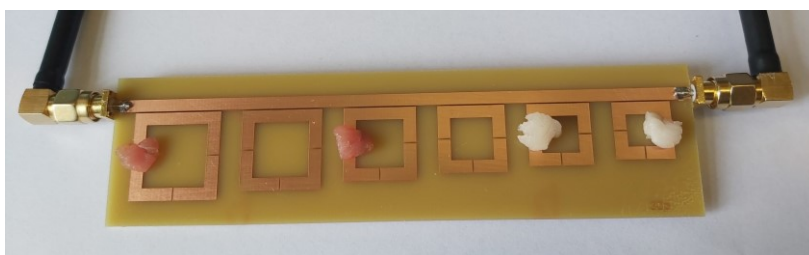
минимум у ћелију са узорком мишићног ткива, а мало померени минимум у ћелију са узорком масног ткива. Реконструисана слика узорка из сценарија са слике 6.2.7 приказана је на слици 6.2.9. Поља слике представљају сензорске ћелије, при чему је нумерација слева надесно. Бела боја означава да на ћелији није присутан узорак, жута да је присутан узорак масног, а црвена узорак мишићног ткива.



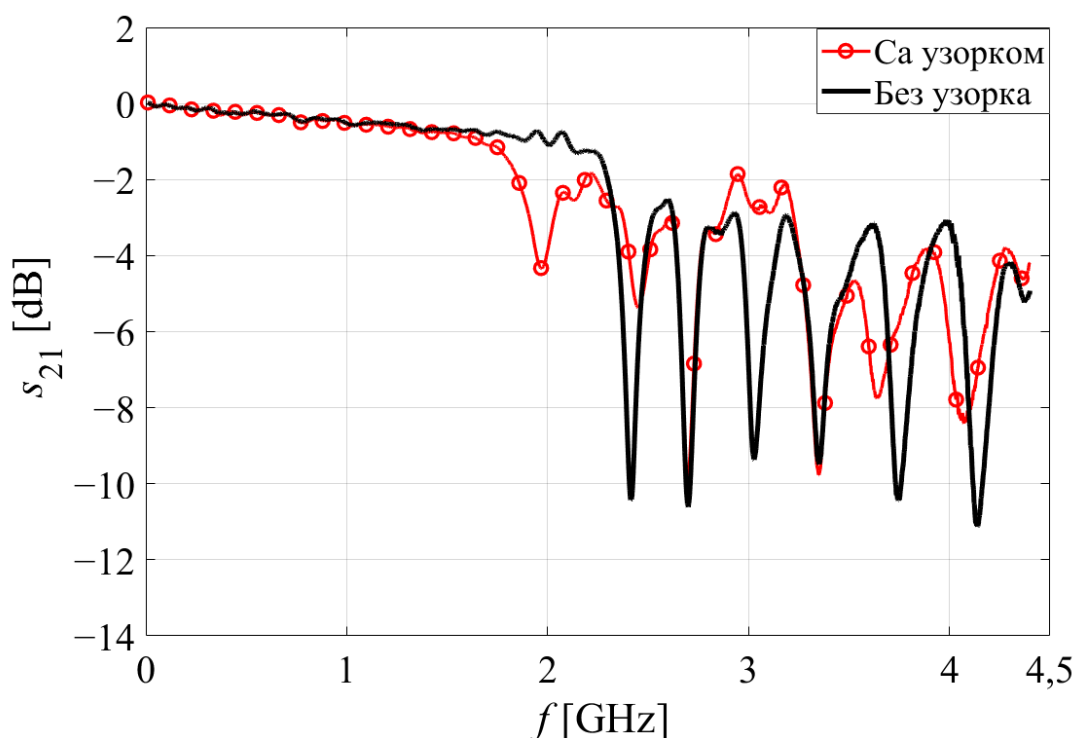
Слика 6.2.5. Измерени коефицијент трансмисије сензора пројектованог за 30% референтног фреквенцијског помераја са коцкицом мишићног ивице око 2 mm постављеном на леви процеп другог резонатора: (1) централизовано и померено удесно за (2) једну четвртину, (3) једну половину и (4) три четвртине процепа.



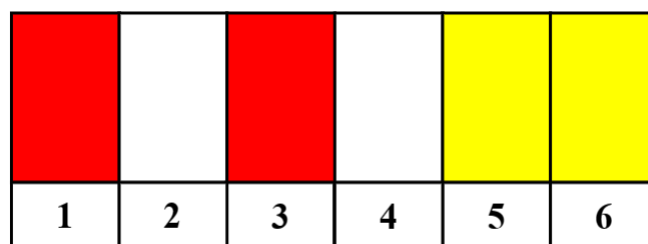
Слика 6.2.6. Измерени коефицијент трансмисије сензора пројектованог за 40% референтног фреквенцијског помераја са коцкицом мишићног ткива ивице око 7 mm постављеном између другог и трећег резонатора.



Слика 6.2.7. Мерни сценарио за тестирање могућности реконструкције просторне расподеле узорака.



Слика 6.2.8. Измерени коефицијент трансмисије сензора пројектованог за 30% референтног фреквенцијског помераја за сценарио са слике 6.2.7.



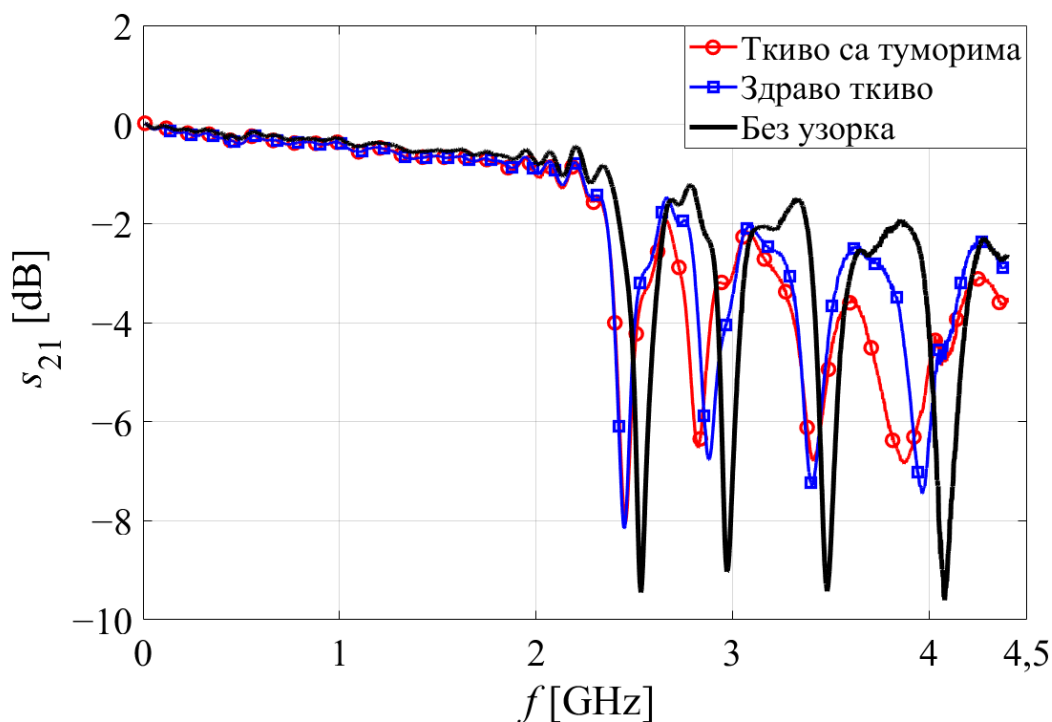
Слика 6.2.9. Реконструисана слика расподеле узорака са слике 6.2.7.

### 6.3. Тестирање у континуалном моду

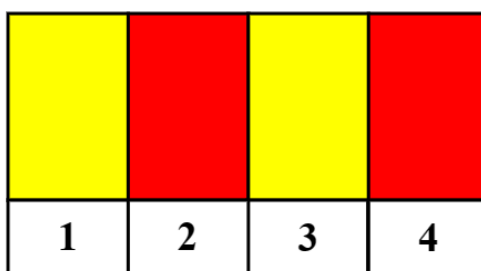
За тестирање у континуалном моду, одабрани су сензори са најближим и најудаљенијим минимумима у функцији преноса, тј. сензори пројектовани за 30% и за 50% референтног фреквенцијског помераја. На изабране сензоре је најпре постављен додатни изолациони слој од пластике, а затим и плоча масног ткива која је потпуно покрила све резонаторе. Измерени одзиви представљају референтне одзиве какве би требало да има узорак здравог ткива. У масне плоче су након тога на различитим местима уметнути комадићи мишићног ткива који су симулирали туморе.

Први мерни сценарио је био са узорком са два „тумора“ лоцирана на другом и четвртм резонатору сензора пројектованог за 50% референтног фреквенцијског помераја. Резултати мерења приказани су на слици 6.3.1. Прекривање сензора масним ткивом довело је до померања и смањења дубине свих минимума. Деградација одзива би била много већа да није постављена пластична изолација. Комадићи мишићног ткива индуковали су додатне помераје минимума који одговарају ћелијама на којима су позиционирани. Иако су ти

помераји доста мањи у односу на помераје из дискретног мода због смањене осетљивости сензора услед постављања додатне изолације, на основу њих је могуће детектовати позиције „тумора“ и формирати диелектричну слику узорка која је приказана на слици 6.3.2. Жутом бојом означено је здраво (масно), а црвеном „туморско“ (мишићно) ткиво.

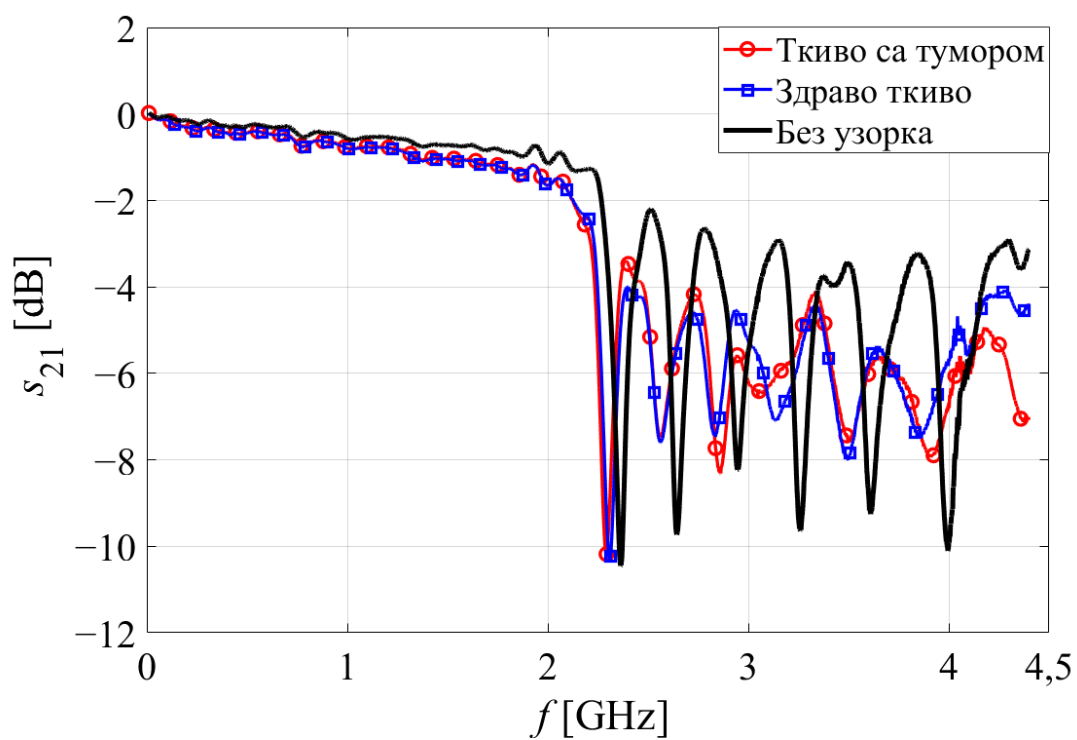


Слика 6.3.1. Измерени коефицијенти трансмисије сензора пројектованог за 50% референтног фреквенцијског помераја у присуству узорка здравог ткива и ткива са туморима на другој и четвртој ћелији сензора.

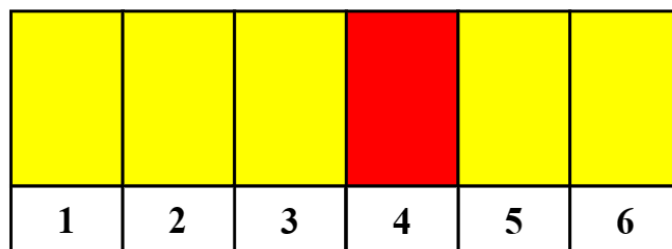


Слика 6.3.2. Формирана диелектрична слика узорка са два тумора на сензору са четири ћелије.

Други мерни сценарио је био са узорком са „тумором“ лоцираним на четвртном резонатору сензора пројектованог за 30% референтног фреквенцијског помераја. Резултати мерења су приказани на слици 6.3.3. Реконструисана слика узорка је представљена на слици 6.3.4. Пројектовани размаци између минимума су исувише мали да би минимуми остали раздвојени након постављања масне плоче на сензор. У поређењу са претходним мерним сценаријом, детекција тумора је знатно тежа због јаче деградације одзива. Деградација би могла бити ублажена постављањем дебљег изолационог слоја. Мана таквог решења јесте додатно смањење осетљивости сензора.



Слика 6.3.3. Измерени коефицијенти трансмисије сензора пројектованог за 30% референтног фреквенцијског помераја у присуству узорка здравог ткива и ткива са тумором на четвртој ћелији сензора.



Слика 6.3.4. Формирана диелектрична слика узорка са једним тумором на сензору са шест ћелија.

## 7. ЗАКЉУЧАК

У овом раду представљен је приступачан и преносив микроталасни систем за анализу органских ткива. Систем је сачињен од мерног система и сензорске компоненте. Мерни систем се састоји од приступачног векторског анализатора мрежа NanoVNA V2 Plus 4, рачунара и каблова и конектора за повезивање. Сензорска компонента је реализована као једнодимензионални низ квадратних SRR спрегнутих на напојни микротракасти вод. Израђена су два скупа сензора. Први скуп је пројектован за рад у пуном опсегу учестаности мерног система до 4,4 GHz, док сензори из другог скупа раде у смањеном опсегу до 4 GHz. Сензори у оквиру једног скупа су пројектовани за 30%, 40% и 50% референтног фреквенцијског помераја добијеног за узорак облика коцкице мишићног ткива ивице 7 mm центриране на бочни процеп резонатора. На основу резултата мерења коефицијента трансмисије израђених прототипа сензора, за тестирање са узорцима ткива изабран је скуп сензора који раде до 4,4 GHz. У циљу побољшања прецизности мерења на приступачном мерном уређају, имплементирани су различите калибрационе технике. Дефиниције калибрационих стандарда, које не долазе уз NanoVNA, обезбеђене су мерењем на професионалном анализатору мрежа. Систем је тестиран у *ex vivo* условима са узорцима мишићног и масног ткива животињског порекла у два режима рада. У дискретном моду су на сензоре постављани комадићи ткива, док су у континуалном моду, који симулира процес детекције тумора, сензори покривани плочом масног ткива у коју су убацивани комадићи мишићног ткива. Резултат оба мода рада је формирање просторне слике узорка ткива.

Резултати мерења са узорцима ткива у дискретном моду су показали да је помоћу сва три сензора могуће реконструисати просторну расподелу комадића ткива. Оптималан избор за рад у дискретном моду је сензор пројектован за 30% референтног фреквенцијског помераја, јер од сва три сензора остварује највећу резолуцију формиране слике. У континуалном моду долази до јаке деградације одзива која отежава процес детекције „тумора“. Деградација је мања код сензора пројектованих на већи проценат референтног фреквенцијског помераја, због већег растојања између резонантних учестаности SRR у оквиру сензора. Помоћу сензора пројектованог за 50% референтног фреквенцијског помераја детекција тумора је најлакша, али формирана слика има најмање пиксела. Сензор пројектован за 40% референтног фреквенцијског помераја представља компромисно решење за коришћење у оба мода.

Једна од предности система за анализу ткива приказаног у овом раду, поред ниске цене и преносивости, је и његова модуларност. Сензорске компоненте у оквиру система могу бити мењане у зависности од жељене примене уз минимално повећање цене система. У складу са тим, једно могуће унапређење система било би додавање још сензора за различите примене. На пример, постојећем скупу сензора могу се додати сензори намењени за анализу ткива у *in vivo* условима. Такви сензори морају бити мањих димензија у односу на сензоре приказане у овом раду како би се обезбедило њихово неинвазивно коришћење у живом ткиву. Минијатуризација се може постићи штампањем на супстрату веће пермитивности и оптимизацијом геометрије сензора. Сензор се може пројектовати и за коришћење у



микроталасној аблацији, при чему се тада прелази на напајање копланарним таласоводом како би се смањило нежељено загревање ткива.

Пристапачни анализатор мрежа, који је укључен у описани систем за анализу ткива, могуће је контролисати помоћу рачунара, што олакшава накнадну обраду мерних података, нпр. имплементацију неке од калибрационих техника, и отвара могућност креирања прилагођеног корисничког интерфејса. Кориснички интерфејс би, поред приказивања излазног резултата мерења, могао олакшати коришћење система корисницима који су мање упознати са мерењима на микроталасним учестаностима. Писање наменског софтвера представља још једно од могућих унапређења описаног система, које би могло допринети повећању доступности широј популацији, што је био један од главних циљева овог рада.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] C. Li, M. Tofghi, D. Schreurs, and T. J. Horng, *Principles and Applications of RF/Microwave in Healthcare and Biosensing*, Elsevier, 2017.
- [2] 19-Ton Magnet Augments NIH MRI Facility [Online]. Available: <https://nihrecord.nih.gov/2018/10/05/19-ton-magnet-augments-nih-mri-facility> (19.08.2023.)
- [3] S. Harnsoongnoen, A. Wanthong, "Coplanar waveguide transmission line loaded with electric-LC resonator for determination of glucose concentration sensing," *IEEE Sensors Journal*, 17(6), pp. 1635 – 1640, Mar. 2017.
- [4] M. Puentes, C. Weiß, M. Schüßler, and R. Jakoby, "Sensor Array Based on Split Ring Resonators for Analysis of Organic Tissues," *Proc. of IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2011.
- [5] Islam, M.T., Mahmud, M.Z., Islam, M.T. et al, "A Low Cost and Portable Microwave Imaging System for Breast Tumor Detection Using UWB Directional Antenna array," *Sci Rep*, 9 (15491), Oct. 2019.
- [6] Jain, M.C., Nadaraja, A.V., Narang, R. et al, "Rapid and real-time monitoring of bacterial growth against antibiotics in solid growth medium using a contactless planar microwave resonator sensor," *Sci Rep*, 11 (14775), Jul. 2021.
- [7] M. Lubner, C. Brace, J. Hinshaw, and F. Lee Jr, "Microwave Tumor Ablation: Mechanism of Action, Clinical Results and Devices," *J. Vasc. Interv. Radiol*, 21(8), pp. 1-38, Aug. 2010.
- [8] A. Gartshore, M. Kidd, and L. T. Joshi, "Applications of Microwave Energy in Medicine," *Biosensors*, 11(4), pp. 1 – 13, Mar. 2021.
- [9] M. Puentes Vargas, *Planar Metamaterial Based Microwave Sensor Arrays for Biomedical Analysis and Treatment*, Springer, 2014.
- [10] WIPL-D Pro 18.0, <http://www.wipl-d.com>, 3D Electromagnetic Solver, WIPL-D d.o.o., Belgrade, Serbia, 2021.
- [11] А. Ђорђевић, Д. Тошић, *Микроталасна техника*, Академска мисао, 2006.
- [12] М. Тасић, *Микроталасна мерења*, Електротехнички факултет Универзитета у Београду, 2022.
- [13] Keysight Network Analyzers [Online]. Available: <https://www.keysight.com/zz/en/products/network-analyzers.html> (24.8.2023.)
- [14] About NanoVNA V2 [Online]. Available: <https://nanorfe.com/nanovna-v2.html> (24.8.2023.)
- [15] Doug Rytting, "Network Analyzer Error Models and Calibration Methods," Agilent Technologies.

- [16] Altium Designer 22.0, <https://www.altium.com/>, Printed Circuit Board Software, San Diego, CA, 2022.
- [17] A. Martellosio, M. Pasian, M. Bozzi, L. Perreggini, A. Mazzanti, F. Svelto, P. E. Summers, G. Renne, and M. Bellomi, "0.5 – 50 GHz dielectric characterization of breast cancer tissues," *Electronics Letters*, 51 (13), pp. 974 – 975, Jun. 2015.

## СПИСАК СКРАЋЕНИЦА

MRI	Magnetic Resonance Imaging
CT	Computer Tomography
PET	Positron Emission Tomography
MUT	Material Under Test
EM	Електромагнетски
RF	Radio Frequency
TUT	Tissue Under Test
SRR	Split Ring Resonators
DUT	Device Under Test
YIG	Yttrium Iron Garnet
VCO	Voltage Controlled Oscillator
VCXO	Voltage Controlled Crystal Oscillator
T/R	Transmission/Reflection
IF	Intermediate Frequency
ADC	Analogue Digital Converter
DSP	Digital Signal Processing
BBA	Baseband Amplifier
USB	Universal Serial Bus
SMA	Subminiature version A

## СПИСАК СЛИКА

Слика 2.1.1. Изглед сензорске ћелије гледано одозго. ....	5
Слика 2.1.2. Модел процепа у прстену. ....	6
Слика 2.1.3. Модел сензорске ћелије у софтверу WIPL-D Pro. ....	7
Слика 2.2.1. Фреквенцијска зависност релативне комплексне пермитивности масног и мишићног ткива дата COLE-COLE релацијом. ....	9
Слика 2.2.2. Модел сензорске ћелије са референтним узорком у софтверу WIPL-D Pro. ....	10
Слика 2.2.3. Коefицијенти трансмисије сензорске ћелије без и са референтним узорком за $a = 14,1 \text{ mm}$ . ....	10
Слика 2.2.4. Заузеће спектра за сензор пројектован за фреквенцијски померај од 30% референтног. ....	11
Слика 2.2.5. Заузеће спектра за сензор пројектован за фреквенцијски померај од 40% референтног. ....	12
Слика 2.2.6. Заузеће спектра за сензор пројектован за фреквенцијски померај од 50% референтног. ....	12
Слика 2.2.7. Модел сензора пројектованог за фреквенцијски померај од 30% референтног. .	13
Слика 3.1.1. Модуларни векторски анализатор мрежа HP 8510b [12]. ....	15
Слика 3.1.2. Интегрисани векторски анализатор мрежа Agilent N5227A PNA [12]. ....	15
Слика 3.1.3. Повољна непрофесионална варијанта векторског анализатора мрежа NanoVNA V2 Plus 4 [14]. ....	16
Слика 3.2.1. Блок шема анализатора мрежа. ....	17
Слика 3.2.1.1. Блок шема синтетизатора учестаности. ....	18
Слика 3.2.3.1. Упрошћена блок шема хетеродиног пријемника. ....	20
Слика 4.1.1. Дванаесточлани модел грешке. ....	22
Слика 4.2.1. Део калибрационог комплета HP 85052A [12]. ....	24
Слика 4.2.2. Калибрациони комплет уз NanoVNA V2 Plus 4 [14]. ....	25
Слика 4.2.3. Измерени модули коefицијента рефлексije <i>Open</i> и <i>Short</i> стандарда из калибрационог комплета уз NanoVNA V2 Plus 4. ....	25
Слика 4.2.4. Измерени модули коefицијента рефлексije <i>Load</i> и <i>Thru</i> стандарда из калибрационог комплета уз NanoVNA V2 Plus 4. ....	26
Слика 4.2.5. Измерен модул коefицијента трансмисије <i>Thru</i> стандарда из калибрационог комплета уз NanoVNA V2 Plus 4. ....	26
Слика 4.3.1.1. Модел грешке за <i>Enhanced Response</i> калибрацију без одређивања изолације. ....	28
Слика 4.3.4.1. Карактеристика преслушавања између портова NanoVNA. ....	32
Слика 4.4.1. Измерени коefицијент рефлексije сензора са шест ћелија коригован коришћењем различитих техника калибрације без корекције изолације. ....	33
Слика 4.4.2. Измерени коefицијент рефлексije сензора са шест ћелија коригован коришћењем различитих техника калибрације са корекцијом изолације. ....	33
Слика 4.4.3. Измерени коefицијент трансмисије сензора са шест ћелија коригован коришћењем различитих техника калибрације без корекције изолације. ....	34
Слика 4.4.4. Измерени коefицијент трансмисије сензора са шест ћелија коригован коришћењем различитих техника калибрације са корекцијом изолације. ....	34

Слика 4.4.5. Приказ једног пара $s_{ij}$ и $s_{ij}^{ref}$ .....	36
Слика 4.4.6. Грешка $s_{11}$ у децибелима за различите калибрационе технике.....	36
Слика 4.4.7. Грешка $s_{21}$ у децибелима за различите калибрационе технике.....	37
Слика 4.4.8. Поређење фазе $s_{21}$ за калибрацију без обртања DUT-а без и са корекцијом изолације.....	37
Слика 5.1.1. Нацрти шест сензора.....	38
Слика 5.1.2. Прототипови шест сензора.....	39
Слика 5.1.3. Мерна поставка састављена од: (1) NanoVNA V2 Plus 4, (2) сензора, (3) рачунара и (4) RG-402 каблова и SMA конектора.....	39
Слика 5.1.4. Шематски приказ рада система у дискретном моду.....	40
Слика 5.1.5. Шематски приказ рада система у континуалном моду.....	41
Слика 5.1.6. Припремљени узорци ткива.....	41
Слика 6.1.1. Резултати мерења без узорка за сензор пројектован за 30% референтног фреквенцијског помераја.....	44
Слика 6.1.2. Резултати мерења без узорка за сензор пројектован за 40% референтног фреквенцијског помераја.....	44
Слика 6.1.3. Резултати мерења без узорка за сензор пројектован за 50% референтног фреквенцијског помераја.....	45
Слика 6.2.1. Измерени коефицијент трансмисије сензора пројектованог за 30% референтног фреквенцијског помераја са коцкицама мишићног и масног ткива ивице око 7 mm постављеним на леви процеп трећег резонатора.....	47
Слика 6.2.2. Измерени коефицијент трансмисије сензора пројектованог за 40% референтног фреквенцијског помераја са коцкицама мишићног и масног ткива ивице око 7 mm постављеним на леви процеп трећег резонатора.....	48
Слика 6.2.3. Измерени коефицијент трансмисије сензора пројектованог за 50% референтног фреквенцијског помераја са коцкицама мишићног и масног ткива ивице око 7 mm постављеним на леви процеп трећег резонатора.....	48
Слика 6.2.4. Измерени коефицијент трансмисије сензора пројектованог за 30% референтног фреквенцијског помераја са коцкицама мишићног и масног ткива ивице око 2 mm постављеним на леви процеп трећег резонатора.....	49
Слика 6.2.5. Измерени коефицијент трансмисије сензора пројектованог за 30% референтног фреквенцијског помераја са коцкицом мишићног ивице око 2 mm постављеном на леви процеп другог резонатора: (1) централизовано и умерено удесно за (2) једну четвртину, (3) једну половину и (4) три четвртине процепа.....	50
Слика 6.2.6. Измерени коефицијент трансмисије сензора пројектованог за 40% референтног фреквенцијског помераја са коцкицом мишићног ткива ивице око 7 mm постављеном између другог и трећег резонатора.....	51
Слика 6.2.7. Мерни сценарио за тестирање могућности реконструкције просторне расподеле узорака.....	51
Слика 6.2.8. Измерени коефицијент трансмисије сензора пројектованог за 30% референтног фреквенцијског помераја за сценарио са слике 6.2.7.....	52
Слика 6.2.9. Реконструисана слика расподеле узорака са слике 6.2.7.....	52
Слика 6.3.1. Измерени коефицијенти трансмисије сензора пројектованог за 50% референтног фреквенцијског помераја у присуству узорка здравог ткива и ткива са туморима на другој и четвртој ћелији сензора.....	53
Слика 6.3.2. Формирана диелектрична слика узорка са два тумора на сензору са четири ћелије.....	53

Слика 6.3.3. Измерени коефицијенти трансмисије сензора пројектованог за 30% референтног фреквенцијског помераја у присуству узорка здравог ткива и ткива са тумором на четвртој ћелији сензора. ....	54
Слика 6.3.4. Формирана диелектрична слика узорка са једним тумором на сензору са шест ћелија. ....	54

## СПИСАК ТАБЕЛА

Табела 2.2.1. Параметри за израчунавање комплексне пермитивности мишићног и масног ткива помоћу COLE-COLE модела. ....	8
Табела 2.2.2. Ефекти који доводе до промене фреквенцијског помераја у односу на референтни.....	11
Табела 2.2.3. Вредности параметра $a$ за све ћелије свих шест пројектованих сензора.....	13
Табела 2.2.4. Резонантне учестаности за све ћелије свих шест пројектованих сензора. ....	13
Табела 4.1.1. Коефицијенти грешке код дванаесточланог модела грешке. ....	23
Табела 6.1.1. Поређење резонантних учестаности у GHz за сензор пројектован за 30% референтног фреквенцијског помераја. ....	46
Табела 6.1.2. Поређење резонантних учестаности у GHz за сензор пројектован за 40% референтног фреквенцијског помераја. ....	46
Табела 6.1.3. Поређење резонантних учестаности у GHz за сензор пројектован за 50% референтног фреквенцијског помераја. ....	46