

Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

Миодраг С. Тасић

Микроталасна мерења

-уџбеник у електронском облику-

Београд, 2022.

Миодраг С. Тасић

Микроталасна мерења

уџбеник у електронском облику

Рецензенти

др Милан Илић, редовни професор

др Драган Олћан, редовни професор

др Бранко Колунџија, редовни професор

Наставно-научно веће Електротехничког факултета у Београду одобрило је објављивање овог уџбеника одлуком број 1709/2 од 16. децембра 2022. године, донетој на 880. седници.

Издаје:

Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

Булевар краља Александра 73, 11120 Београд, Република Србија

Штампа: Миодраг С. Тасић, Београд, 2022.

Тираж: 50 примерака

ISBN: 978-86-7225-090-9

Предговор

Овај уџбеник настао је на основу предавања, вежби и лабораторијских вежби које је аутор држао на предмету Микроталасна мерења током низа година. Циљ предмета је теоријска и практична обука студената за извођење мерења на микроталасним учестаностима. Уџбеник у потпуности покрива градиво предмета, а посебна пажња посвећена је мерењима која се изводе коришћењем анализатора мрежа, укључујући и мерење релативног дијаграма зрачења антена. Уџбеник је првенствено намењен студентима Електротехничког факултета у Београду, али може послужити и другима који су заинтересовани за микроталасна мерења.

Аутор се на подршци током писања уџбеника захваљује својим колегама са Катедре за општу електротехнику: академику др Антонију Ђорђевићу, редовним професорима др Бранку Колунџији, др Дејану Тошићу, др Милану Илићу, др Милки Потребих Иваниш, др Драгану Олћану и др Марији Стевановић, ванредном професору др Слободану Савићу, доцентима др Николи Басти и др Јелени Динкић и асистентима мс Јовани Петровић и мс Дарку Нинковићу. Аутор се захваљује и студентима који су својим дипломским и мастер радовима допринели унапређењу курса из Микроталасних мерења. Посебну захвалност аутор упућује нашем драгом професору др Момчилу Моци Драговићу, који одавно није са нама, али чији се ентузијазам и прегалаштво и данас виде и осећају у раду Лабораторије за антене и простирање, коју користимо и на курсу из Микроталасних мерења.

Београд, децембар 2022.

Аутор

Садржај

1	Мерење s-параметара анализатором мрежа.....	1
1.1	Параметри расејања (s -параметри)	1
1.2	Параметри рефлексије и трансмисије	3
1.3	Структура анализатора мрежа.....	4
1.3.1	Побудни генератор (извор)	6
1.3.2	Раздвајање сигнала.....	8
1.3.3	Пријемници и детектори	17
1.3.4	Обрада и приказ података	20
1.4	Скаларни анализатор мрежа.....	21
1.5	Тест сет.....	22
1.6	Коаксијални каблови, конектори и адаптери	23
1.7	Одређивање грешке при мерењу s -параметара	31
1.8	Трансмисиони параметри (t -параметри)	38
1.9	Модел грешке мерења за s -параметар тест сет са четири пријемника	40
1.10	TRL калибрација.....	48
1.11	Модел грешке мерења за s -параметар тест сет са три пријемника	54
1.12	Потпуна једнопортна калибрација (Full 1-Port Calibration)	59
1.13	Потпуна двопортна калибрација (Full 2-Port Calibration).....	60
1.14	Непотпуне калибрације.....	66
1.15	Поступак мерења s -параметара анализатором мрежа	69
1.16	Питања за проверу знања	72
1.17	Литература	74
2	Мерење учестаности и нивоа сигнала анализатором спектра	76
2.1	Временски и фреквенцијски домен	77
2.2	Принцип рада анализатора спектра	79
2.3	Блок шема и практична реализација анализатора спектра који ради на хетеродином принципу	80
2.4	Шум у анализатору спектра	93
2.5	Нелинеарности у анализатору спектра.....	95
2.6	Динамички опсег и мерна несигурност при мерењу анализатором спектра.....	98
2.7	Поступак мерења нивоа и учестаности сигнала анализатором спектра	102
2.8	Питања за проверу знања	103
2.9	Литература	104

3	Мерење снаге помоћу сензора и мерача снаге	105
3.1	Дефиниције снаге и сензори за различите врсте сигнала.....	105
3.2	Сензори снаге са термистором.....	108
3.3	Сензори снаге са термопаром	110
3.4	Сензори снаге са диодом	111
3.5	USB сензори снаге.....	124
3.6	Мерна несигурност при мерењу снаге	124
3.7	Поступак мерења снаге сензором и мерачем снаге	128
3.8	Питања за проверу знања	129
3.9	Литература	130
4	Мерење фактора шума	131
4.1	Дефиниција фактора шума	131
4.2	Дефиниција еквивалентне температуре шума.....	134
4.3	Фактор шума и еквивалентна температура шума вишестепеног система.....	135
4.4	Принцип мерења фактора шума Y-фактор методом.....	136
4.5	Мерење фактора шума Y-фактор методом	138
4.6	Мерење фактора шума методом мерења двоструке снаге	141
4.7	Мерење фактора шума директном методом	142
4.8	Питања за проверу знања	142
4.9	Литература	143
5	Лабораторијске вежбе.....	144
5.1	Мерење карактеристика микроталасних филтара и појачавача у линеарном режиму рада коришћењем анализатора мрежа.....	144
5.1.1	Мерење филтара.....	144
5.1.2	Мерење појачавача.....	145
5.2	Мерење учестаности сигнала и нивоа хармоника и интермодулационих продуката коришћењем анализатора спектра	146
5.3	Мерење нелинеарних карактеристика микроталасних појачавача	148
5.3.1	1 dB compression point.....	148
5.3.2	Хармоници.....	150
5.3.3	Задатак.....	151
5.4	Мерење импедансе дисконтинуитета у правоугаоном таласоводу анализом стојећег таласа.....	152
5.4.1	Анализа стојећег таласа на воду (таласоводу)	152
5.4.2	Задатак.....	155
5.5	Мерење карактеристика антена	155
5.5.1	Мерење појачања антене	158

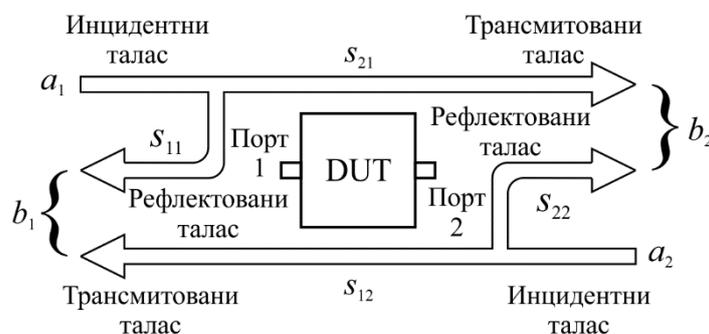
5.5.2	Утврђивање поларизације антене.....	160
5.5.3	Мерење дијаграма зрачења антене.....	162
5.5.4	Антенско мерно место.....	165
5.5.5	Задатак.....	168
5.6	Мерење рефлексије и трансмисије у временском домену.....	168
5.6.1	TDR/TDT мерење коришћењем осцилоскопа.....	173
5.6.2	TDR/TDT мерење коришћењем анализатора мрежа.....	174
5.6.3	Задатак.....	175
5.7	Питања за проверу знања.....	175
5.8	Литература.....	176

1 Мерење s -параметара анализатором мрежа

Параметри расејања (или s -параметари) су комплексни бројеви којима у фреквенцијском домену описујемо коефицијенте рефлексије и трансмисије микроталасних склопова (филтара, спрежњака, миксера, појачавача, антена и других). Ови параметри у потпуности карактеришу склоп при линеарном начину рада, одакле произилази њихов огроман значај. При линеарном начину рада учестаност простопериодичног сигнала на излазу једнака је учестаности простопериодичног сигнала на улазу, мењају се (само) амплитуда и фаза. (При нелинеарном начину рада склопови могу променити учестаност сигнала са улаза—нпр. миксер, а на излазу могу постојати и додатни сигнали—нпр. хармоници.) Уређај намењен мерењу s -параметара назива се анализатор мрежа. Анализатор мрежа који мери само модул комплексних s -параметара називамо скаларним, док онај који мери и њихов аргумент називамо векторским анализатором мрежа (VNA—Vector Network Analyzer). У општем случају s -параметари дефинишу се за електричну мрежу са n ($n \geq 1$) приступа (тј. портова). Портови треба да обезбеде простирање трансверзалних електромагнетских (ТЕМ) таласа. Анализатори мрежа поседују портове којима се повезују са склопом који се карактерише. Стандардна импеданса портова код анализатора мрежа је 50Ω или 75Ω , а у пракси су најчешћи анализатори мрежа са два порта, док се ређе срећу они са четири порта. Број портова већи од четири реализује се наменским додатним склоповима. (Напоменимо да постоје и x -параметри, који описују склопове при нелинеарном начину рада, као и нелинеарни анализатори мрежа—NVNA—који служе за мерење x -параметара, али се њима нећемо бавити.)

1.1 Параметри расејања (s -параметри)

Простирање таласа и величине потребне за дефинисање s -параметара (s -parameters, scattering parameters) двопортног тестираног уређаја (DUT—Device Under Test) приказани су на слици 1.1.1. Простопериодични таласи се описују интензитетом таласа, комплексним бројем чија је модул једнак корену из средње снаге која се преноси таласом, а аргумент једнак почетној фази комплексног представника електричног поља таласа.



Слика 1.1.1. Ток сигнала двопортног склопа (уз дефиницију s -параметара).

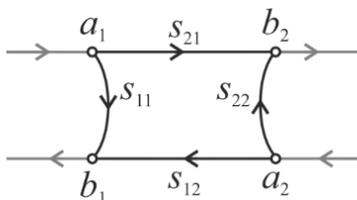
Претпоставимо да постоји само инцидентни талас ка порту 1 (побуда је прикључена на порт 1, а на порту 2 је прилагођење—пријемник од 50Ω или 75Ω), интензитета таласа a_1 . Један део инцидентног таласа се рефлектује од DUT-а. Интензитет рефлектованог таласа је $b_1 = s_{11}a_1$, где је s_{11} коефицијент рефлексије DUT-а на порту 1 (и количник је интензитета рефлектованог и инцидентног таласа). Други део инцидентног таласа се трансмитује кроз DUT. Интензитет трансмитованог таласа је $b_2 = s_{21}a_1$, где је s_{21} коефицијент трансмисије DUT-а од порта 1 ка порту 2 (и количник је интензитета трансмитованог и инцидентног таласа). Слично, ако постоји само инцидентни талас ка порту 2, интензитета таласа a_2 , дефинишемо коефицијент рефлексије DUT-а на порту 2, $s_{22} = b_2/a_2$ и коефицијент трансмисије DUT-а од порта 2 ка порту 1, $s_{12} = b_1/a_2$. Уколико инцидентни таласи ка портovima 1 и 2 постоје истовремено, интензитети таласа који „излазе“ из портова 1 и 2, b_1 и b_2 , су линеарна комбинација интензитета инцидентних таласа, a_1 и a_2 :

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2, \quad (1.1.1)$$

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2. \quad (1.1.2)$$

Тежински коефицијенти линеарне комбинације су s -параметри s_{11} , s_{21} , s_{22} и s_{12} , као у изразима (1.1.1) и (1.1.2). На тај начин је микроталасни склоп у линеарном режиму рада описан својим s -параметрима. На сличан начин можемо дефинисати s -параметре склопова са више од два порта. Импеданса портова (50Ω или 75Ω) назива се номинална импеданса и теоријски може узимати и друге вредности од оних које се користе у пракси (50Ω или 75Ω). Вредности s -параметара зависе од номиналне импедансе.

Ток сигнала са слике 1.1.1, описан изразима (1.1.1) и (1.1.2), понекад је погодно приказати преко дијаграма тока сигнала, као на слици 1.1.2. Дијаграм тока сигнала је граф у којем су интензитети таласа представљени чворовима, а s -параметри усмереним гранама које повезују чворове. Свака грана која се стиче у посматраном чвору и усмерена је ка њему представља један талас који улази у чвор, а интензитет тог таласа једнак је производу s -параметра гране и интензитета таласа другог чвора гране. Интензитет таласа посматраног чвора једнак је збиру интензитета свих таласа који улазе у тај чвор. Стога за b_1 и b_2 важе изрази (1.1.1) и (1.1.2), док вредности a_1 и a_2 зависе од склопова прикључених на портове посматраног двопортног склопа. Приметимо да је један порт описан са два чвора (порт 1 чворовима a_1 и b_1 , а порт 2 чворовима a_2 и b_2).



Слика 1.1.2. Дијаграм тока сигнала за двопортни склоп описан s -параметрима.

1.2 Параметри рефлексије и трансмисије

У општем случају склопа са n портова, параметар s_{ii} ($i=1,\dots,n$) је коефицијент рефлексије на порту i , а параметар s_{jk} ($j,k=1,\dots,n$ и $j \neq k$) је коефицијент трансмисије од порта k ка порту j . Код склопова којима ћемо се бавити модул коефицијента рефлексије узима вредности између нула (нема рефлексије) и један (читав улазни сигнал се рефлектује), тј. важи:

$$0 \leq |s_{ii}| \leq 1, \quad (1.2.1)$$

док модул коефицијента трансмисије може бити и мања и већа од један, па формално важи:

$$0 \leq |s_{jk}| < \infty. \quad (1.2.2)$$

У пракси, модул посматраног s -параметра, у фреквенцијском опсегу од интереса, може да се промени за неколико редова величина, па се често изражава у децибелима. Модул коефицијента рефлексије у децибелима је:

$$s_{ii} [\text{dB}] = 20 \log_{10} |s_{ii}|, \quad (1.2.3)$$

односно, имајући у виду (1.2.1), $s_{ii} [\text{dB}]$ може бити нула или негативна. У микроталасним мерењима се овој величини, у зависности од контекста, често додељују и друга имена. Тако се за испитивани (i -ти) порт микроталасног склопа уводи термин „повратно слабљење“ (RL – Return Loss) које се у децибелима дефинише као:

$$RL [\text{dB}] = -20 \log_{10} |s_{ii}|, \quad (1.2.4)$$

односно представља модул коефицијента рефлексије у децибелима са измењеним предзнаком (код склопова којима ћемо се бавити, може бити нула или позитивно). Практично, повратно слабљење каже за колико је децибела рефлектовани сигнал ослабљен у односу на инцидентни сигнал. Идентична величина се код побуђеног (предајног) порта анализатора мрежа назива „прилагођење извора“ (SM – Source Match):

$$SM [\text{dB}] = -20 \log_{10} |s_{ii}|, \quad (1.2.5)$$

а код непобуђеног (пријемног) порта „прилагођење пријемника“ (LM – Load Match):

$$LM [\text{dB}] = -20 \log_{10} |s_{ii}|. \quad (1.2.6)$$

Често се уместо модула коефицијента рефлексије (тј. модула параметра s_{ii}) користи алтернативна величина, „коефицијент стојећих таласа“ (SWR – Standing Wave Ratio; $VSWR$ – Voltage Standing Wave Ratio), који се може изразити преко модула коефицијента рефлексије:

$$SWR = \frac{1 + |s_{ii}|}{1 - |s_{ii}|}. \quad (1.2.7)$$

Имајући у виду (1.2.1), важи да је $SWR \geq 1$, при чему вредности 1 одговара случај када нема рефлексије, док при повећању рефлексије расте и SWR . На пример, за $SWR=1,2$ је $s_{ii}[\text{dB}] = -20,83\text{dB}$, а за $SWR = 2$ је $s_{ii}[\text{dB}] = -9,54\text{dB}$.

Код трансмисије, ако је $|s_{jk}| \leq 1$, дефинишемо „унето слабљење“ (IL – Insertion Loss) у децибелима:

$$IL = -20 \log_{10} |s_{jk}|, \quad (1.2.8)$$

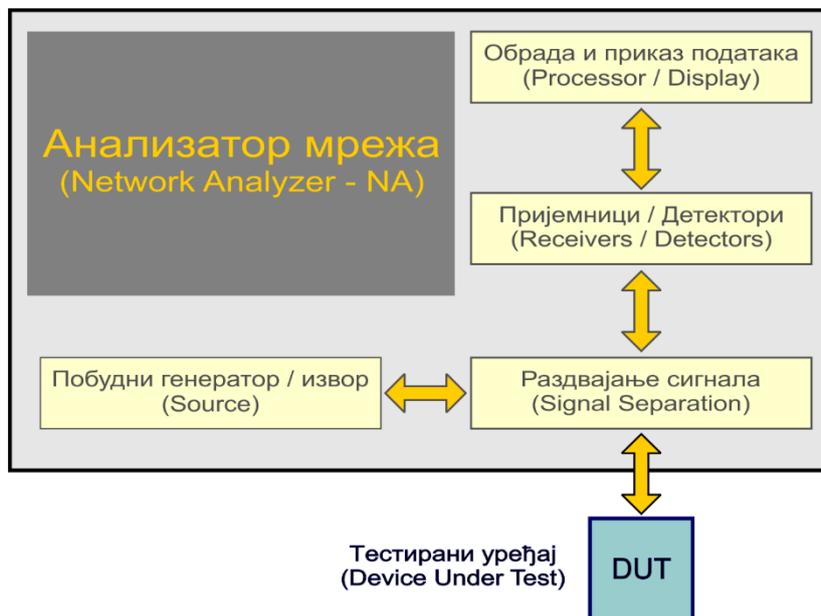
а ако је $|s_{jk}| \geq 1$ дефинишемо „појачање“ снаге (G – Gain) у децибелима:

$$G = 20 \log_{10} |s_{jk}|. \quad (1.2.9)$$

Сматраћемо да су величине дефинисане изразима (1.2.8) и (1.2.9) су позитивне или једнаке нули (нула су када је $|s_{jk}| = 1$, у ком случају је свеједно да ли ћемо говорити о слабљењу или појачању).

1.3 Структура анализатора мрежа

Блок шема анализатора мрежа приказана је на слици 1.3.1.



Слика 1.3.1. Блок шема анализатора мрежа.

Традиционално, у блок шеми анализатора мрежа препознајемо четири целине: (1) побудни генератор, (2) део за раздвајање сигнала, (3) пријемник (или детектор) и (4) део за обраду и приказ података. Оне обављају принципски једноставан поступак мерења: побудни генератор обезбеђује инцидентни сигнал (талас), део за раздвајање сигнала прослеђује инциденти, рефлектовани и трансмитовани сигнал до одговарајућих пријемника који их мере, да би део за обраду и приказ података израчунао потребне величине и приказао их на екрану (или сачувао

у меморији). Код првобитних анализатора мрежа, насталих касних шездесетих година двадесетог века и значајно унапређених до средине осамдесетих, генератор и део за раздвајање сигнала (тзв. тест-сет) били су посебни уређаји, који су се споља повезивали са остатком система. На слици 1.3.2 приказана је модуларна структура једног таквог векторског анализатора мрежа, HP 8510b (генератор се налази на врху, тест сет на дну). Модерни анализатори мрежа (настали на преласку из двадесетог у двадесетпрви век) су у потпуности интегрисани уређаји, који обједињују (у истој кутији) микроталасне компоненте за мерење и управљачке персоналне рачунаре. Пример модерног анализатора мрежа са врха понуде је N5227A PNA, приказан на слици 1.3.3.



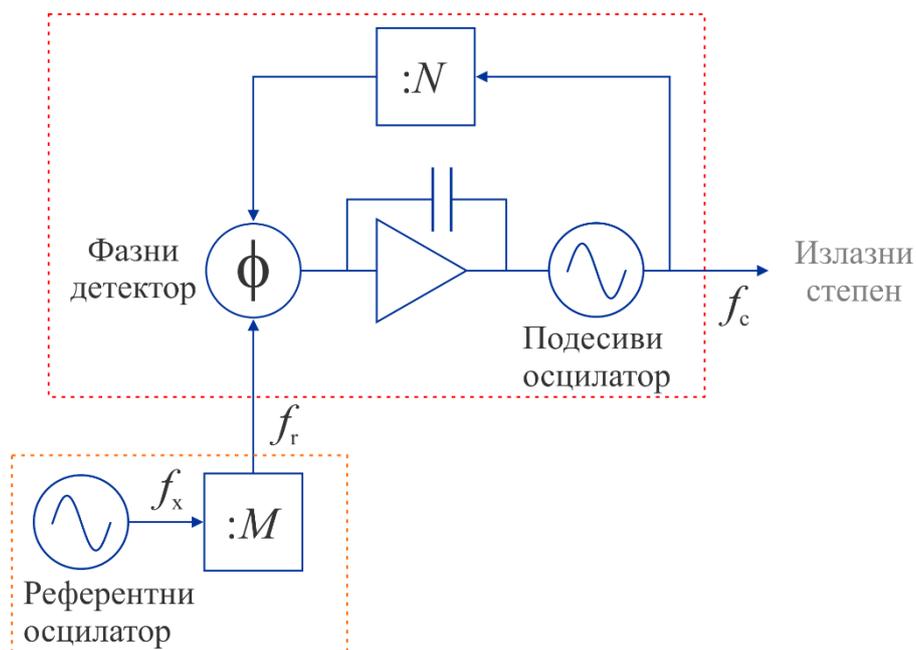
Слика 1.3.2. Анализатор мрежа HP 8510b, представљен 1988. године.



Слика 1.3.3. Анализатор мрежа Agilent N5227A PNA, представљен 2011. године.

1.3.1 Побудни генератор (извор)

Побудни генератор (извор) обезбеђује (инциденти) простопериодични сигнал неопходан за мерење коефицијената рефлексије и трансмисије. Основне карактеристике извора су опсег учестаности и опсег снага који обезбеђује. Модерни анализатори мрежа са коаксијалним портovima израђују се до учестаности од 110 GHz, док снаге извора у анализаторима мрежа обично нису веће од 100 mW. Извори у првобитним анализаторима мрежа омогућавали су аутоматско мерење у опсегу учестаности (frequency sweep), док модерни анализатори мрежа омогућавају и аутоматско мерење у опсегу снага (power sweep). Динамика снаге извора (распон између минималне и максималне излазне снаге) зависи од конкретног анализатора мрежа, а опционо се уграђују и ослабљивачи како би се са истом динамиком радило на мањим снагама (различити склопови имају и различите радне снаге). Простопериодични сигнал генерише се у подесивом осцилатору (обично осцилатор са YIG—Yttrium Iron Garnet елементом, или напонски контролисани осцилатор са варактор диодом, VCO—Voltage Controlled Oscillator), који је у модерним анализаторима мрежа спрегнут (кроз тзв. PLL—Phased Lock Loop) са референтним осцилатором (обично осцилатор са кристалом кварца), ради повећања тачности и стабилности учестаности. Извор са таквом повратном спрегом уобичајено се назива *синтетизатор* учестаности. Блок шема синтетизатора учестаности приказана је на слици 1.3.1.1.

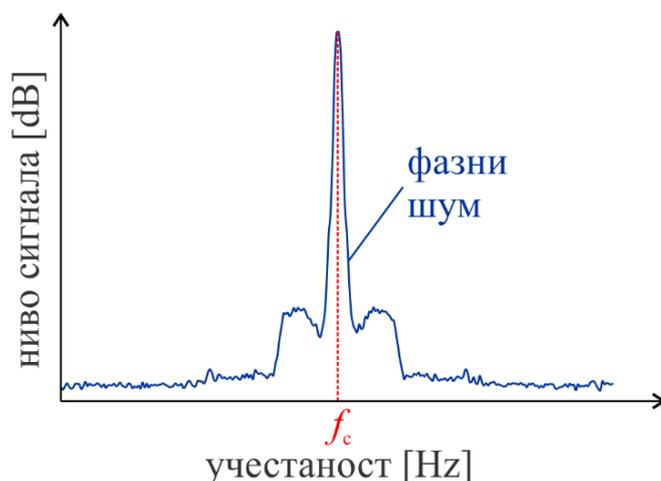


Слика 1.3.1.1. Синтетизатор учестаности.

Учестаност сигнала из референтног осцилатора, f_r , пореди се са N -тим (N је у општем случају рационалан број) делом учестаности сигнала из подесивог осцилатора, f_c , у фазном детектору, а њихова се разлика, у виду сигнала грешке, користи за корекцију учестаности подесивог осцилатора. На крају овог процеса (када је сигнал грешке нула, тј. када је „петља закључана“) учестаност f_c пропорционална је учестаности f_r , $f_c = Nf_r$, односно f_c добија тачност и стабилност учестаности f_r .

Тачност и стабилност учестаности осцилатора исказује се у релативној јединици ppm (Parts Per Million). Ако тачност осцилатора на учестаности f_c износи x ppm, одступање учестаности Δf_c (од подешене учестаности f_c) биће $\Delta f_c = f_c x/10^6$. Температурна стабилност се изражава у ppm по °C, а дугорочна стабилност у ppm по години. Референтни осцилатори са кристалом кварца обично долазе у две верзије: TCXO (Temperature-controlled crystal oscillator) и OCXO (Oven-controlled crystal oscillator). У TCXO-у се врши контрола температуре кристала и корекција параметара компензационе варактор диоде у складу са текућом температуром. У OCXO-у се кристал (и други температурно осетљиви елементи) налазе у комори са стабилном температуром, одабраном тако да је нагиб криве која описује промену учестаности осцилатора са температуром нула. Тачност и стабилност (и температурна и дугорочна) TCXO-а је реда 1 ppm, док одговарајуће вредности код OCXO-а могу бити и до два реда величине мање, уз знатно већу цену OCXO-а.

Реалан спектар сигнала из осцилатора, подешеног на учестаност f_c , садржи и компоненте у околини учестаности f_c (фазни шум—phase noise), компоненте на учестаностима које су целобројни умношци f_c (хармоници—harmonics), као и компоненте које нису у околини f_c и нису хармоници (нерегуларни сигнали—spurious tones). Као илустрација, на слици 1.3.1.2 приказан је снимљени спектар сигнала на излазном порту анализатора мрежа, у околини учестаности f_c на коју је подешен побудни генератор. Фазни шум квантитативно се изражава као однос једностране спектралне густине снаге сигнала у околини учестаности f_c и снаге на учестаности f_c , а јединица је dB_c/Hz. Јединица dB_c означава dB у односу на носилац (carrier). Уместо преко спектралне густине снаге у dB_c/Hz, фазни шум се може дати и преко укупне снаге у dB_c, при чему се та снага рачуна у опсегу од 1 Hz. У спецификацијама уређаја фазни шум се обично даје за низ опсега учестаности f_c и неколико учестаности са задатим померајем (offset) у односу на f_c (типично за помераје од 100 Hz до 1 MHz). На пример, за поменути анализатор мрежа N5227A, фазни шум на offset-у 1 kHz износи -101 dB_c(Hz) за опсег 1 GHz–2 GHz, а -71 dB_c(Hz) за опсег 32 GHz–64 GHz.



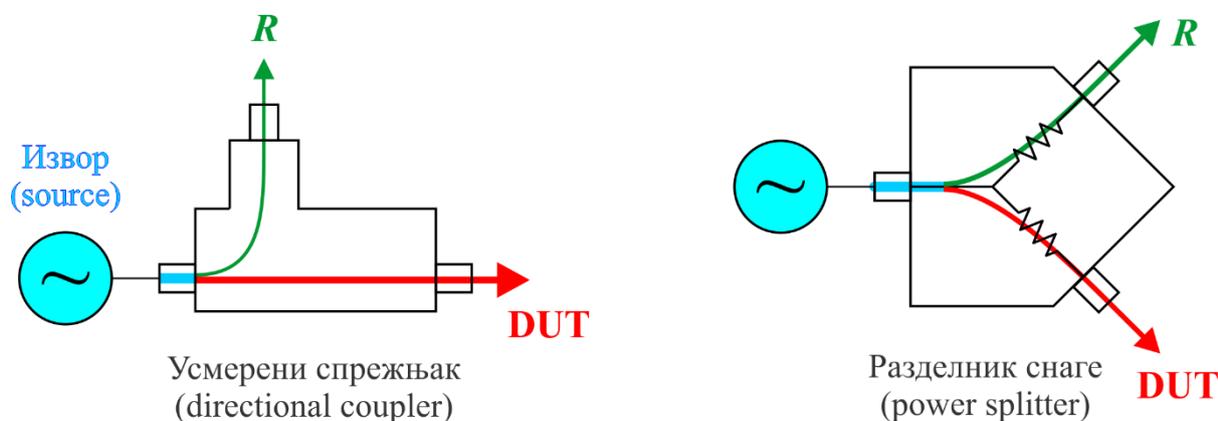
Слика 1.3.1.2. Спектар сигнала на излазном порту анализатора мрежа.

Хармоници и нерегуларни сигнали, будући да је реч о појединачним компонентама, дају се преко укупне снаге у dB_c . Код анализатора мрежа N5227A, специфицирани релативни ниво другог и трећег хармоника, при максималној излазној снази, је -20 dB_c за опсег $4 \text{ GHz} - 24 \text{ GHz}$, а -60 dB_c за опсег $40,5 \text{ GHz} - 67 \text{ GHz}$.

Сигнал се из синтетизатора учестаности води на излазни степен, где се врши одржавање задатог нивоа сигнала (ALC—Automatic Level Control) и евентуално слабљење, чиме добијамо излазни сигнал извора. Учестаност овог сигнала има типичну резолуцију (најмањи корак подешавања) 1 Hz , а излазна снага типичну резолуцију $0,01 \text{ dB}$.

1.3.2 Раздвајање сигнала

Део за **раздвајање сигнала** (уобичајеног назива тест сет) служи да се делови инцидентног, рефлектованог и трансмитованог сигнала проследе до пријемника који ће их измерити, ради каснијег одређивања њиховог односа (тј. коефицијената рефлексије и трансмисије). С обзиром да се инцидентни и рефлектовани сигнал простиру дуж исте линије за пренос, у литератури се обично говори о два поступка: издвајању инцидентног и издвајању рефлектованог сигнала (трансмитовани сигнал није проблематичан у том смислу). У модерним анализаторима мрежа се за оба поступка могу користити усмерени спрежњаци (Directional Couplers), док се за издвајање дела инцидентног сигнала могу користити и разделници снаге (Power Splitters), а за издвајање дела рефлектованог сигнала могу се користити и усмерени мостови (Directional Bridges). Портови анализатора мрежа део су тест сета, а побудни (инцидентни) сигнал може се прослеђивати само на један од портова (тзв. transmission/reflection—T/R—тест сет) или на оба порта (тзв. S-parameter тест сет). Анализатор мрежа са T/R тест сетом мери коефицијент рефлексије и трансмисије само у једном смеру, па за добијање сва четири s-параметра двопортног склопа морамо да извршимо два мерења (по једно за сваки порт склопа прикључен на побудни порт анализатора мрежа). Код S-parameter тест сета сви параметри се добијају у једном мерењу. Хардверско решење са T/R тест сетом је јефтиније, али захтева додатни напор при мерењу и не омогућава примену најтачнијих метода за отклањање систематских грешака мерења.

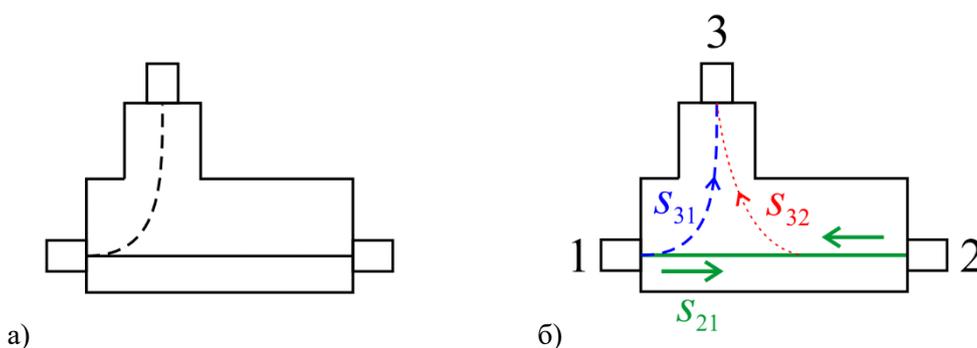


Слика 1.3.2.1. Издвајање дела инцидентног (R) сигнала.

Принципска шема издвајања дела инцидентног сигнала (R је уобичајена ознака тог дела сигнал) коришћењем усмереног спрежњака, односно разделника снаге, приказана је на

слици 1.3.2.1. Предност усмерених спрежњака је то што се издваја само мали део побудног сигнала (са практичног становишта занемарљив), тако да највећи део побудног сигнала наставља ка DUT-у . Код разделника снаге, пак, имамо значајно слабљење (обично 6 dB) у грани која наставља ка тестираном уређају (што смањује динамички опсег мерења). С друге стране, разделници снаге су у предности када је у питању рад на веома ниским учестаностима—раде практично до DC учестаности (Direct Current, учестаност нула), док усмерени спрежњаци имају изражено слабљење на нижим учестаностима (реда MHz).

Шематски приказ усмереног спрежњака који ћемо користити приказан је на слици 1.3.2.2а, а токови сигнала са назначеним портovima и одговарајућим s -параметрима на слици 1.3.2.2б. Дуж главног тока сигнала, од порта 1 ка порту 2, постоји врло мало слабљење, док се само мали део тог сигнала појављује на „спрегнутом“ порту 3. Између портова 2 и 3 не би требало да постоји пренос, али у пракси та „изолација“ није савршена.



Слика 1.3.2.2. Усмерени спрежњак: а) шематски приказ и б) токови сигнала.

Величине којима карактеришемо усмерени спрежњак, слабљење (Loss), спрега (Coupling), изолација (Isolation) и усмереност (Directivity), дефинишу се (у децибелима) на следећи начин:

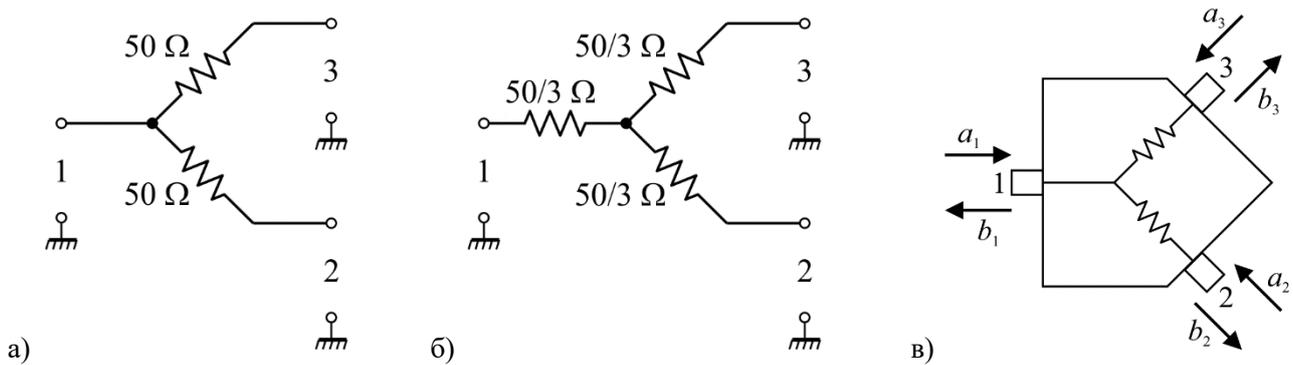
$$\text{Loss [dB]} = -20 \log_{10} |s_{21}|, \quad (1.3.2.1)$$

$$\text{Coupling [dB]} = -20 \log_{10} |s_{31}|, \quad (1.3.2.2)$$

$$\text{Isolation [dB]} = -20 \log_{10} |s_{32}|, \quad (1.3.2.3)$$

$$\text{Directivity [dB]} = -20 \log_{10} \frac{|s_{32}|}{|s_{31}|}. \quad (1.3.2.4)$$

Пасивни разделници снаге се стандардно реализују са два или три отпорника. На слици 1.3.2.3а приказано је решење са два отпорника, а на слици 1.3.2.3б решење са три отпорника, за номиналну импедансу од 50 ома. Решења су приказана у виду електричних мрежа, где сваки приступ има два прикључка. Напоменимо да поједини произвођачи и поједини аутори праве термилошку разлику између решења са два отпорника (Power Splitter) и решење са три отпорника (Power Divider). Као што ћемо видети, ова два решења имају битно различите карактеристике, што свако од њих чини погодним за одређене, међусобно различите, намене.



Слика 1.3.2.3. Разделници снаге са а) два и б) три отпорника и в) шема разделника са означеним портовима и сигнаlima.

Одредимо s -параметре разделника снаге са два отпорника. На сваком порту разделника постоје приступни водови карактеристичне импедансе $Z_c = 50 \Omega$ (номинална импеданса). У устаљеном простопериодичном режиму се, у општем случају, дуж сваког приступног вода простиру два таласа, у различитим смеровима. Уколико је други крај приступног вода затвореном пријемником импедансе једнаке карактеристичној импеданси (прилагођењем), не постоји талас који се простире ка разделнику. Формално, талас који се простире ка посматраном порту назива се инцидентним (сигналом) за тај порт, а талас који се креће од посматраног порта назива се рефлектованим (сигналом) за тај порт. Наравно, инцидентни сигнал посматраног порта биће рефлектовани сигнал другог, са њим повезаног порта (другог уређаја), а рефлектовани сигнал посматраног порта биће инцидентни сигнал тог другог порта. Инцидентни (a_i) и рефлектовани (b_i) сигнали разделника снаге приказани су на слици 1.3.2.3в.

Примећујемо да се у овој формалној терминологији не помиње трансмитовани сигнал. Заправо, када је побуђен само један порт посматраног склопа (односно, постоји инцидентни сигнал за тај порт), а на све преостале портове прикључено прилагођење (тако да не постоје инцидентни сигнали тих портова), рефлектовани сигнали тих (преосталих) портова су суштински трансмитовани сигнали од побуђеног порта ка тим портовима. У наставку овог одељка држаћемо се формалне терминологије (о инцидентним и рефлектованим сигнаlima), али ћемо имати у виду суштинско значење трансмитованог таласа при одређивању коефицијента трансмисије.

Параметар s_{ii} (коефицијент рефлексije) одредићемо на основу познате везе који он има са комплексном импедансом Z_i на посматраном приступу:

$$s_{ii} = \frac{Z_i - Z_c}{Z_i + Z_c}. \quad (1.3.2.5)$$

Модул параметра s_{jk} (коефицијента трансмисије) је:

$$|s_{jk}| = \frac{b_j}{a_k} = \frac{\sqrt{P_{jr}}}{\sqrt{P_{ki}}} = \frac{\sqrt{|u_{jr}|^2 / Z_c}}{\sqrt{|u_{ki}|^2 / Z_c}} = \frac{|u_{jr}|}{|u_{ki}|}, \quad (1.3.2.6)$$

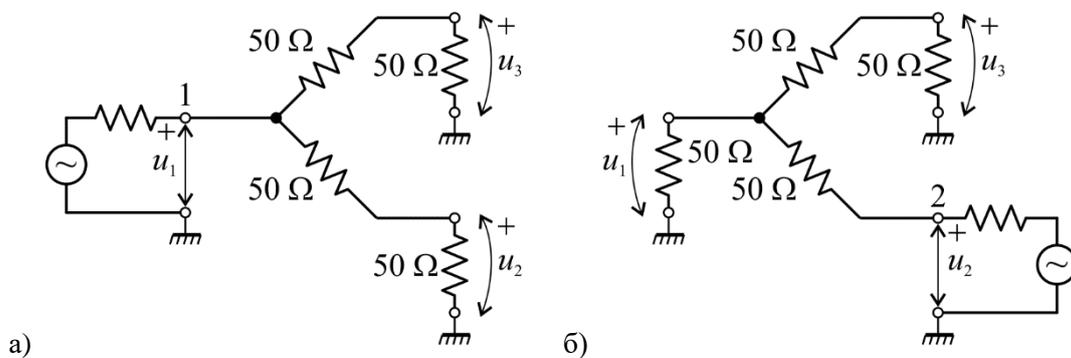
где је P_{jr} средња снага рефлектованог сигнала на порту j , P_{ki} средња снага инцидентног сигнала на порту k , $|u_{jr}|$ ефективна вредност napona рефлектованог сигнала на порту j и $|u_{ki}|$ ефективна вредност napona инцидентног сигнала на порту k . Приметимо да (1.3.2.6) важи за произвољно j и k , односно и за s_{ii} (кофицијенте рефлексije). Пошто су почетне фазе комплексних napona инцидентног и рефлектованог таласа на приступима једнаке почетним фазама електричног поља таласа на приступним водовима, за произвољно j и k важи и:

$$s_{jk} = \frac{u_{jr}}{u_{ki}}, \quad (1.3.2.7)$$

где је u_{jr} комплексни представник napona (комплексни napon) рефлектованог сигнала на порту j , а u_{ki} комплексни napon инцидентног сигнала на порту k . Укупан комплексни napon на посматраном порту једнак је збиру комплексних napona инцидентног и рефлектованог сигнала на том порту, $u_j = u_{ji} + u_{jr}$, а комплексни napони инцидентног и рефлектованог сигнала повезани су преко кофицијента рефлексije посматраног порта $u_{jr} = s_{jj}u_{ji}$, па је:

$$u_j = u_{ji}(1 + s_{jj}). \quad (1.3.2.8)$$

С обзиром да је реч о отпорничкој мрежи, све комплексне импедансе на приступима су реалне, аргументи свих кофицијената трансмисије су нула ($s_{jk} = |s_{jk}|$) и мрежа је реципрочна ($s_{jk} = s_{kj}$).



Слика 1.3.2.4. Уз одређивање s -параметара разделника снаге са два отпорника: а) побуда на порту 1 и б) побуда на порту 2.

Ако је побуда прикључена на порт 1, а на портове 2 и 3 прикључени отпорници од 50 ома (прилагођења), као на слици 1.3.2.4а, комплексна импеданса на приступу 1 је $Z_1 = 50 \Omega$ (из тачке 1 виде се две паралелне гране од по 100 ома), па је, на основу (1.3.2.5), $s_{11} = 0$ и последично, на основу (1.3.2.8), $u_1 = u_{i1}$. Такође је, уочавајући просте разделнике napona, $u_2 = u_1/2$ и $u_3 = u_1/2$. Пошто су приступни водови на портовима 2 и 3 разделника затворени прилагођењем, нема сигнала који се враћају ка портовима 2 и 3 (инцидентних сигнала тих портова), па је $u_2 = u_{2r}$ и $u_3 = u_{3r}$. Стога, на основу (1.3.2.7), добијамо $s_{21} = u_{2r}/u_{i1} = u_2/u_1 = 0,5$ и $s_{31} = 0,5$.

Ако је побуда прикључена на порт 2, а на портове 1 и 3 прикључени отпорници од 50 ома (прилагођења), као на слици 1.3.2.4б, комплексна импеданса на приступу 2 је $Z_2 = 250/3 \Omega$ (из тачке 2 види се грана од 50 ома везана редно са две паралелне гране од 50 ома и 100 ома), па је, на основу (1.3.2.5), $s_{22} = 0,25$ и последично, на основу (1.3.2.8), $u_{2i} = 0,8 u_2$. Такође је, уочавајући просте разделнике напона, $u_1 = 0,4 u_2$ и $u_3 = 0,2 u_2$. Пошто су приступни водови на портovima 1 и 3 разделника затворени прилагођењем, нема сигнала који се враћају ка портovima 1 и 3 (инцидентних сигнала тих портova), па је $u_1 = u_{1r}$ и $u_3 = u_{3r}$. Стога, на основу (1.3.2.7), добијамо $s_{32} = u_{3r}/u_{2i} = 0,2 u_2 / 0,8 u_2 = 0,25$. Портови 2 и 3 су симетрични, па је $s_{33} = s_{22} = 0,25$. Имајући у виду реципрочност ове отпорничке мреже, одредили смо све s -параметре, па можемо да напишемо везу између инцидентних и рефлектованих сигнала разделника снаге са два отпорника (слика 1.3.2.3б), у матричном облику:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} \\ s_{21} & s_{22} & s_{23} \\ s_{31} & s_{32} & s_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix}. \quad (1.3.2.9)$$

Формално, (1.3.2.9) можемо записати као:

$$\mathbf{b} = \mathbf{S}_{2R} \mathbf{a}, \quad (1.3.2.10)$$

где су \mathbf{a} и \mathbf{b} вектори инцидентних, односно рефлектованих сигнала, а

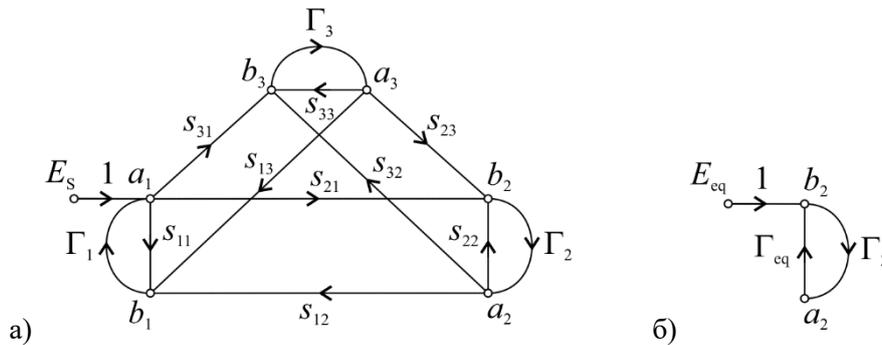
$$\mathbf{S}_{2R} = \begin{bmatrix} 0 & 0,5 & 0,5 \\ 0,5 & 0,25 & 0,25 \\ 0,5 & 0,25 & 0,25 \end{bmatrix} \quad (1.3.2.11)$$

матрица s -параметара разделника снаге са два отпорника. На сличан начин могу се израчунати s -параметри разделника снаге са три отпорника, чија је матрица s -параметара:

$$\mathbf{S}_{3R} = \begin{bmatrix} 0 & 0,5 & 0,5 \\ 0,5 & 0 & 0,5 \\ 0,5 & 0,5 & 0 \end{bmatrix}. \quad (1.3.2.12)$$

Претпоставимо да се разделник снаге користи за издвајање дела инцидентног сигнала, као на слици 1.3.2.1, и да је део система за мерење количника два сигнала (рефлектованог и инцидентног, или трансмитованог и инцидентног). Нека је побудни генератор прикључен на порт 1, склоп за мерење издвојеног дела инцидентног сигнала на порт 3, док се сигнал са порта 2 води као инцидентни сигнал на склоп који карактеришемо (DUT). Порт 2 се, дакле, понаша као еквивалентни извор побудног сигнала за DUT. У наставку ћемо одредити параметре тог еквивалентног извора. Дијаграм тока сигнала за овакву поставку приказан је на слици 1.3.2.5а. Као што смо већ рекли, сигнали су представљени чворовима. Поред инцидентних и рефлектованих сигнала разделника снаге (означених на слици 1.3.2.3б), имамо и побудни сигнал извора E_s (који је у директној вези са средњом снагом коју извор испоручује прилагођеном пријемнику, а коју ћемо извести у поглављу о мерењу снаге). Тежински

коэффициенти грана су, поред s -параметара разделника снаге, и коэффициенти рефлексije извора (Γ_1), склопа за мерење издвојеног дела инцидентног сигнала (Γ_3) и коэффициент рефлексije који се види ка склопу који карактеришемо (Γ_2). Важно је уочити да су E_s , Γ_1 и Γ_3 фиксни делови поставке, тј. можемо контролисати њихове вредности (тако што ћемо одабрати одговарајуће склопове при њиховој реализацији). С друге стране, Γ_2 у општем случају зависи од склопа који карактеришемо, па је за нас независна променљива (тј. не можемо да утичемо на њу). Такође, извор се карактерише са два параметра, E_s и Γ_1 .



Слика 1.3.2.5. а) Дијаграм тока сигнала разделника снаге у конфигурацији за мерења количника два сигнала и б) одговарајући еквивалентни ијаграм тока сигнала за порт 2 као еквивалентни извор.

У систему са слике 1.3.2.5а сигнал b_3 служи за мерење инцидентног сигнала, а сигнал b_2 за побуду DUT-а. Пре него што изведемо егзактне изразе за сигнале b_2 и b_3 , уочимо како се расподељује сигнал a_2 , који се простира ка порту 2 разделника снаге (a_2 је део сигнала b_2 који се рефлектовао од система у којем је DUT, $a_2 = \Gamma_2 b_2$). Код разделника снаге са два отпорника је $s_{22} = s_{32} = 0,25$, па се једнаки делови сигнала a_2 преливају у сигнале b_2 и b_3 . То није случај код разделника снаге са три отпорника, јер је $s_{22} = 0$, а $s_{32} = 0,5$.

Коришћењем Мејсоновог правила (the nontouching loop rule), које је наведено у поглављу 1.11, добијамо функције преноса:

$$T_{21} = \frac{b_2}{E_s} = \frac{s_{21}(1 - \Gamma_3 s_{33}) + s_{31} \Gamma_3 s_{23}}{\Delta}, \quad (1.3.2.13)$$

$$T_{31} = \frac{b_3}{E_s} = \frac{s_{31}(1 - \Gamma_2 s_{22}) + s_{21} \Gamma_2 s_{32}}{\Delta}, \quad (1.3.2.14)$$

где је Δ детерминанта система. Дељењем претходне две једначине добијамо:

$$\frac{T_{21}}{T_{31}} = \frac{b_2}{b_3} = \frac{s_{21}(1 - \Gamma_3 s_{33}) + s_{31} \Gamma_3 s_{23}}{s_{31}(1 - \Gamma_2 s_{22}) + s_{21} \Gamma_2 s_{32}}, \quad (1.3.2.15)$$

односно, након сређивања,

$$b_2 = \frac{\frac{s_{21}}{s_{31}} \left(1 - \left(s_{33} - \frac{s_{31}s_{23}}{s_{21}} \right) \Gamma_3 \right)}{1 - \left(s_{22} - \frac{s_{21}s_{32}}{s_{31}} \right) \Gamma_2} b_3. \quad (1.3.2.16)$$

Да бисмо побољшали прилагођење еквивалентног извора, који представља порт 2, сигнал b_3 ћемо одржавати константним (подешавањем E_s), па претходни израз можемо написати у облику:

$$b_2 = \frac{E_{\text{eq}}}{1 - \Gamma_{\text{eq}} \Gamma_2}, \quad (1.3.2.17)$$

где је E_{eq} побудни сигнал еквивалентног извора,

$$E_{\text{eq}} = \frac{s_{21}}{s_{31}} \left(1 - \left(s_{33} - \frac{s_{31}s_{23}}{s_{21}} \right) \Gamma_3 \right) b_3, \quad (1.3.2.18)$$

а Γ_{eq} коефицијент рефлексије еквивалентног извора,

$$\Gamma_{\text{eq}} = s_{22} - \frac{s_{21}s_{32}}{s_{31}}. \quad (1.3.2.19)$$

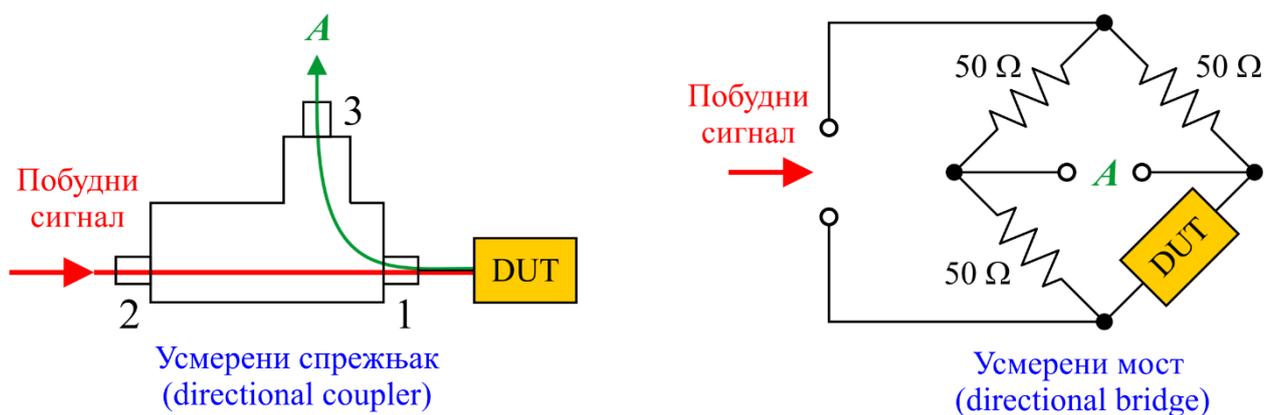
Еквивалентни дијаграм тока сигнала, описан изразом (1.3.2.17), приказан је на слици 1.3.2.5.б. Заменом s -параметара за разделник снаге са два отпорника у (1.3.2.19), добијамо да је коефицијент рефлексије еквивалентног извора $\Gamma_{\text{eq}2\text{R}} = 0$ ($\text{SWR}_{2\text{R}} = 1$), односно разделник снаге са два отпорника се на порту 2 теоријски понаша као савршено прилагођени еквивалентни извор (у пракси ће, наравно, постојати мало неприлагођење). С друге стране, заменом s -параметара за разделник снаге са три отпорника у (1.3.2.19), добијамо $\Gamma_{\text{eq}3\text{R}} = -0,5$ ($\text{SWR}_{3\text{R}} = 3$), што је врло велика вредност коефицијента рефлексије и разлог зашто се за издвајање инцидентног сигнала у мерењима користи искључиво разделник снаге са два отпорника.

Пошто је за разделник снаге са два отпорника $s_{21} = s_{31} = 0,5$, дељењем побудног сигнала уносимо слабљење од 6 dB у сваку од грана са отпорницима (на сваком од четири отпорника десно од тачке 1 на слици 1.3.2.4а дисипира се по четвртина снаге инцидентног сигнала на порту 1). Разделник без отпорника се не користи јер би постојала велика рефлексија инцидентног сигнала на порту 1 (улазна импеданса би била 25 ома) и не би било никакве изолације између портова.

Израз (1.3.2.19) се може применити и на мерни систем у којем се за издвајање дела инцидентног сигнала користи усмерени спрежњак. Гледајући слику 1.3.2.2б и имајући у виду да је $s_{21} \approx 1$ (у пракси је нешто мање од један) и да је $s_{32} \ll s_{31}$, добијамо да је у овом случају коефицијент рефлексије еквивалентног извора $\Gamma_{\text{eqDC}} \approx s_{22}$, што је у пракси нешто већа

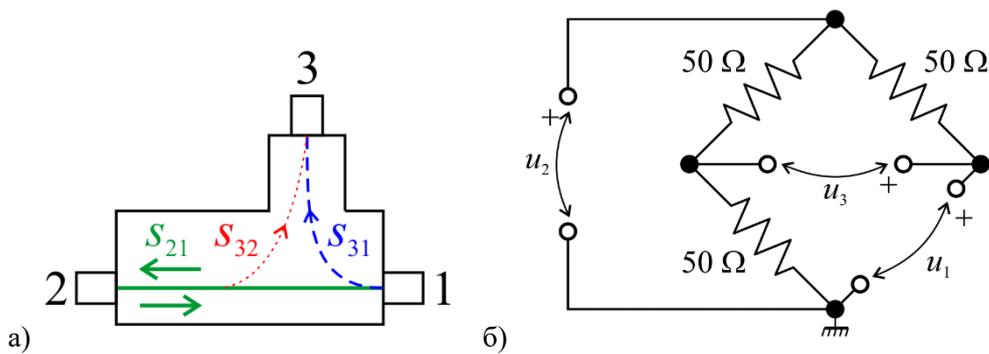
вредност (тј. нешто лошије) него код разделника снаге са два отпорника. Као што је раније речено, разделник снаге са два отпорника је у предности и када је реч о фреквенцијском опсегу, јер усмерени спрежњак не ради на веома ниским учестаностима (реда MHz). Заузврат, код усмереног спрежњака готово да нема слабљења сигнала у грани ка DUT-у, јер је $s_{21} \approx 1$, па са усмереним спрежњаком имамо потенцијално већи динамички опсег мерења него са разделником снаге са два отпорника.

Принципска шема издвајања дела рефлектованог сигнала за мерење (A је уобичајена ознака тог дела сигнала) коришћењем усмереног спрежњака, односно усмереног моста, приказана је на слици 1.3.2.6. Код усмереног спрежњака побудни сигнал (онај који напушта порт 2 разделника снаге са слике 1.3.2.3в) практично неослабљен пролази од порта 2 ка порту 1 (од порта 2 ка порту 3 идеално нема преноса, док у пракси постоји мали пренос, тј. изолација је коначна), рефлектује се од DUT-а и део тог рефлектованог сигнала преноси се до порта 3. Пошто је пренос од порта 2 до порта 3 знатно мањи од преноса од порта 1 до порта 3 (вредности усмерености, дефинисане изразом (1.3.2.4), оријентационо се крећу од 10 dB до 40 dB), сигнал A је директно пропорционалан сигналу рефлектованом од DUT-а. Највећи део сигнала рефлектованог од DUT-а се преко порта 2 враћа ка разделнику снаге (или усмереном спрежњаку, у зависности од тога који од тих склопова се користи за издвајање инцидентног сигнала), па је важно да сигнал на ту страну види што мањи коефицијент рефлексије (да се не би враћао ка DUT-у и стварао грешку мерења). Усмерени мост је суштински Витстонов мост, на чију се једну дијагоналу доводи побудни сигнал, док се у другој дијагонали мери сигнал A . Пошто се DUT прикључује у једну грану моста, док су у преосталим гранама отпорници од 50 ома, сигнал A биће пропорционалан дебалансу који у мост уноси импеданса DUT-а. Ако је импеданса DUT-а једнака 50 ома, сигнал A биће нула, па ће нула бити и измерени коефицијент рефлексије (A/R). Ако је импеданса DUT-а различита од 50 ома, сигнал A биће различит од нуле, а измерени коефицијент рефлексије биће утолико већи уколико је веће одступање импедансе DUT-а од 50 ома.



Слика 1.3.2.6. Издвајање дела рефлектованог (A) сигнала.

Усмерени мост понаша се слично усмереном спрежњаку, па користимо исти шематски приказ за оба склопа. Токови сигнала и напони на приступу електричне мреже усмереног моста приказани су на слици 1.3.2.7.

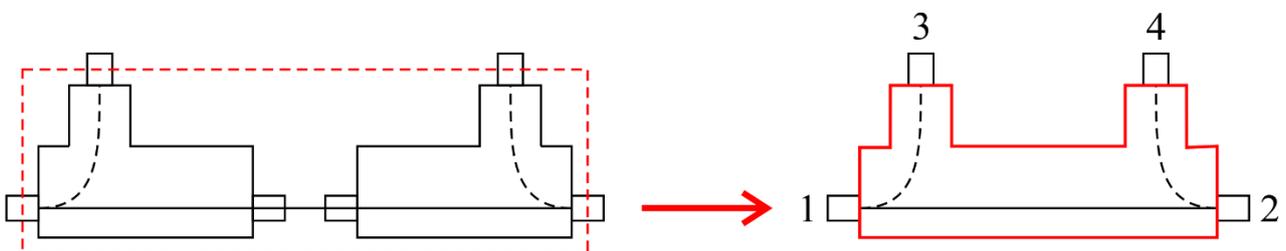


Слика 1.3.2.7. Усмерени мост, а) токови сигнала са назначеним s -параметрима и б) електрична мрежа усмереног моста са означеним напонима приступа.

Применом поступка за одређивање s -параметара отпорничке мреже, описаним за разделник напона са два отпорника, добијамо матрицу s -параметара усмереног моста:

$$\mathbf{S}_{DB} = \begin{bmatrix} 0 & 0,5 & 0,5 \\ 0,5 & 0 & 0 \\ 0,5 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (1.3.2.20)$$

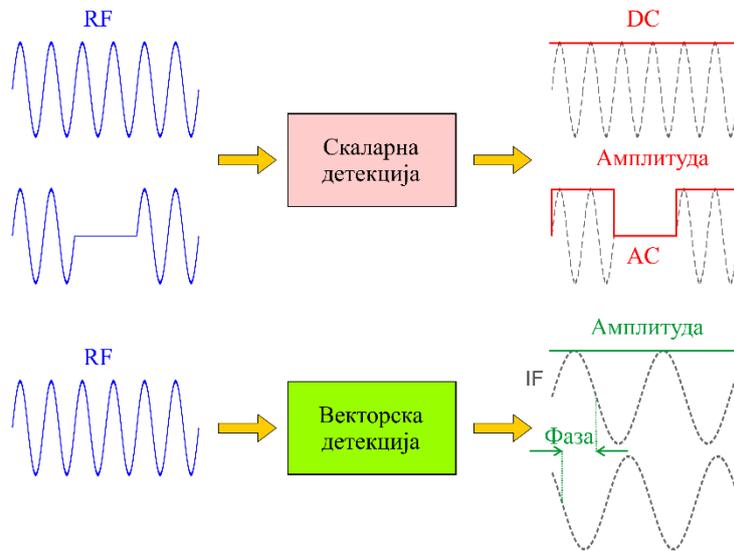
Из матрице се види да су портови 2 и 3 теоријски савршено изоловани ($s_{32} = 0$), што обећава добре резултате и у практичној реализацији (где изолација неће бити савршена). Слабљење дуж главне гране је 3 dB ($s_{21} = 0,5$), што је свакако више него код усмереног спрежњака. Пошто је у питању резистивна мрежа, требало би да усмерени мост ради и на DC учестаности. Међутим, пошто приступ 3 нема ни један прикључак на маси, у пракси се користи балун трансформатор, који квари употребљивост на најнижим учестаностима. Усмерени мост описује се истим параметрима као и усмерени спрежњак. Усмерени спрежњак се обично реализује помоћу спрегнутих водова, а анализа његовог рада је сложена, па ћемо типичне параметре усмереног спрежњака користити без улажења у структурне детаље. Формалним спајањем два усмерена спрежњака „леђа о леђа“, као што је приказано на слици 1.3.2.8, добијамо такозвани двоструки усмерени спрежњак (Dual directional coupler). Код типичног двоструког усмереног спрежњака слабљење између портова 1 и 2 је треба да је најмање могуће, порт 3 је спрегнут са порт 1, а порт 4 је спрегнут са порт 2. Између портова 1 и 4, односно 2 и 3, пренос би требало да буде минималан.



Слика 1.3.2.8. Двоструки усмерени спрежњак понаша се као веза два усмерена спрежњака „леђа о леђа“.

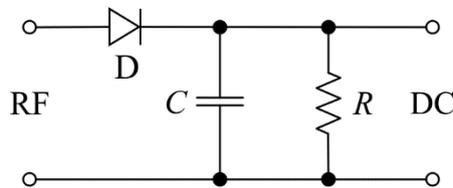
1.3.3 Пријемници и детектори

Пријемници (receivers) и детектори (detectors) служе за мерење инцидентног (R), рефлектованог (A) и трансмитованог (B) сигнала. Под детекторима се подразумевају уређаји који мере само амплитуду простопериодичног сигнала, а под пријемницима уређаји који мере и амплитуду и фазу. Стога се (диодни) детектори користе код скаларних анализатора мрежа, а (хетеродини) пријемници код векторских анализатора мрежа. Стога говоримо о „скаларној“ и „векторској“ детекцији, које су илустроване на слици 1.3.3.1.



Слика 1.3.3.1. Скаларна и векторска детекција.

Простопериодични сигнал који меримо означавамо са RF (Radio Frequency). Скаларном детекцијом се на основу RF сигнала добија DC сигнал чији је ниво једнак амплитуди RF сигнала. Затим се мери ниво тог DC сигнала. (Начин мерења DC сигнала—у аналогном облику, или након дигитализације—не спада у домен микроталасних мерења.) За скаларну детекцију уобичајено се користи диодни детектор, чија је поједностављена електрична шема приказана на слици 1.3.3.2. На излазу диоде, која је нелинеаран елемент, појављују се, поред основне учестаности и хармоника RF сигнала, и DC сигнал чији је ниво пропорционалан амплитуди RF сигнала. Затим се филтром пропусником ниских учестаности на излаз прослеђује само тај DC сигнал.

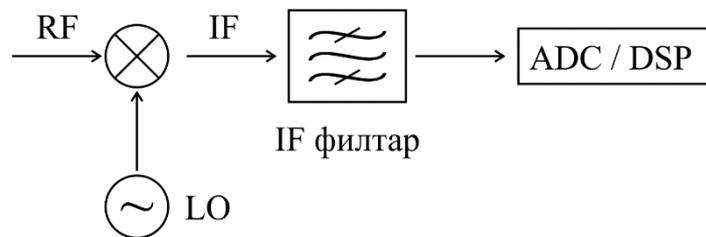


Слика 1.3.3.2. Диодни детектор.

Пошто је DC сигнал на излазу диодног детектора релативно малог напона, лако га је замаскирати сигналом шума који потиче од различитих елемената електричног кола. Да би се то избегло, примењује се модулација RF сигнала, тј. његово множење поворком правоугаоних импулса (обично учестаности 1 kHz). Након модулације се скаларном детекцијом, уместо DC сигнала, добија AC сигнала—поворка правоугаоних импулса (учестаности 1 kHz), амплитуде

пропорционалне амплитуди RF сигнала (што је такође приказано на слици 1.3.3.2). Затим се AC сигнал, пре мерења његове амплитуде, пропушта кроз филтар пропусник опсега учестаности (са централном учестаношћу 1 kHz), како би се побољшао однос сигнал-шум.

За векторску детекцију се користи хетеродини пријемник, чија је упрошћена шема приказана на слици 1.3.3.3. RF сигнал се меша са сигналом из локалног осцилатора (LO—Local Oscillator), производећи тако IF (Intermediate Frequency) сигнал ниже учестаности (down conversion). Учестаност IF сигнала добија се као разлика учестаности LO сигнала и RF сигнала, $f_{IF} = |f_{LO} - f_{RF}|$. Даље мерење врши се на IF сигналу, који ће сачувати потребне информације о амплитуди и фази RF сигнала. Ово олакшава реализацију склопова потребних за мерење сигнала, јер су подешени да раде на једној учестаности, f_{IF} , уместо у опсегу учестаности који анализатор мрежа покрива, $f_{RFmin} \leq f_{RF} \leq f_{RFmax}$. IF сигнал се најпре пропушта кроз филтар пропусник опсега учестаности, са централном учестаношћу f_{IF} и подесивим пропусним опсегом (bandwidth), чиме се повећава динамички опсег мерења. Потом се IF сигнал дигитализује у аналогно-дигиталном конвертору (ADC) и даље се врши дигитална обрада сигнала (DSP). Амплитуда IF сигнала биће пропорционална амплитуди RF сигнала, са познатим коефицијентном пропорционалности, па је једноставно измерити је. Фаза IF сигнала ће се након конверзије учестаности, у општем случају, променити у односу на фазу RF сигнала. Међутим, та промена ће бити иста за два RF сигнала чији количник тражимо (A и R при мерењу рефлексије, односно B и R при мерењу трансмисије), па ће се, приликом поделе комплексних представника та два сигнала, поништити. Суштински, ово одговара поређењу фаза IF сигнала за A (или B) и R сигнал, као што је приказано на слици 1.3.3.1 за векторску детекцију.



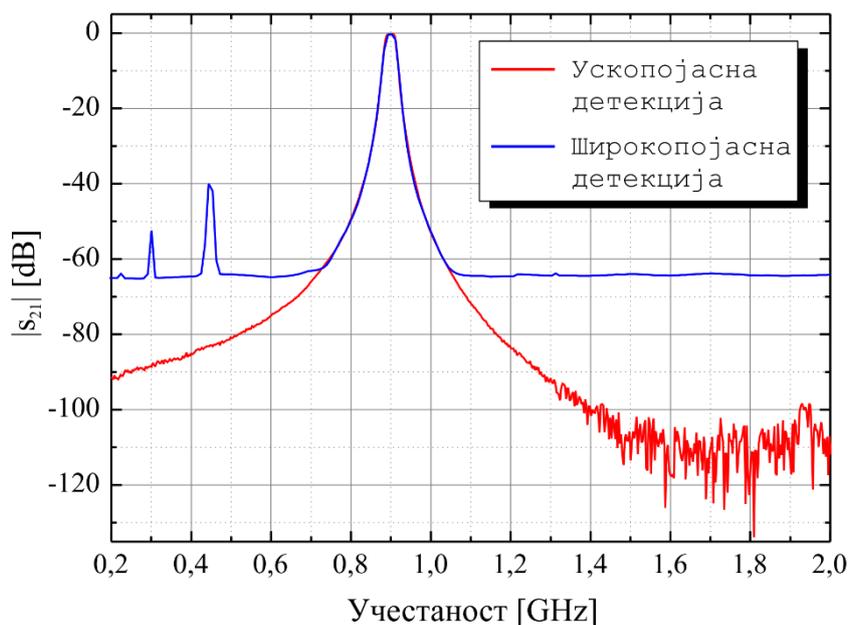
Слика 1.3.3.3. Хетеродини пријемник.

За мешање RF и LO сигнала користе се миксер, хармонијски миксер, или семплер. Миксер подразумева постојање локалног осцилатора који покрива читав фреквенцијски опсег рада анализатора мрежа, односно $f_{RFmin} + f_{IF} \leq f_{LO} \leq f_{RFmax} + f_{IF}$. У случају великих фреквенцијских опсега (анализатори мрежа, у основној конфигурацији, могу да раде до 110 GHz) решење са миксером може да буде веома скупо решење (без обзира да ли постоји један локални осцилатор, који покрива читав фреквенцијски опсег од интереса, или постоји више локалних осцилатора са мањим фреквенцијским опсегом). Решење са хармонијским миксером, или са семплером (уз извесне разлике, којима се овде не бавимо), принципски функционише на сличан начин. Наиме, користи се локални осцилатор максималне учестаности (знатно) ниже од потребне, па се коришћењем нелинеарних елемената (диода) генеришу хармоници сигнала основне учестаности, који се затим комбинују ради добијања

потребне f_{LO} учестаности. Такво решење је јефтиније, али смањује динамички опсег (хармоници имају мање снаге од основног сигнала) у односу на решење са миксером.

Уколико нам из неког разлога не треба мерење аргумента коефицијената рефлексije и трансмисије, да ли изабрати скаларну (диодни детектор) или векторску (хетеродини пријемник) детекцију? Решење са диодним детектором је јефтиније, и то је једина јасна предност скаларне детекције. Диодни детектор омогућава широкопојасну детекцију (сигнали из великог опсега учестаности на RF улазу ће допринети излазном DC сигналу, не само онај жељени, на учестаности f_{RF}), док је решење са хетеродиним пријемником ускопојасно (због IF филтра). Добра страна широкопојасне детекције је што омогућава једноставно мерење склопова који померају учестаност улазног сигнала, на пример миксера. Код векторске (ускопојасне) детекције, мерење миксера захтева проширење основне конфигурације мерног уређаја, што додатно кошта. Лоша страна широкопојасне детекције је то што излазном сигналу доприноси и сав сигнал шума са улаза, у (великом) пропусном опсегу детектора, чиме се значајно смањује динамички опсег мерења. Под динамичким опсегом подразумевамо однос нивоа највећег и најмањег RF сигнала који можемо да меримо. Највећи сигнал ограничен је снагом сигнала из извора, а најмањи нивоом шума који упада у опсег мерења (о шуму ће бити више речи у посебном поглављу). Код скаларне детекције динамички опсег можемо да повећамо једино повећањем снаге сигнала из извора. Код ускопојасне детекције на располагању су нам још два начина да повећамо динамички опсег: смањењем пропусног опсега IF филтра и усредњавањем. Избор пропусног опсега IF филтра је компромис између динамичког опсега и брзине мерења—мањи пропусни опсег (IF bandwidth) смањује ниво шума који меримо и тиме повећава динамички опсег, али истовремено продужава време трајања мерења. Оптимална вредност пропусног опсега IF филтра зависи од конкретног мерења, али за већину примена 1 kHz је добра почетна вредност. Усредњавањем се узима средња вредност из n узастопних мерења. Усредњавање не утиче на RF сигнал (јер се он не мења током мерења), али очекујемо да смањи ниво шума, имајући у виду статистичку природу шума (фазе узимају случајне вредности). Поред бољег динамичког опсега, ускопојасна детекција успешно потискује хармонике и нерегуларне сигнале побудног генератора, што није случај код широкопојасне детекције. Разлика између широкопојасне и ускопојасне детекције при мерењу коефицијента трансмисије филтра пропусника опсега учестаности илустрована је на слици 1.3.3.4. Скаларни анализатор мрежа импровизиран је у оквиру студентског дипломског рада [32]. Са слике се види да је динамички опсег при широкопојасној детекцији око 64 dB, и да се због тога не може измерити коефицијента трансмисије нижи од -64 dB. При ускопојасној детекцији динамички опсег је око 100 dB. На нивоима испод -90 dB види се значајније присуство шума, да би на нивоима испод -100 dB (за учестаности веће од 1,4 GHz) шум постао довољно велики да маскира мерени RF сигнал. Код широкопојасне детекције примећујемо присуство нерегуларних одзива на учестаностима испод 0,5 GHz. На основу овог примера можемо закључити да широкопојасна детекција није опција за мерење склопова чији динамички опсег (коефицијента рефлексije или трансмисије) превазилази 60 dB, колико типично износи динамички опсег при широкопојасној детекцији. Такође, ускопојасна детекција нуди технике за корекцију грешки мерења које не постоје код широкопојасне

детекције, што динамички опсег мерења ускопојасном детекцијом може повећати и на 120 dB. О корекцији грешака мерења више ћемо говорити у наставку.



Слика 1.3.3.4. Ускопојасна и широкопојасна детекција при мерењу коефицијента трансмисије филтра пропусника опсега учестаности.

1.3.4 Обрада и приказ података

Део за обраду и приказ података на основу измерених сигнала R , A и B , израчунава s -параметре или њима сродне величине и приказује их на екрану уређаја. Модерни анализатори мрежа као саставни део садрже персонални рачунар, па се обрада наменским софтвером врши над дигитализованим подацима мерења и приказује на LCD екранима анализатора (који су често осетљиви на додир, што додатно олакшава рад). Наменски софтвер, омогућава подешавање свих параметара мерења, подешавање начина корекције грешке (калибрације), приказ измерених s -параметара у жељеном формату на LCD екранима, или њихово снимање на интерну или екстерну меморију за складиштење.

Анализатор мрежа омогућава и повезивање са екстерним рачунаром, који може управљати мерним поступком. На пример, анализатор мрежа PNA N5227A нуди два модела за удаљени приступ: COM (Component Object Model) и SCPI (Standard Commands for Programmable Instruments). Веза се остварује путем стандардизованог GPIB (General Purpose Interface Bus) прикључка или путем LAN (Local Area Network) прикључка. За GPIB постоје наменски GPIB-USB адаптери, који обављају највећи део посла у вези са повезивањем анализатора мрежа и екстерног рачунара и остављају кориснику да у скрипт језику, предвиђеном за конкретни анализатор мрежа, испише жељени скуп наредби. Повезивање путем LAN прикључка захтева од корисника извесно познавање објектног модела анализатора, али не захтева додатни хардвер и омогућава нешто директнији приступ свим командама. Измерени подаци могу се преузети са више места у ланцу обраде података, нпр. пре или после калибрације, пре или после усредњавања, пре или после форматирања и слично.

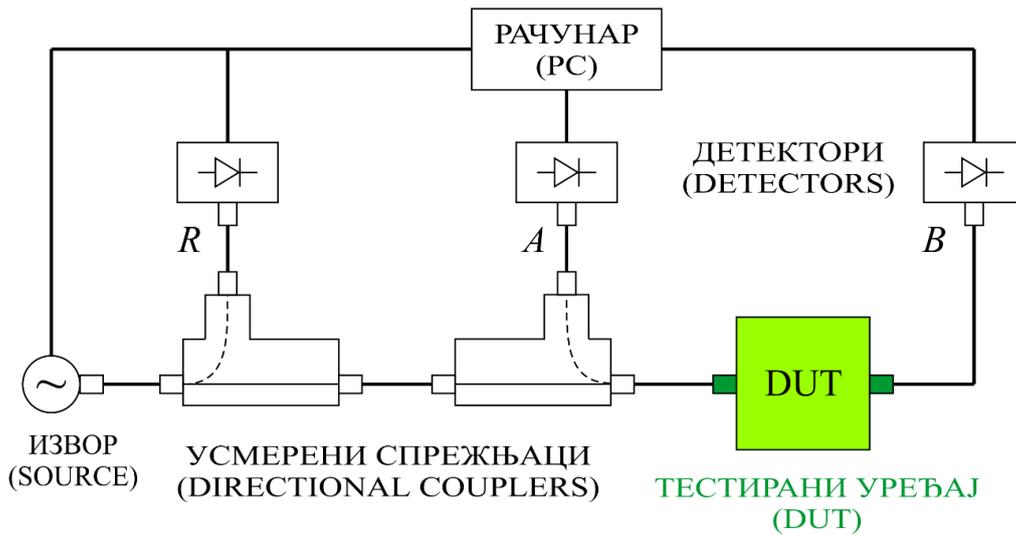
Измерени s -параметри могу бити приказани у правоугаоном или поларном координатном систему, као и у Смитовом дијаграму. У правоугаоном координатном систему се обично користи приказ модула у логаритамској размери (као на слици 1.3.3.4), ако је у питању коефицијент рефлексије алтернативно се може гледати и коефицијент стојећих таласа, а код коефицијената трансмисије може бити од интереса и његов аргумент или групно кашњење. Такође, могуће је приказати и реални и имагинарни део посматраног s -параметра. У поларном систему се стандардно приказују модул (у линеарној или логаритамској размери) и аргумент посматраног s -параметра, док је приказ у Смитовом дијаграму традиционално значајан за микроталасне инжењере. На екрану се истовремено може приказати више различитих s -параметара у одабраном формату, и то како оних који се тренутно мере тако и оних раније меморисаних у анализатору мрежа (обично само један такав), што олакшава поређење резултата.

1.4 Скаларни анализатор мрежа

У данашње време, због својих бројних предности и све повољније цене, векторски анализатори мрежа су преузели примат над скаларним анализаторима. Међутим, уколико није доступан векторски анализатор мрежа, а доступне су поједине независне компоненте за мерење, импровизовање скаларног анализатора мрежа може бити прихватљива опција.

Блок шема скаларног анализатора мрежа приказана је на слици 1.4.1. За склапање ове поставке потребни су извор, два усмерена спрежњака, три детектора и рачунар којим се управља мерним процесом. Као извор се може користити било који генератор простопериодичних сигнала. Уместо усмереног спрежњака, за издвајање сигнала R може се користити и разделник снаге са два отпорника, а за издвајање сигнала A може се користити и усмерени мост. Уместо диодних детектора, могу се користити сензори снаге. Мерење се може извршити и са једним детектором, али тада је потребно преостале портове намењене прикључењу детектора затворити прилагођењем, и потребно је извршити више мерења (нпр. за мерење коефицијента рефлексије потребно је најпре извршити мерење сигнала R , па затим мерење сигнала A).

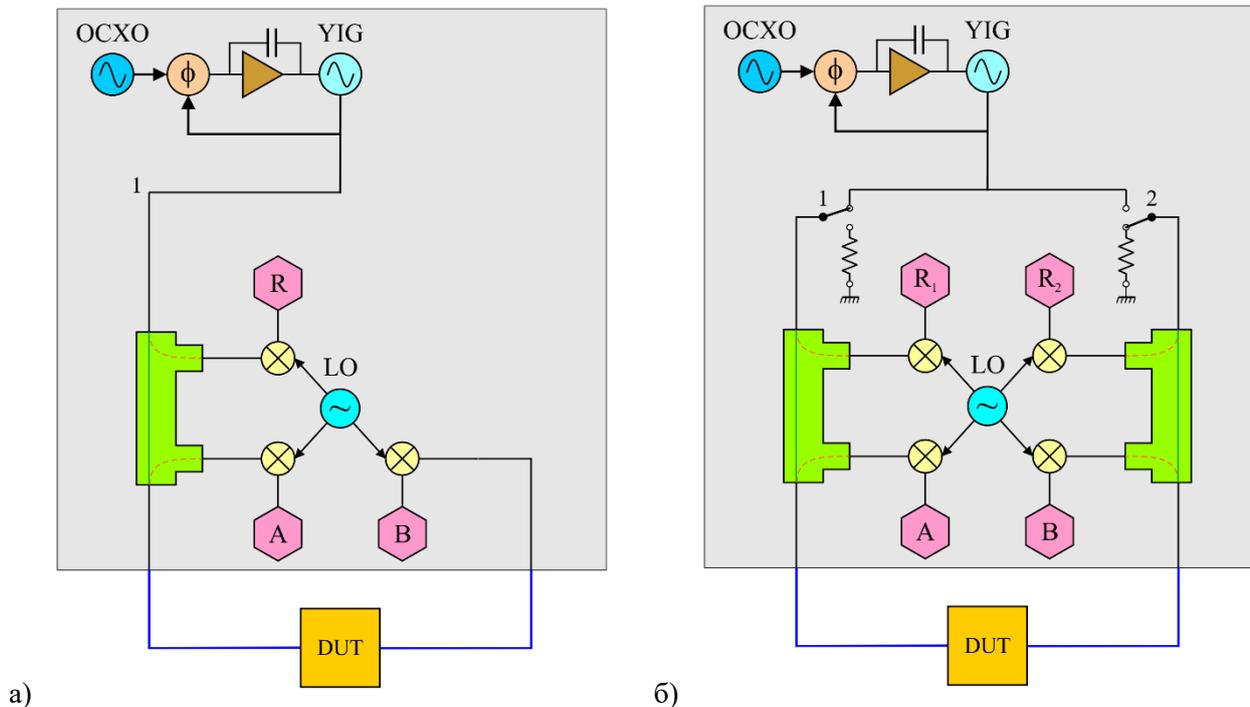
Пошто су мерене вредности R , A и B ненегативни реални бројеви, корекција грешке при мерењу у случају скаларног анализатора мрежа своди се на нормализацију. При мерењу коефицијента рефлексије, најпре се врши тзв. калибрационо мерење, где се на место DUT-а везује склоп познатог модула коефицијента рефлексије, s_{11cal_t} и измери се његов модул коефицијента рефлексије, s_{11cal_m} (која ће се, због несавршености мерне поставке, разликовати од s_{11cal_t}). Затим се врши мерење модула коефицијента рефлексије DUT-а, s_{11DUT_m} , а кориговану вредност те величине добијамо као $s_{11DUT_t} = s_{11DUT_m} s_{11cal_t} / s_{11cal_m}$. Обично при калибрационом мерењу везујемо кратак спој и усвајамо $s_{11cal_t} = 1$. При мерењу трансмисије, калибрационим мерење склопа познатог модула коефицијента трансмисије, s_{21cal_t} , добијамо измерену вредност s_{21cal_m} , па се помоћу измереног коефицијента трансмисије DUT-а, s_{21DUT_m} , добија коригована вредност $s_{21DUT_t} = s_{21DUT_m} s_{21cal_t} / s_{21cal_m}$. Обично при калибрационом мерењу користимо директан спој (између прикључака на које се повезује DUT) и усвајамо $s_{21cal_t} = 1$.



Слика 1.4.1. Блок шема скаларног анализатора мрежа.

1.5 Тест сет

Систем за раздвајање сигнала назива се тест сет. У првобитним векторским анализаторима мрежа тест сет је био посебна компонента, док је у модерним анализаторима мрежа интегрисан у заједничко кућиште са осталим компонентама. Разликујемо две врсте тест сетова: код првог се побудни сигнал прослеђује само на један порт (T/R—Transmission/Reflection test set), а код другог се побудни сигнал прослеђује само на оба порта (S-parameter test set). Блок шема двопортног векторског анализатора мрежа са T/R тест сетом приказана је на слици 1.5.1а, а блок шема векторског анализатора мрежа са S-parameter тест сетом на слици 1.5.1б.

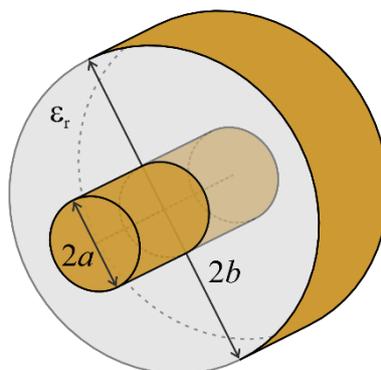


Слика 1.5.1. Блок шема двопортног векторског анализатора мрежа са а) T/R тест сетом и б) S-parameter тест сетом.

T/R тест сет се примењује због уштеде. Није потребан преклопник или свич (switch) за прослеђивање сигнала на произвољни порт, нису неопходни усмерени спрежњаци на порту на који се не прослеђује побуда и, као што видимо са слике, има три пријемника, уместо четири код решењем са S-parameter тест сетом. Како се ова уштеда одражава у практичном раду? Пре свега, у једном мерењу двопортног склопа (DUT-a) могуће је измерити само два његова s -параметра. Да бисмо добили преостала два s -параметра, побуда мора да се премести на други порт, а то је овде могуће само искључивањем DUT-a са анализатора мрежа и његовим поновним прикључивањем са обрнутим редоследом портова. Дакле, повећава се обим посла и трајање мерења. Оно што није толико очигледно је да анализатор мрежа са T/R тест сетом не може да уради корекцију грешке са тачношћу анализатора мрежа са S-parameter тест сетом, о чему ће тек бити речи. Код анализатора мрежа са S-parameter тест сетом сва четири s -параметра двопортног склопа можемо измерити без обртања портова, у (условно речено) једном мерењу. Да бисмо применили најтачније поступке за отклањање грешки мерења, потребно је да постоје два пријемника за мерење R сигнала, R_1 и R_2 , као на слици 1.5.16. На предњем панелу анализатора мрежа графички је означена врста његовог тест сета.

1.6 Коаксијални каблови, конектори и адаптери

За повезивање анализатора мрежа и тестираног уређаја (DUT-a), као и других склопова у мерној поставци, обично се користе коаксијални каблови. Под коаксијалним каблом подразумеваћемо комад (мање или више савитљивог) коаксијалног вода, који наменски користимо за повезивање склопова при мерењима. Ради лаког међусобног спајања, и склопови и каблови завршени су коаксијалним конекторима. Конектори су механички робусни прикључци који поседују једноставне механизме за међусобно спајање, а у циљу остваривања електричног контакта који ће минимално нарушити простирање електромагнетског таласа кроз спој. Портови анализатора мрежа реализовани су путем коаксијалних конектора предвиђених за рад у задатом фреквенцијском опсегу. Уређај чије s -параметре меримо такође треба да има коаксијалне конекторе—уколико није предвиђен са рад са конекторима, потребно је сместити га у мерно кућиште са конекторима (fixture).



Слика 1.6.1. Коаксијални вод, исечак са димензијама.

Коаксијални вод се у основној конфигурацији састоји из цилиндричног унутрашњег проводника и њему коаксијалног спољашњег шупљег проводника, између којих се налази диелектрик, као на слици 1.6.1. Обично се полупречник попречног пресека унутрашњег

проводника означава са a , а унутрашњи полупречник спољашњег проводника са b . Дуж коаксијалног вода се већ од ДС учестаности простиру трансверзални електромагнетски (ТЕМ) таласи, али се, при довољно високој учестаности, простиру и други типови таласа (виши модови). Простирање виших модова није допустиво, јер интерференција различитих модова доводи до непредвидивих ефеката, пре свега до великих губитака и великог коефицијента рефлексије, па вод постаје неупотребљив. Учестаност при којој долази до простирања првог вишег мода (T_{11}) дуж коаксијалног вода (критична учестаност—cutoff frequency), добија се из израза:

$$f_{c11} = \frac{c_0}{\pi(a+b)\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (1.6.1)$$

где је c_0 брзина светлости у вакууму, а ϵ_r релативна пермитивност диелектрика вода. Типично се као материјал за диелектрик код комерцијално расположивих коаксијалних каблова користи тефлон, чија је вредност релативне пермитивности око 2. Жаргонски кажемо да коаксијални вод „ради“ до учестаности дате изразом (1.6.1), на основу којег (израза) следи да су нам за више радне учестаности потребни коаксијални водови мањих димензија a и b . При томе, потребан је однос a и b такав да се карактеристична импеданса коаксијалног вода, дата изразом (сматраћемо да је брзина светлости у вакууму $c_0 = 3 \cdot 10^8$ m/s):

$$Z_c = \frac{60 \Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{b}{a}, \quad (1.6.2)$$

буде једнака номиналној импеданси, која је у нашем случају 50 ома. При избору димензија коаксијалног вода произвођачи воде рачуна и о губицима и максимално преносивој снази.

Теоријски, само коефицијент слабљења у проводницима вода зависи од димензија коаксијалног вода, и дат је изразом:

$$\alpha = \frac{\sqrt{\epsilon_r} \sqrt{\frac{\pi \mu_0 f}{\sigma}} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)}{120 \pi \Omega \cdot \ln(b/a)}, \quad (1.6.3)$$

где је σ специфична проводност проводника вода, f радна учестаност, а μ_0 пермеабилност вакуума. Снага која се може преносити коаксијалним водом ограничена је јачином електричног поља при којој долази до пробоја диелектрика вода, E_{kr} . Та снага дата је изразом:

$$P = \frac{1}{120 \Omega} \sqrt{\epsilon_r} a^2 E_{kr}^2 \ln \left(\frac{b}{a} \right). \quad (1.6.4)$$

Максимална снага добија се када је $b/a = 1,649$, у ком случају карактеристична импеданса коаксијалног вода, за ваздушни диелектрик, износи $Z_c = 30 \Omega$. Минимум коефицијента слабљења добија се када је $b/a = 3,591$, у ком случају карактеристична импеданса коаксијалног вода за ваздушни диелектрик износи $Z_c = 76,7 \Omega$. Видимо да је у комерцијалном

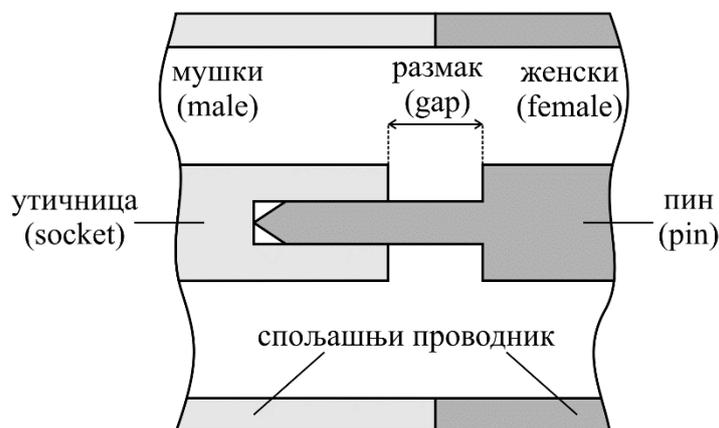
смислу најзаступљенија импеданса водова (и, генерално, система), од 50 ома, између ове две вредности карактеристичних импеданси. Друга најзаступљенија импеданса, од 75 ома, користи се преваходно у кабловској телевизији.

Основна подела коаксијалних каблова по механичким карактеристикама је на савитљиве (flexible), полукруте (semi-rigid) и круте (rigid). У микроталасним мерењима најчешће се користе савитљиви каблови, ради лакшег повезивања мерних и тестираних уређаја у различитим конфигурацијама. Ако је потребна највиша савитљивост, унутрашњи проводник сачињен је од већег броја танких проводника, благо спирално увијених (stranded), а диелектрик је сачињен од полиетиленске пене (PE foam). У противном, користи се пун унутрашњи бакарни проводник и тефлонски (PTFE) диелектрик, који обезбеђују нешто боље електричне особине, по цену мање савитљивости. Спољашњи проводник је обично од уплетне жице (braided) или уплетених металних трака (woven). Може бити сачињен и из више слојева и обезбеђује и електромагнетску изолацију (shielding), премда не савршену (због своје уплетене структуре). Електромагнетска изолација подразумева спречавање спољашњег електромагнетског поља да продре у коаксијални кабл, као и спречавање да се електромагнетско поље које постоји у каблу пренесе у спољашњу средину. На крају, преко спољашњег проводника постављен је заштитни омотач од пластичног материјала. Савијањем се могу нарушити електричне карактеристике кабла, што је инхерентни недостатак ове врсте каблова. Полукрути коаксијални каблови имају спољашњи омотач у виду металне цеви, чиме обезбеђују готово савршену електромагнетску заштиту и постојане електричне карактеристике (због непроменљивог растојања између осе унутрашњег проводника и развојне површи диелектрика и спољашњег проводника). Полукрути проводници се обично савијају само једном, приликом монтаже, коришћењем наменских алата. У последње време се уместо полукрутих каблова користе тзв. полусавитљиви каблови (hand formable, conformable), који имају савитљивији спољашњи проводник, чиме постижу већу флексибилност (могу се савијати руком), уз нешто мању механичку постојаност и нешто слабије електричне карактеристике, али и нешто нижу цену у односу на полукруте каблове. Код крутих коаксијалних каблова проводници су две металне цеви, између којих је на одређеним растојањима постављена тефлонска потпора. Користе се када је потребан пренос великих снага, реда стотина киловата. У лабораторијским мерењима крути коаксијални кабл се користи у виду прорезаног вода, за мерење непознате импедансе анализом стојећег таласа на воду. Избор каблова је знатно олакшан постојањем такозваног RG (Radio Guide) стандарда за каблове, којим су описане електричне и механичке особине коаксијалних каблова и који важе за све произвођаче.

Цена савитљивих каблова може да варира и за више од једног реда величине у зависности од максималне радне учестаности, минималног слабљења, максимално допустиве снаге, изолације и минимално допустивог радијуса савијања (при којем не долази до оштећења кабла). Типичне вредности слабљења варирају у зависности од учестаности, па могу да иду од испод 0,5 dB/m на учестаности 1 GHz, до преко двадесет dB/m на учестаности 110 GHz. Изолација обично износи стотинак dB. Полукрути и полусавитљиви каблови су по правилу скупљи од савитљивих коаксијалних каблова, те је потребно пажљиво размотрити економску оправданост њихове употребе. Поред коаксијалних каблова, комерцијално су доступни и коаксијални каблови са фабрички уграђеним конекторима (cable assembly). Тиме се обезбеђује оптималан електрични и механички квалитет каблова. Каблови са фабрички уграђеним

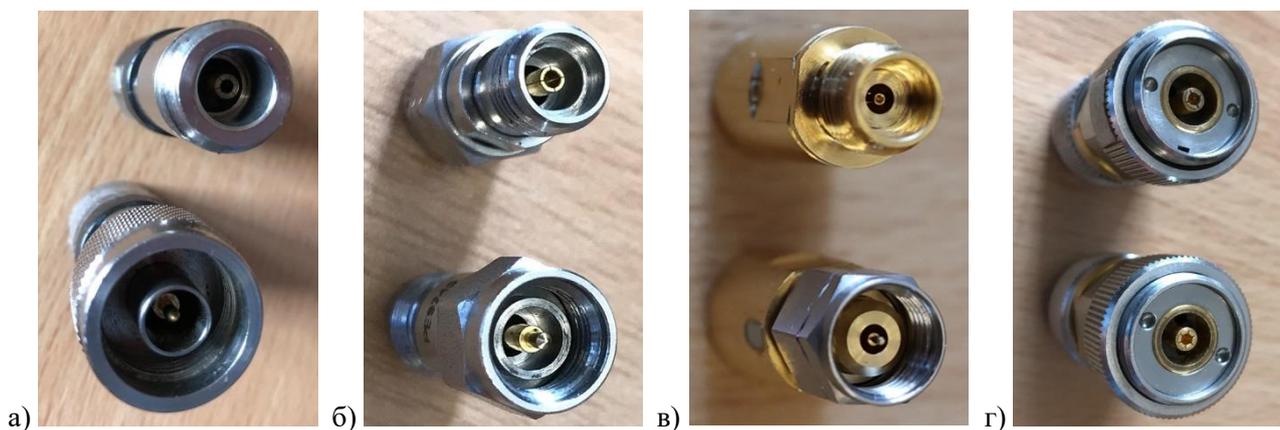
конекторима највиших перформанси обично у свом називу имају и реч „прецизни“ (precision), која говори да су намењени лабораторијским мерењима која захтевају највећу могућу тачност. Такви каблови имају и значајно већу цену у односу на каблове за „стандардне“ примене.

Премда има много врста коаксијалних конектора, овде ћемо се бавити превасходно онима које покрива стандард за прецизне коаксијалне конекторе за учестаности од DC до 110 GHz, IEEE Std 287-2007. Циљ овог стандарда је спецификација електричних и механичких особина минималног скупа прецизних конектора који покривају наведени опсег учестаности, као и спецификација метода за њихово мерење. У стандард је укључено осам конектора, који раде од DC учестаности, али имају различите максималне специфициране учестаности. Ознаке тих конектора, са максималним специфицираним учестаностима у заградама, су: 14 mm (8,5 GHz), 7 mm (18 GHz), тип N (18 GHz), 3.5 mm (33 GHz), 2.92 mm (40 GHz), 2.4 mm (50 GHz), 1.85 mm (65 GHz) и 1 mm (110 GHz). Теоријске максимално допустиве учестаности за ваздушни диелектрик, према изразу (1.6.1), су нешто веће од специфицираних. Бројеви у ознаци конектора су вредности унутрашњег пречника спољашњег проводника вода (тј. вредности за $2b$), изузев за 14 mm конектор, код којег је $2b = 14,29$ mm. Конектор типа N има $2b = 7$ mm.



Слика 1.6.2. Конектор, принципска шема спајање мушке и женске верзије.

Према начину међусобног спајања, конектори описани у стандарду се деле на бесполне конекторе (hermaphroditic, sexless) и конекторе код којих разликујемо пол (pin and socket, sexed), односно разликујемо мушке (m–male) и женске (f–female) конекторе посматраног типа. Код бесполних конектора спој се остварује спајањем два идентична конектора, односно њихових унутрашњих и спољашњих проводника, који су копланарни. Једина два бесполна конектора у овом стандарду су конектори 14 mm и 7 mm. Код конектора код којих разликујемо пол, спој се остварује спајањем мушке и женске верзије конектора, при чему пин (pin) унутрашњег проводника мушког конектора улази у утичницу (socket) унутрашњег проводника женског конектора, као на слици 1.6.2. Због производне толеранције може доћи до појаве размака у споју, што неповољно утиче на његов коефицијент рефлексije (тј. коефицијент рефлексije се повећава са повећањем размака).



Слика 1.6.3. Женске и мушке верзије прецизних конектора а) N, б) 3.5 mm, в) 1.85 mm и г) бесполни прецизни конектор 7 mm.

Утичнице женских конектора се механички реализују на два начина. Првобитно су се користиле утичнице са лонгитудиналним прорезима, које су попут штипаљки обухватале и затезале пин мушког конектора. Међутим, прорези стварају дисконтинуитет за простирући електромагнетски талас, а у електромагнетском смислу није занемарљив ни утицај варијације у величини пина услед производне толеранције. Касније (између 1984. и 1988. године) уведене су утичнице женских конектора без прореза, које су углавном отклониле ове проблеме. На тај начин је значајно побољшана „поновљивост“ спајања. Женски и мушки прецизни конектори типа N и 3.5 mm (са женским утичницама са прорезима) приказани су на сликама 1.6.3а-б, а женски и мушки прецизни конектори 1.85 mm (са женском утичницом без прореза) приказани су на слици 1.6.3в. Бесполни конектор 7 mm (познат и као APC-7) приказан је на слици 1.6.3г.

Механичко причвршћивање два прецизна конектора који су у споју врши се преко навоја на телу конектора. Навој на женском конектору је фиксиран, док се на мушком конектору налази завртањ, па се причвршћивање врши завртањем мушког конектора на навој женског конектора. Конектори који користе исти тип навоја су механички компатибилни и могу се међусобно спајати. Тако се међусобно могу спајати прецизни конектори 3.5 mm и 2.92 mm, односно прецизни конектори 2.4 mm и 1.85 mm. Ово се може обавити ручно, али се препоручује употреба моментних кључева. За сваки тип конектора специфициран је обртни моменат потребан за причвршћивање и максимални допуштени обртни моменат (при којем неће доћи до физичког оштећења конектора).

Сви прецизни конектори треба да имају ваздушни диелектрик у зони споја и, осим типа N, свима се равни споја за унутрашњи и спољашњи проводник подударују (тј. копланарни су). Разликујемо опште прецизне конекторе (GPC—General Precision Connector), који могу имати делимичну диелектричну потпору (али не у зони споја) и лабораторијске прецизне конекторе (LPC—Laboratory Precision Connectors), код којих су проводници у ваздуху (тј. имају ваздушни диелектрик). Код LPC конектора се, због чисто ваздушног диелектрика, постиже већа тачност импедансе и мањи губици, па се њима постижу боље електричне карактеристике. Стога је за њих спецификација дозвољеног одступања од захтеване импедансе строжа него за GPC конекторе. Конкретне вредности зависе од конектора—за 14 mm и 7 mm GPC конекторе максимално допуштено одступање импедансе је 0,2 %, а за 1 mm GPC конектор максимално допуштено одступање импедансе је 1,2 %, док су допуштена одступања за остале конекторе

између ове две вредности. За LPC конекторе вредности максимално допушеног одступања импедансе су најмање двоструко мање од одговарајућих вредности за GPC конекторе.

Начелно, стандардом је прецизирано које механичке и електричне особине треба да задовољава сваки од типова прецизних конектора, у GPC или LPC изведби. Од механичких особина, поред пречника унутрашњег проводника и унутрашњег пречника спољашњег проводника, издвојимо број циклуса спајања и горе поменуте тип навоја и обртне моменте при причвршћивању два конектора. Електричне особине се дефинишу за два спојена конектора. Поред карактеристичне импедансе и њеног одступања, посматрају се и модул коефицијента рефлексије (у виду повратног слабљења), модул коефицијента трансмисије (у виду унетог слабљења), аргумент коефицијента трансмисије и контактна отпорност за DC сигнале. За ове четири величине дефинише се и „поновљивост“ (Repeatability)—разлика између максималне и минималне измерене вредности посматране величине након задатог броја мерења, при чему се конектори изнова спајају при сваком мерењу. Код коефицијента рефлексије узима се разлика комплексних представника, па се тражи повратно слабљење (у децибелима). Код коефицијента трансмисије, узима се разлика у децибелима. Зато је поновљивост повратног слабљења реда неколико десетина децибела, а поновљивост унетог слабљења реда стотих делова децибела. У електричне особине спада и ефикасност електромагнетске изолације (ефикасност оклапања—shielding effectiveness), величина која показује за колико децибела ослаби снага сигнала при продору у вод или из вода споља.

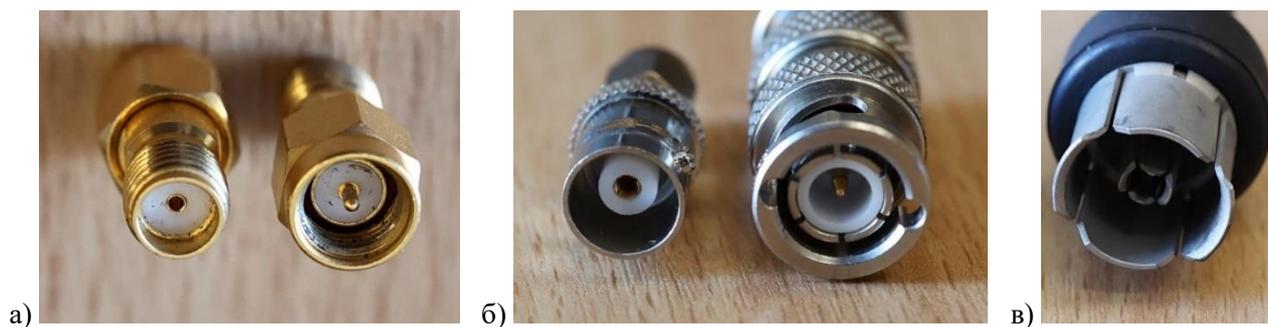
Стандардом су препоручене и технике за мерење електричних параметара конектора. Мере се спојени парови конектора (GPC/GPC, GPC/LPC, LPC/GPC и LPC/LPC). За мерење коефицијената рефлексије и трансмисије користи се векторски анализатор мрежа и потребан број прецизних коаксијалних водова са ваздушним диелектриком. Анализатор мрежа је прописно калибрисан, водови се налазе између тестираних парова спојених конектора, а резултат за посматрани пар конектора добија се издвајањем дела временског одзива од интереса—time domain gating-ом (о калибрационим техникама за отклањање грешака и time domain gating-у говорићемо у наставку). Мерење поновљивости се ради без ротације и са ротацијом. Мерење без ротације се врши тако што се пред свако мерење тестирани пар конектора раздвоји, а затим поново причврсти, тако што се мушки конектор у потпуности заштрафи на навој женског конектора. Код мерења са ротацијом, шрафљење се врши у осам различитих положаја у опсегу од два пуна завртаја (тј. са кораком од 45 степени). Мерење са ротацијом се не врши за LPC/LPC пар, јер долази до помераја осе спајања. Мерење електромагнетске изолације се обично врши коришћењем триаксијалне технике. Наиме, користи се триаксијални вод. У унутрашњи коаксијални вод, који чине унутрашњи и централни проводник, прикључује се тестирани спојени пар конектора, и он се побуђује генератором. Спољашњи коаксијални вод, који чине централни и спољашњи проводник, побуђује се електромагнетским таласом који продире из унутрашњег вода. Ефикасност оклапања представља однос снага таласа кроз унутрашњи вод (главни ток сигнала) и спољашњи вод (сигнал „цурења“), у децибелима.

Примера ради, за прецизни 3.5 mm конектор, у стандарду је специфицирано повратно слабљење 32 dB (GPC/GPC) и 36 dB (LPC/GPC), поновљивост повратног слабљења 55 dB (GPC/GPC) и 60 dB (LPC/GPC) на 26,5 GHz, унето слабљење 0,3 dB (GPC/GPC и LPC/GPC) на

33 GHz, поновљивост унетог слабљења 0,008 dB (GPC/GPC и LPC/GPC) на 33 GHz, ефикасност оклапања 100 dB (GPC/GPC и LPC/GPC).

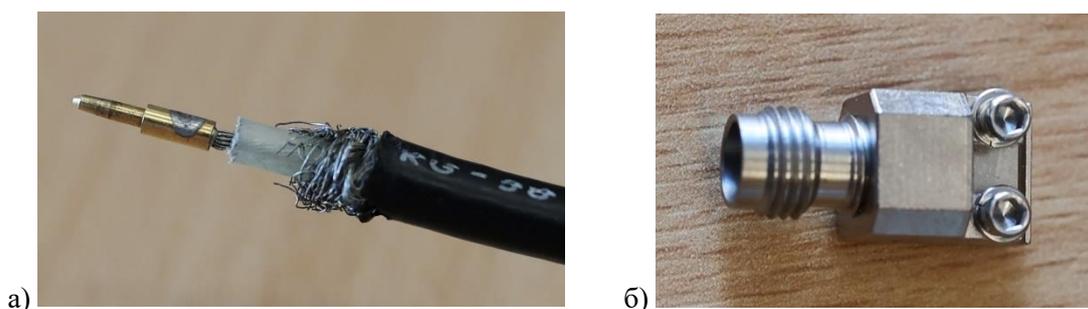
За прецизни 1.85 mm конектор, у стандарду је специфицирано повратно слабљење 22 dB (GPC/GPC) и 26 dB (LPC/GPC), поновљивост повратног слабљења 45 dB (GPC/GPC) и 50 dB (LPC/GPC), унето слабљење 0,4 dB (GPC/GPC и LPC/GPC), поновљивост унетог слабљења 0,015 dB (GPC/GPC и LPC/GPC) на 65 GHz, ефикасност оклапања 100 dB (GPC/GPC и LPC/GPC).

Поред прецизних конектора, дефинисаних стандардом, врло често се у микроталасним мерењима користе и SMA, ређе BNC, а при раду са старијим уређајима могу се срести и GR874 конектори. Ове три врсте конектора приказане су на слици 1.6.4.



Слика 1.6.4. Женске и мушке верзије конектора а) SMA и б) BNC и в) бесполни конектор GR874.

Унутрашњи пречник спољашњег проводника код SMA конектора је 3,5 mm, механички су компатибилни са прецизним 3.5 mm конекторима, али SMA се производи искључиво са диелектриком који није ваздух. Поред тога, SMA конектори имају мању толеранцију израде од прецизних 3.5 mm конектора (и знатно су јефтинији), па при спајању ова два типа може доћи до оштећења конектора, због чега се њихово спајање не препоручује (и поред механичке компатибилности). SMA конектори су способни за рад до учестаности 18 GHz, а у неким напреднијим верзијама и до 26,5 GHz. BNC конектори, попут SMA конектора, имају мушку и женску верзију, али са другачијим механизмом причвршћивања—уместо навоја, користе закључавање (twist locks). BNC конектори су намењени нешто нижим учестаностима и обично се налазе на AC/DC излазима детектора или на улазима AC/DC мерних уређаја. Конектори фирме General Radio, GR874, су бесполни конектори са специфичним механизмом причвршћивања (push-on)—жљебови спољашњих проводника два истоветна GR874 конектора се „учешљају“. GR874 се може наћи на неким старијим мерним уређајима, на пример мерним водовима.



Слика 1.6.5. а) Пин N конектора причвршћен на унутрашњи проводник коаксијалног кабла и б) 1.85 mm конектор за виšekратну монтажу на штампану плочу.

Конектори се најчешће монтирају на каблове или штампане плоче, па се у зависности од тога разликују њихови делови за монтажу. На слици 1.6.5а приказана је почетна фаза монтирања N конектора на коаксијални кабл—причвршћивање пина на унутрашњи проводник кабла. Са слике се види унутрашња структура коаксијалног кабла. Унутрашњи проводник коаксијалног кабла сачињен је од благо увијених танких жица, а диелектрик је пластични омотач у виду цеви. На слици 1.6.5б приказан је 1.85 mm конектор намењен монтажи на штампане плоче. Овај конектор има шrafoве за причвршћивање на плочу (не леми се) и погодан је за виšekратну употребу. Јефтинији конектори се увек леме, чиме су, теоријски, употребљиви само једном.



Слика 1.6.6. Два коаксијална кабла са фабрички уграђеним 1.85 mm конекторима.

На слици 1.6.6 приказана су два коаксијална кабла са фабрички монтираним конекторима 1.85 mm. Дебљи (љубичасти) кабл има бољу ефикасност оклапања, већу механички издржљивост, специфициран је за рад до 67 GHz и вишеструко је скупљи од тањег кабла, који је специфициран за рад до 65 GHz.

Одржавање конектора подразумева проверу и одржавање чистоће контактних површина, пажњу приликом спајања конектора како не би дошло до оштећења и периодичну проверу критичних димензија конектора. Мерачи дубине продирања пина 3.5 mm конектора приказани су на слици 1.6.6.



Слика 1.6.6. Мерачи димензија 3.5 mm мушких (лево) и женских (десно) конектора, а) поглед на прикључке за конекторе и б) поглед на скалу мерача.

Адаптери су прелази између два конектора истог или различитог типа. Они обезбеђују флексибилност приликом повезивања мерне поставке, пошто је чест случај да у поставци учествују склопови са конекторима различитог типа или пола. За адаптере се у принципу дају

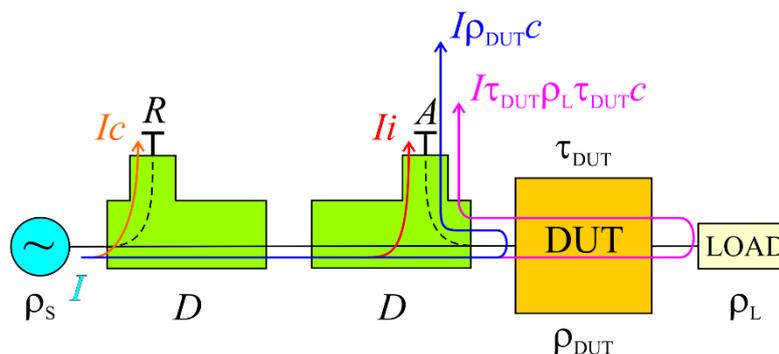
сличне спецификације као и за парове конектора у споју. Од превасходног интереса су повратно и унето слабљење. На слици 1.6.7. је приказан један од најчешће коришћених адаптера, прелаз са женског SMA конектора на женски N конектор.



Слика 1.6.7. Адаптер са женског SMA конектора (лево) на женски N конектор (десно).

1.7 Одређивање грешке при мерењу s -параметара

У овом одељку размотрићемо основне грешке приликом мерења s -параметара (кофицијената рефлексије и трансмисије). Поједностављена шема мерне поставке за мерење коефицијента рефлексије двопортног склопа приказана је на слици 1.7.1. Поставку чине извор сигнала, два усмерена спрежњака (за издвајање дела инцидентног, односно рефлектованог таласа), склоп чији коефицијент рефлексије меримо (DUT) и еквивалентно оптерећење на другом порту DUT-а (први порт DUT-а прикључен је на побуђени порт анализатора мрежа, а други порт DUT-а, чији коефицијент рефлексије се не мери у овој поставци, може бити завршен пријемником за прилагођење или прикључен на други порт анализатора мрежа). Коефицијент рефлексије се добија на основу односа сигнала A и R .



Слика 1.7.1. Поједностављена шема мерне поставке за мерење коефицијента рефлексије и одговарајући токови сигнала.

На слици 1.7.1 је крај сваког склопа уписан параметар који га карактерише: модул коефицијента рефлексије извора је ρ_s ($\rho_s \ll 1$), усмереност идентичних усмерених спрежњака је D , модул коефицијента рефлексије оптерећења је ρ_L ($\rho_L \ll 1$), док је DUT описан са два параметра: модулом коефицијента рефлексије, ρ_{DUT} , и модулом коефицијента трансмисије, τ_{DUT} (посматраћемо симетричан склоп, тј. сматраћемо да је коефицијент рефлексије исти на оба порта и да су коефицијенти трансмисије исти у оба смера). Све величине су у линеарној скали (осим усмерености D , која се даје у децибелима). Модул коефицијента трансмисије

између спрегнутих портова усмереног спрежњака означићемо са c , а модул коефицијента трансмисије између изолованих портова усмереног спрежњака означићемо са i . Занемарићемо рефлексију на портовима усмереног спрежњака и, пошто су c и i много мањи од један, занемарићемо и слабљење главног тока сигнала кроз усмерене спрежњаке (односно сматраћемо да је модул коефицијента трансмисије између портова дуж главног тока сигнала једнака један). Такође, сматраћемо да су пријемници који мере сигнале R и A савршено прилагођени (тј. да од њих нема рефлексије).

Аналізу ћемо обавити праћењем рефлексија и трансмисија сигнала који полази из генератора и стижу до портова R и A . Теоријски, таквих сигнала има бесконачно, али у пракси се сигнали који потичу од вишеструких рефлексија могу занемарити, па практично само неколико сигнала битно утиче на коначан резултат. Приметимо да је овде реч о комплексним представницима простопериодичних сигнала и да тражимо решење у устаљеном простопериодичном режиму. Један начин за то је да у срединама од интереса задовољимо једначине електромагнетског поља, а на њиховим раздвојним површима граничне услове. Други начин је овај који ћемо применити, где сматрамо да у једној средини постоји бесконачан број парцијалних простопериодичних одзива и да се укупан одзив добија као збир комплексних представника парцијалних одзива.

Претпоставимо да извор генерише сигнал чији је модул интензитета таласа I . Дуж главног тока сигнала кроз два спрежњака (плава линија на слици) сигнал из генератора пролази практично неослабљен и стиже до DUT-а. На порту R првог усмереног спрежњака се, због спреге, појављује (веома мали) део сигнала из генератора, модула интензитета таласа Ic . На порту A другог усмереног спрежњака се, због коначне изолације, појављује (још мањи) део сигнала из генератора, модула интензитета таласа Ii .

Сигнал из извора који се рефлектује од DUT-а има модул интензитета таласа $I\rho_{\text{DUT}}$. Веома мали део тог рефлектованог сигнала се, због спреге, појављује на порту A другог усмереног спрежњака, а модул интензитета тог таласа је $I\rho_{\text{DUT}}c$. Од DUT-а рефлектовани сигнал ће се, због коначне изолације, појавити и на порту R првог усмереног спрежњака. Пошто је његов модул интензитета таласа, $I\rho_{\text{DUT}}i$, много мања од Ic (јер је $\rho_{\text{DUT}} \leq 1$ и $i \ll c$), у овом разматрању ћемо га занемарити. Такође ћемо занемарити сигнал који се рефлектовао између DUT-а и потом рефлектовао од извора, модула интензитета таласа $I\rho_{\text{DUT}}\rho_s$, јер очекујемо му је модул знатно мањи од модула првобитног сигнала из извора, I (јер је $\rho_s \ll 1$). Другим речима, занемарићемо допринос сигнала који се рефлектовао од DUT-а (и прошао кроз усмерени спрежњак прикључен за DUT) сигналима A и R , а тиме ћемо занемарити и све његове вишеструке рефлексије, које сигурно имају мањи модул интензитета таласа. Приметимо следеће—при праћењу рефлексија вишег реда уобичајено се, да би се постигла висока тачност, занемарују чланови пропорционални малим величинама другог реда (тј. квадрираним малим величинама). То за сигнал модула $I\rho_{\text{DUT}}\rho_s$ не мора да буде случај (можемо мерити и склоп чији је ρ_{DUT} велики, па онда то није мала величина другог реда). Овде ћемо тај сигнал занемарити због једноставности анализе и чињенице да његов допринос у мерењу рефлексије није кључан.

Сигнал из извора који се трансмитује кроз DUT и затим рефлектује од оптерећења има модул интензитета таласа $I\tau_{\text{DUT}}\rho_L$. Део тог сигнала се одмах трансмитује кроз DUT у супротном смеру (ка извору), а делови се трансмитују након рефлексија између DUT-а и потрошача. Модул интензитета таласа сигнала који се одмах трансмитује је $I\tau_{\text{DUT}}^2\rho_L$. Веома мали део тог рефлектованог сигнала се, због спреге, појављује на порту A другог усмереног спрежњака, а модул интензитета тог таласа $I\tau_{\text{DUT}}^2\rho_L c$. Даљи ток дела тог сигнала који наставља ка усмереном спрежњаку R може се занемарити (јер смо изнад показали да је његов допринос сигнаlima R и A занемарљив). Модул интензитета таласа сигнала који се k ($k \geq 1$) пута рефлектовао између DUT-а и потрошача је $I\tau_{\text{DUT}}^2\rho_{\text{DUT}}^k\rho_L^{k+1}$. Пошто је ρ_L^{k+1} мала величина бар другог реда, сигнал који се трансмитује кроз DUT (ка извору) након вишеструких рефлексија између DUT-а и потрошача има знатно мањи модул интензитета таласа од сигнала који се одмах трансмитује, па се његов допринос сигнаlima A и R може занемарити.

Дакле, сигнал R има само једну значајну компоненту, модула интензитета таласа Ic , док сигнал A чине три компоненте које би, у зависности од параметара мерне поставке, могле да буду значајне. Прва од њих је „корисни“ сигнал, модула интензитета таласа $I\rho_{\text{DUT}}c$ (једини који носи информацију о величини коју желимо да измеримо, модула коефицијента рефлексије, ρ_{DUT}). Друга два су сигнали грешке при мерењу, модула интензитета таласа Ii (потиче од несавршености усмереног спрежњака, односно коначне изолације) и $I\tau_{\text{DUT}}^2\rho_L c$ (потиче од несавршености оптерећења, тј. коефицијента рефлексије). Показали смо да несавршеност извора не утиче значајно на ово мерење. Што се тиче фаза ових сигнала, оне не зависе само од склопова на слици, већ и од коаксијалних каблова којима су ти склопови повезани (за каблове сматрамо да не утичу битно на модул сигнала, али могу да значајно промене фазу, која се мења при простирању таласа кроз каблове). Стога ћемо фазе сигнала у произвољној поставци овде третирати као случајне величине. Имајући то у виду, можемо да одредимо границе у којима се мерена величина може налазити. Одступање од тачног резултата биће највеће ако су сигнали грешке у фази (модули интензитета таласа се сабирају), па се та збирна грешка сабира са корисним сигналом (у фази су) или се од њега одузима (у противфази су). Тако минималну измерену вредност за модул коефицијента рефлексије добијамо на основу израза:

$$(\rho_{\text{DUT}})_{\min} = \left| \frac{I\rho_{\text{DUT}}c - (Ii + I\tau_{\text{DUT}}^2\rho_L c)}{Ic} \right| = \left| \rho_{\text{DUT}} - \left(\frac{i}{c} + \tau_{\text{DUT}}^2\rho_L \right) \right|, \quad (1.7.1)$$

а максималну измерену вредност за модул коефицијента рефлексије добијамо на основу израза:

$$(\rho_{\text{DUT}})_{\max} = \left| \frac{I\rho_{\text{DUT}}c + Ii + I\tau_{\text{DUT}}^2\rho_L c}{Ic} \right| = \left| \rho_{\text{DUT}} + \left(\frac{i}{c} + \tau_{\text{DUT}}^2\rho_L \right) \right|, \quad (1.7.2)$$

Видимо да сигнал грешке потиче од усмерености усмереног спрежњака (односа i/c) и неприлагођења потрошача (ρ_L). Када би обе ове величине биле нула, не бисмо имали грешку

при мерењу (наравно, уз остале уведене претпоставке, као и оне које смо тренутно пренебрегнули). Замислимо сада да је ρ_L довољно мало, тако да можемо занемарити члан $\tau_{DUT}^2 \rho_L$ (то је случај ако је на непобуђени порт DUT-а прикључено прецизно прилагођење). Минималну и максималну вредност за модул коефицијента рефлексије DUT-а можемо проценити на основу израза (1.7.1) и (1.7.2), али да ли можемо да проценимо како се вредност тог модула мења у зависности од учестаности на којој вршимо мерење? Као што можемо видети са слике 1.7.1, сигнал (модула интензитета таласа) $I\rho_{DUT}c$, од којег потиче члан ρ_{DUT} у изразима (1.7.1) и (1.7.2), у општем случају прелази различит пут од сигнала Ii , од којег у тим изразима потиче члан i/c . Ако претпоставимо да сигнал $I\rho_{DUT}c$ прелази за d дужи пут, он ће фазно каснити за сигналом Ii за βd , где је $\beta = 2\pi f \sqrt{\epsilon_r}/c_0$ фазни коефицијент TEM таласа, ϵ_r релативна пермитивност медијума кроз који се талас простире, а c_0 је брзина светлости у вакууму. Стога ће модул интензитета таласа збира ова два сигнала (сигнала R) бити $I\rho_{DUT}c \left| 1 + \frac{i}{\rho_{DUT}c} e^{+j\beta d} \right|$, а након дељења сигналом A добићемо израз за измерени модул коефицијента рефлексије DUT-а:

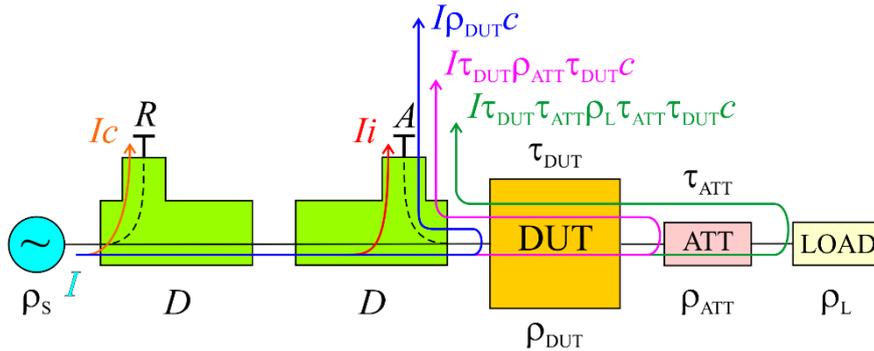
$$(\rho_{DUT})_m = \rho_{DUT} \left| 1 + \frac{i/c}{\rho_{DUT}} e^{+j2\pi \frac{d}{c_0 \sqrt{\epsilon_r}} f} \right|. \quad (1.7.3)$$

Пошто ће се експоненцијални члан у претходном изразу са континуалном променом учестаности континуално и периодично мењати између -1 и 1, добићемо карактеристично таласање, које потиче од усмерености спрежњака, а чија ће амплитуда зависити од односа i/c и ρ_{DUT} . Приметимо да ће, у општем случају, i/c и ρ_{DUT} зависити од учестаности.

Пример 1.7.1. На слици 1.7.1 приказана је поставка за мерење коефицијента рефлексије, израженог односом сигнала A/R , двопортног уређаја (DUT-а). Усмерени спрежњаци су идентични, усмерености $D = 25$ dB. Прилагођење (load match) оптерећења (LOAD) је $LM = 15$ dB. Извор и пријемници који мере комплексне сигнале A (рефлектовани) и R (инцидентни) савршено су прилагођени. Ако је DUT симетричан и има повратно слабљење (return loss) $RL_{DUT} = 13$ dB и унето слабљење (insertion loss) $IL_{DUT} = 1$ dB, израчунати у којим границама ће се налазити измерена вредност за повратно слабљење DUT-а. Занемарити слабљење главног тока сигнала кроз усмерене спрежњаке.

Решење: Најпре је све величине задате у децибелима потребно приказати у линеарној скали. На основу израза $i/c = 10^{-(D/20)}$, $\rho_L = 10^{-(LM/20)}$, $\rho_{DUT} = 10^{-(RL_{DUT}/20)}$ и $\tau_{DUT} = 10^{-(IL_{DUT}/20)}$, добијамо вредности $i/c = 0,0562$, $\rho_L = 0,1778$, $\rho_{DUT} = 0,2239$ и $\tau_{DUT} = 0,8912$. Затим, на основу израза (1.7.1) и (1.7.2) добијамо минималну и максималну измерену вредност коефицијента рефлексије, $(\rho_{DUT})_{\min} = 0,0264$ и $(\rho_{DUT})_{\max} = 0,4214$. Максимално и минимално измерено повратно слабљење је $(RL_{DUT})_{\max} = -20 \log_{10} (\rho_{DUT})_{\min}$ и $(RL_{DUT})_{\min} = -20 \log_{10} (\rho_{DUT})_{\max}$, односно добијамо вредности $(RL_{DUT})_{\max} = 31,6$ dB $(RL_{DUT})_{\min} = 7,5$ dB.

На претходном примеру видимо да измерена вредност повратног слабљења може да веома варира у односу на тачну вредност. Конкретно, овде је реч о DUT-у са малим унетим слабљењем и недовољно добрим прилагођењем оптерећења на непобуђеном порту DUT-а. У таквим ситуацијама прибегава се убацивању ослабљивача (атенуатора) са малим коефицијентом рефлексије (тј. малим коефицијентом стојећих таласа) у мерну поставку, између DUT-а и оптерећења. Типично се за овакве примене користе атенуатори слабљења 10 dB и коефицијента стојећег таласа између 1,1 и 1,3. Мерна поставка са додатим атенуатором и одговарајући токови сигнала приказани су на слици 1.7.2.



Слика 1.7.2. Поједностављена шема мерне поставке, са додатим атенуатором, за мерење коефицијента рефлексије и одговарајући токови сигнала.

Применом анализе сличне анализи примера са слике 1.7.1. закључујемо да сигналу A значајно доприносе, поред (корисног) сигнала рефлектованог од DUT-а и сигнала (грешке) због коначне изолације усмереног спрежњака, и сигнали (грешке) једном рефлектовани од атенуатора, односно од оптерећења. Путање свих значајних сигнала и њихови модули интензитета таласа приказани су на слици 1.7.2. Одатле добијамо израз за минималну измерену вредност модула коефицијента рефлексије:

$$(\rho_{\text{DUT}})_{\min} = \frac{|A_{\min}|}{|R|} = \left| \rho_{\text{DUT}} - \left(\frac{i}{c} + \tau_{\text{DUT}}^2 \rho_{\text{ATT}} + \tau_{\text{DUT}}^2 \tau_{\text{ATT}}^2 \rho_{\text{L}} \right) \right|, \quad (1.7.4)$$

односно израз за максималну измерену вредност модула коефицијента рефлексије:

$$(\rho_{\text{DUT}})_{\max} = \frac{|A_{\max}|}{|R|} = \left| \rho_{\text{DUT}} + \left(\frac{i}{c} + \tau_{\text{DUT}}^2 \rho_{\text{ATT}} + \tau_{\text{DUT}}^2 \tau_{\text{ATT}}^2 \rho_{\text{L}} \right) \right|. \quad (1.7.5)$$

Суштинска улога атенуатора је да својим слабљењем смањи утицај рефлексије од оптерећења, а да при томе не допринесе битно сигналу грешке, што се постиже избором атенуатора са малим коефицијентом рефлексије.

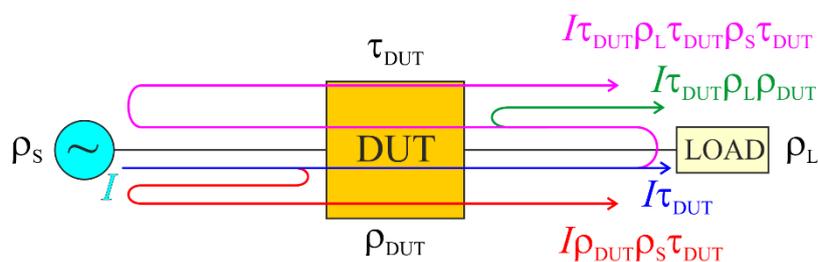
Пример 1.7.2. На слици 1.7.2 приказана је поставка за мерење коефицијента рефлексије, израженог односом сигнала A/R , двопортног уређаја (DUT-а). Усмерени спрежњаци су идентични, усмерености $D = 25\text{ dB}$. Атенуатор (ATT) има унето слабљење (insertion loss) $IL_{\text{ATT}} = 10\text{ dB}$ и коефицијент стојећих таласа $SWR_{\text{ATT}} = 1,1$. Прилагођење (load match) оптерећења (LOAD) је $LM = 15\text{ dB}$. Извор и пријемници који мере комплексне сигнале A

(рефлектовани) и R (инцидентни) савршено су прилагођени. Ако је DUT симетричан и има повратно слабљење (return loss) $RL_{DUT} = 13\text{dB}$ и унето слабљење $IL_{DUT} = 1\text{dB}$, израчунати у којим границама ће се налазити измерена вредност за повратно слабљење DUT-а. Занемарити слабљење главног тока сигнала кроз усмерене спрежњаке.

Решење: Најпре величине задате у децибелима израчунавамо у линеарној скали, $i/c = 0,0562$, $\tau_{ATT} = 0,3162$, $\rho_L = 0,1778$, $\rho_{DUT} = 0,2239$ и $\tau_{DUT} = 0,8912$. Коефицијент рефлексије атенуатора добијамо из израза $\rho_{ATT} = (SWR_{ATT} - 1)/(SWR_{ATT} + 1)$, па је $\rho_{ATT} = 0,0476$. Затим, на основу израза (1.7.4) и (1.7.5) добијамо минималну и максималну измерену вредност коефицијента рефлексије, $(\rho_{DUT})_{min} = 0,1487$ и $(\rho_{DUT})_{max} = 0,2990$. Одатле добијамо максимално и минимално измерено повратно слабљење, $(RL_{DUT})_{max} = 16,5\text{dB}$ и $(RL_{DUT})_{min} = 10,5\text{dB}$.

Из примера 1.7.2 видимо да измерено повратно слабљење у мерној поставци са атенуатором има знатно мање процењено одступање од тачне вредности у односу на оно измерено поставком без атенуатора.

Поједностављена шема мерне поставке за мерење коефицијента рефлексије двопортног склопа приказана је на слици 1.7.3. Поставку чине извор сигнала, склоп чији коефицијент рефлексије меримо (DUT) и еквивалентно оптерећење на другом порту DUT-а. Први порт DUT-а прикључен је на побуђени порт анализатора мрежа, а други порт DUT-а на непобуђени порт анализатора мрежа. Крај сваког склопа на слици уписан је параметар који га карактерише: модул коефицијента рефлексије извора је ρ_s ($\rho_s \ll 1$), модул коефицијента рефлексије оптерећења је ρ_L ($\rho_L \ll 1$), док ћемо сматрати да је DUT симетричан и описан са два параметра: модулом коефицијента рефлексије, ρ_{DUT} , и модулом коефицијента трансмисије, τ_{DUT} . Све величине су у линеарној скали.



Слика 1.7.3. Поједностављена шема мерне поставке за мерење коефицијента трансмисије и одговарајући токови сигнала.

Да бисмо се фокусирали на главне токове сигнала грешке, мерну поставку смо максимално поједноставили, избацујући спрежњаке за издвајање дела инцидентног и трансмитованог сигнала. Стога ћемо сматрати да коефицијент трансмисије добијамо као количник интензитета таласа сигнала који стиже до оптерећења и иницијалног сигнала из извора (I). До оптерећења стижу: директни сигнал који је из извора прошао кроз DUT ($I\tau_{DUT}$), сигнал који се једном рефлектовао између DUT-а и извора пре него што је прошао кроз DUT ($I\rho_{DUT}\rho_s\tau_{DUT}$), сигнал који се након проласка кроз DUT једном рефлектовао између оптерећења и DUT-а (

$I\tau_{DUT}\rho_L\rho_{DUT}$) и сигнал који се рефлектовао између оптерећења и извора, при томе три пута прошавши кроз DUT пре него што се вратио до оптерећења ($I\tau_{DUT}^3\rho_L\rho_S$). Први од ових сигнала је онај пожељни, преостала три су сигнали грешке. Сви сигнали и њихови модули интензитета таласа приказани су на слици 1.7.3. Као што смо већ рекли при анализи рефлексије мерном поставком са слике 1.7.1, фазе ових сигнала не можемо да предвидимо овом врстом анализе, па их сматрамо случајним променљивим. Можемо само да проценимо границе у којима ће се измерена величина налазити, а њих добијамо ако су сигнали грешке у фази, а корисни сигнал у противфази или у фази са укупним сигналом грешке. Одатле добијамо израз за минималну измерену вредност модула коефицијента трансмисије:

$$(\tau_{DUT})_{\min} = \left| \tau_{DUT} - (\rho_{DUT}\rho_S\tau_{DUT} + \tau_{DUT}\rho_L\rho_{DUT} + \tau_{DUT}^3\rho_L\rho_S) \right|, \quad (1.7.6)$$

односно израз за максималну измерену вредност модула коефицијента трансмисије:

$$(\tau_{DUT})_{\max} = \left| \tau_{DUT} + (\rho_{DUT}\rho_S\tau_{DUT} + \tau_{DUT}\rho_L\rho_{DUT} + \tau_{DUT}^3\rho_L\rho_S) \right|. \quad (1.7.7)$$

Пример 1.7.3. На слици 17.3 приказана је поставка за мерење коефицијента трансмисије симетричног двопортног уређаја (DUT), повратног слабљења (return loss) $RL_{DUT} = 13$ dB и унетог слабљења (insertion loss) $IL_{DUT} = 1$ dB. Прилагођење извора (source match) је $SM = 16$ dB, а прилагођење оптерећења (load match) $LM = 15$ dB. Израчунати у којим границама ће се налазити измерена вредност за унето слабљење DUT-а.

Решење: Најпре величине задате у децибелима израчунавамо у линеарној скали, $\rho_S = 0,1585$, $\rho_L = 0,1778$, $\rho_{DUT} = 0,2239$ и $\tau_{DUT} = 0,8912$. Затим, на основу израза (1.7.6) и (1.7.7) добијамо минималну и максималну измерену вредност коефицијента трансмисије, $(\tau_{DUT})_{\min} = 0,8041$ и $(\tau_{DUT})_{\max} = 0,9783$. Одатле добијамо максимално и минимално измерено унето слабљење, $(IL_{DUT})_{\max} = 1,9$ dB и $(RL_{DUT})_{\min} = 0,2$ dB.

Као и у случају мерења рефлексије, мерна несигурност (могуће одступање мереног параметра) може се смањити убацивањем атенуатора са малим коефицијентом рефлексије између DUT-а и оптерећења, а анализа је слична као у другим примерима из овог поглавља.

У претходним анализама, приликом процене мерне несигурности, у обзир смо узели несавршености усмереног спрежњака, извора и оптерећења, али не и компоненте које служе за спајање елемената мерне поставке: каблове, конекторе и адаптере. Такође, нисмо узели у обзир неусаглашеност између пријемника за мерење инцидентног, рефлектованог и трансмитованог сигнала. Све наведене компоненте и њихове несавршености узрокују грешке мерења које називамо **систематским грешкама**. Оне се могу уочити и кориговати у поступку који називамо **калибрацијом**. Моделима грешке и њиховим корекцијама бавићемо се у наставку. Поред систематских, препознајемо и случајне грешке (најчешће због сигнала шума у инструментима и поновљивости конектора и преклопника—свичева) и тзв. грешке дрифта (drift)—због промена параметара мерног система након калибрације, због промене температуре или протока времена. Случајним грешкама и грешкама дрифта се нећемо бавити.

Ради спровођења калибрације потребно је успоставити модел грешке при мерењу. Тај модел грешке зависи од конструкције тест сета анализатора мрежа. Као што смо већ рекли, анализатори мрежа могу имати T/R тест сет (где се побудни сигнал доводи само на један од портова) или *s*-параметар тест сет (где се побудни сигнал може довести на сваки од портова). Код *s*-параметар тест сетова двопортног анализатора мрежа разликујемо две изведбе: са три пријемника или са четири пријемника. Код *s*-параметар тест сетова са три пријемника инцидентни сигнал мери се заједничким пријемником, а за сваки порт постоји засебни пријемник који мери рефлектовани (уколико је тај порт побуђен) или трансмитовани (уколико тај порт није побуђен) сигнал. Код *s*-параметар тест сетова са четири пријемника за сваки порт постоје засебни пријемници за мерење и инцидентног сигнала и рефлектованог (ако је побуђен) или трансмитованог (ако није побуђен) сигнала. У наставку ћемо најпре увести модел грешке за *s*-параметар тест сет са четири пријемника који је, према хронолошки није први настао, најопштији модел грешке. Претходно ћемо се подсетити трансмисионих (*t*) параметара, који ће нам бити потребни за тај модел грешке.

1.8 Трансмисиони параметри (*t*-параметри)

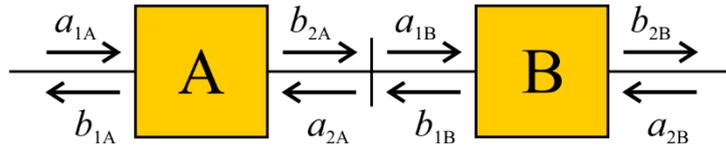
Трансмисиони параметри (*t*-параметри) служе да прикажу интензитете таласа сигнала на једном порту (улазном) у функцији интензитета таласа сигнала на другом порту (излазном). Посматрајмо два међусобно повезана склопа, означена са А и В и заједно са интензитетима таласа сигнала који улазе и излазе из склопова приказана на слици 1.8.1. За склоп А можемо да напишемо израз (дефинициони израз за *t*-параметре):

$$\begin{bmatrix} b_{1A} \\ a_{1A} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11A} & t_{12A} \\ t_{21A} & t_{22A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{2A} \\ b_{2A} \end{bmatrix}, \quad (1.8.1)$$

где су a_{1A} и b_{1A} интензитети таласа сигнала који улазе и излазе из првог (левог) порта склопа А, a_{2A} и b_{2A} интензитети таласа сигнала који улазе и излазе из другог (десног) порта склопа А, а t_{11A} , t_{12A} , t_{21A} и t_{22A} су *t*-параметри склопа А. Уочимо да смо у претходном изразу могли и да изменимо редослед сигнала са леве и десне стране: са леве стране a_{1A} је могао бити први, а b_{1A} други члан матрице-колоне, а са десне стране би тада b_{2A} био први, а a_{2A} други члан матрице-колоне. Те две дефиниције *t*-параметара су равноправне. Сличан израз можемо да напишемо за склоп В:

$$\begin{bmatrix} b_{1B} \\ a_{1B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11B} & t_{12B} \\ t_{21B} & t_{22B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{2B} \\ b_{2B} \end{bmatrix}, \quad (1.8.2)$$

а значење чланова идентично је као код склопа А (само у посматраним величинама индекс А треба заменити индексом В).



Слика 1.8.1. Два међусобно повезана склопа и одговарајући токови сигнала.

Формално, ради компактнијег записа, можемо увести трансмисионе матрице (матрице t -параметара) склопова А и В, \mathbf{T}_A и \mathbf{T}_B :

$$\mathbf{T}_A = \begin{bmatrix} t_{11A} & t_{12A} \\ t_{21A} & t_{22A} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_B = \begin{bmatrix} t_{11B} & t_{12B} \\ t_{21B} & t_{22B} \end{bmatrix}. \quad (1.8.3)$$

Имајући у виду да је (а што се види са слике 1.8.1) $a_{2A} = b_{1B}$ и $b_{2A} = a_{1B}$, заменом (1.8.2) у (1.8.1) добијамо зависност сигнала на улазу у склоп А од сигнала на излазу склопа В:

$$\begin{bmatrix} b_{1A} \\ a_{1A} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11A} & t_{12A} \\ t_{21A} & t_{22A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{11B} & t_{12B} \\ t_{21B} & t_{22B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{2B} \\ b_{2B} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{AB} \begin{bmatrix} a_{2B} \\ b_{2B} \end{bmatrix}. \quad (1.8.4)$$

Из (1.8.3) и (1.8.4) следи да је резултантна трансмисиона матрица везе склопова А и В, \mathbf{T}_{AB} , једнака матричном производу трансмисионих матрица појединачних склопова А и В:

$$\mathbf{T}_{AB} = \mathbf{T}_A \mathbf{T}_B = \begin{bmatrix} t_{11AB} & t_{12AB} \\ t_{21AB} & t_{22AB} \end{bmatrix}. \quad (1.8.5)$$

Такође, уколико имамо низ од више међусобно спојених склопова, њихова резултантна трансмисиона матрица биће једнака матричном производу појединачних трансмисионих матрица (према редоследу повезивања—подсетимо се да матрични производ није комутативна операција). Када одредимо резултантну трансмисиону матрицу, резултантна матрицу s -параметара \mathbf{S}_{AB} лако одређујемо на основу израза за трансформацију t -параметара у s -параметре:

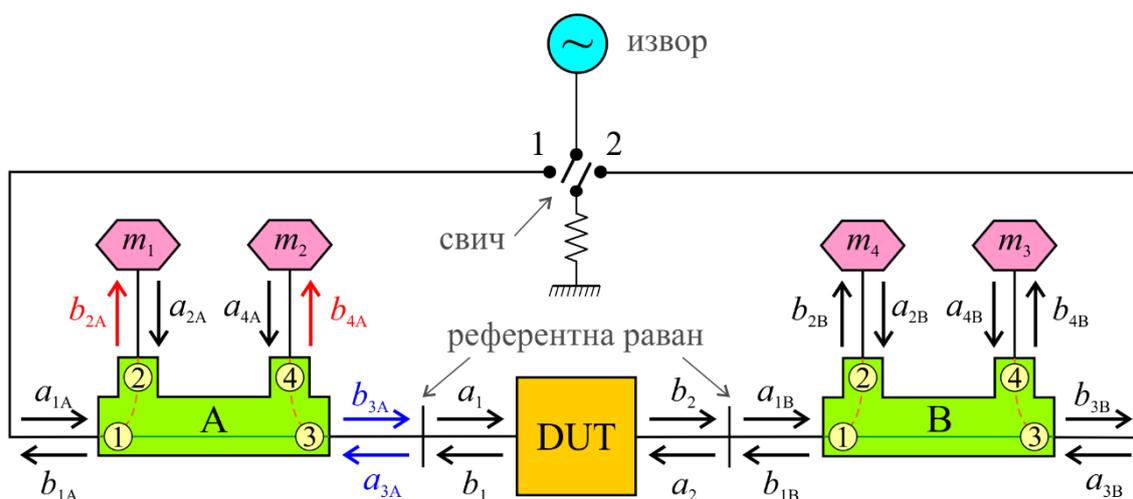
$$\mathbf{S}_{AB} = \begin{bmatrix} \frac{t_{12AB}}{t_{22AB}} & \frac{t_{11AB}t_{22AB} - t_{12AB}t_{21AB}}{t_{22AB}} \\ 1 & -\frac{t_{21AB}}{t_{22AB}} \\ \frac{1}{t_{22AB}} & \frac{t_{21AB}}{t_{22AB}} \end{bmatrix}. \quad (1.8.6)$$

Из претходног разматрања проистиче значај t -параметара. Наиме, t -параметри су погодни за теоријски и практични третман низа спојених склопова, s -параметри су погодни и одомаћени за представљање карактеристика микроталасних склопова, а прелаз између t -параметара и s -параметара је математички једноставан. Трансформација из s -параметара у t -параметре двопортног склопа, односно добијање трансмисионе матрице \mathbf{T} на основу познатих s -параметара дато је изразом:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \frac{s_{12}s_{21} - s_{11}s_{22}}{s_{21}} & \frac{s_{11}}{s_{21}} \\ -\frac{s_{22}}{s_{21}} & \frac{1}{s_{21}} \end{bmatrix}. \quad (1.8.7)$$

1.9 Модел грешке мерења за s -параметар тест сет са четири пријемника

Блок шема s -параметар тест сета са четири пријемника приказана је на слици 1.9.1.



Слика 1.9.1. Блок шема s -параметар тест сета са четири пријемника и одговарајући токови сигнала.

Сигнал из извора се свичем прослеђује на грану за обраду порта 1 или порта 2, док се друга грана завршава оптерећењем (које је у реалном случају није савршено прилагођење). У свакој грани постоји „рефлектометар“—двоструки усмерени спрежњак (у пракси се обично реализује преко два обична усмерена спрежњака) који раздваја сигнале који се кроз ту грану крећу у супротним смеровима. (Оваква конфигурација назива се „двоструки рефлектометар“.) Ти сигнали се у грани 1 мере пријемницима m_1 и m_2 , а у грани 2 пријемницима m_3 и m_4 .

Између портова тест сета (тј. анализатора мрежа којем тест сет припада) прикључен је склоп чије s -параметре желимо да измеримо (DUT). У општем случају, спајање портова анализатора мрежа и портова DUT-а обавља се коаксијалним кабловима завршеним конекторима. Уколико конектори на портовима анализатора мрежа нису компатибилни са конекторима на коаксијалним кабловима, за спајање се користе коаксијални адаптери. Раван у којој се спајају спољашњи проводници конектора на DUT-у и конектора на коаксијалним кабловима назива се референтна раван. Интензитети таласа представљају равне TEM таласе, па њихове вредности мењају зависе од физичке позиције равни у којој се посматрају. Другим речима, измерени s -параметри DUT-а зависиће од референтних равни. У нашем случају, s -параметри DUT-а дефинисани су између две референтне равни назначене на слици 1.9.1. Токови сигнала који постоје током мерења приказани су на слици 1.9.1.

Посматрајмо рефлектометар А, прикључен у грану порта 1. Реч је о склопу са четири порта, који се може описати својим s -параметрима:

$$\begin{bmatrix} b_{1A} \\ b_{2A} \\ b_{3A} \\ b_{4A} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11A} & s_{12A} & s_{13A} & s_{14A} \\ s_{21A} & s_{22A} & s_{23A} & s_{24A} \\ s_{31A} & s_{32A} & s_{33A} & s_{34A} \\ s_{41A} & s_{42A} & s_{43A} & s_{44A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1A} \\ a_{2A} \\ a_{3A} \\ a_{4A} \end{bmatrix}. \quad (1.9.1)$$

Оно што меримо су сигнали интензитета таласа b_{2A} и b_{4A} . Пошто пријемници нису идеални, оно што ћемо добити као резултат мерења јесу мало модификоване вредности b_{2A} и b_{4A} , које ћемо означити (као и одговарајуће пријемнике) са m_1 и m_2 :

$$m_1 = \eta_1 b_{2A}, \quad m_2 = \eta_2 b_{4A}. \quad (1.9.2)$$

У претходном изразу η_1 и η_2 комплексни коефицијенти који описују несавршеност пријемника. Оно што нам је потребно да бисмо одредили s -параметре DUT-а су интензитети таласа a_1 и b_1 (наравно, и a_2 и b_2 , али тренутно се бавимо граном порта 1). Са слике 1.9.1 видимо да у референтној равни са леве стране важи:

$$a_1 = b_{3A}, \quad b_1 = a_{3A}. \quad (1.9.3)$$

Дакле, у смислу одређивања s -параметара DUT-а, у грани порта 1 занима нас само веза између m_1 и m_2 са једне и a_1 и b_1 са друге стране. Имајући, пак, у виду изразе (1.9.2) и (1.9.3), то је еквивалентно налажењу везе између b_{2A} и b_{4A} са једне и b_{3A} и a_{3A} са друге стране.

Интензитете таласа a_{2A} и a_{4A} можемо да елиминисемо из разматрања преко њихове везе са интензитетима таласа b_{2A} и b_{4A} :

$$a_{2A} = r_{m1} b_{2A}, \quad a_{4A} = r_{m2} b_{4A}. \quad (1.9.4)$$

У претходном изразу r_{m1} и r_{m2} су коефицијенти рефлексије пријемника m_1 и m_2 . У матричном облику описан систем једначина (1.9.1) има четири једначине. Пошто b_{1A} не користимо, прву једначину одбацујемо, а интензитете таласа a_{1A} можемо да изразимо из треће једначине и убацимо тај израз у другу и четврту једначину. Тако добијамо две једначине у којима фигуришу само b_{2A} , b_{4A} , b_{3A} и a_{3A} . Изражавајући претходне четири величине преко m_1 , m_2 , a_1 и b_1 , коришћењем изрази (1.9.2) и (1.9.3), новонастали систем једначина можемо приказати у облику:

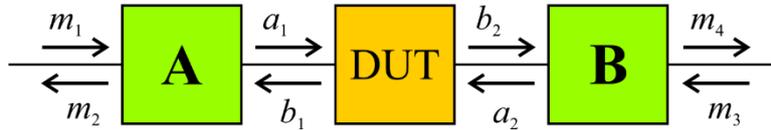
$$\begin{bmatrix} m_2 \\ m_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix}, \quad (1.9.5)$$

где параметри A_{11} , A_{12} , A_{21} и A_{22} зависе (само) од s -параметара рефлектометра A и параметара η_1 , η_2 , r_{m1} и r_{m2} . На сличан начин добијамо одговарајућу везу за рефлектометар B :

$$\begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_3 \\ m_4 \end{bmatrix} = \mathbf{B} \begin{bmatrix} m_3 \\ m_4 \end{bmatrix}, \quad (1.9.6)$$

где параметри B_{11} , B_{12} , B_{21} и B_{22} зависе (само) од s -параметара рефлектометра \mathbf{B} и параметара η_3 , η_4 , r_{m3} и r_{m4} , дефинисаних аналогно одговарајућим параметрима рефлектора \mathbf{A} .

Релација (1.9.5) се формално може интерпретирати на следећи начин: ако комплексне бројеве m_1 и m_2 замислимо као инензитете таласа сигнала који улазе (m_1), односно излазе (m_2) из хипотетичког склопа са два порта, који је директно спојен са DUT-ом, тада је матрица \mathbf{A} трансмисиона матрица тог хипотетичког склопа. Слично важи за релацију (1.9.6). Шема која представља ову интерпретацију приказана је на слици 1.9.2. Наравно, нити су m_1 и m_2 , односно m_3 и m_4 , инензитети таласа сигнала, нити двопортне мреже описане матрицама \mathbf{A} и \mathbf{B} имају особине реалних физичких склопова. Те двопортне мреже називаћемо мрежама грешке, а њихове матрице матрицама грешке. Алтернативно их можемо звати адаптерима грешке. Одомаћени назив на енглеском језику је “error boxes”.



Слика 1.9.2. Интерпретација релација (1.9.5) и (1.9.6).

Пошто су улазни сигнали у DUT и излазни сигнали из DUT-а повезани трансмисионом матрицом дуга, \mathbf{T}_{DUT} :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\text{DUT}} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}, \quad (1.9.7)$$

за редну (каскадну) везу двопортних мрежа са слике 1.9.2, а на основу израза (1.9.5), (1.9.6) и (1.9.7), можемо да пишемо:

$$\begin{bmatrix} m_2 \\ m_1 \end{bmatrix} = \mathbf{A} \mathbf{T}_{\text{DUT}} \mathbf{B} \begin{bmatrix} m_3 \\ m_4 \end{bmatrix}. \quad (1.9.8)$$

Ако резултате мерења када је свич у положају 1 означимо са $m_1^{(1)} - m_4^{(1)}$, а резултате мерења када је свич у положају 2 означимо са $m_1^{(2)} - m_4^{(2)}$, (1.9.8) можемо да напишемо у облику:

$$\begin{bmatrix} m_2^{(1)} & m_2^{(2)} \\ m_1^{(1)} & m_1^{(2)} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \mathbf{T}_{\text{DUT}} \mathbf{B} \begin{bmatrix} m_3^{(1)} & m_3^{(2)} \\ m_4^{(1)} & m_4^{(2)} \end{bmatrix}. \quad (1.9.9)$$

Ако уведемо матрицу мерења DUT-а, \mathbf{M}_{DUT} ,

$$\mathbf{M}_{\text{DUT}} = \begin{bmatrix} m_2^{(1)} & m_2^{(2)} \\ m_1^{(1)} & m_1^{(2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_3^{(1)} & m_3^{(2)} \\ m_4^{(1)} & m_4^{(2)} \end{bmatrix}^{-1}, \quad (1.9.10)$$

израз (1.9.9) можемо да напишемо у облику:

$$\mathbf{M}_{\text{DUT}} = \mathbf{A} \mathbf{T}_{\text{DUT}} \mathbf{B}. \quad (1.9.11)$$

Ако знамо матрице \mathbf{A} и \mathbf{B} , на основу резултата мерења (тј. на основу тих резултата одређене матрице \mathbf{M}_{DUT}), из (1.9.11) можемо да одредимо трансмисиону матрицу DUT-а:

$$\mathbf{T}_{\text{DUT}} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{M}_{\text{DUT}} \mathbf{B}^{-1}, \quad (1.9.12)$$

а затим, коришћењем израза (1.8.6) и s -параметре DUT-а између референтних равни.

Дакле, несавршеност мерног система енкапсулирана је у мреже грешке, а отклањање грешке мерења подразумева одређивање параметара мрежа грешке и издвајање (тј. екстракцију) коригованог резултата из измереног (de-embedding). Овај поступак корекције систематских грешака мерења назива се **калибрација (calibration)**. Суштински корак у калибрацији је одређивање матрица \mathbf{A} и \mathbf{B} . То постижемо везивањем склопова познатих s -параметара (самим тим и t -параметара), такозваних стандарда, на место DUT-а и вршењем одговарајућих мерења. Мерење за сваки стандард даће нам по једну матричну једначину облика (1.9.11). Поставља се питање колико нам је таквих матричних једначина (тј. стандарда) потребно да бисмо одредили матрице \mathbf{A} и \mathbf{B} . На први поглед, пошто имамо 8 комплексних непознатих величина (по 4 у свакој од матрица \mathbf{A} и \mathbf{B}), а свака матрична једначина (1.9.11) даје 4 релације између тих непознатих величина, делује да су нам довољна два стандарда. Показаћемо, међутим, да је ипак потребно да имамо најмање три стандарда, премда не морамо знати потпуну матрицу t -параметара за сваки од њих.

Означимо матрице t -параметара три стандарда са \mathbf{T}_{s1} , \mathbf{T}_{s2} и \mathbf{T}_{s3} , редом. Одговарајуће матрице мерења ова три стандарда означимо, такође редом, са \mathbf{M}_1 , \mathbf{M}_2 и \mathbf{M}_3 . За свако од мерења добијамо по једну матричну једначину облика (1.9.11):

$$\mathbf{M}_1 = \mathbf{A} \mathbf{T}_{s1} \mathbf{B}, \quad \mathbf{M}_2 = \mathbf{A} \mathbf{T}_{s2} \mathbf{B}, \quad \mathbf{M}_3 = \mathbf{A} \mathbf{T}_{s3} \mathbf{B}. \quad (1.9.13)$$

Елиминацијом \mathbf{B}^{-1} из прве две једначине добијамо:

$$\mathbf{A} \mathbf{P} = \mathbf{Q} \mathbf{A}, \quad \text{или} \quad \mathbf{P} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{Q} \mathbf{A}, \quad (1.9.14)$$

где смо матрицу \mathbf{P} формирали коришћењем трансмисионих матрица прва два стандарда, а матрицу \mathbf{Q} коришћењем матрица мерења прва два стандарда:

$$\mathbf{P} = \mathbf{T}_{s2} \mathbf{T}_{s1}^{-1}, \quad \mathbf{Q} = \mathbf{M}_2 \mathbf{M}_1^{-1}. \quad (1.9.15)$$

Две матричне једначине (1.9.14) су еквивалентне, само другачије написане. Пошто су матрице \mathbf{P} и \mathbf{Q} познате (јер су нам познате матрице \mathbf{T}_{s1} и \mathbf{T}_{s2} , односно \mathbf{M}_1 и \mathbf{M}_2), у матричној једначини (1.9.14) непозната је само матрица \mathbf{A} . Ако умемо да одредимо матрицу \mathbf{A} , из било

које од матричних једначина (1.9.13) можемо да одредимо матрицу \mathbf{B} , чиме је, суштински, калибрациони проблем решен.

Напишимо прву од матричних једначина (1.9.14) у развијеном облику:

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{21} & Q_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}. \quad (1.9.16)$$

Да бисмо једноставније разматрали (1.9.16), 2×2 матрицу \mathbf{A} препаковаћемо у матрицу-колону, након чега се и матрични производи \mathbf{AP} и \mathbf{QA} могу препаковати, па се матрична једначина (1.9.16) може написати у облику:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{P}^T & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{P}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ A_{21} \\ A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_{11}\mathbf{I} & Q_{12}\mathbf{I} \\ Q_{21}\mathbf{I} & Q_{22}\mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ A_{21} \\ A_{22} \end{bmatrix}, \quad (1.9.17)$$

где су

$$\mathbf{O} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.9.18)$$

и \mathbf{P}^T трансмитована матрица \mathbf{P} . Обе 4×4 матрица које множе матрицу-колону сачињену од елемената матрице \mathbf{A} у (1.9.17) приказане су преко четири 2×2 подматрице. Пребацавањем свих чланова (1.9.17) на леву страну и спајањем две 4×4 матрице добијамо:

$$\mathbf{C}' \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ A_{21} \\ A_{22} \end{bmatrix} = 0, \quad (1.9.19)$$

где је

$$\mathbf{C}' = \begin{bmatrix} \mathbf{P}^T - Q_{11}\mathbf{I} & -Q_{12}\mathbf{I} \\ -Q_{21}\mathbf{I} & \mathbf{P}^T - Q_{22}\mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (1.9.20)$$

позната 4×4 матрица система, приказана преко четири 2×2 подматрице. Непознате елементе матрице \mathbf{A} добијамо решавањем (1.9.19).

Пошто је систем (1.9.19) хомоген, нетривијално решење постоји само ако је детерминанта матрице система једнака нули. Како овде, због природе проблема, сигурно постоји нетривијално решење, детерминанта система (1.9.19) је једнака нули, што значи да постоји бар један пар линеарно зависних једначина, односно ранг система је три или мањи. Показаћемо да је у општем случају ранг матрице система (1.9.19) једнак 2.

Из (1.9.14) произилази да су матрице \mathbf{P} и \mathbf{Q} сличне, пошто су релације (1.9.14) истовремено и дефиниције сличности две матрице. Може се показати да сличне матрице имају исте

сопствене вредности, исти траг (збир елемената на главној дијагонали) и исте детерминанте. Сопствене вредности матрице су нуле карактеристичног полинома матрице:

$$\det(\mathbf{P} - \lambda \mathbf{I}) = 0. \quad (1.9.21)$$

Пошто су \mathbf{P} и \mathbf{I} матрице 2×2 , (карактеристични) полином по λ у (1.9.21) је другог степена, односно добијамо две вредности за λ , λ_1 и λ_2 . Сопствени вектори матрице \mathbf{P} , \mathbf{x}_1 и \mathbf{x}_2 , добијају се из матричне једначине:

$$(\mathbf{P} - \lambda_k \mathbf{I}) \mathbf{x}_k = 0, \dots k = 1, 2. \quad (1.9.22)$$

С обзиром на (1.9.21), систем од две једначине (1.9.22) нема једнозначно решење—те једначине су линеарно зависне, па усвајамо једну од две координате вектора решења за \mathbf{x}_1 , односно \mathbf{x}_2 , тј. решење формално можемо да представимо у параметарском облику:

$$\mathbf{x}_1 = \alpha_1 \begin{bmatrix} x_{11} \\ x_{12} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}_2 = \alpha_2 \begin{bmatrix} x_{21} \\ x_{22} \end{bmatrix}, \quad (1.9.23)$$

где су α_1 и α_2 параметри (променљиве величине), док су x_{11} , x_{12} , x_{21} и x_{22} константе. На сличан начин добијамо сопствене векторе матрице \mathbf{Q} , \mathbf{y}_1 и \mathbf{y}_2 ,

$$\mathbf{y}_1 = \beta_1 \begin{bmatrix} y_{11} \\ y_{12} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y}_2 = \beta_2 \begin{bmatrix} y_{21} \\ y_{22} \end{bmatrix}, \quad (1.9.24)$$

где су β_1 и β_2 параметри, а y_{11} , y_{12} , y_{21} и y_{22} константе. На основу познатих сопствених вредности и сопствених вектора матрице \mathbf{P} и \mathbf{Q} , можемо написати следећи развој:

$$\Lambda = \mathbf{X}^{-1} \mathbf{P} \mathbf{X} = \mathbf{Y}^{-1} \mathbf{Q} \mathbf{Y}, \quad (1.9.25)$$

где је Λ матрица сопствених вредности, а \mathbf{X} и \mathbf{Y} матрице сопствених вектора, дате изразима

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 \\ 0 & \alpha_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X} = \begin{bmatrix} \alpha_1 x_{11} & \alpha_2 x_{21} \\ \alpha_1 x_{12} & \alpha_2 x_{22} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \beta_1 y_{11} & \beta_2 y_{21} \\ \beta_1 y_{12} & \beta_2 y_{22} \end{bmatrix}. \quad (1.9.26)$$

Из (1.9.25) следи:

$$\mathbf{P} = \mathbf{X} \mathbf{Y}^{-1} \mathbf{Q} \mathbf{Y} \mathbf{X}^{-1}, \quad (1.9.27)$$

па поређењем (1.9.27) и друге од једначина (1.9.14) добијамо

$$\mathbf{A} = \mathbf{Y} \mathbf{X}^{-1} = \frac{1}{x_{11} x_{22} - x_{12} x_{21}} \begin{bmatrix} \frac{\beta_1}{\alpha_1} x_{22} y_{11} - \frac{\beta_2}{\alpha_2} x_{12} y_{21} & -\frac{\beta_1}{\alpha_1} x_{21} y_{11} + \frac{\beta_2}{\alpha_2} x_{11} y_{21} \\ \frac{\beta_1}{\alpha_1} x_{22} y_{12} - \frac{\beta_2}{\alpha_2} x_{12} y_{12} & -\frac{\beta_1}{\alpha_1} x_{21} y_{12} + \frac{\beta_2}{\alpha_2} x_{11} y_{22} \end{bmatrix}. \quad (1.9.28)$$

Из (1.9.28) произилази да у решењу за \mathbf{A} , у општем случају, фигуришу два параметра, $\gamma_1 = \beta_1/\alpha_1$ и $\gamma_2 = \beta_2/\alpha_2$. Пошто је збир ранга матрице система и броја параметара у решењу система једнак реду система (тј. броју линеарних једначина), ранг матрице система (1.9.19) је 2 (4 једначине, минус 2 параметра). То значи да систем (1.9.19) има две независне једначине, а да бисмо имали једнозначно решење за \mathbf{T}_{DUT} према (1.9.12), потребно је да има три независне једначине, односно ранг матрице система треба да је 3.

Доказаћемо претходну тврдњу. Као што смо већ констатовали, пошто је систем (1.9.19) хомоген и има нетривијално решење, ранг матрице система је највише 3. У случају да је ранг 3, решење система има само један параметар. Ако тај параметар означимо са α , сви чланови матрице \mathbf{A} биће пропорционални са α . Пошто се друга трансмисиона матрица грешке, \mathbf{B} , добија из неке од релација (1.9.13), сви чланови матрице \mathbf{B} биће пропорционални са $1/\alpha$. Стога ће се у матричном множењу са десне стране (1.9.12) параметри α и $1/\alpha$ поништити, односно \mathbf{T}_{DUT} неће зависити од α . Са рангом два, односно два параметра, у општем случају то неће бити испуњено—та два параметра фигурисаће у решењу за \mathbf{T}_{DUT} , односно то решење неће бити једнозначно. Дакле, из система (1.9.19) не можемо да добијемо решење за \mathbf{A} и \mathbf{B} на основу кога можемо да извршимо екстракцију \mathbf{T}_{DUT} , односно потребне су нам додатне једначине. Стога комбинујемо прву и трећу једначину (1.9.13), слично као што смо то урадили за прву и другу једначину, и добијамо:

$$\mathbf{U} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{V}\mathbf{A}, \quad (1.9.29)$$

где смо матрицу \mathbf{U} формирали коришћењем трансмисионих матрица првог и трећег стандарда, а матрицу \mathbf{V} коришћењем матрица мерења првог и трећег стандарда:

$$\mathbf{U} = \mathbf{T}_{s3}\mathbf{T}_{s1}^{-1}, \quad \mathbf{V} = \mathbf{M}_3\mathbf{M}_1^{-1}. \quad (1.9.30)$$

Из (1.9.29) добијамо матричну једначину сличну са (1.9.19):

$$\mathbf{C}'' \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ A_{21} \\ A_{22} \end{bmatrix} = 0, \quad (1.9.31)$$

где је

$$\mathbf{C}'' = \begin{bmatrix} \mathbf{U}^T - V_{11}\mathbf{I} & -V_{12}\mathbf{I} \\ -V_{21}\mathbf{I} & \mathbf{U}^T - V_{22}\mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (1.9.33)$$

позната 4×4 матрица система, приказана преко четири 2×2 подматрице. Систем (1.9.31) има две независне једначине, што се показује слично као за систем (1.9.19). Комбиновањем по две независне једначине из система (1.9.19) и (1.9.31)—независне једначине могу се одредити применом Гаусове елиминације—добијамо нови систем:

$$\mathbf{C} \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ A_{21} \\ A_{22} \end{bmatrix} = 0. \quad (1.9.31)$$

Систем (1.9.31) је хомоген, а пошто има нетривијално решење ранг матрице система је три, односно решење садржи један параметар, који ћемо означити са α , па је матрица \mathbf{A} (решење система):

$$\mathbf{A} = \alpha \mathbf{A}, \quad (1.9.31)$$

где је \mathbf{A} једно произвољно решење система (1.9.31), на пример оно за које је детерминанта матрице \mathbf{A} једнака јединици. Замењујући \mathbf{A} из (1.9.31) и \mathbf{B} из прве од једначина (1.9.13) у (1.9.12) добија се екстрахована (de-embedded) трансмисиона матрица DUT-а:

$$\mathbf{T}_{\text{DUT}} = \frac{1}{\alpha} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{M}_{\text{DUT}} \mathbf{M}_1^{-1} \alpha \mathbf{A} \mathbf{T}_{s1} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{M}_{\text{DUT}} \mathbf{M}_1^{-1} \mathbf{A} \mathbf{T}_{s1}. \quad (1.9.32)$$

Као што смо раније већ закључили, \mathbf{T}_{DUT} не зависи од параметра α , односно може се добити на основу једног произвољног решења за \mathbf{A} , \mathbf{A} .

Приметимо да смо на основу 12 једначина добијених из три мерења двопортних стандарда, одредили 7 непознатих коефицијената у матрицама грешке \mathbf{A} и \mathbf{B} (по 4 за сваку од матрица, минус параметар α). Преосталих 5 једначина нисмо искористили за налажење \mathbf{A} и \mathbf{B} , што значи да нисмо искористили све параметре двопортних стандарда. Параметри које нисмо искористили не морају да буду познати, односно могу се одредити током калибрационе процедуре. Ову могућност неки аутори називају самокалибрацијом (self-calibration). Ако претпоставимо да је први стандард у потпуности познат, други стандард може да има два непозната параметра, која одређујемо из две једначине добијене на основу сличности матрица \mathbf{P} и \mathbf{Q} (1.9.14): прва је да су детерминанте ове две матрице једнаке, а друга да су им трагови једнаки. Пошто је матрица \mathbf{Q} позната (добијена је мерењем), ове две једначине дају две везе између параметара трансмисионе матрице другог стандарда, \mathbf{T}_{s2} —имајући у виду прву једначину (1.9.15) и то да је трансмисиона матрица првог стандарда, \mathbf{T}_{s1} , позната. На исти начин, полазећи од сличности матрица \mathbf{U} и \mathbf{V} (1.9.29), изједначавајући њихове детерминанте и трагове, добијамо две везе између параметара трансмисионе матрице трећег стандарда, \mathbf{T}_{s3} —имајући у виду прву једначину (1.9.30) и, опет, то да је трансмисиона матрица првог стандарда, \mathbf{T}_{s1} , позната. Још једну везу између параметара другог и трећег стандарда можемо да добијемо комбиновањем трансмисионих матрица, односно матрица мерења другог и трећег стандарда. За тако настале матрице (као и за матрице \mathbf{P} и \mathbf{Q} , односно матрице \mathbf{U} и \mathbf{V}) можемо да напишемо једнакост њихових трагова, док једнакост њихових детерминантни не доноси нову независну једначину (та се једначина, наиме, добија комбинацијом једначина за једнакост детерминантни матрица \mathbf{P} и \mathbf{Q} , односно матрица \mathbf{U} и \mathbf{V}).

Да закључимо претходни пасус: ако је трансмисиона матрица првог стандарда, \mathbf{T}_{s1} , у потпуности позната, трансмисиона матрица другог стандарда, \mathbf{T}_{s2} , може имати два непозната параметра а трансмисиона матрица трећег стандарда, \mathbf{T}_{s3} , може имати три непозната параметра. Ово се може искористити приликом избора алгоритама за корекцију грешака, калибрацију. Најзаступљенији алгоритам за калибрацију, заснован на претходно описаној методи, је TRL (Thru-Reflect-Line) алгоритам, о којем говоримо у наредном поглављу.

1.10 TRL калибрација

TRL калибрација носи име по првим словима назива стандарда који се користе: Thru, Reflect и Line. Line, линија, означава вод за простирање електромагнетских таласа, одређене (ненулте) дужине. Thru, директан спој, означава линију нулте дужине (у зависности од контекста, може представљати и линију битно мање електричне дужине од Line стандарда. Reflect, рефлектор, означава једнопортни склоп са израженом рефлексивом.

Матрица s -параметара за Thru стандард је:

$$\mathbf{S}_{s1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (1.10.1)$$

Thru стандард потпуно је познат. Дефинисан је као склоп без рефлексиве ($s_{s1,11} = s_{s1,22} = 0$) и без слабљења и кашњења ($s_{s1,12} = s_{s1,21} = 1$). Одговарајућа трансмисиона матрица, према изразу (1.8.7), је:

$$\mathbf{T}_{s1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (1.10.2)$$

Матрица s -параметара за Line стандард је:

$$\mathbf{S}_{s2} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\gamma l} \\ e^{-\gamma l} & 0 \end{bmatrix}, \quad (1.10.3)$$

где је γ комплексни коефицијент простирања, а l физичка дужина линије (γl је електрична дужина линије). Line стандард је делимично познат. Дефинисан је као склоп без рефлексиве ($s_{s2,11} = s_{s2,22} = 0$) и без слабљења, али са кашњењем ($s_{s2,12} = s_{s2,21} = e^{-\gamma l}$), где је $e^{-\gamma l}$ непозната величина. Приметимо да смо записом $e^{-\gamma l}$ приказали физичку природу ове непознате, али иначе $e^{-\gamma l}$ у поступку калибрације третирамо као било коју комплексну непознату. Одговарајућа трансмисиона матрица, према изразу (1.8.7), је:

$$\mathbf{T}_{s2} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma l} & 0 \\ 0 & e^{+\gamma l} \end{bmatrix}. \quad (1.10.4)$$

Reflect стандард је једнопортни склоп, али, сматрајући да ће бити прикључен најпре на мрежу грешке А, а затим и на мрежу грешке В, матрица s -параметара за Reflect стандард се формално може записати као:

$$\mathbf{S}_{s3} = \begin{bmatrix} r_R & 0 \\ 0 & r_R \end{bmatrix}, \quad (1.10.5)$$

где је r_R непознати комплексни коефицијент рефлексације (Reflect стандарда). С обзиром да је $s_{s3,12} = s_{s3,21} = 0$, није могуће одредити трансмисиону матрицу Reflect стандарда према изразу (1.8.7). Стога трећи стандард нећемо моћи да третирамо преко трансмисионе матрице, већ ћемо применити нешто другачији приступ.

Комбиновањем трансмисионих матрица првог и другог стандарда, (1.10.2) и (1.10.4), према првом изразу (1.9.15) добијамо:

$$\mathbf{P} = \mathbf{T}_{s2} \mathbf{T}_{s1}^{-1} = \mathbf{T}_{s2} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma l} & 0 \\ 0 & e^{+\gamma l} \end{bmatrix}. \quad (1.10.6)$$

Пошто је \mathbf{P} дијагонална матрица, елементи на главној дијагонали су сопствене вредности те матрице. Видимо да су те две сопствене вредности међусобно реципрочне, а детерминанта матрице \mathbf{P} је једнака један. Мерењем прва два стандарда и комбиновањем матрица мерења, према другом изразу (1.9.15) добијамо матрицу \mathbf{Q} . Сопствене вредности матрице \mathbf{P} можемо добити коришћењем чињенице да су матрице \mathbf{P} и \mathbf{Q} сличне и да су им стога једнаки трагови (подсетимо се, траг матрице је збир елемената на главној дијагонали), па важи:

$$e^{-\gamma l} + e^{+\gamma l} = Q_{11} + Q_{22}. \quad (1.10.7)$$

Претходна једначина је квадратна једначина по непознатој $e^{-\gamma l}$, а решење је:

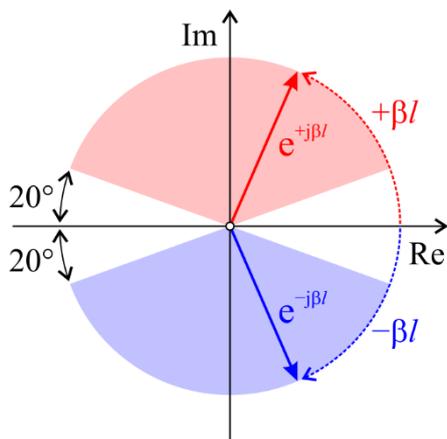
$$e^{-\gamma l} = \frac{Q_{11} + Q_{22} \pm \sqrt{(Q_{11} + Q_{22})^2 - 4}}{2}. \quad (1.10.8)$$

У (1.10.8) се поставља питање избора знака пре корена—један знак ће дати $e^{-\gamma l}$, а други $e^{+\gamma l}$. Једначина (1.10.7) је симетрична по $e^{-\gamma l}$ и $e^{+\gamma l}$, па се не може унапред рећи које решење одговара непознатој $e^{-\gamma l}$, а које непознатој $e^{+\gamma l}$ (решења су у општем случају два комплексна броја). Пошто је $\gamma = \alpha + j\beta$, где је $\alpha \geq 0$ коефицијент слабљења (β је фазни коефицијент) можемо искористити услов пасивности, тј. да је модул $e^{-\gamma l}$ мањи од један:

$$|e^{-\gamma l}| = |e^{-\alpha l} e^{-j\beta l}| = |e^{-\alpha l}| \leq 1. \quad (1.10.9)$$

На тај начин решење (1.10.8) које задовољава услов (1.10.9) додељујемо непознатој $e^{-\gamma l}$, а преостало решење додељујемо непознатој $e^{+\gamma l}$. Међутим, због малог слабљења водова, овај критеријум није поуздан, јер би и најмања грешка мерења могла да узрокује грешку у одлучивању.

Ако је $\gamma l \ll 1$ (тј. $e^{-\gamma l} \approx e^{-j\beta l}$), поузданији начин за одређивање решења (1.10.8) је процена електричне дужине Line стандарда. Наиме, знајући колико је отприлике βl , можемо да одредимо које од решења (1.10.8) је $e^{-j\beta l}$, а које је $e^{+j\beta l}$. На основу слике 1.10.1 можемо закључити да разлучивање $e^{-j\beta l}$ и $e^{+j\beta l}$ може бити проблематично само за $\beta l = k\pi$, где је k цео ненегативан број, јер су тада врхови вектора $e^{-j\beta l}$ и $e^{+j\beta l}$ у комплексној равни врло близу један другог (тј. близу позитивног или негативног дела реалне осе). На једној учестаности, врхови ова два вектора су најдаљи за $\beta l = \pi/2 + k\pi$, односно, имајући у виду да је $\beta = 2\pi/\lambda_g$, за физичку дужину Line стандарда $l = (2k+1)\lambda_g/4$. У претходним изразима λ_g је таласна дужина на воду (Line стандарду). У пракси се калибрација спроводи у опсегу учестаности, а дужина Line стандарда l треба да је таква да важи $\pi/9 \leq \beta l \leq 8\pi/9$ за сваку учестаност из калибрационог опсега. Ово је илустровано црвеним исечком на слици 1.10.1, док плави исечак приказује опсег за $-\beta l$. Види се да су исечци, у којима се налазе вектори $e^{+j\beta l}$ и $e^{-j\beta l}$, размакнути тако да не може да дође до погрешне интерпретације решења (1.8.10).



Слика 1.10.1. Одређивање решења (1.10.8).

Фазни коефицијент је са учестаношћу повезан изразом $\beta = 2\pi f \sqrt{\mu\epsilon}$, где су μ и ϵ пермеабилност и пермитивност вода. Ако је l одабрано тако да за доњу учестаност фреквенцијског опсега, f_1 , важи $\beta_1 l = \pi/9$, онда је максимална горња учестаност фреквенцијског опсега, f_2 , одређена условом $\beta_2 l = 8\pi/9$. Из претходног следи да је $\beta_2/\beta_1 = f_2/f_1 = 8$, односно поуздана калибрација се може извршити у опсегу учестаности од f_1 до $8f_1$. Ако нам је потребан шири фреквенцијски опсег, морамо имати додатне (један или више, у зависности од опсега) Line стандарде, другачијих дужина. Ово је један недостатак TRL калибрације. Други недостатак је да за довољно ниске учестаности дужине Line стандарда постају непрактично велике.

Пошто смо одредили $e^{-j\beta l}$, позната нам је матрица \mathbf{P} и можемо формирати матрицу система (1.9.20) за матрични систем (1.9.19). Као што смо показали, тај систем има само две непознате једначине, а преостале две једначине (потребне за одређивање матрице \mathbf{A}), добићемо мерењем једнопортног Reflect стандарда. То изводимо његовим везивањем на сваки од портова

понаособ, тј. само на мрежу грешке А, када је побуда на порту 1, па само на мрежу грешке В, када је побуда на порту 2. Мерење Reflect стандарда приказано је на слици 1.10.2.



Слика 1.10.2. Мерење Reflect стандарда.

Када је Reflect стандард прикључен на мрежу грешке А, а побуда је на порту 1 (према слици 1.9.1), имајући у виду израз (1.9.5), можемо да пишемо:

$$\frac{m_2}{m_1} = \frac{A_{11}b_1 + A_{12}a_1}{A_{21}b_1 + A_{22}a_1} = \frac{A_{11}b_1/a_1 + A_{12}}{A_{21}b_1/a_1 + A_{22}} = \frac{A_{11}r_R + A_{12}}{A_{21}r_R + A_{22}} = \Gamma_A, \quad (1.10.10)$$

где је $\Gamma_A = m_2/m_1$ измерени коефицијент рефлексије, а $r_R = b_1/a_1$ стварни коефицијент рефлексије Reflect стандарда. Из прве од једначина (1.9.13) и израза (1.10.2) можемо изразити инверзну матрицу грешке \mathbf{B}^{-1} преко инверзне матрице мерења првог стандарда \mathbf{M}_1^{-1} и матрице грешке \mathbf{A} :

$$\mathbf{B}^{-1} = \mathbf{M}_1^{-1} \mathbf{A} = \begin{bmatrix} M_{n1,11}A_{11} - M_{n1,12}A_{21} & M_{n1,11}A_{12} - M_{n1,12}A_{22} \\ -M_{n1,21}A_{11} + M_{n1,22}A_{21} & -M_{n1,21}A_{12} + M_{n1,22}A_{22} \end{bmatrix}, \quad (1.10.11)$$

где су $M_{n1,ij}$ чланови матрице \mathbf{M}_1 , подељени детерминантом те матрице. Пошто је на основу (1.9.6):

$$\begin{bmatrix} m_3 \\ m_4 \end{bmatrix} = \mathbf{B}^{-1} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = \mathbf{M}_1^{-1} \mathbf{A} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}, \quad (1.10.12)$$

када је Reflect стандард прикључен на мрежу грешке В, а побуда је на порту 2 (слика 1.9.1), можемо да пишемо:

$$\frac{m_4'}{m_3'} = \frac{-M_{n1,21}A_{11} + M_{n1,22}A_{21} + (-M_{n1,21}A_{12} + M_{n1,22}A_{22})r_R}{M_{n1,11}A_{11} - M_{n1,12}A_{21} + (M_{n1,11}A_{12} - M_{n1,12}A_{22})r_R} = \Gamma_B, \quad (1.10.13)$$

где је $\Gamma_B = m_4'/m_3'$ измерени коефицијент рефлексије, а $r_R = b_2'/a_2'$ стварни коефицијент рефлексије Reflect стандарда.

Тако на основу мерења Reflect стандарда добијамо још две једначине по непознатим елементима матрице \mathbf{A} , и то из (1.10.10):

$$r_R A_{11} + A_{12} - \Gamma_A r_R A_{21} - \Gamma_A A_{22} = 0, \quad (1.10.14)$$

и из (1.10.13):

$$c_1 A_{11} + c_1 r_R A_{12} - c_2 A_{21} - c_2 r_R A_{22} = 0, \quad (1.10.15)$$

где су

$$c_1 = M_{n1,21} + \Gamma_B M_{n1,11}, \quad c_2 = M_{n1,22} + \Gamma_B M_{n1,12} \quad (1.10.16)$$

Комбинујући једначине (1.10.14) и (1.10.15), добијене мерењима Reflect стандарда, са две независне једначине из матрице система (1.9.20), добијене комбинацијом мерења Thru и Line стандарда, добијамо систем једначина по непознатим елементима матрице грешке **A** :

$$\begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & C_{24} \\ r_R & 1 & -\Gamma_A r_R & -\Gamma_A \\ c_1 & c_1 r_R & -c_2 & c_2 r_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ A_{21} \\ A_{22} \end{bmatrix} = 0, \quad (1.10.17)$$

где су C_{ij} коефицијенти две независне једначине добијене комбинацијом мерења Thru и Line стандарда. Пошто је систем (1.10.17) хомоген и има нетривијално решење, детерминанта система је једнака нули. Из тог услова добија се квадратна једначина по непознатом коефицијенту рефлексije Reflect стандарда, r_R :

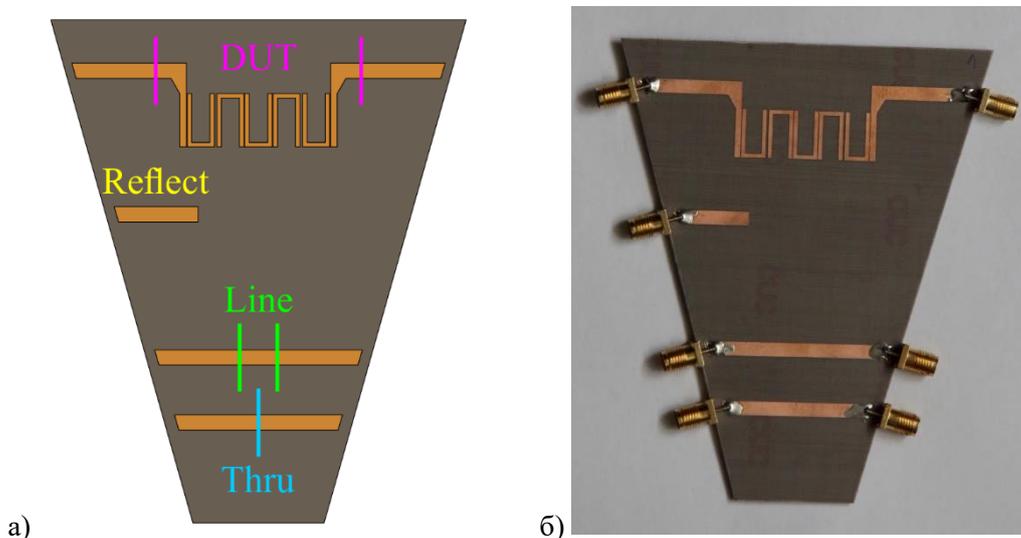
$$\begin{vmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & C_{24} \\ r_R & 1 & -\Gamma_A r_R & -\Gamma_A \\ c_1 & c_1 r_R & -c_2 & c_2 r_R \end{vmatrix} = 0 \Rightarrow r_R. \quad (1.10.18)$$

При избору знака у решењу квадратне једначине потребно је познавати природу Reflect стандарда, па се стога за Reflect стандард обично узимају отворена веза или кратак спој.

Процедура за извођење TRL калибрације слична је на свим анализаторима мрежа. Између портова анализатора мрежа повезују се и мере Thru и Line стандард, а затим се на сваки од портова повезује и мери Reflect стандард. Премда Thru стандард у појединим изведбама може да буде ненулта дужине, најпрецизнија калибрација добија се ако је у питању директан спој између прикључака где се повезује DUT. Thru стандард се обично користи за дефиницију референтне равни. Line стандард треба да има одређено електрично кашњење, а електрична дужина треба да се разликује од електричне дужине Thru стандарда (која је, за директан спој, нула). Импеданса Line стандарда одређује референтну импедансу калибрације, па треба да буде што приближнија номиналној (50 ома). Непознати параметар Line стандарда одређује се из (1.10.8), а да би смо правилно одабрали знак у том изразу, електрична дужина Line стандарда за све учестаности из калибрационог опсега треба да буде између 20° и 160° . Из претходног произилази да један Line стандард (одабране физичке дужине) може да се користи за калибрацију у опсегу учестаности од f_1 до $8f_1$. Reflect стандард треба да има велики коефицијент рефлексije, који не мора да буде познат, изузев природе рефлексije (у суштини, да ли је у питању отворена веза или кратак спој). Коефицијент рефлексije Reflect стандарда одређујемо из (1.10.18), а након тога елементе матрице грешке **A** из (1.10.17), у облику (1.9.31) и матрицу грешке **B** из прве од једначина (1.9.13), чиме је калибрациони процес завршен. Након мерења DUT-а, корекција измерених резултата (калибрисано мерење) врши се коришћењем израза (1.9.32).

Корекција преко модела грешке описаног у претходном поглављу могућа је, осим TRL калибрацијом, и другим сродним техникама калибрације, као што су TRM (Thru, Reflect, Match), LRL (Line, Reflect, Line) и LRM (Line, Reflect, Match).

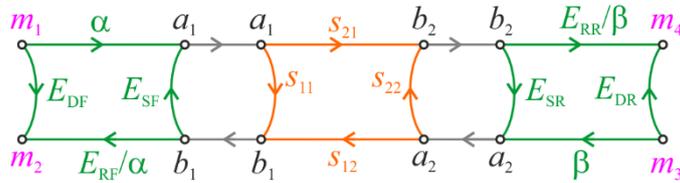
TRL калибрација спада у најтачније калибрације, али и поред тога највише се користи у некоаксијалним применама, када је референтна равна на самој штампаној плочи. Често се калибрациони стандарди израђују на истој штампаној плочи као и прототип тестираног уређаја. Пример тестираног уређаја (DUT-а) и калибрационих стандарда израђених у микрострип технологији, у оквиру студентског мастер рада [33] приказан је на слици 1.10.3. Ако је DUT намењен коришћењу на штампаној плочи, без конектора, онда се плоча са конекторима користи као кућиште за мерење (fixture)—да бисмо могли да меримо анализатором мрежа, а TRL калибрацијом референтне равни за s-параметре DUT-а „доводимо“ на микрострип линију (вод).



Слика 1.10.3. DUT и TRL калибрациони стандарди на истој штампаној плочи, а) модел за електромагнетску анализу и б) израђени прототип са залемељеним SMA конекторима.

На слици 1.10.3а приказан је геометријски модел, који користимо за електромагнетску анализу. Thru стандард је дефинисан као линија нулте дужине, па можемо сматрати да је референтна равна при мерењу Thru стандарда на његовој средини. При мерењу Line стандарда и DUT-а, референтне равни са леве и десне стране налазе се на растојању од половине дужине Thru стандарда од крајева микрострип линија, као што је вертикалним линијама приказано на слици. Reflect стандард је отворена веза која има физичку дужину од половине дужине Thru стандарда, тако да се ефективно понаша као (скоро) идеална отворена веза. Израђени прототип приказан је на слици 1.10.3б. Симулирани и измерени (применом TRL калибрације) резултати показали су изузетно добро слагање.

Модел грешке са слике 1.9.2 може се приказати и преко одговарајућег дијаграма тока сигнала, као што је приказано на слици 1.10.4.



Слика 1.10.4. Дијаграм тока сигнала модела грешке са мрежама грешке.

Мреже грешке приказане су преко параметара α , E_{DF} , E_{SF} , E_{RF} , β , E_{DR} , E_{SR} , E_{RR} . Називи параметара усвојени су тако да асоцирају на називе сличних параметара код модела грешке који је својствен s -параметар тест сету са три пријемника, а о којем ћемо говорити у наставку. Матрица мерења (1.9.11) се преко ових параметара може приказати у облику:

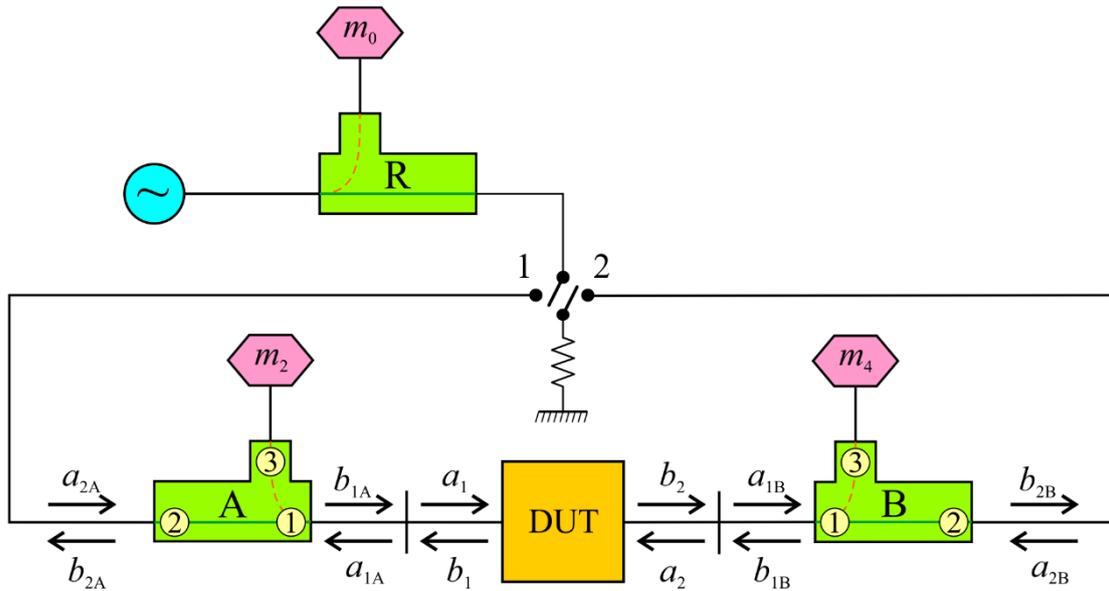
$$\mathbf{M}_{DUT} = \frac{\beta}{\alpha} \frac{1}{E_{RR}} \begin{bmatrix} E_{RF} - E_{DF}E_{SF} & E_{DF} \\ -E_{SF} & 1 \end{bmatrix} \mathbf{T}_{DUT} \begin{bmatrix} E_{RR} - E_{DR}E_{SR} & E_{SR} \\ -E_{DR} & 1 \end{bmatrix}. \quad (1.10.19)$$

Из претходног израза видимо да се променљиве α и β јављају само у облику количника β/α , односно реч је о само једном параметру (што смо већ закључили раније).

Ако су познати параметри мреже грешке (одређени у процесу калибрације), анализом дијаграма тока сигнала можемо добити релације између измерених сигнала, m_1 , m_2 , m_3 и m_4 и сигнала на приступу DUT-у, a_1 , b_1 , a_2 и b_2 , односно можемо урадити екстракцију „тачних“ резултата.

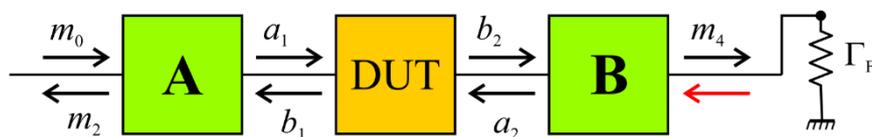
1.11 Модел грешке мерења за s -параметар тест сет са три пријемника

Блок шема s -параметар тест сета са три пријемника приказана је на слици 1.11.1. Део сигнала из извора се издваја на спрегнутом порту усмереног спрежњака R , за мерење инцидентног сигнала, док остатак стиже до свича, одакле се прослеђује на грану за обраду порта 1 или порта 2, док се друга грана завршава оптерећењем (које је у реалном случају није савршено прилагођење). У свакој грани (1 или 2) постоји само по један пријемник који формално мери рефлектовани сигнал од посматраног порта DUT-а (1 или 2), а суштински мери један рефлектовани и један трансмитовани сигнал.

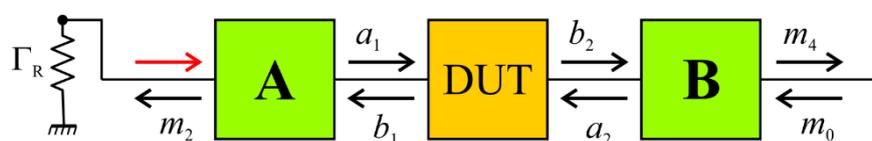


Слика 1.11.1. Блок шема s -параметар тест сета са три пријемника и токови сигнала.

Претпоставимо да свич прослеђује сигнал из извора у грану 1. Пријемник m_0 мери инцидентни сигнал ка порту 1 DUT-а (a_{2A}), пријемник m_2 мери сигнал рефлектован од порта 1 DUT-а (b_1), док пријемник m_4 мери сигнал трансмитован од порта 1 до порта 2 DUT-а (b_2). За разлику од s -параметар тест сета са четири пријемника (приказаног на слици 1.9.1), s -параметар тест сет са три пријемника не мери инцидентни сигнал ка порту 2 DUT-а (a_{2B}), па није могуће користити исти модел грешке као за тест сет са четири пријемника. Уместо недостајућег мереног сигнала ка порту 2 DUT-а, у модел грешке морамо унети оптерећење свича, које затвара грану 2. Слично, ако свич прослеђује сигнал из извора у грану 2, s -параметар тест сет са три пријемника не мери инцидентни сигнал ка порту 1 DUT-а (a_{2A}), а оптерећење свича које затвара грану 1 не можемо сматрати истим као оно које у претходном случају затвара грану 2 (јер је свич у другачијем положају). Стога се модел грешке преко мрежи грешке у случају s -параметар тест сета са три пријемника разликује ако свич прослеђује сигнал из извора у грану 1 (случај који обележавамо словом F—Forward) и ако га прослеђује у грану 2 (случај који обележавамо словом R—Reverse). Та два модела грешке приказана су на сликама 1.11.2 (F) и 1.11.3 (R). Црвеним стрелицама назначене су величине које се не мере.

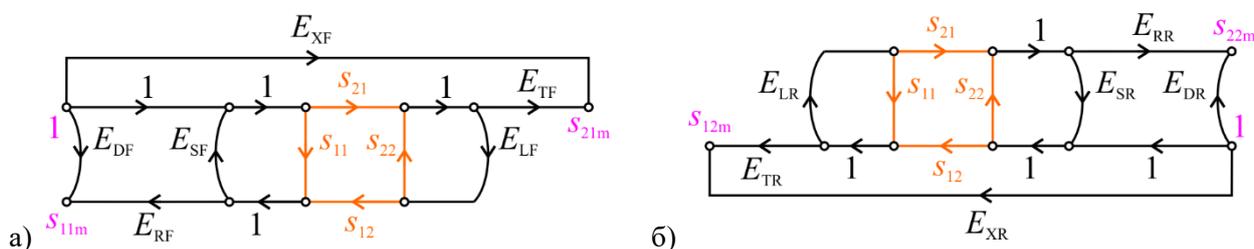


Слика 1.11.2. Модел грешке мерења за s -параметар тест сет са три пријемника преко мрежа грешке (побуда прослеђена на порт 1 DUT-а, Forward смер)



Слика 1.11.3. Модел грешке мерења за s -параметар тест сет са три пријемника преко мрежа грешке (побуда прослеђена на порт 1 DUT-а, Reverse смер).

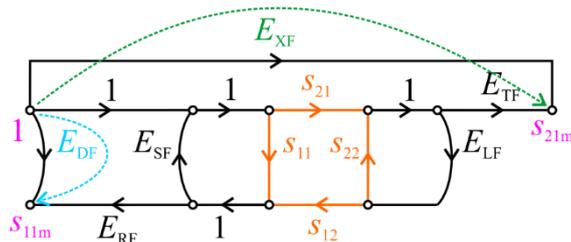
Претходна два модела аналогна су моделу са слике 1.9.2 за s -параметар тест сет са четири пријемника. Ипак, најчешће коришћени модел грешке за s -параметар тест сет са три пријемника заснива се на анализи детаљног дијаграма тока сигнала блок шеме са слике 1.11.1 и примени сажимања појединих чворова и грана. Коначан резултат је „дванаесточлани“ модел грешке (twelve-term error model)—по један дијаграм тока сигнала за смер од порта 1 ка порту 2 DUT-а (Forward) и за обрнути смер (Reverse), од којих сваки садржи по шест параметара грешке. Модели су приказани на слици 1.11.4а (Forward) и 1.11.4б (Reverse). Све измерене вредности (m_0 , m_2 и m_4) су нормализоване са m_0 и чворови који их представљају на слици написани су у том нормализованом облику. Тако је у Forward смеру $m_2/m_0 = s_{11m}$ и $m_4/m_0 = s_{21m}$, а у Reverse смеру $m_2/m_0 = s_{12m}$ и $m_4/m_0 = s_{22m}$, где су s_{11m} , s_{12m} , s_{21m} и s_{22m} измерени s -параметри.



Слика 1.11.4. „Дванаесточлани“ модел грешке мерења: а) Forward смер и б) Reverse смер.

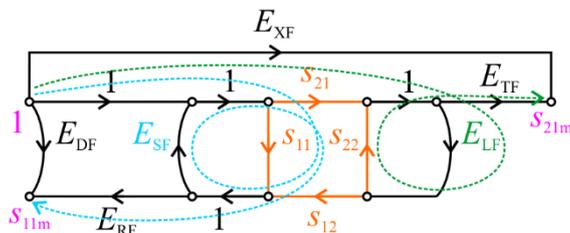
Параметри грешке могу се сврстати у три групе. Пошто су грешке идентичне у оба смера, посматраћемо само Forward смер.

Кренимо од параметара који описују коначну изолацију мерног система: E_{DF} и E_{XF} . Параметар E_{DF} назива се директивност (Directivity). Он описује коначну изолацију усмерених спрежњака (или усмерених мостова) при раздвајању инцидентног и рефлектованог сигнала. Ову грешку смо већ разматрали, а описана је чланом i/c у изразима (1.7.1) и (1.7.2). Пошто се у тим изразима i/c сабира (или одузима) са „тачном“ вредношћу коефицијента рефлексије (параметра s_{11}) DUT-а, у дијаграму тока сигнала са слике параметар E_{DF} је тежински коефицијент (појачање) гране која иде директно од чвора 1 до чвора s_{11} . Параметар E_{XF} назива се изолација или преслушавање (Isolation/Crosstalk). Он описује трансмисију између портова 1 и 2 и када DUT није прикључен (односно када на дијаграму тока сигнала постоји прекид на месту s -параметара DUT-а. Токови два сигнала грешке које описују параметри E_{DF} и E_{XF} приказани су на слици 1.11.5.



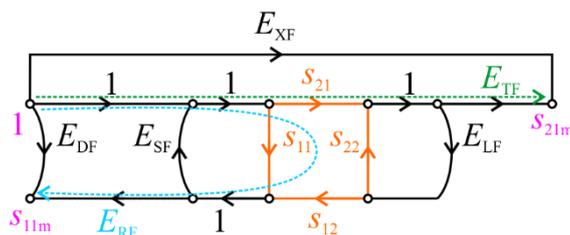
Слика 1.11.5. Параметри грешке који описују изолацију у „дванаесточланом“ моделу грешке (Directivity и Isolation/Crosstalk).

Другу групу чине параметари који описују несавршено прилагођење, тј. рефлексију на страни порта 1 (извора—Source) и порта 2 (пријемника—Load): E_{SF} и E_{LF} . Параметар E_{SF} назива се прилагођење извора (Source match). Он описује рефлексију на страни извора. Ову грешку нисмо разматрали у поглављу 1.7. Параметар E_{LF} назива се прилагођење пријемника (Load match). Грешка овог типа укључена је у изразе (1.7.6) и (1.7.7). Токови два сигнала грешке које описују параметри E_{SF} и E_{LF} приказани су на слици 1.11.6.



Слика 1.11.6. Параметри грешке који описују несавршено прилагођење у „дванаесточланом“ моделу грешке (Source match и Load match).

Трећу групу чине параметари који, пре свега, описују неједнакост фреквенцијских одзива пријемника: E_{RF} и E_{TF} . Параметар E_{RF} назива се усаглашеност рефлексије (Reflection tracking). Он описује неједнакост фреквенцијских одзива пријемника који мере инцидентни и рефлектовани сигнал. Параметар E_{TF} назива се усаглашеност трансмисије (Transmission tracking). Он описује неједнакост фреквенцијских одзива пријемника који мере инцидентни и трансмитовани сигнал. Токови два сигнала грешке које описују параметри E_{RF} и E_{TF} приказани су на слици 1.11.7.



Слика 1.11.7. Параметри грешке који описују неједнакост фреквенцијских одзива пријемника у „дванаесточланом“ моделу грешке (Reflection tracking и Transmission tracking).

На основу дијаграма тока сигнала са слике 1.11.4 лако је одредити израз за измерене s -параметре у функцији параметара грешке и „стварних“ s -параметара. Израз за функцију преноса (трансфер функцију), T , између два чвора дијаграма тока сигнала дат је Мејсоновим правилом:

$$T = \frac{\sum_k T_k \Delta_k}{\Delta}. \quad (1.11.1)$$

У претходном изразу индексом k обележена је k -та путања између полазног и одредишног чвора. Путања је низ истоветно усмерених грана, од којих је прва грана повезана са полазним чвором и усмерена од њега, а последња грана повезана са одредишним чвором и усмерена ка њему. Сви чворови путање између полазног и одредишног чвора су различити. Појачање k -те

путање, T_k , је производ појачања (тежинских фактора) свих грана те путање. Путање се додирују ако имају бар један заједнички чвор, у противном се не додирују. Путања код које су почетни и одредишни чвор исти назива се петља. Величина Δ у (1.10.20) дефинисана је као:

$$\begin{aligned} \Delta = & 1 - \sum \text{појачања свих петљи} \\ & + \sum \text{производ појачања свих комбинација од по 2 петље које се не додирују} \\ & - \sum \text{производ појачања свих комбинација од по 3 петље које се не додирују} \\ & + \sum \dots \end{aligned} \quad (1.11.2)$$

док је Δ_k вредност Δ израчуната само за петље које не додирују k -ту путању.

На основу слике 1.11.4а и израза (1.11.2), имајући у виду да је полазни чвор увек 1, а одредишни чвор одговарајућег измереног s -параметра, добијамо:

$$s_{11m} = E_{DF} + E_{RF} \frac{s_{11} - E_{LF}\Delta_s}{1 - E_{SF}s_{11} - E_{LF}s_{22} + E_{SF}E_{LF}\Delta_s}, \quad (1.11.3)$$

$$s_{21m} = E_{XF} + E_{TF} \frac{s_{21}}{1 - E_{SF}s_{11} - E_{LF}s_{22} + E_{SF}E_{LF}\Delta_s}, \quad (1.11.4)$$

док на сличан начин, на основу слике 1.11.4б, добијамо:

$$s_{12m} = E_{XR} + E_{TR} \frac{s_{12}}{1 - E_{LR}s_{11} - E_{SR}s_{22} + E_{SR}E_{LR}\Delta_s}, \quad (1.11.5)$$

$$s_{22m} = E_{DR} + E_{RR} \frac{s_{22} - E_{LR}\Delta_s}{1 - E_{LR}s_{11} - E_{SR}s_{22} + E_{SR}E_{LR}\Delta_s}. \quad (1.11.6)$$

У изразима (1.11.3)–(1.11.6) величина Δ_s је детерминанта матрице s -параметара DUT-а:

$$\Delta_s = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}. \quad (1.11.7)$$

Ако знамо 12 параметара грешке (E_{DF} , E_{XF} , E_{SF} , E_{LF} , E_{RF} , E_{TF} , E_{DR} , E_{XR} , E_{SR} , E_{LR} , E_{RR} и E_{TR}), на основу измерених вредности за s -параметре (s_{11m} , s_{12m} , s_{21m} и s_{22m}) и израза (1.11.3)–(1.11.6), можемо да одредимо кориговане („стварне“) s -параметре DUT-а (s_{11} , s_{12} , s_{21} и s_{22}). „Стварне“ стављамо под наводнике јер тачност тог решења зависи од тога колико смо тачно отклонили систематске грешке (тачност модела и тачност калибрационих стандарда), као и од тога које грешке нисмо ни пробали да отклонимо (шум, дрефт након калибрације, нелинеарност пријемника, поновљивост конектора).

Иако је предвиђен за примену на s -параметар тест сету са три пријемника, нема никаквих препрека да се дванаесточлани модел грешке користи и код s -параметар тест сета са четири пријемника (просто се занемари показивање четвртог пријемника). Калибрација заснована на дванаесточланом моделу грешке је најзаступљенија калибрација у анализаторима мрежа. Екстракција коригованих s -параметара DUT-а из израза (1.11.3)–(1.11.6) је директна (постоји

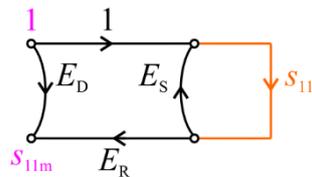
аналитичко решење), а комерцијално су доступни различити калибрациони стандарди у коаксијалној технологији.

Осврнимо се укратко и на разлике између модела грешке са мрежама грешке (error boxes), приказаног на слици 1.11.3 и дванаесточланог модела грешке (twelve-term), приказаног на слици 1.11.4. Модел са мрежама грешке омогућава једноставну корекцију уколико се референтна равна помера због присуства додатних каблова, конектора и адаптера. Начелно, овај модел је у предности ако мреже грешке представљају реалан физички склоп, јер се карактеристике тог склопа директно представљају параметрима мрежа грешке, а могуће је у процесу калибрације и карактерисати те склопове. Дванаесточлани модел нема такве могућности, већ служи (само) за добијање коригованих резултата за измерене s -параметре.

У наставку ћемо се бавити калибрационим методама заснованим на дванаесточланом моделу грешке: потпуном једнопортном калибрацијом, потпуном двопортном калибрацијом и њиховим подваријантама.

1.12 Потпуна једнопортна калибрација (Full 1-Port Calibration)

Код потпуне једнопортне калибрације мери се само један s -параметар (s_{11}), без обзира да ли је реч о једнопортном склопу или не. Пошто се побуда прослеђује на само један порт, постоји само један смер мерења, па га не треба посебно наглашавати. Из истог разлога, једнопортна калибрација може се користити не само код s -параметар тест сетова, већ и код тест сетова који побуду прослеђују на само један од портова (T/R тест сет). Дванаесточлани модел грешке са слике 1.11.4а се у том случају своди на модел грешке са три параметра приказан на слици 1.12.1:



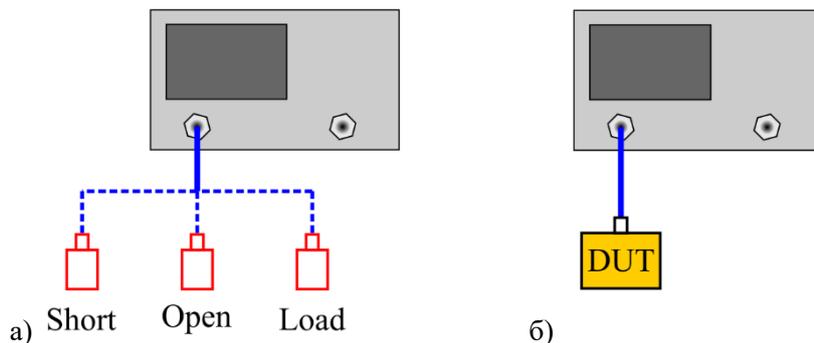
Слика 1.12.1. Трочлани модел грешке за мерење једнопортних склопова.

Израз за измерени s -параметар s_{11m} је:

$$s_{11m} = E_D + \frac{E_R s_{11}}{1 - E_S s_{11}}. \quad (1.12.1)$$

Параметре E_D , E_S , и E_R које називамо, редом, директивност, прилагођење извора и усаглашеност рефлексије, описали смо у претходном поглављу. Ове параметре треба одредити у поступку калибрације. За одређивање три непозната параметра потребне су нам три независне једначине, које добијамо (калибрационим) мерењем три позната склопа (калибрациона стандарда). Као калибрациони стандарди се користе кратак спој (Short), отворена веза (Open) и прилагођење (Load). Ова три стандарда су једноставна за израду у коаксијалној техници, а њихови s_{11} параметри довољно су размакнута у комплексној равни.

Идеално, за кратак спој је $s_{11S} = -1$, за отворену везу је $s_{11O} = 1$, а за прилагођење је $s_{11L} = 0$. Реални параметри ових калибрационих стандарда одступају од идеалних вредности и морају бити познати.



Слика 1.12.2. Једнопортна калибрација, а) повезивање калибрационих стандарда ради одређивања параметара грешке и б) повезивање DUT-а ради одређивања коригованог резултата мерења.

Процедура за једнопортну калибрацију приказана је на слици 1.12.2. Најпре се на порт 1 анализатора мрежа (наравно, може бити и други порт анализатора мрежа којем се може проследити побудни сигнал) прикључују калибрациони стандарди Short, Open и Load (не нужно у том редоследу) и за сваки од прикључених стандарда врши се по једно калибрационо мерење s_{11} параметра, што резултује са три израза облика:

$$s_{11mS} = E_D + \frac{E_R s_{11S}}{1 - E_S s_{11S}}, \quad s_{11mO} = E_D + \frac{E_R s_{11O}}{1 - E_S s_{11O}}, \quad s_{11mL} = E_D + \frac{E_R s_{11L}}{1 - E_S s_{11L}}, \quad (1.12.2)$$

где су s_{11mS} , s_{11mO} и s_{11mL} , редом, измерени s_{11} параметри за Short, Open и Load. Затим се из система једначина (1.12.2) одређују параметри грешке E_D , E_S , и E_R . Након тога се на порт 1 анализатора мрежа прикључује DUT, мери његов параметар s_{11mDUT} и из израза (1.12.1), коришћењем параметара грешке E_D , E_S , и E_R , одређује коригована (стварна) вредност измереног s_{11} параметра DUT-а:

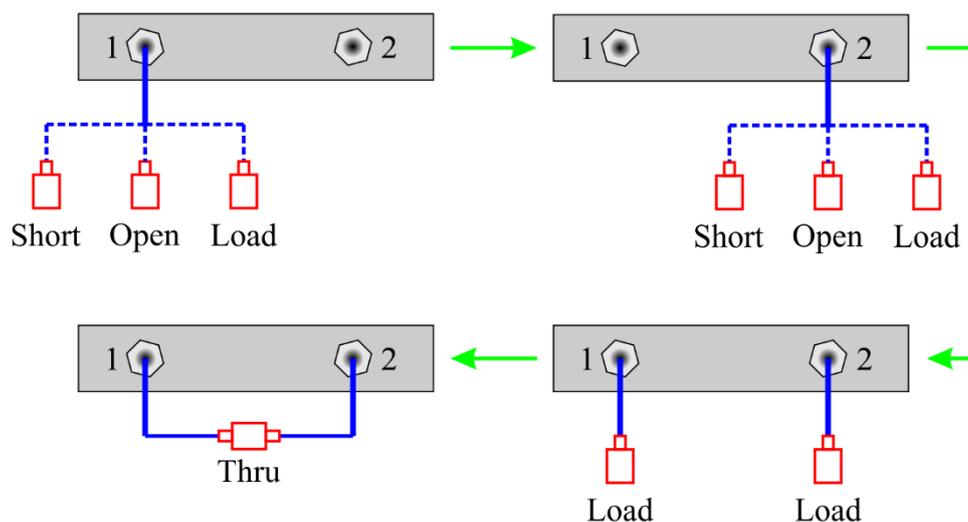
$$s_{11} = \frac{s_{11m} - E_D}{s_{11m} E_S - (E_D E_S - E_R)}. \quad (1.12.3)$$

1.13 Потпуна двопортна калибрација (Full 2-Port Calibration)

Потпуна двопортна калибрација (Full 2-Port Calibration) заснива се на дванаесточланом моделу грешке, приказаном на слици 1.11.4. У општем случају, модел грешке је описан са 12 параметара—по шест за побуду у сваком од два смера. Да бисмо одредили тих 12 параметара грешке, потребно нам је 12 једначина, које добијамо калибрационим мерењима калибрационих стандарда (склопова са познатим параметрима). Као калибрациони стандарди користе се кратак спој (Short), отворена веза (Open), прилагођење (Load) и директан спој

(Thru). Прва три стандарда (Short, Open и Load) иста су као и код потпуне једнопортне калибрације, док је четврти стандард у општем случају коаксијални вод познатих параметара.

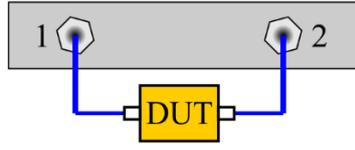
Процедура за потпуну двопортну калибрацију приказана је на слици 1.13.1. Најпре се на порт 1 анализатора мрежа прикључују калибрациони стандарди Short, Open и Load и за сваки од прикључених стандарда врши се по једно калибрационо мерење s_{11} параметра, а затим се на основу три једначине облика (1.12.2) одређују параметри грешке E_{DF} , E_{SF} и E_{RF} . Затим се слична процедура понавља за порт 2 анализатора мрежа: прикључују се калибрациони стандарди Short, Open и Load, за сваки од прикључених стандарда врши се по једно калибрационо мерење s_{11} параметра и на основу тих мерења одређују се параметри грешке E_{DR} , E_{SR} и E_{RR} . У следећем кораку прикључују се два Load калибрациона стандарда на оба порта истовремено и врше се два калибрациона мерења, за s -параметре s_{21m} и s_{12m} дате изразима (1.11.4) и (1.11.5), респективно. Пошто смо везали једнопортне калибрационе стандарде, који немају трансмисију ($s_{21} = 0$ и $s_{12} = 0$), на основу (1.11.4) директно добијамо параметар преслушавања E_{XF} ($E_{XF} = s_{21m}$), а на основу (1.11.5) параметар преслушавања E_{XR} ($E_{XR} = s_{12m}$). На крају између портова 1 и 2 прикључујемо калибрациони стандард Thru и вршимо калибрационо мерење сва четири s -параметра (s_{11m} , s_{12m} , s_{21m} и s_{22m}), након чега из израза (1.11.3)–(1.11.6) можемо одредити преостала четири непозната параметра грешке: E_{LF} , E_{TF} , E_{LR} и E_{TR} .



Слика 1.13.1. Потпуна двопортна калибрација, повезивање калибрационих стандарда ради одређивања параметара грешке.

Напоменимо да је калибрационо мерење са два Load калибрациона стандарда на оба порта истовремено (изолација) најчешће опционо. Наиме, параметри грешке E_{XF} и E_{XR} (преслушавање између портова) су веома мали и могу да буду значајни само у случају мерења склопова са великом изолацијом између портова, на пример ако се мери трасмисија појачавача у инверзном смеру. У осталим случајевима ово мерење се може прескочити, односно може се занемарити преслушавање.

Након што су одређени сви параметри грешке, између портова 1 и 2 анализатора мрежа прикључује се DUT и мере се његови s -параметри, као што је приказано на слици 1.13.2.



Слика 1.13.2. Потпуна двопортна калибрација, повезивање DUT-а ради одређивања коригованог резултата мерења.

На основу измерених s -параметара DUT-а (s_{11m} , s_{12m} , s_{21m} и s_{22m}) и одређених параметара грешке, на основу израза (1.11.3)–(1.11.6) можемо одредити s -параметре DUT-а (s_{11} , s_{12} , s_{21} и s_{22}). Реч је о нелинеарном систему једначина, а може се показати да се одређеним сменама може аналитичко решење може добити у облику:

$$s_{11} = \frac{c_{11}(1 + c_{22}E_{SR}) - c_{12}c_{21}E_{LF}}{D}, \quad (1.13.1)$$

$$s_{21} = \frac{c_{21}(1 + c_{22}(E_{SR} - E_{LF}))}{D}, \quad (1.13.2)$$

$$s_{22} = \frac{c_{22}(1 + c_{11}E_{SF}) - c_{12}c_{21}E_{LR}}{D}, \quad (1.13.3)$$

$$s_{12} = \frac{c_{12}(1 + c_{11}(E_{SF} - E_{LR}))}{D}. \quad (1.13.4)$$

Новоуведени параметри у изразима (1.13.1)–(1.13.4) су:

$$c_{11} = \frac{s_{11m} - E_{DF}}{E_{RF}}, \quad c_{21} = \frac{s_{21m} - E_{XF}}{E_{TF}}, \quad c_{22} = \frac{s_{22m} - E_{DR}}{E_{RR}}, \quad c_{12} = \frac{s_{12m} - E_{XR}}{E_{TR}}, \quad (1.13.5)$$

$$D = (1 + c_{11}E_{SF})(1 + c_{22}E_{SR}) - c_{12}c_{21}E_{LF}E_{LR}. \quad (1.13.6)$$

Калибрациони стандардни описују се параметрима. Двопортни калибрациони стандард Thru моделује се као вод (за простирање електромагнетских таласа), а једнопортни калибрациони стандарди (Short, Open и Load) моделују се као водови са завршетком (кратким спојем, отвореном везом или прилагођењем). На основу тих модела дефинишу се параметри којима се описују стандарди. За вод се дефинишу кашњење, губици и импеданса и ови параметри заједнички су за све стандарде, јер сви стандарди у моделу садрже вод. За једнопортне стандарде постоје додатни параметри којима се карактерише завршетак вода. Кашњење описује померај између референтне равни где се повезује стандард (преко одговарајућег конектора) и равни где се заправо налази одговарајући елемент, на пример кратак спој или отворена веза (ове две равни могу бити померене из механичких разлога). Кашњење се задаје се у пикосекундама. Губицима се дефинишу електромагнетски губици у материјалима који се користе за израду стандарда. Губици се дефинишу на начин погодан за

коришћење у моделима калибрационих стандарда, а јединица им је гигаом по секунди. Импеданса коаксијалних стандарда које користимо је 50 ома.

Завршетак Short модела описује се индуктивношћу, а зависност индуктивности од учестаности описује се са четири параметра:

$$L_{\text{Short}} = L_0 + L_1 f + L_2 f^2 + L_3 f^3, \quad (1.13.6)$$

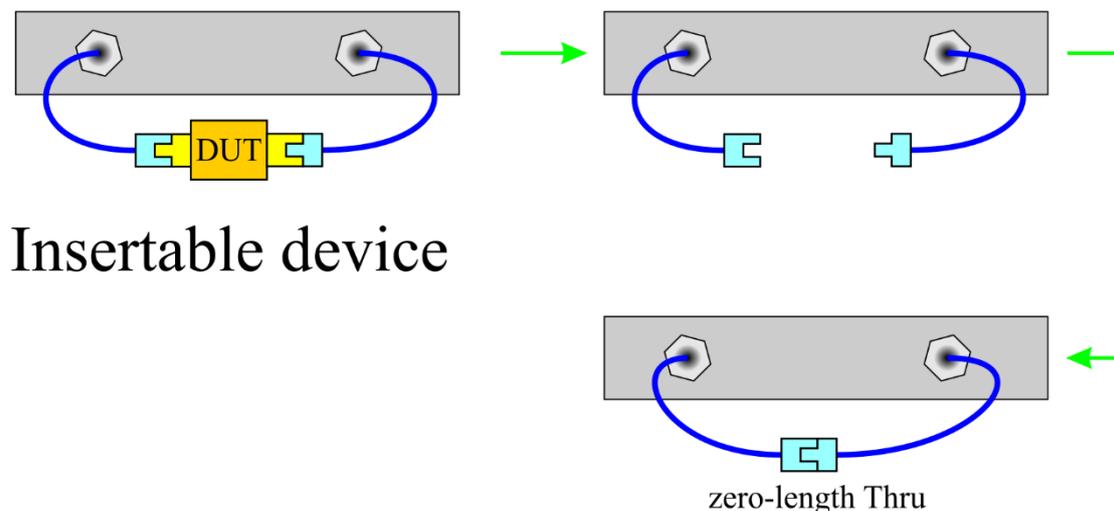
где су L_0 , L_1 , L_2 и L_3 параметри, а f је учестаност. Комплексна импеданса завршетка Short калибрационог стандарда је $Z_{\text{Short}} = j 2\pi f L_{\text{Short}}$.

Завршетак Open модела описује се капацитивношћу, а зависност капацитивности од учестаности описује се са четири параметра:

$$C_{\text{Open}} = C_0 + C_1 f + C_2 f^2 + C_3 f^3, \quad (1.13.7)$$

где су C_0 , C_1 , C_2 и C_3 параметри, а f је учестаност. Комплексна импеданса завршетка Open калибрационог стандарда је $Z_{\text{Open}} = 1/j 2\pi f C_{\text{Open}}$.

Најједноставнија изведба Thru стандарда је такозвани Thru стандард нулте дужине (zero-length Thru). Он се добија директним повезивањем прикључака преко којих је DUT био спојен са анализатором мрежа, као што је илустровано на слици 1.13.3.

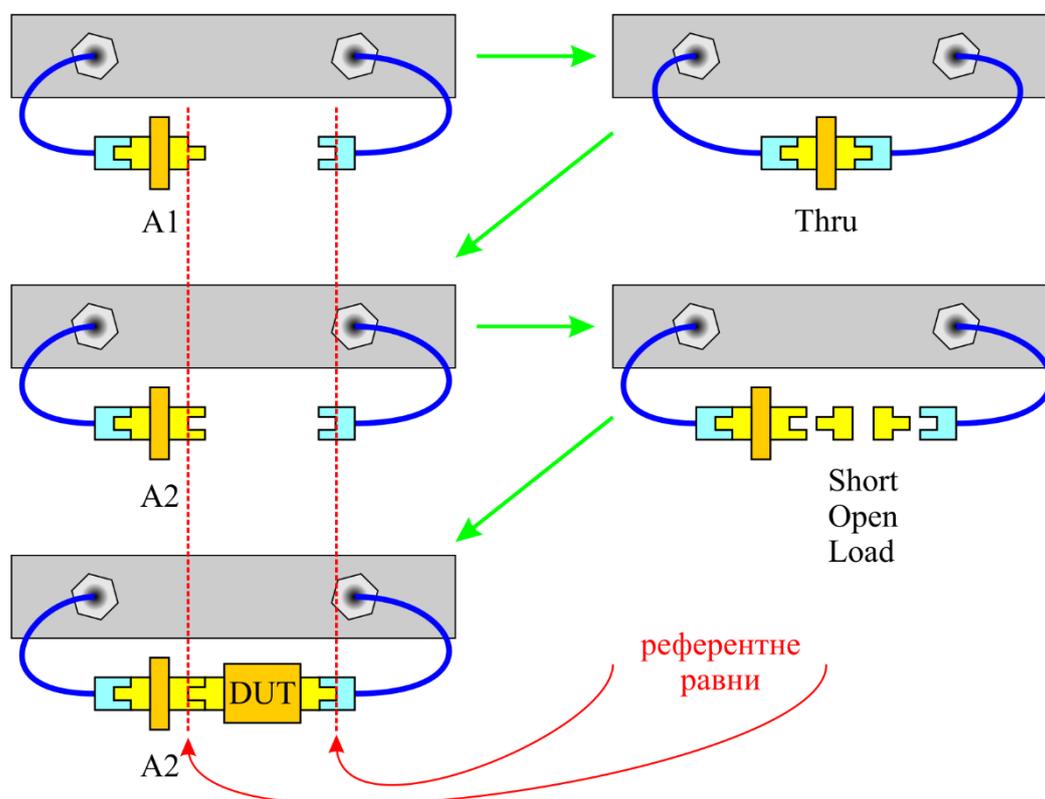


Слика 1.13.3. Thru стандард нулте дужине (zero-length Thru).

Thru стандард нулте дужине могућ је ако DUT има бесполне конекторе истог типа или конекторе истог типа (или компатибилне) а различитог пола (ако су у питању конектори код којих разликујемо пол). Склопови (DUT) који омогућавају Thru стандард нулте дужине називају се „уметљиви“ склопови (Insertable devices). Thru стандард нулте дужине је савршен стандард: нема кашњење и губитке, па га треба користити ако је то могуће. Ако није (тј. ако DUT није уметљив— Noninsertable device), мора се користити Thru стандард коначне дужине, који се уобичајено назива окарактерисани Thru (characterized Thru). Окарактерисани Thru стандард је неповољнији избор од Thru стандарда нулте дужине: морамо му знати карактеристике, а због њихове варијације имаћемо мање тачно мерење. Због тога се при

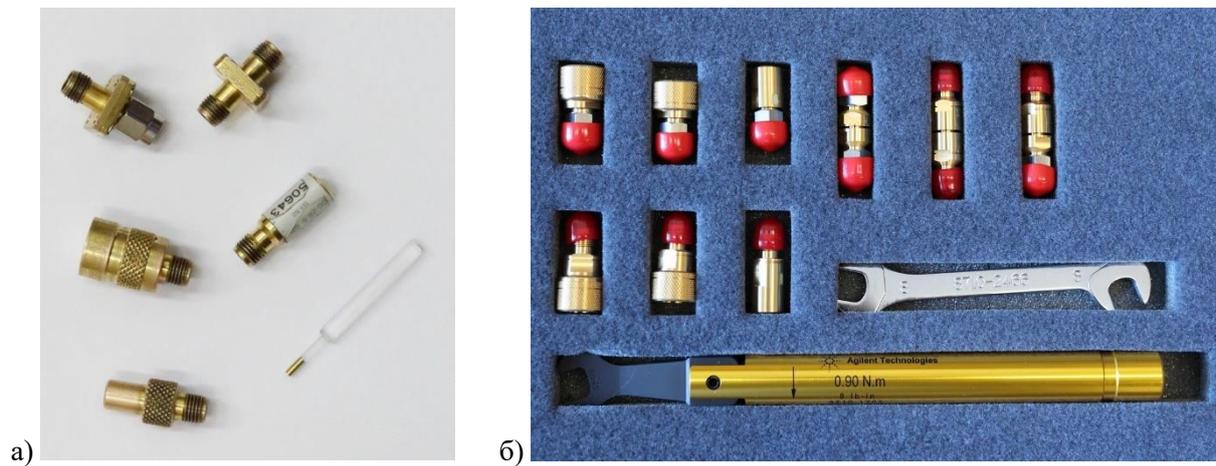
калибрационом мерењу често примењује техника позната као „замена једнаких адаптера“ (swar equal adapters), која емулира калибрацију Thru стандардом нулте дужине. Код ове технике постоје адаптери једнаких електричних карактеристика, али са различитим комбинацијама (полова) конектора. При мерењу Thru стандарда, између прикључака за DUT везује се адаптер, A1, који има комбинацију конектора такву да га је могуће повезати на место DUT-а, али се третира као Thru стандард нулте дужине. Затим се адаптер A1 уклања, а за један од прикључака повезује се адаптер, A2, који има комбинацију конектора такву да омогућује прикључивање DUT-а. Адаптер A2 остаје повезан при мерењу осталих калибрационих стандарда и при мерењу DUT-а. Ако су електричне особине адаптера A1 и A2 једнаке, референтне равни калибрисане за мерење DUT-а неће се мењати током процеса калибрације. Поступак замене једнаких адаптера илустрован је на слици 1.3.4.

Према почетним словима калибрационих стандарда који се користе за калибрацију на основу дванаесточланог модела грешке (Short-Open-Load-Thru), потпуна двопортна калибрација и њени деривати позната је под називом SOLT калибрација. Комплекти који садрже потребне калибрационе стандарде (за одређени тип конектора) називају се калибрациони китови. Калибрациони китови обично садрже мушке и женске верзије Short, Open и Load калибрационих стандарда и потребне адаптере за технику замене једнаких адаптера, а боље опремљене верзије садрже и моментне кључеве за причвршћивање навоја конектора и мераче механичких карактеристика конектора.



Слика 1.13.4. Поступак замене једнаких адаптера.

Калибрациони стандарди са женским конекторима типа 3.5 mm приказани су на слици 1.13.5а.

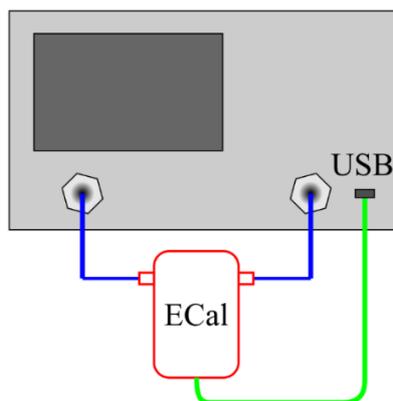


Слика 1.13.5. а) Калибрациони стандарди са женским конекторима 3.5 mm и адаптери за технику замене једнаких адаптера, б) калибрациони кит са 1.85 mm конекторима.

Реч је о калибрационим стандардима из калибрационог кита HP 85052A. Доле лево је Open стандард, а десно од њега је наставак за Open стандард, који обезбеђује поуздане перформансе на вишим учестаностима. У средини лево је Short стандард, а десно од њега Load стандард. Адаптери за технику замене једнаких адаптера су у горњем реду—имајући у виду слику 1.13.4, адаптер A1 је десно, а адаптер A2 лево. Приликом калибрације на анализатору мрежа, потребно је најпре одабрати калибрациони кит. Ако калибрациони кит који користимо није доступан за избор, потребно је дефинисати нови калибрациони кит и унети параметре стандарда. Код неких калибрационих китова електричне карактеристике мушке и женске верзије стандарда су различите, па треба одабрати конкретан пол приликом калибрације. Овде треба водити рачуна да поједини анализатори мрежа под избором пола подразумевају пол конектора на који се стандард прикључује, а не пол самом калибрационог стандарда. На слици 1.13.5б приказан је калибрациони кит за конекторе типа 1.85 mm.

Калибрациони стандарди и китови приказани на слици 1.13.5 спадају у механичке калибрационе китове. Сваки од стандарда потребно је причврстити за одговарајући прикључак и затим покренути мерење. На пример, за потпуну двопортну калибрацију, без спровођења мерења за изолацију (преслушавање), потребно је Short, Open и Load калибрационе стандарде причврстити за прикључке на порту 1, па затим на порту 2, што је 6 повезивања. Затим се везује Thru калибрациони стандард, што је још једно повезивање. Наравно, сваки пут је стандард потребно и развезати. Ако се ради и замена једнаких адаптера, имамо још једно повезивање. Поред тога што је процедура приметна, повећава се вероватноћа грешке, због поновљивости конектора.

Процедура калибрације може се скратити, а вероватноћа грешке смањити коришћењем електронских калибрационих стандарда (ECal—Electronic Calibration). ECal модул повезује се са анализатором мрежа (обично путем USB прикључка). Приликом калибрације, ECal модул се преко својих коаксијалних прикључака (са одабраним типом конектора) повезује између прикључака у калибрационим равнима само једном. Калибрационим поступком даље управља рачунар у анализатору мреже, који путем полупроводничких веза повезује калибрационе стандарде, садржане у ECal модулу, на одговарајуће прикључке и покреће калибрациона мерења. Повезивање ECal модула приказано је на слици 1.13.6. Цена ECal модула је обично знатно већа од цене механичких калибрационих китова исте класе тачности.

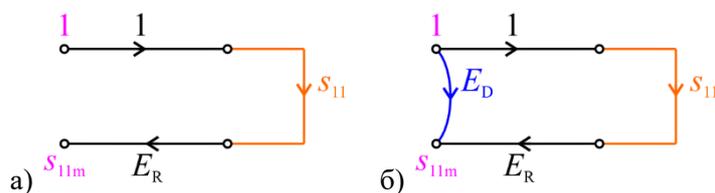


Слика 1.13.6. Електронска калибрација коришћењем ECal модула.

1.14 Непотпуне калибрације

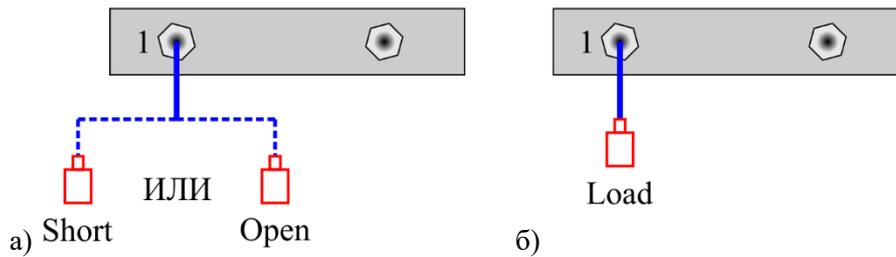
Непотпуне калибрације користе делимичне верзије потпуних модела грешке: трочланог модела грешке са слике 1.12.1 или дванаесточланог модела грешке у једном смеру са слике 1.11.4а. Непотпуне калибрације користе се када није потребна велика тачност мерења или када није могуће применити потпуну калибрацију. На пример, за потпуну двопортну калибрацију, која користи по 6 параметара грешке у сваком смеру, неопходно је имати векторски анализатор мрежа са s -параметар тест сетом (код којег се побудни сигнал може спровести до оба порта). Ако користимо векторски анализатор мрежа са T/R тест сетом (код којег се побудни сигнал може се спровести само до једног од портова), морамо се одредити за непотпуну двопортну калибрацију у једном смеру.

Непотпунa калибрација заснована на трочланом моделу грешке користи један од два упрошћена модела грешке за једнопортну калибрацију, приказана на слици 1.14.1. У првом моделу (слика 1.14.1а) постоји само параметар грешке E_R (усаглашеност рефлексије), а ова калибрација уобичајено се назива нормализација или калибрација одзива при мерењу рефлексије (Open/Short Response). У другом моделу (слика 1.14.1б) додат је и параметар грешке E_D (директивност), којим се моделује изолација приликом мерења рефлексије (Open/Short Response+Isolation).



Слика 1.14.1. Непотпуни модели грешке при мерењу рефлексије, а) нормализација и б) нормализација и изолација.

Процедура за калибрацију одзива при мерењу рефлексије приказана је на слици 1.14.2а. На порт 1 анализатора мрежа прикључујемо један од два калибрациона стандарда са великим коефицијентом рефлексије: Short или Open. Калибрационим мерењем рефлексије добијамо s_{11mR} , а на основу модела грешке са слике 1.14.1а добијамо параметар грешке E_R .



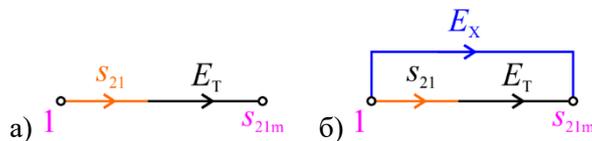
Слика 1.14.2. Калибрација одзива при мерењу рефлексије, повезивање калибрационих стандарда ради одређивања параметара грешке а) нормализација и б) изолација (опционо).

При калибрацији одзива при мерењу рефлексије изолација је опциона. Ако се користи, на порт 1 анализатора мрежа прикључујемо Load стандард и вршимо још једно калибрационо мерење рефлексије (поред мерења Short или Open стандарда), којим добијамо s_{11mL} . Ова два калибрациона мерења резултују са два израза облика:

$$s_{11mR} = E_D + E_R s_{11R}, \quad s_{11mL} = E_D + E_R s_{11L}, \quad (1.14.1)$$

из којих се, на основу познатих параметара калибрационих стандарда s_{11R} и s_{11L} , одређују параметри грешке E_D и E_R . Затим се ови параметри грешке, у зависности од изабраног модела грешке (E_R ако калибришемо само одзив, E_D и E_R ако калибришемо одзив и изолацију) користе при мерењу DUT-а, за одређивање кориговане грешке мерења.

Калибрација одзива (нормализација) при мерењу трансмисије користи један од два упрошћена модела грешке са дванаест чланова, у једном смеру, приказана на слици 1.14.3. У првом моделу (слика 1.14.3а) постоји само параметар грешке E_T (усаглашеност трансмисије), а у другом моделу (слика 1.14.3б) додат је и параметар грешке E_X (преслушавање), којим се моделује изолација приликом мерења рефлексије (Thru Response+Isolation).



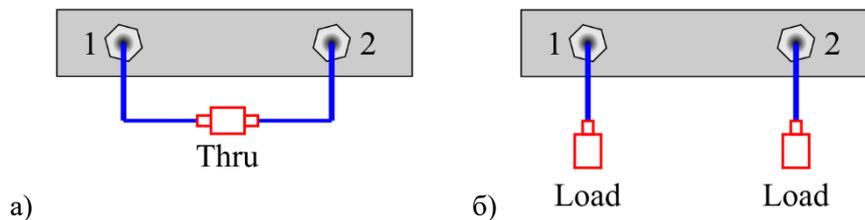
Слика 1.14.3. Непотпуни модели грешке при мерењу трансмисије, а) нормализација и б) нормализација и изолација.

Процедура за калибрацију одзива при мерењу трансмисије приказана је на слици 1.14.4а. Између портова 1 и 2 анализатора мрежа прикључујемо Thru калибрациони стандард. Калибрационим мерењем трансмисије добијамо s_{21mT} , а на основу модела грешке са слике 1.14.3а добијамо параметар грешке E_T .

При калибрацији одзива при мерењу трансмисије изолација је опциона. Ако се користи, на портове 1 и 2 анализатора мрежа прикључујемо Load стандарде и вршимо још једно калибрационо мерење трансмисије (поред мерења Thru стандарда), којим добијамо s_{21mL} . Ова два калибрациона мерења резултују са два израза облика:

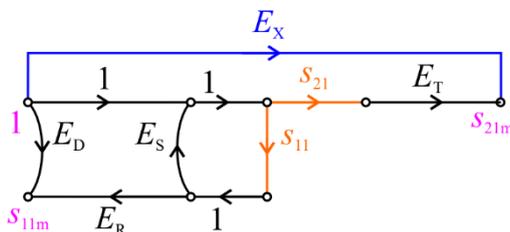
$$s_{21mT} = E_X + E_T s_{21T}, \quad s_{21mL} = E_X + E_T s_{21L}, \quad (1.14.2)$$

из којих се, на основу познатих параметара калибрационих стандарда s_{21T} и s_{21L} , одређују параметри грешке E_X и E_T . Затим се ови параметри грешке, у зависности од изабраног модела грешке (E_T ако калибришемо само одзив, E_X и E_T ако калибришемо одзив и изолацију) користе при мерењу DUT-а, за одређивање кориговане грешке мерења.



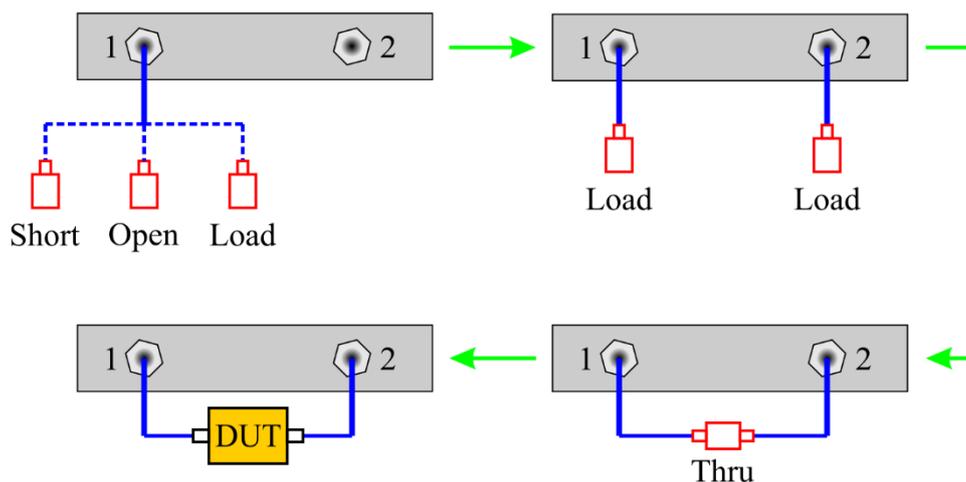
Слика 1.14.4. Калибрација одзива при мерењу трансмисије, повезивање калибрационих стандарда ради одређивања параметара грешке а) нормализација и б) изолација (опционо).

При мерењу векторским анализатором мрежа са T/R тест сетом, побуда се прослеђује само на порт 1, па је истовремено могуће мерити само два s -параметра (s_{11} и s_{21}). То значи да је при двопортном мерењу могуће користити само модел грешке у једном смеру. У том моделу потребно је да у изразима (1.11.3) и (1.11.4) фигуришу само измерене и кориговане вредности s -параметара у једном смеру, односно не треба да се појављују вредности за (s_{22} и s_{12}). То је могуће само ако је $E_{LF} = 0$, што одговара уклањању те гране из модела грешке. Тако добијамо модел грешке за са пет параметара, за двопортно мерење s -параметара у једном смеру, приказан на слици 1.14.5.



Слика 1.14.5. Модел грешке мерења са пет параметара.

Процедура за непотпуну двопортну калибрацију у једном смеру приказана је на слици 1.14.6. Најпре се на порт 1 анализатора мрежа прикључују калибрациони стандарди Short, Open и Load и за сваки од прикључених стандарда врши се по једно калибрационо мерење s_{11} параметра, а затим се на основу три једначине облика (1.12.2) одређују параметри грешке E_D , E_S и E_R . У следећем кораку прикључују се два Load калибрациона стандарда на оба порта истовремено и врши се једно калибрациона мерење за s_{21m} , па се (пошто смо везали једнопортне калибрационе стандарде и $s_{21} = 0$) из израза (1.11.4) директно добија параметар преслушавања E_X ($E_X = s_{21m}$). На крају се између портова 1 и 2 прикључује калибрациони стандард Thru и врши се још једно калибрационо мерење за s_{21m} , након чега се из израза (1.11.4) добија параметар грешке E_T . Коначно се на основу измерених параметара DUT-а, s_{11m} и s_{21m} , из израза (1.11.3) и (1.11.4) одређују кориговани s -параметари DUT-а, s_{11} и s_{21} . У Keysight/Agilent/HP анализаторима мрежа ова калибрација се зове Enhanced Response.



Слика 1.14.6. Непотпуна двопортна калибрација у једном смеру, повезивање калибрационих стандарда ради одређивања параметара грешке и мерење DUT-а.

1.15 Поступак мерења s -параметара анализатором мрежа

У овом поглављу бавићемо се практичним аспектима мерења s -параметара микроталасних склопова (DUT) којима се приступа преко коаксијалних конектора, описаних у поглављу 1.6. Векторски анализатори мрежа (VNA) на својим приступима (портовима) такође имају коаксијалне конекторе, чији тип зависи од максималне радне учестаности VNA. Обично на панелу крај приступа VNA пише колики су дозвољени DC напон и RF снага, који се не смеју прекорачити, јер може доћи до оштећења склопова у VNA. Ово је нарочито критично приликом мерења s -параметара појачавача, који на свом излазу могу давати велике RF снаге, а за чије напајање се користи DC напон. Такође, човек може додиривањем портова VNA изазвати електрично пражњење које може оштетити VNA. Стога је добра пракса пре почетка мерења „уземљити се“ додиривањем шасије VNA (која је уземљена). Покретање модерних VNA је тривијално—притиском на дугме, покрећу се мерни уређај и рачунар са оперативним системом, који је део VNA. Чим се оперативни систем VNA подигне, аутоматски се стартује апликација за мерење s -параметара. Старији VNA, који су модуларне природе, захтевају одређени редослед укључивања компоненти—у суштини, важно је да се управљачки део уређаја укључи последњи, како би приликом укључивања препознао све уређаје које треба да контролише.

Да бисмо измерили s -параметре DUT-а, потребно је обезбедити његово спајање са VNA. Ретко се такво спајање може обавити без коришћења било каквих коаксијалних каблова и адаптера—теоријски, приликом мерења коефицијента рефлексије једнопортних склопова, који имају конектор који се може директно спојити са конектором на анализатору мрежа. У пракси је овакав случај веома редак, јер се уобичајено на оригиналне приступне конекторе VNA прикључују квалитетни адаптери (Connector savers), намењени чувању оригиналних конектора. Ако се адаптер оштети, лако га је заменити. Дакле, потребно је обезбедити минималан број каблова (завршених конекторима) и адаптера који ће омогућити спајање DUT-а и VNA.

VNA s -параметре мери у опсегу учестаности, за задату снагу (frequency sweep), или у опсегу снага, за задату учестаност (power sweep), па је потребно одабрати врсту опсега (sweep type). Типична примена мерења у опсегу снага је мерење једнодецибелске тачке компресије појачавача—излазне снаге појачавача при којој је појачање за један децибле мање од појачања у линеарном режиму рада. Најчешће се, међутим, s -параметри мере у опсегу учестаности. Тада је потребно задати почетну и крајњу учестаност и број учестаности у том опсегу, као и снагу побудног генератора са којом се ради. VNA у микроталасном опсегу учестаности обично нема велику максималну снагу, стотинак миливати је очекивани максимум. Већа снага ће обезбедити већи динамички опсег мерења. Под динамичким опсегом овде подразумевамо разлику између највећег и најмањег модула (посматраног s -параметра) која се може мерити. Највећи модул одређен је снагом сигнала, најмањи модул снагом шума уређаја (који маскира мерени сигнал). Боље је имати већи динамички опсег, јер онда можемо мерити мање сигнал (ово је, на пример, вежно код филтара са великим потискивањем сигнала ван пропусног опсега). Дакле, већа снага је боља, под претпоставком да не доводи до нелинеарности склопова у мерној поставци и да не угрожава здравље људи (што је посебна тема). Када смо код динамичког опсега, битна су подешавања пропусног опсега међуфреквенцијског филтра (IF Bandwidth) и евентуално укључивање усредњавања (Averaging). О овоме смо већ говорили—мањи IF Bandwidth смањује мерени ниво шума, односно повећава динамички опсег, али продужава време мерења. Слично важи за усредњавање—узимање средњег резултата из вечег броја мерења смањује ниво шума, али ће продужити време мерења. У том смислу, избор конкретних вредности за величине којима се контролише динамички опсег мерења (снага, пропусни опсег и усредњавање) VNA је ствар компромиса. Сада бисмо могли да одаберемо и s -параметар који ћемо мерити, али он је у принципу дефинисан калибрацијом коју применимо (ако је реч о једнопортној калибрацији, мериће се s_{11} или s_{22} , а ако је у питању потпуна двопортна калибрација, мериће се сва четири s -параметра). Подразумевана режим рада је континуално мерење s -параметара у задатом опсегу.

Калибрација се ради након што су подешени побуда и основни параметари мерења, као што смо претходно објаснили. Ако меримо једнопортни склоп, најбољи избор је потпуна једнопортна калибрација, а за двопортни склоп најбољи избор је потпуна двопортна калибрација. Непотпуне калибрације користимо уколико нам није битна највиша тачност (на пример, ако хоћемо само да да проценимо слабљење филтра у пропусном опсегу, можемо урадити нормализацију за трансмисију) или уколико не можемо да извршимо потпуну двопортну калибрацију (јер VNA нема s -параметар тест сет). За калибрацију нам је потребан механички или електронски калибрациони кит, са калибрационим стандардима који имају конекторе истог типа као конектори DUT-а. Калибрацију вршимо у равнима (на конекторима) где се прикључује DUT. Након извршене калибрације прикључујемо DUT и на основу мерења његових s -параметара и у процесу калибрације одређених параметара грешке добијамо кориговане резултате за s -параметре DUT-а.

Измерени и/или кориговани s -параметри могу се снимити на преносни уређај за складиштење података и даље обрађивати и користити ван VNA. Такође, ове s -параметре могуће је посматрати на екрану самог VNA, у различитим форматима. За посматрани s -параметар обично се користи приказ модула у децибелима (LogMag), аргумента у степенима (Phase), реалног и имагинарног дела (Re+Im) или приказ у Смитовом дијаграму (Smith Chart).

Ако је реч о коефицијенту рефлексије, уместо модула може се посматрати коефицијент стојећих таласа (SWR), а код коефицијента трансмисије од интереса може бити групно кашњење (Group Delay).

Софтвер у VNA омогућава извесну обраду и на коригованом сигналу. Стандардне опције су изглађивање (Smoothing) и електрично кашњење (Electrical delay). Изглађивање служи да локално „испегла“ варијације у сигналу у блиским фреквенцијским тачкама, тако што у свакој фреквенцијској тачки (ако посматрану величину, на пример логаритамски модул, приказујемо у функцији учестаности) приказује сигнал усредњен на тој и одређеном броју суседних фреквенцијских тачака. На овај начин се може донекле елиминисати шум, али по цену губљења детаља. Опцијом електричног кашњења може се задати процењено време потребно да сигнал прође између две референтне равни. Ово је значајно код приказивања унете фазе. Приказана фаза своди се на опсег од -180° до 180° . Ако је DUT електрички дугачак (или су каблови за повезивање DUT-а и VNA електрички дугачки, а није урађена потпуна калибрација), унета фаза у функцији учестаности има облик низа тестерастих импулса и маскира одступање фреквенцијске карактеристике DUT-а од линеарне карактеристике (што нас у принципу и интересује). Наиме, простирање електромагнетског таласа описујемо чланом $e^{-\gamma l}$, где је l физичка дужина средине кроз коју се талас простира (DUT-а), $\gamma = \alpha + j\beta$ комплексни коефицијент простирања, α коефицијент слабљења, а $\beta = 2\pi f/c$ фазни коефицијент, где је c брзина простирања таласа. Аргумент коефицијента трансмисије биће $\phi(f) = \phi_0(f) - \beta l$, где је $\phi_0(f)$ одступање од линеарне промене фазе услед простирања електромагнетског таласа. Заменом израза за β у $\phi(f)$ добијамо $\phi(f) = \phi_0(f) - 2\pi f l/c$. У претходном изразу $\Delta t = l/c$ је електрично кашњење, па је $\phi(f) = \phi_0(f) - 2\pi f \Delta t$. Из претходног израза следи да аргумент коефицијента трансмисије у посматраном опсегу учестаности може више пута достигати вредност -180° , након чега се аутоматски пребацује на 180° . Опадање аргумента од 180° до -180° биће углавном линеарно, а скок од -180° до 180° вертикалан, што даје изглед поменутих тестерастих импулса. Додавањем члана $2\pi f \Delta t$ на $\phi(f)$, добијамо само одступање од линеарне промене фазе. То додавање ради опција електричног кашњења, а задаје се време Δt . Ако не умемо да проценимо вредност електричног кашњења, добру почетну процену опсега времена Δt можемо добити из опсега времена групног кашњења.

Софтвер VNA нуди и низ других могућности, на пример коришћење маркера за прецизно читавање конкретних вредности посматране величине (на пример, у екстремумима), или за поређење више резултата преклапањем графика. Списак могућности је описан у упутству за руковање анализатором мрежа.

VNA се може контролисати и преко спољног рачунара, а највећа корист од спољашње контроле је у ситуацијама када је VNA део ширег мерног система, на пример у поставци за антенска мерења.

Главни произвођачи векторских анализатора мрежа у свету су Keysight technologies (раније се фирма звала Agilent, а још раније HP мерна дивизија), Rohde&Schwarz и Anritsu. Ако радне учестаности нису високе, а захтевана тачност је умерена, „цепни“ VNA су доступни по веома повољним ценама.

1.16 Питања за проверу знања

1. (а) Објаснити намену микроталасног анализатора мрежа. (б) Скицирати блок шему анализатора мрежа и описати улогу сваког од четири основна функционална блока.
2. Навести склопове који се користе за раздвајање референтног сигнала (сигнала који се мери каналом R) и инцидентног сигнала (побудног сигнала за уређај који се испитује) у анализатору мрежа. Објаснити начин рада и навести предности и недостатке сваког од њих.
3. Навести склопове који се користе за раздвајање инцидентног сигнала (побудног сигнала за уређај који се испитује) и рефлектованог сигнала (сигнала који се мери каналом A) у анализатору мрежа. Објаснити начин рада и навести предности и недостатке сваког од њих.
4. Скицирати блок шеме и описати начин рада (а) transmission/reflection тест сета, и (б) S-parameter тест сета.
5. (а) Навести основну функционалну разлику између скаларног анализатора мрежа и векторског анализатора мрежа. (б) Навести основне предности и недостатке „широкопојасне детекције“ у односу на „ускопојасну детекцију“.
6. Скицирати блок шему диодног детектора и објаснити принцип рада.
7. (а) Скицирати блок шему пријемника код векторског анализатора мрежа и објаснити принцип рада. (б) Објаснити предности и мане коришћења семплера (sampler) уместо миксера на улазу ускопојасног пријемника код векторског анализатора мрежа.
8. Скицирати блок шему апаратуре за мерење модула коефицијента рефлексije помоћу скаларног анализатора мрежа и објаснити улогу сваког од скицираних склопова.
9. Скицирати блок шему апаратуре за мерење модула коефицијента трансмисије помоћу скаларног анализатора мрежа и објаснити улогу сваког од скицираних склопова.
10. (а) Шта подразумевамо под динамичким опсегом анализатора мрежа? (б) Навести типичне вредности динамичког опсега код скаларних, односно векторских, анализатора мрежа и објаснити узроке таквих динамичких опсега. (в) Навести поступке којима се при мерењу скаларним, односно векторским, анализатором мрежа може повећати динамички опсег мерења и објаснити начине њиховог деловања.
11. (а) Навести три основне врсте коаксијалних каблова и типичне примене сваке од врста. (б) Описати структуру комерцијалних савитљивих коаксијалних каблова и навести величине којима се ови каблови карактеришу.
12. (а) Навести типове коаксијалних конектора који се израђују у „мушкој“ и „женској“ верзији, а користе се у микроталасним мерењима. Навести њихове максималне радне учестаности, као и који од њих су међусобно компатибилни. (б) Навести један тип „бесполних“ конектора. (в) Чему служе адаптери? (г) Како се уобичајено мере карактеристике конектора?
13. (а) Скицирати упрошћену блок шему векторског анализатора мрежа (у чијем се тест-сету налазе усмерени спрежњаци) у конфигурацији за мерење рефлексije уређаја са једним портом. (б) Назначити сигнале који пролазе кроз усмерени спрежњак испред мереног уређаја и објаснити како настаје грешка мерења.

14. (а) Шта се подразумева под “калибрацијом”? (б) Навести три произвољне врсте калибрације (за векторски анализатор мрежа *Agilent E5062A*) и дејство сваке од њих.
15. Објаснити како се изводи и које грешке исправља RESPONSE калибрација при мерењу (а) рефлексије, и (б) трансмисије. (в) Објаснити како се мери преслушавање (CROSSTALK) између портова векторског анализатора мрежа и навести у којим случајевима је важна корекција ове грешке мерења.
16. (а) Нацртати модел грешке (дијаграм тока – flow graph) за SOLT 1–PORT калибрацију. (б) Извести израз који описује везу између измереног и стварног коефицијента рефлексије (параметра S_{11}). (в) Полазећи од претходног израза, описати начин на који се ова калибрација изводи и оквирно навести грешке мерења које се њоме коригују.
17. (а) Нацртати модел грешке (дијаграм тока – flow graph) за SOLT full 2–PORT калибрацију. (б) Описати начин на који се ова калибрација изводи и оквирно навести грешке мерења које се њоме коригују.
18. (а) Објаснити предности TRL калибрације над SOLT калибрацијом у некоаксијалним применама. (б) Који се стандарди користе при SOLT калибрацији и којим параметрима се сваки од њих карактерише (в) Који се стандарди користе при TRL калибрацији и којим параметрима се сваки од њих карактерише. (г) Објаснити разлике између test fixture-а прилагођених SOLT калибрацији и test fixture-а прилагођених TRL калибрацији.
19. Одређивање мерне несигурности (measurement uncertainty) при мерењу модула коефицијента рефлексије двопортног уређаја векторским анализатором мрежа. Могуће су разне варијанте. Познати параметри могу бити $|s_{11}|$ (или RETURN LOSS) и $|s_{21}|$ (или INSERTION LOSS) мереног уређаја, усмереност (DIRECTIVITY) усмереног спрежњака, модул коефицијента рефлексије порта 2 (LOAD MATCH), и INSERTION LOSS и SWR евентуалног атенуатора уметнутог између мереног уређаја и порта 2.
20. Одређивање мерне несигурности (measurement uncertainty) при мерењу модула коефицијента трансмисије двопортног уређаја векторским анализатором мрежа. Могуће су разне варијанте. Познати параметри могу бити $|s_{11}|$ (или RETURN LOSS) и $|s_{21}|$ (или INSERTION LOSS) мереног уређаја, модули коефицијента рефлексије порта 1 и 2 (SOURCE MATCH и LOAD MATCH), и INSERTION LOSS и SWR евентуалног атенуатора уметнутог између мереног уређаја и порта 2.
21. (а) Нумерички представити удео који простирање таласа кроз DUT има у приказу аргумента s_{21} -параметра на анализатору мрежа. (б) Објаснити како се у анализатору мрежа E5062A, коришћењем функција Group Delay и Electrical Delay, може при приказу аргумента s_{21} -параметра уклонити линеарни део промене аргумента.
22. Навести врсте SWEEP-овања у анализатору мрежа E5062A и објаснити у којим мерењима се користи свака од врста.
23. (а) Шта су то NON-INSERTABLE уређаји? (б) Који се проблеми јављају при мерењу THRU стандарда на прикључцима оваквих уређаја? (в) Објаснити поступак SWAP EQUAL ADAPTERS за корекцију грешке калибрације код NON-INSERTABLE уређаја.

1.17 Литература

1. R. A. Hackborn, "An automatic network analyzer system", *Microwave J.*, vol. 11, pp. 45-52, May 1968.
2. S. F. Adam, "A New Precision Automatic Microwave Measurement System," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 17, no. 4, pp. 308-313, Dec. 1968.
3. B. P. Hand, "Developing accuracy specifications for automatic network analyzer systems", *Hewlett-Packard J.*, vol. 21, pp. 16-19, Feb. 1970.
4. W. Kruppa and K. F. Sodomsky, "An Explicit Solution for the Scattering Parameters of a Linear Two-Port Measured with an Imperfect Test Set (Correspondence)," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 19, no. 1, pp. 122-123, Jan. 1971.
5. S. Rehnmark, "On the Calibration Process of Automatic Network Analyzer Systems (Short Papers)," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 22, no. 4, pp. 457-458, Apr. 1974.
6. G. F. Engen, "Calibration Technique for Automated Network Analyzers with Application to Adapter Evaluation," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 22, no. 12, pp. 1255-1259, Dec. 1974.
7. N. R. Franzen and R. A. Speciale, "A New Procedure for System Calibration and Error Removal in Automated S-Parameter Measurements," 1975 5th European Microwave Conference, 1975, pp. 69-73.
8. Johnson, R. A. Understanding Microwave Power Splitters, *Microwave Journal*, pp.49- 56, December 1975.
9. B. Bianco, M. Parodi, S. Ridella and F. Selvaggi, "Launcher and microstrip characterization," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-25, no. 4, pp. 320-323, Dec. 1976.
10. G. F. Engen and C. A. Hoer, "Thru-Reflect-Line: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 27, no. 12, pp. 987-993, Dec. 1979.
11. H-J. Eul and B. Schiek, "Thru-Match-Reflect: One Result of a Rigorous Theory for De-Embedding and Network Analyzer Calibration," 1988 18th European Microwave Conference, 1988, pp. 909-914.
12. R. A. Soares, P. Gouzien, P. Legaud and G. Follot, "A unified mathematical approach to two-port calibration techniques and some applications," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no. 11, pp. 1669-1674, Nov. 1989.
13. H-J. Eul and B. Schiek, "A generalized theory and new calibration procedures for network analyzer self-calibration," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, no. 4, pp. 724-731, April 1991.
14. A. Ferrero and U. Pisani, "Two-port network analyzer calibration using an unknown 'thru'," in *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 2, no. 12, pp. 505-507, Dec. 1992.
15. H. Heuermann and B. Schiek, "Procedures for the determination of the scattering parameters for network analyzer calibration," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 42, no. 2, pp. 528-531, April 1993.
16. V. Adamian, "A Novel Procedure for Network Analyzer Calibration and Verification," 41st ARFTG Conference Digest, 1993, pp. 8-17.

17. H-G. Krekels and B. Schiek, "A novel procedure for an automatic network analyzer calibration," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 44, no. 2, pp. 291-294, April 1995.
18. R. B. Marks, "Formulations of the Basic Vector Network Analyzer Error Model including Switch-Terms," 50th ARFTG Conference Digest, 1997, pp. 115-126.
19. D. K. Rytting, "Network Analyzer Error Models and Calibration Methods," 62nd ARFTG Conference Short Course Notes, December 2-5, 2003, Boulder, CO.
20. "IEEE Standard for Precision Coaxial Connectors (DC to 110 GHz)," in *IEEE Std 287-2007* (Revision of IEEE Std 287-1968), vol., no., pp.1-142, 21 Sept. 2007.
21. A. Rumiantsev and N. Ridler, "VNA calibration," in *IEEE Microwave Magazine*, vol. 9, no. 3, pp. 86-99, June 2008.
22. D. Rytting, "ARFTG 50 year network analyzer history," 2008 71st ARFTG Microwave Measurement Conference, 2008, pp. 1-8.
23. J. Stenarson and K. Yhland, "A Reformulation and Stability Study of TRL and LRM Using S-Parameters," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 11, pp. 2800-2807, Nov. 2009.
24. A. Đorđević, D. Tošić, *Mikrotalasna tehnika*, 1. izdanje, Akademska misao, Beograd, 2006.
25. Edited by R. J. Collier and A. D. Skinner, *Microwave Measurements*, 3rd Edition, The Institution of Engineering and Technology, 2007.
26. M. Hiebel, *Fundamentals of Vector Network Analysis*, 2nd Edition, Rohde & Schwarz, 2007.
27. J. P. Dunsmore, *Handbook of microwave component measurements with advanced VNA techniques*, 2nd Edition, John Wiley & Sons, 2020.
28. "Understanding the Fundamental Principles of Vector Network Analysis," application note 1287-1, Agilent Technologies, 2000.
29. "Exploring the Architectures of Network Analyzers," application note 1287-2, Agilent Technologies, 2000.
30. "Applying Error Correction to Network Analyzer Measurements," application note 1287-3, Agilent Technologies, 2002.
31. "Network Analyzer Measurements: Filter and Amplifier Examples," application note 1287-4, Agilent Technologies, 2000.
32. "Specifying Calibration Standards and Kits for Agilent Vector Network Analyzers," application note 1287-11, Agilent Technologies, 2010.
33. С. Паковић, „Мерење коефицијента рефлексије коришћењем генератора сигнала и детектора снаге“, дипломски рад, Универзитет у Београду – Електротехнички факултет, 2014.
34. С. Паковић, „Коришћење TRL калибрације при мерењима анализатором мрежа“, мастер рад, Универзитет у Београду – Електротехнички факултет, 2017.

2 Мерење учестаности и нивоа сигнала анализатором спектра

Електрични сигнали се природно карактеришу својом тренутном вредношћу. Приказ нивоа сигнала у функцији времена називамо његовом представом у временском домену. Уређаји који приказују сигнал у временском домену називају се осцилоскопи. За електрични сигнал може бити значајна и његова представа у фреквенцијском домену—спектар сигнала. Спектар сигнала у општем случају састоји се из бесконачног броја простопериодичних сигнала одређених амплитуда, учестаности и фаза. Уређаји који приказују сигнал у фреквенцијском домену називају се анализатори спектра и (векторски) анализатори сигнала. Основна намена анализатора спектра је мерење и приказ нивоа (односно амплитуде) сигнала за сваку фреквенцију (учестаност) из задатог фреквенцијског опсега. Анализатор сигнала, поред амплитуде, мери и фазу сигнала, што је важно код сложених телекомуникационих сигнала. Традиционално, анализатори спектра се реализују „проласком“ филтра пропусника опсега учестаности кроз опсег учестаности од интереса (*swept frequency*, *swept-tuned*) и мерењем нивоа филтрираног садржаја анализираног сигнала у задатом броју учестаности. Овај процес није тренутан, па се на овај начин може добити веродостојан спектар само уколико је тај спектар непроменљив (или довољно споропроменљив) у времену. Уколико се спектар анализираног сигнала мења током једног проласка филтра кроз опсег учестаности, нећемо имати веран приказ спектра тог сигнала. Да бисмо веродостојно приказали променљиви спектар (код, на пример, транзијентних и дигитално модулисаних сигнала) потребно је читав спектар окарактерисати истовремено. Такво решење зовемо спектралном анализом у реалном времену (*real-time*). Једна могућност за спектралну анализу у реалном времену је коришћење мноштва паралелних филтара пропусника опсега учестаности, од којих сваки покрива један део фреквенцијског опсега од интереса (уместо само једног, који пролази кроз читав фреквенцијски опсег и за то му треба назанемарљиво време). Сви паралелни филтри мере део сигнала који је прошао кроз њих истовремено, карактеришући спектар сигнала у посматраном тренутку. Ово решење није практично због великог броја потребних филтара за иоле употребљиву фреквенцијску резолуцију, која свакако заостаје за решењем са једним филтром који пролази кроз читав фреквенцијски опсег. Друга могућност за спектралну анализу у реалном времену је дигитализација сигнала на самом улазу у анализатор спектра. Овај начин пружа велике могућности за даљу дигиталну обраду, коришћење и временског и фреквенцијског домена и мерење и амплитуде и фазе сигнала. Међутим, решење није употребљиво за високе учестаности због ограничене брзине аналого-дигиталних (A/D) конвертора и кола за дигиталну обраду сигнала. Пошто се прелазак из временског у фреквенцијски домен врши брзом Фуријеовом трансформацијом (*Fast Fourier Transform—FFT*) говоримо о FFT анализаторима. FFT анализатори су део модерних векторских анализатора сигнала. Дигитализација сигнала врши се и у савременим анализаторима спектра, а са повећањем брзине дигиталних кола степен за A/D конверзију помера се ближе улазу у анализатор спектра, о чему ћемо више говорити у наставку.

Спектар сигнала важан је код примена у којима систем ради у додељеном фреквенцијском опсегу. Тада се контролише да ли су нивои сигнала и/или учестаности у предвиђеним границама. На основу спектра сигнала дефинишу се важне величине које карактеришу склопове или систем у целини: хармоници, интермодулациони продукти и фактор шума су неке од тих величина. За наведене величине од највећег интереса је спектрална анализа сигнала са стабилним спектром. У наставку ћемо се најпре подсетити везе између временског и фреквенцијског домена, а затим ћемо се упознати са конструкцијом и начином рада анализатора спектра са једним филтром који пролази кроз фреквенцијски опсег од интереса и његовим коришћењем у карактеризацији сигнала и склопова.

2.1 Временски и фреквенцијски домен

Електрични сигнал у временском домену обично је описан зависношћу његове амплитуде од времена. Ову зависност описаћемо функцијом $x(t)$, где x означава амплитуду, а t време. Кажемо да је сигнал периодичан у времену ако је $x(t+T) = x(t)$, где је T периода сигнала. Периодичан сигнал можемо да представимо Фуријеовим редом:

$$x(t) = \frac{1}{2} A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(n\omega t), \quad (2.1.1)$$

где је $\omega = 2\pi/T$ кружна учестаност, а тежински коефицијенти се рачунају према изразима

$$A_n = \frac{2}{T} \int_{t=0}^T x(t) \cos(n\omega t) dt, \quad B_n = \frac{2}{T} \int_{t=0}^T x(t) \sin(n\omega t) dt. \quad (2.1.2)$$

Члан $A_0/2$ је DC компонента, а A_0 се израчунава уврштавајући $n = 0$ у израз за A_n . Формално, (2.1.1) можемо представити у облику:

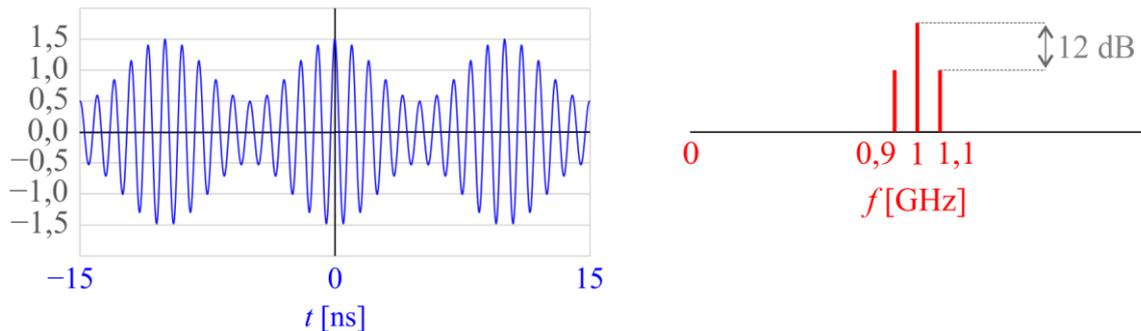
$$x(t) = \sum_{n=0}^{\infty} C_n \cos(n\omega t + \theta_n), \quad (2.1.3)$$

где су

$$C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}, \quad \theta_n = \arctan(-B_n/A_n). \quad (2.1.4)$$

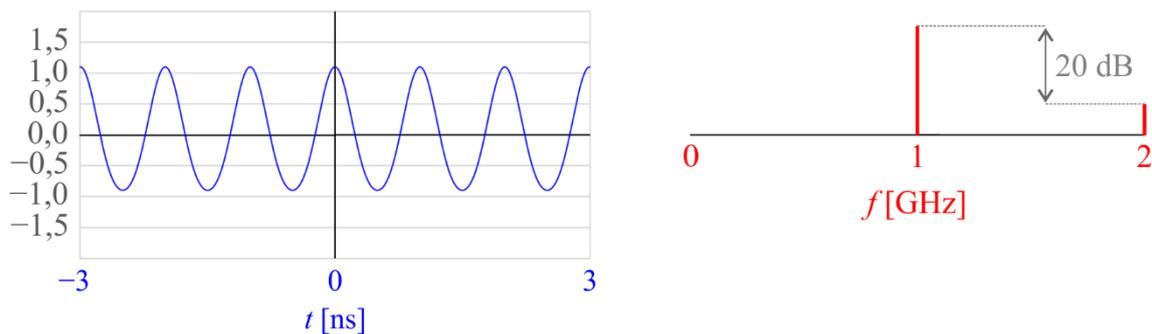
Из (2.1.4) следи да се спектар временски периодичног сигнала, у општем случају, може представити као бесконачна сума простопериодичних сигнала чије су кружне учестаности једнаке целобројном умношку основне кружне учестаности, $\omega = 2\pi/T$. При приказу спектра сигнала уместо кружне учестаности уобичајено се користи „обична“ учестаност $f = \omega/2\pi = 1/T$. Спектар временски периодичног сигнала је дискретан—фреквенцијске компоненте налазе се на дискретним учестаностима n/T .

На слици 2.1.1 приказан је амплитудски модулисани сигнал, који има простопериодични носилац јединичне амплитуде са два бочна опсега, четири пута мање амплитуде (12 dB мање), у временском и фреквенцијском домену.



Слика 2.1.1. Амплитудски модулисани сигнал са два бочна опсега, временски облик сигнала (лево) и фреквенцијски спектар сигнала (десно).

На слици 2.1.2 приказан је простопериодични сигнал, јединичне амплитуде, који има други хармоник 20 dB мање амплитуде, у временском и фреквенцијском домену. Гледајући временски домен не може се закључити колики је други хармоник сигнала, већ је неопходно испитати спектар сигнала.



Слика 2.1.2. Простопериодични сигнал који има 40 dB мањи други хармоник, временски облик сигнала (лево) и фреквенцијски спектар сигнала (десно).

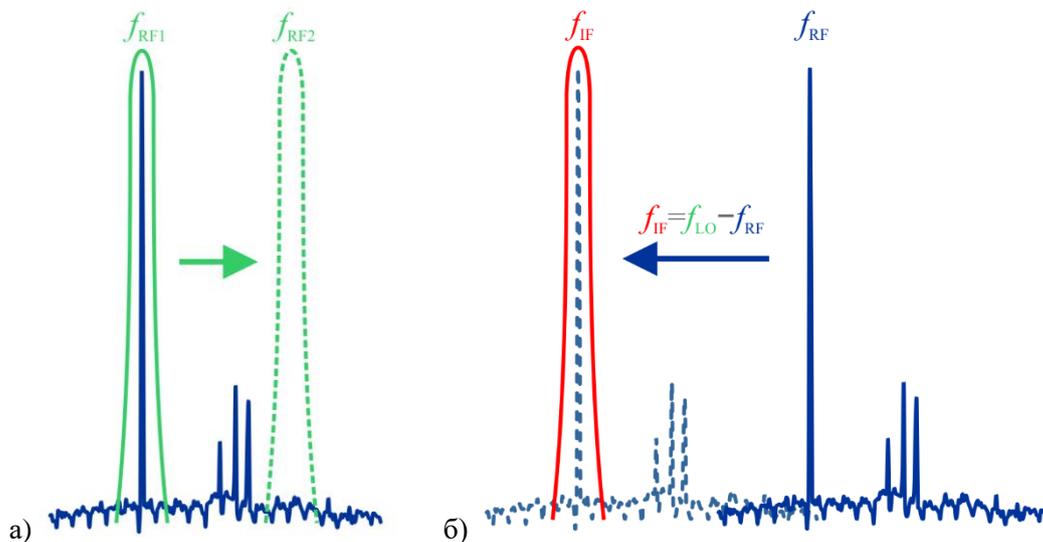
Спектар сигнала који није периодичан добија се применом Фуријеове трансформације:

$$X(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (2.1.5)$$

где је $X(j\omega)$ комплексни представник простопериодичне компоненте сигнала на кружној учестаности ω . За сигнал који није периодичан спектар је континуалан, односно у општем случају има компоненте на свакој кружној учестаности ω . Из (2.1.5) произилази да је за одређивање спектра аperiodичног сигнала потребно познавати његову тренутни вредност у читавом временском интервалу (од $-\infty$ до ∞). То у пракси никада није испуњено, већ се посматра коначан временски интервал—показује се да је и тако добијени спектар довољно добра апроксимација стварног.

2.2 Принцип рада анализатора спектра

Принцип рада анализатора спектра коришћењем филтра пропусника опсега учестаности приказан је на слици 2.2.1.



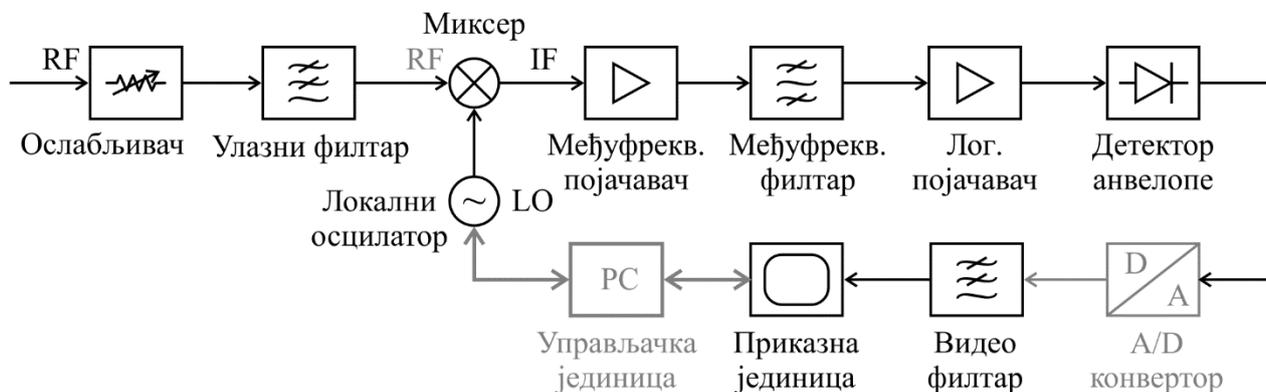
Слика 2.2.1. Принцип рада анализатора спектра коришћењем филтра пропусника опсега учестаности са а) променљивом и б) фиксном централном учестаношћу.

Решење приказано на слици 2.2.1а користи филтар са променљивом централном учестаношћу. Подешавањем централне учестаности филтра на учестаност f_{RF1} издвајамо део сигнала (доведеног на улаз анализатора спектра ради приказа спектра сигнала) у околини те учестаности, који затим можемо да измеримо и прикажемо. Померањем централне учестаности филтра на учестаност f_{RF2} меримо сигнал у околини те учестаности. Приказ спектра сигнала у опсегу учестаности од интереса врши се променом централне учестаности филтра у том опсегу. Што је опсег учестаности већи, реализација филтра је компликованија. Осим тога, остатак анализатора спектра морао би да ради у читавом опсегу учестаности од интереса. Стога овакво решење пре свега служи као концепт.

Решење приказано на слици 2.2.1б користи филтар са фиксном централном учестаношћу f_{IF} , која се назива међуфреквенција (Intermediate Frequency). Да бисмо издвојили део сигнала у околини жељене учестаности, учестаност RF сигнала на улазу анализатора спектра конвертује се у учестаност f_{IF} у миксеру, мешањем са сигналом из локалног осцилатора (LO). Обично се учестаност локалног осцилатора f_{LO} бира тако да буде већа од учестаности сигнала на улазу анализатора спектра, f_{RF} . За подешено f_{LO} , мерење нивоа улазног сигнала учестаности $f_{RF} = f_{LO} - f_{IF}$ заправо се врши на учестаности f_{IF} . Приказ спектра сигнала у опсегу учестаности од интереса врши се променом учестаности локалног осцилатора у истом опсегу, али помереном за f_{IF} ка вишим учестаностима. За овакав анализатор спектра кажемо да ради на хетеродином принципу (принципу мешања RF и LO сигнала) и готово искључиво се користи за иоле шире фреквенцијске опсеге, односно високе учестаности (доња гранична учестаност обично је мало изнад DC, па је фреквенцијски опсег практично задат максималном учестаношћу коју анализатор спектра може да мери).

2.3 Блок шема и практична реализација анализатора спектра који ради на хетеродинном принципу

Блок шема анализатора спектра који ради на хетеродинном принципу приказана је на слици 2.3.1. Анализатор спектра треба да измери и прикаже амплитуду улазног RF сигнала на одређеном броју учестаности из задатог опсега.



Слика 2.3.1. Блок шема анализатора спектра који ради на хетеродинном принципу.

На улазу је ослабљивач (атенуатор) који по потреби треба да ослаби улазни сигнал, како не би дошло до преоптерећења миксера и његовог одласка у нелинеаран режим рада (а за врло велике снаге и оштећења). Нелинеаран режим рада би значајно да различити нивои улазног сигнала имају различито слабљење при проласку кроз анализатор спектра, па спектар неће бити правилно измерен и приказан. Улазни ослабљивач се подешава аутоматски, али се може прећи и у мануелни режим рада. Слабљење је обично у корацима од 2 dB до 10 dB. Повећањем слабљења смањује се однос сигнал/шум анализатора спектра. Пре улазног ослабљивача обично стоји и кондензатор, који треба да спречи да евентуални DC сигнал на улазу оштети анализатор спектра (DC block). Он, међутим, значајно слаби улазне сигнале ниских учестаности, тако да доња специфицирана радна учестаност анализатора спектра обично није мања од неколико kHz.

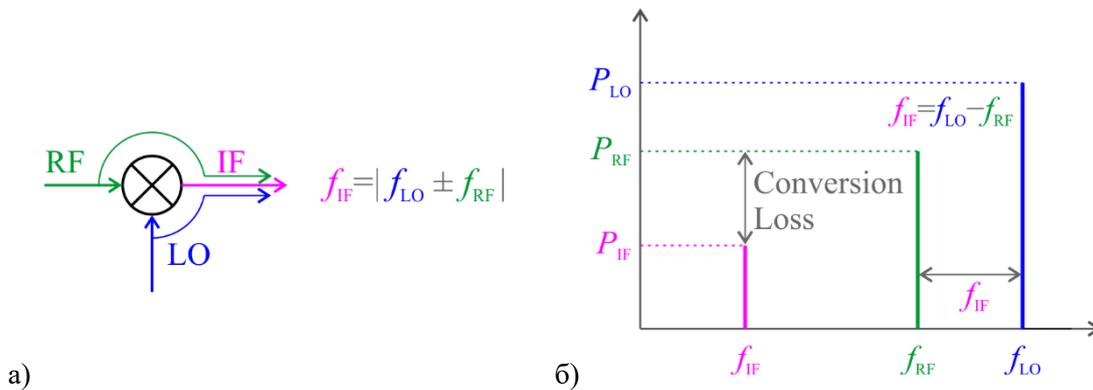
Улазни филтар има задатак да спречи неодређености приликом конверзије учестаности RF сигнала на IF учестаност (међуфреквенцију). У питању је или пропусник ниских учестаности (за ниже учестаности улазног сигнала), или пропусник опсега учестаности са подесивом централном учестаношћу (за више учестаности улазног сигнала). Детаљно објашњење улоге улазног даћемо нешто касније у тексту.

Миксером се учестаност улазног сигнала конвертује на међуфреквенцију f_{IF} , на којој ће се вршити мерење амплитуде сигнала. Електрични симбол миксера и токови сигнала кроз миксер приказани су на слици 2.3.2а. Миксер је тропортни елемент, где су прва два порта улазни а трећи излазни. У нашем случају на улаз миксера долазе сигнали са улаза анализатора спектра и из локалног осцилатора, учестаности f_{RF} и f_{LO} , респективно. Миксери садрже нелинеарне елементе (диоде или транзисторе) и, у општем случају, на њиховом излазу ће се појавити сигнали чије су учестаности линеарне комбинације учестаности сигнала на улазу, $|mf_{LO} \pm nf_{RF}|$, где су m и n ненегативни цели бројеви. У идеалном случају, миксер би на свом

излазу требало да даје сигнале чија је учестаност једнака збиру, односно разлици учестаности улазних сигнала:

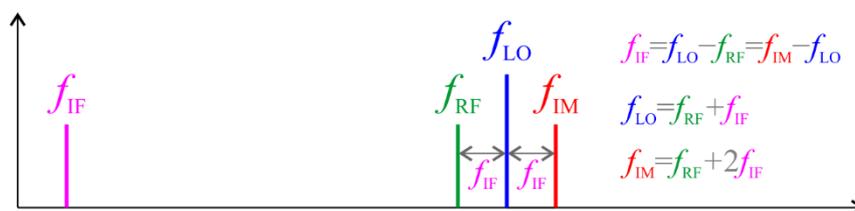
$$f_{IF} = |f_{LO} \pm f_{RF}|. \quad (2.3.1)$$

Сматраћемо да су миксери које разматрамо довољно добро пројектовани да се (у погледу излазних учестаности) понашају приближно као идеалан миксер. Реални миксери имају коначну изолацију, па треба очекивати да се на излазу миксера, поред сигнала мешаних учестаности, појаве и ослабљени сигнали на учестаностима улазних сигнала. Такође, код пасивних миксера, излазни сигнал биће мањи од улазног RF сигнала. Та разлика у снагама ова два сигнала назива се слабљење услед конверзије (Conversion Loss) и илустрована је на слици 2.3.2б. Слабљење услед конверзије је константно док год улазни RF сигнал не прекорачи дозвољени ниво. Граница дозвољеног нивоа улазни RF сигнал одређена је једнодецибелском компресијом—снагом улазног RF сигнала при којој се слабљење услед конверзије повећа за 1 dB у односу на вредност за мале снаге RF сигнала. Снага улазног RF сигнала требало би да буде бар 3 dB мања од једнодецибелске компресије.



Слика 2.3.2. Миксер, а) електрична шема и токови сигнала и б) слабљење услед конверзије.

Врло важан концепт код миксера је учестаност лика, илустрован на слици 2.3.3. Наиме, ако одаберемо да међуфреквенцију добијамо као разлику учестаности локалног осцилатора и улазног RF сигнала, $f_{IF} = f_{LO} - f_{RF}$, постојаће и учестаност лика, f_{IM} , за коју ће важити $f_{IF} = f_{IM} - f_{LO}$. Ако RF сигнал на улазу анализатора спектра садржи и фреквенцијску компоненту на учестаности f_{IM} , имајући у виду (2.3.1), та компонента ће се такође преликати у међуфреквенцију f_{IF} . У том случају ћемо на учестаности f_{RF} приказати ниво сигнала који потиче не само од фреквенцијске компоненте улазног сигнала на учестаности f_{RF} (као што би требало), већ и од фреквенцијске компоненте на учестаности f_{IM} .



Слика 2.3.3. Учестаност лика при проласку сигнала кроз миксер.

На слици 2.3.3 изведен је израз за учестаност лика, f_{IM} :

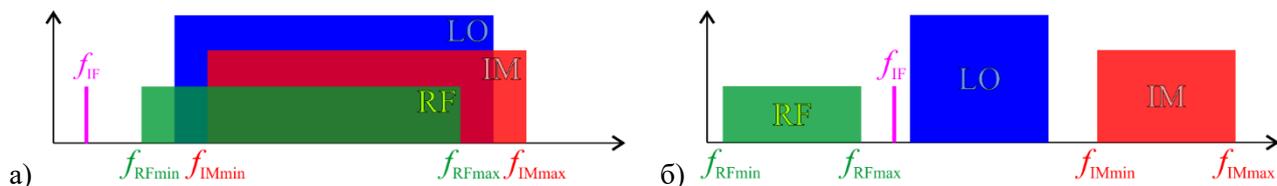
$$f_{IM} = f_{RF} + 2f_{IF} . \quad (2.3.2)$$

Ако се компонента сигнала на учестаности лика f_{IM} преслика у међуфреквенцију f_{IF} и стопа се са пресликаном компонентом сигнала на учестаности f_{RF} , нема начина да се та грешка отклони даљом обрадом. Стога је у тренутку мерења компоненте сигнала на учестаности f_{RF} са улаза анализатора спектра неопходно уклонити (филтрирати) компоненту сигнала на учестаности f_{IM} . У ту сврху примењују се два приступа, у зависности од односа величина задатог фреквенцијског опсега и учестаности f_{IM} . Ако је потребно да анализатор спектра ради у опсегу учестаности од f_{RFmin} до f_{RFmax} , тада ће учестаност лика бити у опсегу од $f_{IMmin} = f_{RFmin} + 2f_{IF}$ до $f_{IMmax} = f_{RFmax} + 2f_{IF}$. Ако је $f_{IMmin} > f_{RFmax}$ неће бити преклапања опсега учестаности лика са фреквенцијским опсегом анализатора спектра. Заменом израза за f_{IMmin} у претходну релацију добијамо:

$$f_{IF} > \frac{f_{RFmax} - f_{RFmin}}{2} . \quad (2.3.3)$$

Ако услов (2.3.3) није испуњен („ниска“ f_{IF} учестаност) фреквенцијски опсези за f_{RF} и f_{IM} се преклапају, као што је приказано на слици 2.3.4а. Филтрација учестаности лика у овом случају врши се пропуштањем улазног сигнала кроз подесиви улазни филтар пропусник опсега учестаности, чија се централна учестаност подешава на учестаност компоненте сигнала који се тренутно мери, f_{RF} . На тај начин се у посматраном тренутку са улаза отклања компонента сигнала на учестаности $f_{IM} = f_{RF} + 2f_{IF}$. Пошто централна учестаност улазног подесивог филтра треба да се мења у опсегу од f_{RFmin} до f_{RFmax} , а важи $f_{RFmax} \gg f_{RFmin}$ (типично је f_{RFmin} реда kHz, а f_{RFmax} реда GHz), имплементација филтра у тако широком фреквенцијском опсегу изузетно је компликована.

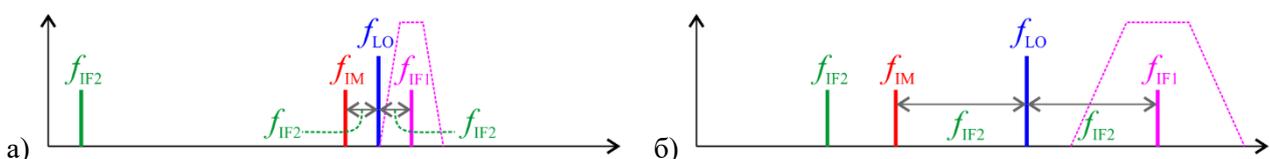
Ако услов (2.3.3) јесте испуњен („висока“ f_{IF} учестаност) фреквенцијски опсези за f_{RF} и f_{IM} се не преклапају, као што је приказано на слици 2.3.4б. То омогућава да се на искористи улазни филтар пропусник ниских учестаности и издвоје компоненте улазног сигнала учестаности мање или једнаке од f_{RFmax} , а одстране све компоненте сигнала на учестаностима лика, од f_{IMmin} до f_{IMmax} .



Слика 2.3.4. Фреквенцијски опсези RF сигнала, лика и локалног осцилатора за а) ниску IF учестаност и б) високу IF учестаност.

Проблем са високом међуфреквенцијом f_{IF} уочава се пар корака даље у блок шеми, на међуфреквенцијском филтру. Тај филтар треба да издвоји само мали део фреквенцијског опсега око учестаности f_{IF} , а оствариви пропусни опсег филтра је обично фиксни део његове централне учестаности (f_{IF}). За високо f_{IF} , није могуће остварити довољно мали пропусни опсег међуфреквенцијског филтра. Стога није могуће користити високу међуфреквенцију, односно, боље рећи, није могуће користити високу коначну међуфреквенцију. Али је могуће имати две међуфреквенције: прву, вишу, да би се елиминисале компоненте улазног сигнала на учестаности ликова и другу, нижу, да би се једноставније реализовали међуфреквенцијски филтри. Као што ћемо видети, прелазак са прве високе на другу ниску међуфреквенцију у једном кораку нарушило би квалитет спектралне анализе, па се овај прелазак одвија у више корака. Тако долазимо до уобичајеног решења за улазни филтар: за нижи део спектра улазног сигнала (где је распон између горње и доње учестаности велики, реда 10^6) користи се филтар пропусник ниских учестаности, а за виши део спектра улазног сигнала (где је распон између горње и доње учестаности мали, између 2 и 10) користи се подесиви филтар пропусник опсега учестаности. Прва (висока) међуфреквенција обично се узима нешто изнад максималне учестаности нижег дела спектра.

Размотримо сада конверзију високе међуфреквенције f_{IF1} (то је f_{IF} са слике 2.3.4) на нижу међуфреквенцију f_{IF2} . Конверзија на међуфреквенцију за два реда величине нижу, $f_{IF1} \approx 100 f_{IF2}$, приказана је на слици 2.3.5а, а на међуфреквенцију за један ред величине нижу, $f_{IF1} \approx 10 f_{IF2}$, на слици 2.3.5б (приказ је ради илустрације, размера не одговара стварној). Овде се користи учестаност локалног осцилатора мања од прве међуфреквенције. Пошто је учестаност лика међуфреквенције f_{IF1} померена за $2f_{IF2}$, при $f_{IF1} \approx 100 f_{IF2}$ потребан је изузетно селективан филтар пропусник опсега да би се потиснула компонента сигнала лика на учестаности f_{IM} (слика 2.3.5а). Компонента сигнала на учестаности f_{IM} може да настане директним пролазом (без конверзије учестаности) компоненте улазног сигнала на тој учестаности (изолација је велика, али коначна), па је значајно потиснути је. Ову компоненту на учестаности лика много је лакше потиснути ако је $f_{IF1} \approx 10 f_{IF2}$, као на слици 2.3.5б, пошто је потребан филтар много мање селективности (јер је учестаност f_{IM} довољно размакнута од учестаности f_{IF1}). Из тог разлога се конверзија на коначну (најнижу) међуфреквенцију одвија у више корака, тј. са више IF степени (један IF степен чине миксер, међуфреквенцијски појачавач и међуфреквенцијски филтар). Укупан број IF степени зависи од количника највише и најниже међуфреквенције, а типично их је три или четири. Типична вредност најниже међуфреквенције је реда неколико десетина MHz.



Слика 2.3.5. Конверзија високе међуфреквенције у међуфреквенцију која је нижа за а) два реда величине и б) један ред величине.

Иза миксера, у оквиру једног IF степена (на слици 2.3.5 приказан је, ради једноставности, само један степен) следе међуфреквенцијски појачавач и међуфреквенцијски филтар. Овде ћемо се фокусирати на последњи IF степен, након којег се врши коначно мерење сигнала. Појачање међуфреквенцијског појачавача подешава се аутоматски. Тим појачањем надокнађује се слабљење у улазном ослабљивачу и губици конверзије у миксерима, али и подешава оптимални ниво сигнала на улазу појединих склопова. Укупно појачање сигнала при пролазу кроз анализатор спектра треба да буде један (пошто треба да прикажемо неизмењене амплитуде фреквенцијских компоненти улазног сигнала).

Међуфреквенцијски филтар је филтар пропусник опсега учестаности, чија је централна учестаност фиксна и једнака међуфреквенцији IF степена, а чији пропусни опсег може да се подешава у широком распону (типично између 1 Hz и 10 MHz). Међуфреквенцијски филтар, дакле, одређује колики део спектра сигнала у околини посматране учестаности ће бити издвојен, измерен и приказан као ниво сигнала на посматраној учестаности. Његова улога је заправо тројака: да одреди фреквенцијску резолуцију мерења (отуда овај филтер и носи назив Resolution Bandwidth—RBW), да потисне паразитне фреквенцијске компоненте које су евентуално, због несавршености система, стигле до овог степена и да контролише ниво шума при мерењу.

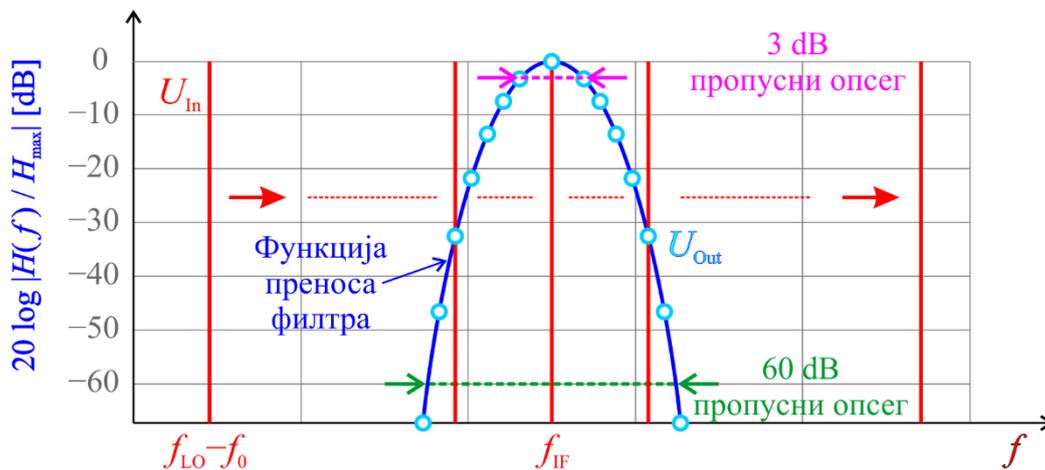
Уколико се на улазу анализатора спектра налази само један простопериодичан сигнал, његов спектар састоји се из једне фреквенцијске компоненте, па очекујемо да видимо само једну линију у спектру. Оно што ће приказати анализатор спектра, међутим, умногоме зависи како од стварног облика простопериодичног сигнала, односно његовог фазног шума, тако и од подешавања пропусног опсега RBW филтра. RBW филтар описан је својом функцијом преноса, $H(f)$, која повезује комплексне представнике напона на учестаности f , на улазу, $U_{in}(f)$ и излазу, $U_{out}(f)$, из филтра:

$$U_{out}(f) = H(f)U_{in}(f). \quad (2.3.4)$$

Тежи се да амплитудска карактеристика функције преноса RBW филтара има облик сличан Гаусовом импулсу, како би филтар имао што краћи временски одзив (тј. како би укупно време мерења било што краће). На слици 2.3.6 приказан је „пролазак“ простопериодичног сигнала учестаности f_0 кроз RBW филтар. RBW филтар је представљен својом нормализованом функцијом преноса у децибелима. Под пропусним опсегом RBW филтра обично се подразумева фреквенцијски размак између две учестаности на којима функција преноса опадне за 3 dB у односу на максималну вредност, H_{max} . Поред овог, тродецибелског, могу се дефинисати и пропусни опсези за произвољно слабљење у односу на H_{max} . Фактор селективности филтра, SF , дефинише се као количник пропусних опсега дефинисаних за слабљење од 60 dB, B_{60dB} и за слабљење од 3 dB, B_{3dB} :

$$SF = \frac{B_{60dB}}{B_{3dB}}. \quad (2.3.5)$$

Мања SF вредност значи мањи утицај сигнала ван 3 dB пропусног опсега на измерени спектар.



Слика 2.3.6. Утицај RBW филтра на приказ спектра простопериодичног сигнала.

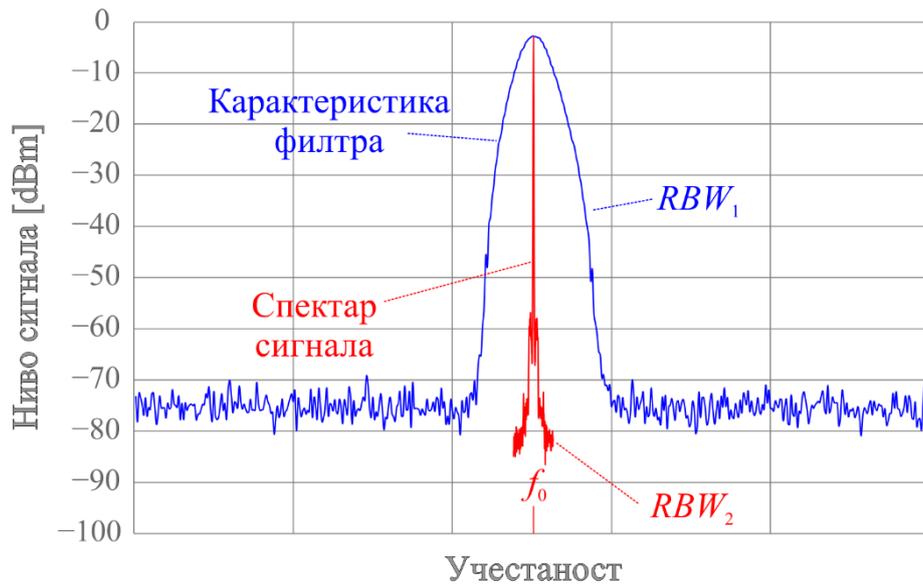
Ако је потребно приказати спектар сигнала у опсегу учестаности од f_{RFmin} до f_{RFmax} , сигнал из локалног осцилатора ће мењати своју учестаност f_{LO} од $f_{RFmin} + f_{IF}$ до $f_{RFmax} + f_{IF}$. Уместо континуалне промене, у модерним анализаторима спектра f_{LO} ће коришћењем PLL-а бити „закључано“ на одређени број учестаности, N_{LO} , у задатом опсегу. За сваку од N_{LO} учестаности локалног осцилатора, у миксеру ће доћи до мешања улазног сигнала и сигнала локалног осцилатора, након чега ће улазни сигнал, трансформисаног спектра (са f_{RF} на $f_{LO} - f_{RF}$) бити појачан, пропуштен кроз RBW филтар и измерен. Обрада по N_{LO} учестаности врши се секвенцијално, а укупно време потребно за ту обраду назива се време „пролаза“ (Sweep time).

Да бисмо квалитативно размотрили процес спектралне анализе, упрошћено ћемо сматрати да спектар улазног простопериодичног сигнала можемо представити једном компонентом на учестаности f_0 . На слици 2.3.6 приказана је ова компонента, амплитуде U_{in} и трансформисане учестаности $f_{LO} - f_0$, на улазу RBW филтра. Са порастом учестаности f_{LO} и ова компонента ће повећавати своју учестаност, пролазећи тако кроз фреквенцијски опсег у којем RBW филтар има незанемарљиву функцију преноса (на слици је приказано 65 dB амплитудске карактеристике филтра). Амплитуда сигнала на излазу RBW филтра, U_{out} , добија се на основу израза (2.3.4), а на слици 2.3.6. графички је представљена кружићима који представљају производ функције преноса филтра и амплитуде U_{in} . Сваки кружић одговара једној фреквенцијској тачки која ће бити приказана у спектру сигнала (више о броју тих тачака говорићемо касније), а ниво сигнала у свакој од тих фреквенцијских тачака одговараће нивоу сигнала на месту кружића на слици 2.3.6. Ван фреквенцијског опсега RBW филтра (тј. тамо где је његово потискивање довољно велико) у спектру ће бити приказан шум. Дакле, идеализовани приказа спектра простопериодичног сигнала (представљеног једном фреквенцијском компонентом) одговараће облику функције преноса RBW филтра. Реални спектар зависиће од фазног шума и одабраног RBW филтра.

У анализаторима спектра се уобичајено користе три врсте RBW филтара: аналогни, дигитални и FFT филтри. Аналогни филтри се користе за најшире пропусне опсеге, оријентациони између 100 kHz и 1 MHz. Једноставни су за конструкцију и јефтини, а фактор

селективности им је око 10. Њихова примена у потпуности се уклапа у блок шему анализатора спектра са слике 2.2.1. Дигитални филтри се користе за нешто ниже фреквенцијске опсеге, обично до 30 kHz. Имају бољи (мањи) фактор селективности од аналогних филтара, око 4,6. За њихову примену потребан је додатни хардвер и софтвер, а и извесна измена блок шеме са слике 2.2.1. Наиме, након завршног IF степена, врши се конверзија аналогног сигнала у дигитални, ради даље дигиталне обраде (филтрирања и мерења). Због дигиталне обраде, дигиталним филтрима могуће је постићи и нешто краће време мерења у односу на одговарајуће аналогне филтре. FFT филтри се обично користе за најниже пропусне опсеге RBW филтара (од 1 Hz и више), где би време одзива аналогних или дигиталних филтара било неприхватљиво дуго. Под применом FFT филтара заправо се подразумева узимање одбирака сигнала у довољно дугом временском интервалу, њихову трансформација у фреквенцијски домен (применом FFT алгоритма) и приказ тако добијеног спектра сигнала. Резолуција приказа спектра (еквивалент пропусном опсегу аналогних и дигиталних филтара) обрнуто је пропорционална укупном времену одабирања сигнала. Укупно време одабирања сигнала једнако је производу броја одбирака, N и временском размаку између одбирака—периоду одабирања, T_s . Према Шеноновој теореме одабирања, учестаност одабирања, $f_s = 1/T_s$, мора да буде најмање двоструко већа од фреквенцијског опсега сигнала (да не би дошло до преклапања компоненти у фреквенцијском домену). У пракси, узима се знатно већа учестаност одабирања од овог теоријског минимума (због коначне селективности филтара који раде ограничавање фреквенцијског опсега посматраног сигнала). За узимање одбирака користе се A/D конвертори који имају коначну брзину рада, којом је задата максимална учестаност одабирања, $f_{s\max}$. Стога се фреквенцијски опсег који подржава уређај дели на мање фреквенцијске подопсеге, који треба да су знатно мањи од половине максималне учестаности одабирања $f_{s\max}$. Пошто је задата резолуција приказа спектра $1/NT_s$, за мале резолуције потребно је да производ NT_s буде велики. Ако није расположиво довољно меморије за складиштење N одбирака, мора се повећати T_s . Повећању T_s , пак, одговара смањење учестаности одабирања испод $f_{s\max}$ и додатно смањивање фреквенцијских подопсега, односно повећање њиховог броја. Фреквенцијски подопсези улазног сигнала се коришћењем миксера и локалног осцилатора трансформишу у IF блок фиксираних фреквенцијског опсега, сигнал IF блока се филтрира аналогним филтрима и затим дигитализује и FFT алгоритмом конвертује у фреквенцијски домен. За више резолуције приказа спектра (ниже задате пропусне опсеге RBW филтра), коришћење FFT филтара резултује краћим временима мерења у односу на аналогне и дигиталне филтре. Еквивалентни фактори селективности FFT филтара постижу вредности од 2,6. FFT филтри нису погодни за коришћење на импулсним сигналима, јер приказани спектар умногоме зависи од временског опсега у којем се одабира сигнал.

На слици 2.3.7 приказан је измерени спектар једног простопериодичног сигнала, учестаности f_0 , за два различита подешавања RBW филтра анализатора спектра, такав да је однос њихових вредности $100: RBW_1/RBW_2 = 100$. (За оба подешавања RBW филтра гранична учестаност нископропусног видео филтра, који се налази касније у блок шеми анализатора спектра, подешена је на отприлике три пута већу вредност од RBW_1 , односно RBW_2 , и не утиче битно на приказ спектра.)



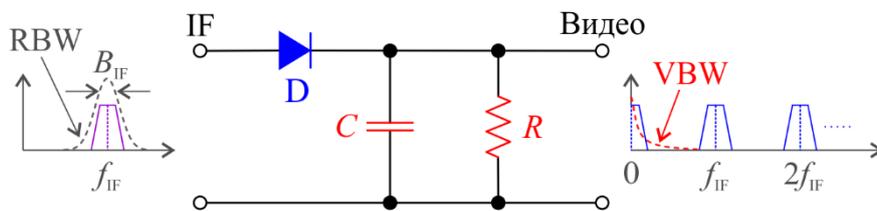
Слика 2.3.7. Утицај међуфреквенцијског филтра на приказ спектра сигнала.

Фреквенцијски опсег (са центром на учестаности f_0) који видимо на слици 2.3.7 је $B_1 = f_0/10$. Тај фреквенцијски опсег, подешен за приказ спектра у случају када је пропусни опсег RBW филтра на вредности RBW_1 , назива се Span. (Span је у случају када је пропусни опсег RBW филтра на вредности RBW_2 подешен на вредност $B_2 = f_0/200$, па приказани спектар сигнала у том случају заузима само мали део укупно приказаног фреквенцијског опсега.) Постоји коначан број фреквенцијских тачака који се може приказати на екрану анализатору спектра, а свака фреквенцијска тачка представља одређени опсег учестаности. Конкретно, спектри сигнала приказани на слици 2.3.7 имају 500 фреквенцијских тачака, па свака фреквенцијска тачка представља опсег учестаности $\Delta f_1 = B_1/500 = f_0/5 \cdot 10^3$ када је пропусни опсег RBW филтра подешен на вредност RBW_1 , односно представља опсег учестаности $\Delta f_2 = B_2/500 = f_0/10^5$ када је пропусни опсег RBW филтра подешен на вредност RBW_2 . Употребљене су вредности RBW филтра $RBW_1 = 3f_0/10^3$ и $RBW_2 = 3f_0/10^5$, па је $\Delta f_1 = RBW_1/15$ и $\Delta f_2 = RBW_2/3$. Када је пропусни опсег RBW филтра на вредности RBW_1 заправо приказујемо карактеристику филтра, као што је већ објашњено. Тек значајним смањивањем пропусног опсега RBW филтра, на вредност RBW_2 , приказује нам се реалистичан спектар улазног сигнала.

Резолуција приказа (тј. пропусни опсег RBW филтра) значајна је и приликом приказа два простопериодична сигнала блиских учестаности—да бисмо их јасно разлучили, пропусни опсег RBW филтра треба да је знатно мањи од фреквенцијског размака између простопериодичних сигнала.

Након што сигнал прође кроз RBW филтар, остаје да се измери и на екрану прикаже његова амплитуда. Уколико се врши аналогна обрада, амплитуда се мери детектором анvelope (обвојнице) сигнала (Envelope detector). Детектор анvelope је једноставно аналогно коло, које се често јавља у пракси (већ смо га поменули, под називом диодни детектор, код скаларне

детекције сигнала), али чија егзактна анализа није сасвим једноставна (детаљније ћемо га анализирати када будемо говорили о сензорима снаге). За примену у анализаторима спектра послужићемо се упрошћеним објашњењем рада, илустрованим на слици 2.3.8.



Слика 2.3.8. Принцип рада детектора анvelope.

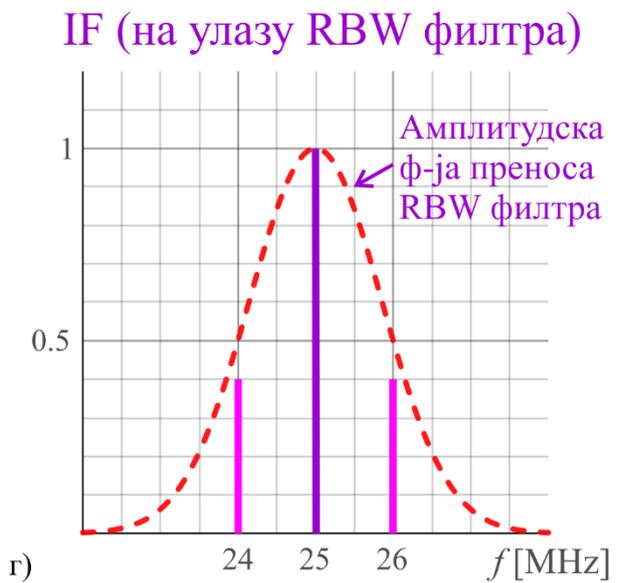
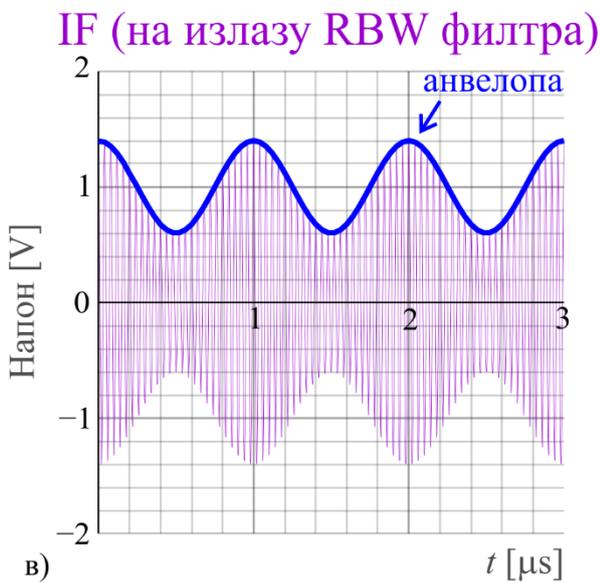
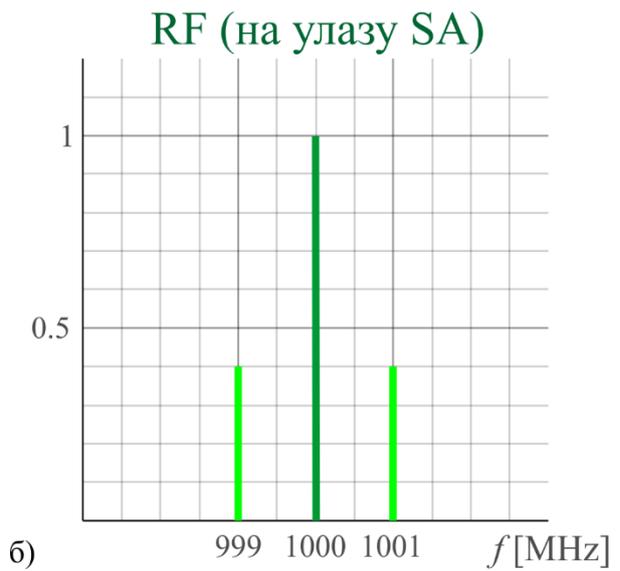
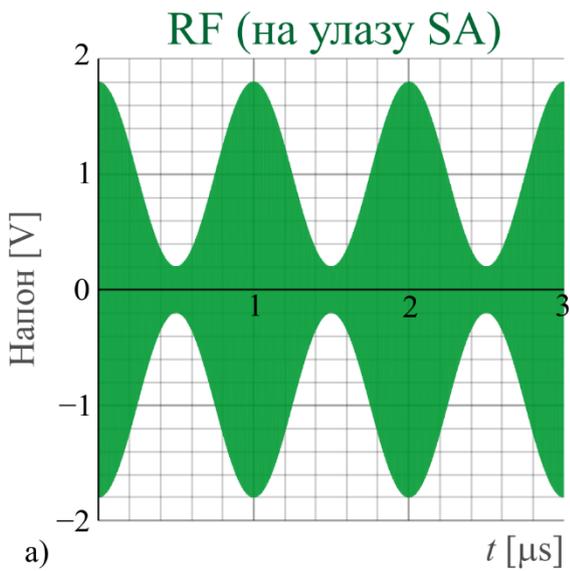
На улаз детектора анvelope долази IF сигнал из међуфреквенцијског (RBW) филтра—то је сигнал ограниченог фреквенцијског спектра (дефинисаног пропусним опсегом RBW филтра) B_{IF} , са централном учестаношћу f_{IF} . Пошто је уобичајено $f_{IF} \gg B_{IF}$, учестаност IF сигнала је диктирана учестаношћу f_{IF} , а тренутна амплитуда (анvelope, крива која спаја локалне максималне, или минималне вредности сигнала) спектралним компонентама у фреквенцијском опсегу сигнала, B_{IF} . Задатак детектора анvelope је да генерише излазни сигнал који прати облик анvelope улазног IF сигнала.

Сигнал на излазу диоде D, чија се нелинеарна природа манифестује међусобним линеарним комбинацијама свих спектралних компоненти са њеног улаза, садржи мултиплицирани спектар улазног сигнала са периодом f_{IF} . Спектар улазног сигнала се, у виду једностраног спектра, пресликава и у основни опсег учестаности (између нуле и $B_{IF}/2$). Наиме, компоненте спектра IF сигнала једнако размакнуте од централне учестаности f_{IF} (једна већа од f_{IF} , друга мања) пресликавају се на исту учестаност у основном опсегу. Такав, спектрално „обогаћен“ сигнал, на излазу из диоде наилази на RC филтар, који је пропусник ниских учестаности. RC филтар потискује више спектралне компоненте које нису у основном опсегу учестаности, али и део спектра сигнала у основном опсегу учестаности. Компонента IF сигнала на учестаности f_{IF} пресликава се у нулту учестаност, и она пролази кроз RC филтар практично неослабљена. Ако би на улазу детектора анvelope постојала само једна простопериодична компонента, анvelope би била константна (једнака амплитуди сигнала). У случају да постоје и друге компоненте у спектру сигнала који улази у детектор анvelope, анvelope ће се мењати у времену. Брзина промене анvelope може се контролисати граничном учестаношћу RC филтра—нижа гранична учестаност смањује варијације анvelope у времену. Традиционално се спектар сигнала у основном опсегу учестаности назива видео сигнал (јер се сигнал тог типа користио при приказу слике на екрану), поменути RC филтар назива се видео филтар, а гранична учестаност (пропусни опсег) видео филтра носи скраћеницу VBW (Video Bandwidth). У савременим анализаторима спектра се, након RBW филтра (аналогног или дигиталног) и детектора анvelope, сигнал дигитализује (као на слици 2.3.1), а VBW филтар се реализује као дигитални. Измерена амплитуде улазног сигнала, након VBW филтрације, приказује се на екрану. Уобичајено се приказује ниво сигнала у децибелима у односу на миливат $L[dB_m]$ —релативна средња снага коју сигнал измерене амплитуде напона U развија на отпорнику од 50 ома:

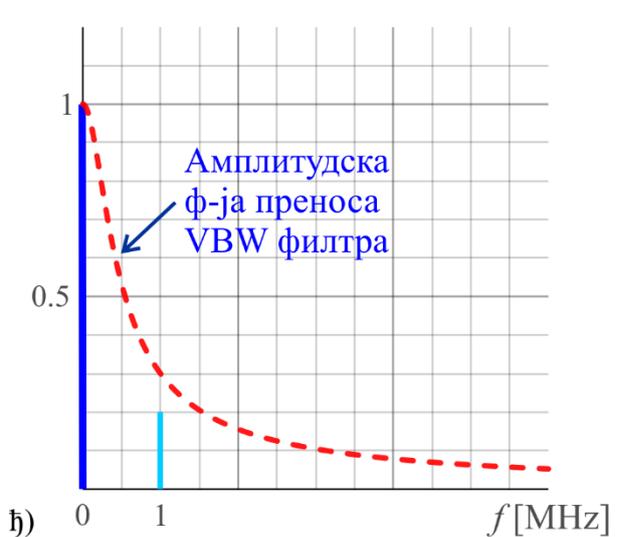
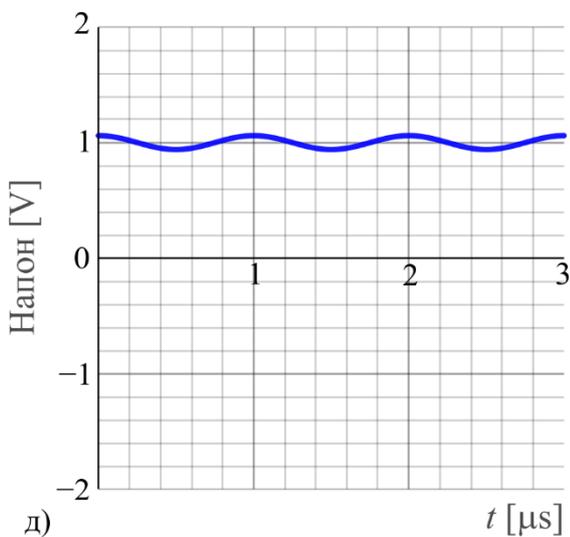
$$L[\text{dB}_m] = 10 \log_{10} \frac{(U/\sqrt{2})^2 / 50 \Omega}{1 \text{ mW}}. \quad (2.3.6)$$

На слици 2.3.9 приказан је принцип реконструкције спектра сигнала у анализатору спектра који ради на хетеродинном принципу. Приказани су сигнали у временском/фреквенцијском домену на три кључна места у анализатору спектра: на улазу анализатора спектра (RF сигнал), на излазу/улазу RBW филтра (IF сигнал) и на излазу/улазу VBW филтра (видео сигнал). На улазу анализатора спектра посматраћемо амплитудски модулисани сигнал, који чине простопериодични носилац учестаности 1000 MHz и амплитуде 1 и два бочна опсега, учестаности 999 MHz и 1001 MHz и амплитуде 0.4. Овај сигнал симулира општији случај сигнала ограниченог фреквенцијског опсега. Улазни ослабљивач је подешен на 0dB (нема слабљења), а анализатор спектра је подешен да приказује спектар само на учестаности 1000 MHz, тј. задата је централна учестаност 1000 MHz и фреквенцијски опсег у којем желимо да прикажемо спектар (Span), 0. (Дакле, ако је Span једнак нули, анализатор спектра у сваком тренутку приказује само ниво сигнала који је измерио на централној учестаности.) Сматраћемо да су појачања у анализатору спектра таква да компонента сигнала на учестаности 1000 MHz остаје јединичне амплитуде на свим местима на којима посматрамо сигнал.

Улазни сигнал, у временском и фреквенцијском домену, приказан је, редом, на сликама 2.3.9а и 2.3.9б. Осцилације носиоца на учестаности 1000 MHz се не виде у овој временској размери, али видимо осцилације анvelope у ритму 1/1 MHz (1 MHz је размак између носиоца и бочних опсега). Идеализовани приказ улазног сигнала у фреквенцијском домену садржи по једну спектралну линију за сваку од три компоненте. Претпостављајући IF учестаност од 25 MHz, избором учестаности локалног осцилатора од 1025 MHz транслирамо три компоненте ка нижим учестаностима (бочне компоненте ће у том процесу разменити места с леве и десне стране носиоца, али, пошто су истих амплитуда, то ништа не мења). Овај IF сигнал пропуштамо кроз RBW филтар, којим контролишемо колики део бочних компоненти ће проћи даље (слика 2.3.9г). Смањењем бочних компоненти, смањују се осцилације анvelope IF сигнала на излазу из RBW филтра—ово је анvelope коју треба да реконструише детектор анvelope (слика 2.3.9в). У детектору анvelope долази до мултиплицирања спектра IF сигнала на излазу из RBW филтра, а видео филтром се потискују виши делови спектра и додатно слабе бочне спектралне компоненте (слика 2.3.9ђ). Сигнал у временском домену на излазу из детектора анvelope приказан је на слици 2.3.9д. Пошто је анализатор спектра подешен да приказује само једну учестаност (1000 MHz), на екрану анализатора спектра видећемо анvelope са слике 2.3.9д (али обично у логаритамској размери). Сличан спектар дала би једна компонента на 1000 MHz, али променљиве амплитуде. Ако желимо да јасно разлучимо три фреквенцијски релативно блиске компоненте са слике 2.3.9б, морамо да повећамо фреквенцијску резолуцију, односно смањимо пропусни опсег RBW филтра знатно испод 1 MHz (колико је размак између две суседне компоненте). Тада би на слици 2.3.9д постојао временски константан сигнал амплитуде 1.



Видео (на излазу VBW филтра) Видео (на улазу VBW филтра)



Слика 2.3.9. Принцип реконструкције спектра сигнала у хетеродином анализатору спектра.

С друге стране, видимо да се осцилације сигнала слици 2.3.9д могу контролисати избором пропусног опсега VBW филтра. Мањи пропусни опсег резултује мањим осцилацијама. Ако бисмо бочне опсеге на улазу анализатора спектра третирали као шум (који није довољно потиснут RBW филтром), онда VBW филтар (додатно) потискује тај шум. Начелно, ако сматрамо да је пропусни опсег RBW филтра адекватан за спектралну анализу посматраног сигнала, пропусни опсег VBW филтра није нарочито значајан. Али, пропусни опсег VBW филтра постаје значајан при мерењу спектра сигнала који има мали однос сигнал/шум и при мерењу нивоа шума.

За успостављање стационарног стања сигнала на излазу RBW, односно VBW филтра, потребно је одређено време. То време је обрнуто пропорционално пропусном опсегу филтра: за RBW филтар оно је $t_R = k_R / RBW$, а за VBW филтар је $t_V = k_V / VBW$, где су k_R и k_V позитивне реалне константе. При мерењу спектра улазног сигнала учестаност локалног осцилатора закључавамо на одређени број вредности из задатог опсега, N_{LO} . Да бисмо имали исправно мерење сигнала, минимално потребно време између закључавања локалног осцилатора на једну учестаност и преласка на следећу је $t_R + t_V$. Број потребних фреквенцијских тачака у којима меримо сигнал (тј. различитих вредности за учестаност локалног осцилатора, N_{LO}) зависи од пропусног опсега RBW филтра, RBW . Ако би размак између две суседне учестаности локалног осцилатора био већи од RBW , могли бисмо да из спектра изоставимо поједине компоненте улазног сигнала. Стога се за размак између две суседне учестаности локалног осцилатора, Δf_{LO} , узима вредност мања од RBW , на пример $\Delta f_{LO} = 0,1 RBW$. Ако фреквенцијски опсег који се посматра има вредност $Span$, број потребних фреквенцијских тачака је $N_{LO} = Span / \Delta f_{LO} = 10 Span / RBW$. Одавде је минимално потребно време мерења (Sweep time):

$$t_{sweep} = N_{LO} (t_R + t_V) = \frac{10 Span}{RBW} \left(\frac{k_R}{RBW} + \frac{k_V}{VBW} \right). \quad (2.3.7)$$

Из израза (2.3.7) видимо да смањивањем пропусних опсега RBW и VBW филтара (вредности RBW и VBW) расте минимално време потребно за мерење. То нас спречава да у пракси користимо најмање расположиве пропусне опсеге (што би обезбедило најбољу резолуцију и најбољи однос сигнал/шум), с обзиром да би минимално време мерење постало неприхватљиво дуго. Стога је избор вредности за $Span$, RBW и VBW компромис између верности приказа спектра и брзине мерења. Ако је $RBW \ll VBW$, израз (2.3.7) своди се на:

$$t_{sweep} = k \frac{Span}{RBW^2}, \quad (2.3.8)$$

а ако је $RBW \gg VBW$, израз (2.3.7) своди се на:

$$t_{sweep} = k \frac{Span}{RBW \cdot VBW}. \quad (2.3.9)$$

У изразима (2.3.8) и (2.3.9) k је константа, која зависи од одабраног типа филтра, али и од допуштеног нивоа грешке. Након избора вредности за $Span$, RBW и VBW , анализатор

спектра израчунава минимално време мерења на основу израза (2.3.8) или (2.3.9) и усваја конкретну вредност (за Sweep time) која није мања од минималне. Оваква спрега између вредности за t_{sweep} , $Span$, RBW и VBW је подразумевано подешавање. Корисник може да распрегне ове величине и сам их постави, независно једну од друге. Ако време мерења буде мање од минимално потребног, сигнали на излазима RBW и VBW филтара неће достићи стварне амплитуде и доћи ће до грешке у приказу спектра, која је урачуната у вредност константе k у изразима (2.3.8) и (2.3.9). Ти изрази, поред аналогних, важе и за дигиталне филтре, с тим да се код дигиталних филтара може урадити корекција приказа спектра при краћим временима мерења, што може знатно да снизи вредност коефицијента k (која код аналогних филтара износи између 2 и 3). Код FFT филтара логика приказа спектра је другачија, па уместо времена успостављања стационарног стања на излазу филтара говоримо о потребном времену посматрања сигнала за задату фреквенцијску резолуцију при приказу спектра сигнала. То време одговара времену мерења и обрнуто је пропорционално са RBW (уместо са квадратом RBW , код аналогних и дигиталних филтара), због чега се за најниже вредности пропусног опсега RBW филтра користе FFT филтри.

У савременим анализаторима спектра сигнал који се мери се свакако дигитализује негде у ланцу обраде, а најкасније на излазу детектора амвелопе. Резултати мерења амплитуде сигнала се приказују на дигиталним дисплејима, који имају коначну резолуцију приказа. Ако фреквенцијски опсег који желимо да прикажемо има вредност $Span$, а дисплеј користи N_D пиксела за приказ тог фреквенцијског опсега, сваки пиксел носи информацију о фреквенцијском подопсегу од $\Delta f_D = Span/N_D$. С друге стране, фреквенцијски размак између две суседне учестаности у којима се врши мерење амплитуде је, као што смо објаснили раније, $\Delta f_{LO} = 0,1RBW$. Однос ова два фреквенцијска опсега је $\Delta f_D/\Delta f_{LO} = 10 \cdot Span/N_D \cdot RBW$ и обично је знатно већи од један (иначе, може се учинити већим од један смањивањем Δf_{LO} , што не смањује тачност мерења). Ако је $N = \Delta f_D/\Delta f_{LO} > 1$, сваком од N_D пиксела треба доделити вредност амплитуде на основу N мерења из тог фреквенцијског опсега. Означимо те вредности измерене амплитуде са U_k , $k = 1, \dots, N$. Алгоритми за доделу вредности амплитуде, U_p , посматраном пикселу, на основу N измерених вредности амплитуде, називају се врсте **детекције** (Detector type). Постоји неколико стандардних алгоритама који се у анализатору спектра користе за детекцију. Најпре, могуће је усвојити максималну измерену вредност, $U_p = (U_k)_{\max}$, $k = 1, \dots, N$, чиме се отклања могућност да се изостави нека компонента у спектру, или, што се много ређе користи, минималну измерену вредност, $U_p = (U_k)_{\min}$, $k = 1, \dots, N$. Ова два детектора уобичајено се означавају као (Max) peak и (Min) peak. Бољу слику спектра код сигнала шума (и сигнала чији је спектар сличан спектру шума, на пример дигитално модулисаних сигнала) даје детектор који симултано приказује и максималну и минималну вредност спојену линијом (или користи неки сличан алгоритам), а означава се као Auto peak или Normal. Такође, могуће је усвојити измерену вредност на фиксној позицији у оквиру опсега, на пример првој: $U_p = U_1$. Овај детектор уобичајено се означава као Sample.

Сви претходно поменути детектори дају сличан приказ спектра код сигнала чији фреквенцијски спектар се не мења значајно са временом (на пример, простопериодичних

сигнала), али ће се њихов приказ међусобно разликовати код сигнала шума. Конкретно, реак детектори ће приказати само анvelope шума (горњу, доњу или обе), а sample детектор ће приказати случајну природу фреквенцијске карактеристике, али неће дати поуздану информацију о нивоу тог сигнала. Стога се уводе детектори који усредњавају резултате N мерења. Ако се усредњавање врши по амплитуди, $U_p = (1/N) \sum_{k=1}^N U_k$, детектор се означава као Average, а ако се усредњавање врши по квадрату амплитуде, тј. снази, $U_p = \sqrt{(1/N) \sum_{k=1}^N U_k^2}$ детектор се означава као RMS (Root mean square).

2.4 Шум у анализатору спектра

Анализатор спектра садржи електронске компоненте које у сигнал који се обрађује уносе додатни шум (о природи шума говорићемо у посебном поглављу), на тај начин смањујући однос сигнал/шум улазног сигнала. Шум који електронски склоп уноси у улазни сигнал квантитативно се описује фактором шума (Noise factor), F :

$$F = \frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}}. \quad (2.4.1)$$

У претходном изразу S_{in} и S_{out} представљају, редом, расположиву снагу сигнала на улазу и излазу из посматраног склопа, а N_{in} и N_{out} представљају, редом, расположиву снагу шума на улазу и излазу из тог склопа. При дефиницији фактора шума сматра се да је на улазу тзв. бели (Гаусов) шум, на температури $T_0 = 290\text{ K}$, који има константну спектралну густину расположиве средње снаге, kT_0 , где је $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ Болцманова константа. Пошто је код анализатора спектра $S_{out} = S_{in}$, (2.4.1) се своди на

$$F = \frac{N_{out}}{kT_0 B}, \quad (2.4.2)$$

где је B пропусни опсег анализатора спектра за сигнал шума, који се дефинише коришћењем функције преноса филтра као:

$$B = \frac{1}{|H_{max}|^2} \int_0^{\infty} |H(f)|^2 df, \quad (2.4.3)$$

Из (2.4.3) закључујемо да B одговара филтру пропуснику опсега учестаности са правоугаоном амплитудском функцијом преноса, који обезбеђује идентичан трансфер снаге шума. Пропусни опсег B одређен је подешавањем пропусног опсега RBW филтра, RBW . Обично је B нешто веће од RBW (на пример, код Rohde&Schwarz анализатора спектра FSP 7, за дигиталне филтре је $B = 1,065 RBW$).

Фактор шума се најчешће изражава у децибелима, а на енглеском та величина има и посебан назив, Noise figure:

$$NF = 10 \log_{10} F . \quad (2.4.4)$$

Логаритмовањем израза (2.4.2) добијамо:

$$NF = 10 \log_{10} \frac{N_{\text{out}}}{kT_0 B} = 10 \log_{10} \frac{N_{\text{out}}}{1 \text{ mW}} + 10 \log_{10} \frac{1 \text{ mW}}{kT_0 B} . \quad (2.4.5)$$

У претходном изразу смо бројилац и именилац помножили са 1 mW, тако да снагу шума на излазу анализатора спектра можемо да представимо у децибелима у односу на миливат, а назив ове величине, коју ћемо означити са L_{DANL} , је DANL (Displayed average noise level):

$$L_{\text{DANL}} = 10 \log_{10} \frac{N_{\text{out}}}{1 \text{ mW}} . \quad (2.4.6)$$

Уврштавањем L_{DANL} из (2.4.6) у (2.4.5) и множењем бројиоца и имениоца у другом члану с десне стране (2.4.5) са 1 Hz, (2.4.5) се трансформише у

$$L_{\text{DANL}} = -10 \log_{10} \frac{1 \text{ mW}}{kT_0 1 \text{ Hz}} - 10 \log_{10} \frac{1 \text{ Hz}}{B} + NF , \quad (2.4.7)$$

односно, након израчунавања првог члана с десне стране:

$$L_{\text{DANL}} = -174 \text{ dBm} + 10 \log_{10} \frac{B}{1 \text{ Hz}} + NF . \quad (2.4.8)$$

DANL вредност дата изразом (2.4.8) је ишчекивани ниво шума који ће показати анализатор спектра при задатом пропусном опсегу RBW филтра (односно одговарајуће вредности за сигнал шума, B , као што смо раније објаснили) и за RMS детектор. Ако је у питању Гаусов шум, постоји прорачун колико ће се разликовати DANL ако се користи Sample детектор уместо RMS детектора. (На пример, код Rohde&Schwarz анализатора спектра FSP 7, под претпоставком да је пропусни опсег VBW филтра мањи од пропусног опсега RBW филтра и да се врши логаритамско усредњавање измерених резултата, Sample детектор показује за 2,5 dB мањи DANL од RMS детектора (с тим да је при коришћењу RMS детектора, по правилу, пропусни опсег VBW филтра већи од пропусног опсега RBW филтра). DANL вредност која се специфицира за конкретни анализатор спектра је показивање Sample детектора (када је на улаз анализатора спектра прикључено оптерећење од 50 ома), за подешавања пропусног опсега RBW и VBW филтра од 10 Hz и 1 Hz, респективно, Span нула и без слабљења улазног сигнала (улазни атенуатор подешен је на 0 dB). Та вредност зависи од учестаности (на пример, код Rohde&Schwarz анализатора спектра FSP 7, за фреквенцијски опсег од 3 GHz до 7 GHz, специфициран је DANL мањи од -138 dBm).

DANL је значајан јер дефинише осетљивост анализатора спектра. Да бисмо могли да измеримо спектар улазног сигнала, његов ниво мора бити неколико децибела већи од DANL. Преко DANL је дефинисан и динамички опсег мерења сигнала—то је разлика између максималног нивоа сигнала који анализатор спектра може да мери (а који је ограничен једнодецибелском компресијом миксера) и DANL вредности.

Логаритамски фактор шума, NF , у изразу (2.4.8) важи за неослабљен улазни сигнал, тј. за улазни атенуатор подешен на 0 dB. Ако је улазно слабљење веће од нула децибела, на пример 10 dB, за 10 dB се квари однос сигнал шум, односно за толико се повећава NF и—према изразу (2.4.8)—DANL.

2.5 Нелинеарности у анализатору спектра

Миксер, један од кључних склопова у анализатору спектра, је нелинеаран елемент, па стога и читав анализатор спектра у општем случају третирамо као нелинеаран елемент. За нелинеаран елемент можемо написати везу између улазног и излазног напоне у облику:

$$u_{\text{out}}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} a_k u_{\text{in}}^k(t), \quad (2.5.1)$$

где су a_k реални коефицијенти. Обично амплитуда ових коефицијената брзо опада са порастом индекса k , па је у пракси довољно посматрати само неколико првих чланова суме у (2.5.1). При испитивању нелинеарних карактеристика склопова најчешће се користе побуда једним простопериодичним сигналом (Single-tone test) и побуда са два простопериодична сигнала различитих учестаности (Two-tone test).

Ако је на улазу нелинеарног склопа један простопериодични сигнал, амплитуде U_m и кружне учестаности ω , на излазу ће, према (2.5.1), постојати напон:

$$u_{\text{out}}(t) = a_1 U_m \cos(\omega t) + a_2 U_m^2 \cos^2(\omega t) + a_3 U_m^3 \cos^3(\omega t) + \dots \quad (2.5.2)$$

У (2.5.2) смо задржали само три члана суме, што је довољно да донесемо потребне закључке. Пошто је $\cos^2(\omega t) = 0,5(1 + \cos(2\omega t))$ и $\cos^3(\omega t) = 0,75 \cos(\omega t) + 0,25 \cos(3\omega t)$, претходни израз можемо да напишемо у облику:

$$\begin{aligned} u_{\text{out}}(t) = & 0,5 a_2 U_m^2 + (a_1 U_m + 0,75 a_3 U_m^3) \cos(\omega t) + \\ & + 0,5 a_2 U_m^2 \cos(2\omega t) + \dots \\ & + 0,25 a_3 U_m^3 \cos(3\omega t) + \dots \end{aligned} \quad (2.5.3)$$

У (2.5.3) видимо да у излазном напону, поред DC компоненте и простопериодичне компоненте пропорционалне улазном напону, постоје и хармоници—компоненте на целобројним умношцима (кружне) учестаности улазног напона. Компоненту излазног напона на кружној учестаности $n\omega$ називамо n -тим хармоником. Уобичајено се компонента за $n=1$ (простопериодична компонента пропорционална улазном напону) назива основним хармоником, а компоненте за $n>1$ вишим хармоникима. Имајући у виду израз (2.5.1), теоријски ће постојати бесконачан број хармоника. Ако је n паран број, n -ти хармоник зовемо парним, у противном је непаран. Амплитуду парних хармоника чини линеарна комбинација чланова облика $a_k U_m^k$, где је k паран број. Слично, амплитуду непарних хармоника чини линеарна комбинација чланова облика $a_k U_m^k$, где је k непаран број. У уобичајеном режиму

рада, амплитуди n -тог хармоника доминантно доприноси члан пропорционалан са $a_n U_m^n$. Стога можемо сматрати да је амплитуда првог хармоника приближно $a_1 U_m$, а амплитуда другог хармоника приближно $0,5 a_2 U_m^2$.

На основу израза (2.3.6) можемо да напишемо изразе за нивое (у децибелима у односу на миливат) улазног сигнала, L_{in} ,

$$L_{in} = 10 \log_{10} \frac{U_m^2}{0,1 V^2}, \quad (2.5.4)$$

првог хармоника излазног сигнала, L_{out1} ,

$$L_{out1} = 10 \log_{10} (a_1) + 10 \log_{10} \frac{U_m^2}{0,1 V^2} = B_1 + L_{in}, \quad (2.5.5)$$

и другог хармоника излазног сигнала, L_{out2} ,

$$L_{out2} = 20 \log_{10} (0,5 \sqrt{0,1} a_2 \cdot 1 V) + 2 \cdot 10 \log_{10} \frac{U_m^2}{0,1 V^2} = B_2 + 2L_{in}, \quad (2.5.6)$$

где су B_1 и B_2 константе (изражене у децибелима). Видимо да са порастом нивоа улазног сигнала ниво другог хармоника излазног сигнала расте дупло брже од нивоа првог хармоника излазног сигнала. Уопштено, ниво n -тог хармоника излазног сигнала рашће n пута брже од нивоа улазног сигнала, што је директна последица тога што је амплитуда n -тог хармоника излазног сигнала пропорционална n -том степену амплитуде улазног сигнала. При довољно великом нивоу улазног сигнала, који се означава са *SHI* (Second Harmonic Intercept—ниво сустизања другим хармоником) нивои првог и другог хармоника излазног сигнала ће се изједначити, односно важи:

$$B_1 + SHI = B_2 + 2 SHI. \quad (2.5.7)$$

Комбиновањем (2.5.5), (2.5.6) и (2.5.7) добијамо:

$$L_{out2} - L_{out1} = L_{in} - SHI. \quad (2.5.8)$$

Израз (2.5.8) нам говори да ако знамо *SHI*, можемо одредити разлику нивоа првог и другог хармоника за произвољни ниво улазног сигнала. Други хармоник је критичан, па се хармоници виши од другог у овом смислу не разматрају, већ се специфицира *SHI*. (На пример, код Rohde&Schwarz анализатора спектра FSP 7, за фреквенцијски опсег од 1,5 GHz до 7 GHz, специфицирано је да је типично $SHI = 80$ dBm. Ово није вредност која је остварива у пракси, већ служи за израчунавања других величина од интереса.)

Ако су на улазу нелинеарног склопа два простопериодична сигнала, амплитуде U_m и различитих кружних учестаности ω_1 и ω_2 , на излазу ће, према (2.5.1), постојати напон:

$$\begin{aligned}
u_{\text{out}}(t) = & a_1 U_m (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)) + \\
& + a_2 U_m^2 (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t))^2 + \dots \\
& + a_3 U_m^3 (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t))^3 + \dots
\end{aligned} \tag{2.5.9}$$

Сређивањем израза (2.5.9) можемо да закључимо да излазни напон, поред DC компоненте и хармоника обе компоненте улазног сигнала, садржи и интермодулационе продукте $(m+n)$ -тог реда—компоненте на кружним учестаностима $|m\omega_1 \pm n\omega_2|$, где су m и n позитивни цели бројеви. Амплитуда интермодулационог продукта $(m+n)$ -тог реда пропорционална је $(m+n)$ -том степену амплитуде улазног напона. Интермодулациони продукти трећег реда $|2\omega_1 - \omega_2|$ и $|2\omega_2 - \omega_1|$ су по учестаности најближи компонентама улазног сигнала, па их је, уколико постоје, много теже филтрирањем потиснути него друге интермодулационе продукте. Због тога се за нелинеарне склопове обично дају подаци о интермодулационим производима трећег реда. Пошто је њихова амплитуда пропорционална са U_m^3 , следи да је ниво интермодулационог продукта трећег реда, $L_{\text{out}3}$,

$$L_{\text{out}3} = B_3 + 3L_{\text{in}}, \tag{2.5.10}$$

где је B_3 константа (изражене у децибелима). Видимо да са порастом нивоа улазног сигнала ниво интермодулационог продукта трећег реда на излазу расте три пута брже од нивоа првог хармоника излазног сигнала. При довољно великом нивоу улазног сигнала, који се означава са TOI (Third Order Intercept—ниво сустизања интермодулационим производом трећег реда) нивои првог хармоника и интермодулационог продукта трећег реда ће се изједначити, односно важи:

$$B_1 + TOI = B_3 + 3TOI. \tag{2.5.11}$$

Комбиновањем (2.5.5), (2.5.10) и (2.5.11) добијамо:

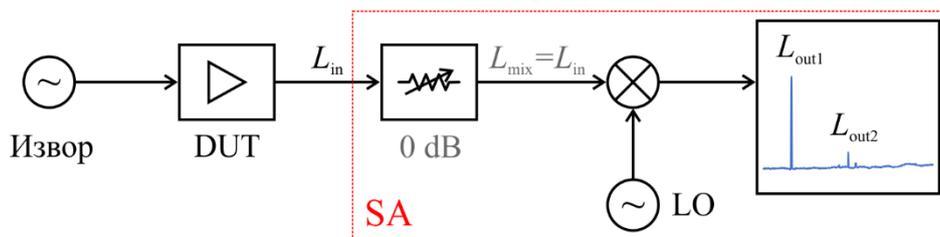
$$L_{\text{out}3} - L_{\text{out}1} = 2L_{\text{in}} - 2TOI. \tag{2.5.12}$$

Израз (2.5.12) нам говори да ако знамо TOI , можемо одредити разлику нивоа првог хармоника и интермодулационог продукта трећег реда за произвољни ниво улазног сигнала. Као што смо већ објаснили, интермодулациони продукт трећег реда је критичан, па се остали интермодулациони производи у овом смислу не разматрају, већ се специфицира TOI . (На пример, код Rohde&Schwarz анализатора спектра FSP 7, за фреквенцијски опсег од 3 GHz до 7 GHz, специфицирано је $TOI > 10$ dBm, типично $TOI = 15$ dBm.)

2.6 Динамички опсег и мерна несигурност при мерењу анализатором спектра

Размотримо најпре динамички опсег мерења нивоа улазног сигнала, нивоа другог хармоника улазног сигнала и нивоа интермодулационог продукта трећег реда. Сматраћемо да је улазни атенуатор подешен на 0 dB, односно да су нивои сигнала на улазу анализатора спектра и улазу у миксер анализатора спектра једнаки. То ће нам олакшати анализу при одређивању динамичког опсега код мерења хармоника и интермодулационих продуката, где је битан ниво сигнала на улазу у миксер (нелинеарни елемент анализатора спектра).

Типична мерна поставка за карактеризацију нелинеарних карактеристика појачавача приказана је на слици 2.6.1. Ниво сигнала на улазу анализатора спектра (SA) на учестаности извора (побудног генератора за DUT) је L_{in} . Ниво сигнала који на учестаности извора приказује анализатор спектра на свом излазу (основни хармоник), L_{out1} , једнак је са L_{in} , тј. $L_{out1} = L_{in}$.



Слика 2.6.1. Мерна поставка за мерење хармоника и интермодулационих продуката појачавача.

Динамички опсег за мерење нивоа сигнала анализатором спектра је разлика највећег и најмањег нивоа који се може истовремено измерити и приказати. Највећи ниво који се може (исправно) измерити ограничен је нивоом сигнала на улазу у миксер који не доводи до нелинеарног режима рада. Ова вредност треба да буде неколико децибела мања од нивоа једнодецибелске компресије појачања. Најмањи ниво који се може измерити ограничен је нивоом шума анализатора спектра, датог изразом (2.4.8). Уобичајено се као динамички опсег анализатора спектра специфицира разлика између нивоа једнодецибелске компресије појачања и нивоа шума датог изразом (2.4.8) за одређено подешавање пропусног опсега RBW филтра, те треба имати у виду да ће реални динамички опсег бити нешто другачији од ове вредности. (На пример, код Rohde&Schwarz анализатора спектра FSP 7, специфициран је ниво једнодецибелске компресије појачања 0 dBm, за учестаности веће од 200 MHz и динамички опсег од 120 dB, за пропусни опсег RBW филтра 1 kHz и за учестаности веће од 10 MHz. Из ових података се може закључити да је фактор шума овог анализатора спектра, у децибелима, приближно $NF = 24$ dB.)

При мерењу хармоника (интермодулационих продуката), најнижи ниво који се може мерити анализатором спектра није ограничен само нивоом унутрашњег шума, већ и нивоом хармоника (интермодулационих продуката) који настају у миксеру анализатора спектра. Ако је, на пример, ниво другог хармоника који ствара појачавач мањи од нивоа другог хармоника који ствара сам анализатор спектра, ниво другог хармоника појачавача неће бити исправно

измерен. У том смислу, могуће је одредити оптимални ниво сигнала на улазу у анализатор спектра при којем је динамички опсег за мерење нивоа хармоника (интермодулационих продуката) највећи. Тај (максимални) динамички опсег при мерењу нивоа хармоника (интермодулационог продукта) одређује се као разлика између нивоа основног хармоника, L_{out1} , и нивоа хармоника (интермодулационог продукта) који се може измерити (тј. не маскира га ни сигнал шума ни сигнал паразитног хармоника (интермодулационог продукта) настао у анализатору спектра) при одређеном (оптималном) нивоу сигнала на улазу у миксер, L_{mix} . Као што смо већ рекли, сматраћемо да је слабљење улазног атенуатора 0 dB, па је $L_{mix} = L_{in}$, а увек важи $L_{out1} = L_{in}$.

Динамички опсег при мерењу нивоа другог хармоника, рачунајући само утицај паразитног другог хармоника, дат је изразом $L_{out1} - L_{out2}$, односно изразом (2.5.8) са измењеним предзнаком. Израз (2.5.8) је заправо релативни ниво (у односу на ниво основног хармоника) паразитног другог хармоника. На основу израза (2.5.8) видимо да са порастом нивоа улазног сигнала линеарно расте релативни ниво паразитног другог хармоника, а опада динамички опсег за мерење нивоа другог хармоника улазног сигнала. Динамички опсег при мерењу нивоа другог хармоника, рачунајући само утицај шума, дат је изразом $L_{out1} - L_{DANL}$. Ако уведемо и релативни ниво DANL (у односу на ниво основног хармоника) датог изразом (2.4.8), имајући у виду да је $L_{out1} = L_{in}$:

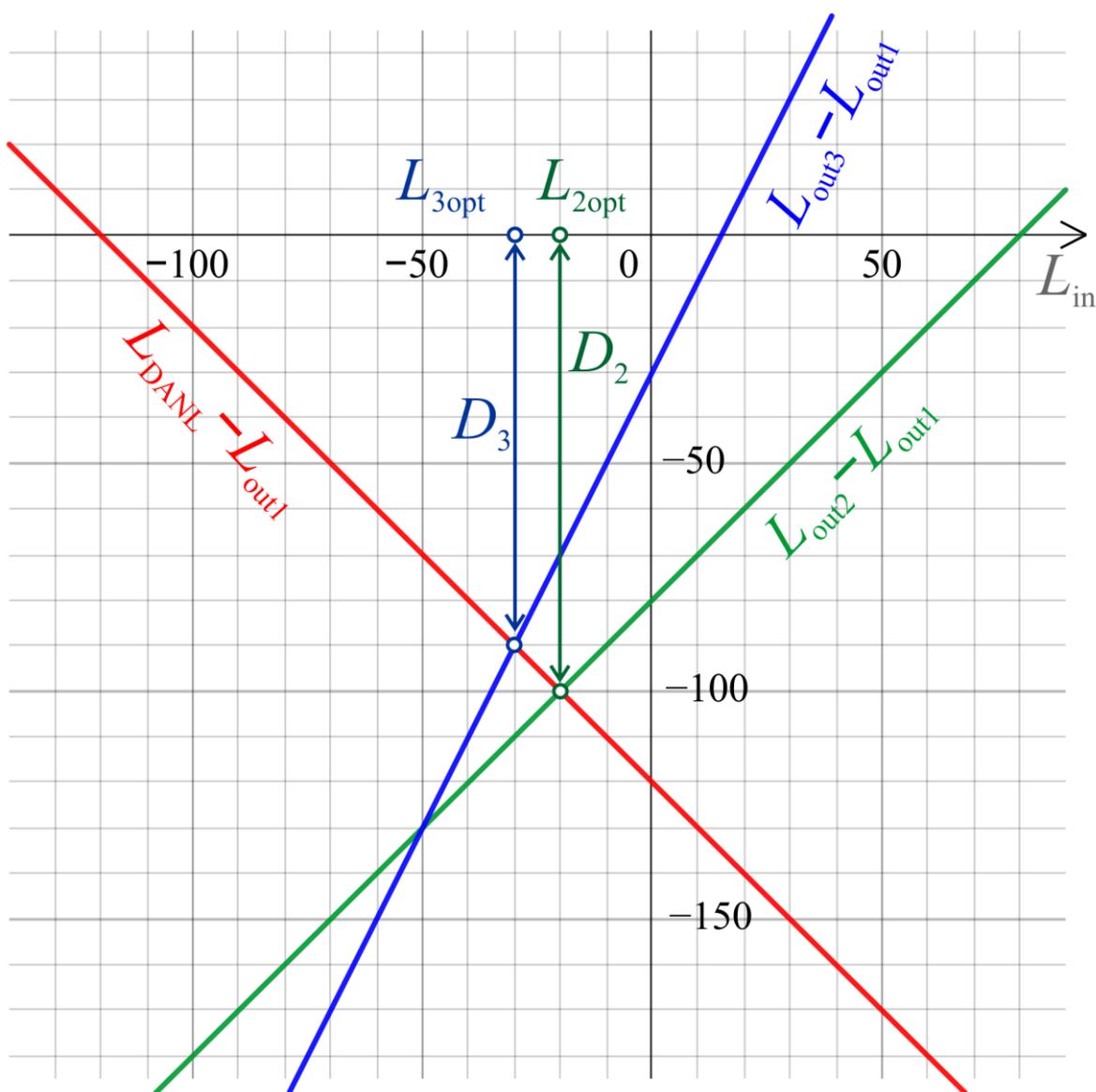
$$L_{DANL} - L_{out1} = -174 \text{ dBm} + 10 \log_{10} \frac{B}{1 \text{ Hz}} + NF - L_{in}. \quad (2.6.1)$$

На основу израза (2.6.1) видимо да са порастом нивоа улазног сигнала линеарно опада релативни ниво DANL, а расте динамички опсег за мерење нивоа другог хармоника улазног сигнала. У пресеку правих датих изразима (2.5.8) и (2.6.1) добијамо оптималан ниво сигнала на улазу у миксер ($L_{mix} = L_{in}$) и максимални динамички опсег мерења нивоа другог хармоника.

Динамички опсег при мерењу нивоа интермодулационог продукта трећег реда, рачунајући само утицај паразитног интермодулационог продукта трећег реда, дат је изразом $L_{out1} - L_{out3}$, односно изразом (2.5.12) са измењеним предзнаком. Подразумева се да је тестирани појачавач (DUT) побуђен са два простопериодична сигнала, истих амплитуда а различитих учестаности. На основу израза (2.5.12) видимо да са порастом нивоа улазног сигнала линеарно, али двоструко брже, расте релативни ниво паразитног интермодулационог продукта трећег реда, а опада динамички опсег за мерење нивоа интермодулационог продукта трећег реда. Пошто је утицај шума при овом мерењу исти као и при мерењу нивоа другог хармоника, у пресеку правих датих изразима (2.5.12) и (2.6.1) добијамо оптималан ниво сигнала на улазу у миксер ($L_{mix} = L_{in}$) и максимални динамички опсег мерења нивоа другог хармоника.

На слици 2.6.2 приказани су релативни нивои DANL, паразитног другог хармоника и паразитног интермодулационог продукта трећег реда за параметре и подешавања анализатора спектра $SHI = 80 \text{ dBm}$, $TOI = 15 \text{ dBm}$, $NF = 24 \text{ dB}$ и $RBW = 1 \text{ kHz}$ (сматрали смо да је $B = RBW$). На основу графика са слике 2.6.2 можемо да одредимо оптимални ниво сигнала на

улазу миксера (тј. анализатора спектра, јер нема улазног слабљења) $L_{2opt} = -20$ dBm и одговарајући (максимални) динамички опсег при мерењу нивоа другог хармоника улазног сигнала, $D_2 = 100$ dB. Наравно, оптимални ниво сигнала на улазу анализатора спектра могли смо да добијемо и решавањем система једначина (2.5.8) и (2.6.1), а затим максимални динамички опсег из било које од ове две једначине. На сличан начин, са графика или решавањем система једначина (2.5.12) и (2.6.1), можемо да одредимо оптимални ниво сигнала на улазу миксера (анализатора спектра), $L_{3opt} = -20$ dBm и одговарајући (максимални) динамички опсег при мерењу интермодулационих продуката трећег реда улазних сигнала, $D_3 = 90$ dB.



Слика 2.6.2. Одређивање динамичког опсега мерења другог хармоника и интермодулационог продукта трећег реда.

На динамички опсег при мерењу интермодулационих продуката трећег реда улазних сигнала може утицати и фазни шум (Phase noise) локалног осцилатора у анализатору спектра. Као што смо рекли у претходном поглављу, фазни шум описује се снагом, у опсегу од 1 Hz,

компоненте сигнала фреквенцијски размакнуте од носиоца за f_{off} . Та снага се задаје у децибелима, релативно у односу на ниво носиоца, па је јединица dBc(1 Hz). При учестаности носиоца f_{RF} , ниво фазног шума описујемо нивоом $L_{\text{PN}}(f_{\text{RF}}, f_{\text{off}})$. За подешени фреквенцијски опсег RBW филтра који одговара фреквенцијском опсегу шума B , релативни ниво фазног шума ће бити:

$$L_{\text{PN}} - L_{\text{out1}} = L_{\text{PN}}(f_{\text{RF}}, f_{\text{off}}) + 10 \log_{10} \frac{B}{1 \text{ Hz}} - L_{\text{in}}. \quad (2.6.2)$$

Израз (2.6.2) описује праву коју (при мерењу интермодулационих продуката трећег реда, за улазне сигнале приближне учестаности f_{RF} , фреквенцијски размакнуте за f_{off}) треба унети у график на слици 2.6.2 и проверити да ли утиче на динамички опсег.

Треба напоменути да график на слици 2.6.2 приказује нивое сигнала, а да укупан ниво грешке зависи и од њихове фазе. На пример, ако саберемо сигнале нивоа L_{DANL} и L_{out3} за L_{in} при којем су једнаки, $L_{\text{DANL}}(L_{\text{in}}) = L_{\text{out3}}(L_{\text{in}})$, збир ће бити $L_{\text{DANL}}(L_{\text{in}}) + 3 \text{ dB}$ ако су ови сигнали у фази, а $-\infty \text{ dB}$ ако су у противфази. Дакле, најгори случај је $L_{\text{DANL}}(L_{\text{in}}) + 3 \text{ dB}$, па динамички опсег D_3 за тај (најгори) случај, треба смањити за 3 dB. У пракси је довољно да имамо у виду чињеницу да се сигнали грешке сабирају и да динамички опсег дефинисан преко графика на слици 2.6.2 разумемо у том контексту.

На крају, рецимо нешто и о мерној несигурности при мерењу учестаности и амплитуде сигнала. Приметимо да се мерна несигурност исказује конкретним бројевима, док се под тачношћу често подразумева квалитативна одредница, без конкретних бројева. У каталожким подацима се и „тачност“ често описује бројевима, па нећемо правити суштинску разлику између та два појма.

Референца за мерење учестаности је учестаност локалног осцилатора, односно његовог референтног (кристалног) осцилатора. Несигурност при мерењу учестаности обично је комбинација стабилности учестаности локалног осцилатора, грешке при читавању учестаности коришћењем маркера (количник посматраног фреквенцијског опсега—*Span* и броја приказаних фреквенцијских тачака) и пропусног опсега RBW филтра. У спецификацијама се у неком облику даје прва величина, па се на основу друге две (које подешава корисник) оставља кориснику да израчуна мерну несигурност при мерењу учестаности. На пример, код Rohde&Schwarz анализатора спектра FSP 7, израз за мерну несигурност при мерењу учестаности је:

$$\Delta f = \pm (f \cdot RE + 0,05 \cdot \text{Span} + 0,1 \cdot \text{RBW}). \quad (2.6.3)$$

где је f измерена учестаност, а RE релативна грешка референце за мерење учестаности.

Референца за мерење амплитуде сигнала је референтни простопериодични сигнал у анализатору спектра, познате учестаности и снаге. (На пример, код Rohde&Schwarz анализатора спектра FSP 7, у питању је простопериодични сигнал учестаности 128 MHz и снаге -30 dBm .) Апсолутна тачност мерења нивоа сигнала на тој учестаности је веома добра,

нпр. мерна несигурност мања је од 0,2 dB код FSP 7. Пренос апсолутне тачности на остале учестаности зависи од фреквенцијског одзива анализатора спектра. Грешци при мерењу амплитуде доприносе готово сви склопови анализатора спектра, а фреквенцијски одзив (очекивано одступање нивоа сигнала од тачног) се даје за фреквенцијске опсеге и расте са померањем ка вишим учестаностима, тако да се креће од 0,5 dB за ниже фреквенцијске опсеге до око 4 dB за више фреквенцијске опсеге.

2.7 Поступак мерења нивоа и учестаности сигнала анализатором спектра

Први корак је прикључивање извора сигнала на анализатор спектра. Прикључивање се врши на коаксијални конектор анализатора спектра, чији тип зависи од максималне радне учестаности. Потребно је обезбедити потребне коаксијалне каблове и адаптере за ову сврху. Приликом прикључивања извора сигнала на анализатор спектра потребно је уверити се да неће бити прекорачена максимална RF снага, односно DC напон (њихове вредности уписане су крај порта анализатора спектра).

Модерни анализатори мрежа садрже персоналне рачунаре са оперативним системом, а анализатором спектра управља софтвер. Спектар сигнала у задатом фреквенцијском опсегу приказује се на дисплеју уређаја. Са софтвером се комуницира дугмићима на анализатору спектра или преко миша и тастатуре повезане са њим.

Фреквенцијски опсег задаје се почетном и крајњом учестаношћу (Start и Stop), или централном учестаношћу и опсегом (Centre и Span). Максимални ниво сигнала који се може приказати подешава се параметром REF LEVEL. На екрану се приказују нивои фреквенцијских компоненти улазног сигнала са типичним распоном од 100 dB. Уколико је ниво улазног сигнала већи од једнодецибелске компресије појачања анализатора спектра, треба повећати слабљење улазног атенуатора, преко параметра RF ATTEN. Приказани нивои улазног сигнала не смеју да зависе од подешавања RF ATTEN. Ако зависе, на пример ако се ниво хармоника или интермодулационих продуката мења са променом RF ATTEN, то значи да на приказ ових величина утичу паразитни хармоници и интермодулациони продукти анализатора спектра.

Фреквенцијска резолуција подешава се пропусним опсегом међуфреквенцијског филтра, тј. параметром RES BW (RBW). Смањивањем вредности овог параметра повећава се резолуција, али и време мерења, па је потребно постићи одговарајући компромис. Усредњавање измереног сигнала може се вршити узимањем средње вредности из више мерења (Average), али и подешавањем пропусног опсега видео филтра, преко параметра VIDEO BW (VBW). Примена видео филтра значајна је код мерења простопериодичних сигнала са малим односом сигнал/шум и при мерењу сигнала шума. За мерење простопериодичних сигнала са малом количином шума, пропусни опсег видео филтра се обично поставља на три до десет пута већу вредност од пропусног опсега међуфреквенцијског филтра.

Учестаност и ниво посматране фреквенцијске компоненте може се прецизно прочитати коришћењем маркера. Маркери имају и разне функције које помажу да се сигнал позиционира и карактерише.

2.8 Питања за проверу знања

1. Скицирати блок шему анализатора спектра са филтром променљиве централне учестаности и објаснити функцију сваког од делова.
2. Скицирати блок шему анализатора спектра чији се рад заснива на хетеродином принципу и објаснити функцију сваког од делова.
3. (а) Објаснити појам лика RF учестаности на улазу миксера анализатора спектра и утицај који ликови имају на спектралну анализу сигнала. (б) Извести услов који треба да испуњава IF учестаност да не би дошло до преклапања опсега RF учестаности са опсегом учестаности њихових ликова. Скицирати опсеге учестаности коришћене у извођењу. (в) Зашто се у савременим Rohde&Schwarz анализаторима спектра користи висока прва IF учестаност, и зашто се повратак на ниску IF учестаност врши у два корака?
4. (а) Објаснити шта се подешава величинама RES BW (RBW) и VIDEO BW (VBW) на Rohde&Schwarz анализатору спектра. (б) Коментарисати како избор ових величина утиче на приказ спектра простопериодичног сигнала и сигнала шума. (в) Навести како SWEEP TIME зависи од RBW и VBW подешавања и објаснити узрок такве зависности.
5. (а) Прецизно објаснити под којим условима се два CW сигнала приближно истих нивоа и релативно блиских учестаности не могу разлучити на анализатору спектра. (б) Прецизно објаснити под којим условима се два CW сигнала веома различитих нивоа и релативно блиских учестаности не могу разлучити на анализатору спектра.
6. (а) Објаснити шта се подешава величинама REF LEVEL и RF ATTEN на Rohde&Schwarz анализатору спектра. (б) Коментарисати како избор RF ATTEN утиче на динамички опсег при мерењу нивоа (основног хармоника) простопериодичног сигнала, а како на мерење другог хармоника простопериодичног сигнала.
7. (а) Навести основне типове тзв. детектора сигнала у анализатору спектра и објаснити принцип рада сваког од њих. (б) Објаснити који детектори су прикладни за мерење простопериодичних сигнала, а који за мерење шума.
8. (а) Објаснити шта је DANL (Displayed Average Noise Level) анализатора спектра. (б) Полазећи од израза за фактор шума анализатора спектра извести израз за DANL. (в) Како промена RBW подешавања утиче на DANL? (г) Која подешавања анализатора спектра утичу на мерење нивоа шума и како их треба подесити ради што поузданијег мерења (шума)?
9. (а) Објаснити настанак хармоника у нелинеарном микроталасном склопу. (б) На основу дијаграма зависности снаге првог и другог хармоника од улазне снаге извести израз за SHI (Second Harmonic Intercept). (в) Навести у ком опсегу вредности је SHI код савремених спектралних анализатора.

10. (а) Објаснити настанак интермодулационих продуката у нелинеарном микроталасном склопу. (б) На основу дијаграма зависности снаге првог хармоника и интермодулационог продукта трећег реда од улазне снаге извести израз за ТОИ (Third Order Intercept). (в) Навести који склоп у спектралним анализаторима узрокује појаву хармоника и у ком опсегу вредности је ТОИ код савремених спектралних анализатора.
11. (а) За задате параметре спектралног анализатора (SHI, TOI и DANL, улазно слабљење нула) скицирати дијаграм зависности релативног нивоа (у односу на ниво сигнала на улазу у миксер анализатора спектра) првог хармоника, другог хармоника, интермодулационог продукта трећег реда и шума. (б) На основу дијаграма из претходне тачке одредити максимални динамички опсег спектралног анализатора и оптимални ниво сигнала на улазу у миксер при мерењу нивоа другог хармоника или мерењу интермодулационих продуката трећег реда.
12. На основу блок шеме спектралног анализатора и начина његовог функционисања објаснити како се може закључити да ли хармоници и интермодулациони продукти потичу од испитиваног сигнала или од анализатора спектра.

2.9 Литература

1. C. Rauscher, *Fundamentals of Spectrum Analysis*, 1st Edition, Rohde & Schwarz, 2001.
2. "Spectrum Analysis Basics," application note 150, Keysight Technologies, 2016.
3. "Understanding Dynamic Signal Analysis," application note, Keysight Technologies, 2014.
4. "Vector Signal Analysis Basics," application note, Keysight Technologies, 2017.
5. "Measuring with Modern Spectrum Analyzers," educational note, Rohde & Schwarz, 2013.
6. "Spectrum Analyzer Fundamentals – Theory and Operation of Modern Spectrum Analyzers," primer, Rohde & Schwarz, 2013.
7. "Interaction of Intermodulation Products between DUT and Spectrum Analyzer," white paper, Rohde & Schwarz, 2013.
8. "Phase Noise Measurements with Spectrum Analyzers of the FSE family," application note, Rohde & Schwarz, 2002.
9. "Spectrum Analyzer R&S FSP," specifications, Rohde & Schwarz, 2004.
10. "Understanding Key Real-Time Spectrum Analyzer Specifications," application note, Anritsu, 2019.
11. "Intermodulation Distortion (IMD) Measurements," application note, Anritsu, 2000.
12. K. McClaning and T. Vito, *Radio Receiver Design*, Noble Publishing Corporation, 2000.

3 Мерење снаге помоћу сензора и мерача снаге

Без обзира на намену електричног сигнала (комуникациону, навигациону, напојну), снага која се њиме преноси једна му је од најважнијих особина. Снага на излазу микроталасних склопова мора бити у одређеним границама да би систем који чине исправно радио. Снага коју преносе радио таласи мора бити довољно велика да би се детектовала у пријемницима, али не сме да прекорачи законом и правилницима прописане вредности. Провера испуњености услова које снага у наведеним (и разним другим) случајевима треба да испуњава врши се њеним мерењем. Различити сигнали карактеришу се различитим врстама снаге. Простопериодични сигнали описују се својом средњом снагом, а за поједине модулисане (телекомуникације) и импулсне (радар) сигнале потребно је знати и снагу анvelope и вршну снагу. За мерење снаге у микроталасном опсегу учестаности (али и на много нижим учестаностима) постоје наменски мерни уређаји: сензори и мерачи снаге. Сензори и мерачи раде у пару: сензор микроталасну (RF) снагу претвара у пропорционални једносмерни (DC) напон, који се затим мери мерачем снаге (заправо, калибрисаним DC волтметром) и приказује на његовој приказној јединици (екрану, дисплеју). У последњих десетак година користе се и мерачи који су интегрисани у сензор, а измерена снага се, у дигиталном облику, прослеђује преносном рачунару коришћењем USB кабла и прикључка (отуда назив USB сензор снаге). Сензори се реализују у различитим технологијама, о чему ћемо говорити у наставку. Осим ових, наменских уређаја за мерење снаге, снага се може мерити и појединим мерним уређајима којима то није основна или једина намена. Типичан пример таквог уређаја је анализатор спектра, који мери снагу сигнала у одређеном фреквенцијском опсегу, задатом RBW филтром (као што је описано у претходном поглављу). Ова фреквенцијска селективност може бити пожељна или не, али свакако омогућава већи динамички опсег мерења снаге у односу на пар сензор-мерач. Међутим, мерна несигурност при мерењу снаге анализатором спектра је знатно већа него при мерењу паром сензор-мерач (грубо, $\pm 0,2\text{dB}$ при мерењу паром сензор-мерач, најмање 10 пута више при мерењу анализатором спектра), па није употребљива ако се тражи највиша тачност. С тим у вези је и комерцијални ефекат—већа гарантована тачност снаге неког уређаја (на пример, предајника) условљава и његову вишу цену.

3.1 Дефиниције снаге и сензори за различите врсте сигнала

Снага која се дисипира на отпорнику отпорности R , на чијим прикључцима постоји електрични сигнал временски променљивог напон $u(t)$ је:

$$p(t) = \frac{u^2(t)}{R}. \quad (3.1.1)$$

Снага дефинисана изразом (3.1.1) мења се током времена и назива се тренутна снага. Постојећи сензори снаге немају довољно брз одзив да би могли да испрате промену тренутне снаге сигнала на микроталасним учестаностима. Стога се мере другачије дефинисане снаге, а најчешће су од интереса простопериодични, модулисани и импулсни сигнали

За простопериодични сигнал, амплитуде U_m и учестаности f_c , чији је тренутни напон $u(t) = U_m \cos(2\pi f_c t)$, дефинишемо средњу снагу P као:

$$P = \frac{1}{T_c} \int_{t_s}^{t_s+T_c} p(t) dt = \frac{U_m^2}{2R}, \quad (3.1.2)$$

где је $T_c = 1/f_c$ периода простопериодичног напона. Средња снага је усредњена тренутна снага током једне периоде сигнала и она не зависи од почетног тренутка усредњавања, t_s . То, међутим, неће бити случај код сигнала са више фреквенцијских компоненти.

Посматрајмо сигнал ограниченог фреквенцијског опсега, централне учестаности f_c и пропусног опсега $2f_m$, где је $f_c \gg f_m$ (модулисани сигнал). Спектралне компоненте сигнала су различитих учестаности, па ће се њихове фазе са протоком времена мењати на различите начине. Последице, амплитуда сигнала мењаће се са учестаношћу f_m , односно са периодом $T_m = 1/f_m$ (криву која описује промену амплитуде са временом зовемо анvelope). Пошто се интеграција (3.1.2) врши у интервалу $T_c \ll T_m$, вредност интеграла у (3.1.2) зависиће од t_s . Стога дефинишемо временски променљиву снагу анvelope:

$$p_e(t) = \frac{1}{T_c} \int_t^{t+T_c} p(\tau) d\tau, \quad (3.1.3)$$

где смо формално заменили t са τ у подинтегралном изразу. Максимална вредност снаге анvelope, P_{ep} , назива се вршна снага анvelope (Peak envelope power). Средњу снагу модулисаног сигнала, P_{avg} , дефинишемо усредњавањем тренутке снаге у току једне периоде анvelope, T_m :

$$P_{avg} = \frac{1}{T_m} \int_{t_s}^{t_s+T_m} p(t) dt, \quad (3.1.4)$$

и она (P_{avg}) практично не зависи од почетног тренутка усредњавања t_s .

Пример модулисаног сигнала је амплитудски модулисани сигнал, напона:

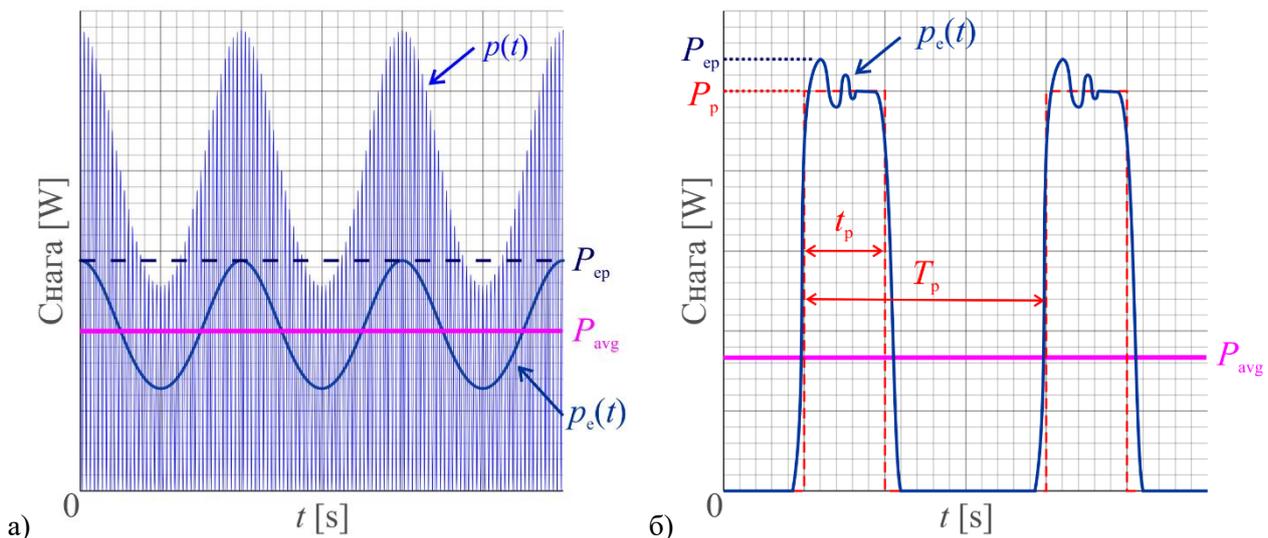
$$u(t) = U_0 (1 + m \cos(2\pi f_m t)) \cos(2\pi f_c t), \quad (3.1.5)$$

где је f_c учестаност простопериодичног носиоца, f_m учестаност простопериодичног модулишућег сигнала, U_0 константан напон и m константан реалан број. На слици 3.1.1а

приказане су тренутна снага $p(t)$, снага анvelope $p_e(t)$, вршна снага анvelope P_{ep} и средња снага P_{avg} амплитудски модулисаног сигнала за $m/U_0 = 0,2$ и $f_c = 20f_m$.

Типично постоје наменски сензори за мерење (само) средње снаге простопериодичног сигнала (CW) или произвољног сигнала (Average), а користе се посебни сензори ако је потребно измерити и вршну снагу анvelope и снимити облик анvelope у функцији времена (Peak and average сензори).

Сигнали у виду поворке импулса најчешће се користе код радара (за модулацију носиоца, простопериодичног или већ амплитудски или фазно модулисаног), а пример оваквог сигнала приказан је на слици 3.1.1б. Снага анvelope сигнала, $p_e(t)$, показује нам да облик импулса одступа од правоугаоног. Брзина промене снаге анvelope може се пратити Peak and average сензором снаге, тако да њиме можемо снимити снагу анvelope $p_e(t)$ и одредити вршну снагу анvelope P_{ep} , као и средњу снагу P_{avg} . Ако нам је на располагању само Average сензор, њиме можемо измерити средњу снагу, P_{avg} , а одатле израчунати снагу импулса P_p , $P_p = P_{avg} T_p / t_p$. Снага P_p ће одговарати снази еквивалентног правоугаоног импулса, те неће бити једнака са P_{ep} . Да бисмо одредили P_p , неопходно је да унапред знамо период понављања импулса T_p и трајање импулса t_p . За поворку у којој се импулси не појављују у правилним временским размацима ова техника рачунања P_p није примењива (грешка би била велика и зависила би од тренутка (тј. интервала) у којем се врши мерење. С друге стране, Peak and average сензори исправно мере и у таквим случајевима, при чему могу да испрате и импулс који се појављује само једном, као и да одреде време узлазне и силазне ивице.



Слика 3.1.1. Дефиниције снаге код а) модулисаног сигнала и б) поворке импулса.

Јединица за снагу је ват [W], формално џул у секунди ($W = J/s$), али се врло често користи логаритамска јединица децибел у односу на миливат (dBm):

$$P_{dBm} = 10 \log_{10} \left(\frac{P[W]}{1mW} \right) [dBm]. \quad (3.1.6)$$

Количник две снаге у логаритамској размери изражава се у децибелима (dB):

$$10 \log_{10} \left(\frac{P_2 [\text{W}]}{P_1 [\text{W}]} \right) [\text{dB}] = P_2 [\text{dBm}] - P_1 [\text{dBm}]. \quad (3.1.7)$$

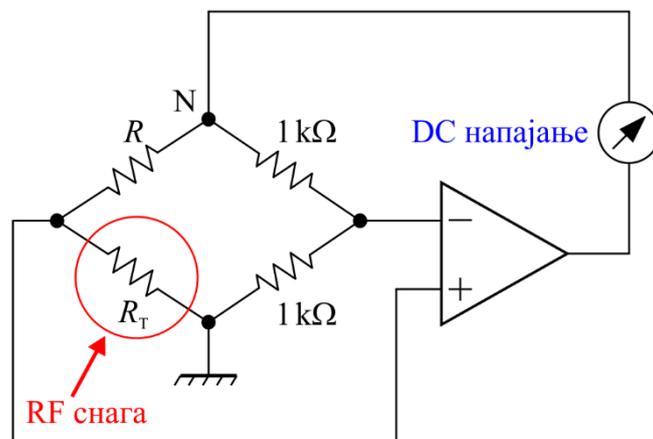
Децибел у односу на миливат је апсолутна јединица, а децибел релативна. Одузимањем две вредности задате у dBm резултат добијамо у dB. Одузимањем две вредности од којих је једна у dBm, а друга у dB, резултат добијамо у dBm.

Савремени сензори се израђују у три различите технологије: са термистором (thermistor), са термопаром (Thermocouple) и са диодом. У наставку ћемо се осврнути на сваку од ових технологија.

3.2 Сензори снаге са термистором

Термистори су врста полупроводника са негативним температурним коефицијентом отпорности—са порастом температуре, отпорност им опада. У сензорима снаге термистор је у виду куглице типичног пречника 0,4 mm са жичаним прикључцима пречника 0,03 mm. Сензор се пакује у кућиште у виду коаксијалне структуре (раније се паковао и у таласоводна кућишта), са коаксијалним конектором за прикључивање на извор снаге која треба да се мери и наменским конектором за повезивање са мерачем снаге.

Сензор са термистором користи се у оквиру самобалансирајућег Витстоновог моста, чија је принципска шема приказана на слици 3.2.1. Термистор је везан у једну грану моста и његова отпорност означена је са R_T , док су у преостале три гране два једнака отпорника од 1 kΩ и отпорник отпорности R (обично 100 Ω или 200 Ω). Диференцијални појачавач контролише DC струју напајања. Повратна спрега обезбеђује да су у уравнотежном стању улази диференцијалног појачавача на истом потенцијалу. Пошто је „–“ улаз појачавача увек на потенцијалу $V_N/2$, отпорност термистора у уравнотеженом стању биће једнака са R , $R_T = R$.



Слика 3.2.1. Термистор у Витстоновом самобалансирајућем мосту.

Микроталасна (RF) снага доводи се на прикључке термистора. На термистору постоји и DC снага из DC напајања. Обе снаге загревају термистор и снижавају му отпорност. Загревање

термистора не зависи од врсте сигнала којим се термистор побуђује, већ само од укупне примењене снаге.

У уравнотеженом стању када нема RF побуде термистора, DC снага загревања термистора биће таква да важи $R_T = R$. То је обезбеђено одговарајућим (само)подешавањем DC напајања. Нека је потенцијал тачке N у овом стању V_{N0} . Када доведемо RF побуду на термистор, он ће се додатно загрејати и отпорност ће му опати. Тиме ће опати потенцијал „+“ улаза операционог појачавача, на чијем излазу ће се генерисати сигнал за смањивање DC напајања, све док отпорност термистора не опадне, тако да поново важи $R_T = R$. Нека је потенцијал тачке N у овом стању V_{N1} . Пошто је укупна снага загревања термистора у оба стања иста, важи:

$$\frac{V_{N0}^2}{4R} = P_{RF} + \frac{V_{N1}^2}{4R}. \quad (3.2.1)$$

Из (3.2.1) се, на основу измерених DC потенцијала V_{N0} и V_{N1} , може израчунати средња RF снага P_{RF} . Мерена RF снага једнака је промени DC снаге (DC снага смањи се за износ примењене RF снаге), па се ова техника, којом се може мерити апсолутна снага, назива „DC замена“ (DC substitution). Иначе, зависност отпорности термистора од снаге којом се побуђује је изразито нелинеарна, али то овде није важно, јер самобалансирајући мост отпорност термистора „држи“ на константној вредности.

Уобичајено се у сензор уграђују два термистора, од којих се на само један доводи RF побуда, док други служи за температуру компензацију. Мерач снаге садржи два самобалансирајућа моста, попут оног на слици 3.2.1, од којих је у један мост прикључен термистор који се побуђује RF снагом, а у други термистор на који се не доводи RF побуда, већ се резултати мерења његових потенцијала у два стања (без RF побуде и са RF побудом) користе да се коригује резултат дат изразом (3.2.1). На тај начин се минимизира утицај амбијенталне температуре на резултате мерења RF снаге. Поред два самобалансирајућа моста, мерач садржи и склопове за дигитализацију измерених потенцијала (у новијој изведби, старији мерачи снаге користили су DC волтметре), обраду и приказ резултата.

Комбинација сензора са термистором и одговарајућег мерача снаге има најмању мерну несигурност међу сличним комбинацијама који користе преостале две технологије (термопар и диоду). Такође, она мери укупну снагу загревања (без обзира на то каква је комбинација сигнала на улазу у сензор), па спада у такозване „истинске“ мераче средње снаге (true power). (Приметимо овде да анализатор спектра мери снагу тако што најпре измери напон, као у изразу (3.1.1), док комбинација сензора и мерача снаге ту снагу мери директно). Међутим, сензори снаге са термистором имају скромну осетљивост, тј. најнижу снагу коју могу да мере (данас поједини произвођачи специфицирају -30 dBm , а у јеку примене ове технологије, педесетих и шездесетих година прошлог века, -20 dBm је био стандард). Недостаци су и невелики динамички опсег (од -20 dBm , или -30 dBm , до 10 dBm), релативно дуго време потребно за мерење (од тренутка довођења RF побуде на термистор до тренутка успостављања стабилне температура термистора) и релативно низак ниво сигнала при којем долази до оштећења термистора (око 20 dBm).

Због наведених недостатака, сензори са термистором данас постоје скоро искључиво ради коришћења за калибрацију других сензора снаге. Наиме, најтачнији стандарди за мерење снаге раде на принципу калориметара, склопова који мере снагу загревања течности (обично воде), коришћењем DC substitution технике (која се, као што смо видели, заснива на мерењу DC напона и отпорности, које је веома поуздано). Калориметрима се могу калибрисати сензори снаге који користе DC substitution технику—сензори снаге са термисторима (видећемо касније који параметри сензора се калибришу), а ови се даље могу користити за калибрацију сензора снаге израђених у другим технологијама.

3.3 Сензори снаге са термопаром

Сензори са термопаром базирају се на два електрична ефекта. Први је да се загревањем једног краја цилиндричног проводника јавља разлика потенцијала између његових крајева („топлог“ и „хладног“). Други је да се спајањем крајева два различита проводника јавља разлика потенцијала између њихових слободних крајева. Комбиновањем ова два ефекта (ради њиховог сабирања) добија се термопар који се користи у сензорима снаге. Загревањем „топлог“ краја термопара RF снагом, на „хладном“ крају ће се генерисати DC напон пропорционалан снази загревања, односно RF снази. Пошто се базира на мерењу загревања које узрокује примењена RF снага, и сензор са термопаром не прави разлику између врсте сигнала на улазу (и њихових комбинација), односно мери праву средњу снагу улазног сигнала.

Од средине седамдесетих година прошлог века (када преузимају примат над сензорима снаге са термисторима) до данас, термопарови се израђују у полупроводничкој технологији (уз коришћење технологије „танког филма“). Уобичајено се у сензор снаге пакују по два термопара (због побољшања осетљивости, али и из техничких разлога). Однос (излазног) DC напона и (улазне) RF снаге је око $160 \mu\text{V}/\text{mW}$. Осетљивост термопара је око -30 dBm , а максимална снага је на старијим моделима била ограничена на 20 dBm (24 dBm одговара температури загревања од око 500°C , при којој долази до физичког оштећења чипа).

Мерач снаге заснован на сензору са термопаром треба да измери релативно мале DC напоне, који могу бити лако замаскирани шумом. Стога се DC напон на излазу термопара (у сензору снаге) прекида у устаљеном ритму (у колу које се назива chopper), дајући на свом излазу правоугаону поворку импулса, учестаности 220 Hz и амплитуде једнаке DC напону. Овакав сигнал је много имунији на шум. Такође, сигнал се појачава и у сензору снаге (како би се умањило ефекат слабљења кроз кабл који повезује сензор са мерачем снаге) и у мерачу снаге. Мерење снаге сензором са термопаром је процес без повратне спреге (open-loop процес). (Супротно је код термистора—повратна спрега у самобалансирајућем мосту обезбеђује апсолутно мерење снаге.) Стога у мерачу снаге постоји референтни осцилатор, обично учестаности 50 MHz и снаге 1 mW , којим се врши калибрација мерења (сензор снаге се повеже на прикључак, обично N-конектор, референтног осцилатора, и посебним завртњем се подеси да екран мерача снаге показује 1 mW). Тачност мерења снаге 1 mW ће након калибрације бити веома добра, а тачност мерења ће почети значајније да опада при снагама већим 10 mW , због нелинеарности карактеристике (излазни) DC напон – (улазна) RF снага.

На слици 3.3.1а приказан је сензор снаге са термопаром HP 8481А (представљен 1974. године и у међувремену замењен новијим верзијама). Поседује (мушки) N-конектор за повезивање са извором RF снаге коју треба измерити. Са доње стране налази се прикључак за повезивање са мерачем снаге. На етикети је упутство за калибрацију, а у жутом правоугаонику упозорење о максимално допустивој RF снази на улазу сензора (300 mW ако је реч о средњој снази, односно 15 W вршне снаге у временском интервалу од 2 μ s). Време одзива овог сензора знатно је веће од 120 μ s (колико износи „термална“ временска константа сензора). За мерење са овим сензором представљен је (дигитални) мерач снаге HP 436А, приказан на слици 3.3.1б. У доњем левом углу је прикључак за прикључивање кабла који води од сензора, десно од њега ротационо дугме за подешавање калибрационог фактора сензора снаге (о томе ћемо говорити касније), а између њих завртањ (CAL ADJ) за подешавање снаге приликом калибрације. Референтни осцилатор (1 mW, 50 MHz) се на сензор снаге прикључује директно, преко (женског) конектора. Сензор снаге се преко наменског кабла повезује са мерачем снаге, затим се сензор прикључује на референтни осцилатор и врши се калибрација, да би се коначно сензор повезао са извором RF снаге и извршило мерење. Измерену снагу могуће је приказати у ватима или децибелима у односу на миливат.



Слика 3.3.1. а) Сензор снаге са термопаром и б) одговарајући мерач снаге.

3.4 Сензори снаге са диодом

Сензори снаге са диодом раде на принципу конверзије RF сигнала у DC сигнал чији је напон пропорционалан снази улазног сигнала. Да би овај принцип функционисао на вишим микроталасним учестаностима, потребне су диоде са довољно брзим одзивом. Први сензори снаге засновани на „брзим“ Шотки диодама (low-barrier Schottky—LBS) појавили су се 1975. године, а 1987. године уследиле су и сензори снаге са напреднијим диодама, заснованим на Галијум–Арсениду као полупроводном материјалу. Ове диоде познате су по имену технологије у којој се израђују—PDB (planar-doped-barrier) диоде.

Основна електрична шема сензора снаге са диодом приказана је на слици 3.4.1. На овој (веома упрошћеној) шеми су преостале само компоненте које представљају есенцију принципа рада сензора—генератор временски простопериодичног напона u_{in} , амплитуде U_{in} и кружне

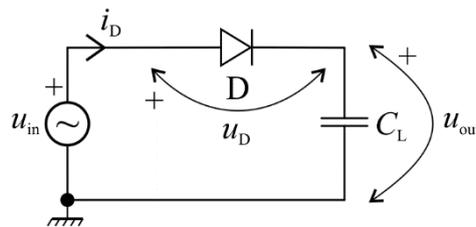
учестаности ω_0 , $u_{in} = U_{in} \cos(\omega_0 t)$, диода D и кондензатор капацитивности C_L , на којем се генерише излазни напон сензора, u_{out} . Зависност између струје диоде, i_D и напона диоде, u_D , за референтне смерове са слике 3.4.1 уобичајено се даје изразом

$$i_D = I_S (e^{\alpha u_D} - 1), \quad (3.4.1)$$

где је I_S струја засићења, која зависи од температуре, а коефицијент α дат је изразом

$$\alpha = \frac{q}{nkT}, \quad (3.4.2)$$

где је $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C елементарно наелектрисање, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K Болцманова константа, T температура средине у Келвинима и n корекциона константа која треба да усагласи израз (3.4.1) са експерименталним резултатима, а за диоде у сензорима обично је $n \approx 1,1$. За температуру диоде $T = 290$ K, добија се да је коефицијент α нешто већи од 36, па ћемо у даљој анализи усвојити да је $\alpha = 36 \text{ V}^{-1}$.



Слика 3.4.1. Основна шема диодног сензора снаге.

За електрично коло на слици 3.4.1 не постоји аналитичко решење за напон u_{out} , па ћемо прибећи извесним упрошћењима како бисмо добили решење које квалитативно описује принцип рада сензора. С обзиром на нелинеарну природу диоде, очекујемо да ће излазни напон u_{out} у општем случају имати DC компоненту и хармонике (простопериодичне напоне на учестаностима једнаким целобројном умношку учестаности улазног сигнала). Претпоставићемо да напон u_{out} има само DC компоненту, U_{out} (тј. да је капацитивност C_L таква да представља кратак спој за хармонике). Замењујући израз за напон диоде у колу са слике 3.4.1, $u_D = u_{in} - u_{out}$, у (3.4.1) добијамо:

$$i_D = I_S \left(e^{\alpha (U_{in} \cos(\omega_0 t) - U_{out})} - 1 \right). \quad (3.4.3)$$

Средњу вредност струје диоде, I_D , добијамо из израза:

$$I_D = I_S \left(e^{-\alpha U_{out}} \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} e^{\alpha U_{in} \cos(\omega_0 t)} dt - 1 \right), \quad (3.4.4)$$

где је $T_0 = 2\pi/\omega_0$. Друга претпоставка коју ћемо учинити је да је $I_D = 0$ (што се може постићи везивањем појачавача велике улазне импедансе на излаз овог сензора), на основу које се израз (3.4.4) своди на

$$\frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} e^{\alpha U_{in} \cos(\omega_0 t)} dt = e^{\alpha U_{out}}. \quad (3.4.5)$$

Да бисмо решили интеграл с леве стране израза (3.4.5), увешћемо модификоване Беселове функције прве врсте, коришћењем развоја

$$e^{\frac{z}{2} \left(t + \frac{1}{t} \right)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n(z) t^n. \quad (3.4.6)$$

С леве стране једнакости (3.4.6) је функција генератриса модификованих Беселових функција прве врсте, а с десне стране развој те функције у Лоранов ред, где су чланови реда $I_n(z)$, који се израчунавају преко израза

$$I_n(z) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{m!(n+m)!} \left(\frac{z}{2} \right)^{n+2m}, \quad (3.4.7)$$

модификоване Беселове функције прве врсте. У (3.4.7) n је ненегативан цео број, а z , у општем случају, комплексна променљива.

Увођењем смене $t = e^{j\theta}$, где је θ реалан број, (3.4.6) се своди на:

$$e^{z \cos \theta} = I_0(z) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(z) \cos(n\theta). \quad (3.4.8)$$

Коришћењем (3.4.8), подинтегрална функција у (3.4.5) може се написати као

$$e^{\alpha U_{in} \cos(\omega_0 t)} = I_0(\alpha U_{in}) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(\alpha U_{in}) \cos(n\omega_0 t), \quad (3.4.9)$$

одакле се добија вредност интеграла у (3.4.5)

$$\frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} e^{\alpha U_{in} \cos(\omega_0 t)} dt = I_0(\alpha U_{in}). \quad (3.4.10)$$

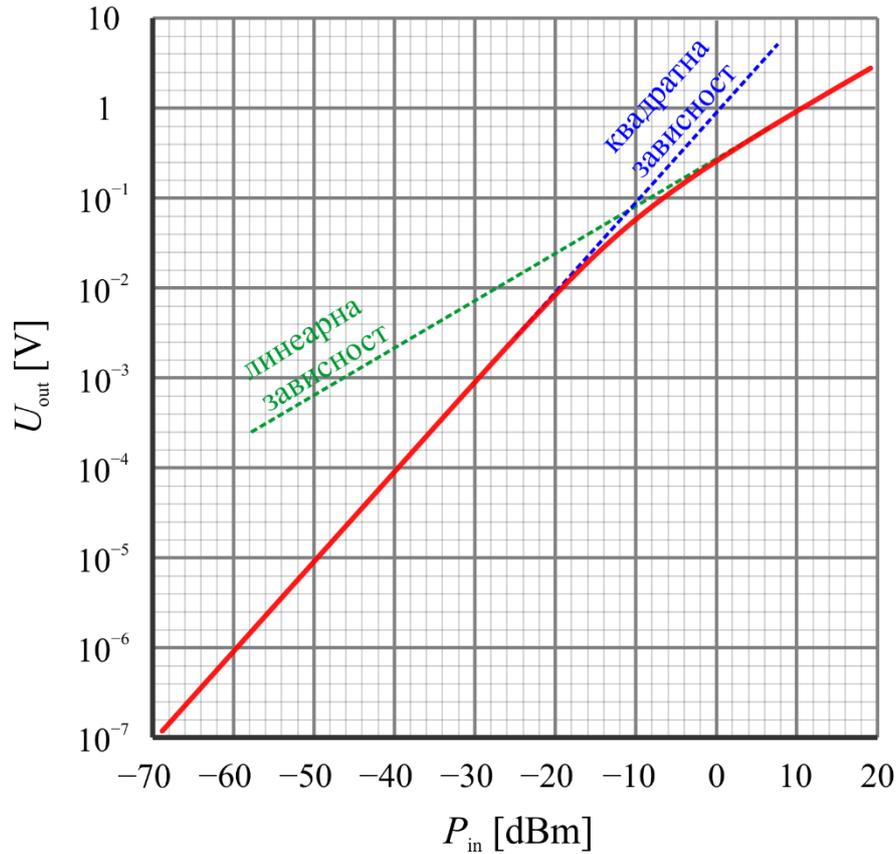
Из (3.4.5) и (3.4.10) следи вредност напона U_{out} ,

$$U_{out} = \frac{1}{\alpha} \ln(I_0(\alpha U_{in})). \quad (3.4.11)$$

Зависност напона на излазу сензора, U_{out} (у логаритамској размери), од средње снаге простопериодичног генератора на улазу сензора, у децибелима у односу на миливат, P_{in} [dBm]

$$P_{\text{in}} [\text{dBm}] = 10 \log_{10} \frac{(U_{\text{in}}/\sqrt{2})^2 / 50 \Omega}{1 \text{ mW}}, \quad (3.4.12)$$

приказана је на слици 3.4.2. Као што смо рекли раније, усвојили смо $\alpha = 36 \text{ V}^{-1}$.



Слика 3.4.2. Зависност напона на излазу сензора, у логаритамској размери, од снаге улазног сигнала.

Пошто су обе величине на слици 3.4.2 у логаритамској размери, директним посматрањем криве зависности могуће је закључити да она има две асимптоте. Прва асимптота описује криву за ниже вредности $P_{\text{in}} [\text{dBm}]$, до -20 dBm . Из израза (3.4.12) следи да улазној снази $P_{\text{in}} [\text{dBm}] = -20 \text{ dBm}$ одговара амплитуда улазног напона $U_{\text{in}} = 31,6 \text{ mV}$. Стога за улазне снаге $P_{\text{in}} [\text{dBm}] \leq -20 \text{ dBm}$ важи $\alpha U_{\text{in}} \leq 1,13842$, па $I_0(\alpha U_{\text{in}})$ у (3.4.11) може да се представи само са прва два члана суме (3.4.7), $1 + z^2/4$, чиме се (3.4.11) своди на:

$$U_{\text{out}} = \frac{1}{\alpha} \ln \left(1 + \frac{1}{4} (\alpha U_{\text{in}})^2 \right) \approx \frac{1}{4} \alpha U_{\text{in}}^2. \quad (3.4.13)$$

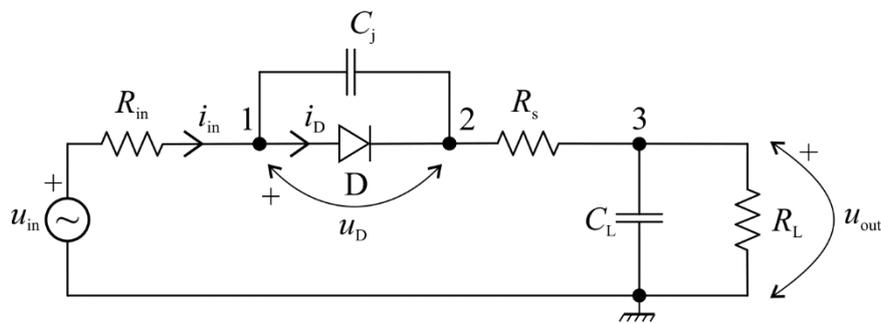
Дакле, за улазне снаге до -20 dBm важи израз (3.4.13)—излазни напон сензора пропорционалан је квадрату улазног напона, односно улазној снази. Мерењем излазног напона U_{out} и познавањем коефицијента пропорционалности сензора можемо да одредимо улазни снагу, што нам је и био циљ. Улазне снаге испод -70 dBm маскиране су шумом. Овај део карактеристике сензора, за улазне снаге приближно у опсегу од -70 dBm до -20 dBm , познат

је као опсег квадратне зависности (square-law, true RMS и average detection су термини који се користе у литератури).

Друга асимптота описује криву за више вредности P_{in} [dBm], изнад 0 dBm. За улазне снаге изнад -10 dBm израз (3.4.11) може се веома тачно апроксимирати изразом

$$U_{out} = U_{in} - \frac{1}{2\alpha} \ln(2\pi\alpha U_{in}), \quad (3.4.14)$$

при чему се за улазне снаге изнад 10 dBm други члан с десне стране (3.4.14) може занемарити, односно излазни DC напон U_{out} биће практично једнак амплитуди улазног RF напона U_{in} . Овај део карактеристике сензора, за улазне снаге изнад 10 dBm (у пракси, за реалне сензоре, изнад 0 dBm), познат је као опсег линеарне зависности (linear detection и peak detection су термини који се користе у литератури).



Слика 3.4.3. Шема диодног сензора снаге.

Потпунија шема сензора снаге са диодом приказана је на слици 3.4.3. У односу на основну шему са слике 3.4.1, додата је унутрашња отпорност генератора на улазу—извора сигнала чију снагу меримо (R_{in}), капацитивност (C_j) и отпорност (R_s) спојева диоде, а на излазу је додато и (коначно) резистивно оптерећење (R_s). Оно што, пре свега, недостаје на овој шеми је отпорник (евентуално и други елементи) за прилагођење између чвора 1 и масе, а у мањој мери паразитна капацитивност паковања диоде (између чворова 1 и 3) и паразитна индуктивност паковања диоде (између чвора 1 и отпорника R_{in}). Занемарили смо и евентуалну зависност појединих параметара кола (нпр. C_j) од побуде и температуре. Треба напоменути да је за PDB диоде $C_j \leq 0,02$ pF и готово не зависи од побуде. Такође, за неке примене потребно је спречити да DC сигнал са улаза (који, на пример, служи за напајање појединих компоненти склопа којем се прослеђује RF снага) доспе на сензор снаге и доведе до грешке при мерењу, па се на улазу сензора (између чвора 1 и отпорника R_{in}) прикључује DC „блокирајући“ кондензатор (DC block), у ком случају је обично потребна и RF пригушница (RF choke)—калем између чвора 1 и масе, који би обезбедио затворен струјни пут за DC сигнал сензора (излазни напон има DC компоненту). Ови елементи би донекле учинили анализу сложенијом, али је принцип решавања сензорског кола, који желимо да прикажемо, исти. Побуда у шеми са слике 3.4.3 је иста као и на шеми са слике 3.4.1 (просто периодична), а желимо да одредимо напон на излазу сензора, u_{out} . Приметимо и да је формални улаз у сензор између чвора 1 и масе. Ако је R_{in}

једнако улазној импеданси сензора, што се постиже поменутиим отпорником за прилагођење који смо изоставили са ове шеме (а који ћемо размотрити касније), напон на улазу сензора једнак је половини напона u_{in} .

Једначине за ово електрично коло по првом и другом Кирхофовом закону гласе:

$$i_{in} = i_D + C_j \frac{\partial u_D}{\partial t} = C_L \frac{\partial u_{out}}{\partial t} + \frac{u_{out}}{R_L}, \quad (3.4.15)$$

$$u_{in} = (R_{in} + R_s) i_{in} + u_D + u_{out}. \quad (3.4.16)$$

Једначинама (3.4.15) и (3.4.16) треба додати и једначину (3.4.1)—везу између напона и струје диоде. Пошто ће одзиви у колу зависити и од температуре, користимо парцијалне изводе по времену. Да бисмо добили диференцијалну једначину у којој фигуришу само побуда u_{in} и одзив u_{out} , најпре ћемо једначину (3.4.16) диференцирати по времену, изразити члан $\partial u_D / \partial t$ коришћењем прве једнакости у (3.4.15), а затим изразити i_{in} и $\partial i_{in} / \partial t$ коришћењем друге једнакости у (3.4.15), након чега добијамо:

$$\frac{\partial u_{in}}{\partial t} = C_L (R_{in} + R_s) \frac{\partial^2 u_{out}}{\partial t^2} + \left(\frac{R_{in} + R_s}{R_L} + \frac{C_L}{C_j} + 1 \right) \frac{\partial u_{out}}{\partial t} + \frac{1}{C_j R_L} u_{out} - \frac{1}{C_j} I_s (e^{\alpha u_D} - 1). \quad (3.4.17)$$

У последњем члану израза (3.4.17) фигурише напон u_D , који ћемо изразити из једначине (3.4.16), а i_{in} ћемо изразити коришћењем друге једнакости у (3.4.15), чиме добијамо:

$$u_D = u_{in} - \left(1 + \frac{R_{in} + R_s}{R_L} \right) u_{out} - (R_{in} + R_s) C_L \frac{\partial u_{out}}{\partial t}. \quad (3.4.18)$$

Заменом (3.4.18) у (3.4.17) добијамо диференцијалну једначину:

$$y + y' - \frac{C_j}{C_L} \left(x' - y' - \frac{R_{in} + R_s}{R_L} (y' + y'') \right) - a R_L I_s \left(e^{\left(x - y - \frac{R_{in} + R_s}{R_L} (y + y') \right)} - 1 \right) = 0, \quad (3.4.19)$$

где су $x = \alpha u_{in}$, $y = \alpha u_{out}$, $x' = \partial x / \partial \tau$, $y' = \partial y / \partial \tau$, $y'' = \partial^2 y / \partial \tau^2$ и $\tau = t / R_L C_L$. Ова једначина се за потребе решавања Риц–Галеркиновом техником формално представља у облику

$$\xi \left(x, y, \frac{\partial}{\partial \tau}, \frac{\partial^2}{\partial \tau^2} \right) = 0, \quad (3.4.20)$$

где је ξ нелинеарни оператор, дефинисан релацијом (3.4.19). Побуда је у облику $x = \alpha U_{in} \cos(\omega_n \tau)$, где је $\omega_n = R_L C_L \omega_0$, а апроксимативно решење за y , y_a , усваја се у облику

$$y_a = \sum_{k=0}^m Y_k \cos(k \omega_n \tau + \theta_k), \quad (3.4.21)$$

где су непознати коефицијенти Y_k амплитуде хармоника излазног сигнала (специјално, за $k = 0$ имамо DC компоненту излазног напона). Заменом y_a у (3.4.20), та једначина неће бити егзактно задовољена, већ ћемо добити резидијум (грешку), $e(\tau)$:

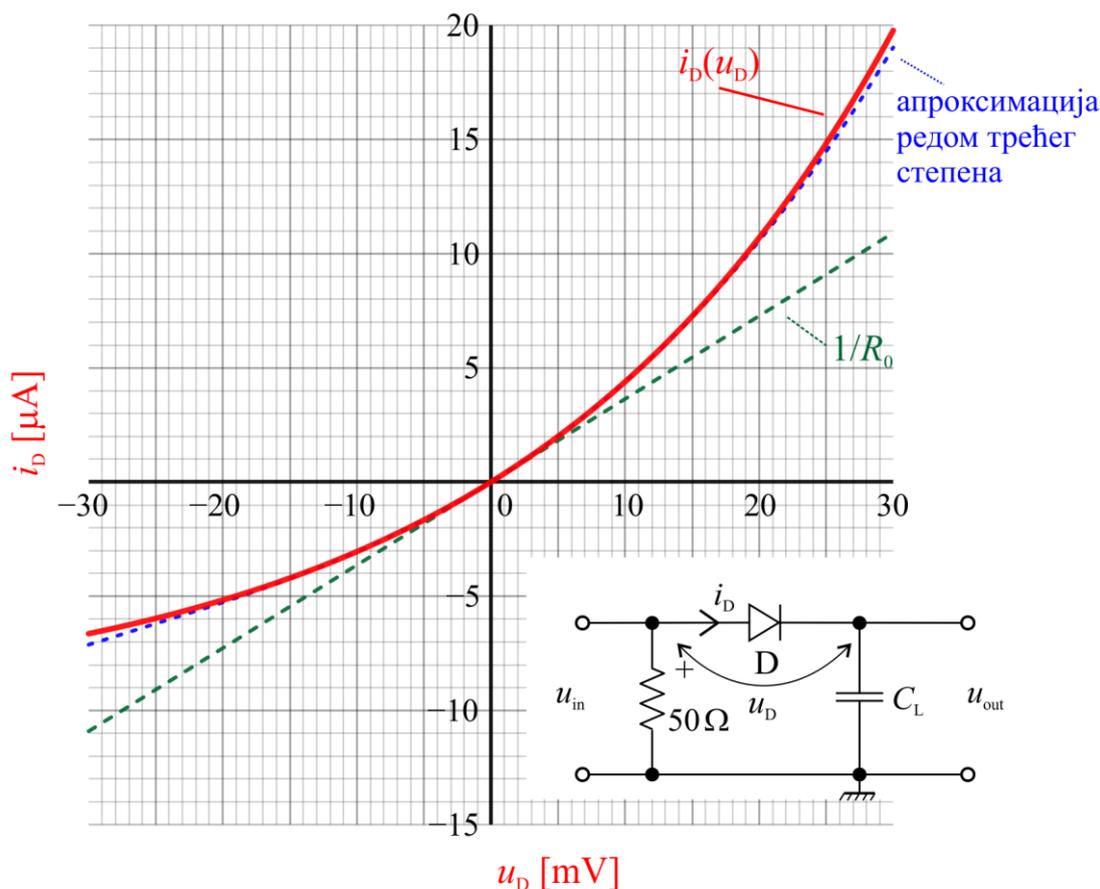
$$\xi\left(x, y_a, \frac{\partial}{\partial \tau}, \frac{\partial^2}{\partial \tau^2}\right) = e(\tau). \quad (3.4.22)$$

Минимизација грешке постиже се задовољавањем услова

$$\int_0^{2\pi/\omega_n} e(\tau) \cos(k\omega_n \tau + \theta_k) d\tau = 0, \quad k = 0, \dots, m. \quad (3.4.23)$$

Непознати коефицијенти Y_k добијају се решавањем система једначина (3.4.23). Не улазећи даље у проблематику решавања, констатујмо само да ће у општем случају решење (излазни напон) имати DC компоненту и одређени број (значајних) хармоника.

Због непостојања аналитичког решења за електрично коло диодног сензора снаге, често се пројектовању приступа коришћењем софтверских симулатора и подешавањем израђених прототипова. Такође, избор појединих параметара разматра се на упрошћеним шемама сензора.



Слика 3.4.4. Типична струјно-напонска карактеристика диоде у сензору снаге и упрошћена шема диодног сензора снаге са отпорником од 50 ома за прилагођење.

При разматрању прилагођења сензора на извор RF сигнала чију снагу меримо (а за који очекујемо му је унутрашња импеданса 50Ω), као и осетљивости сензора, значајну улогу има отпорност диоде. Типична струјно-напонска карактеристика диоде, $i_D(u_D)$, која се користи у сензорима снаге, у околини координатног почетка, дата је изразом (3.4.1) и приказана је на графику слике 3.4.4.

Отпорност диоде у околини координатног почетка, R_0 , добија се диференцирањем израза (3.4.1) и износи:

$$R_0 = \frac{1}{\alpha I_S}. \quad (3.4.24)$$

Ова отпорност је веома зависна од температуре—поред тога што α , према изразу (3.4.2), зависи од температуре и инверзна струја засићења диоде, I_S , такође је температурно зависна. За LBS диоде, на пример, I_S се удвостручује при порасту температуре за 10°C . Зато се прилагођењу сензора на извор улазног сигнала обично приступа прикључивањем отпорника отпорности 50Ω паралелно улазу, као на шеми уметнутој на график слике 3.4.4 и избором струје I_S тако да R_0 буде знатно веће од 50Ω , како би њихова паралелна веза била што мање зависна од температуре. С друге стране, повећањем R_0 смањује се осетљивост сензора (биће мањи напон на његовом излазу). Као компромисна вредност обично се усваја (тј. пројектује диода тако да је) $I_S \approx 10 \mu\text{A}$, одакле је $R_0 \approx 2,75 \text{ k}\Omega$ (за $\alpha \approx 36,36 \text{ V}^{-1}$).

Струја диоде, дата изразом (3.4.1) може се у околини координатног почетка развити у степени (Тејлоров) ред:

$$i_D = I_S \left(\alpha u_D + \frac{(\alpha u_D)^2}{2!} + \frac{(\alpha u_D)^3}{3!} + \dots \right). \quad (3.4.25)$$

На графику слике 3.4.4 приказани су први члан ред, представљен правом $1/R_0$, као и струја диоде апроксимирана са прва три члана реда написана у изразу (3.4.25)—видимо да се она изузетно добро поклапа са егзактном струјом диоде у опсегу $|u_D| \leq 20 \text{ mV}$, а веома добро и у преосталом делу. Сматрајући да је капацитивност C_L (на шеми диодног детектора на слици 3.4.4) изабрана тако да се потискује све компоненте које нису DC, само парни степени у развоју (3.4.25) утичу на излазни напон (непарни степени не производе DC компоненте). Дакле, док год члан развоја четвртог степена не постане значајан у суми (3.4.25), излазни напон сензора биће пропорционалан квадрату улазног напона (тј. улазној снази), односно кажемо да диода ради у квадратном делу карактеристике. За $|u_D| = 30 \text{ mV}$ члан развоја четвртог степена мањи је члана развоја другог степена 10 пута, те се може сматрати да је диода у квадратном делу карактеристика у читавом опсегу приказаном на графику слике 3.4.4. Заправо, квадратни део карактеристике диоде и квадратна зависност карактеристике сензора снаге са слике 3.4.2 су истоветни појмови, који се обично исказују преко снаге на улазу сензора—ако је улазна снага између -70 dBm до -20 dBm налазимо се на „квadratном“ делу карактеристике (напон

на излазу сензора пропорционалан је снази на улазу у сензор), између -20 dBm и 0 dBm имамо „прелазни“ део карактеристике, а преко 0 dBm улазимо у „линеарни“ део карактеристике (напон на излазу сензора пропорционалан је напону на улазу у сензор).

Типичан диодни сензор снаге из средине седамдесетих година двадесетог века, заснован на LBS диоди, HP 8484A приказан је на слици 3.4.5а. На полеђини је уцртана фреквенцијска зависност калибрационог фактора (CAL FACTOR), величине која описује несавршеност сензора и о којој ћемо говорити касније. Овај диодни сензор снаге, као и сензори снаге са термопаром и термистором, служи за мерење средње снаге извора сигнала на који је прикључен. Међутим, за разлику од сензора снаге са термопаром и термистором, који су засновани на мерењу загревања (температурно зависног елемента сензора) RF снагом и увек дају средњу снагу (у допуштеном опсегу улазне снаге), диодни сензор се заснива на карактеристици диоде и исправно ће мерити средњу снагу само ако је улазна снага таква да је диода у квадратном делу карактеристике.

За диодне детекторе користе се исти мерачи снаге као и за сензоре са термопаром. Оба сензора дају мали DC напон пропорционалан RF снази (диодни сензор даје приближно 50 mV за улазни снагу -70 dBm), који се обрађује и мери на исти начин. Снага референтног осцилатора (за калибрацију мерења—простопериодични сигнал учестаности 50 MHz) од 0 dBm је (отприлике) на средини опсега снаге коју мери сензор са термопаром (спецификација за HP 8481A је од -35 dBm до 20 dBm), али је ван мерног опсега диодног сензора (спецификација за HP 8484A је од -65 dBm до -20 dBm). Зато се уз диодне детекторе испоручује и атенуатор, слабљења 30 dB и малог коефицијента стојећих таласа (око $1,05$), који се прикључује између референтног осцилатора и диодног сензора снаге при калибрацији.

С обзиром да покривају различите опсеге снаге, сензори снаге са термопаром и диодом користили су се у пару и приближно покривали опсег од -70 dBm до 20 dBm. Такав пар предствљају HP 8481A (сензор са термопаром) и HP 8484A (сензор са диодом) приказани на слици 3.4.5б.



Слика 3.4.5. а) Диодни сензор снаге HP 8484A са назначеним калибрационим факторима и б) сензори снаге са термопаром HP 8481A и диодом HP 8484A са назначеним опсезима снаге.

Већ смо рекли да сензори са термистором и термопаром мере средњу снагу улазног сигнала, без обзира на његов облик. То ће важити и за диодни сензор, под условом да снага ниједне компоненте не излази из квадратне карактеристике сензора (слика 3.4.2). Ограничићемо се на анализу произвољних периодичних сигнала, који ће, у општем случају, имати компоненту на основној учестаности f_0 и хармонике на учестаностима nf_0 , где је n цео позитиван број.

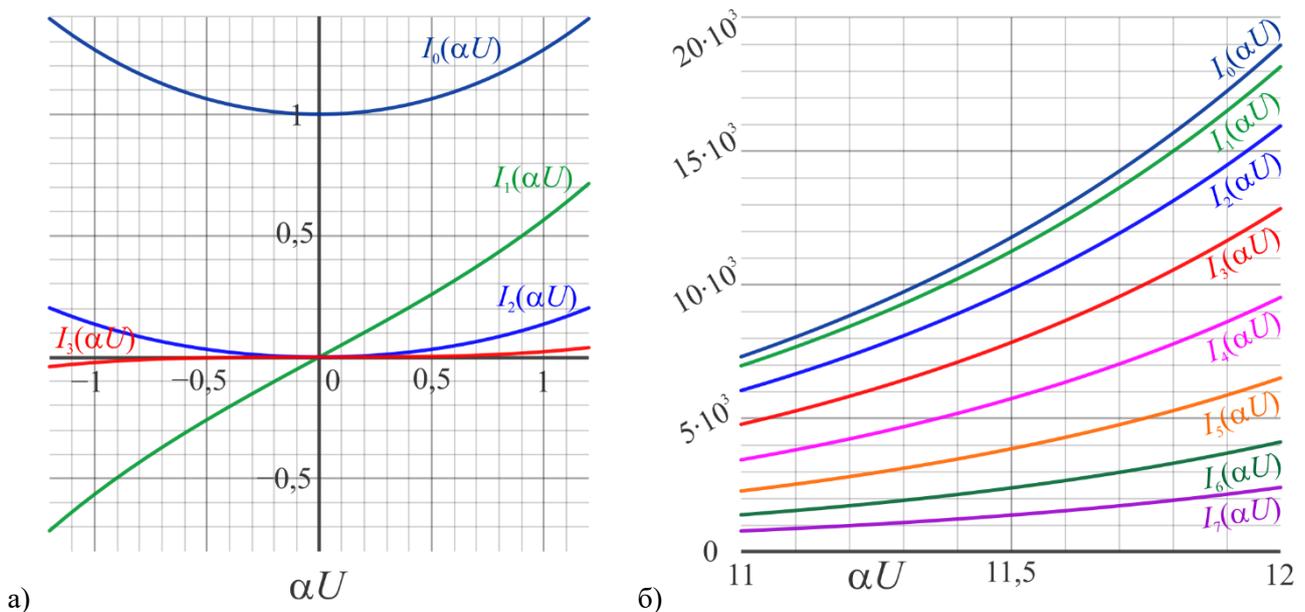
Доведимо сигнал напона u_{in} :

$$u_{in} = U_1 \cos(\omega_0 t) + U_2 \cos(2\omega_0 t), \quad (3.4.26)$$

где су U_1 и U_2 амплитуде основне компоненте и другог хармоника, а $\omega_0 = 2\pi f_0$ кружна учестаност основне компоненте, на улаз сензора снаге са слике 3.4.1. Ако претпоставимо да је на излазу сензора само DC компонента напона, U_{out} , из услова да је средња струја диоде једнака нули добијамо једначину сличну једначини (3.4.5):

$$\frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} e^{\alpha U_1 \cos(\omega_0 t)} e^{\alpha U_2 \cos(2\omega_0 t)} dt = e^{\alpha U_{out}}, \quad (3.4.27)$$

где је $T_0 = 2\pi/\omega_0$. Обе подинтегралне експоненцијалне функције можемо развити у ред (3.4.9), након чега се може извршити множење чланова та два реда и интеграција. Интеграл ће бити различит од нуле за све продукте множења који не садрже чинилац $\cos(n\omega_0 t)$, где је n цео позитиван број. То ће, поред продукта $I_0(\alpha U_1)I_0(\alpha U_2)$, бити и сви продукти који су резултат множења чланова који садрже $\cos(n\omega_0 t)$ са истим n . На пример, множењем чланова $2I_2(\alpha U_1)\cos(2\omega_0 t)$ и $2I_1(\alpha U_2)\cos(2\omega_0 t)$ добијамо $2I_2(\alpha U_1)I_1(\alpha U_2)(1 + \cos(4\omega_0 t))$, односно продукт множења $2I_2(\alpha U_1)I_1(\alpha U_2)$ је без чиниоца $\cos(n\omega_0 t)$.



Слика 3.4.6. Модификоване Беселове функције прве врсте за параметар αU који одговара улазnoj снази: а) у квадратном делу карактеристике сензора и б) на почетку линеарног дела карактеристике.

Ако вредности параметра αU (за обе компоненте улазног сигнала) одговарају квадратном делу карактеристике сензора (као што смо објаснили раније, $\alpha U \leq 1,13842$), $I_0(\alpha U)$ је знатно веће од осталих $I_n(\alpha U)$, као што је приказано на слици 3.4.6а. При томе, $I_0(\alpha U)$ се у посматраном опсегу релативно мало мења, док остали $I_n(\alpha U)$ значајно опадају са смањивањем параметра αU . Стога можемо сматрати да је међу свим продукцијама чији интеграл у (3.4.27) није једнак нули, значајан само $I_0(\alpha U_1)I_0(\alpha U_2)$, па се интеграл у (3.4.27) своди на

$$\frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} e^{\alpha U_1 \cos(\omega_0 t)} e^{\alpha U_2 \cos(2\omega_0 t)} dt \approx I_0(\alpha U_1) I_0(\alpha U_2). \quad (3.4.28)$$

На основу (3.4.27) и (3.4.28) добијамо израз за напон на излазу сензора, U_{out} :

$$U_{\text{out}} = \frac{1}{\alpha} \ln(I_0(\alpha U_1)) + \frac{1}{\alpha} \ln(I_0(\alpha U_2)). \quad (3.4.29)$$

Коришћењем апроксимације (3.4.13) коначно добијамо:

$$U_{\text{out}} \approx \frac{1}{4} \alpha (U_1^2 + U_2^2). \quad (3.4.30)$$

Дакле, излазни напон пропорционалан је збиру снага компоненти сигнала на улазу, без обзира на облик сигнала, што и треба да даје сензор средње снаге.

Претходни закључак може се уопштити на сигнал са произвољним бројем значајних хармоника, N , напона

$$u_{\text{in}} = \sum_{k=1}^N U_k \cos(k\omega_0 t). \quad (3.4.31)$$

Ако снага компонената сигнала (3.4.31) не излази из квадратног дела карактеристике диодног сензора, апроксимација слична са (3.4.28) важиће и за произвољан број хармоника, па ће напон на излазу диодног сензора, U_{out} , биће пропорционалан средњој снази улазног сигнала:

$$U_{\text{out}} \approx \frac{1}{4} \alpha \sum_{k=1}^N U_k^2. \quad (3.4.32)$$

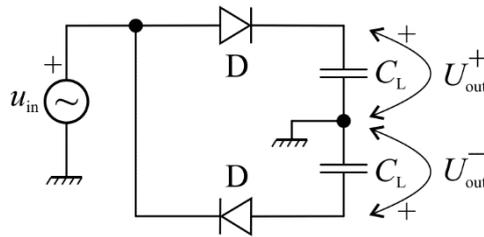
Ако улазна снага неке од компоненти сигнала излази из квадратног дела карактеристике сензора, разлика између вредности $I_0(\alpha U)$ и осталих $I_n(\alpha U)$ драматично се смањује, као што је приказано на слици 3.4.6б (улазној снази од 0 dBm одговара $\alpha U = 11,5$). Стога у општем случају неће важити релација облика (3.4.28), односно релација (3.4.32). Излазни напон неће бити пропорционалан средњој снази улазног сигнала, већ ће зависти од облика сигнала.

Данас се, због бројних техничких предности у односу на диодне сензоре са једном диодом, приказане на слици 3.4.1, користе диодни сензори снаге са две диоде у тзв. балансној

конфигурацији, као што је приказано на основној шеми приказаној на слици 3.4.7. Напон на улазу је простопериодичан, амплитуде U_{in} . Напон на излазу сензора овде се формира као разлика напона U_{out}^+ и U_{out}^- . Ови напони добијају се из услова (3.4.5),

$$\frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \left(e^{\alpha(u_{in} - U_{out}^+)} - 1 \right) dt = 0, \quad (3.4.33)$$

$$\frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \left(e^{\alpha(U_{out}^- - u_{in})} - 1 \right) dt = 0. \quad (3.4.34)$$



Слика 3.4.7. Основна шема балансног диодног сензора снаге.

Прва предност овакве конфигурације је потискивање нежељеног DC сигнала, напона U_e , на улазу сензора. За $u_{in} = U_{in} \cos(\omega_0 t)$, на основу извођења излазног напона за шему са слике 3.4.1 и израза (3.4.33) и (3.4.34) важи

$$U_{out}^+ = U_e + \frac{1}{\alpha} \ln(I_0(\alpha U_{in})), \quad U_{out}^- = U_e - \frac{1}{\alpha} \ln(I_0(\alpha U_{in})), \quad (3.4.35)$$

при чему се нежељени DC напон U_e директно пресликава на излаз. На основу (3.4.35) добија се израз за напон на излазу сензора, U_{out} ,

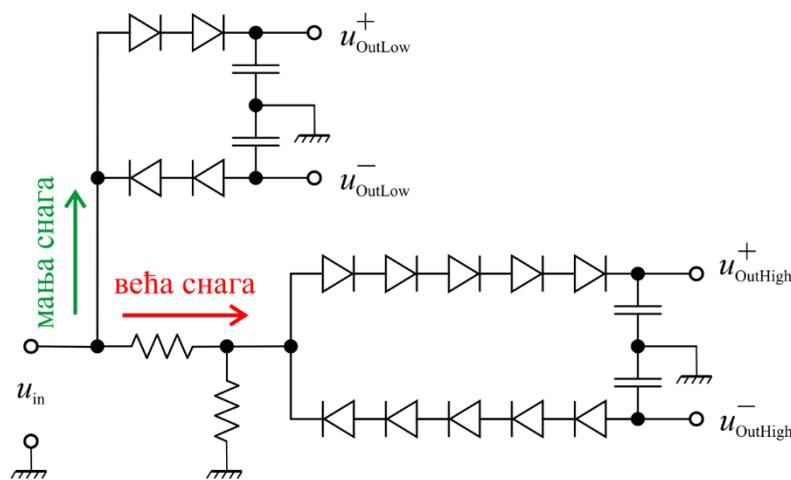
$$U_{out} = U_{out}^+ - U_{out}^- = \frac{2}{\alpha} \ln(I_0(\alpha U_{in})). \quad (3.4.36)$$

Видимо да је нежељени DC напон U_e одстрањен из излазног сигнала. Као друга предност обично се наводи значајно смањење утицаја другог (и осталих парних хармоника) при мерењу снаге основног хармоника, а као трећа побољшање односа сигнал-шум. Примена балансне конфигурације подудара се са почетком примене PDB диода у сензорима снаге, средином осамдесетих година двадесетог века. PDB диоде имају знатно стабилније карактеристике са променом учестаности, температуре и нивоа побуде, у односу на LBS диоде.

Стабилне карактеристике диоде у балансном сензору снаге омогућавају мерење средње снаге простопериодичних сигнала и за улазне снаге које излазе из квадратног дела карактеристике сензора. У меморију сензора уписују се корекциони подаци за улазну снагу, температуру и учестаност и приликом мерења се аутоматски врши корекција измерене снаге. Сензор снаге има сопствени сензор температуре, која се мери и користи за корекцију. На тај

начин се једним диодним сензором може мерити снага у опсегу од -70 dBm до 20 dBm, што је раније било могуће само са паром сензора. За овакве сензоре постоје и посебни мерачи снаге.

Претходно решење за мерење средње снаге у проширеном динамичком опсегу могуће је искључиво код простопериодичних сигнала. Периодични сигнали произвољних облика и снаге која излази из квадратног дела карактеристике сензора, унели би ефекте који нису покривени овим корекционим факторима (калибрисани простопериодичним сигналом). Стога се за мерење средње снаге сигнала произвољног облика, у проширеном динамичком опсегу, користи принцип „насланих“ диода (diode stack). Више диода је повезано редно, тако да свака од њих увек буде у квадратном делу карактеристике. Постоје две балансне линије, за ниже (од -60 dBm до -10 dBm) и више (од -10 dBm до 20 dBm) снаге, као што је приказано на слици 3.4.8. Због већег броја диода, динамички опсег је нешто ужи него код диода за мерење простопериодичних сигнала које користе корекционе факторе.



Слика 3.4.8. Диодни сензор снаге за мерење средње снаге сигнала произвољних облика у проширеном динамичком опсегу.

За мерење снаге сигнала које имају велику разлику између вршне снаге анвелопе и средње снаге, користе се наменски (peak and average) сензори. Пре свега су намењени мерењу модулисаних сигнала у телекомуникацијама и импулсних сигнала код радара. Ови сензори обично имају две диоде у балансној конфигурацији и температурни сензор за корекцију (слично сензору за проширени динамички опсег при мерењу средње снаге простопериодичног сигнала), као и бројне електронске додатке за комуникацију са мерачем снаге (ради корекције измерених резултата). Мерач са своје стране обезбеђује видео филтре прилагођене снимању снаге анвелопе модерних телекомуникационих сигнала и снимање у задатим временским границама (time gating). Стандардни излазни резултати су, поред графичког приказа анвелопе снаге, вршна снага анвелопе (peak), средња снага (average), као и њихов количник. Такође је омогућено мерење параметара импулса (време транзиције, трајање импулса и периода понављања).

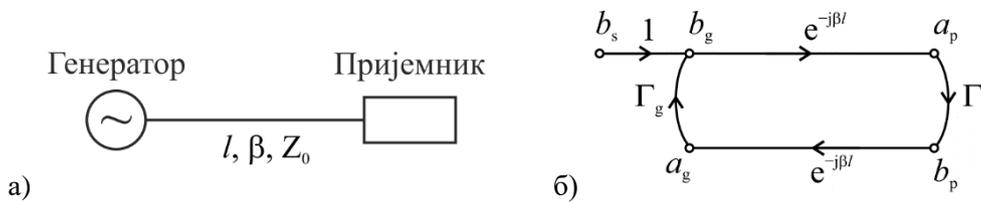
3.5 USB сензори снаге

Такозвани USB сензори снаге у истом кућишту, величине стандардног сензора (типична величина је $146 \text{ mm} \times 46 \text{ mm} \times 36 \text{ mm}$), интегришу и сензор и мерач снаге. Калибрација мерења се врши у самом сензору, а резултат мерења се дигитализује и путем USB прикључка (отуда назив) и кабла повезује са рачунаром (лаптопом). Ово мало поскупљује цену самог сензора, али је јефтинији од пара сензор-мерач снаге.

USB сензори снаге се израђују у диодној технологији (као сензори за мерење средње или вршне и средње снаге) и као сензори са термопаром (за мерење средње снаге). Премда се могу користити за било коју примену за коју се користе и одговарајући сензори који раде искључиво са мерачем снаге, посебну предност имају при мерењу снаге на тешко доступним или непрактичним локацијама. Пример таквих мерења су антене и други уређаји на торњевима и стубовима (због неприступачности) или базне станице и радари код којих су проблематичне и велике снаге (тј. није безбедно вршити мерења ако су ти уређаји активни). Понекад су уређаји чију снагу треба мерити веома удаљени од контролне просторије (где се прате резултати мерења). Ако је то растојање веће од допуштене дужине USB кабла, за повезивање USB сензора и лаптопа користе се USB-LAN адаптери и дугачак LAN кабл.

3.6 Мерна несигурност при мерењу снаге

Размотримо снагу коју генератор простопериодичног сигнала предаје прикљученом пријемнику, као на слици 3.6.1а. Дијаграм тока сигнала који описује ову везу приказан је на слици 3.6.1б.



Слика 3.6.1. Веза генератора и пријемника, а) блок шема и б) дијаграм тока сигнала.

Пријемник је описан комплексним коефицијентом рефлексције, Γ_p . Ако са a_p означимо интензитет таласа који се простире ка пријемнику (тј. улази у пријемник), а са b_p интензитет таласа који се простире од пријемника (тј. излази из пријемника), важи:

$$b_p = \Gamma_p a_p. \tag{3.6.1}$$

Средња снага која се дисипира на пријемнику, P_p , је

$$P_p = |a_p|^2 - |b_p|^2 = |a_p|^2 (1 - |\Gamma_p|^2) = P_i (1 - |\Gamma_p|^2), \tag{3.6.2}$$

где је P_i снага таласа који се простире ка пријемнику, тзв. инцидентна снага.

Генератор је описан интензитетом таласа извора, b_s и комплексним коефицијентом рефлексије, Γ_g . Ако са b_g означимо интензитет таласа који се простире од генератора (тј. излази из генератора), а са a_g интензитет таласа који се простире ка генератору (тј. улази у генератор), важи:

$$b_g = b_s + \Gamma_g a_g. \quad (3.6.3)$$

Наравно, интензитети (свих) таласа су у општем случају комплексни бројеви.

Сматрајући да су генератор и пријемник повезани водом (за случај да није могуће директно прикључити сензор на извор сигнала) без губитака (дужине l , фазног коефицијента β и импедансе Z_0 , која је и номинална импеданса посматраног система), важи

$$a_p = b_g e^{-j\beta l} = (b_s + \Gamma_g a_g) e^{-j\beta l} = (b_s + \Gamma_g \Gamma_p a_p e^{-j\beta l}) e^{-j\beta l}, \quad (3.6.4)$$

одакле следи

$$a_p = \frac{b_s e^{-j\beta l}}{1 - \Gamma_g \Gamma_p e^{-j2\beta l}}. \quad (3.6.5)$$

Комбиновањем (3.6.2) и (3.6.5) добијамо

$$P_p = \frac{|b_s|^2}{|1 - \Gamma_g \Gamma_p e^{-j2\beta l}|^2} (1 - |\Gamma_p|^2). \quad (3.6.6)$$

Коефицијент рефлексије пријемника је

$$\Gamma_p = \frac{Z_p - Z_0}{Z_p + Z_0}, \quad (3.6.7)$$

где је Z_p комплексна импеданса пријемника. Ако је $Z_p = Z_0$ кажемо да је пријемник прилагођен на вод. Пошто је тада

$$\Gamma_p = 0, \quad (3.6.8)$$

снага пријемника, на основу израза (3.6.6), је

$$P_p|_{\Gamma_p=0} = |b_s|^2 = P_{gz0} \quad (3.6.9)$$

и представља снагу коју генератор предаје пријемнику прилагођеном на вод, P_{gz0} . Када карактеришемо снагу генератора, или неког другог извора сигнала, обично наводимо снагу P_{gz0} . Коришћењем (3.6.9), снагу (3.6.6) можемо да напишемо у облику

$$P_p = \frac{P_{gz0}}{|1 - \Gamma_g \Gamma_p e^{-j2\beta l}|^2} (1 - |\Gamma_p|^2), \quad (3.6.10)$$

а на основу (3.6.2) и (3.6.10) инцидентну снагу P_i можемо да напишемо у облику

$$P_i = \frac{P_{gz0}}{|1 - \Gamma_g \Gamma_p e^{-j2\beta l}|^2}. \quad (3.6.11)$$

Приметимо да за $\Gamma_g \neq 0$ (што је за произвољан извор сигнала обично случај) генератор предаје максималну снагу пријемнику када је

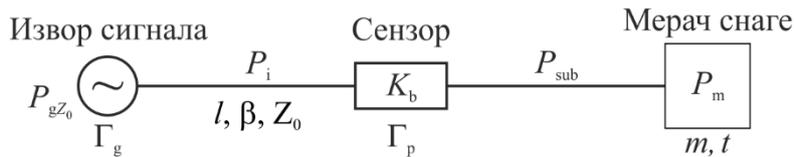
$$\Gamma_p = \Gamma_g^* e^{j2\beta l}. \quad (3.6.12)$$

Коришћењем (3.6.12), снагу (3.6.6) можемо да напишемо као

$$P_p \Big|_{\Gamma_p = \Gamma_g^* e^{j2\beta l}} = \frac{P_{gz0}}{1 - |\Gamma_g|^2} = P_{av}. \quad (3.6.13)$$

Снага дата изразом (3.6.13) је расположива снага генератора, P_{av} . Наравно, сматрамо да је $|\Gamma_g| \leq 1$.

Блок шема мерења снаге произвољног извора сигнала (генератора, предајника, осцилатора) сензором и мерачем снаге приказан је на слици 3.6.2. Сензор инцидентну снагу простопериодичног RF сигнала из извора, P_i , претвара у DC сигнал, тј. снагу P_{sub} , коју ће мерач снаге, због своје несавршености, измерити као снагу P_m .



Слика 3.6.2. Блок шема мерења снаге извора сензором и мерачем снаге.

Конверзија RF снаге у DC снагу у сензору карактерише се калибрационим фактором K_b (Calibration factor), који се дефинише као количник излазне DC снаге, P_{sub} , и улазне RF снаге, P_i :

$$K_b = \frac{P_{sub}}{P_i} = \frac{P_{sub}}{P_{gz0}} |1 - \Gamma_g \Gamma_p e^{-j2\beta l}|^2. \quad (3.6.14)$$

У последњем изразу у (3.6.14) искористили смо израз (3.6.11) за P_i . Снага измерена мерачем снаге, P_m , може се написати као:

$$P_m = mP_{\text{sub}} + t = m \frac{K_b P_{gZ0}}{|1 - \Gamma_g \Gamma_p e^{-j2\beta l}|^2} + t, \quad (3.6.15)$$

где параметрима m и t описујемо грешку при мерењу снаге мерачем снаге. Из израза (3.6.15) добијамо израз за снагу коју би извор испоручио пријемнику прилагођеном на вод:

$$P_{gZ0} = \frac{P_m - t}{mK_b} M_u, \quad (3.6.16)$$

где смо увели мерну несигурност услед неприлагођења, M_u (Mismatch uncertainty), као

$$M_u = |1 - \Gamma_g \Gamma_p e^{-j2\beta l}|^2. \quad (3.6.17)$$

Тачност мерења, односно мерна несигурност, зависи од тачности са којом су нам задате вредности параметара M_u , K_b , m и t .

Пошто обично не знамо комплексни члан $\Gamma_g \Gamma_p e^{-j2\beta l}$, али знамо модуле коефицијената рефлексије извора сигнала и сензора снаге, $|\Gamma_g|$ и $|\Gamma_p|$, можемо да одредимо границе у којима ће се налазити M_u :

$$M_{u\min} = (1 - |\Gamma_g| |\Gamma_p|)^2, \quad M_{u\max} = (1 + |\Gamma_g| |\Gamma_p|)^2. \quad (3.6.18)$$

На $|\Gamma_g|$ не можемо да утичемо, па је потребно да користимо сензор снаге са што мањим $|\Gamma_p|$ (у пракси се даје коефицијент стојећих таласа сензора—типичне вредности су између 1,1 и 1,3). Такође, у мерној поставци треба да користимо најмањи могући број каблова/конектора и адаптера, са што мањим коефицијентом стојећих таласа.

Вредности калибрационог фактора, K_b , испоручује произвођач. У старијим моделима сензора фреквенцијска карактеристика калибрационог фактора (у одређеном броју фреквенцијских тачака у радном опсегу сензора) била је учртана на самом сензору, а давала се у процентима (типичне вредности биле су између 90 % и максималних 100 %). У савременим сензорима вредности калибрационог фактора уписане су у интерну меморију сензора и аутоматски се примењују. Релативно одступање калибрационог фактора од наведене (тј. при мерењу коришћене вредности) је типично између 2 % и 3 %, а зависи од фреквенцијског опсега и температуре.

Параметар m описује „појачање“ сигнала који долази на мерач снаге. На параметар m утичу нестабилност референтног осцилатора код сензора са термопаром и диодом (типично релативно одступање је $\pm 0,4$ %), коефицијент стојећег таласа референтног осцилатора (типично је мањи од 1,06), линеарност карактеристике сензора (тј. одступање од линеарне карактеристике излазни напон-улазна снага) и варијације у електронским колима у мерачу снаге. У спецификацијама се m обично наводи као релативна тачност (измерене снаге) у процентима, са типичним вредностима између 3 % и 5 %.

Параметар t описује показивање мерача снаге када на улазу нема RF снаге. Да би мерач снаге показивао нулу, додаје му се неки мали напон (подешавање нуле). На параметар t утичу грешка подешавања нуле (Zero set), грешка помераја подешавања нуле с временом или температуром (Zero drift) и шум (Noise). Zero set, zero drift и noise задају се у апсолутном износу у ватима, а типичне вредности су реда нановата.

Ове грешке могу да се комбинују на различите начине: на пример, као процена најгорег случаја (када се све грешке линеарно сабирају, па се одузму и додају добијеном резултату мерења). У пракси се показује да највећу грешку при мерењу снаге узрокује параметар M_u , затим параметар K_b , док преостала два параметра (који су збирно дејство различитих одступања) утичу знатно мање.

3.7 Поступак мерења снаге сензором и мерачем снаге

Први корак је да се утврди тип сигнала чија се снага мери и да се изабере одговарајућа комбинација сензор-мерач снаге, са мерним опсегом који се поклапа са снагом мереног сигнала. У принципу, можемо користити и сензор за нижи опсег и користити атенуатор између извора сигнала и сензора снаге. Ако меримо средњу снагу простопериодичних, модулисаних или импулсних сигнала, избор сензора је велики—опсег од -70 dBm до 20 dBm може се покрити паром диодни (за нижи део опсега) и сензор са термопаром (за виши део опсега), који користе исти мерач снаге, или једним диодним сензором са широким динамичким опсегом за простопериодичне сигнале (један тип сензора) или за произвољне сигнале (други тип сензора). Ако је потребно приказати снагу анвелопе и измерити њену вршну снагу, или ако је потребно утврдити параметре импулсног сигнала, потребна је специфична врста диодног сензора за (peak and average). Ако користимо одговарајући USB сензор снаге, који интегрише и мерач снаге, довољно је да га прикључимо на рачунар. Ову могућност свакако треба размотрити ако се врши перманентно мерење снаге на неприступачним, или за мерење неповољним локацијама.

Затим треба утврдити врсту прикључка преко којег приступамо извору сигнала чију снагу меримо и одабрати сензор са одговарајућим прикључком. Обично су у питању коаксијални конектори или таласоводни прикључци. Ако не постоји сензор са потребним коаксијалним конектором, треба искористити адаптер са минималним коефицијентом стојећих таласа. Ако извор сигнала има таласоводни прикључак, може се користити адаптер (са таласоводног прикључка на коаксијални конектор) и сензор са коаксијалним конектором, али се може размотрити и употреба сензора снаге са одговарајућим таласоводним прикључком, ради минимизације рефлексије и смањења мерне несигурности. Могуће је да се извору сигнала мора приступити коришћењем додатног кабла (нпр. јер сензор не може физички да допре до прикључка извора сигнала), па то треба имати у виду.

Ако се за мерење користи сензор са термопаром и диодом (што је готово извесно случај, пошто се сензори са термистором готово искључиво користе за калибрацију других сензора), потребно је извршити калибрационо мерење. Оно се врши прикључивањем сензора на референтни осцилатор мерача снаге и подешавањем приказане снаге на вредност снаге осцилатора (типично 1 mW). У новијим сензорима постоји и аутоматска унутрашња

калибрација. Након калибрације, сензор се прикључује на извор сигнала. Морамо водити рачуна да не прикључимо извор сигнала чија је снага већа од допуштене за коришћени сензор. Измерена снага се приказује на дисплеју мерача снаге (или приказној јединици рачунара, ако користимо USB сензор снаге).

Тачност савремених сензора-мерача снаге зависи од конкретних параметара али је, грубо говорећи, одступање од тачне вредности у опсегу $\pm 0,2 \text{ dB}$. Ово је далеко тачније од мерења анализатором спектра, али треба водити рачуна да анализатор спектра мери снагу у малом фреквенцијском опсегу, што може бити предност у појединим случајевима.

3.8 Питања за проверу знања

1. Навести дефиниције различитих врста снаге коју меримо.
2. Описати три основне технологије за мерење микроталасне снаге. Колике снаге се могу мерити сваким од њих?
3. (а) Принциписки објаснити “DC substitution” технику мерења микроталасне снаге коришћењем термостора. (б) Објаснити првенствени разлог због којег сензори снаге који користе “DC substitution” технику постоје и данас.
4. Објаснити принцип рада сензора снаге са термопаром.
5. (а) Објаснити принцип рада диодних сензора снаге. (б) Скицирати упрошћену електричну шему диодног сензора снаге и објаснити улогу сваког од елемената овог кола.
6. Како се диодним сензором снаге постиже проширени динамички опсег при мерењу средње снаге (а) искључиво простопериодичних сигнала и (б) периодичних сигнала произвољног облика.
7. Чему служе референтни осцилатори код мерача снаге који користе сензоре снаге са термопаром и са диодом? Зашто референтни осцилатор није потребан код мерача снаге са термистором?
8. (а) Која суштинску новину доноси *USB* сензор снаге? (б) Навести једну типичну примену у којој је овај сензор супериоран у односу на раније сензоре снаге.
9. (а) Скицирати дијаграм тока сигнала за везу генератора (познати интензитет “изворног” таласа, b_s , и коефицијент рефлексије, Γ_g) и пријемника (познат коефицијент рефлексије, Γ_l). (б) Извести израз за снагу која се дисипира на пријемнику у општем случају. На основу овог израза извести изразе за снагу која се дисипира на (в) пријемнику прилагођеном на напојни вод и (г) пријемнику прилагођеном на генератор. (д) У ком случају се на пријемнику дисипира максимална снага и колико она износи?
10. (а) На скици поставке за мерење снаге генератора простопериодичних сигнала, коришћењем сензора снаге и мерача снаге, назначити снаге у појединим деловима поставке. (б) Полазећи од скице из претходне тачке извести израз за снагу коју овај генератор (познатог модула коефицијента рефлексије, ρ_g) предаје прилагођеном пријемнику, ако су за сензор снаге познати калибрациони фактор (K_b) и модул коефицијента рефлексије (ρ_l), а за мерач снаге познати грешка појачања (m), грешка „нуловања“ (t) и снага коју показује (P_m).

11. Коришћењем поставке и израза из претходног питања, а за задате потребне параметре, израчунати границе у којима може бити снага коју генератор предаје прилагођеном пријемнику, или неку другу величину од интереса.

3.9 Литература

1. "Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements (Part 1)," application note 1449-1, Keysight Technologies, 2022.
2. "Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements (Part 2)," application note 1449-2, Keysight Technologies, 2014.
3. "Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements (Part 3)," application note 1449-3, Keysight Technologies, 2014.
4. "Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements (Part 4)," application note 1449-4, Keysight Technologies, 2014.
5. "1 mW 50 MHz Power Reference Measurement with the N432A Thermistor Power Meter," application note, Keysight Technologies, 2014.
6. "Agilent N432A Thermistor Power Meter," technical overview, Agilent Technologies, 2010.
7. "Voltage and Power Measurements," Rohde&Schwarz, 1999.
8. "RF and Microwave Power Meters and Sensors for Radar Testing," application note, Keysight Technologies, 2017.
9. A. M. Cowley and H. O. Sorensen, "Quantitative Comparison of Solid-State Microwave Detectors," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 14, no. 12, pp. 588-602, December 1966.
10. Cullen A. L, et.al., "Microwave characteristics of the Schottky barrier diode power sensor," Proc IEE, vol. 129, no. 4, pp. 191-198. August 1982.
11. S. Wetenkamp, "Comparison of Single Diode Vs. Dual Diode Detectors for Microwave Power Detection," 1983 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1983, pp. 361-363.
12. R. G. Harrison, "Full nonlinear analysis of detector circuits using Ritz-Galerkin theory," 1992 IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest, 1992, pp. 267-270, vol.1.
13. R. G. Harrison and X. Le Polozec, "Nonsquarelaw behavior of diode detectors analyzed by the Ritz-Galerkin method," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 42, no. 5, pp. 840-846, May 1994.
14. S. Ladan and K. Wu, "Nonlinear Modeling and Harmonic Recycling of Millimeter-Wave Rectifier Circuit," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 63, no. 3, pp. 937-944, March 2015.
15. K. Dražil, J. Grajciar, T. Pavlíček, M. Celep and M. Hudlička, "Harmonics Effects on Microwave Power Measurement Using Diode Sensors," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 68, no. 6, pp. 1852-1859, June 2019.
16. Jaisson, D., "Simple closed formulae for a RF diode-detector with zero-bias," International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, February 2020.

4 Мерење фактора шума

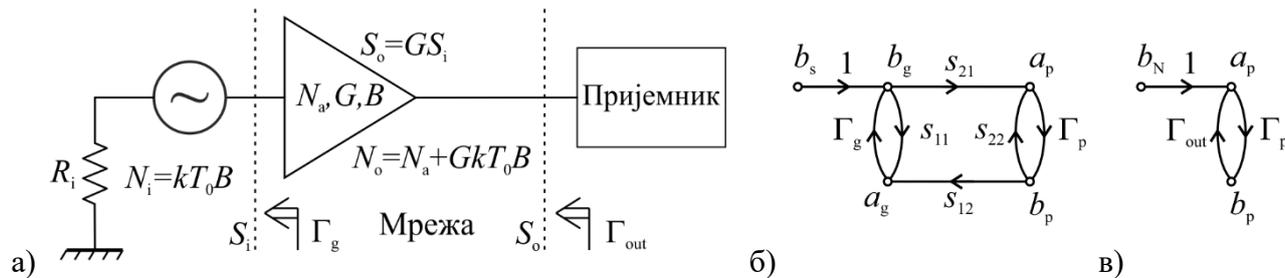
Према IEEE стандарду 181 (текућа ревизија је из 2011), сигнал је физичка појава која је функција времена. Електрични сигнал је последица тока великог броја дискретних носилаца наелектрисања. Током времена постоји флукуација главног тока (сигнала), која је случајне природе и назива се шум (у радио пријемницима ова флукуација доводи до шуштања у тону). (Флукуација заправо постоји и ако не постоји усмерено кретање—у одсуству сигнала, постоји само шум.) Утицај шума биће већи уколико је мање носилаца у главном току, односно уколико је сигнал мањи (тј. мањи је однос сигнал-шум). Да би уређај исправно функционисао, потребно је да његов сигнал буде (довољно) већи од шума. У дигиталним системима утицај шума описује се процентом погрешно примљених бита (bit error ratio), а у аналогним системима осетљивошћу и фактором шума. Осетљивост дефинише минималан ниво сигнала да би систем функционисао. Фактор шума нам, пак, говори и колико добро систем функционише. При томе, фактор шума може да се дефинише и за читав систем и за његове појединачне компоненте. Такође, може се извести зависност фактора шума система од фактора шума његових појединачних компоненти. Ово чини фактор шума (сваке појединачне компоненте) значајним параметром при пројектовању система, па је веома значајно и поуздано мерење фактора шума.

4.1 Дефиниција фактора шума

Фрис је 1944. године фактор шума двопортне мреже дефинисао као количник односа расположивих снага сигнала и шума на улазу и на излазу посматране мреже:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (4.1.1)$$

Блок шема повезивања мреже приликом дефинисања фактора шума илустрована је на слици 4.1.1а. Мрежа је на једном порту побуђена генератором чија је расположива снага S_i , а унутрашња отпорности R_i , док је на њен други порт прикључен пријемник. Дијаграм тока сигнала блок шеме везе приказан је на слици 4.1.1б.



Слика 4.4.1. Уз дефиницију фактора шума двопортне мреже, а) блок шема повезивања мреже, б) одговарајући дијаграм тока сигнала и в) дијаграм тока сигнала за еквивалентни Тевененов генератор у односу на пријемник.

Расположива снага на улазу у мрежу је расположива снага генератора, дата изразом (3.6.13):

$$S_i = \frac{|b_s|^2}{1 - |\Gamma_g|^2}. \quad (4.1.2)$$

Расположиву снагу на излазу из мреже добијамо коришћењем дијаграма тока, приказаног на слици 4.4.1в, за еквивалентни Тевененов генератор у односу на пријемник:

$$S_o = \frac{|b_N|^2}{1 - |\Gamma_{out}|^2}. \quad (4.1.3)$$

Са слике 4.4.1б, применом Мејсоновог правила, добијамо:

$$b_N = a_p \Big|_{\Gamma_p=0} = \frac{s_{21}}{1 - \Gamma_g s_{11}} b_s, \quad (4.1.4)$$

$$\Gamma_{out} = \frac{a_p}{b_p} \Big|_{\Gamma_p=0} = s_{22} + \frac{s_{12} s_{21}}{1 - \Gamma_g s_{11}} \Gamma_g. \quad (4.1.5)$$

Количник расположивих снага на излазу и улазу мреже назива се појачање расположиве снаге (available gain), а овде ћемо га обележити са G_a :

$$G_a = \frac{S_o}{S_i} = \frac{|s_{21}|^2}{|1 - \Gamma_g s_{11}|^2} \frac{1 - |\Gamma_g|^2}{1 - |\Gamma_{out}|^2}, \quad (4.1.6)$$

Приликом мерења фактора шума јавља се потреба да меримо снагу пријемника у два случаја. Први је када је између генератора и пријемника прикључена посматрана мрежа, а снага пријемника, P_{pN} , тада је:

$$P_{pN} = \frac{|b_N|^2}{|1 - \Gamma_{out} \Gamma_p|^2} (1 - |\Gamma_p|^2). \quad (4.1.7)$$

Други случај је када је пријемник прикључен директно на генератор, а снага пријемника, P_{pg} , тада је:

$$P_{pg} = \frac{|b_s|^2}{|1 - \Gamma_g \Gamma_p|^2} (1 - |\Gamma_p|^2). \quad (4.1.8)$$

Количник те две снаге назива се унето појачање (insertion gain),

$$G_i = \frac{P_{pN}}{P_{pg}} = \frac{|s_{21}|^2}{|1 - \Gamma_g s_{11}|^2} \frac{|1 - \Gamma_g \Gamma_p|^2}{|1 - \Gamma_{out} \Gamma_p|^2}. \quad (4.1.9)$$

Примарни извор шума у електронским компонентама су термички шум и шум сачме. Термички шум потиче од вибрација (кретања) носилаца наелектрисања, услед температуре на којој се налазе. Вибрације на одређеним учестаностима узрокују шум на тим учестаностима. Можемо сматрати да термички шум има константну спектралну густину расположиве средње снаге, dN/df :

$$\frac{dN}{df} = kT, \quad (4.1.10)$$

где је $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K (Болцманова константа), а T температура носилаца (у келвинима). Шум сачме потиче од случајне флукуације броја носилаца који образују усмерено кретање, због њихове дискретне природе и великог броја. Постоје и друге појаве које су последица дискретне природе носилаца наелектрисања, а које узрокују шум и понашају се слично шуму сачме. Шум сачме има спектралну густину средње снаге приближно као термички шум, односно и за њега важи израз (4.1.10). Напоменимо да постоји и врста шума чија је спектрална густина средње снаге инверзна функција учестаности (тзв. $1/f$ шум), али он се јавља на ниским учестаностима и код конкретних компонената, па се њиме нећемо бавити. Сматраћемо, дакле, да се бавимо само шумом електронских компоненти за који важи израз (4.1.10).

Унутрашња отпорност генератора, R_i , је извор термичког шума. Ако претпоставимо да је појачање расположиве снаге мреже зависно од учестаности, $G_a(f)$, да је различито од нуле у опсегу учестаности од f_1 до f_2 ($f_2 > f_1$) и да је $G_a((f_1 + f_2)/2) = G_a$, расположива средња снага шума на излазу мреже, која потиче од термичког шума на улазу, N_{ot} , биће

$$N_{ot} = GkTB, \quad (4.1.11)$$

где је B еквивалентни пропусни опсег мреже:

$$B = \frac{1}{G_a} \int_{f_1}^{f_2} G_a(f) df. \quad (4.1.12)$$

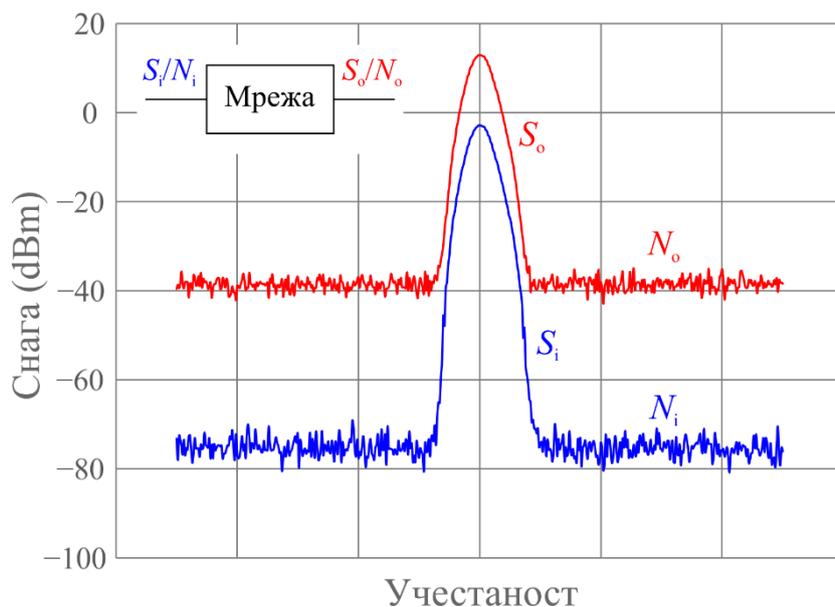
Расположива снага шума на улазу мреже, N_i , биће

$$N_i = kTB. \quad (4.1.13)$$

Фрис је предложио да се фактор шума према изразу (4.1.1) дефинише за температуру $T_0 = 290$ K, па се, на основу (4.1.6) и (4.1.13), израз (4.1.1) своди на:

$$F = \frac{N_o}{G_a k T_0 B}. \quad (4.1.14)$$

Према (4.1.1), фактор шума описује деградацију односа сигнал-шум при проласку сигнала кроз посматрану мрежу. Та деградација приказана је на слици 4.4.2. Према (4.1.14), деградација ће бити једнака фактору шума само на температури $T_0 = 290$ K.



Слика 4.1.2. Фреквенцијска карактеристика снаге сигнала и шума на улазу и излазу мреже.

Пошто G_a зависи од Γ_g , у општем случају за фактор шума (4.1.14) важиће $F = F(\Gamma_g)$. Ако би постојало прилагођење свих елемената на слици 4.1.1а ($\Gamma_g = 0$, $\Gamma_p = 0$, $\Gamma_{out} = 0$), важило би $G_a = G_i = G$. У наставку ћемо сматрати да је ово испуњено и користимо ознаку за појачање G , а по потреби ћемо уочити проблеме које неприлагођење ствара у мерењу фактора шума.

Посматрана мрежа ће појачаним сигналу шума са улаза додати извесну количину шума, снаге N_a , па, имајући у виду (4.1.11), фактор шума (4.1.14) можемо да напишемо у облику:

$$F = \frac{N_a}{GkT_0B} + 1, \quad (4.1.15)$$

што је IEEE дефиниција. Фактор шума често се изражава у децибелима:

$$NF [\text{dB}] = 10 \log_{10} F. \quad (4.1.16)$$

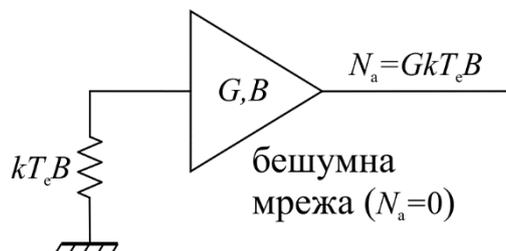
У стручној литератури на енглеском језику фактор шума у децибелима назива се noise figure, а скаларни фактор шума назива се noise factor.

4.2 Дефиниција еквивалентне температуре шума

Фактор шума дефинише се за мреже са два приступа (на пример, појачаваче). Њиме није могуће описати шум који у систем уноси мреже са једним приступом (на пример, антене). Тај недостатак се превазилази увођењем еквивалентне температуре шума, T_e . Она се дефинише као температура извора шума, на улазу идеализоване мреже (која не уноси додатни шум), при којој је снага шума на излазу једнака снази шума који уноси стварна мрежа, N_a , односно важи:

$$T_e = \frac{N_a}{GkB}. \quad (4.2.1)$$

Дефиниција еквивалентне температуре шума илустрована је на слици 3.4.3, где је приказана мрежа идеализована (бешумна) мрежа са слике 3.4.2.



Слика 3.4.3. Уз дефиницију еквивалентне температуре шума посматране мреже.

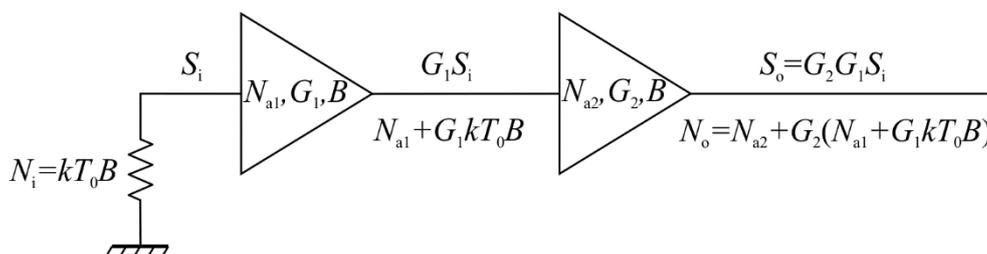
Еквивалентне температуре шума антене која се користи у земаљским везама приближна је температури 290 К, док је за антене у сателитским везама знатно мања, често испод 100 К.

Комбиновањем (4.1.4) и (4.2.1), добијамо везу између фактора шума и еквивалентне температуре шума мреже:

$$F = \frac{T_e}{T_0} + 1. \quad (4.2.2)$$

4.3 Фактор шума и еквивалентна температура шума вишестепеног система

Систем који се састоји из две редно повезане мреже приказан је на слици 4.3.1.



Слика 4.3.1. Одређивање фактора шума двостепеног система.

Фактор шума F_{12} система са слике 4.3.1, на основу (4.1.1), износи:

$$F_{12} = \frac{N_{a1}}{G_1 kT_0 B} + 1 + \frac{1}{G_1} \frac{N_{a2}}{G_2 kT_0 B} = F_1 + \frac{1}{G_1} (F_2 - 1) \quad (4.3.1)$$

На сличан начин може се добити фактор шума система који чини n редно везаних мрежа:

$$F_{1n} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 G_3 \dots G_{n-1}}. \quad (4.3.2)$$

Из (4.3.2) произилази да се мали фактор шума система постиже погодним избором прве мреже: појачавача са малим фактором шума F_1 и великим појачањем G_1 . Такав појачавач познат је под називом „малошумни појачавач“ (low noise amplifier), а његов фактор шума може да буде и мањи од 1 dB.

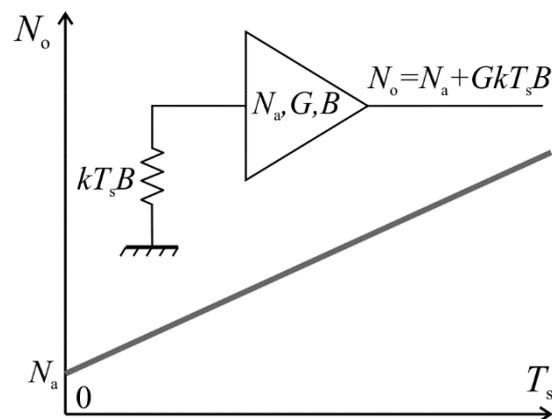
Комбиновањем (4.2.2) и (4.3.1) добијамо еквивалентну температуру шума двостепеног система, T_{e12} :

$$T_{e12} = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1}. \quad (4.3.3)$$

Приметимо да у случају када не постоји прилагођење, горњи изрази важе само за појачање расположиве снаге (јер је укупно појачање расположиве снаге каскадне везе више мрежа једнако производу појачања расположиве снаге појединачних мрежа), тј. не важе за унето појачање.

4.4 Принцип мерења фактора шума Y-фактор методом

Y-фактор метода мерења фактора шума заснива се на линеарности снаге шума. Та линеарност је илустрована на слици 4.4.1.



Слика 4.4.1. Линеарност снаге шума.

На улаз мреже, појачања G , пропусног опсега B и снаге шума који уноси N_a , доводимо извор шума снаге $kT_s B$ (пошто знамо B , можемо да одмах наведемо снагу шума). У опсегу линеарног рада мреже (то је опсег константног G), снага шума на излазу мреже, N_o , је линеарна функција температуре извора шума, T_s :

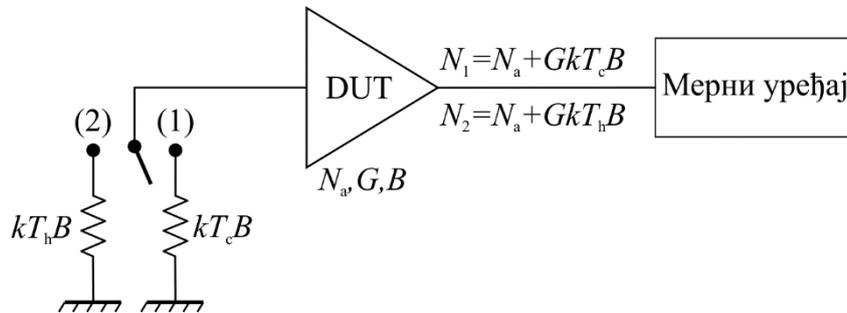
$$N_o = N_a + GkT_s B. \quad (4.4.1)$$

Температуре извора шума, T_s , може бити температура средине (ако је у питању термички шум), или еквивалентна температура шума која одговара снази шума коју генерише извор на неки други начин (али његову снагу сводимо на облик који има термички шум).

Са слике 4.4.1 видимо да, знајући две тачке на правој $N_o(T_s)$, можемо да одредимо N_a , па затим на основу (4.1.4) и фактор шума мреже. Те две тачке обезбеђује нам калибрисани извор шума, који може да генерише две (веома) различите температуре T_s , па мерењем снаге шума на излазу мреже (за те две температуре) можемо да добијемо две тачке праве $N_o(T_s)$. Извор шума обично садржи диоду и атенуатор за прилагођење. Када се диода не напаја, извор шума понаша се као термички извор шума на температури средине у којој се налази, T_c . Напајањем се диода доводи у област инверзног пробоја и извор шума генерише знатно јачи сигнал шума, чија снага одговара термичком шуму на знатно већој температури T_h ($T_h \gg T_c$). Мерењем снаге на излазу мреже у ова два случаја добијамо:

$$N_2 = N_a + GkT_h B, \quad N_1 = N_a + GkT_c B. \quad (4.4.2)$$

Блок шема овог мерења приказана је на слици 4.4.2.



Слика 4.4.2. Мерење фактора шума Y-фактор методом.

Ако количник снаге N_2 и N_1 обележимо са Y , имамо:

$$Y = \frac{N_2}{N_1} = \frac{N_a + GkT_h B}{N_a + GkT_c B}. \quad (4.4.3)$$

Из (4.4.3) можемо да изразимо N_a ,

$$N_a = \frac{Gk(T_h - YT_c)B}{Y - 1}, \quad (4.4.4)$$

а уврштавањем (4.4.4) и (4.1.4) добијамо фактор шума у облику:

$$F = \frac{T_h - T_c}{T_0(Y - 1)} - \frac{T_c}{T_0} + 1. \quad (4.4.5)$$

За изворе шума дефинише се величина ENR (Excess Noise Ratio),

$$ENR = \frac{T_h - T_c}{T_0}, \quad (4.4.6)$$

која се обично наводи у децибелима:

$$ENR[\text{dB}] = 10 \log_{10} \left(\frac{T_h - T_c}{T_0} \right). \quad (4.4.7)$$

Типичне вредности за $ENR[\text{dB}]$ су око 6 dB (за мерење фактора шума мањег од 15 dB) и око 15 dB (за мерење фактора шума мањег до 30 dB).

Уколико је $T_c \approx T_0$ (што је обично случај), измерени фактор шума (4.4.5) је

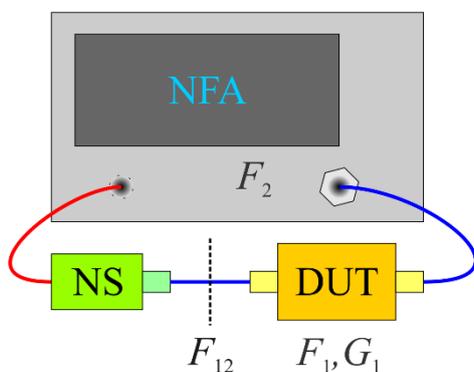
$$F = \frac{ENR}{(Y - 1)}. \quad (4.4.8)$$

На основу (4.4.8) закључујемо да нам је за одређивање фактора шума, уз познату вредност за ENR , потребан још само количник снага шума за две температуре извора, Y . Уређај који мери Y треба да има само релативну тачност мерења снаге.

У претходној анализи занемарили смо фактор шума уређаја који мери Y . За највишу тачност фактор шума мерног уређаја мора се узети у обзир.

4.5 Мерење фактора шума Y -фактор методом

Наменски уређај за мерење фактора шума Y -фактор методом назива се анализатор фактора шума (Noise Figure Analyzer—NFA). Блок шема мерне поставке приказана је на слици 4.5.1. Извор шума (Noise Source—NS), који контролише NFA, побуђује уређај који карактеришемо (DUT), а излазна снага DUT-а мери се помоћу NFA.

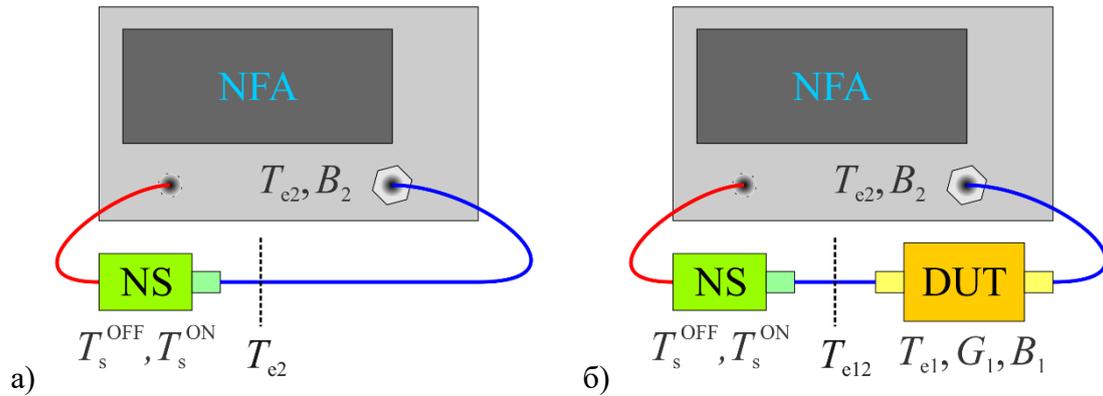


Слика 4.5.1. Мерна поставка при мерењу фактора шума анализатором фактора шума.

Поставком са слике 4.5.1 меримо фактор шума F_{12} двостепеног система, који чине DUT (чији је фактор шума F_1 , а појачање G_1) и NFA (чији је фактор шума F_2). Ако су нам познати G_1 и F_2 , на основу мерења F_{12} можемо да одредимо F_1 коришћењем израза (4.3.1).

У пракси се одстрањивање утицаја NFA изводи калибрационим мерењем. Анализу ћемо спровести посматрањем еквивалентних температура шума. Сматраћемо да DUT има еквивалентну температуру шума T_{e1} , појачање G_1 и пропусни опсег B_1 , да NFA има еквивалентну температуру шума T_{e2} и пропусни опсег B_2 , а да NS даје температуре извора

шума T_s^{OFF} (нижа температура, када је извор шума искључен) и T_s^{ON} (виша температура, када је извор шума укључен). Шема калибрационог мерења приказана је на слици 4.5.2.а, а шема мерења DUT-а на слици 4.5.2б.



Слика 4.5.2. Мерење фактора шума Y-фактор методом, а) калибрационо мерење и б) мерење DUT-а.

Калибрационим мерењем, за температуре извора шума T_s^{OFF} и T_s^{ON} , на основу израза (4.4.1) и (4.2.1), добијамо Y_2 :

$$Y_2 = \frac{N_2^{\text{ON}}}{N_2^{\text{OFF}}} = \frac{G_2 k B_2 (T_s^{\text{ON}} + T_{e2})}{G_2 k B_2 (T_s^{\text{OFF}} + T_{e2})} = \frac{T_s^{\text{ON}} + T_{e2}}{T_s^{\text{OFF}} + T_{e2}}. \quad (4.5.1)$$

Из (4.5.1) добијамо T_{e2} :

$$T_{e2} = \frac{T_s^{\text{ON}} - Y_2 T_s^{\text{OFF}}}{Y_2 - 1}. \quad (4.5.2)$$

Мерењем DUT-а, за температуре извора шума T_s^{OFF} и T_s^{ON} , добијамо Y_{12} :

$$Y_{12} = \frac{N_{12}^{\text{ON}}}{N_{12}^{\text{OFF}}} = \frac{G_1 G_2 k B_{12} (T_s^{\text{ON}} + T_{e12})}{G_1 G_2 k B_{12} (T_s^{\text{OFF}} + T_{e12})} = \frac{T_s^{\text{ON}} + T_{e12}}{T_s^{\text{OFF}} + T_{e12}}, \quad (4.5.3)$$

где је B_{12} мања од вредности B_1 и B_2 ,

$$B_{12} = \min \{B_1, B_2\}. \quad (4.5.4)$$

Из (4.5.3) добијамо T_{e12} :

$$T_{e12} = \frac{T_s^{\text{ON}} - Y_{12} T_s^{\text{OFF}}}{Y_{12} - 1}. \quad (4.5.5)$$

Из (4.5.1) и (4.5.3) добијамо G_1 као:

$$G_1 = \frac{N_{12}^{ON} - N_{12}^{OFF}}{N_2^{ON} - N_2^{OFF}} \cdot \frac{B_2}{B_{12}}. \quad (4.5.6)$$

Коначно, на основу (4.3.3) добијамо T_1 :

$$T_{e1} = T_{e12} - \frac{T_{e2}}{G_1}, \quad (4.5.6)$$

а из (4.2.2) и F_1 .

Описано мерење фактора шума, Y-фактор методом, може се извршити и коришћењем анализатора спектра или анализатором мрежа са одговарајућом функционалношћу (потребно је обезбедити побуду за извор шума и спровести процедуру мерења). Мерење се обично врши у задатом фреквенцијском опсегу.

Мерна несигурност зависи од бројних фактора. Кренимо од најважнијег проблема. У изразу (4.5.6), у реалном случају (када не постоји прилагођење), постоји погрешна интерпретација чланова. При мерењу мреже (DUT-а) на слици 4.5.2б, побуду за мрежу и читав двостепени систем представља извор шума, док побуду за NFA представља мрежа, па израз (4.5.6) заправо треба да изгледа овако (видети слику 4.1.1б):

$$T_{e1}(\Gamma_g) = T_{e12}(\Gamma_g) - \frac{T_{e2}(\Gamma_{out})}{G_{1a}}. \quad (4.5.7)$$

Међутим, пошто калибрационо мерење на слици 4.5.2а вршимо са прикљученим извором шума директно на NFA, а појачање које одређујемо према (4.5.6) је по дефиницији унето појачање, оно што меримо је:

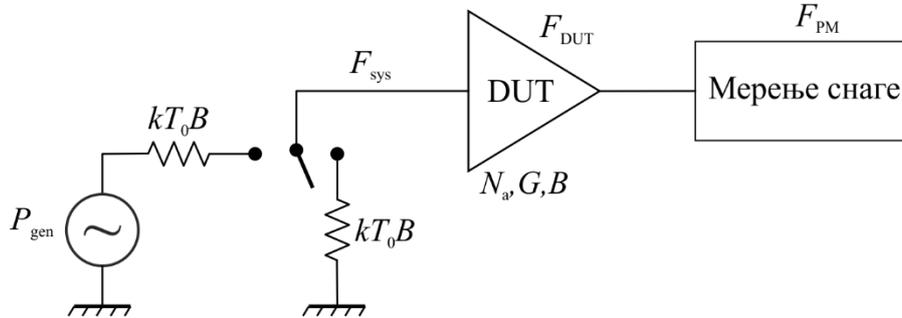
$$T_{e1}(\Gamma_g) = T_{e12}(\Gamma_g) - \frac{T_{e2}(\Gamma_g)}{G_{1i}}. \quad (4.5.8)$$

Дакле, уместо $T_{e2}(\Gamma_{out})$ користимо $T_{e2}(\Gamma_g)$, а уместо G_{1a} користимо G_{1i} .

Осим ове грешке мерења услед неприлагођења, до грешке доводи и промена Γ_g (коефицијента рефлексије извора шума) при промени стања извора (између укљученог и искљученог стања), одступање температуре извора шума од наведене, нелинеарност карактеристике приказане на слици 4.4.1 и уобичајене грешке у мерном уређају. Посебна пажња се стога посвећује повезивању поставке без адаптера и правилном избору *ENR* вредности (превелика вредност може довести до нелинеарности, али премала може довести до погрешног мерења малих фактора шума, јер ће Y бити мало). Конкретна мерна несигурност мора да се прерачуна (за задате параметре), али, грубо говорећи, минимална мерна несигурност при мерењу фактора шума је око $\pm 0,2$ dB.

4.6 Мерење фактора шума методом мерења двоструке снаге

Мерење фактора шума методом мерења двоструке снаге илустровано је на слици 4.6.1.



Слика 4.6.1. Мерење фактора шума методом мерења двоструке снаге.

Најпре се на улаз DUT-а прикључује отпорник од $50\ \Omega$ (прилагођење), који је извор термичког шума. Снага коју бележи мерач снаге на излазу DUT-а тада је:

$$P_{\text{out}} = N_a + GkT_0B. \quad (4.6.1)$$

Затим се на улаз прикључује генератор који испоручује снагу у предвиђеном фреквенцијском опсегу. Снага генератора се подеси тако да се снага коју бележи мерач снаге на излазу DUT-а удвостручи у односу на претходни случај. Пошто унутрашња отпорност генератора испоручује и снагу термичког шума, снага на излазу у овом случају ће бити:

$$2P_{\text{out}} = N_a + GkT_0B + GP_{\text{gen}}. \quad (4.6.2)$$

Из (4.6.1) и (4.6.2) следи:

$$GP_{\text{gen}} = N_a + GkT_0B, \quad (4.6.3)$$

па из (4.1.4) и (4.6.3) добијамо фактор шума двостепеног система (DUT и мерач снаге), F_{sys} :

$$F_{\text{sys}} = \frac{P_{\text{gen}}}{kT_0B}. \quad (4.6.4)$$

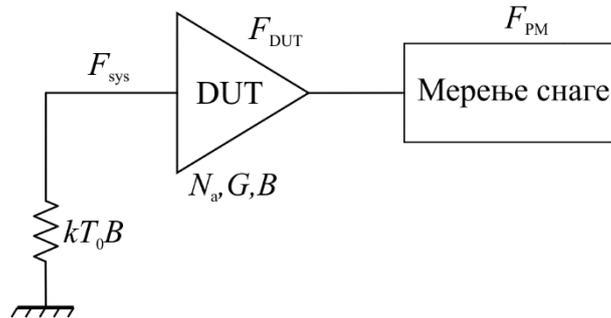
Ако је G велико (или F_{PM} мало), можемо сматрати да је $F_{\text{DUT}} \approx F_{\text{sys}}$.

Према (4.6.4), за одређивање F_{sys} није потребно да знамо G , а треба да знамо B . Мерач снаге не мора да има апсолутну тачност мерења (већ само релативну, тј. да покаже када је снага двоструко већа од претходне), али мора да има могућност истовременог мерења снаге шума и снаге генератора (обично простопериодичног сигнала).

Ова метода, као и наредна коју ћемо изложити, погодна је за мерење великих фактора шума (код којих ће Y бити релативно мало, тј. грешка мерења може бити велика).

4.7 Мерење фактора шума директним методом

Мерење фактора шума директним методом илустровано је на слици 4.7.1.



Слика 4.7.1. Мерење фактора шума директним методом.

На улаз DUT-а прикључује отпорник од 50Ω (прилагођење), који је извор термичког шума. Снага коју бележи мерач снаге на излазу DUT-а тада је:

$$P_{\text{out}} = N_a + GkT_0B, \quad (4.7.1)$$

па из (4.1.4) добијамо фактор шума двостепеног система (DUT и мерач снаге), F_{sys} :

$$F_{\text{sys}} = \frac{P_{\text{out}}}{GkT_0B}. \quad (4.7.2)$$

Према (4.7.2), за одређивање F_{sys} потребно је да знамо G и B , а мерач снаге мора да има апсолутну тачност мерења.

4.8 Питања за проверу знања

- (а) Шта се подразумева под шумом у електронским склоповима? (б) Навести врсте случајног шума и описати их у основним цртама.
- (а) Како се дефинише фактор шума? (б) Како се дефинише еквивалентна температура шума?
- (а) Извести израз за еквивалентни фактор шума двостепеног система познатих појачања и фактора шума. (б) Извести израз за еквивалентну температуру шума двостепеног система познатих појачања и температура шума.
- (а) Описати рад извора шума са диодом. (б) Како се дефинише ENR (excess noise ratio) вредност извора шума? (в) Навести типичне ENR вредности за коаксијалне изворе шума.
- (а) Скицирати систем за мерење фактора шума Y-фактор методом и извести израз за тај фактор шума. (б) Коментарисати како тачност ове методе зависи од вредности фактора шума.
- (а) Објаснити зашто се код практичног мерења фактора шума Y-фактор методом мерна поставка третира као двостепени систем и скицирати ту мерну поставку. (б) Објаснити чему служи и како се изводи калибрационо мерење и извести изразе за снаге шума при

овом мерењу у функцији температуре шума мерног уређаја. (в) Објаснити како се изводи мерење испитиваног склопа и извести изразе за снаге шума при овом мерењу у функцији температура шума испитиваног склопа и мерног уређаја. (д) Показати како се на основу претходна два мерења рачуна појачање и фактор шума испитиваног склопа.

7. (а) Коментарисати избор ENR вредности извора шума зависности од очекиване вредности фактора шума. (б) Које су предности при мерењу са мањим ENR вредностима?
8. (а) Објаснити ефекат до којег долази при мерењу фактора шума двостепеном Y-фактор методом у случају када је пропусни опсег испитиваног склопа мањи од пропусног опсега мерног система. (б) На основу израза за рачунање појачања испитиваног склопа двостепеном Y-фактор методом објаснити при ком се односу пропусних опсега испитиваног склопа и мерног система грешка у мерењу може занемарити.
9. Скицирати систем за мерење фактора шума методом двоструког мерења снаге и извести израз за тај фактор шума. Које су предности а који недостаци ове методе?
10. Скицирати систем за мерење фактора шума директном методом и извести израз за тај фактор шума. Које су предности а који недостаци ове методе?
11. Описати мерење фактора шума коришћењем анализатора фактора шума (Noise Figure Analyzer) или анализатором спектра.

4.9 Литература

1. Н. Т. Friis, "Noise Figures of Radio Receivers," in Proceedings of the IRE, vol. 32, no. 7, pp. 419-422, July 1944.
2. "IRE Standards on Methods of Measuring Noise in Linear Twoports, 1959," in Proceedings of the IRE, vol. 48, no. 1, pp. 60-68, Jan. 1960.
3. J. -M. Collantes, R. D. Pollard and M. Sayed, "Effects of DUT mismatch on the noise figure characterization: a comparative analysis of two Y-factor techniques," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 51, no. 6, pp. 1150-1156, Dec. 2002.
4. L. Boglione, "A Brief Walk Through Noise: From Basic Concepts to Advanced Measurement Techniques," in IEEE Microwave Magazine, vol. 22, no. 7, pp. 33-46, July 2021.
5. М. М. Илић и С. В. Савић, *Микроталасна електроника*, Академска мисао, 2016.
6. "Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements," application note 57-1, Agilent Technologies, 2010.
7. "Noise Figure Measurement Accuracy – The Y-Factor Method," application note 57-2, Agilent Technologies, 2010.
8. "10 Hints for Making Successful Noise Figure Measurements," application note, Keysight Technologies, 2019.
9. "The Y Factor Technique For Noise Figure Measurements," application note, Rohde & Schwarz, 2021.

5 Лабораторијске вежбе

5.1 Мерење карактеристика микроталасних филтара и појачавача у линеарном режиму рада коришћењем анализатора мрежа

Понашање микроталасних филтара и појачавача у линеарном режиму рада у потпуности је описано њиховим s -параметрима (у задатом опсегу учестаности). S -параметри микроталасних склопова у опсегу учестаности могу се прецизно мерити анализатором мрежа. За мерења у оквиру ове вежбе на располагању нам је двопортни анализатор мрежа *Agilent E5062A*—у даљем тексту *NA*, скраћено од *Network Analyzer*. На основу измерених s -параметара затим се могу израчунати и друге величине којима се описују поједини склопови (нпр. пропусни опсег код филтара или појачање код појачавача).

5.1.1 Мерење филтара

Филтри су пасивне микроталасне компоненте са два приступа које имају велики динамички опсег – слабљење које уносе у непропусном опсегу може бити и преко 100 dB веће од слабљења у пропусном опсегу. Посебна пажња стога се мора посветити отклањању шума анализатора мрежа који може замаскирати одзив испитиваног филтра у непропусном опсегу. Слабљење филтара у пропусном опсегу најчешће је веома мало (реда величине 1 dB, или мање), па сигнали грешке (настали рефлексijом од недовољно прилагођених побудног генератора и пријемника) могу бити релативно велики и значајно умањити тачност мерења. Калибрацијом се сигнали грешке могу свести на задовољавајуће малу меру. У оквиру ове лабораторијске вежбе испитују се карактеристике филтра пропусника опсега учестаности. На основу познатих s -параметара филтра могу се одредити и централна учестаност филтра, његов пропусни опсег, као и потискивање сигнала ван пропусног опсега.

(5.1.1.a) Подешавање основних параметара мерења (фреквенцијски опсег, број фреквенцијских тачака, IF bandwidth, излазна снага NA)

- Помоћу приложених каблова и адаптера повезати *NA* и филтер у конфигурацију за мерење трансмисије.
- Притиснути **PRESET** тастер на *NA*, затим га подесити тако да приказује амплитуду параметра s_{21} у dB-има, а излазну снагу побудног порта подесити на 0 dBm.
- Утврдити који је максимални IF bandwidth *NA* пријемника тако да се може приказати читав динамички опсег слабљења филтра. Подесити минимални фреквенцијски опсег тако да се на екрану јасно види потискивање сигнала у непропусном опсегу.
- Проверити да ли се коришћењем **Sweep Averaging** функције *NA* може постићи исти динамички опсег. Затим искључити ову опцију, подесити утврђени максимални IF bandwidth и не мењати га до краја мерења.
- Подесити минималан број фреквенцијских тачака који на екрану даје задовољавајући приказ фреквенцијске карактеристике мереног s -параметра.

(5.1.1.б) Мерење амплитуде s_{11} (Return Loss)

- Извршити 1-Port калибрацију.
- Повезати један приступ филтра са побудним портом NA, а други приступ филтра затворити прилагођењем.
- Измерити амплитуду параметра s_{11} у dB-има у случају када је корекција резултата искључена и DATA TRACE снимити на приложени USB диск. Поновити мерење када је корекција укључена и DATA TRACE снимити на приложени USB диск.

(5.1.1.в) Мерење амплитуде S_{21} (Insertion Loss)

- Извршити THRU Response, Enhanced Response и Full 2-Port калибрацију и снимити калибрационе коефицијенте у NA.
- Повезати NA и филтер у конфигурацију за мерење s -параметара и измерити s_{21} у логаритамској скали када је корекција искључена, а затим и за сваку од снимљених калибрација (THRU Response, Enhanced Response и Full 2-Port). DATA TRACE за свако од мерења снимити на приложени USB диск.

(5.1.1.г) Мерење одступања од линеарне фазе

- Повезати NA и филтер у конфигурацију за мерење трансмисије и подесити NA да приказује фазу параметра s_{21} .
- Укључити Full 2-Port корекцију и подешавањем Electrical Delay параметра отклонити линеарни нагиб фазе, тако да на екрану остане само одступање фазе од линеарне промене. DATA TRACE снимити на приложени USB диск.

(5.1.1.д) Аутоматско одређивање пропусног опсега филтра

- Повезати NA и филтер у конфигурацију за мерење трансмисије и подесити NA да приказује амплитуду параметра s_{21} .
- Укључити Full 2-Port корекцију и одредити 3 dB пропусни опсег филтра коришћењем аутоматске функције NA.

(5.1.1.е) Израда извештаја

- За тачку (1.б) креирати график на коме су оба резултата.
- За тачку (1.в) креирати график на коме су сва четири резултата.
- За тачку (1.г) креирати график на коме је резултат.
- За тачку (1.д) уписати резултате за пропусни опсег, унето слабљење и централну учестаност.

5.1.2 Мерење појачавача

Појачавачи су активне микроталасне компоненте, што значи да је ниво сигнала на излазу појачавача већи него на његовом улазу. Када се улазу појачавача додели индекс 1, а излазу индекс 2, параметар s_{21} описује појачање, параметар s_{12} изолацију, а параметри s_{11} и s_{22} прилагођење на улазу, односно излазу појачавача. За одређени опсег снаге на улазу појачавача појачање појачавача је константно и тада појачавач ради у линеарном режиму. При повећању снаге сигнала на улазу појачавача изнад одређене вредности, која је карактеристика конкретног примерка, појачање почиње да опада и појачавач улази у нелинеарни режим рада. У оквиру ове вежбе мере се карактеристике појачавача у линеарном режиму рада. Пошто снага на излазу појачавача може бити знатно већа него на његовом улазу, постоји опасност од

оштећења тест портова NA. Стога је приликом мерења потребно обезбедити да снага на излазу не пређе дозвољену снагу тест порта (за NA *Agilent* E5062A дозвољени ниво снаге је 10 dBm).

(5.1.2.a) Подешавање основних параметара мерења (излазна снага NA, фреквенцијски опсег)

- Притиснути PRESET тастер на NA, затим подесити побудну снагу на минималну вредност (-45 dBm).
- Помоћу приложених каблова и адаптера повезати NA и појачавач у конфигурацију за мерење трансмисије. **Уколико је очекивано појачање појачавача (A) веће од 55 dB, између излаза појачавача и тест порта потребно је прикључити атенуатор чије је слабљење веће од A[dB] - 55 dB!**
- Подесити фреквенцијски опсег NA на жељену вредност.

(5.1.2.б) Мерење s-параметара појачавача

- Извршити THRU Response калибрацију.
- Повезати NA и појачавач у конфигурацију за мерење трансмисије.
- Измерити амплитуде свих s-параметара (у dB-има) и групно кашњење појачавача и DATA TRACE за свако од мерења снимити на приложени USB диск.

(5.1.2.в) Израда извештаја

За тачку (2.б) креирати графике за сваки од (пет) измерених резултата и дати коментар о сваком од њих (колико је појачање, изолација, прилагођење и групно кашњење).

5.2 Мерење учестаности сигнала и нивоа хармоника и интермодулационих продуката коришћењем анализатора спектра

Анализатор спектра је уређај који приказује спектрални садржај сигнала који се налази на његовом улазу. Учестаност и ниво сигнала микроталасног генератора, као и његови хармоници, могу се ефикасно мерити анализатором спектра. Анализатор спектра је веома погодан и за мерење интермодулационих продуката нелинеарних микроталасних склопова. Како и сам анализатор спектра представља нелинеаран микроталасни склоп, он ствара сопствене интермодулационе продукте који могу да утичу на тачност мерења. Циљ вежбе је упознавање са мерењем учестаности и нивоа сигнала анализатором спектра. За мерења у оквиру ове вежбе на располагању нам је анализатор спектра *Rohde&Schwarz* FSP7 – у даљем тексту SA, скраћено од Spectrum Analyzer.

(5.2.a) Мерење учестаности и нивоа сигнала коришћењем маркера

- Подесити ниво сигнала *генератора 1 (Rohde&Schwarz)* на 0 dBm и затим га прикључити на улаз SA. Притиснути PRESET тастер на SA.
- За простопериодични сигнал чија је учестаност на генератору подешена на 0,5 GHz измерити ниво сигнала и његову учестаност (без икаквих додатних подешавања).

- Поновити мерење са параметрима подешеним тако да се постигне што већа тачност (подесити CENTER, SPAN, RBW, VBW, а по потреби и друге величине). DATA TRACE снимити на приложеноу 3,5” дискету.
- Мерења поновити за *генератор 2 (HP)*.

(5.2.б) Мерење хармоника

- Подесити ниво сигнала *генератора 1 (Rohde&Schwarz)* на 0 dBm и затим га прикључити на улаз SA. Притиснути PRESET тастер на SA.
- За простопериодични сигнал чија је учестаност на генератору подешена на 0,5 GHz подесити параметре SA (CENTER, SPAN, RBW, VBW) тако да се на екрану виде основни сигнал и његова прва три хармоника (други, трећи и четврти). DATA TRACE снимити на приложеноу 3,5” дискету. Измерити нивое хармоника у односу на основни сигнал (носилац).
- Променом улазног слабљења SA утврдити да ли хармоници потичу од генератора, SA или уделом и једног и другог.
- Поновити мерење нивоа хармоника са умањеним RBW и фреквенцијским опсегом SA подешеним око сваког појединачног хармоника.
- Мерења поновити за *генератор 2 (HP)*.

(5.2.в) Мерење сигнала блиских учестаности

- Подесити ниво сигнала *генератора 1* и *генератора 2* на 0 dBm и преко коаксијалног Т-споја прикључити их на улаз SA. Притиснути PRESET тастер на SA.
- Подесити учестаност сигнала *генератора 1* на 0,7 GHz. Подесити учестаност сигнала *генератора 2* на 0,5 GHz. Подесити SA тако да се оба сигнала јасно виде на екрану уз минимални SPAN. Постепено повећавати учестаност сигнала *генератора 2* док се слике оба сигнала на екрану SA не преклопе до непрепознатљивости два сигнала. DATA TRACE снимити на приложеноу 3,5” дискету.
- Подесити RBW, VBW и SPAN тако да је на екрану могуће разлучити оба сигнала. DATA TRACE снимити на приложеноу 3,5” дискету.
- Смањити ниво сигнала *генератора 1* тако да се тај сигнал не види на екрану и DATA TRACE снимити на приложеноу 3,5” дискету. Подесити RBW, VBW и SPAN тако да је на екрану поново могуће видети тај сигнал и DATA TRACE снимити на приложеноу 3,5” дискету.

(5.2.г) Мерење интермодулације

- Подесити ниво сигнала *генератора 1* и *генератора 2* на 0 dBm и преко коаксијалног Т-споја прикључити их на улаз SA. Притиснути PRESET тастер на SA.
- Подесити учестаност сигнала *генератора 1* на 0,5 GHz. Подесити учестаност сигнала *генератора 2* на 0,7 GHz. Подесити RBW и VBW тако да се на екрану јасно виде интермодулациони продукти трећег реда. DATA TRACE снимити на приложеноу 3,5” дискету.
- Смањити ниво сигнала *генератора 1* тако да се интермодулациони продукти изгубе са екрана.

(5.2.д) Израда извештаја

- За тачку (а) креирати график на основу снимљеног резултата.
- За тачку (б) креирати график на основу снимљеног резултата.

- За тачку (в) на основу сваког од снимљених резултата креирати по један график на коме су назначена основна подешавања (CENTER, SPAN, RBW, VBW).
За тачку (г) креирати график на основу снимљеног резултата.

5.3 Мерење нелинеарних карактеристика микроталасних појачавача

Нелинеарно понашање микроталасних појачавача описује се са више различитих величина:

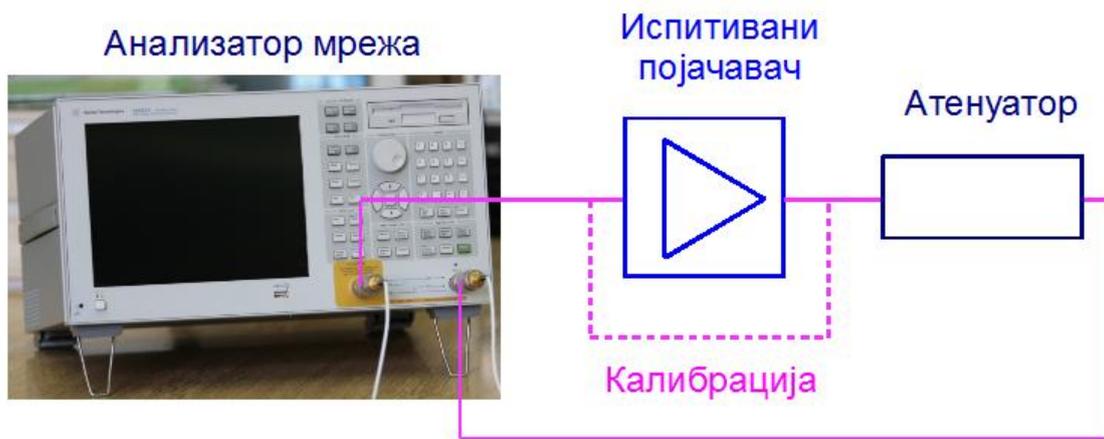
- излазном снагом простопериодичног сигнала при којој се појачање појачавача смањи за један децибел (1 dB compression point),
- снагама хармоника (улазног простопериодичног сигнала) на излазу појачавача (harmonics),
- хипотетичком излазном снагом једног од два простопериодична сигнала (истих снага, али различитих учестаности) на улазу појачавача, при којој би снаге једног од улазних сигнала и интермодулационог продукта трећег реда, на излазу појачавача, биле једнаке (3rd order intercept points, TOI), итд.

Све наведене величине могу се одредити на основу мерења помоћу (два) генератора простопериодичних сигнала (побуда) и анализатора спектра (мерење снаге), али се уместо анализатора спектра могу користити и поједини анализатори мрежа, или мерачи снаге уз употребу одговарајућих филтара. У оквиру ове вежбе мере се 1 dB compression point и ниво хармоника.

5.3.1 1 dB compression point

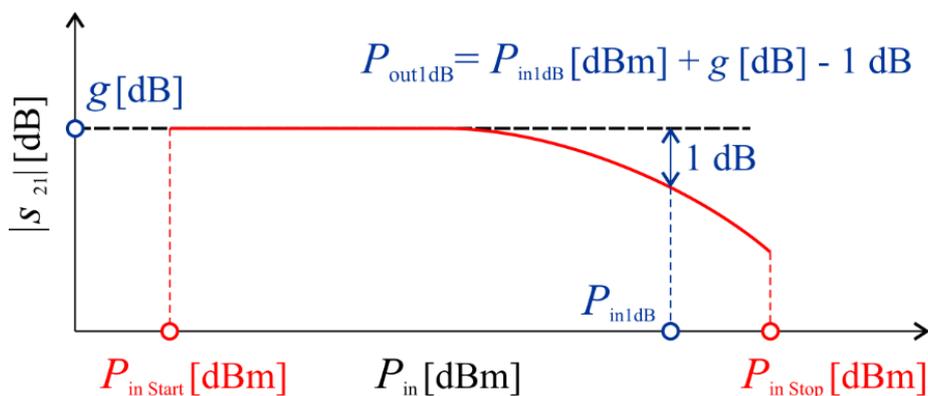
Због нелинеарне природе појачавача, његово појачање при довољно великим улазним снагама опада, све док појачавач не уђе у засићење (када је снага на излазу константна). Под 1 dB compression point подразумева се снага на излазу појачавача при којој је његово појачање за 1 dB мање у односу на појачање у линеарном режиму рада.

Принцип мерења 1 dB compression point (испитиваног појачавача) анализатором мрежа (NA) приказан је на слици 5.3.1.1. Атенуатор се убацује у мерну поставку уколико је снага сигнала на излазу испитиваног појачавача већа од максимално допуштене за тест портове NA (10 dBm за Agilent E5062A). Након извршене калибрације мери се логаритамски модул параметра s_{21} (који представља појачање испитиваног појачавача) у функцији улазне снаге. При овом мерењу користи се Power sweep опција NA, а почетна и крајња снага бирају се тако да се на дијаграму види део у коме је појачање константно (линеарни режим рада), као и део у коме појачање опада за 1 dB, као што је приказано на слици 5.3.1.2. Улазна снага при којој долази до једнодецибелског смањења појачања може се прочитати са дијаграма (најбоље коришћењем маркера NA).



Слика 5.3.1.1. Мерење 1 dB compression point анализатором мрежа.

Уколико је слабљење од побудног порта NA до улазног порта испитиваног појачавача занемарљиво, 1 dB compression point може се израчунати према изразу за P_{out1dB} на слици 5.3.1.2. Када NA поседује могућност мерења снаге, снага на излазу појачавача може се директно измерити. Ако ниједан од претходна два услова није испуњен, снага на портovima испитиваног појачавача мора се измерити на неки други начин.

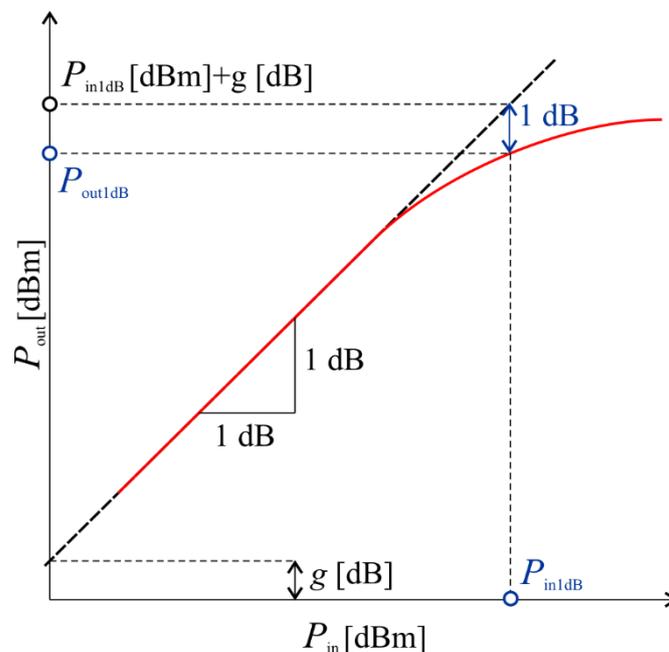


Слика 5.3.1.2. Одређивање 1 dB compression point на основу измереног појачања.

Принцип мерења 1 dB compression point (испитиваног појачавача) анализатором спектра (SA) приказан је на слици 5.3.1.3. Атенуатор се убацује у мерну поставку уколико је снага сигнала на излазу испитиваног појачавача већа од максимално допуштене за тест порт SA (30 dBm за Rohde&Schwarz FSP 7). Након извршене калибрације мери се снага на излазу испитиваног појачавача (коришћењем SA) у функцији улазне снаге (коју обезбеђује простопериодични генератор). Почетна и крајња снага генератора бирају се тако да се на дијаграму види део у коме је појачање константно (линеарни режим рада), као и део у коме појачање опада за 1 dB. Променом улазне снаге у довољном броју тачака (са кораком од 1 dB) и мерењем излазне снаге на учестаности побудног генератора, може се снимити дијаграм као на слици 5.3.1.4. 1 dB compression point може се одредити на основу снимљеног дијаграма.



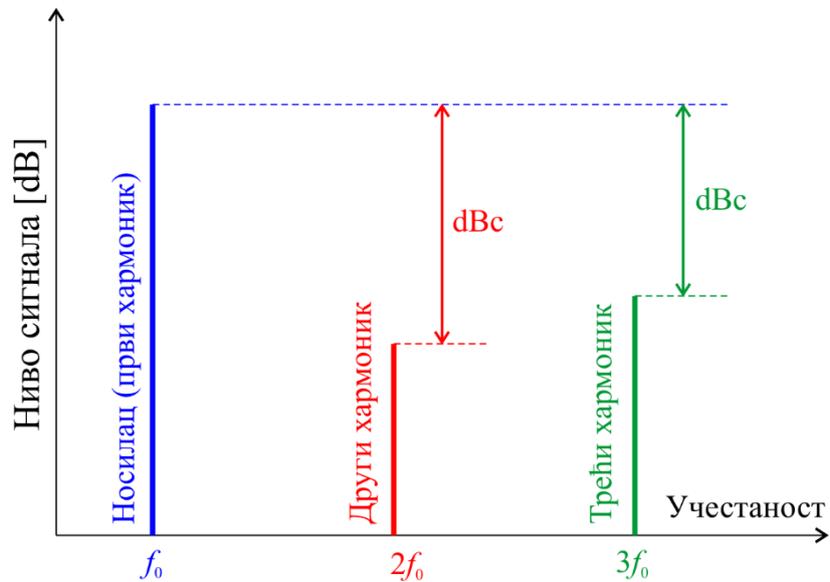
Слика 5.3.1.3. Мерење 1 dB compression point анализатором спектра.



Слика 5.3.1.4. Одређивање 1 dB compression point на основу измерене излазне снаге.

5.3.2 Хармоници

Због нелинеарне природе појачавача, на његовом излазу ће се, поред појачаног простопериодичног сигнала са улаза, појавити и сигнали на учестаностима k ($k = 2, 3, 4, \dots$) пута већим од учестаности улазног сигнала (хармоници). Хармоници најчешће представљају сметњу у раду склопа, чији је испитивани појачавач саставни део, па је потребно знати њихов ниво у односу на улазни сигнал (носилац). За релативни ниво хармоника користи се јединица dBc, а на слици 5.3.2.1 приказан је начин на који се ниво хармоника дефинише.



Слика 5.3.2.1. Ниво хармоника у односу на носилац.

Принцип мерења хармоника (испитиваног појачавача) анализатором спектра приказан је на слици 5.3.2.2. Генератор даје побудни простопериодични сигнал, филтар служи да умањи утицај хармоника који потичу од генератора, а SA служи за мерење нивоа сигнала на излазу појачавача.



Слика 5.3.2.2. Мерење хармоника анализатором спектра.

5.3.3 Задатак

- Одредити 1 dB compression point приложеног појачавача на оба начина изложена у првом одељку. Код мерења помоћу NA усаглашеност подешене снаге и снаге на побудном порту проверити коришћењем SA. Код мерења помоћу SA као побудни генератор користити NA, на основу измерених вредности конструисати график зависности излазне снаге од улазне и одредити 1 dB compression point. Упоредити резултате мерења и извести закључак. Мерења извршити на учестаности коју одреди дежурни асистент.

- Одредити ниво другог и трећег хармоника на излазу приложеног појачавача на начин изложен у другом одељку. За учестаности и ниво улазног сигнала које одреди дежурни асистент извршити мерење када је: (а) слабљење улазног атенуатора SA подешено на вредност најближу оптималној вредности за добијање максималног динамичког опсега при мерењу другог хармоника – ову вредност прорачунати на основу спецификација за коришћени SA, (б) за минималну вредност слабљења SA (0 dB).

Приликом мерења не сме доћи до прекорачења улазне снаге било ког склопа у мерној поставци!

5.4 Мерење импедансе дисконтинуитета у правоугаоном таласоводу анализом стојећег таласа

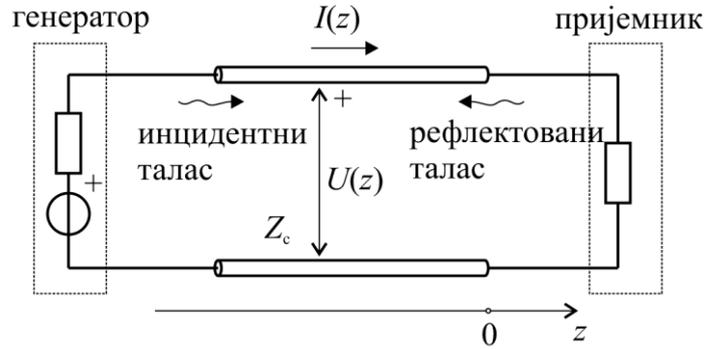
Дисконтинуитети у правоугаоним таласоводима обично су танке металне дијафрагме или шипке. Помоћу њих се могу реализовати различити склопови у таласоводној техници, као што су трансформатори импедансе, филтри или резонатори. Дисконтинуитети које меримо у оквиру ове вежбе приказани су на слици 1. Еквивалентна импеданса коју уноси дисконтинуитет може се једноставно одредити анализом стојећег таласа на мерном таласоводу.



Слика 5.4.1. Дисконтинуитети у правоугаоном таласоводу.

5.4.1 Анализа стојећег таласа на воду (таласоводу)

Анализа простирања таласа у таласоводу може свести на анализу простирања на еквивалентном воду. У општем случају, на воду постоје два таласа, инцидентни и рефлектовани (слика 5.4.1.1).



Слика 5.4.1.1 Простирање таласа на воду.

Комплексни коефицијент рефлексије дефинише се као

$$\underline{\rho}(z) = \frac{\underline{U}_r(z)}{\underline{U}_i(z)} = \frac{\underline{U}_r(0)e^{+j\beta z}}{\underline{U}_i(0)e^{-j\beta z}} = \underline{\rho}_0 e^{+j2\beta z} = \rho_0 e^{+j(\phi_0+2\beta z)} \quad (5.4.1.1)$$

Десна страна претходног израза односи се на вод без губитака. Видимо да се дуж вода мења само фаза коефицијента рефлексије, $\phi_0+2\beta z$, док модул, ρ_0 , остаје константан.

На основу израза за укупни напон у произвољном пресеку вода,

$$\underline{U}(z) = \underline{U}_i(z) + \underline{U}_r(z) = \underline{U}_i(z) \left(1 + \rho_0 e^{+j(\phi_0+2\beta z)} \right) \quad (5.4.1.2)$$

види се да се амплитуда напона мења дуж вода. Количник максималне и минималне ефективне вредности (или амплитуде) напона на воду назива се коефицијентом стојећег таласа,

$$\sigma = \frac{|\underline{U}(z)|_{\max}}{|\underline{U}(z)|_{\min}} = \frac{1 + \rho_0}{1 - \rho_0}. \quad (5.4.1.3)$$

Еквивалентна импеданса (гледано према пријемнику) у произвољном пресеку вода је

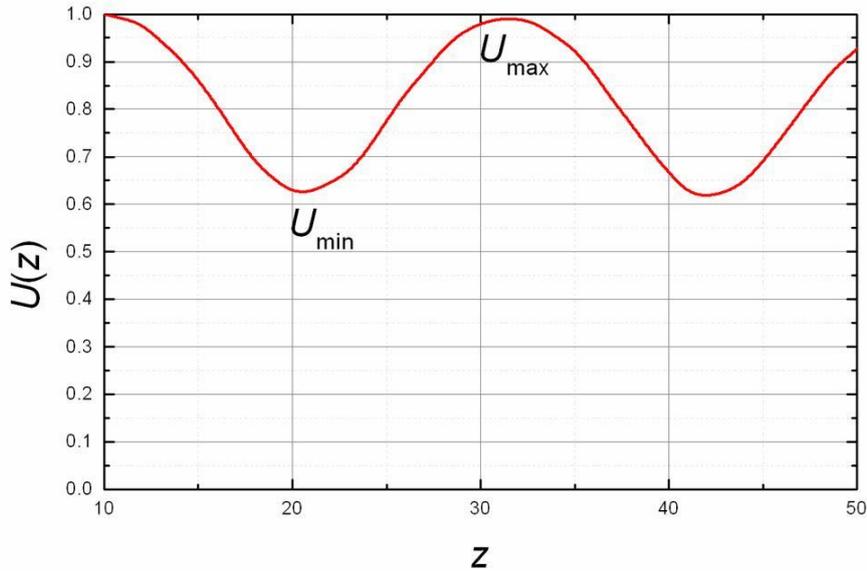
$$\underline{Z}(z) = \frac{\underline{U}(z)}{\underline{I}(z)} = Z_c \frac{1 + \underline{\rho}(z)}{1 - \underline{\rho}(z)}, \quad (5.4.1.4)$$

где је Z_c карактеристична импеданса мерног вода (таласна импеданса таласовода).

Када се пријемник непознате импеданса прикључи на један крај мерног вода (таласовода), а други крај побуди простопериодичним сигналом, на воду се формира стојећи талас (слика 5.4.1.2). Ако се пријемник непознате импедансе налази у пресеку вода $z = z_p$, његову импедансу можемо одредити на основу израза (5.4.1.4).

Величина која се на мерном воду може лако измерити је коефицијент стојећег таласа, σ , а на основу израза (5.4.1.3) је затим могуће израчунати модул коефицијента рефлексије, ρ_0 . Ако је минимум стојећег таласа измерен у пресеку вода $z = z_{\min}$, на основу израза (5.4.1.2) важи

$$\phi_0 + 2\beta z_{\min} = \pi. \quad (5.4.1.5)$$



Слика 5.4.1.2 Простирање таласа на воду.

На основу израза (5.4.1.1) види се да се фаза коефицијента рефлексије на воду периодично мења дуж вода, па ће се и ефективна вредност напона стојећег таласа на воду периодично мењати. Ако је D измерено растојање између два пресека вода у којима постоји минимум стојећег таласа, онда важи

$$2\beta D = 2\pi. \quad (5.4.1.6)$$

На основу израза (5.4.1.5) и (5.4.1.6) може се израчунати ϕ_0 , па је фаза коефицијента рефлексије на месту пријемника

$$\phi_p = \phi_0 + 2\beta z_p = \pi + 2\pi \frac{z_p - z_{\min}}{D}. \quad (5.4.1.7)$$

Ради прецизног утврђивања положаја пријемника, на крај мерног вода (таласовода) се најпре прикључи кратак спој. Комплексни коефицијент рефлексије кратког споја је -1 , па на месту кратког споја постоји минимум стојећег таласа, што се може закључити на основу израза (5.4.1.2). Пошто скала за читавање положаја сонде на мерном воду (таласоводу) не досеже до приступа (портова), за z_p се усваја неки од минимума у делу вода на коме постоји скала (импеданса у тим пресецима једнака је непознатој импеданси прикљученој на мерни вод или таласовод).

Дакле, мере се z_p , z_{\min} , σ и D , комплексни коефицијент рефлексије пријемника је

$$\rho_p = \frac{\sigma - 1}{\sigma + 1} e^{j\left(\pi + 2\pi \frac{z_p - z_{\min}}{D}\right)}. \quad (5.4.1.8)$$

а тражена импеданса пријемника је

$$Z_p = Z_c \frac{1 + \rho_p}{1 - \rho_p}. \quad (5.4.1.9)$$

5.4.2 Задатак

Одредити импедансу дисконтинуитета правоугаоног таласовода, анализом стојећег таласа на мерном таласоводу, као и учестаност побудног генератора. Као побудни генератор користи се рефлексни клистрон, који ће бити унапред подешен. У склопу мерног таласовода налазе се сонда и детектор, док се ниво сигнала добијен детектором (тј. ниво стојећег таласа у пресеку таласовода у којем се налази сонда) мери индикатором стојећих таласа. Мерење непознате импедансе врши се на основу поступка изложеног у одељку 1. Пошто сваки од дисконтинуитета приказаних на слици 1 интензивно зрачи, потребна су три мерења да би се одредила импеданса дисконтинуитета.

1. На излаз мерног таласовода прикључује се приложени кратак спој и одреде се z_p и D . Снимити криву стојећег таласа.
2. На излаз мерног таласовода прикључује се приложени потрошач и одреди се његова комплексна адмитанса, \underline{Y}_p . Снимити криву стојећег таласа. На излаз мерног таласовода прикључују се паралелно дисконтинуитет непознате импедансе и приложени потрошач и одреди се комплексна адмитанса њихове паралелне везе, $\underline{Y}_{dp} = \underline{Y}_d + \underline{Y}_p$. Одавде се добија адмитанса дисконтинуитета $\underline{Y}_d = \underline{Y}_{dp} - \underline{Y}_p$.

Учестаност генератора је таква да ће у правоугаоном таласоводу бити побуђен само TE_{10} тип таласа. Тада за правоугаони таласовод, попречног пресека димензија a и b ($a > b$), важи:

$$f_{cTE_{10}} = \frac{c_0}{2a}, \quad \beta_{TE_{10}} = \frac{\omega}{c_0} \sqrt{1 - \frac{f_c^2}{f^2}}, \quad Z_{TE_{10}} = \frac{\omega \mu_0}{\beta_{TE_{10}}}.$$

5.5 Мерење карактеристика антена

Према IEEE стандарду 145-2013, антена је део предајног или пријемног система намењен зрачењу или пријему електромагнетских таласа. Под пољем зрачења се подразумева далеко електромагнетско поље (грубо говорећи, поље десет или више таласних дужина удаљено од извора зрачења), али се понекад под антенама подразумевају и уређаји који су спрегнути преко електромагнетског поља које није у зони зрачења. Основне карактеристике антене су:

- коефицијент рефлексије (импеданса, коефицијент стојећих таласа),
- поларизација,
- појачање,
- ефикасност зрачења,
- дијаграм зрачења.

Коефицијент рефлексије антене, односно параметар s_{11} , добија се мерењем коришћењем анализатора мрежа, одакле можемо добити импедансу антене и њен коефицијент стојећих таласа. У наставку ћемо се бавити осталим карактеристикама антене.

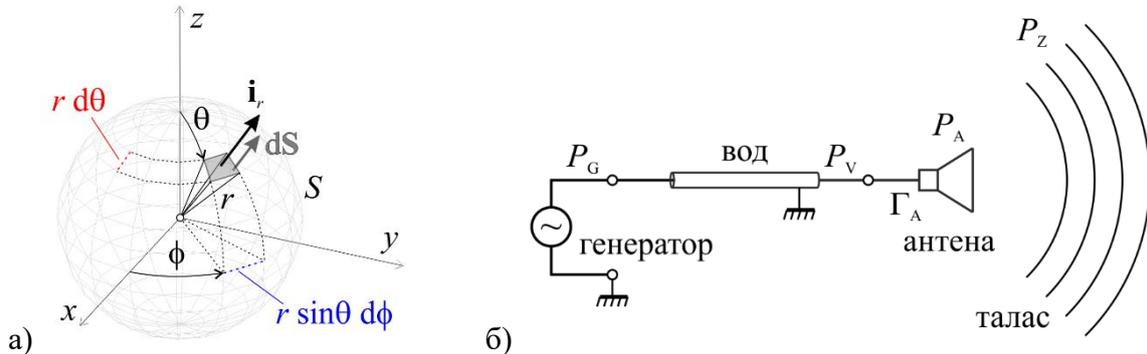
Антена у зони зрачења производи електромагнетски талас који се локално може сматрати униформним равним таласом. Бавићемо се простопериодичним електромагнетским таласима и за њихове векторе поља користићемо комплексне представнике. Сматраћемо да се антена налази у слободном простору, у околини центра сферног координатног система приказаног на слици 5.5.1а. Вектор јачине електричног поља антене у зони зрачења, \mathbf{E} , дат је изразом

$$\mathbf{E} = j \frac{Z_0}{2\pi} I \frac{e^{-j\beta r}}{r} \mathbf{F}(\theta, \phi), \quad (5.5.1)$$

где је $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$ импеданса вакуума, I референтна струја (нпр. струја на прикључцима антене), r растојање тачке у којој тражимо поље од центра координатног система, а \mathbf{F} карактеристична функција зрачења антене у правцу и смеру одређеном ортом \mathbf{i}_r . Вектор јачине магнетског поља антене у зони зрачења, \mathbf{H} , дат је изразом

$$\mathbf{H} = \frac{1}{Z_0} \mathbf{i}_r \times \mathbf{E}. \quad (5.5.2)$$

Вектори \mathbf{E} и \mathbf{H} леже у равни управној на правац у којем посматрамо простирања таласа, тзв. трансверзалној равни. У тој равни врх вектора \mathbf{E} (или \mathbf{H}) у току времена описује криву која је у општем случају елипса, а у специјалном случају круг или права (линија). У зависности од облика ове криве кажемо да је поларизација антене елиптичка, кружна или линијска.



Слика 5.5.1. а) Координатни систем за описивање поља антене, б) токови снаге за предајну антену.

Токови снаге за предајну антену приказани су на слици 5.5.1б. P_G је расположива снага генератора, P_V расположива снага на конектору антене, P_A снага која се испоручује антени,

$$P_A = P_V (1 - |\Gamma_A|^2), \quad (5.5.3)$$

где је Γ_A комплексни коефицијент рефлексије антене и P_Z снага зрачења, дефинисана као

$$P_Z = \text{Re} \left\{ \oint_S (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot d\mathbf{S} \right\}. \quad (5.5.4)$$

Заменом израза (5.5.2) за \mathbf{H} у (5.5.3) добијамо:

$$P_Z = \oint_S \frac{|\mathbf{E}|^2}{Z_0} \mathbf{i}_r \cdot d\mathbf{S} = \int_{\Omega} \frac{|\mathbf{E}|^2}{Z_0} r^2 d\Omega. \quad (5.5.5)$$

Подинтегрална величина у другом интегралу у (5.5.5) је снага која се зрачи у елементарни просторни угао $d\Omega$ и назива се интензитет зрачења, I_Z :

$$I_Z = \frac{|\mathbf{E}|^2}{Z_0} r^2. \quad (5.5.6)$$

Усмереност (Directivity) антене дефинише се као

$$D = \frac{4\pi I_Z}{P_Z}. \quad (5.5.7)$$

Појачање антене (Gain) дефинише се као

$$G = \frac{4\pi I_Z}{P_A}. \quad (5.5.8)$$

Реализовано појачање антене (Realized gain) дефинише се као

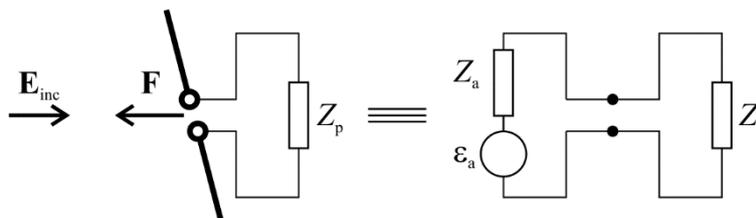
$$G_R = \frac{4\pi I_Z}{P_V}. \quad (5.5.9)$$

Усмереност, појачање и реализовано појачање су функције просторних координата θ и ϕ , а уколико ове координате нису наведене, мисли се на максималну вредност (усмерености, појачања и реализованог појачања).

Ефикасност зрачења η дефинише се као:

$$\eta = \frac{P_Z}{P_A}. \quad (5.5.10)$$

Појачање антене уобичајено се мери када антена ради као пријемна. Пријемна антена се у односу на своје прикључке може представити реалним напонским (Тевененовим) генератором, као на слици 5.5.2.



Слика 5.5.2. Тевененов генератор којим се може еквивалентирати пријемна антена.

Импеданса Тевененовог генератора једнака је импеданси антене, $Z_a = R_a + jX_a$, а електромоторна сила се рачуна као

$$\varepsilon_a = \frac{\lambda}{\pi} \mathbf{E}_{\text{inc}} \cdot \mathbf{F}, \quad (5.5.11)$$

где је \mathbf{E}_{inc} вектор јачине електричног поља инцидентног униформног равног електромагнетског таласа, λ таласна дужина, а \mathbf{F} карактеристична функција зрачења пријемне антене у правцу и смеру одакле долази талас. Снага пријемника прилагођеног на еквивалентни генератор је

$$P_{\text{pr}} = \frac{|\varepsilon_a|^2}{4R_a}, \quad (5.5.12)$$

и биће највећа када су вектори \mathbf{E}_{inc} и \mathbf{F} усклађених поларизација, у ком случају је

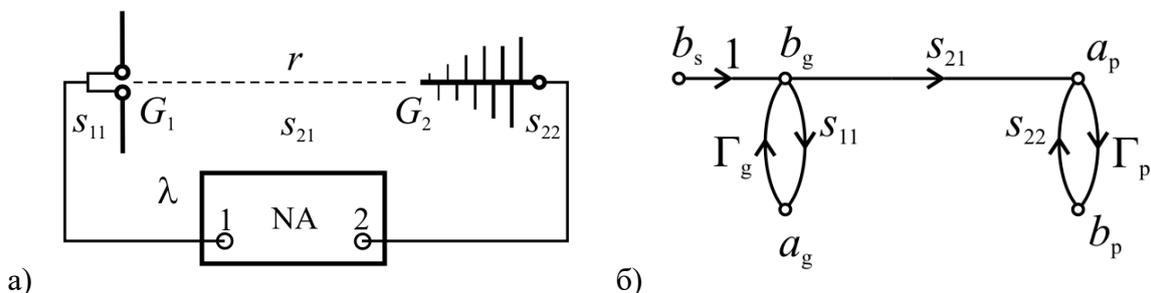
$$P_{\text{pr}} = \frac{\frac{\lambda^2}{\pi^2} |\mathbf{E}_{\text{inc}}|^2 |\mathbf{F}|^2}{4R_a}. \quad (5.5.13)$$

Знајући снагу (P_A) и појачање (G_1) предајне антене, растојање између антена (r) и појачање пријемне антене (G_2), претходни израз своди се на Фрисову трансмисиону формулу:

$$P_{\text{pr}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_1 G_2 P_A. \quad (5.5.14)$$

5.5.1 Мерење појачања антене

Мерна поставка за мерење појачања антене помоћу анализатора мрежа приказана је на слици 5.5.1.1а, а одговарајући дијаграм тока сигнала на слици 5.5.1.1б. Побуда за предајну антену, појачања G_1 , долази из порта 1 анализатора мрежа, док се сигнал пријемне антене, појачања G_2 , води на порт 2. Измерени параметар s_{11} представља рефлексију предајне антене, s_{22} представља рефлексију пријемне антене, а s_{21} описује пренос снаге између предајне и пријемне антене. Коefицијенти рефлексије портова 1 и 2 су редом Γ_g и Γ_p .



Слика 5.5.1.1. Мерење појачања антена, а) мерна поставка, б) дијаграм тока сигнала.

Према слици 5.5.1.1б, снага на пријему је

$$P_{\text{pr}} = |a_p|^2 - |b_p|^2 = |a_p|^2 (1 - |\Gamma_p|^2), \quad (5.5.1.1)$$

Уврштавајући у претходни израз

$$a_p = \frac{s_{21} b_g}{1 - s_{22} \Gamma_p}, \quad (5.5.1.2)$$

добијамо

$$P_{pr} = \frac{|b_g|^2 (1 - |\Gamma_p|^2)}{|1 - s_{22} \Gamma_p|^2} |s_{21}|^2, \quad (5.5.1.3)$$

Имајући у виду да је снага предајне антене

$$P_A = |b_g|^2 - |a_g|^2 = |b_g|^2 (1 - |s_{11}|^2), \quad (5.5.1.4)$$

снага на пријему може се написати као

$$P_{pr} = \frac{(1 - |\Gamma_p|^2) |s_{21}|^2}{(1 - |s_{11}|^2) |1 - s_{22} \Gamma_p|^2} P_A, \quad (5.5.1.5)$$

Да би овако добијена снага одговарала снази добијеној преко Фрисове формуле (5.5.14), потребно је да поларизације предајне и пријемне антене буду усклађене и да пријемник буде прилагођен на пријемну антену, тј. да важи

$$\Gamma_p = s_{22}^*. \quad (5.5.1.6)$$

Коришћењем (5.5.1.6), израз (5.5.1.5) своди се на

$$P_{pr} = \frac{|s_{21}|^2}{(1 - |s_{11}|^2)(1 - |s_{22}|^2)} P_A. \quad (5.5.1.7)$$

Директним поређењем израза (5.5.14) и (5.5.1.7) добијамо

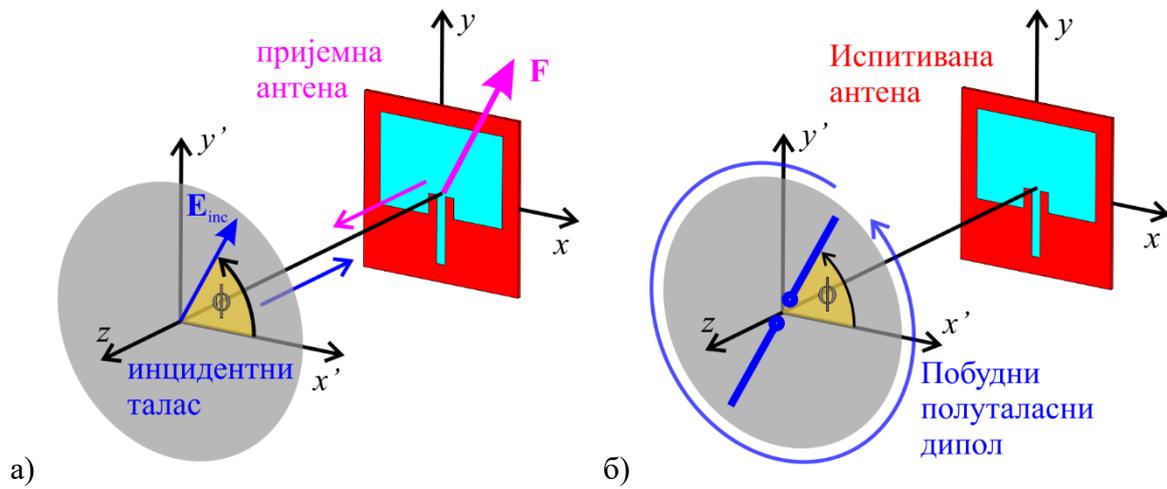
$$\left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_1 G_2 = \frac{|s_{21}|^2}{(1 - |s_{11}|^2)(1 - |s_{22}|^2)}. \quad (5.5.1.8)$$

На основу израза (5.5.1.8), мерењем s_{11} , s_{21} и s_{22} , познајући растојање између антена и таласну дужину, и под испуњеним условима наведеним током извођења, можемо израчунати производ појачања предајне и пријемне антене. Ако су антене истоветне (једнаких појачања), или знамо појачање једне од антена, непознато појачање се може директно добити. У овом другом случају, антена непознатог појачања може у мерној поставци бити предајна или пријемна, али се обично користи као пријемна антена. Уколико немамо одговарајућу антену познатог појачања, али имамо три антене, можемо извршити (три) мерења за сваки пар антена,

па коришћењем израза (5.5.1.8) формирати систем од три једначине и њиховим решавањем добити непозната појачања.

5.5.2 Утврђивање поларизације антене

Под поларизацијом антене подразумева се поларизација поља електромагнетског таласа који антена ствара у зони зрачења, у правцима од интереса. Антене се најчешће пројектују тако да имају линијску или кружну поларизацију, а елиптичка поларизација се тада јавља услед немогућности да се избегне или због несавршености производног процеса. Приметимо да (приближно) кружна поларизација може да постоји само у одређеном правцу зрачења и у околини тог правца.



Слика 5.5.2.1. Утврђивање поларизације антене, а) теоријска поставка и б) практична реализација.

Теоријско разматрање потребно за утврђивање поларизације антене у посматраном правцу обавићемо коришћењем поставке приказане на слици 5.5.2.1а. До пријемне антене стиже линијски поларизован униформан раван електромагнетски талас, чији вектор јачине електричног поља можемо да прикажемо у облику

$$\mathbf{E}_{inc} = E_0 e^{j\theta_0} (\cos \phi \mathbf{i}_x + \sin \phi \mathbf{i}_y), \quad (5.5.2.1)$$

где су E_0 и θ_0 реалне константе. Карактеристичну функцију зрачења пријемне антене у правцу и смеру одакле долази талас, \mathbf{F} , можемо да прикажемо у облику:

$$\mathbf{F} = e^{j\alpha} (a_x \mathbf{i}_x + j a_y \mathbf{i}_y), \quad (5.5.2.2)$$

где су a_x , a_y и α реалне константе. Електромоторна сила индукована у пријемној антени, према (5.5.11), биће:

$$\varepsilon_a = \frac{\lambda}{\pi} E_0 e^{j(\theta_0 + \alpha)} (a_x \cos \phi + j a_y \sin \phi). \quad (5.5.2.3)$$

Према (5.5.12), снага пријемника прилагођеног на пријемну антену ће бити:

$$P_{\text{pr}} = \frac{\lambda^2 E_0^2}{4\pi^2 R_a} (a_x^2 \cos^2 \phi + a_y^2 \sin^2 \phi). \quad (5.5.2.4)$$

У случају линијске поларизације, пријемну антену можемо да оријентишемо тако да буде $a_y = 0$. У том случају, снага пријемника ће зависити од угла ϕ (који вектор \mathbf{E}_{inc} заклапа са x' -осом)—биће максимална када је $\cos^2 \phi = 1$, а минимална и једнака нули када је $\cos^2 \phi = 0$. У случају кружне поларизације важиће $a_x^2 = a_y^2$, па снага пријемника неће зависити од угла ϕ . У случају елиптичке поларизације важиће $a_x^2 \neq a_y^2$, $a_x^2 \neq 0$ и $a_y^2 \neq 0$, па ће снага пријемника зависити од угла ϕ , али минимална снага неће бити нула.

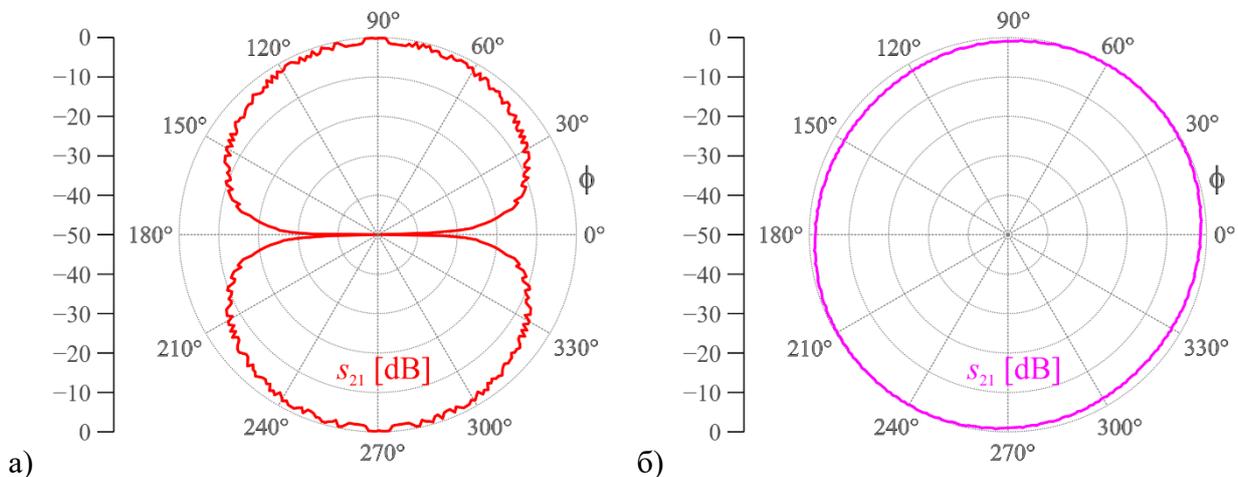
Практично утврђивање поларизације антене у посматраном правцу обавља се коришћењем мерне поставке приказане на слици 5.5.2.1б. Побудна и испитивана антена налазе се на правцу за који утврђујемо поларизацију испитиване антене. Дуж тог правца побудна антена зрачи линијски поларизован униформан раван електромагнетски талас (на слици је у ту сврху искоришћен полуталасни дипол). Обе антене прикључене су на анализатор мрежа, као на слици 5.5.1.1а. Побудна (или испитивана) антена обрће се око осе која спаја антене и истовремено се мери снага пријемника. На основу (5.5.1.7) важи:

$$10 \log_{10} \frac{P_{\text{pr}}}{P_A} = 10 \log_{10} \frac{|s_{21}|^2}{(1 - |s_{11}|^2)(1 - |s_{22}|^2)}. \quad (5.5.2.5)$$

Ако сматрамо да су приликом обртања антене P_A , s_{11} и s_{22} константни, (5.5.2.5) постаје

$$10 \log_{10} \frac{P_{\text{pr}}}{P_A} = s_{21} [\text{dB}] + \text{const}, \quad (5.5.2.6)$$

односно релативна снага на пријему у децибелима биће једнака збиру параметра s_{21} у децибелима и константе. Снимањем графика $s_{21} [\text{dB}]$, за $0 \leq \phi \leq 2\pi$, можемо утврдити поларизацију испитиване антене у посматраном правцу.

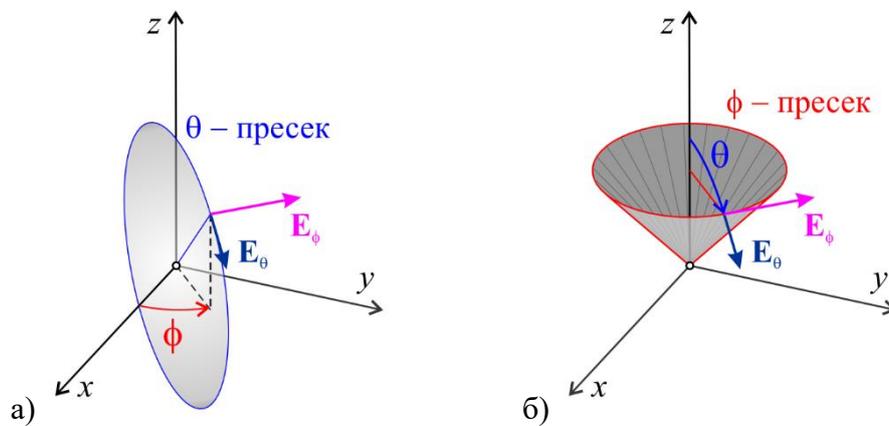


Слика 5.5.2.2. График $s_{21} [\text{dB}]$ нормализован на 0 dB за а) приближно линијски поларизовану микрострип печ антену и б) приближно кружно поларизовану хеликоидалну антену.

Резултати симулације спроведене према слици 5.5.2.1б приказани су на слици 5.5.2.2а за микрострип печ антену, а на слици 5.5.2.2б за хеликоидалну антену. Микрострип печ антена је врло приближно линијски поларизована и график за $s_{21}[\text{dB}]$ мењаће се од неке мале вредности (због шума, снага пријемника никада неће бити нула, па ни $s_{21}[\text{dB}]$ неће ићи до теоријских $-\infty \text{ dB}$) до максималне вредности (овде нормализоване на 0 dB). Хеликоидална антена је испитана у правцу у којем зрачи приближно кружно поларизован талас, па је график за $s_{21}[\text{dB}]$ приближно круг. Разлика између максималне и минималне вредности назива се елиптичност (ellipticity).

5.5.3 Мерење дијаграма зрачења антене

Под дијаграмом зрачења антене подразумева се просторна расподела неке од величина које карактеришу електромагнетско поље зрачења антене: то, на пример, могу бити амплитуда или фаза електричног (или магнетског) поља, али најчешће је реч о појачању. Антена се смешта у околину координатног почетка сферног координатног система, а приказује се посматрана величина у тачкама сфере (које се налазе у зони зрачења антене), са центром у координатном почетку (као на слици 5.5.1а). Често се посматрају само карактеристични пресеци ове сфере, θ -пресек, када је угао ϕ константан (слика 5.5.3.1а) и ϕ -пресек, када је угао θ константан (слика 5.5.3.1б). Приметимо да θ -пресеци описују равни, док ϕ -пресеци у општем случају описују конусну површ, а само се за $\theta = \pi/2$ та конусна површ своди на раван.



Слика 5.5.3.1. Карактеристични пресеци дијаграма зрачења, а) θ -пресек, б) ϕ -пресек.

Карактеристична функција зрачења антене може да се представи у облику

$$\mathbf{F} = e^{j\alpha} (a_{\theta} \mathbf{i}_{\theta} + j a_{\phi} \mathbf{i}_{\phi}) = \mathbf{F}_{\theta} + \mathbf{F}_{\phi}, \quad (5.5.3.1)$$

па се електрично поље антене у зони зрачења (5.5.1) може представити као

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_{\theta} + \mathbf{E}_{\phi}, \quad (5.5.3.2)$$

интензитет зрачења (5.5.6) као

$$I_Z = \frac{|\mathbf{E}_\theta|^2 + |\mathbf{E}_\phi|^2}{Z_0} r^2 = I_{Z\theta} + I_{Z\phi}, \quad (5.5.3.3)$$

а појачање (5.5.8) као

$$G = \frac{4\pi(I_{Z\theta} + I_{Z\phi})}{P_A} = G_\theta + G_\phi. \quad (5.5.3.4)$$

У претходном изразу G_θ и G_ϕ су делимична појачања. Мерењем, G_θ добијамо тако што побудна антена на слици 5.5.1.1а обезбеђује само θ -компоненту побудног поља \mathbf{E}_{inc} у (5.5.11), а G_ϕ добијамо коришћењем побудне антене која има само ϕ -компоненту побудног поља.

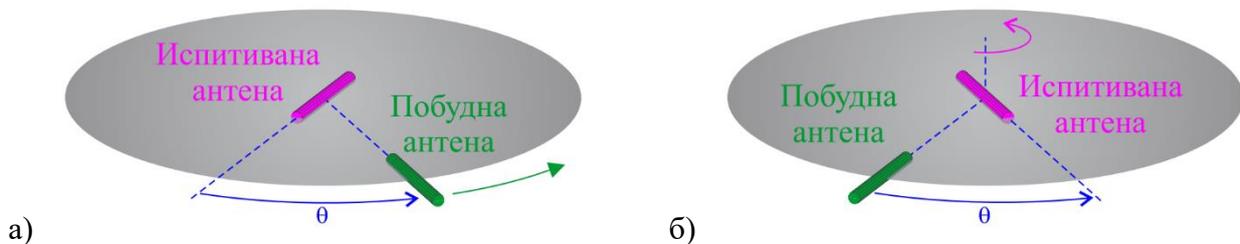
На основу (5.5.1.8), претпостављајући да је $G_2 = G_{\text{AUT}}$ појачање испитиване антене (Antenna Under Test—AUT) и да су све остале величине осим s_{21} константне (при промени међусобног положаја антена), добијамо:

$$10 \log_{10} G_{\text{AUT}} = 20 \log_{10} |s_{21}| + \text{const}_1, \quad (5.5.3.5)$$

односно:

$$G_{\text{AUT}} [\text{dBi}] = s_{21} [\text{dB}] + \text{const}_1. \quad (5.5.3.6)$$

Појачање се у логаритамској размери дефинише изразом с леве стране једнакости у (5.5.3.4), а јединица је dBi (децибела у односу на изотропни радијатор—хипотетичку антену која једнако зрачи у свим правцима). Мерење дијаграма зрачења обавља се померањем побудне антене по тачкама на сфери са слике 5.5.1а и мерењем $s_{21} [\text{dB}]$ у мерној поставци са слике 5.5.1.1а. На тај начин, за тачку са координатама θ и ϕ , на основу (5.5.3.4) добијамо $G_{\text{AUT}}(\theta, \phi) [\text{dBi}]$. Препоручени корак угла у посматраном пресеку (θ или ϕ) је десетина ширине главног снопа зрачења. Често се врши мерење само у пресецима од интереса, па се побудна антена помера по кругу, као што је приказано на слици 5.5.3.2а. Систем за позиционирање при оваквом мерењу захтева пуно простора, па се уместо тога најчешће врши померање испитиване антене, као на слици 5.5.3.2б.



Слика 5.5.3.2. Мерење дијаграма зрачења померањем а) побудне антене и б) испитиване антене.

Уобичајено се мери релативни дијаграм зрачења, пошто је за апсолутни довољно познавати појачање у само једном правцу. На основу (5.5.3.5), у правцу максималног зрачења (тј. максималног појачања) ће важити:

$$G_{\text{AUTmax}} [\text{dBi}] = s_{21\text{max}} [\text{dB}] + \text{const}_1. \quad (5.5.3.7)$$

Заменом константе const_1 из (5.5.3.7) у (5.5.3.6) добијамо

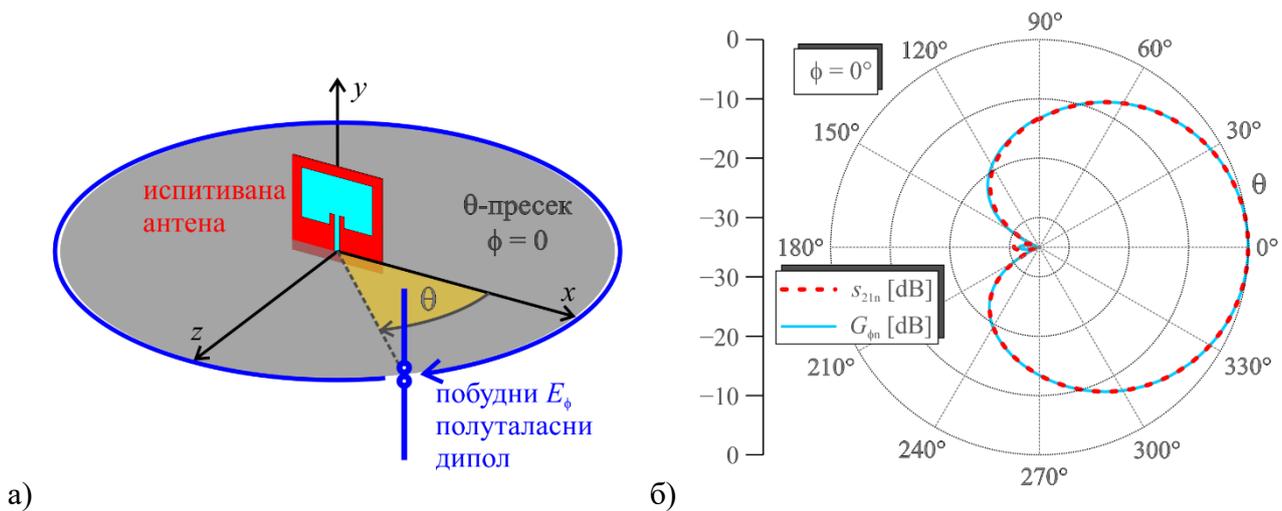
$$G_{\text{AUT}} [\text{dBi}] - G_{\text{AUTmax}} [\text{dBi}] = s_{21} [\text{dB}] - s_{21\text{max}} [\text{dB}], \quad (5.5.3.8)$$

односно

$$G_{\text{AUTn}} [\text{dB}] = s_{21\text{n}} [\text{dB}], \quad (5.5.3.9)$$

где су $G_{\text{AUTn}} [\text{dB}]$ и $s_{21\text{n}} [\text{dB}]$ нормализоване вредности.

Да бисмо утврдили исправност приступа исказаног изразом (5.5.3.9), извршићемо симулацију мерења релативног дијаграма зрачења микрострип печ антене, према мерној поставци на слици 5.5.3.3а. Побудни полуталасни дипол, у усвојеном координатном систему, обезбеђује само ϕ -компоненту побудног поља на месту микрострип печ антене, па ће $s_{21} [\text{dB}]$ из (5.5.3.6) представљати ϕ -компоненту појачања. Побудни полуталасни дипол помера се тако да обезбеђује θ -пресек, за $\phi = 0^\circ$, релативног дијаграма зрачења. Између нормализованог графика за $s_{21} [\text{dB}]$ и нормализованог графика за G_ϕ у том θ -пресеку (слика 5.5.3.3б) постоји готово савршено поклапање, чиме је исправност приступа преко израза (5.5.3.6) потврђена. Утврђивањем апсолутног појачања испитиване микрострип печ антене у правцу максималног зрачења, $G_{\phi\text{max}}$ (а на основу теоријске анализе испитиване микрострип печ антене, очекујемо да је максимум у правцу $\theta = 0^\circ$, $\phi = 0^\circ$), апсолутни дијаграм зрачења добијамо нормализацијом максимума са слике 5.5.3.3б на $G_{\phi\text{max}}$.



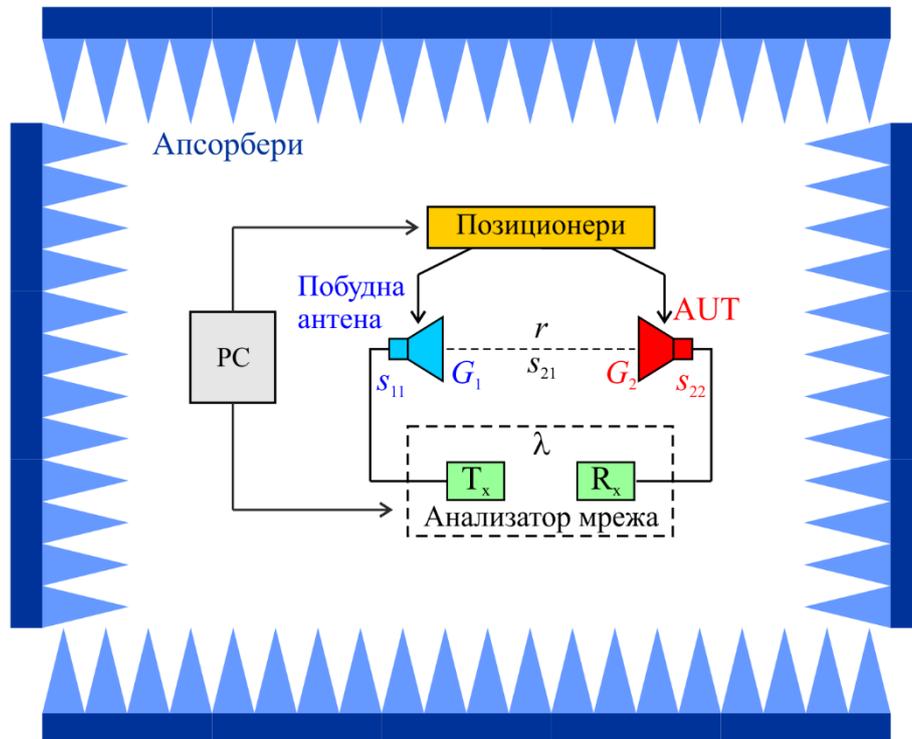
Слика 5.5.3.3. Симулација мерења релативног дијаграма зрачења, а) мерна поставка са померањем побудне антене и б) поређење нормализованог појачања добијеног симулацијом нормализованог параметра s_{21} —преноса између антена.

5.5.4 Антенско мерно место

Под антенским мерним местом (Antenna range) подразумевамо простор и опрему потребну за мерење дијаграма зрачења. Видели смо да се појачање антене мери под претпоставком да на испитивану антену наилази (само један) униформан раван електромагнетски талас. У реалности, електромагнетско поље на месту пријемне антене ће одступати од оног које има униформан раван електромагнетски талас (и по амплитуди и по фази), а поред жељеног (инцидентног) таласа обично постоје и нежељени (рефлектовани) таласи. Према начину опхођења према овим несавршеностима, разликујемо антенска мерна места:

- у слободном простору (Free-space), која су дизајнирана да у највећој мери потисну нежељене ефекте,
- са рефлексијом од земље (Ground reflection), која користе и рефлектовани талас за формирање жељеног поља на месту испитиване антене и
- у блиском пољу (Near-field), где се на основу мерења испитиване антене у блиском пољу математички одређује одзив који би антена имала у далеком пољу.

У мерна места у слободном простору спадају: уздигнута мерна места (нпр. на високим стубовима, како би се смањиле рефлексије), компактна мерна места (где се униформан раван талас постиже погодним рефлекторима, чиме се смањује потребно растојање између побудне и испитиване антене) и анехоичне (an-echoic—без одјека) собе, где се рефлексије контролишу облагањем мерне просторије апсорберима. Надаље ћемо се бавити анехоичним собама.



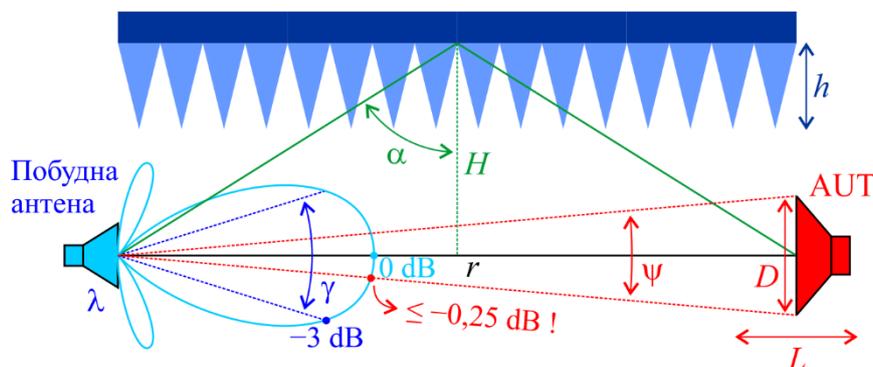
Слика 5.5.4.1. Антенско мерно место—анехоична соба и потребна опрема.

Пример „правоугаоне“ анехоичне собе (постоје и анехоичне собе које се „сужавају“ на једном крају), са потребном опремом за мерење дијаграма зрачења антене, приказан је на

слици 5.5.4.1. Поред испитиване антене (AUT), чији дијаграм зрачења меримо, потребна нам је побудна антена, која треба да створи униформан раван електромагнетски талас на месту испитиване антене, затим предајник који напаја побудну антену и пријемник који мери сигнал испитиване антене (овде реализовани анализатором мрежа), позиционери који померају антене на жељени начин и рачунар (PC) који управља радом анализатора мрежа и позиционера.

Препоруке за избор појединих параметара антенског мерног места изложићемо коришћењем слике 5.5.4.2. При избору растојања између побудне и испитиване антене, r , први захтев је да испитивана антена буде у зони зрачења побудне антене (где поље опада као $1/r$). Сматра се да је то испуњено за $r \geq 10\lambda$, где је λ таласна дужина у вакууму, на учестаности побудног генератора. Да би се могао занемарити утицај „реемитовања“ између антена, потребно је да угао који центар побудне антене заклапа са пречником испитиване антене буде више од три пута мањи од ширине главног снопа зрачења побудне антене. На основу слике 5.5.4.2, овај услов формулишемо као $\psi \leq 0,3\gamma$. У пракси се овај услов своди на захтев да промена појачања побудне антене по „отвору“ испитиване антене буде мања од 0,25 dB. Та промена појачања ће утицати на тачност мерења и независно од „реемитовања“, а могла би се смањити избором побудне антене са ширим снопом главног зрачења. Препорука је да се, уколико је испуњен 0,25 dB услов, не иде на смањење ове промене ширим снопом главног зрачења, јер то повећава грешку услед рефлексија од зидова, плафона и пода мерне просторије. Да би се избегао значајан утицај промене амплитуде поља дуж осе која на којој леже антене, „активна“ зона у којој се може налазити испитивана антена, L , треба да испуњава услов $L \leq 0,1r$. Промена фазе на отвору испитиване антене може се представити изразом $\Delta\phi = \pi D^2/4\lambda r$, а препорука је да промена не буде већа од $\pi/8$, одакле следи (још један) услов за r : $r \geq 2D^2/\lambda$.

Све унутрашње стране мерне просторије (зидови, плафон и под) прекривени су апсорберима. Апсорбери су пирамидалног облика и треба да ослабе инциденти талас из побудне антене, који као рефлектовани талас стиже до испитиване антене и смањује тачност мерења. Апсорбери са већом висином, h , имају веће слабљење. Минимална препоручена висина апсорбера је $h \geq \lambda$. Слабљење се смањује са повећањем инцидентног угла, α . Препорука је $\alpha \leq \pi/3$, одакле добијамо услов $H \geq r/(2\sqrt{3})$.

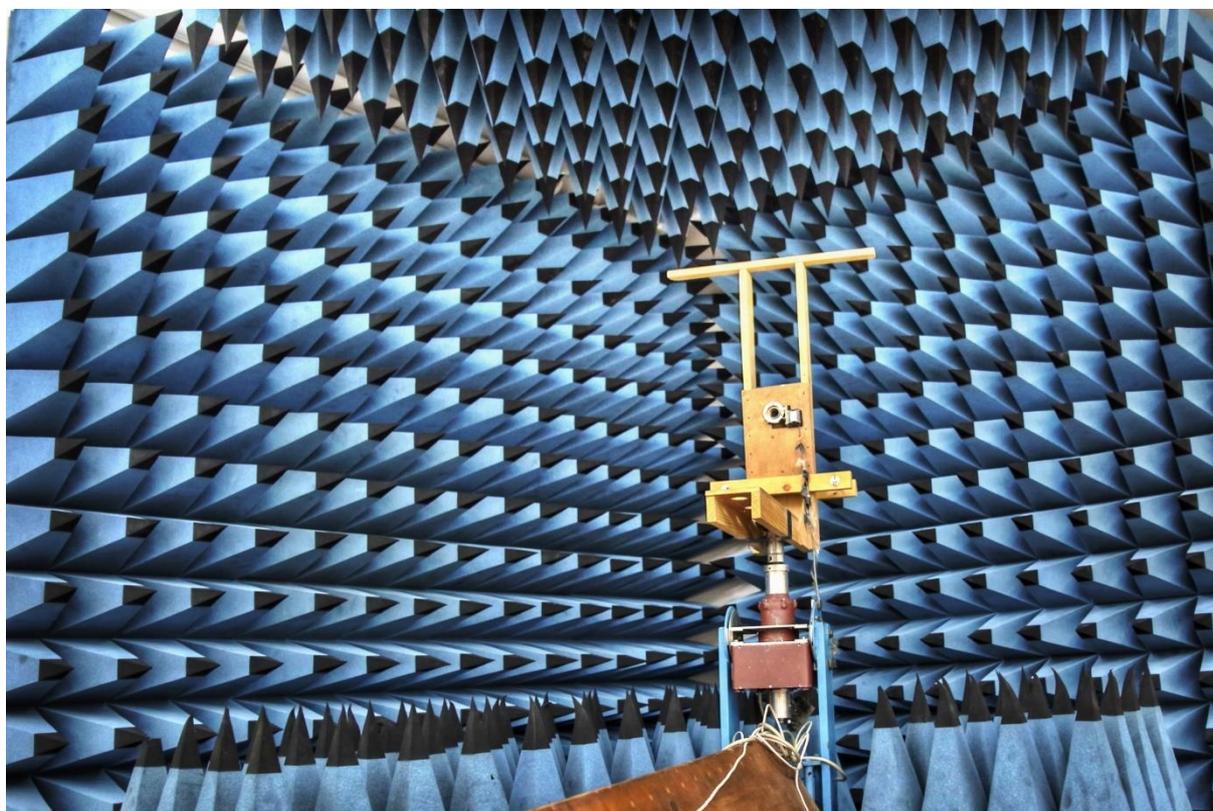


Слика 5.5.4.2. Антенско мерно место—избор параметара.

Поравнање побудне и испитиване антене требало би да се врши на основу њихових фазних центара. Фазни центар је (хипотетичка) тачка антене из које она зрачи сферни талас. Ако таква тачка не постоји, потребно је пронаћи тачку за коју је овај услов приближно испуњен. Оса дуж које меримо растојање r треба да пролази кроз фазне центре антена, а r је растојање између фазних центара.

Поред наведене опреме, за мерење је потребно имати одговарајуће каблове и адаптере, а посебно наглашавамо важност тзв. обртних конектора, са клизним контактима, који спречавају увртање каблова током ротације.

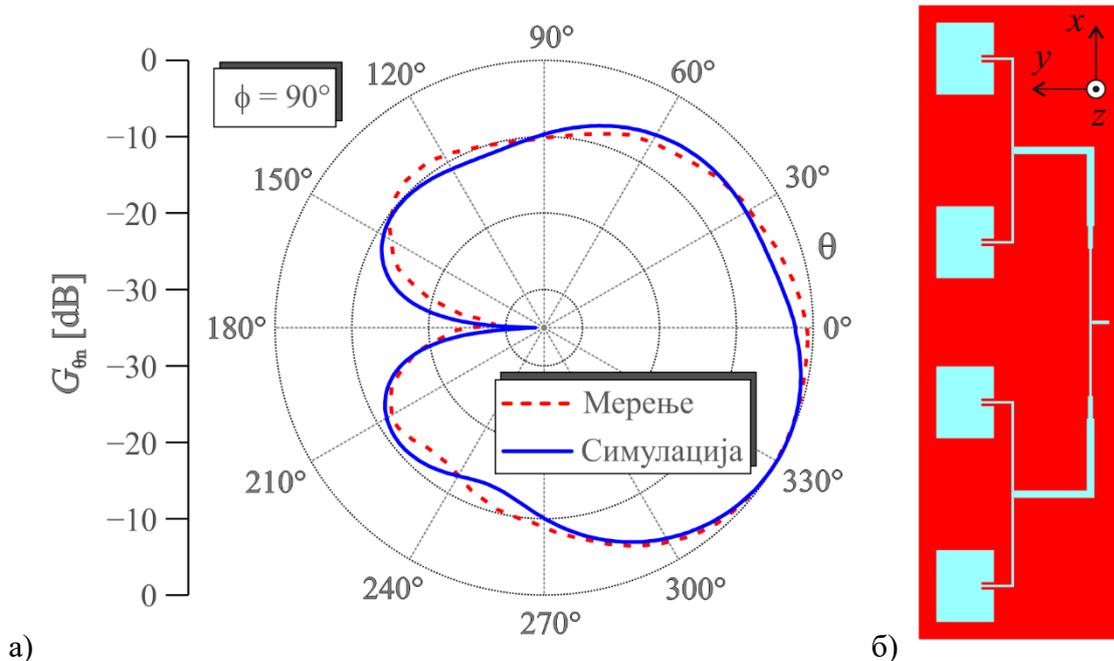
Антенско мерно место Лабораторије за антене и простирање Електротехничког факултета у Београду приказано је на слици 5.5.4.3. Мерно место се налази на платформи у углу просторије и обложено је апсорберима. На слици се види велики позиционер за ротацију око вертикалне осе (тј. за промену угла по азимуту), ради мерења релативног дијаграма зрачења као и мањи позиционер при врху дрвеног носача, који служи за утврђивање поларизације. Испод платформе се налазе анализатор мрежа и управљачки рачунар.



Слика 5.5.4.2. Антенско мерно место—Лабораторија за антене и простирање, Универзитет у Београду – Електротехнички факултет.

Један резултат мерења релативног дијаграма зрачења у овој лабораторији приказан је на слици 5.5.4.3а. На истој слици приложен је и резултат симулације испитиване антене, чији је симулациони модел приказан на слици 5.5.4.3б.

Напоменимо на крају да смо приликом свих извођења сматрали да су антене пасивне, линеарне и реципрочне.



Слика 5.5.4.3. а) Релативни дијаграм зрачења, поређење резултата мерења и симулације, б) испитивана антена.

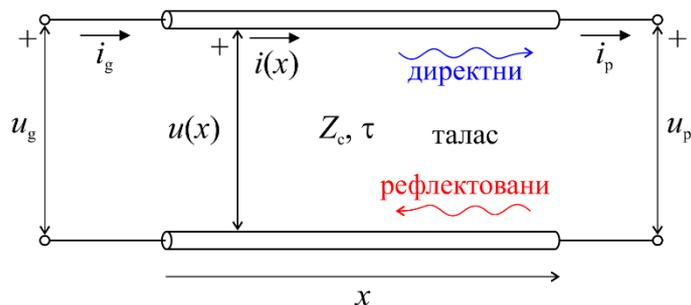
5.5.5 Задатак

За задат симулациони модел испитиване антене (АУТ) у Декартовом координатном систему и познат њен симулирани дијаграм зрачења, одредити: (а) како треба поставити АУТ на носач са ротацијом по азимуту и (б) како треба оријентисати побудну, линијски поларизовану, антену да би се ротирањем АУТ добио релативни дијаграм зрачења (за задати карактеристични пресек и задату компоненту делимичног појачања).

Дежурни наставник ће на основу тих података припремити мерну поставку и покренути мерење. Резултате мерења упоредити са резултатима симулације.

5.6 Мерење рефлексије и трансмисије у временском домену

Мерење рефлексије (и трансмисије) у временском домену традиционално се изводи побуђивањем вода сигналом облика Хевисајдове (ивичне) функције и посматрањем инцидентног и рефлектованог (или трансмитованог) сигнала у пресеку од интереса.



Слика 5.6.1. Модел вода за анализу у временском домену.

Модел вода за анализу у временском домену приказан је на слици 5.6.1. Сматрамо да је вод без губитака, карактеристичне импедансе Z_c , а да је време пропагације сигнала кроз посматрану секцију вода τ . У сваком пресеку вода, напон вода једнак је збиру напона директног и рефлектованог таласа.

Напон на улазу вода, $u_g(t)$, је

$$u_g(t) = u_{gd}(t) + u_{gr}(t), \quad (5.6.1)$$

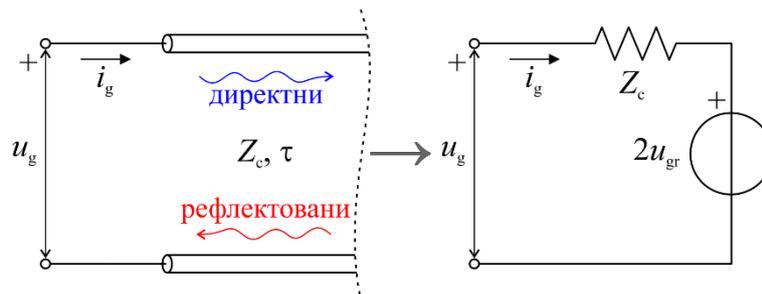
а струја на улазу у вод, $i_g(t)$, је

$$i_g(t) = \frac{u_{gd}(t)}{Z_c} - \frac{u_{gr}(t)}{Z_c}. \quad (5.6.2)$$

Комбиновањем (5.6.1) и (5.6.2) добијамо

$$u_g(t) = Z_c i_g(t) + 2u_{gr}(t). \quad (5.6.3)$$

На основу израза (5.6.3), вод се у односу на своје улазне прикључке може еквивалентирати Тевененовим генератором, као на слици 5.6.2.



Слика 5.6.2. Еквивалентирање вода у односу на улазне прикључке.

Напон на излазу вода, $u_p(t)$, је

$$u_p(t) = u_{pd}(t) + u_{pr}(t), \quad (5.6.4)$$

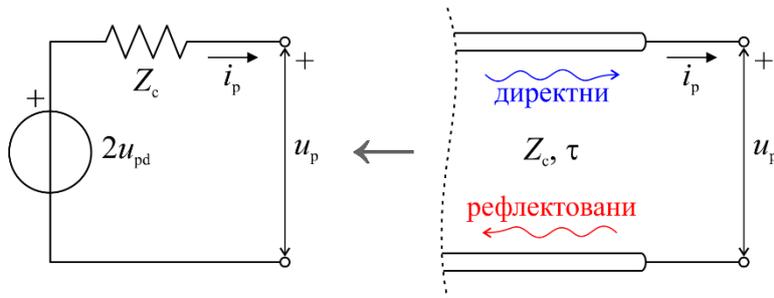
а струја на улазу у вод, $i_p(t)$, је

$$i_p(t) = \frac{u_{pd}(t)}{Z_c} - \frac{u_{pr}(t)}{Z_c}. \quad (5.6.5)$$

Комбиновањем (5.6.4) и (5.6.5) добијамо

$$u_p(t) = 2u_{pd}(t) - Z_c i_p(t). \quad (5.6.6)$$

На основу израза (5.6.6), вод се у односу на своје излазне прикључке може еквивалентирати Тевененовим генератором, као на слици 5.6.3.



Слика 5.6.3. Еквивалентирање вода у односу на излазне прикључке.

Имајући у виду да је напон директног таласа на излазу вода једнак закашњеном (за време пропагације кроз вода) напону директног таласа на улазу вода,

$$u_{pd}(t) = u_{gd}(t - \tau), \quad (5.6.7)$$

а да је напон рефлектованог таласа на улазу вода једнак закашњеном напону рефлектованог таласа на излазу вода,

$$u_{gr}(t) = u_{pr}(t - \tau), \quad (5.6.8)$$

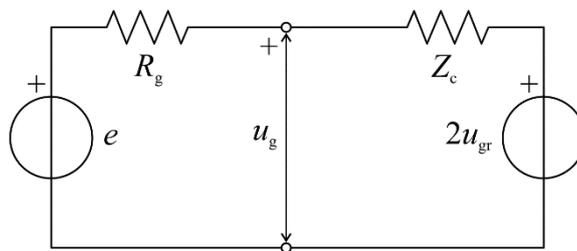
симултаним решавањем кола на улазу и излазу вода, према еквиваленцији приказаној на сликама 5.6.2 и 5.6.3, уз коришћење (5.6.7) и (5.6.8), можемо одредити напоне на улазу и излазу из вода у произвољном тренутку.

Прикључивањем реалног генератора на улаз вода, као на слици 5.6.4, напон на улазу је:

$$u_g(t) = \frac{Z_c}{R_g + Z_c} e(t) + \frac{R_g}{R_g + Z_c} 2u_{gr}(t), \quad (5.6.9)$$

а из (5.6.4) и (5.6.9) добијамо напон директног таласа на улазу вода:

$$u_{gd}(t) = \frac{Z_c}{R_g + Z_c} e(t) + \frac{R_g - Z_c}{R_g + Z_c} u_{gr}(t). \quad (5.6.10)$$



Слика 5.6.4. Генератор прикључен на улаз вода, еквивалентна шема.

У специјалном случају, када је $R_g = Z_c$ (генератор прилагођен на вода), (5.6.9) се своди на

$$u_g(t) = \frac{1}{2} e(t) + u_{gr}(t), \quad (5.6.11)$$

а (5.6.10) се своди на:

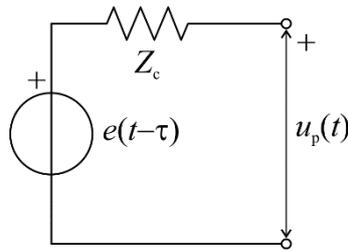
$$u_{gd}(t) = \frac{1}{2} e(t). \quad (5.6.12)$$

Изрази (5.6.11) и (5.6.12) су еквивалентни, и говоре нам да напон директног таласа не зависи од напона рефлектованог таласа, односно да нема рефлексије на страни генератора.

При испуњеном услову $R_g = Z_c$, из (5.6.12) и (5.6.7), (5.6.6) постаје

$$u_p(t) = e(t - \tau) - Z_c i_p(t), \quad (5.6.13)$$

односно Тевененовог генератор на излазу вода може се представити шемом на слици 5.6.5.



Слика 5.6.5. Еквивалентирање вода у односу на излазне прикључке када је генератор на улазу прилагођен на вод.

На основу слике 5.6.5, имајући у виду да је

$$u_{pd}(t) = \frac{1}{2} e(t - \tau), \quad (5.6.14)$$

можемо да пишемо:

$$u_{pr}(t) = u_p(t) - \frac{1}{2} e(t - \tau), \quad (5.6.15)$$

односно

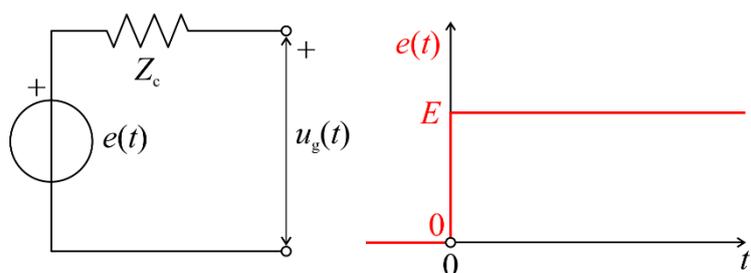
$$u_{gr}(t) = u_p(t - \tau) - \frac{1}{2} e(t - 2\tau) \quad (5.6.16)$$

и

$$u_g(t) = \frac{1}{2} e(t) + u_p(t - \tau) - \frac{1}{2} e(t - 2\tau). \quad (5.6.17)$$

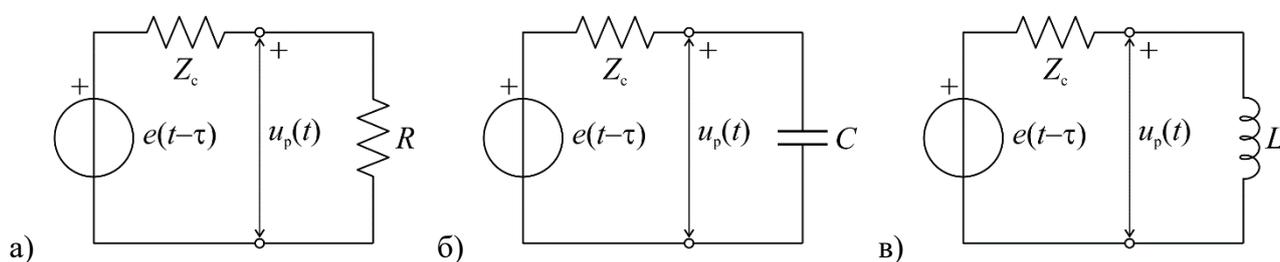
Ако је емс генератора облика Хевисајдове функције, као на слици 5.6.6, напон на улазу вода, на основу (5.6.17), биће

$$u_g(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ E/2, & 0 \leq t < 2\tau \\ u_p(t - \tau), & t \geq 2\tau \end{cases} \quad (5.6.18)$$



Слика 5.6.6. Емс генератора у облику Хевисајдове функције.

Из (5.6.18) следи да је за $t \geq 2\tau$ (након времена потребног да сигнал пропагира од улаза до излаза вода и назад), напон на улазу вода једнак закашњеном напону са излаза вода. Напон на излазу вода зависи од елемената прикључених на излаз. На слици 5.6.7 приказани су основни елементи прикључени на излаз вода: отпорник, кондензатор и калем.



Слика 5.6.7. Еквивалентни генератор на излазу вода са прикљученим а) отпорником, б) кондензатором и в) калемом.

Анализом кола са слике 5.6.7а и коришћењем израза (5.6.18), добијамо напон на улазу вода када је на излаз вода прикључен отпорник:

$$u_g(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ E/2, & 0 \leq t < 2\tau \\ ER/(R + Z_c), & t \geq 2\tau \end{cases} \quad (5.6.19)$$

Напон на улазу вода за $t \geq 2\tau$ је константан—остаје $E/2$ ако је $R = Z_c$ (пријемник прилагођен на вод, нема дисконтинуитета), биће мањи од $E/2$ ако је $R < Z_c$ (нула за $R = 0$), а већи од $E/2$ ако је $R > Z_c$ (тежи ка E за $R \rightarrow \infty$).

Анализом кола са слике 5.6.7б и коришћењем израза (5.6.18), добијамо напон на улазу вода када је на излаз вода прикључен кондензатор:

$$u_g(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ E/2, & 0 \leq t < 2\tau \\ E(1 - e^{-(t-2\tau)/Z_c C}), & t \geq 2\tau \end{cases} \quad (5.6.20)$$

Напон на улазу вода за $t \geq 2\tau$ се мења—најпре пада на нулу, па експоненцијално расте ка вредности E . Брзина раста зависи од временске константе кола на излазу, $\tau_c = Z_c C$.

Анализом кола са слике 5.6.7в и коришћењем израза (5.6.18), добијамо напон на улазу вода када је на излаз вода прикључен калем:

$$u_g(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ E/2, & 0 \leq t < 2\tau \\ Ee^{-(t-2\tau)Z_c/L}, & t \geq 2\tau \end{cases} . \quad (5.6.21)$$

Напон на улазу вода за $t \geq 2\tau$ се мења—најпре порасте на E , па експоненцијално опада ка нули. Брзина раста зависи од временске константе кола на излазу, $\tau_L = L/Z_c$.

За разлику од мерења рефлексије и трансмисије у фреквенцијском домену (анализатором мрежа), где видимо „збирни“ одзив система, мерењем у временском домену можемо да разлучимо појединачне дисконтинуитете дуж вода и испитамо њихов утицај. Конкретно, анализом сигнала на улазу вода можемо лоцирати позицију дисконтинуитета (ако знамо брзину простирања сигнала, c , дисконтинуитет ће бити на растојању $d = c\tau$) и његову природу (нагли скок или пад, без даље промене, указује на резистивну природу дисконтинуитета, нагли пад праћен експоненцијалним порастом на капацитивну природу дисконтинуитета, а нагли скок праћен експоненцијалним падом на индуктивну природу дисконтинуитета).

Мерење рефлексије (Time Domain Reflectometry—TDR) и трансмисије (Time Domain Transmission—TDT) на основу изложене анализе, може се извести директним мерењем у временском домену (коришћењем осцилоскопа), или посредним мерењем у фреквенцијском домену и трансформацијом резултата у временски домен (коришћењем анализатора мрежа). Овај други начин има већи динамички опсег (користи се ускопојасни пријемник), али и бројне нежељене ефекте при математичкој трансформацији фреквенцијског одзива у временски.

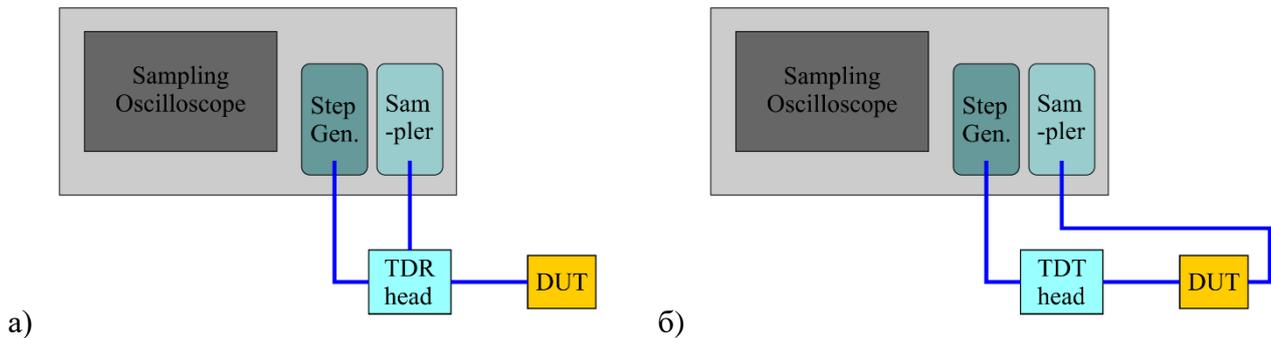
5.6.1 TDR/TDT мерење коришћењем осцилоскопа

Осцилоскоп је уређај првенствено намењен приказивању амплитуде сигнала у функцији времена. То се постиже одабирањем сигнала у времену и дигитализацијом и приказивањем одбирака на екрану уређаја. Периодични сигнали могу се приказати у току n периода сигнала, узимањем по једног одбирка по периоди. Ако је периода сигнала T , k -ти одбирак узима се у тренутку $t = k(T + T/n)$. Овакав осцилоскоп се назива осцилоскопом са одабирањем (Sampling Oscilloscope). За приказивање сигнала који нису периодични (транзијената), користи се осцилоскоп са брзим одабирањем, који сигнал дигитализује у реалном времену, па се и назива осцилоскопом у реалном времену (Real-Time Oscilloscope).

Осцилоскоп са одабирањем обично омогућава и додатне функционалности, на пример TDR и TDT. За то је потребно у његове расположиве слотове за проширење уградити генератор чија је емс облика Хевисајдове функције (Step generator) и модул за одабирање сигнала (Sampler), који има издвојену електронику за одабирање и дигитализацију (Sampling Head). Блок шеме оваквог система за TDR приказана је на слици 5.6.6.1а, а за TDT на слици 5.6.6.1б.

За разлику од Хевисајдове функције, реални генератори имају коначно време успона ивице (промене од 0 до E), што може довести до преклапања одзива два просторно блиска

дисконтинуитета. Другим речима, брзина успона ивице одређује резолуцију система. Принципи мерења поклапа се са изведеном теоријском анализом.



Слика 5.6.6.1. Блок шема мерења а) рефлексије и б) трансмисије у временском домену, коришћењем осцилоскопа са одабирањем.

5.6.2 TDR/TDT мерење коришћењем анализатора мрежа

Анализатор мрежа мери коефицијенте рефлексије и трансмисије (s -параметре) испитиваног склопа у фреквенцијском домену. Мерење се врши у одређеном опсегу учестаности, па се добијени резултати могу представити у временском домену, коришћењем инверзне Фуријеове трансформације.

Премда инверзну Фуријеову трансформацију може обавити и корисник, поједини анализатори мрежа подржавају симулацију TDR/TDT мерења. Уобичајено се нуде нископропусни (low-pass) мод и мод пропусник опсега (bandpass). Ми ћемо се овде осврнути на Low-pass моде са побудом у виду Хевисајдове функције (Step; исти мод нуди и побуду у виду импулсне функције, Impulse), пошто он симулира анализу у временском домену коју смо приказали. Пошто Хевисајдова функција има неограничен пропусни опсег (због теоријски бесконачно брзе успонске ивице), потребно је екстраполирати фреквенцијски опсег за учестаности у околини и на DC учестаности (јер анализатор мрежа не мери у том опсегу). Поред тога, потребно је да мерење буде извршено у опсегу учестаности тако да је максимална учестаност једнака производу минималне учестаности и броја фреквенцијских тачака. Као што смо рекли, резолуција TDR/TDT мерења зависи од брзине успонске ивице, што се у фреквенцијском домену пресликава у максималну учестаност. Пошто се трансформација врши помоћу коначног броја фреквенцијских тачака (у којима су измерени s -параметри), размакнутих по учестаности за Δf , јавиће се и ликови у временском домену, размакнути у времену за $1/\Delta f$, о чему се такође мора водити рачуна. Након избора фреквенцијског опсега и броја фреквенцијских тачака, врши се калибрација. Калибрациона раван биће нула временске осе. Активирањем временског мода (Low-pass/Step) и избором формата приказа (Real), на екрану анализатора мрежа појавиће се слика у складу са изразом (5.6.18). На екрану се може приказати коефицијент рефлексије ($\rho = u_{gr}/u_{gd}$) или импеданса ($Z = (1 + \rho)/(1 - \rho)$). Корисна опција је временско издвајање (Time Domain Gating), где се део временског одзива може издвојити и у фреквенцијски домен трансформисати само издвојени део, или све осим издвојеног дела. Ова опција је корисна за уклањање нежељених одзива (који потичу од адаптера, рефлексија и слично), које се не могу идентификовати у фреквенцијском домену.

Поред тога, анализа у временском домену погодна је за идентификацију неисправности на линији, или за подешавање појединих уређаја приликом пројектовања.

5.6.3 Задатак

Мерењем коефицијента рефлексије у временском домену проценити релативну пермитивност коаксијалног кабла. Извршити калибрацију анализатора мрежа у задатом пресеку. Прикључити испитивани кабл и приказати временски одзив (коефицијент рефлексије). На основу измереног резултата (тренутак промене коефицијента рефлексије) и познате (измерене) дужине коаксијалног вода, одредити релативну пермитивност диелектрика вода.

5.7 Питања за проверу знања

- (а) Скицирати блок шему за мерење компресије појачања појачавача анализатором мрежа. Навести подешавања и калибрације анализатора мрежа које се током мерења користе. Објаснити које се величине од интереса овим мерењем могу одредити.

(б) Скицирати блок шему за мерење компресије појачања појачавача анализатором спектра. Навести подешавања и калибрације анализатора спектра које се током мерења користе. Објаснити које се величине од интереса овим мерењем могу одредити.
- (а) Полазећи од комплексних израза за напон и струју прогресивног ТЕМ таласа на воду извести изразе за напон стојећег таласа на воду, коефицијент стојећег таласа (КСТ/SWR), коефицијент рефлексије и комплексну импедансу у произвољном пресеку вода. (б) Скицирати блок шему за мерење криве стојећег таласа на воду и детаљно објаснити улогу сваког од склопова.
- (а) Детаљно објаснити поступак прорачуна непознате импедансе анализом стојећих таласа на воду и извести изразе који се користе у прорачуну. (б) Полазећи од резултата из претходне тачке, детаљно описати начин за мерење импедансе пријемника прикљученог на мерни таласовод анализом стојећих таласа.
- На основу задатих параметара, добијених мерењем на мерном воду/таласоводу побуђеном генератором на једном крају, израчунати импедансу потрошача прикљученог на други крај вода/таласовода.
- (а) Скицирати мерну поставку за мерење појачања антена и објаснити улогу сваког од склопова. (б) Нацртати дијаграм тока сигнала за мерну поставку из претходне тачке. (в) На основу резултата из претходних тачака и Фрисове формуле извести израз за рачунање појачања антене на основу познатих величина и измереног коефицијента преноса S_{21} .
- (а) Објаснити појам поларизације антене. (б) Извести израз за емс коју у линијски поларизованој антени индукује униформан раван линијски поларизован електромагнетски талас. (в) Извести израз за емс коју у кружно поларизованој антени индукује униформан раван линијски поларизован електромагнетски талас. (г) Користећи се резултатима из претходних тачака објаснити начин за утврђивање поларизације антене у задатом правцу.

7. (а) Објаснити мерење релативног дијаграма зрачења антене померањем побудне антене. (б) Објаснити мерење релативног дијаграма зрачења антене померањем испитиване антене. (в) Објаснити како се поставља мерно место у затвореној просторији – навести потребне уређаје и остале елементе, а посебно коментарисати како се бира побудна антена и растојање између побудне и испитиване антене.
8. За задат симулациони модел испитиване антене (AUT) у Декартовом координатном систему и познат њен симулирани дијаграм зрачења, одредити: (а) како треба поставити AUT на носач са ротацијом по азимуту, (б) како треба оријентисати побудну, линијски поларизовану, антену и (в) у ком смеру треба ротирати AUT, да би се добио релативни дијаграм зрачења (за задати карактеристични пресек и задату компоненту делимичног појачања), еквивалентан одговарајућем симулираном дијаграму зрачења.
9. (а) Принциписки објаснити TDR (Time Domain Reflectometry) технику која се изводи мерењем у временском домену. (б) Скицирати блок шему система за TDR у временском домену (TD рефлектометра) и описати улогу појединачних склопова, као и рад система у целини. (в) Навести примере примене TDR-а.
10. (а) Објаснити како се коефицијенти рефлексије и трансмисије у временском домену добијају коришћењем анализатора мрежа. (б) Објаснити разлоге за већи динамички опсег мерења анализатором мрежа у односу на TD рефлектометар.
11. (а) Описати Low-pass/Step моде рада које анализатор мрежа може да користи при одређивању рефлексије и трансмисије у временском домену. (б) Принциписки објаснити Time Domain Gating технику код анализатора мрежа и навести њене примене.
12. Полазећи од израза за карактеристичну импедансу вода са TEM таласом извести изразе за параметре еквивалентног реалног напонског генератора којим се вод може заменити (а) на страни побудног генератора и (б) на страни пријемника.
13. За вод са TEM таласом, познате карактеристичне импедансе и времена простирања кроз вод, скицирати временски дијаграм напона на улазу и излазу вода, ако напон побудног генератора има облик Хевисајдове функције, а пријемник је произвољна комбинација резистивних, капацитивних и индуктивних елемената.

5.8 Литература

1. "Agilent E5061A/E5062A ENA Series RF Network Analyzers," user's guide, Agilent Technologies, 2007.
2. "PNA Series Network Analyzers Help File," Keysight Technologies, 2019.
3. "Spectrum Analyzer FSP 7," operating manual, Rohde & Schwarz, 2003.
4. "Measuring the Nonlinearities of RF Amplifiers Using Signal Generators and a Spectrum Analyzer," application note, Rohde & Schwarz, 2006.
5. "IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas," in IEEE Std 145-2013 (Revision of IEEE Std 145-1993) , vol., no., pp.1-50, 6 March 2014.
6. V. Monebhurrin, "IEEE Standard 149-2021: IEEE Recommended Practice for Antenna Measurements [Stand on Standards]," in IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 64, no. 3, pp. 143-143, June 2022.
7. M. Miletić, V. Mojić, M. Tasić, "Estimation of measurement accuracy of an improvised antenna range using full-wave 3D electromagnetic simulation models," Zbornik 59.

- konferencije za elektroniku, telekomunikacije, računarstvo, automatiku i nuklearnu tehniku, ETRAN 2015, str. AP1.2. 1-6, Srebrno Jezero, jun 2015.
8. M. Miletić, A. Zečević, D. Olćan, M. Tasić, "Automatizovana antenska merenja korišćenjem COM programskog modela za računarsko upravljanje analizatorom mreža", *Zbornik radova ETRAN 2017*, str. AP1.4. 1-5, Kladovo, jun 2017.
 9. "Time Domain Reflectometry Theory," application note 1304-2, Agilent Technologies, 2006.
 10. "Time Domain Analysis Using a Network Analyzer," application note, Keysight Technologies, 2020.
 11. "High Precision Time Domain Reflectometry (TDR)," application note, Keysight Technologies, 2017.
 12. "Comparison of Measurement Performance between Vector Network Analyzer and TDR Oscilloscope," white paper, Agilent Technologies, 2010.