



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

MĚŘENÍ VLASTNOSTÍ OBVODŮ POMOCÍ S PARAMETRŮ - LABORATORNÍ ÚLOHA

CIRCUIT PARAMETERS MEASUREMENT BY S PARAMETERS - LABORATORY EXPERIMENT

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

David Karniš

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Tomáš Urbanec, Ph.D.

BRNO 2016

ABSTRAKT

Bakalářská práce popisuje metodu měření impedance vhodnou pro zjištění vlastností vysokofrekvenčních a mikrovlnných obvodů. Hlavním cílem je se seznámit s S parametry, metodou jejich měření za pomoci vektorové analýzy a náhradními modely pasivních prvků. Dále je probrána problematika kalibrace a její části. V následující části je popsán postup návrhu měřeného přípravku a závěrem pak ověření správnosti metody a návrhu.

KLÍČOVÁ SLOVA

S-parametry, vektorový obvodový analyzátor, vektorová analýza, kalibrace, vysokofrekvenční měření, měření impedance, náhradní modely.

ABSTRACT

Bachelor thesis describes a method of measuring impedance suitable for determining the properties of RF and microwave circuits. The main objective is to get acquainted with S parameters, method of measuring them with vector analysis and with equivalent circuits of passive elements. Further is discussed the issue of calibration and its parts. The following section describes the product design process, concluded by verification of measuring method and design.

KEYWORDS

S-parameters, vector network analyzer, vector analysis, calibration, radiofrequency measurement, measurement of impedance, equivalent circuits.

KARNIŠ, D. *Měření vlastností obvodů pomocí S parametrů – laboratorní úloha*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 67 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Tomáš Urbanec, PhD.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Měření vlastností obvodů pomocí S parametrů jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních anebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu mé práce panu ing. Tomáši Urbancovi, Ph.D. za jeho rady, čas, ochotu a příjemný přístup při konzultacích a jeho trpělivost s vysvětlováním mých opakujících se dotazů.

OBSAH

Seznam obrázků	vii
Seznam tabulek	viii
Úvod	1
1 Úvod do problematiky měření Vlastností vysokofrekvenčních obvodů	2
1.1 Vektorový obvodový analyzátor.....	2
1.2 Kalibrace.....	2
1.2.1 Jednoportová kalibrace	3
1.2.2 Dvouportová kalibrace	3
1.3 Kalibrační sada.....	3
1.3.1 Zkrat (SHORT)	4
1.3.2 Otevřený konec (OPEN).....	4
1.3.3 Přizpůsobená zátěž (MATCH).....	4
1.4 S parametry	5
1.4.1 Měření S parametrů.....	6
1.4.2 Převod parametru S_{11} na impedanci	7
1.5 Náhradní modely pasivních součástek	7
1.5.1 Sčítání impedancí.....	7
1.5.2 Tvorba náhradních modelů	8
1.6 Činitel zkrácení	11
1.7 Další metody měření impedance.....	12
1.8 Shrnutí	12
2 Návrh desky plošného spoje	13
2.1 Návrh.....	13
2.2 Motiv	15
2.3 Shrnutí návrhu.....	15
3 Ověření správnosti	16
3.1 Přesnost metody	17
3.2 Kalibrace.....	18

3.3	Výsledky měření	22
3.3.1	Rezistory	22
3.3.2	Kondenzátory	25
3.3.3	Induktory	28
3.3.4	Mikropáskové vedení	30
3.4	Příklady výpočtů	31
3.5	Výsledné hodnoty	33
3.6	Zhodnocení	34
4	Laboratorní úloha	35
4.1	Teoretický úvod	35
4.1.1	S parametry	35
4.1.2	Převod parametru S_{11} na impedanci	36
4.1.3	Tvorba náhradních modelů	37
4.2	Popis přípravku	40
4.3	Zadání	42
4.4	Pokyny k měření	43
4.4.1	Kalibrace	44
4.4.2	Měření	44
4.5	Výsledky	45
4.5.1	Náhradní modely	45
4.5.2	Měření parametru S_{11} pasivních součástek	47
4.5.3	Výpočet impedance a parazitních vlastností pasivních součástek	50
4.5.4	Měření parametru S_{11} mikropáskového vedení	51
4.5.5	Výpočet vlastností mikropáskového vedení	52
4.6	Závěr	53
5	Závěr	54
	Literatura	55
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	57

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1: Vektorový obvodový analyzátor R&S ZVL-6 [20].....	2
Obr. 1.2: Kalibrační sada R&S ZV-Z135 [20]	3
Obr. 1.3: Dvojbran s dopadajícími (<i>a</i>) a odraženými vlnami (<i>b</i>) [9]	5
Obr. 1.4: Zapojení pro jednoportové měření S parametrů [9]	6
Obr. 1.5: Sériová kombinace impedancí [19]	8
Obr. 1.6: Paralelní kombinace impedancí [19]	8
Obr. 1.7: Náhradní model rezistoru.....	9
Obr. 1.8: Náhradní model kondenzátoru	9
Obr. 1.9: Náhradní model induktoru	10
Obr. 1.10: Náhradní model mikropáskového vedení nakrátko	11
Obr. 1.11: Závislost reaktance mikropásku nakrátko na jeho délce a detail rezonance kolem $\lambda/4$ [12]	11
Obr. 2.1: Celkový motiv pro výrobu	15
Obr. 3.1: Pracoviště s VNA a DUT.....	16
Obr. 3.2: Osazené přípravky	17
Obr. 3.3: Modul S_{11} zkratového standardu	18
Obr. 3.4: Fáze S_{11} zkratového standardu	18
Obr. 3.5: Modul S_{11} otevřeného standardu	19
Obr. 3.6: Fáze S_{11} otevřeného standardu	20
Obr. 3.7: Modul S_{11} standardu přizpůsobené zátěže	20
Obr. 3.8: Fáze S_{11} standardu přizpůsobené zátěže	21
Obr. 3.9: Modul S_{11} rezistoru R1	22
Obr. 3.10: Fáze S_{11} rezistoru R1	22
Obr. 3.12: Fáze S_{11} rezistoru R3	23
Obr. 3.13: Modul S_{11} rezistoru R5	24
Obr. 3.15: Modul S_{11} kondenzátoru C1	25
Obr. 3.16: Fáze S_{11} kondenzátoru C1.....	25
Obr. 3.20: Fáze S_{11} kondenzátoru C5	27
Obr. 3.21 Modul S_{11} induktoru L1	28
Obr. 3.22: Fáze S_{11} induktoru L1.....	28
Obr. 3.23: Modul S_{11} induktoru L3.....	29

Obr. 3.24: Fáze S11 induktoru L3.....	29
Obr. 4.1: Dvojbran s dopadajícími (a) a odraženými vlnami (b).....	35
Obr. 4.2: Náhradní model kondenzátoru.....	38
Obr. 4.3: Náhradní model induktoru.....	38
Obr. 4.4: Náhradní model mikropáskového vedení nakrátko.....	39
Obr. 4.5: Závislost reaktance mikropásku nakrátko na jeho délce a detail rezonance kolem $\lambda/4$ [12].....	39
Obr. 4.6: Schéma přípravků s označením pozic součástek.....	40
Obr. 4.7: Zapojení měřicího pracoviště.....	43
Obr. 4.8: Přístupová tlačítka do jednotlivých menu VNA.....	43

SEZNAM TABULEK

Tab. 2.1: Seznam osazených SMD součástek.....	13
Tab. 2.2: Vlastnosti mikropáskového vedení.....	14
Tab. 3.1: Nastavení VNA.....	16
Tab. 3.2: Jmenovité a parazitní hodnoty.....	33
Tab. 3.3: Porovnání s hodnotami výrobce Coilcraft.....	33
Tab. 4.1: Seznam osazených SMD součástek.....	41
Tab. 4.2: Vlastnosti mikropáskového vedení.....	41
Tab. 4.3: Nastavení VNA.....	44

ÚVOD

Cílem této práce je prostudovat metodu vhodnou ke zjištění vlastností součástek na vysokých frekvencích a to pomocí měření S parametrů vektorovým obvody analyzátořem a následně k ní vytvořit laboratorní úlohu.

Nejběžnějším měřicím úkolem je analýza obvodů, a vznik parazitních vlastností je pro měření parametrů obvodů při vysokých frekvencích častým problémem, se kterým se musí počítat. Žádná součástka není ideální a z důvodů materiálových a konstrukčních omezení se jejich reálná hodnota mění v závislosti na frekvenci. Tedy můžeme říci, že s vyšším kmitočtem budou obvody dosahovat jiných vlastností, někdy až kritických.

Vlastnosti obvodů na nízkých kmitočtech lze snáze popsat pomocí Z, Y nebo H parametrů, jejichž metody výpočtu poskytnou uspokojivě přesné výsledky. Při analýze vysokofrekvenčních obvodů by ale bylo použití těchto parametrů značně problematické či nemožné. A proto se jako nejvhodnější možnost volí použití S parametrů.

Univerzálním měřicím přístrojem je pro problematiku vysokých kmitočtů vektorový obvody analyzátoř (VNA). Ten tvoří nejkompexnější a velice všestranný kus testovacího vybavení. Jeho využití je možné v oblasti vývoje i výroby. VNA je schopný měřit amplitudu i fázi signálů a vypočítat z nich komplexní hodnoty S parametrů.

V této práci je hlavním tématem vysokofrekvenční měření činitele odrazu pasivních součástek na DPS substrátu typu FR4 s vlastní kalibrační sadou a následné vypočítávání jednotlivých vlastností. Práce obsahuje také návrh samotného měřeného přípravku s layoutem pro výrobu, uloženém na přiloženém CD.

Následující text je dělen do tří částí, ve kterých je nejprve probrána problematika práce, poté vysvětlen návrh jejího řešení a nakonec ověření správnosti zvoleného postupu.

1 ÚVOD DO PROBLEMATIKY MĚŘENÍ VLASTNOSTÍ VYSOKOFREKVENČNÍCH OBVODŮ

1.1 Vektorový obvodový analyzátor

Vektorový obvodový analyzátor (Obr. 1.1) je nejrozšířenější typ přístroje měřící odezvu obvodu na známý signál na základě rozmítání kmitočtu obvodu. Jedná se o dražší variantu obvodového analyzátoru, která oproti skalárnímu dokáže měřit jak amplitudy, tak fáze signálů a používá je k výpočtu komplexních hodnot S parametrů. Dokáže také provést plnou korekci systému a zobrazit naměřené hodnoty na LCD displeji ve frekvenční oblasti, Smithově diagramu, polárním zobrazení nebo převést hodnoty do časové oblasti. [2]



Obr. 1.1: Vektorový obvodový analyzátor R&S ZVL-6 [20]

K významným vlastnostem VNA patří jeho frekvenční rozsah, hodnota výstupního výkonu a dynamický rozsah portu. Dá se použít ke zjištění vlastností zesilovačů, směšovačů, selektivních filtrů či různých vedení.

1.2 Kalibrace

Při obvodové analýze se řeší dvě základní kategorie chyb: náhodné a systematické chyby. Náhodné chyby jsou nereprodukovatelné a nepředvídatelné. Na druhou stranu systematické odchylky jsou chyby opakovatelné, způsobené špatným nastavením systému nebo měřící metody. Nejjednodušší a nejzákladnější možností, jak se těchto nepřesností zbavit a získat vysokou přesnost měření, je provést kalibraci.

Kalibrace neboli kalibrační měření je proces, který matematicky odvodí model chyb stávající se z vektorových koeficientů. Ty se získají měřením na sadě známých standardů připojených v pevně dané vzdálenosti a následným odečtením modelových a naměřených hodnot. S pomocí těchto údajů vytvoří pevnou referenční rovinu nulové amplitudy, fáze a impedance. Kalibrace se musí provést v celém rozsahu kmitočtů, které se budou měřit.

U obvodového analyzátoru k odstranění systematických chyb a posunu měřící

roviny k měřenému obvodu (DUT) postačí správná kalibrační sada. Po provedení kalibrace s potřebnými standardy dosáhne VNA velmi dobré přesnosti pro měření charakteristik jednobranných a dvojbanných obvodů. Zbývající chyby vytváří analyzátor sám na svých obvodech kmitočtové konverze a fázového mezifrekvenčního filtru. Ty jsou však nelineární a tedy ne plně odstranitelné. [13]

1.2.1 Jednoportová kalibrace

Jednoportová kalibrace určí a minimalizuje tři systematické chyby: směrovost, přizpůsobení ke zdroji vlny a činitel odrazu. Využívá přitom tři kalibrační standardy, zkrat, otevřený konec a přizpůsobená zátěž (sada SOM), popsané v následující podkapitole. Umožňuje tak odvodit S parametry odrazu měřeného obvodu. [13]

1.2.2 Dvouportová kalibrace

Dvouportová kalibrace přináší nejucelenější kalibraci, protože kromě předchozích třech systematických chyb odpovídá i za kalibraci přenosu mezi porty. Navíc tedy oproti jednoportové kalibraci využívá standard průchozího kanálu THRU (sada SOMT). [13]

1.3 Kalibrační sada

Kalibrační sada je fyzické zařízení nazývaní se také sada standardů. Každý z nich má přesně dané hodnoty zpoždění, útlumu a impedance, které se musí před použitím zadat do paměti měřícího zařízení. Dobrým a známým příkladem je sada R&S ZV-Z135 (Obr. 1.2). [6]



Obr. 1.2: Kalibrační sada R&S ZV-Z135 [20]

Základními standardy jsou zakončení tvořeny zkratem, otevřeným koncem, přizpůsobenou zátěží a průchozím kanálem (pouze pro dvouportové měření). Postupným připojením daných konců a odměřením korekčních dat se získá nulová hladina, pomocí které bude možné určit správné výsledky měření. Tato úloha je koncipovaná jako jednoportová, průchozí kanál (THRU) se tedy nepoužije. [6]

1.3.1 Zkrat (SHORT)

Zakončení zkratem je konstrukčně velmi jednoduché, neboť stačí spojit vodič se zemí. Ideálně má nulovou hodnotu impedance:

$$Z_{SHORT} = 0 + j0 \Omega, \quad (1)$$

kde Z je impedance.

Jelikož se jedná o vedení, má indukční vlastnosti, charakterizované koeficienty L_0 , L_1 , L_2 a L_3 . Tato zbytková indukce může pak na mikrovlnných kmitočtech způsobit změnu fázového posuvu. Ideální hodnota činitele odrazu u zkratu je na všech frekvencích rovna jedné s fází 180° , tedy mínus jedné:

$$\Gamma_{SHORT} = Z_{SHORT} - Z_0/Z_{SHORT} + Z_0 = (0 - 50)/(0 + 50) = -1, \quad (2)$$

kde Γ je činitel odrazu a Z_0 je charakteristická impedance (50Ω). [6]

1.3.2 Otevřený konec (OPEN)

Standard otevřeného konce se provede volným ukončením vodiče v měřicí rovině. Nabízí výhodu širokopásmového pokrytí a ideálně má nekonečnou hodnotu impedance:

$$Z_{OPEN} \rightarrow \infty \Omega. \quad (3)$$

Jako přerušení vedení disponuje otevřený konec určitými kapacitními vlastnostmi, které opět charakterizují čtyři koeficienty, C_0 , C_1 , C_2 a C_3 , modelující fázový posuv v kmitočtovém spektru. Tato rozptylová kapacita vzniká mezi živým koncem vedení a zemí a jako dielektrikum zde působí izolace (substrát). Na vysokých frekvencích ovlivňuje hodnotu a fázi impedance zakončení útlumem záření a kapacitními okrajovými poli. Ideálně je při všech frekvencích hodnota činitele odrazu na otevřeném konci rovna jedné s fází 0° , [6]:

$$\begin{aligned} \Gamma_{OPEN} &= Z_{OPEN} - Z_0/Z_{OPEN} + Z_0 = \\ &= (\infty - 50)/(\infty + 50) = \infty/\infty = 1. \end{aligned} \quad (4)$$

1.3.3 Přizpůsobená zátěž (MATCH)

Přizpůsobená zátěž se říká ve smyslu nulového činitele odrazu, tedy také bezodrazová zátěž. Nejčastěji se volí hodnota impedance

$$Z_{MATCH} = 50 + j0 \Omega, \quad (5)$$

ale je možné se setkat s různými hodnotami (například 75Ω).

Přizpůsobení se dosáhne shodnými hodnotami impedancí zátěže a předchozího systému (ten typicky bývá 50Ω). Rozdíl impedancí v čitateli bude nulový. Z tohoto předpokladu se dá odvodit činitel odrazu [6]:

$$\begin{aligned} \Gamma_{MATCH} &= Z_{MATCH} - Z_0/Z_{MATCH} + Z_0 = \\ &= (50 - 50)/(50 + 50) = 0/100 = 0. \end{aligned} \quad (6)$$

Pro lepší stabilitu impedance se jako zátěž používá paralelní zapojení dvou 100Ω rezistorů ($100 \Omega \parallel 100 \Omega = 50 \Omega$).

1.4 S parametry

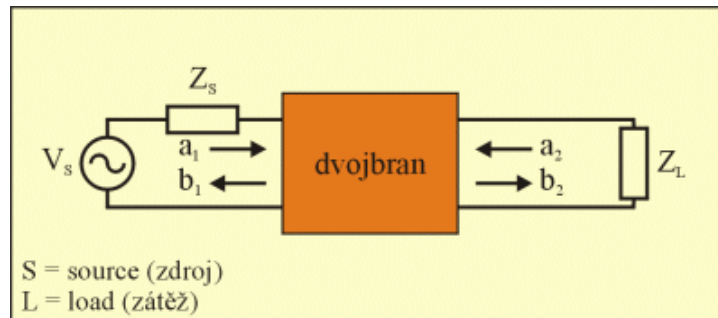
S parametry, zvané také rozptylové parametry, popisují chování elektrických lineárních obvodů během ustálených stavů při průchodu signálů. Obvody mohou být také popsány Z, Y, H nebo ABCD parametry, ale ty používají otevřené nebo zkratované podmínky. S parametry si vystačí jen s přizpůsobenou zátěží, která je mnohem jednodušší k použití při vysokofrekvenčních signálech. Zde také S parametry bývají jedinou možností k charakterizování mikrovlnných obvodů. Hodnoty jsou pak měřeny z hlediska výkonu. Přestože jsou použitelné na všech frekvencích, jejich použití se omezuje právě jen na vysokofrekvenční a mikrovlnné obvody. [9]

S parametry jsou frekvenčně závislé, takže musí být pro každé měření uveden, kromě charakteristické impedance, i kmitočet, na kterém byla hodnota S parametru odečtena. Je jimi možné popsat hned několik elektrických vlastností jako je zisk, útlum odrazu, poměr stojatých vln, stabilita zesilovače a činitel odrazu.

S parametry se dají zapsat do matice:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1P} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2P} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ S_{P1} & S_{P2} & \dots & S_{PP} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

kde sloupce představují podnětové signály a řádky odezvy obvodu a jsou v ní uvedeny hodnoty jednotlivých parametrů, které budou popsány níže. Velikost matice je dána počtem portů P použitých při měření.



Obr. 1.3: Dvojbran s dopadajícími (a) a odraženými vlnami (b) [9]

(V_s – zdroj napětí, Z_s – impedance zdroje, Z_L – impedance zátěže, a – vlny dopadající, b – vlny odražené)

Rozlišujeme mezi dvěma základními vlnami, na měřený obvod dopadající (a) a od něj odraženou (b). Opět počet portů určuje počet dopadajících a odražených vln (viz dvouportové měření na Obr. 1.3). Pomocí těchto proměnných můžeme sestavit soustavu rovnic a její maticový zápis ve smyslu $B = S * A$, jak je ukázáno následovně [9]:

$$b_1 = s_{11} \cdot a_1 + s_{12} \cdot a_2, \quad (8)$$

$$b_2 = s_{21} \cdot a_1 + s_{22} \cdot a_2, \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Z těchto rovnic lze následně definovat jednotlivé S parametry:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{vstupní koeficient odrazu,} \quad (11)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{zpětný přenosový koeficient,} \quad (12)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{přenosový koeficient,} \quad (13)$$

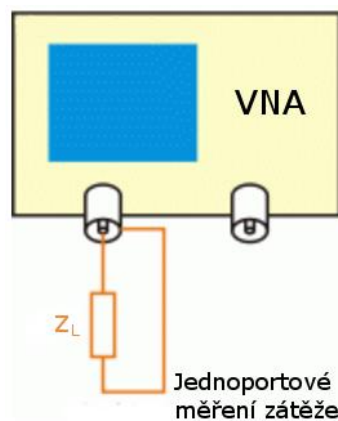
$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{výstupní koeficient odrazu.} \quad (14)$$

1.4.1 Měření S parametrů

Měření se provádí na pracovišti vybaveném vektorovým obvodovým analyzátozem, zastupující vysílací i přijímací část napěťových vln, příslušnými kabely s konektory, kalibrační sadou a měřeným přípravkem.

Před samotným měřením je nejprve třeba nastavit parametry měření jako je frekvenční rozsah, krok měření a výkon signálu generátoru, pro dostatečné vybuzení DUT. Poté se provede kalibrace systému a nakonec se připojí vysokofrekvenční obvod či mikrovlnný dvojbran.

Dalšími parametry, které je vhodné nastavit, jsou měřítka a veličiny požadovaného zobrazení průběhu, šířka pásma mezifrekvenčního filtru a průměrování pro čitelnější výsledky, které by mělo být ideálně vypnuto. [7]



Obr. 1.4: Zapojení pro jednoportové měření S parametrů [9]

(VNA – vektorový obvodový analyzátor, Z_L – impedance zátěže)

Jak již bylo zmíněno, tak tato úloha je založená na jednoportovém měření (Obr. 1.4). Matice S parametrů bude jednorozměrná (pak $a_2 = b_2 = 0$), a tedy může být měřen pouze parametr S_{11} , představující činitel odrazu Γ :

$$\Gamma = S_{11} = b_1/a_1. \quad (15)$$

1.4.2 Převod parametru S_{11} na impedanci

Změřená hodnota parametru S_{11} je v exponenciálním tvaru, kde A představuje modul parametru a φ jeho fázi. Aby se s komplexním číslem mohlo jednodušeji dál počítat, převedeme ho nejprve do algebraického (složkového) tvaru, kde Re představuje reálnou složku a Im je imaginární složka. Postup převodu je následující:

$$A = |S_{11}|; \quad \varphi = \arg(S_{11}), \quad (16)$$

$$S_{11} = |A| \cdot e^{j\varphi} \quad \text{exponenciální tvar komplexního čísla,} \quad (17)$$

$$Re = |A| \cdot \cos(\varphi), \quad (18)$$

$$Im = |A| \cdot \sin(\varphi), \quad (19)$$

$$S_{11} = Re + jIm \quad \text{algebraický tvar komplexního čísla.} \quad (20)$$

Následně se ze vzorce činitele odrazu vyjádří impedance zátěže:

$$S_{11} = \Gamma = (Z_L - Z_0)/(Z_L + Z_0), \quad (21)$$

$$Z_L = Z_0 \cdot (1 + \Gamma)/(1 - \Gamma), \quad (22)$$

kde j je imaginární jednotka.

1.5 Náhradní modely pasivních součástek

Pasivní elektronické prvky, jmenovitě pak rezistor, kondenzátor a induktor (cívka), jsou jednobrany, u kterých platí, že každý z nich má určité hodnoty odporu, kapacity a indukčnosti. Další dvě vlastnosti, kromě primární hodnoty součástky, se nazývají parazitní. Tyto parazitní vlastnosti se většinou zanedbávají, protože z hlediska celkové impedance součástky mají nevýznamné velikosti.

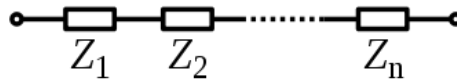
Jiná situace nastává na vysokých frekvencích, kde se hodnoty parazitních vlastností stanou znatelnějšími. Budou tak nepříznivě měnit hodnotu impedance součástky, a v momentě, kdy přesáhnou hodnotu základního parametru, mohou změnit charakter dané součástky. Například u kondenzátoru se po překročení rezonanční frekvence změní kapacitní charakter součástky na induktivní. Z toho vyplývá, že parametry pasivních prvků jsou frekvenčně závislé a právě pro zjištění frekvenční závislosti můžeme použít výpočet z náhradních modelů.

Jelikož se v tomto případě jedná o součástky v pouzdře SMD pájené na destičku s pokovenou druhou stranou, bude vznikat určitá parazitní kapacita také skrze materiál destičky na spodní pokovenou stranu. Na druhou stranu, parazitní indukčnost vznikající na přívodech součástky bude oproti klasickým PTH součástkám podstatně menší, neboť délky přívodů jsou minimální. Teorie předpokládá, že s větší hodnotou kapacity, nebo menší indukčností, se bude rezonanční frekvence nacházet na nižších hodnotách a naopak.

1.5.1 Sčítání impedancí

Nejprve si ukážeme, jak se sčítají impedance v obvodu, abychom mohli následně vytvořit vzorce pro celkovou impedanci náhradních modelů. U sériové kombinace impedance (Obr. 1.5) se sečtou reálné složky a zvlášť imaginární složky n impedancí:

$Z = Z_1 + Z_2 + \dots + Z_n = (R_1 + R_2 + \dots + R_n) + j(X_1 + X_2 + \dots + X_n)$, (23)
 kde R je odpor a X je reaktance. [19]



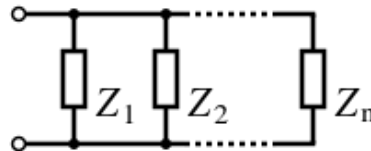
Obr. 1.5: Sériová kombinace impedancí [19]

Paralelní spojování impedancí (Obr. 1.6) se provádí stejně jako paralelní sčítání rezistorů nebo jako součet převrácených hodnot impedancí (admitancí) všech členů:

$$Z = Z_1 || Z_2 = (Z_1 \cdot Z_2) / (Z_1 + Z_2), \quad (24)$$

$$1/Z = 1/Z_1 + 1/Z_2 + \dots + 1/Z_n = Y = Y_1 + Y_2 + \dots + Y_n, \quad (25)$$

kde Y je admitance.



Obr. 1.6: Paralelní kombinace impedancí [19]

1.5.2 Tvorba náhradních modelů

Ideální rezistor má nulovou indukčnost a kapacitu, vykazuje tedy čistě reálný odporový charakter impedance:

$$Z_{R_{ideal}} = Re\{Z_{R_{ideal}}\}, \quad (26)$$

$$|Z_{R_{ideal}}| \cdot \cos(0^\circ) = R, \quad (27)$$

kde R je odpor.

U reálného rezistoru (Obr. 1.7) vzniká, vedle rezistivity R , také sériová indukčnost L_S na jeho přívodech a paralelní kapacita C_P mezi nimi, daná rozměry a permitivitou odporového jádra. Celková impedance takového náhradního obvodu je dána vztahem:

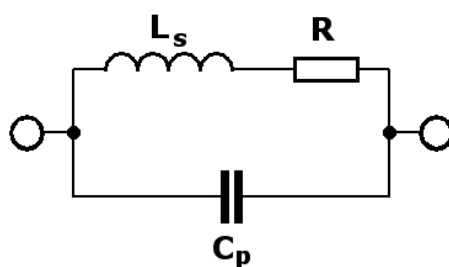
$$\begin{aligned} Z &= ((Z_R + Z_{L_S}) \cdot Z_{C_P}) / (Z_R + Z_{L_S} + Z_{C_P}) = \\ &= ((R + j\omega L_S) \cdot 1/j\omega C_P) / (R + j\omega L_S + 1/j\omega C_P), \end{aligned} \quad (28)$$

kde ω je úhlová frekvence a ta je dána následovně:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f. \quad (29)$$

Pro rezistory lze ještě vypočít jejich časovou konstantu

$$\tau = L_S / R_S = R_P C_P. \quad (30)$$



Obr. 1.7: Náhradní model rezistoru

Impedance ideálního kondenzátoru vykazuje pouze imaginární složku, reaktanci, zvanou v tomto případě kapacitance, s argumentem -90° . Tento úhel je dán zpožděním fázoru napětí za fázorem proudu. Impedance ideálního kondenzátoru je dána vztahem:

$$Z_{C_{ideal}} = \text{Im}\{Z_{C_{ideal}}\} = 0 + jX_C, \quad (31)$$

$$jX_C = |Z_{C_{ideal}}| \cdot \sin(-90^\circ) = -1/j\omega C, \quad (32)$$

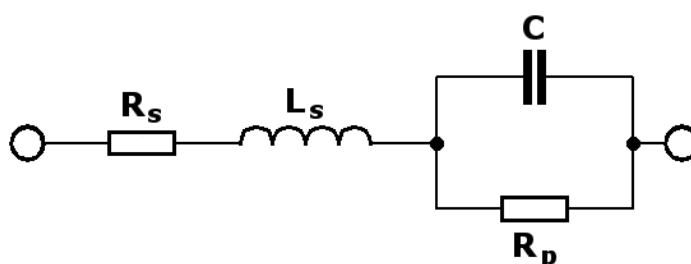
kde C je kapacita.

Reálná součástka (Obr. 1.8) se pak kromě požadované hodnoty kapacity C , projevuje také sériovým odporem přívodů R_s , parazitní indukčností přívodů L_s a paralelním svodovým odporem R_p . Vzorec impedance reálného kondenzátoru vypadá následovně:

$$\begin{aligned} Z &= Z_{R_s} + Z_{L_s} + ((Z_{R_p} \cdot Z_C)/(Z_{R_p} + Z_C)) = \\ &= R_s + j\omega L_s + ((R_p \cdot 1/j\omega C)/(1/R_p + j\omega C)), \end{aligned} \quad (33)$$

U kondenzátoru je dobré znát jeho ztrátový číselník, který se vypočte následovně:

$$\tan \delta = 1/2\pi f C R. \quad (34)$$



Obr. 1.8: Náhradní model kondenzátoru

Ideální induktor je přesným opakem kondenzátoru, tedy opět je impedance rovna jen imaginární složce, rovnající se jeho hodnotě indukčnosti, ale s argumentem $+90^\circ$. Zde tedy fázor napětí předbíhá fázor proudu. Impedance ideálního induktoru je dána vztahem:

$$Z_{L_{ideal}} = \text{Im}\{Z_{L_{ideal}}\} = 0 + jX_L \quad (35)$$

$$jX_L = |Z_{L_{ideal}}| \cdot \sin(90^\circ) = j\omega L \quad (36)$$

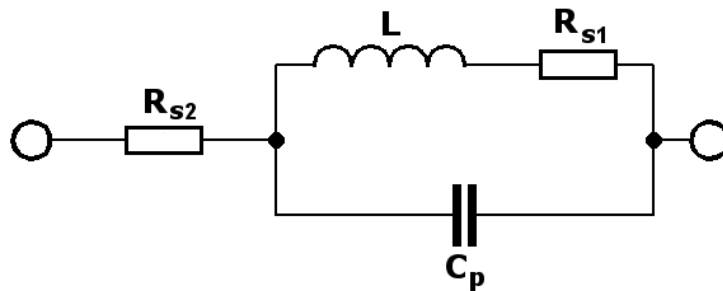
kde L je indukčnost.

Reálný induktor (Obr. 1.9) disponuje vlastní indukčností L , sériovým odporem přívodů R_{S2} , mezizávitovou kapacitou C_P a odporem vinutí R_{S1} . Impedance náhradního schématu induktoru se stanoví takto:

$$\begin{aligned} Z &= Z_{R_{S2}} + \left((Z_{R_{S1}} + Z_L) \cdot Z_{C_P} \right) / (Z_{R_{S1}} + Z_L + Z_C) = \\ &= R_{S2} + \left((R_{S1} + j\omega L) \cdot 1/j\omega C_P \right) / (R_{S1} + j\omega L + 1/j\omega C_P), \end{aligned} \quad (37)$$

Kvalitu induktoru je dána jeho činitelem jakosti, který se vypočte následovně:

$$Q = \frac{2\pi f \cdot L}{R}. \quad (38)$$



Obr. 1.9: Náhradní model induktoru

Tyto náhradní modely se mohou nazývat rezonančními, neboť všechny obsahují kapacitu i indukčnost. Při frekvenci, kdy se vyrovná kapacitní a induktivní reaktance, se obvod dostane do rezonance a začne se chovat jako činný odpor. Platí tedy:

$$X_C = X_L, \quad (39)$$

$$X = X_L - X_C = 0, \quad (40)$$

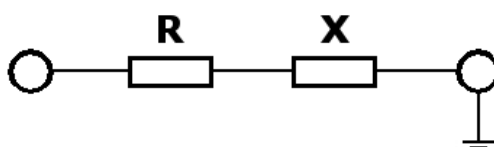
$$Z_{res} = R + jX = R + j0 = R, \quad (41)$$

kde Z_{res} je hodnota impedance v rezonanci.

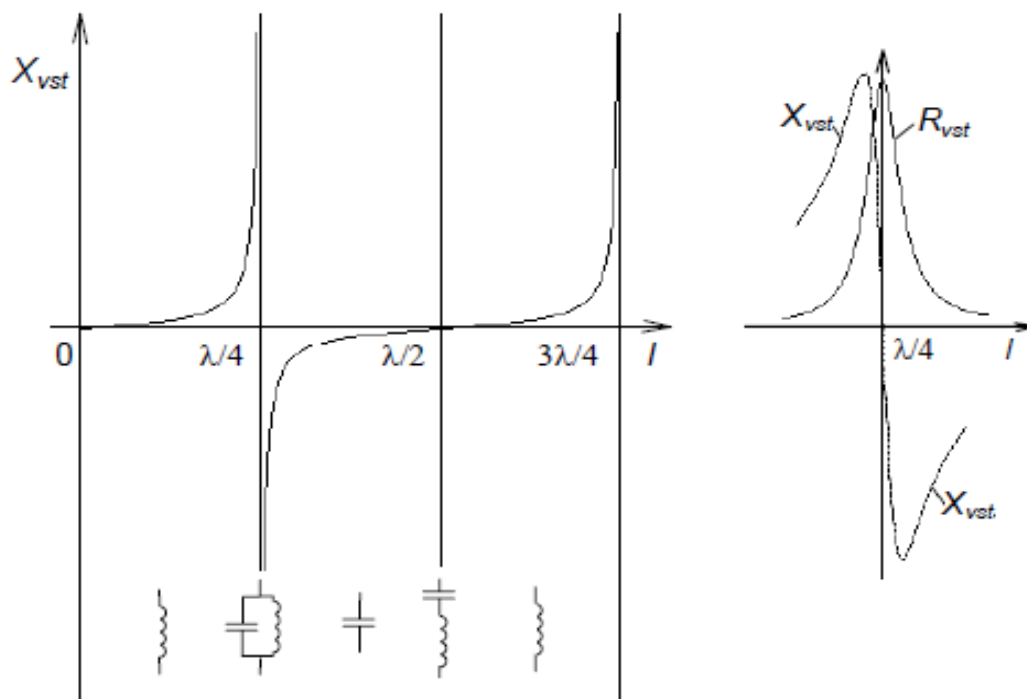
Hodnota rezonanční frekvence f_0 je dána Thomsonovým vztahem:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (42)$$

Ještě by bylo vhodné zmínit náhradní model mikropáskového vedení (Obr. 1.10), které má vlastnosti definované odporem a proměnlivou reaktancí, danou délkou vedení a frekvencí signálu. Mikropásek zakončený zkratem, bude mít charakter jeho reaktance induktivní pro délku menší než $\lambda/4$, při délce v rozmezí $\lambda/4$ až $\lambda/2$ bude kapacitní a poté se situace opakuje (Obr. 1.11). Lze konstatovat, že kolem první rezonance nejprve roste kapacitance a klesá induktance vedení, při další rezonanci je to naopak a vše se iteruje s $2n-1$ násobky $\lambda/4$. Při bezodrazovém vedení nakrátko je jeho impedance čistě reaktanční, tedy $R = 0 \Omega$. [13]



Obr. 1.10: Náhradní model mikropáskového vedení nakrátko



Obr. 1.11: Závislost reaktance mikropásku nakrátko na jeho délce a detail rezonance kolem lambda/4 [12]

(λ – vlnová délka, l – délka úseku vedení)

Při odečtení imaginární složky impedance, na frekvencích přesně mezi rezonancemi, získáme hodnotu reaktance daného charakteru, ve kterém se může druhá složka reaktance zanedbat a lze tak vypočítat indukčnost a kapacitu mikropáskového vedení. Nevyužitá složka komplexní impedance udává hodnotu odporu mikropásku.

1.6 Činitel zkrácení

Důležitá vlastnost pro vedení vytvořené vodivou cestou na izolačním substrátu je právě činitel zkrácení ξ . Ten udává poměr rychlosti šíření vlny na vedení oproti rychlosti světla. Zpomalení šíření je dáno izolačním materiálem mezi vodiči, což v našem případě představuje samotný substrát destičky. Dá se snadno vypočítat při znalosti permitivity izolantu.

$$\xi = 1/\sqrt{\epsilon_{re}}, \quad (43)$$

Kde ϵ_{re} je efektivní hodnota relativní permitivity.

1.7 Další metody měření impedance

Impedance se dají měřit mnoha způsoby. Mezi nejznámější patří metoda voltmetru, ampérmetru a wattmetru (někdy také hertzmetru), u které se z naměřených hodnot dopočítá neznámá impedance. Další podobné metody jsou srovnávací a substituční metody nebo použití tří ampérmetrů či tří voltmetrů. Jedná se o způsoby měření, při kterých se měřená impedance součástky či obvodu zjistí, za pomoci předem známé hodnoty normálu či dekády, výpočtem z fázorového diagramu a kosinovy věty. Zvláštní metodou je pak měření za pomoci můstku (nulové metody), které má mnoho variant, například Wheatstoneův či Thomsonův můstek. Obvod se musí nejprve dostat do rovnováhy a pak, opět s pomoci známých hodnot součástí můstku, se dopočítá měřená impedance.

K pokročilejším měřicím přístrojům patří číslicové měřiče RLC, které převádí impedanci nebo admitanci na napětí, nebo hodnotu kapacity na čas. [4]

Mezi profesionály se využívají impedanční analyzátory, které po připojení měřené součástky dokáží více metodami zjistit spoustu parametrů. Od hodnot náhradního modelu, přes S parametry až po materiálové vlastnosti. Mezi nejznámější výrobce impedančních analyzátorů patří firma Agilent.

1.8 Shrnutí

Tato kapitola se obecně zabývá problematikou měření vlastností mikrovlnných obvodů na vysokých frekvencích. Pro zjednodušení jsou použity pasivní součástky reprezentující svými náhradními modely právě zmíněné mikrovlnné obvody. Je zde v jednotlivých podkapitolách teoreticky rozebrána metoda měření S parametrů za použití vektorového obvodového analyzátoru, kalibrace VNA, náhradní schémata pasivních prvků a výpočet jejich vlastností ze změřených hodnot činitele odrazu.

2 NÁVRH DESKY PLOŠNÉHO SPOJE

Cílem této kapitoly je návrh měřeného přípravku, který se připojí do měřícího obvodu s vektorovým obvodovým analyzátozem R&S ZVL-6. Očekávaným výsledkem by měla být destička, pasující do držáku s konektory typu 3,5 mm, obsahující kalibrační sadu, měřené pasivní součástky a mikropáskové vedení. Návrh desky plošného spoje se vytvoří v programu EAGLE.

2.1 Návrh

Jediným omezením návrhu jsou rozměry držáku činící 39,8 x 39,8 mm. Deska je tedy navržena na 85 x 80 mm s myšlenkou rozstříhání na čtyři destičky 40 x 40 mm a následného dobroušení hran pro přesné usazení do držáku vybaveného samičími konektory.

Pro výhodu absence delších přívodů byly zvoleny součástky typu SMD, v pouzdře 0805 a 1206, se kterými se ještě dobře manuálně pracuje. Hodnoty součástek byly zvoleny následovně:

Tab. 2.1: Seznam osazených SMD součástek

Přípravek	Pozice	Značení	Jmenovitá hodnota	Naměřená hodnota	Tol.	SMD pouzdro	Poznámka: typ
00	00.1	R1	36 Ω	36,35 Ω	1%	1206	R1206 36R 1%
	00.2	R2	36 Ω	36,32 Ω	1%	1206	R1206 36R 1%
	00.3	C1	100 pF	104 pF	5%	1206	CK1206 100P/50V NPO
	00.4	C2	100 pF	103 pF	5%	1206	CK1206 100P/50V NPO
Přípravek	Pozice	Druh	Jmenovitá hodnota	Naměřená hodnota	Tol.	Pouzdro	Poznámka: typ
01	01.1	L1	120 nH	120,7 nH	1%	0805	0805CS-121XJEB
	01.2	L2	220 nH	221,3 nH	2%	0805	0805CS-221XJEB
	01.3	L3	68 nH	68,16 nH	1%	0805	0805CS-680XJEB
	01.4	L4	48 nH	48,02 nH	2%	0805	0805HQ-48NXGLB
Přípravek	Pozice	Druh	Jmenovitá hodnota	Naměřená hodnota	Tol.	Pouzdro	Poznámka: typ
02	02.1	R3	1 kΩ	1,003 kΩ	1%	0805	R0805 1K 1%
	02.2	R4	47 Ω	47,96 Ω	1%	0805	R0805 47R 1%
	02.3	C3	39 pF	39,87 pF	5%	0805	CK0805 39P/50V NPO
	02.4	C4	68 pF	66,95 pF	5%	0805	CK0805 68P/50V NPO
Přípravek	Pozice	Druh	Jmenovitá hodnota	Naměřená hodnota	Tol.	Pouzdro	Poznámka: typ
03	03.1	R5	100 Ω	100,5 Ω	1%	0805	R0805 100R 1%
	03.2	R6	30 Ω	30,08 Ω	1%	0805	R0805 30R 1%
	03.3	C5	220 pF	224 pF	5%	0805	CK0805 220P/50V NPO
	03.4	C6	1 nF	1,026 nF	5%	0805	CK0805 1N/50V NPO

Z důvodu dostupnosti byl zvolen materiál substrátu FR4 s relativní permitivitou $\epsilon_r = 4,5$ a tloušťkou $H = 0,8$ mm. Dolní strana substrátu je spojitě pokovená a je uzemněna. Horní strana substrátu slouží k vytvoření motivu přípravku. Pokovení má tloušťku $T = 0,035$ mm. Materiál FR4 je nehořlavý / samozhášiví materiál vytvořený ze směsi epoxidu a skelných vláken s maximální hodnotou dielektrické konstanty 4,7

Rezistory R1 a R2 byly nejprve přibližně určeny pomocí výpočtu:

$$R = Z_0 \cdot 10^{-IL/20} = 50 \cdot 10^{-2/20} = 39,7 \Omega,$$

kde IL je útlum zvolený -2 dB, aby byl v průběhu vidět rozdíl od charakteristické impedance (0 dB). Vybrány byly rezistory o trošku menší, z přesné odporové řady E24 (tolerance 1%). Rmatch1 a Rmatch2, použité v kalibračním standardu, se nejčastěji používají 100Ω, byly proto zvoleny tyto.

Kondenzátory na přípravku 00 a indukty na přípravku 01 byly vybrány z katalogů SMD součástek tak, aby byl rezonanční kmitočet přibližně kolem 1 GHz. Protože pak můžeme očekávat rezonanci přibližně v 1/3 měřeného rozsahu.

Součástky osazené na plošné spoje 02 a 03 byly vybrány náhodně se jmenovitými hodnotami nižšími nebo vyššími pro znázornění rozdílů parazitních vlastností u součástek menších či větších než je hodnota přizpůsobené zátěže.

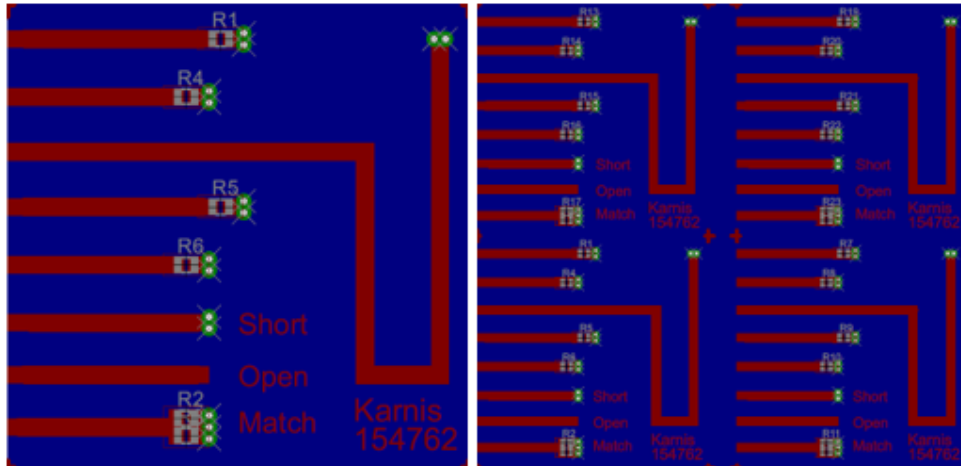
Šířka cesty, aby její impedance byla 50 Ω, se určila pomocí internetového kalkulátoru mikropáskového vedení [21], za pomoci hodnot z Tab. 2.2. Vlastnosti mikropáskového vedení a byla stanovena na $W = 1,504$ mm. Délka mikropásku (vrchní + spodní část motivu) činí 87 mm. Známé vlastnosti mikropáskového vedení jsou uvedeny v Tab. 2.2

Tab. 2.2: Vlastnosti mikropáskového vedení

Mikropásek	délka l [mm]	elektrická délka [°]
MP (měď)	87	180
	průřez [mm²]	charakteristická impedance Z_v [Ω]
	1,504 x 0,035	50
	měrná vodivost [Sm/mm²]	relativní permitivita [-]
	56,2	0,99999

Nejprve byla na destičku umístěna kalibrační sada, s délkou přívodů 17 mm pro OPEN a SHORT a 14mm pro MATCH, po které následovalo umístění měřené součástky. Z důvodu využití volného místa byly vytvořeny 4 měřená místa. Pro ověření funkce kalibrace byla umístěna vždy jedna součástka před měřicí rovinu, opět délka přívodu 17 mm, a druhá za ni, přívod o délce 14 mm. Do volné poloviny motivu se nakonec natáhl mikropásek a vše se zakončilo prokovením pro uzavření obvodu zpět do měřicího přístroje. Výsledný motiv (Obr. 2.1) je vidět v kapitole 2.2 dole.

2.2 Motiv



Obr. 2.1: Celkový motiv pro výrobu

(červená – vrchní vodivý motiv, modrá – spodní vodivá vrstva)

2.3 Shrnutí návrhu

Navržen byl motiv čtyř měřených přípravků s rozměry 39,8 x 39,8 mm na jedné desce. Bohužel byl mikropásek navržen ve stejné šířce jako cesty kalibračních standardů, tudíž se z něj stalo bezzátěžové vedení a přišlo tak o svou reálnou složku impedance. Hodnoty součástek byly vybrány tak, abychom měli možnost měřit větší i menší hodnoty impedance než je hodnota charakteristické impedance (50Ω). Výroba plošného spoje proběhla v dílně fakulty, osazení součástkami poté ve studentské dílně a každé osazené místo bylo otestováno proti nechtěnému zkratu či nepřipájenému kontaktu.

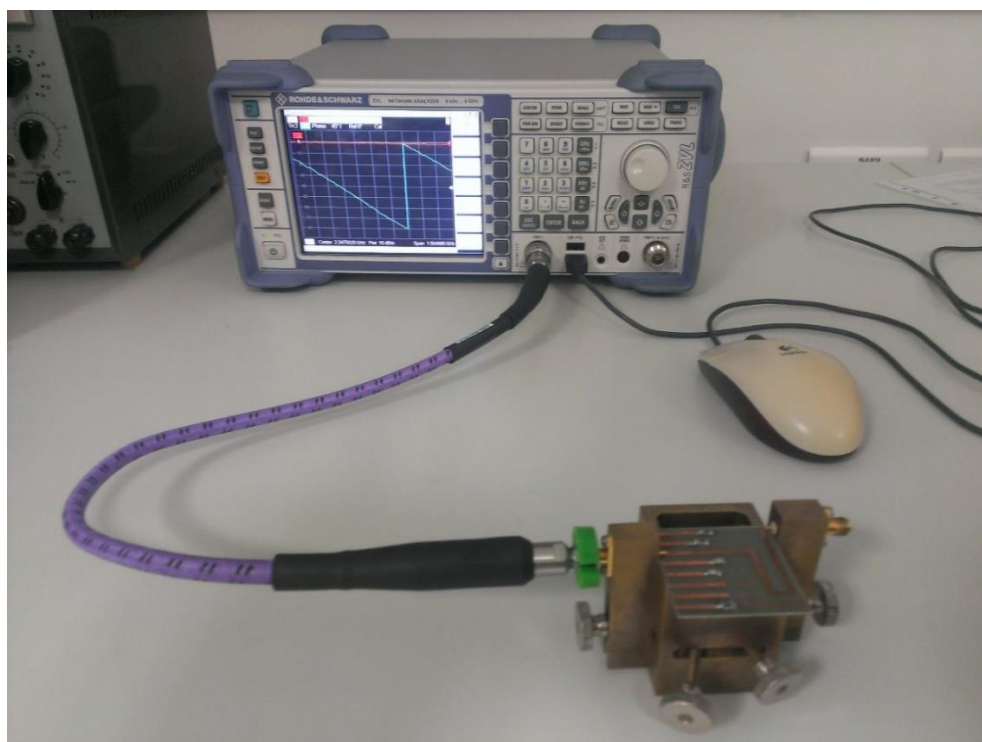
3 OVĚŘENÍ SPRÁVNOSTI

Cílem této kapitoly je ověření správnosti návrhu měřeného přípravku. Očekávanými výsledky by měly být grafy a výpočty splňující teoretické předpoklady a požadavky návrhu.

Měření probíhalo v laboratoři Ústavu radioelektroniky VUT na pracovišti vybaveném vektorovým obvodovým analyzátozem R&S ZVL-6 s evidenčním číslem SAP:000000314184-0000 a zkušebním kabelem R&S ZV-Z192 (Obr. 3.1), za použití kalibrační sady obsažené na měřeném přípravku. Před zahájením měření byly nastaveny hodnoty VNA podle Tab. 3.1:

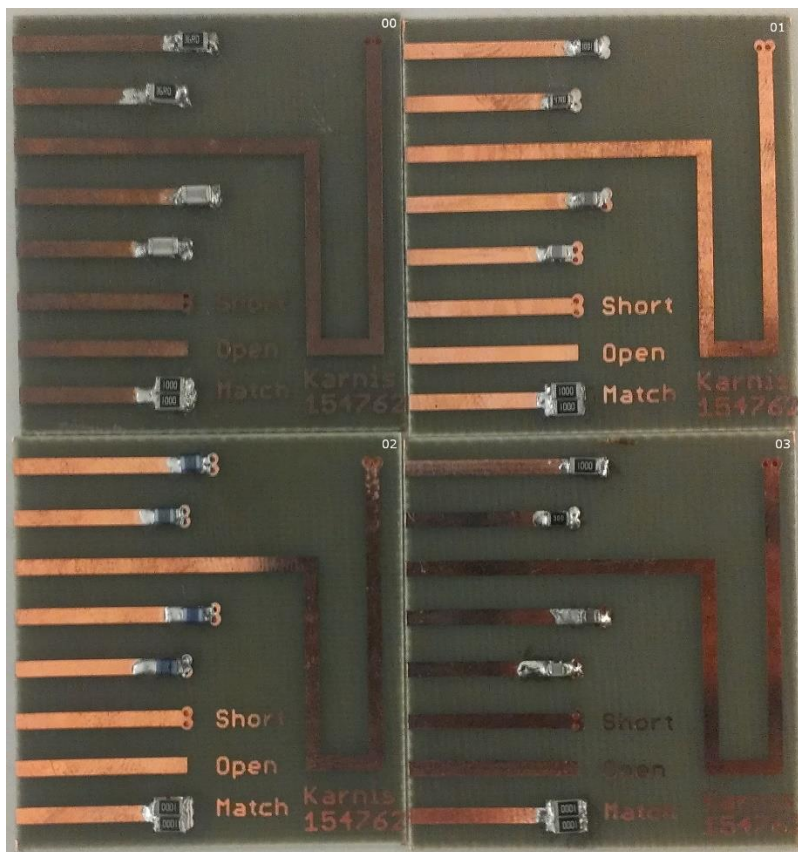
Tab. 3.1: Nastavení VNA

Nastavení	Položka v menu VNA	Hodnota
Frekvenční rozsah	START	10 MHz
	STOP	6 GHz
Krok měření	NUMBER OF POINTS	200 kroků
Výkon generátoru	POWER	10 dBm
Mezifrekvenční filtr	MEAS BANDWIDTH	10 kHz
Průběh 1	MEAS FORMAT	S11 dB Mag
	SCALE	Autoscale
	MEAS FORMAT	S11 Phase
Průběh 2	SCALE	Autoscale



Obr. 3.1: Pracoviště s VNA a DUT

Detail hotových měřených přípravků osazených součástkami SMD je na Obr. 3.2.



Obr. 3.2: Osazené přípravky

3.1 Přesnost metody

Přesnost měření touto metodou má mnoho rušivých elementů. Kromě nepřesnosti výroby součástek, které měly toleranci 1%, 2% či 5%, nebo měřeného přípravku, má vliv na měření i samotný měřicí přístroj. Jeho preciznost závisí jak na správné kalibraci měřeného rozsahu, tak i na jeho vnitřních komponentech.

Výrobce Rohde&Schwartz udává přesnost měření pro vektorový obvodový analyzátor R&S-ZVL6 v rozsahu od 9 kHz do 6 GHz rozdíl maximálně 3 dB nebo 20°. Tento údaj může znamenat rozdíl měřené a skutečné hodnoty až 5,55%. Nicméně, hodnoty, na kterých jsme se povětšinou pohybovali, mají toleranci do 0,4 dB nebo do 3°. Tím se získala přesnost měření 0,833%.

Všechny hodnoty se zaokrouhlovaly nejméně na 3 desetinná místa. Odchylka zaokrouhlováním by tedy neměla překročit 0,1% chybu na zaokrouhlení.

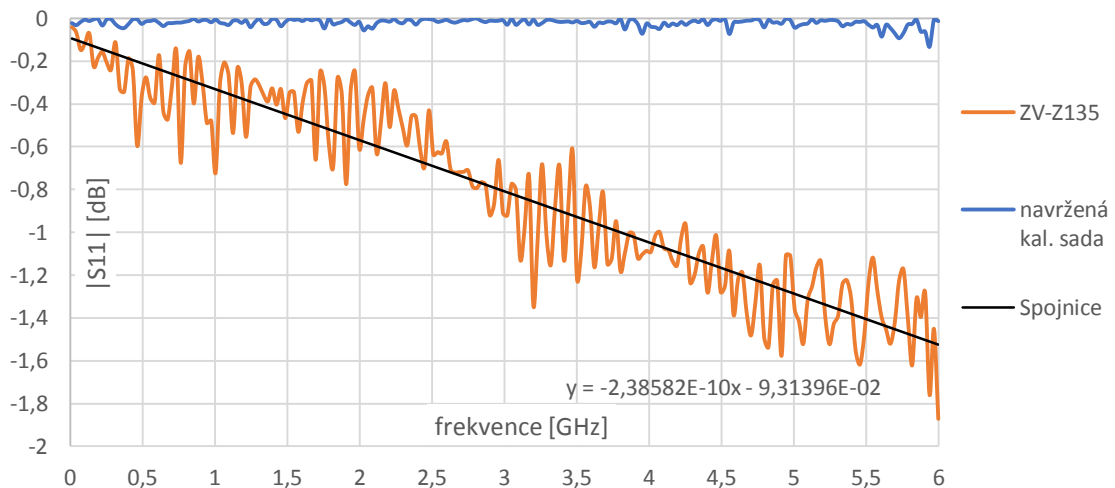
Dalším zcela jistě nevyhnutelným prvkem odchylky je počet měřených bodů v daném rozsahu. Frekvenční krok při 200 krocích činil přibližně 30 MHz a mohlo tedy dojít k zaokrouhlení frekvence o ± 15 MHz, které nám dávají další možnou odchylku 0,5%

Nejvyšší předpokládaná odchylka, která mohla nastat, je 10%. Chyby měření, jako jsou impulsní výkyvy, se nepočítají.

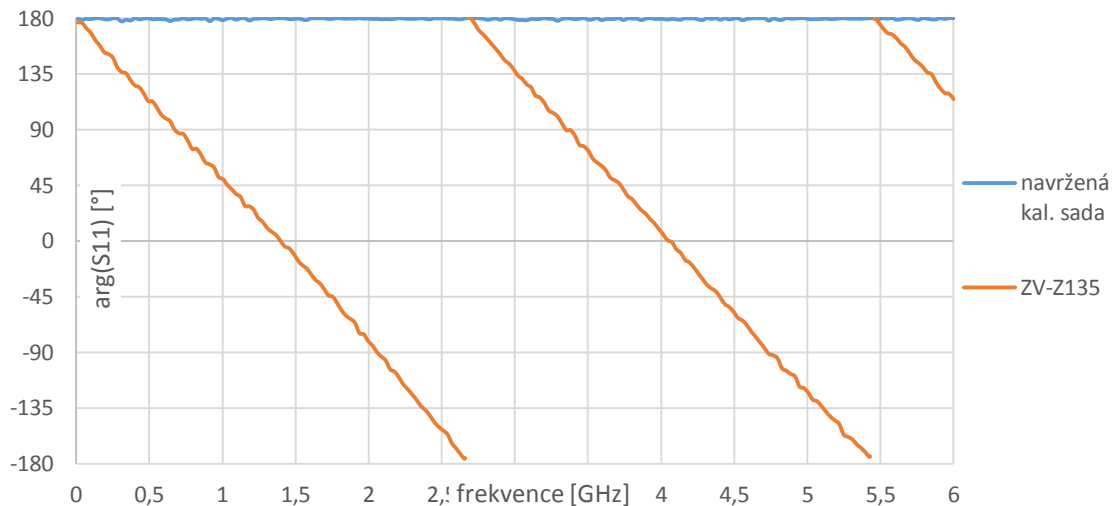
3.2 Kalibrace

Následující grafy skýtají dvojí měření pro porovnání ideálu a hodnot vyrobené kalibrační sady. Kalibrační standardy měřené při zkalibrováném VNA jimi samými mají modrý průběh, figurují zde jen k ověření kalibrace, tak jak udává teoretický předpoklad, a vykazují tak pouze jen reziduální chyby zkalibrovaného systému. Oranžový průběh je pro měření kalibračních standardů po kalibraci VNA kalibrační sadou R&S ZV-Z135 a je proložen spojnicí, představující zjednodušený numerický model navržených standardů.

Zkratový standard:



Obr. 3.3: Modul S_{11} zkratového standardu



Obr. 3.4: Fáze S_{11} zkratového standardu

Graf modulu parametru S_{11} zkratového standardu (Obr. 3.3) ukazuje, že reálná hodnota činitele odrazu (červeně) je oproti ideálnímu předpokladu $|S_{11}| = 0$ dB (modře) nedokonalá, s postupně se zvyšujícími ztrátami, od 0 dB na frekvenci 10 MHz do -1,25 dB na 6 GHz, zapříčiněnými parazitními vlastnostmi standardu. Průběh má silné zvlnění způsobené vlivem šířky pásma mezifrekvenčního filtru a vyššími harmonickými

frekvencemi. Nutno podotknout, že na nestabilitu měření měl vliv i měřicí kabel.

Graf fáze S_{11} (Obr. 3.4) prezentuje ideál fáze takového zakončení (modře) a průběh fáze měřeného standardu jako zátěže (červeně). Hodnota argumentu se mění dle předpokladu závislosti reaktance vedení nakrátko na jeho délce. Po přičtení délky konektoru držáku $l_d = 15$ mm k délce přívodu l , můžeme pro ověření vypočíst frekvenci první rezonance vedení, nastávající při $l_v = \lambda/4$ a druhé při $l_v = \lambda/2$.

$$l_v = 2 \cdot (l + l_d) = 2 \cdot (17 + 15) = 64 \text{ mm} = 0,064 \text{ m}, \quad (44)$$

$$f = c/\lambda, \quad (45)$$

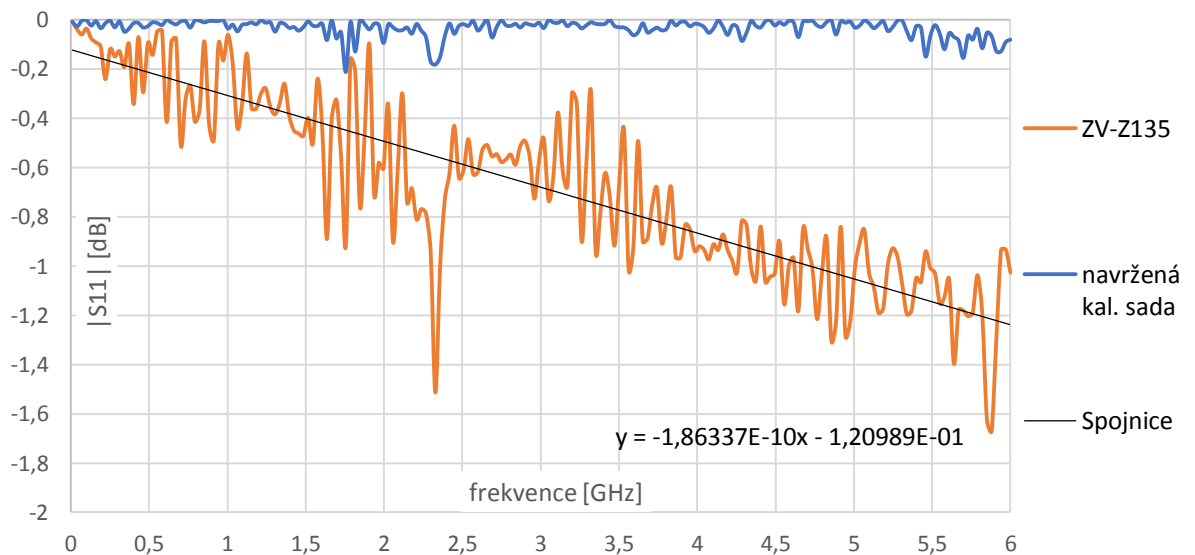
$$f_{0,\lambda/4} = c / 4 \cdot l_v = 3 \cdot 10^8 / 4 \cdot 0,064 = 1,17 \text{ GHz}, \quad (46)$$

$$f_{0,\lambda/2} = c / 2 \cdot l_v = 3 \cdot 10^8 / 4 \cdot 0,064 = 2,34 \text{ GHz}, \quad (47)$$

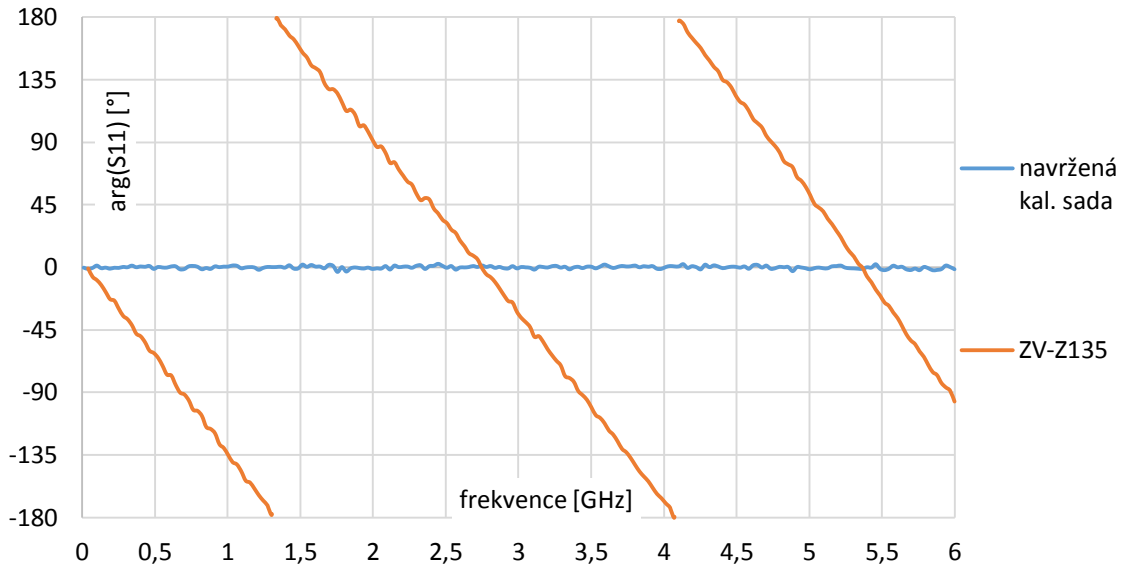
kde l_v je konstanta délky stanovená pro tento výpočet a c je rychlost světla zastupující fázovou rychlost v_f . V rovnici 41 je délka l_v násobena 2krát, neboť je nutno připočíst délku, kterou signál prochází po spodní straně zpět do konektoru. Porovnáním výpočtu a grafu dospějeme k závěru, že se hodnoty shodují (rovnice 43 a průchod nulou; rovnice 44 a překlopení fáze).

Při nízké frekvenci odpovídá hodnota fáze ideálnímu předpokladu ($\varphi = 180^\circ$), a dále je doplněna o hodnoty fáze délky přidaného vedení, vzniklé posunem měřicí roviny. Tedy můžeme konstatovat, že v případě měřicí roviny posunuté ke standardu zkratového zakončení dojde k vymizení změn ve fázi a její hodnota se ustálí na 180° v celém frekvenčním spektru.

Otevřený standard:



Obr. 3.5: Modul S_{11} otevřeného standardu

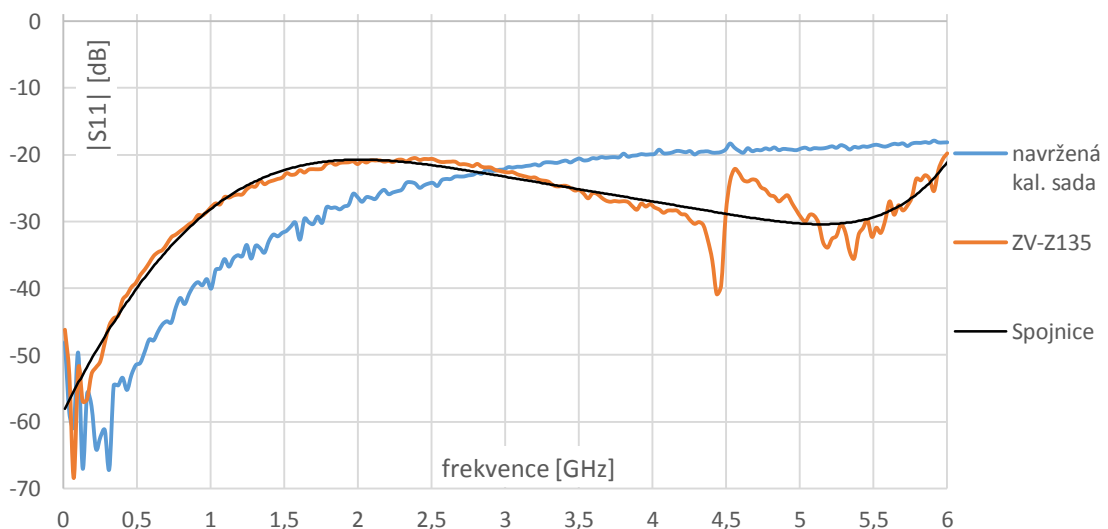


Obr. 3.6: Fáze S_{11} otevřeného standardu

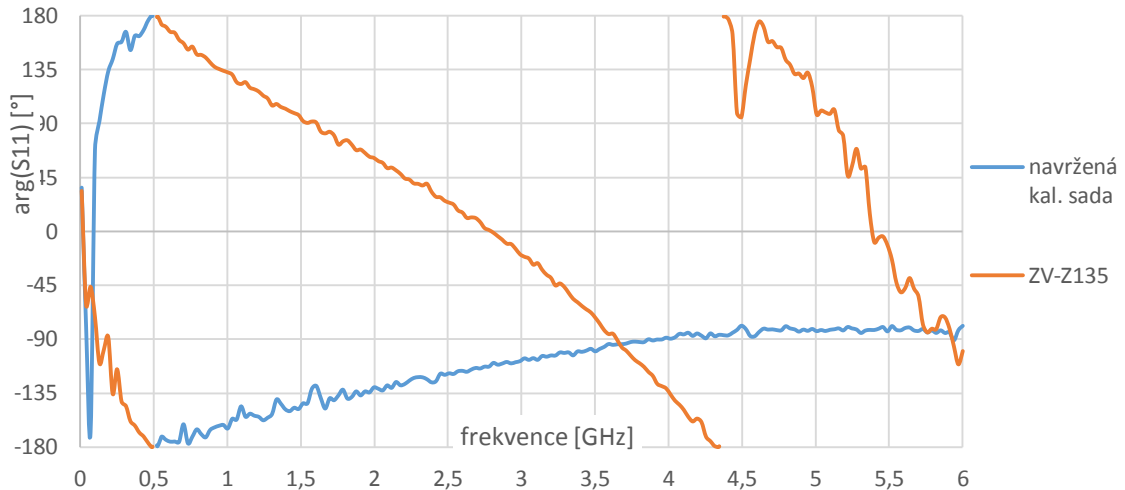
U standardu otevřeného zakončení proběhla stejná situace jako při zakončení zkratem, kdy se při měření standardu jako zátěže (červeně) projevovaly jeho vlastnosti vedení. Graf modulu S_{11} (Obr. 3.5) vykazuje podobný průběh, opět končící na -1,25 dB při 6 GHz a s podobným zvlněním. Rozdíl v modulech zakončení je, že tento má na vyšších frekvencích větší průměrné ztráty. Modrý průběh oznamuje, že na vyšších frekvencích (od 1,6 GHz) došlo k drobným nepřesnostem kalibrace.

Jelikož se jedná o otevřený konec, začíná průběh fáze S_{11} (Obr. 3.6) na hodnotě $\varphi = 0^\circ$, jak udává teoretický předpoklad (modře), a doplněn je o stejné hodnoty fáze délky přidaného vedení (červeně) jako předchozí případ, ale posunuté o $\lambda/4$ zpátky. Rezonanční frekvence se opět nacházejí na $f_{0,\lambda/4} = 1,17$ GHz $f_{0,\lambda/2} = 2,34$ GHz.

Standard přizpůsobené zátěže:



Obr. 3.7: Modul S_{11} standardu přizpůsobené zátěže



Obr. 3.8: Fáze S_{11} standardu přizpůsobené zátěže

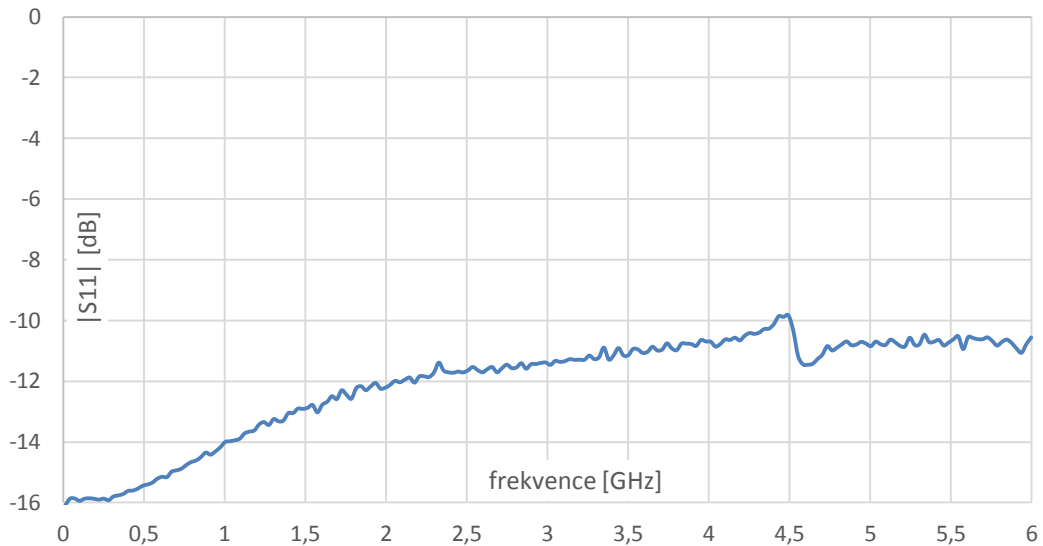
Po modulu parametru S_{11} (Obr. 3.7) je požadováno, aby měl co nejmenší hodnotu útlumu v celém měřeném rozsahu, alespoň -20 dB. Reziduální chyby (modře) tvoří dosti nepřesný průběh, který může být způsoben špatným kontaktem. Nicméně jejich typická hodnota útlumu činí -55,3 dB. Při měření standardu jako bezodrazové zátěže (červeně) vyšel průběh hezky. Zde činil útlum typ. -28 dB pro daný rozsah. Obecně je známo, že hodnota útlumu reálné zátěže s frekvencí klesá (průběh stoupá), což je z tohoto grafu zřetelně vidět.

Modrý průběh v grafu fáze S_{11} (Obr. 3.8) potvrzuje předpoklad, že kvůli nepřesnostem a šumu, hodnota modulu S_{11} nahodile krouží v těsné blízkosti kolem středu Smithova diagramu. Druhý průběh poukazuje opět na změnu fáze přizpůsobené zátěže a s rostoucí frekvencí navazuje na typický průběh odpovídající rezistorům. Na nízké frekvenci vykazuje jakési omezení v jeho měření, pravděpodobně způsobené nepřesností použitých SMD součástek.

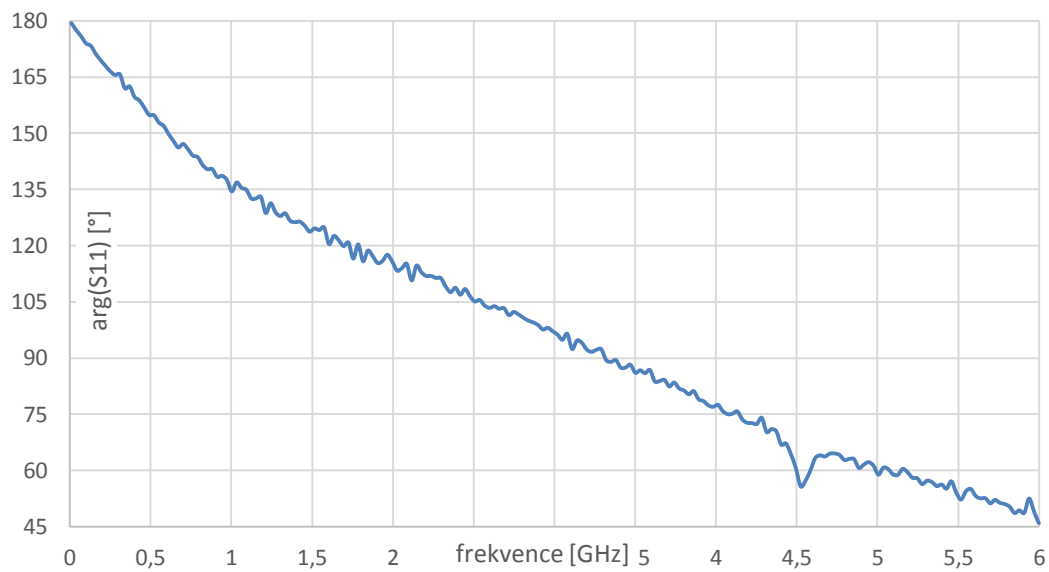
Obecně se dá říci, že vlastní kalibrační sada dostatečně plní svoji funkci pro účely, na které byla navržena, ale za cenu zřejmých nepřesností, které jsou u odladěných kalibračních sad profesionálních výrobců omezeny na minimum. Drobné odchylky od skutečnosti taky způsobil fakt, že k měřeným standardům byly připočteny vlastnosti konektoru a přívodů.

3.3 Výsledky měření

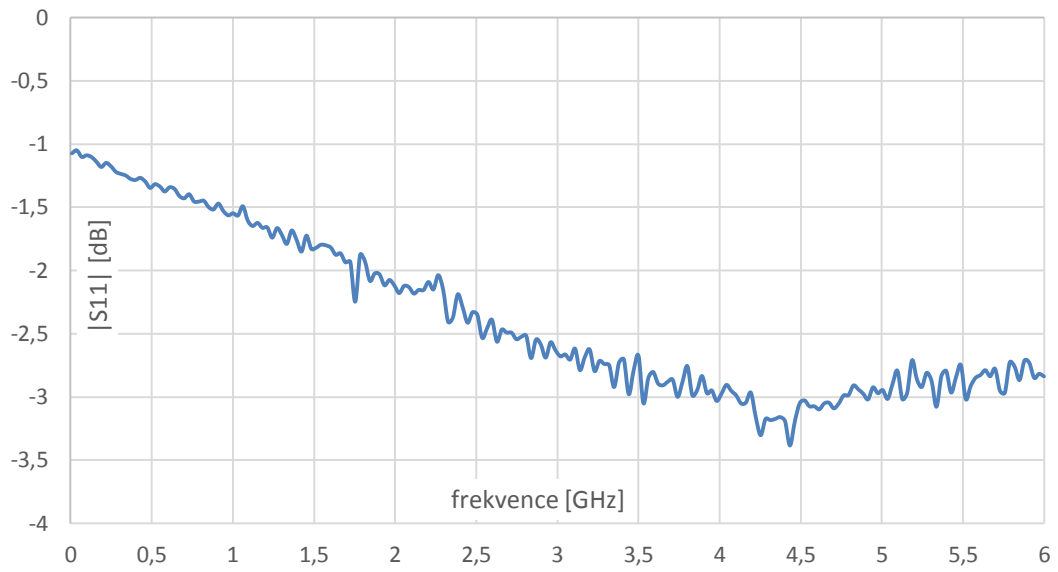
3.3.1 Rezistory



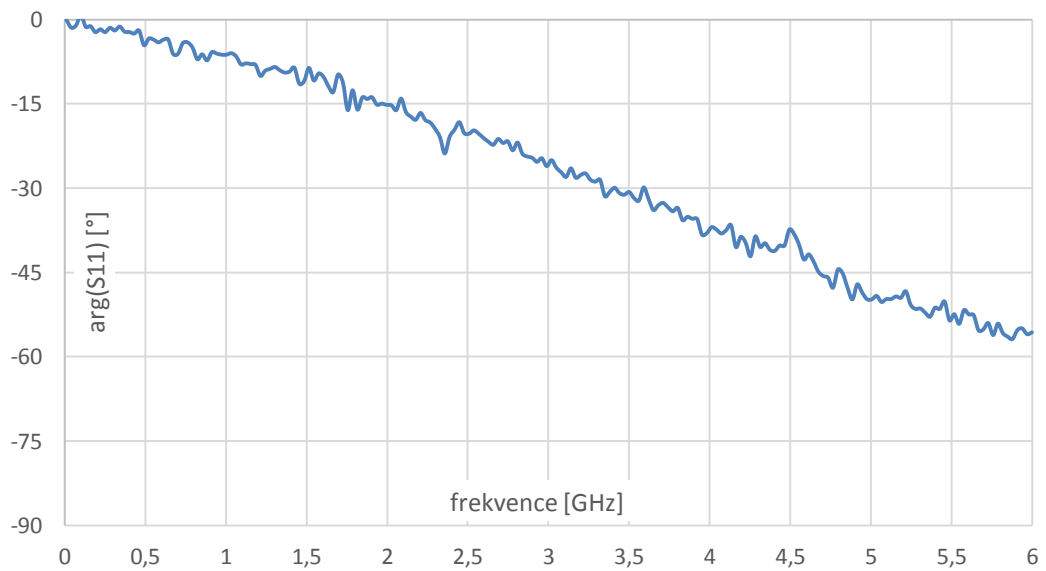
Obr. 3.9: Modul S_{11} rezistoru R1



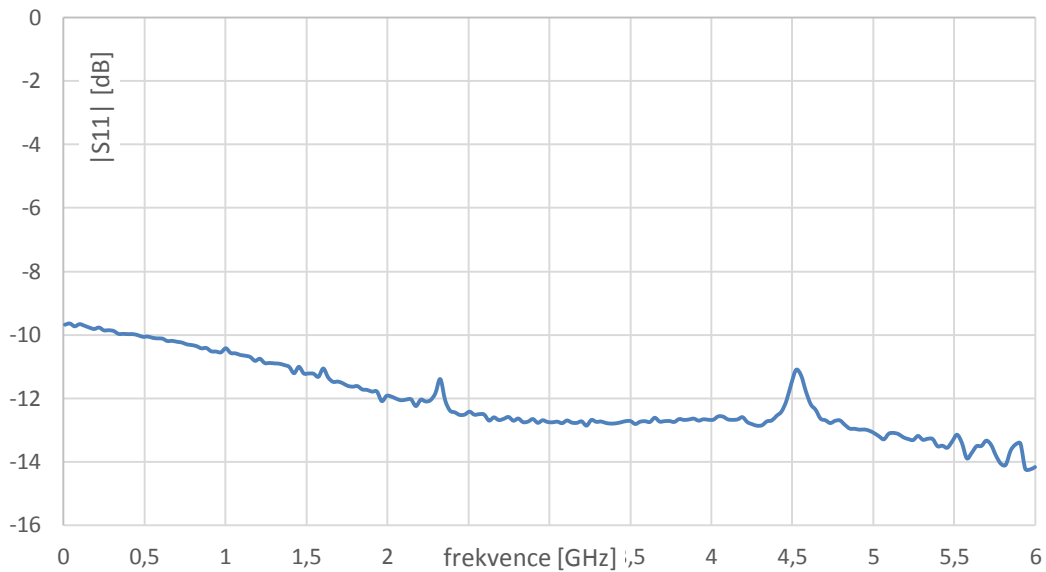
Obr. 3.10: Fáze S_{11} rezistoru R1



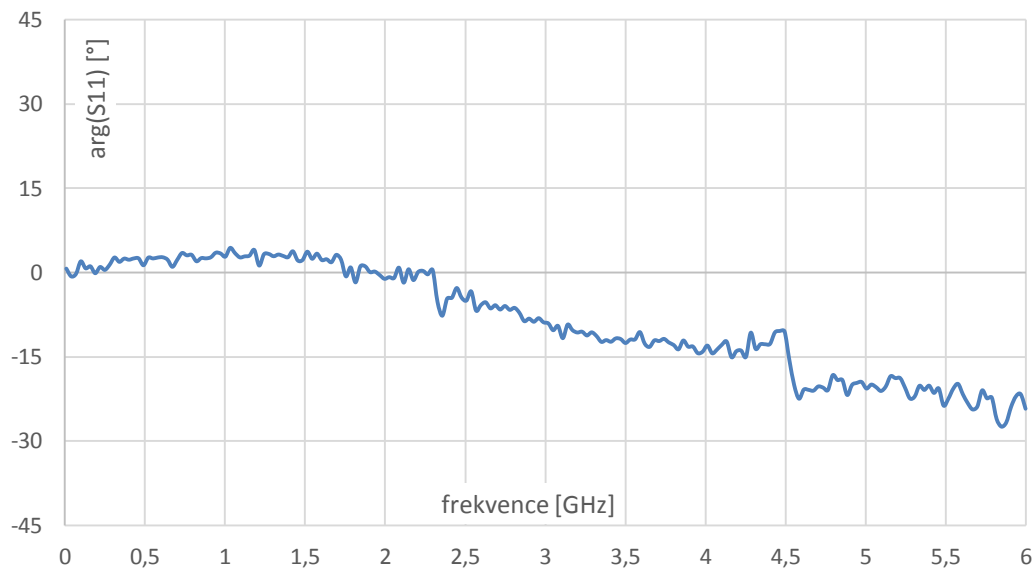
Obr. 3.11: Modul S11 rezistoru R3



Obr. 3.112: Fáze S11 rezistoru R3



Obr. 3.123: Modul S11 rezistoru R5

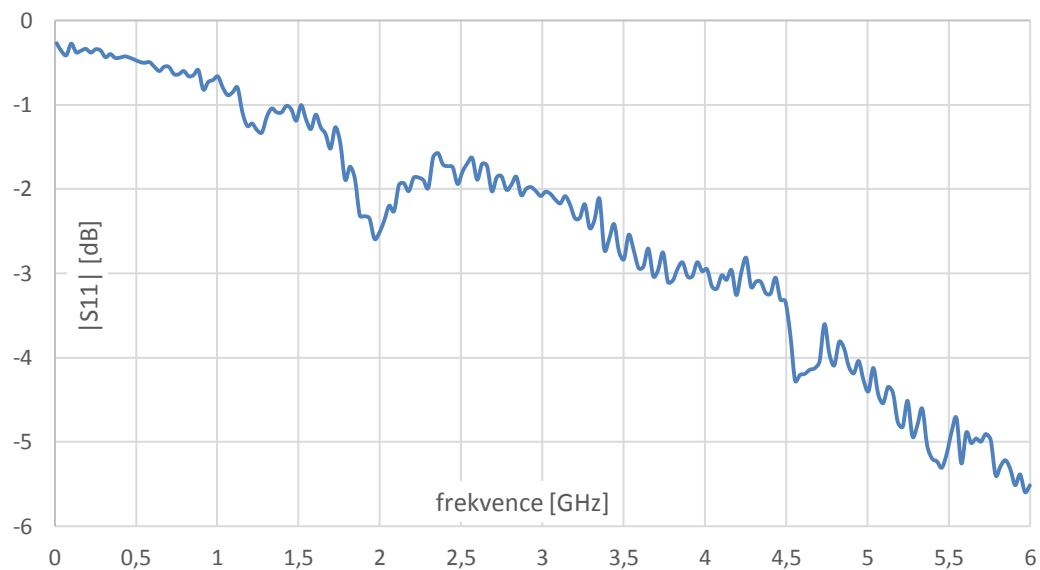


Obr. 3.14: Fáze S11 rezistoru R5

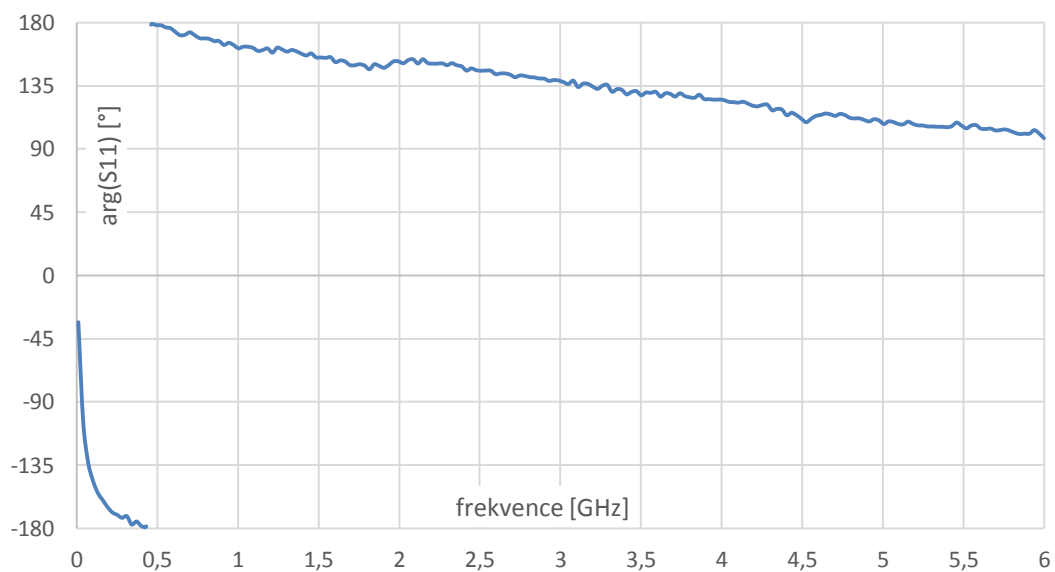
Průběhy rezistorů vyšly relativně dobře. Ukazují, že s rostoucí frekvencí poroste i hodnota činitele odrazu a argument klesá, což znamená, že poměr X_L/X_C se zmenšuje a hodnota parazitní kapacity roste rychleji než jejich indukčnost. Nicméně se, kromě R3, tyto součástky na měřeném rozsahu do rezonance nedostanou.

U rezistoru s označením R3 a hodnotou 1 k Ω se na nižších kmitočtech silně projevila paralelní kapacita. Tu následně na frekvenci 1,5 GHz vyrovnala indukčnost součástky a můžeme tedy tuto frekvenci označit za rezonanční.

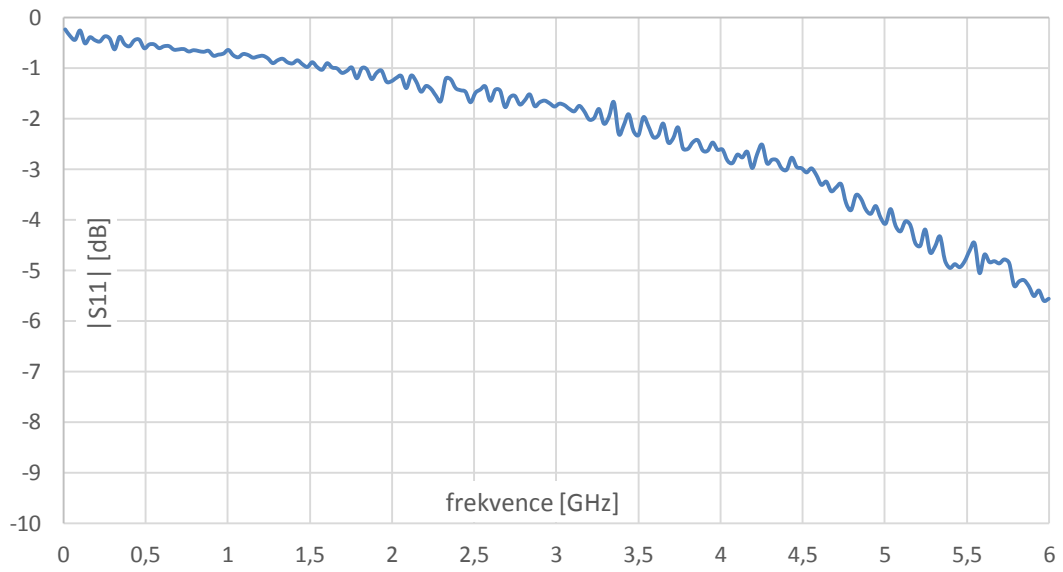
3.3.2 Kondenzátory



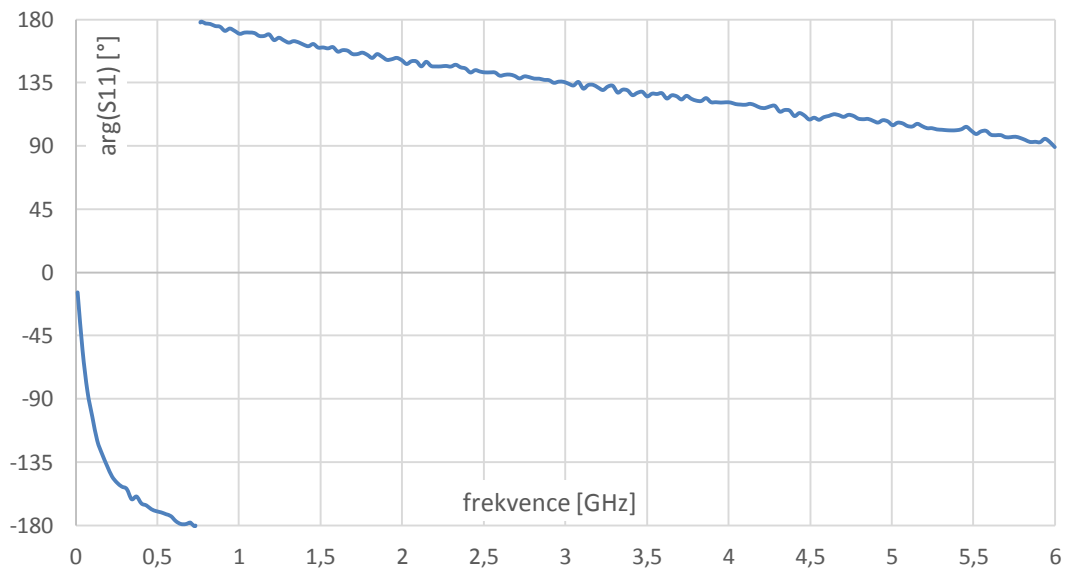
Obr. 3.1513: Modul S_{11} kondenzátoru C1



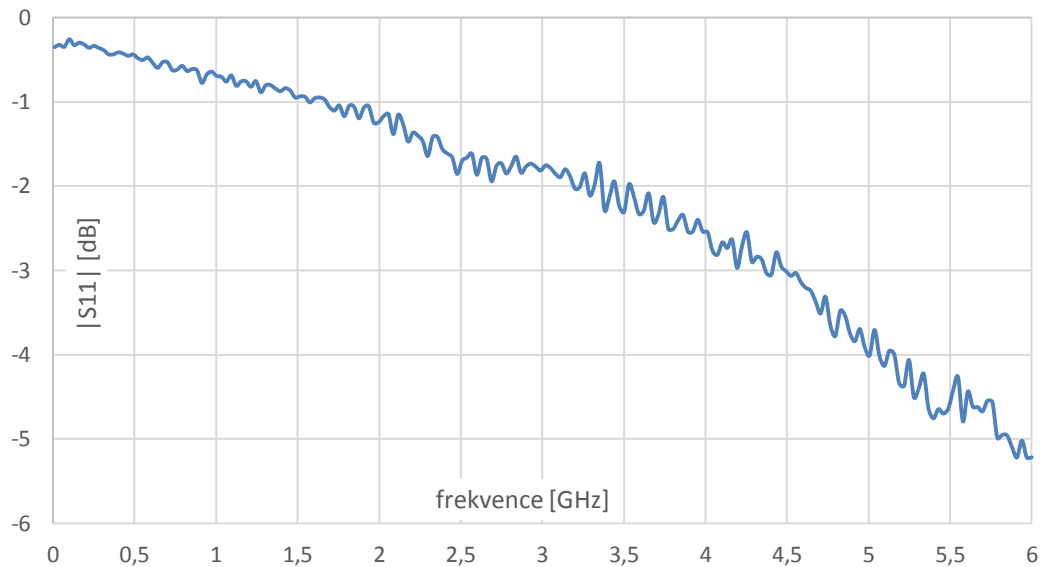
Obr. 3.1614: Fáze S_{11} kondenzátoru C1



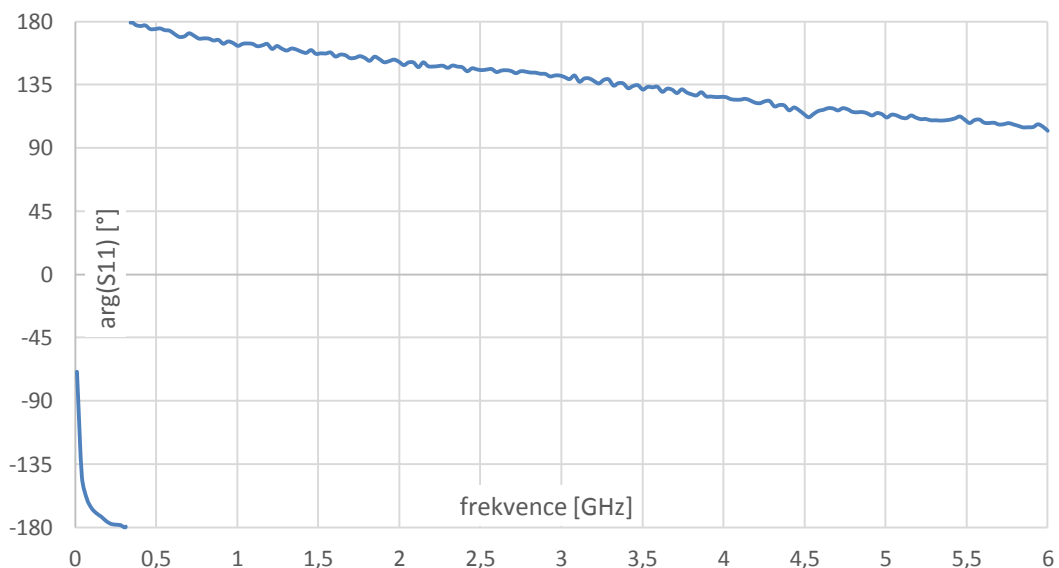
Obr. 3.17: Modul S11 kondenzátoru C3



Obr. 3.18: Fáze S11 kondenzátoru C3



Obr. 3.19: Modul S11 kondenzátoru C5



Obr. 3.15: Fáze S11 kondenzátoru C5

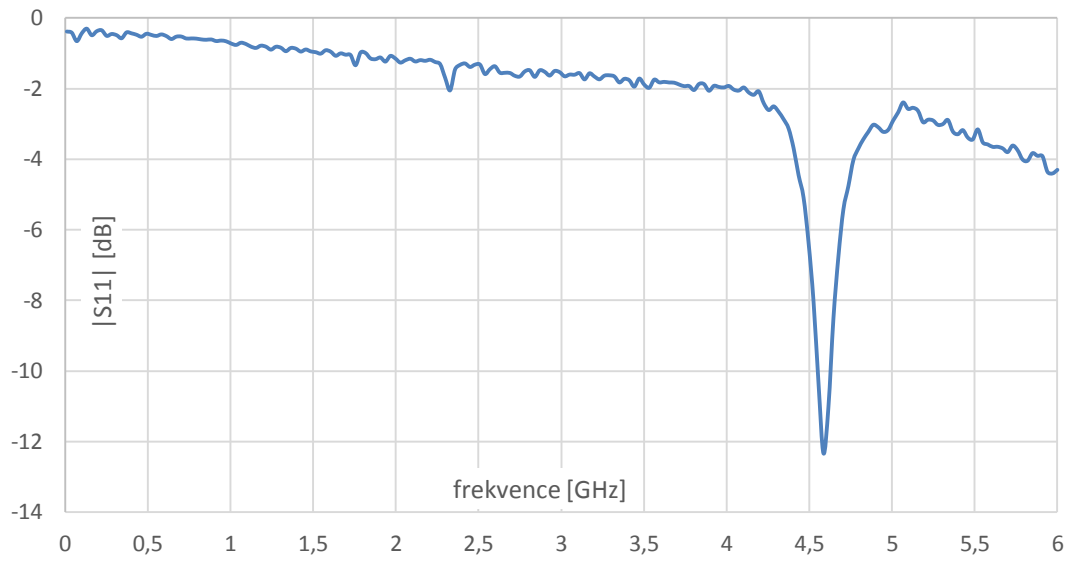
Průběhy kondenzátorů vyšly podle předpokladu, až na nepřesnosti měření při frekvencích 2,4 GHz a 4,5GHz, které mohly být způsobeny měřicím kabelem či konektory, nebo nepřesnou kalibrací. Pro zobrazení průběhu tak, jak by vypadal bez propadů, byly přidány spojnice trendu. Ty nám říkají, že s vyšší frekvencí se bude na kondenzátorech zvyšovat hodnota útlumu. Rezonanční frekvence kondenzátorů se nacházejí při „překlopení“ fáze a to na kmitočtech:

$$f_{0,C1} = 440 \text{ MHz}, f_{0,C2} = 740 \text{ MHz}, f_{0,C3} = 693 \text{ MHz},$$

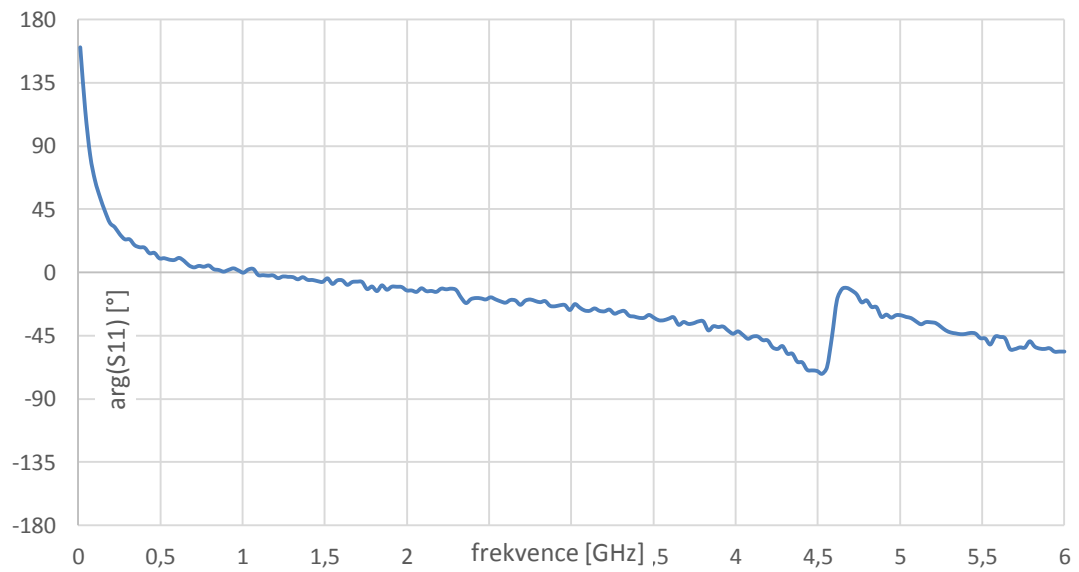
$$f_{0,C4} = 1,07 \text{ GHz}, f_{0,C5} = 300 \text{ MHz}, f_{0,C6} = 235 \text{ MHz}.$$

Při vzájemném porovnání jmenovitých hodnot kapacit kondenzátorů a jejich rezonančních frekvencí vychází jasně najevo, že čím nižší hodnota kapacity, tím vyšší rezonanční frekvence.

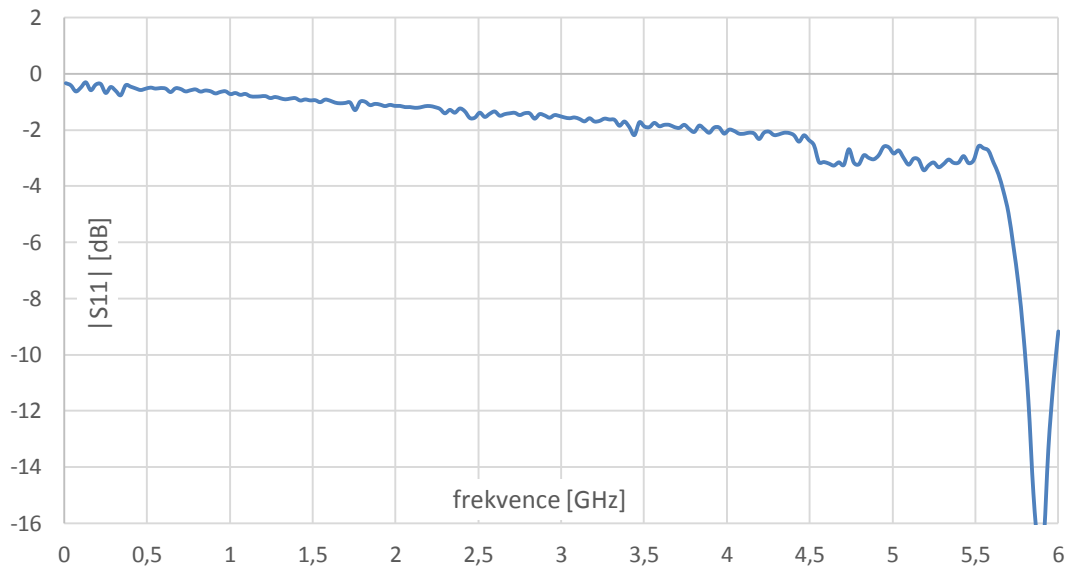
3.3.3 Induktory



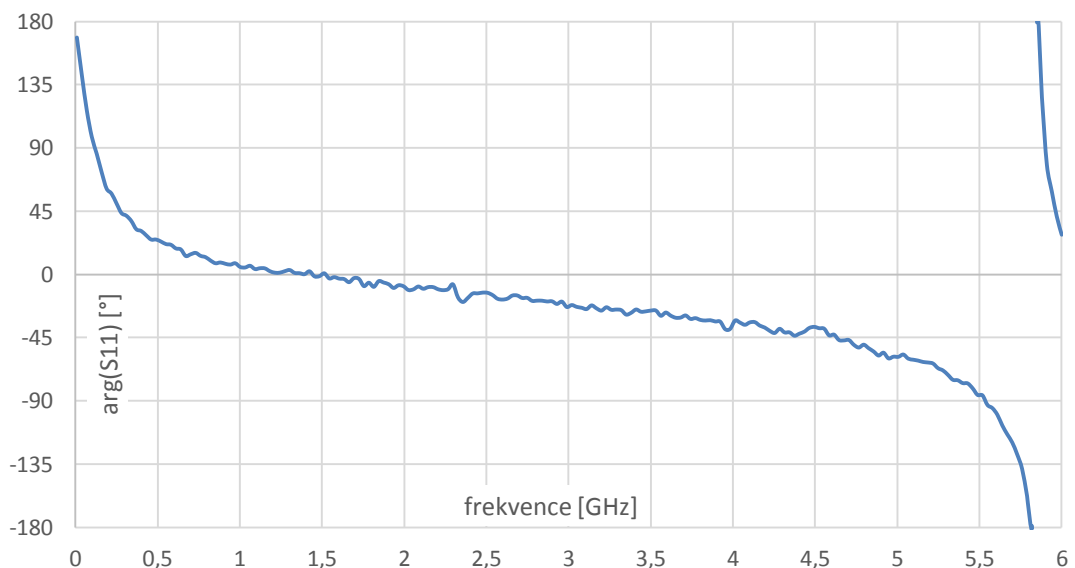
Obr. 3.1621 Modul S11 induktoru L1



Obr. 3.2217: Fáze S11 induktoru L1



Obr. 3.218: Modul S11 induktoru L3



Obr. 3.2419: Fáze S11 induktoru L3

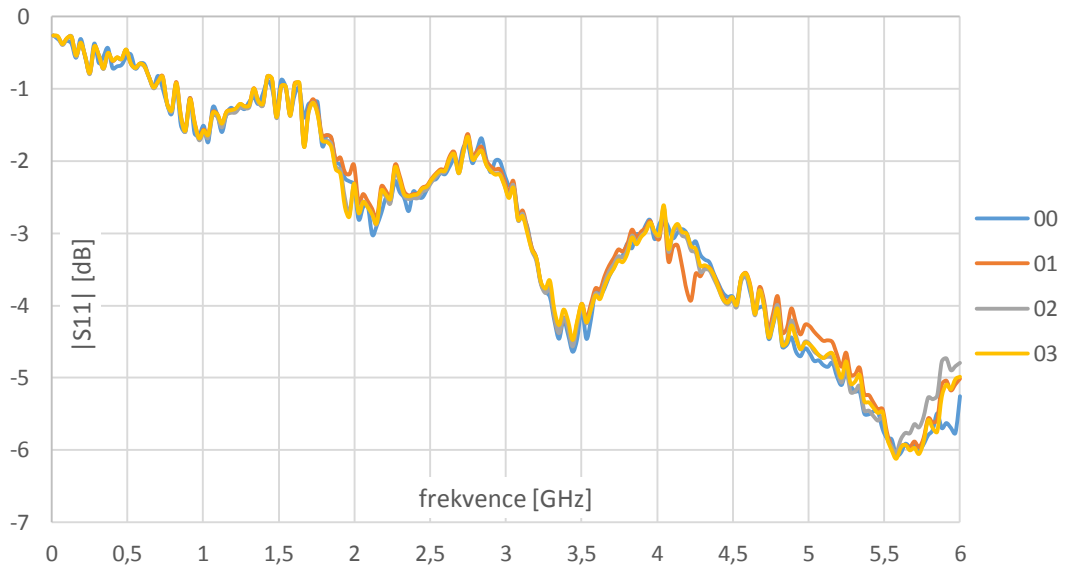
U měření induktorů opět došlo k nepřesnostem měření na určitých frekvencích, které mohl způsobit špatný kontakt držáku, ale nejspíše to způsobuje vada kalibračních standardů. Pokud si odmyslíme dané propady, všimneme si, že s vyšší frekvencí je měření nepřesnější. To může být dáno měřicím přístrojem a bude to diskutováno v závěru. Rezonanční frekvence induktorů vyšly následovně:

$$f_{0,L1} = 1,08 \text{ GHz}, f_{0,L2} = 823 \text{ MHz},$$

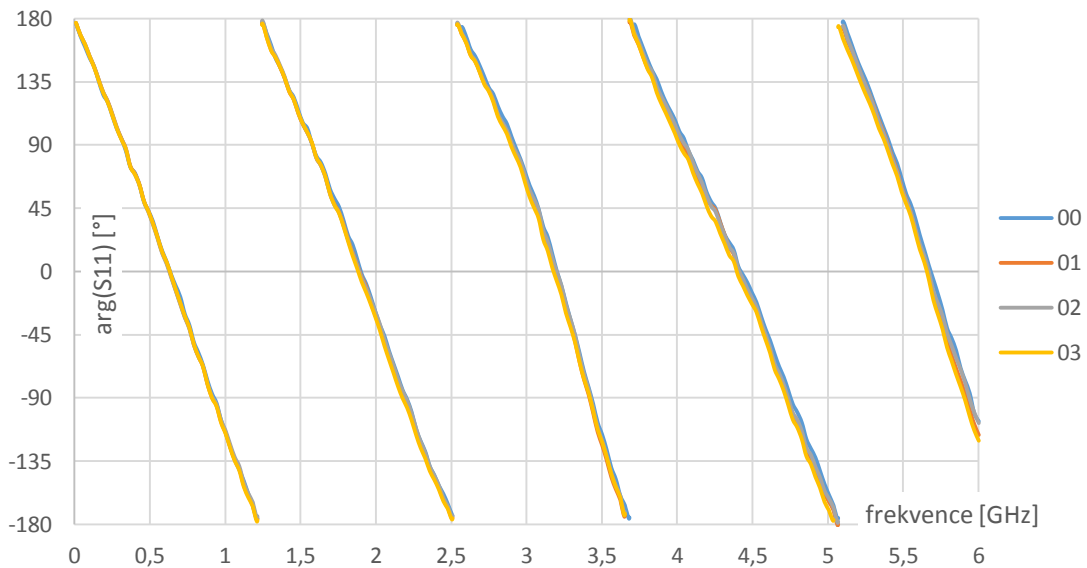
$$f_{0,L3} = 1,45 \text{ GHz}, f_{0,L4} = 1,50 \text{ GHz}.$$

Stejně jako u kondenzátorů zde platí, že čím nižší hodnota indukčnosti součástky, tím vyšší rezonanční kmitočet.

3.3.4 Mikropáskové vedení



Obr. 3.25: Modul S_{11} mikropásku



Obr. 3.26: Fáze S_{11} mikropásku

Pro porovnání přesnosti návrhu a měření byla změřena všechna čtyři mikropáskové vedení a zobrazena do společných grafů, ve kterých se, až na zanedbatelné odchylky, plně shodují. Průběhy mikropásků jsou na první pohled velice podobné těm od zkratového standardu. Jedná se totiž o identické vedení, pouze s rozdílnou délkou cesty. Opět nastává znatelné zvlnění průběhu modulu. Fáze S_{11} disponuje pěkným pilovitým průběhem, na kterém je vidět jak se opakuje teorém $(2n-1) \cdot \lambda/4$ mikropáskového vedení nakrátko.

Rezonance v měřeném rozsahu nastává na frekvencích 640 MHz, 1,24 GHz, 1,9 GHz, 2,54 GHz, 3,2 GHz, 3,7 GHz, 4,43 GHz, 5,08 GHz a 5,68 GHz.

3.4 Příklady výpočtů

- Výpočet vlastností mikropáskového vedení:

Změřená hodnota S_{11} , na vhodně zvolené frekvenci $f_I = 300$ MHz podle teoretického předpokladu z kapitoly 1.5.2, je

$$S_{11} = -0,6411dB \cdot e^{j94,55^\circ} . \quad (48)$$

Modul parametru se musí nejprve odlogaritmovat

$$|S_{11}| = 10^{|S_{11}|_{dB}/20} = 10^{0,6411/20} = 1,0766 , \quad (49)$$

$$S_{11} = -1,0766 \cdot e^{j94,55^\circ} . \quad (50)$$

Nyní je ji potřeba převést na složkový tvar

$$Re = -1,0766 \cdot \cos(94,55^\circ) = 0,0854 , \quad (51)$$

$$Im = -1,0766 \cdot \sin(94,55^\circ) = -1,0732 , \quad (52)$$

$$S_{11} = \Gamma = 0,0854 - j1,0732 . \quad (53)$$

Pomocí vzorce 22 se z činitele odrazu vypočte vstupní impedance

$$\begin{aligned} Z_{VST} &= Z_0 \cdot (1 + \Gamma)/(1 - \Gamma) = \\ &= 50 (1 + 0,0854 - j1,0732)/(1 - 0,0854 + j1,0732) , \end{aligned} \quad (54)$$

$$Z_{VST} = -(3,9998 + j53,9771) \Omega . \quad (55)$$

Rozdělení komplexního čísla na reálnou a imaginární část nám získá dvě složky, z jedné vyplyne odpor vedení a z druhé reaktance, ze které se dá, za předpokladu čistého indukčního charakteru při $l < \lambda/4$, určit hodnota indukčnosti

$$R = Re\{Z_{VST}\} = 3,9998 \Omega , \quad jX = Im\{Z_{VST}\} = j53,9771 , \quad (56)(57)$$

$$jX = jX_L = j\omega L , \quad (58)$$

$$L = X_L/(2 \cdot \pi \cdot f_1) , \quad (59)$$

$$L = 53,9771/(2 \cdot \pi \cdot 3 \cdot 10^8) , \quad (60)$$

$$\underline{L = 28,6357 nH} . \quad (61)$$

Další změřená hodnota S_{11} , na zvolené frekvenci $f_2 = 945$ MHz přibližně uprostřed mezi $\lambda/4$ a $\lambda/2$, je

$$S_{11} = -1,6156dB \cdot e^{j93,83^\circ} . \quad (62)$$

Odlogaritmování modulu parametru

$$|S_{11}| = 10^{|S_{11}|_{dB}/20} = 10^{-1,6156/20} = 0,8303 , \quad (63)$$

$$S_{11} = -0,8303 \cdot e^{j93,83^\circ} . \quad (64)$$

Stejným postupem jako u výpočtu na předchozí frekvenci se dobereme až k výsledku impedance, která nyní činí

$$Z_{VST} = (9,8415 - j52,4834) \Omega . \quad (65)$$

Rozdělením komplexního čísla opět dostaneme odpor vedení a reaktanci, ze které se dá, za předpokladu čistého kapacitního charakteru při $\lambda/4 < l < \lambda/2$, určit hodnota kapacitance.

$$R = \operatorname{Re}\{Z_{VST}\} = \underline{9,8415 \Omega}, \quad jX = \operatorname{Im}\{Z_{VST}\} = -j52,4834 \quad (66)(67)$$

$$jX = jX_C = 1/j\omega C, \quad (68)$$

$$j^2 X_C = 1/(2 \cdot \pi \cdot f_2 \cdot C), \quad j^2 = -1, \quad (69)(70)$$

$$C = 1/(2 \cdot \pi \cdot f_2 \cdot (-X_C)), \quad (71)$$

$$C = -1/(2 \cdot \pi \cdot 945 \cdot 10^6 \cdot 52,4834), \quad (72)$$

$$\underline{C = 3,209 \text{ pF}}. \quad (73)$$

Činitel zkrácení se vypočte podle vzorce 43 takto:

$$\xi = 1/\sqrt{\varepsilon_{re}},$$

$$\xi = 1/\sqrt{3,4564},$$

$$\xi = 0,5379.$$

Kde ε_{re} je efektivní hodnota permitivity vypočtená podle vzorce:

$$\varepsilon_{re} = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - 1}{2} * \left(\ln \left(6,28 * \left(\frac{W}{2 \cdot h} + 0,85 \right) \right) \right) / \left(\frac{W}{h} + \frac{2}{\pi} * \ln \left(17,08 * \left(\frac{W}{2 \cdot h} + 0,85 \right) \right) \right),$$

$$\varepsilon_{re} = 3,4564.$$

- Výpočet vlastností kondenzátorů:

$$C1 = 104 \text{ pF},$$

$$C3 = 39,87 \text{ pF}.$$

Z Thomsonova vztahu (39) se vyjádří parazitní indukčnost:

$$f_0 = 1/(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}),$$

$$L_{C1} = 1/(4 \cdot \pi^2 \cdot f_{0,C1}^2 \cdot C1), \quad (74)$$

$$L_{C1} = 1 \cdot 10^{12} / (416 \cdot \pi^2 \cdot 440^2 \cdot 10^{12}) = 1,258 \text{ nH}, \quad (75)$$

$$L_{C3} = 1/(4 \cdot \pi^2 \cdot f_{0,C2}^2 \cdot C2), \quad (76)$$

$$L_{C3} = 1 \cdot 10^{12} / (159,48 \cdot \pi^2 \cdot 693^2 \cdot 10^{12}) = 1,323 \text{ nH}. \quad (77)$$

Stejně jako u mikropásku se vypočte impedance kondenzátorů a z její reálné složky se vyvodí parazitní hodnota odporu. Pozor! Nesmí se zvolit příliš malá hodnota frekvence, protože ideálně $R_C \rightarrow \infty$, při $f = 0 \text{ Hz}$.

- Výpočet vlastností induktorů:

$$L1 = 104 \text{ pF}.$$

Z Thomsonova vztahu (39) se vyjádří parazitní kapacita:

$$f_0 = 1/(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}),$$

$$C_{L1} = 1/(4 \cdot \pi^2 \cdot f_{0,C1}^2 \cdot L1), \quad (78)$$

$$C_{L1} = 1 \cdot 10^9 / (482,8 \cdot \pi^2 \cdot 1080^2 \cdot 10^{12}) = 0,1799 \text{ pF}. \quad (79)$$

Stejně jako u mikropásku se vypočte impedance induktorů a z její reálné složky se vyvodí parazitní hodnota odporu. Pozor! Nesmí se zvolit příliš vysoká hodnota frekvence, protože ideálně $R_L = 0 \Omega$, při $f \rightarrow \infty$.

3.5 Výsledné hodnoty

Tab. 3.2: Jmenovité a parazitní hodnoty

Rezistory	Rezonanční frekvence	Odpor	Kapacita	Indukčnost	Impedance @ 1 GHz
R3	1500 MHz	1003 Ω	-	-	2,4539-0,1463j
Kondenzátory	Rezonanční frekvence	Odpor	Kapacita	Indukčnost	Impedance @ 1 GHz
C1	440 MHz	-	104 pF	1,258 nH	50,6682-0,0170j
C3	693 MHz	-	39,87 pF	1,323 nH	49,6468-0,0004j
C5	300 MHz	-	224 pF	1,256 nH	54,7859+0,1247j
Induktory	Rezonanční frekvence	Odpor	Kapacita	Indukčnost	Impedance @ 1 GHz
L1	1080 MHz	-	0,1799 pF	120,7 nH	42,7467+0,1017j
L3	1450 MHz	-	0,1768 pF	68,16 nH	46,4568+0,2819j
Mikropásek	Rezonanční frekvence	Odpor	Kapacita	Indukčnost	Impedance @ 1 GHz
MP	viz. měření	-	6,363 pF	3,589 nH	44,4515-4,1229j

Tab. 3.3: Porovnání s hodnotami výrobce Coilcraft

	Indukčnost	Změřená rezonanční frekvence	Rezonanční frekvence uvedená výrobcem
Induktor	nH	MHz	MHz
L1	120	1080	1,1GHz
L3	68	1450	1,5GHz

3.6 Zhodnocení

V této kapitole byly měřením ověřeny kalibrační standardy i měřené SMD součástky. Průběhy vyšly přibližně podle teoretický předpokladů, ale s neznámou nestabilitou měření. Pozorována byla chyba při manipulaci s přívodním kabelem a touto nedokonalostí mohl vzniknout například nesprávný proces kalibrace. Nakonec zde byly pro ověření metody předvedeny výpočty na mikropáskovém vedení, kondenzátorech a induktorech. Jejich výsledky jsou uspokojivé.

Výrobce rezistorů a kondenzátorů YAGEO neudává žádné, zde měřené hodnoty, proto nebylo možné srovnání. Výrobce induktorů Coilcraft těmito hodnotami disponuje a bylo alespoň možné porovnat jejich rezonanční frekvence, které, jak je vidět v předchozí kapitole v Tab. 3.3, vyšly téměř přesně.

4 LABORATORNÍ ÚLOHA

4.1 Teoretický úvod

Cílem úlohy je seznámení s měřením S parametrů vektorovým obvodovým analyzátozem a následné určení impedance a parazitních parametrů náhradních modelů pasivních obvodů R, L, C a parametrů vedení.

4.1.1 S parametry

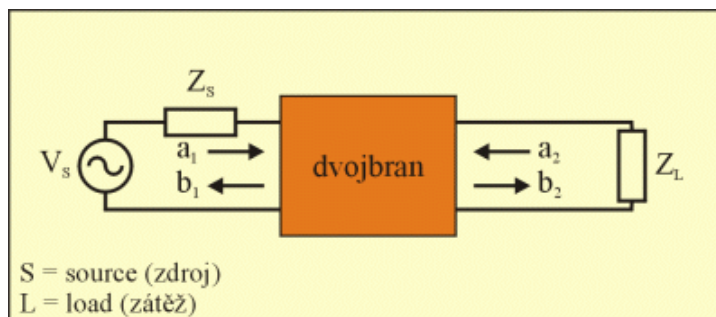
S parametry, zvané také rozptylové parametry, popisují chování elektrických lineárních obvodů během ustálených stavů při průchodu signálů. Obvody mohou být také popsány Z, Y, H nebo ABCD parametry, ale ty používají otevřené nebo zkratované podmínky. S parametry si vystačí jen s přizpůsobenou zátěží, která je mnohem jednodušší k použití při vysokofrekvenčních signálech. Zde také S parametry bývají jedinou možností k charakterizování mikrovlnných obvodů. Hodnoty jsou pak měřeny z hlediska výkonu. Přestože jsou použitelné na všech frekvencích, jejich použití se omezuje právě jen na vysokofrekvenční a mikrovlnné obvody.

S parametry jsou frekvenčně závislé, takže musí být pro každé měření uveden, kromě charakteristické impedance, i kmitočet, na kterém byla hodnota S parametru odečtena. Je jimi možné popsat hned několik elektrických vlastností jako je zisk, útlum odrazu, poměr stojatých vln, stabilita zesilovače a činitel odrazu.

S parametry se dají zapsat do matice:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1P} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2P} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ S_{P1} & S_{P2} & \dots & S_{PP} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

kde sloupce představují podnětové signály a řádky odezvy obvodu a jsou v ní uvedeny hodnoty jednotlivých parametrů, které budou popsány níže. Velikost matice je dána počtem portů P použitých při měření.



Obr. 4.1: Dvojbran s dopadajícími (a) a odraženými vlnami (b)

(V_s – zdroj napětí, Z_s – impedance zdroje, Z_L – impedance zátěže, a – vlny dopadající, b – vlny odražené)

Rozlišujeme mezi dvěma základními vlnami, na měřený obvod dopadající (a) a od něj odraženou (b). Opět počet portů určuje počet dopadajících a odražených vln (viz dvouportové měření na Obr. 4.1). S pomocí těchto proměnných můžeme sestavit soustavu rovnic a její maticový zápis ve smyslu $B = S \cdot A$, jak je ukázáno následovně:

$$b_1 = s_{11} \cdot a_1 + s_{12} \cdot a_2, \quad (2)$$

$$b_2 = s_{21} \cdot a_1 + s_{22} \cdot a_2, \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Z těchto rovnic lze následně definovat jednotlivé S parametry:

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{vstupní koeficient odrazu}, \quad (5)$$

$$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{zpětný přenosový koeficient}, \quad (6)$$

$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{přenosový koeficient}, \quad (7)$$

$$s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{výstupní koeficient odrazu}. \quad (8)$$

4.1.2 Převod parametru S_{11} na impedanci

Změřená hodnota parametru S_{11} je v exponenciálním tvaru, kde A představuje modul parametru a φ jeho fázi. Aby se s komplexním číslem mohlo jednodušeji dál počítat, převedeme ho nejprve do algebraického (složkového) tvaru, kde Re představuje reálnou složku a Im je imaginární složka. Postup převodu je následující:

$$A = |S_{11}|; \quad \varphi = \arg(S_{11}), \quad (9)$$

$$S_{11} = |A| \cdot e^{j\varphi} \quad \text{exponenciální tvar komplexního čísla}, \quad (10)$$

$$Re = |A| \cdot \cos(\varphi), \quad (11)$$

$$Im = |A| \cdot \sin(\varphi), \quad (12)$$

$$S_{11} = Re + jIm \quad \text{algebraický tvar komplexního čísla}. \quad (13)$$

Následně se ze vzorce činitele odrazu vyjádří impedance zátěže:

$$S_{11} = \Gamma = (Z_L - Z_0)/(Z_L + Z_0), \quad (14)$$

$$Z_L = Z_0 \cdot (1 + \Gamma)/(1 - \Gamma), \quad (15)$$

kde j je imaginární jednotka.

4.1.3 Tvorba náhradních modelů

Ideální rezistor má nulovou indukčnost a kapacitu, vykazuje tedy čistě reálný odporový charakter impedance:

$$Z_{R_{ideal}} = \operatorname{Re}\{Z_{R_{ideal}}\}, \quad (16)$$

$$|Z_{R_{ideal}}| \cdot \cos(0^\circ) = R, \quad (17)$$

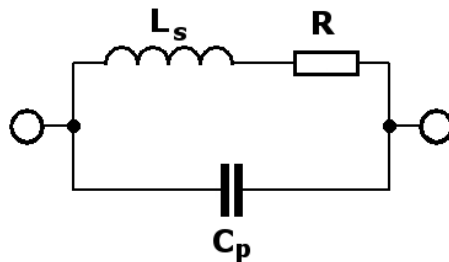
kde R je odpor.

U reálného rezistoru (Obr. 1.7) vzniká, vedle rezistivity R , také sériová indukčnost L_S na jeho přívodech a paralelní kapacita C_P mezi nimi, daná rozměry a permitivitou odporového jádra. Celková impedance takového náhradního obvodu je dána vztahem:

$$\begin{aligned} Z &= ((Z_R + Z_{L_S}) \cdot Z_{C_P}) / (Z_R + Z_{L_S} + Z_{C_P}) = \\ &= ((R + j\omega L_S) \cdot 1/j\omega C_P) / (R + j\omega L_S + 1/j\omega C_P), \end{aligned} \quad (18)$$

kde ω je úhlová frekvence a ta je dána následovně:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f. \quad (19)$$



Obr. 4.2: Náhradní model rezistoru

Impedance ideálního kondenzátoru vykazuje pouze imaginární složku, reaktanci, zvanou v tomto případě kapacitance, s argumentem -90° . Tento úhel je dán zpožděním fázoru napětí za fázorem proudu. Impedance ideálního kondenzátoru je dána vztahem:

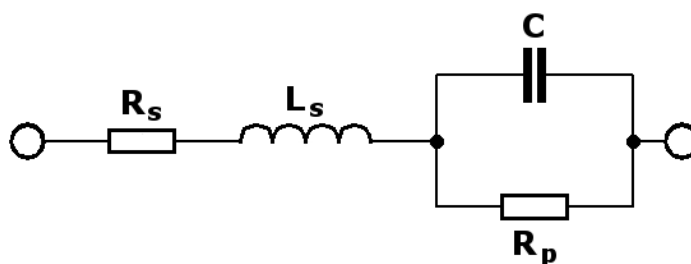
$$Z_{C_{ideal}} = \operatorname{Im}\{Z_{C_{ideal}}\} = 0 + jX_C, \quad (20)$$

$$jX_C = |Z_{C_{ideal}}| \cdot \sin(-90^\circ) = -1/j\omega C, \quad (21)$$

kde C je kapacita.

Reálná součástka (Obr. 1.8) se pak kromě požadované hodnoty kapacity C , projevuje také sériovým odporem přívodů R_S , parazitní indukčností přívodů L_S a paralelním svodovým odporem R_P . Vzorec impedance reálného kondenzátoru vypadá následovně:

$$\begin{aligned} Z &= Z_{R_S} + Z_{L_S} + (Z_{R_P} \cdot Z_C / Z_{R_P} + Z_C) = \\ &= R_S + j\omega L_S + ((R_P \cdot 1/j\omega C) / (1/R_P + j\omega C)), \end{aligned} \quad (22)$$



Obr. 4.2: Náhradní model kondenzátoru

Ideální induktor je přesným opakem kondenzátoru, tedy opět je impedance rovna jen imaginární složce, rovnající se jeho hodnotě indukčnosti, ale s argumentem $+90^\circ$. Zde tedy fázor napětí předbíhá fázor proudu. Impedance ideálního induktoru je dána vztahem:

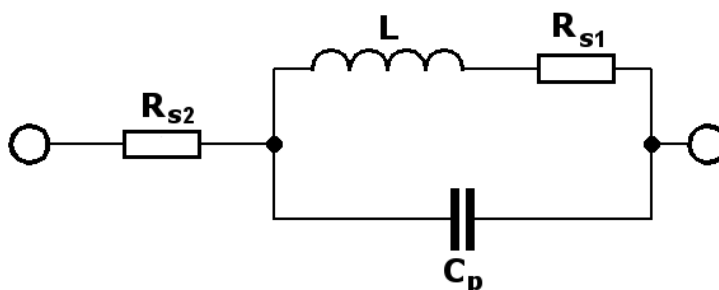
$$Z_{L_{ideal}} = \text{Im}\{Z_{L_{ideal}}\} = 0 + jX_L \quad (23)$$

$$jX_L = |Z_{L_{ideal}}| \cdot \sin(90^\circ) = j\omega L \quad (24)$$

kde L je indukčnost.

Reálný induktor (Obr. 1.9) disponuje vlastní indukčností L , sériovým odporem přívodů R_{S2} , mezizávitovou kapacitou C_P a odporem vinutí R_{S1} . Impedance náhradního schématu induktoru se stanoví takto:

$$\begin{aligned} Z &= Z_{R_{S2}} + \left((Z_{R_{S1}} + Z_L) \cdot Z_{C_P} \right) / (Z_{R_{S1}} + Z_L + Z_C) = \\ &= R_{S2} + \left((R_{S1} + j\omega L) \cdot 1/j\omega C_P \right) / (R_{S1} + j\omega L + 1/j\omega C_P), \end{aligned} \quad (25)$$



Obr. 4.3: Náhradní model induktoru

Tyto náhradní modely se mohou nazývat rezonančními, neboť všechny obsahují kapacitu i indukčnost. Při frekvenci, kdy se vyrovná kapacitní a induktivní reaktance, se obvod dostane do rezonance a začne se chovat jako činný odpor. Platí tedy:

$$X_C = X_L, \quad (26)$$

$$X = X_L - X_C = 0, \quad (27)$$

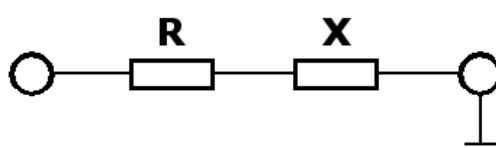
$$Z_{res} = R + jX = R + j0 = R, \quad (28)$$

kde Z_{res} je hodnota impedance v rezonanci.

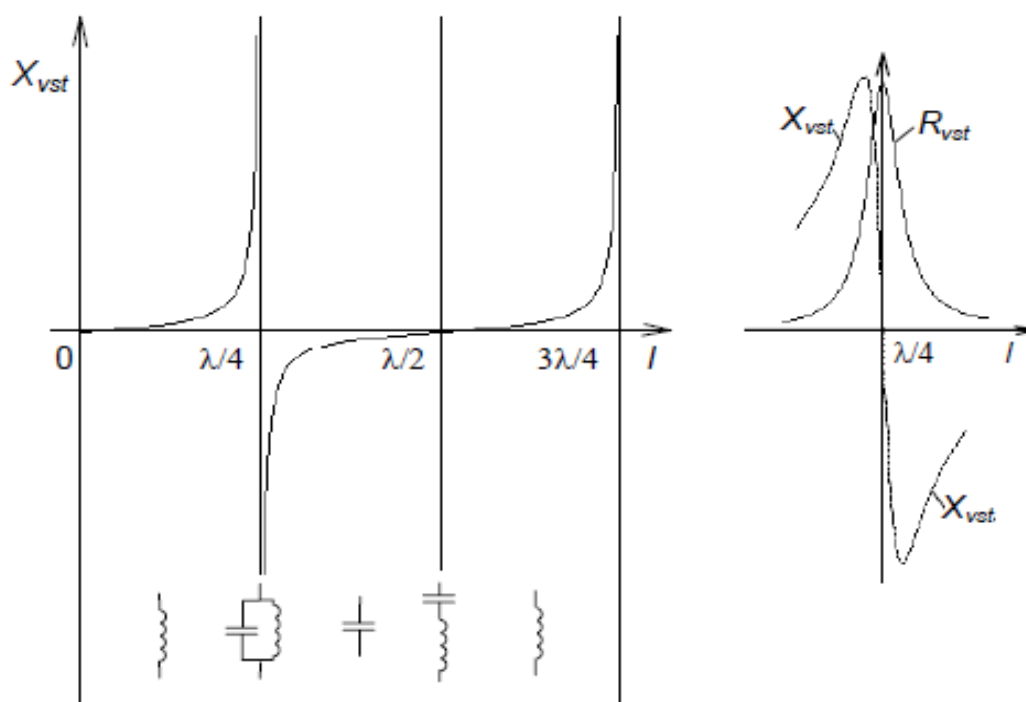
Hodnota rezonanční frekvence f_0 je dána Thomsonovým vztahem:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (29)$$

Ještě by bylo vhodné zmínit náhradní model mikropáskového vedení (Obr. 1.10), které má vlastnosti definované odporem a proměnlivou reaktancí, danou délkou vedení a frekvencí signálu. Mikropásek zakončený zkratem, bude mít charakter jeho reaktance induktivní pro délku menší než $\lambda/4$, při délce v rozmezí $\lambda/4$ až $\lambda/2$ bude kapacitní a poté se situace opakuje (Obr. 1.11). Lze konstatovat, že kolem první rezonance nejprve roste kapacitance a klesá induktance vedení, při další rezonanci je to naopak a vše se iteruje s $2n-1$ násobky $\lambda/4$. Při bezodrazovém vedení nakrátko je jeho impedance čistě reaktanční, tedy $R = 0 \Omega$. [13]



Obr. 4.4: Náhradní model mikropáskového vedení nakrátko



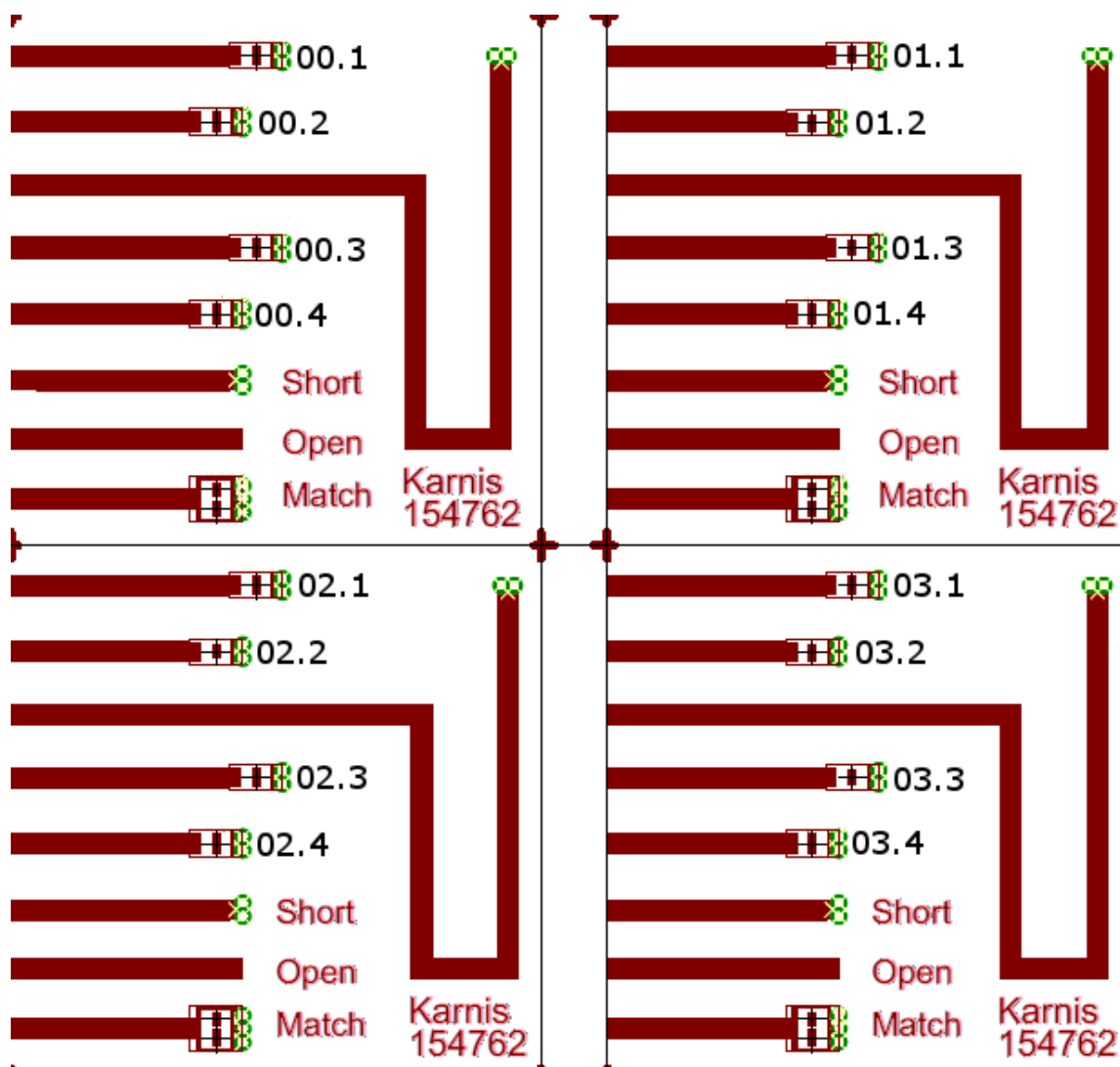
Obr. 4.5: Závislost reaktance mikropásku nakrátko na jeho délce a detail rezonance kolem $\lambda/4$ [12]

(λ – vlnová délka, l – délka úseku vedení)

Při odečtení imaginární složky impedance, na frekvencích přesně mezi rezonancemi, získáme hodnotu reaktance daného charakteru, ve kterém se může druhá složka reaktance zanedbat a lze tak vypočítat indukčnost a kapacitu mikropáskového vedení. Nevyužitá složka komplexní impedance udává hodnotu odporu mikropásku.

4.2 Popis přípravku

Schéma zapojení přípravků je nakresleno na Obr. 7. Celkový motiv se skládá ze čtyř destiček značených 00 – 03. Každá z nich obsahuje osazené SMD součástky, mikropáskové vedení a kalibrační standardy. Pasivní součástky mají označení dle příslušné pozice a jejich hodnoty jsou uvedeny v Tab. 4.1. V Tab. 4.2 se pak nacházejí známé vlastnosti mikropáskového vedení.



Obr. 4.6: Schéma přípravků s označením pozic součástek

Tab. 4.1: Seznam osazených SMD součástek

Přípravek	Pozice	Označení	Jmenovitá hodnota	Naměřená hodnota	Jednotka	Tolerance
00	00.1	R1	36	36,35	Ω	1%
	00.2	R2	36	36,32	Ω	1%
	00.3	C1	100	104,00	pF	5%
	00.4	C2	100	103,00	pF	5%
Přípravek	Pozice	Druh	Jmenovitá hodnota	Naměřená hodnota	Jednotka	Tolerance
01	01.1	L1	120	120,70	nH	1%
	01.2	L2	220	221,30	nH	2%
	01.3	L3	68	68,16	nH	1%
	01.4	L4	48	48,02	nH	2%
Přípravek	Pozice	Druh	Jmenovitá hodnota	Naměřená hodnota	Jednotka	Tolerance
02	02.1	R3	1	1,003	k Ω	1%
	02.2	R4	47	47,96	Ω	1%
	02.3	C3	39	39,87	pF	5%
	02.4	C4	68	66,95	pF	5%
Přípravek	Pozice	Druh	Jmenovitá hodnota	Naměřená hodnota	Jednotka	Tolerance
03	03.1	R5	100	100,50	Ω	1%
	03.2	R6	30	30,08	Ω	1%
	03.3	C5	220	224,00	pF	5%
	03.4	C6	1	1,026	nF	5%

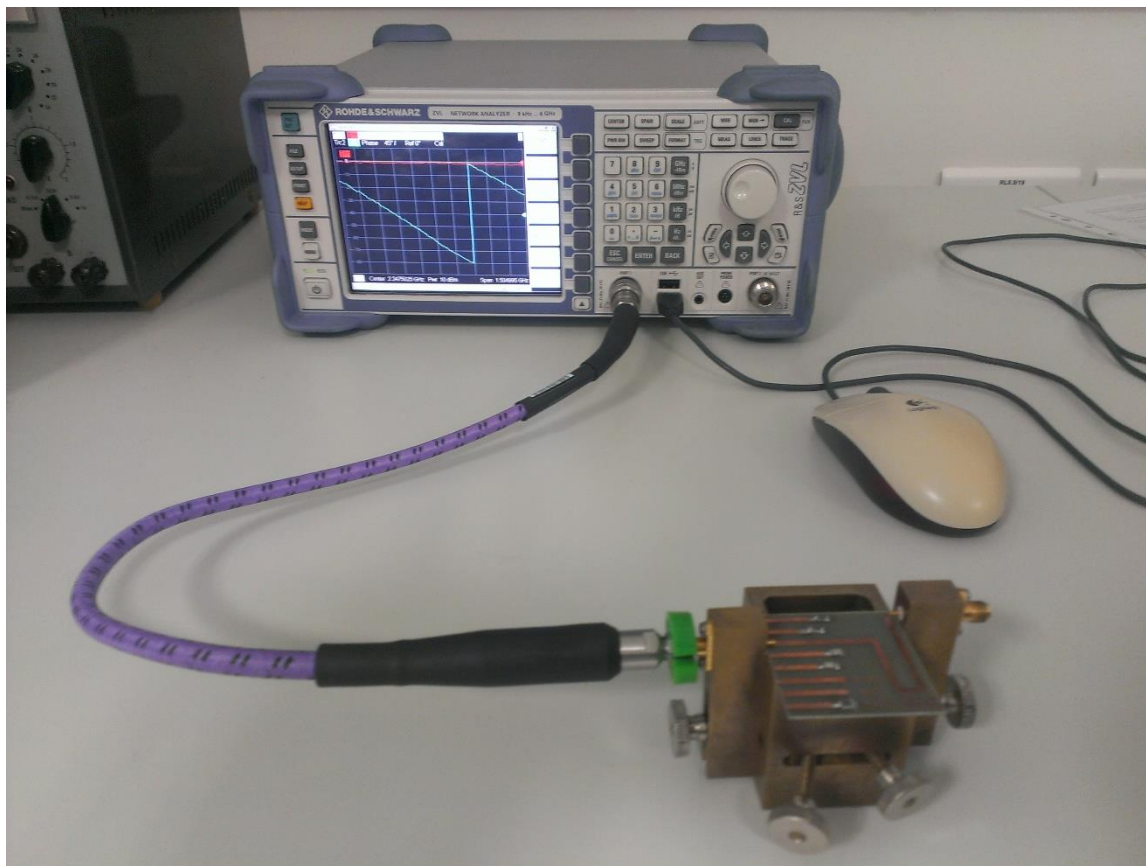
Tab. 4.2: Vlastnosti mikropáskového vedení

Mikropásek	délka l [mm]	elektrická délka [°]
MP (měď)	67	180
	průřez [mm ²]	charakteristická impedance Z _v [Ω]
	1,504 x 0,035	50
	měrná vodivost [Sm/mm ²]	relativní permitivita [-]
	56,2	0,99999

4.3 Zadání

1. Nakreslete náhradní modely pasivních součástek a bodově napište, čím jsou převážně tvořeny.
2. Vyberte si 2 hodnoty rezistorů, kondenzátorů a induktorů. Proměřte frekvenční charakteristiky parametru S_{11} daných součástek do frekvence 6GHz. Naměřené hodnoty zanepte do grafů a vyznačte rezonanční frekvence.
3. Vypočtete impedance měřených obvodů a následně jejich parazitní vlastnosti.
4. Proměřte frekvenční charakteristiku parametru S_{11} mikropáskového vedení do frekvence 6GHz a zanepte ji do grafu.
5. Vypočtete vlastnosti mikropáskového vedení: charakteristická impedance, činitel zkrácení, relativní permitivita a ztrátový činitel.
6. Do závěru porovnejte změřené a vypočtené výsledky a komentujte změřené průběhy. Napište proč je podle vás tato metoda vhodná pro měření na vysokých/mikrovlnných frekvencích.

4.4 Pokyny k měření

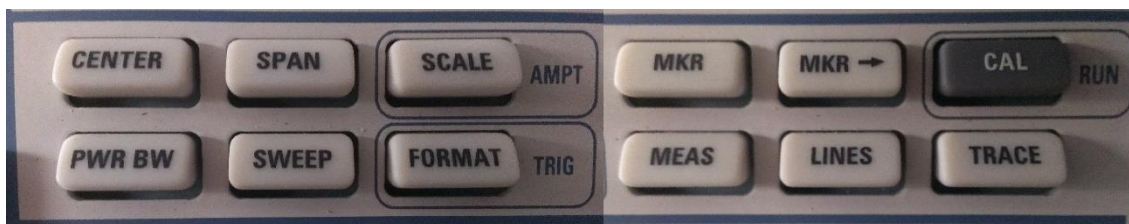


Obr. 4.7: Zapojení měřicího pracoviště

Měření se provádí na pracovišti vybaveném vektorovým obvodovým analyzátozem, zastupující vysílací i přijímací část napěťových vln, příslušným kabelem s konektory, nastavitelným držákem, kalibrační sadou a měřnými přípravky.

Před samotným měřením je nejprve třeba nastavit parametry měření jako je frekvenční rozsah, krok měření a výkon signálu generátoru, pro dostatečné vybudování DUT a šířka pásma mezifrekvenčního filtru. Dalšími parametry, které je nutné nastavit, jsou měřítko a veličiny požadovaného zobrazení průběhu. Poté se provede kalibrace systému a nakonec se připojují jednotlivé měřené prvky.

Vektorový obvodový analyzátoz má mnoho možností konfigurace měření, ke kterým se přistupuje přes tlačítka jednotlivých menu vyobrazených na Obr. 4.8.



Obr. 4.8: Přístupová tlačítka do jednotlivých menu VNA

4.4.1 Kalibrace

Tab. 4.3: Nastavení VNA

Nastavení	Položka v menu VNA	Hodnota
Frekvenční rozsah	START	10 MHz
	STOP	6 GHz
Krok měření	NUMBER OF POINTS	200 kroků
Výkon generátoru	POWER	10 dBm
Mezifrekvenční filtr	MEAS BANDWIDTH	10 kHz
Průběh 1	MEAS	S11
	FORMAT	dB Mag
	SCALE	Autoscale
Průběh 2	MEAS	S11
	FORMAT	Phase
	SCALE	Autoscale

Nejprve připojte držák a měřený přípravek k VNA a nastavte měřicí přístroj podle Tab. 2.1 Tab. 4.3. Frekvenční rozsah bude tedy od 10MHz do 6GHz (pod menu SPAN > Start a Stop), výkon budícího signálu bude nastaven na 10dBm a šířka pásma mezifrekvenčního filtru na 10kHz (menu PWR BW > Power a Meas Bandwidth). V kategorii rozsahu nastavte počet měřených bodů na hodnotu 200 (menu SWEEP > Number of Points).

Na obrazovku VNA přidejte druhý průběh (menu TRACE > Traces > Add Trace) a oba nakonfigurujte. Průběh 1 (Trc1) ukazuje modul parametru S11 (menu MEAS > S11 a menu FORMAT > dB Mag), průběh 2 (Trc2) pak jeho úhel (menu MEAS > S11 a menu FORMAT > Phase).

Nyní můžete přejít ke kalibraci měřicího přístroje. V menu CAL spusťte úplnou jednoportovou kalibraci kanálu P1 (menu CAL > Start Cal > One-Port P1 > Full). V následujícím okně vyberte konektor typu PC 3,5 (m) a referenční hodnotu impedance 50Ω. Požadovaný kalibrační kit je pod názvem DKCALKIT. Potvrďte a zkalibrujte systém postupným připojováním kalibračních standardů open, short a match.

4.4.2 Měření

Na vybraných součástkách zobrazujte průběhy modulu a fáze parametru S11. Rezonanční frekvence odečtete pomocí značky (přidáte tlačítkem MKR; mezi průběhy se přepínáte šipkami ▼ ▲ na ovládacím panelu).

Pro ty co si chtějí průběhy uchovat na flash disk, můžou tak udělat přes menu TRACE funkcí Import/Export Data > Export Data. Soubory ukládejte ve formátu *.s1p .

Jméno studenta:

Datum měření:

4.5 Výsledky

4.5.1 Náhradní modely

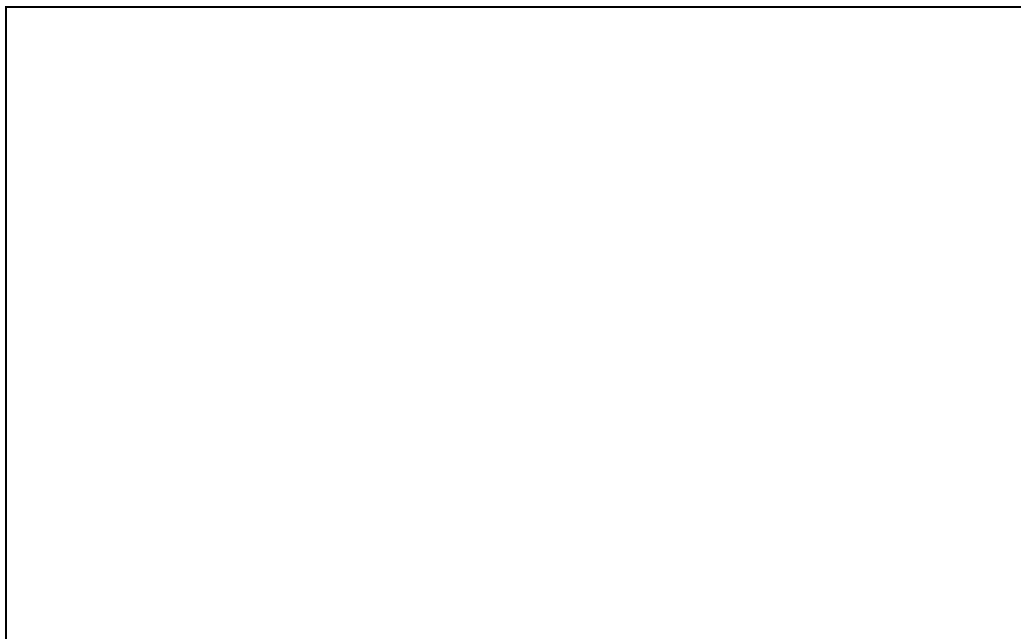
Nakreslete náhradní schéma rezistoru:



Nakreslete náhradní schéma kondenzátoru:

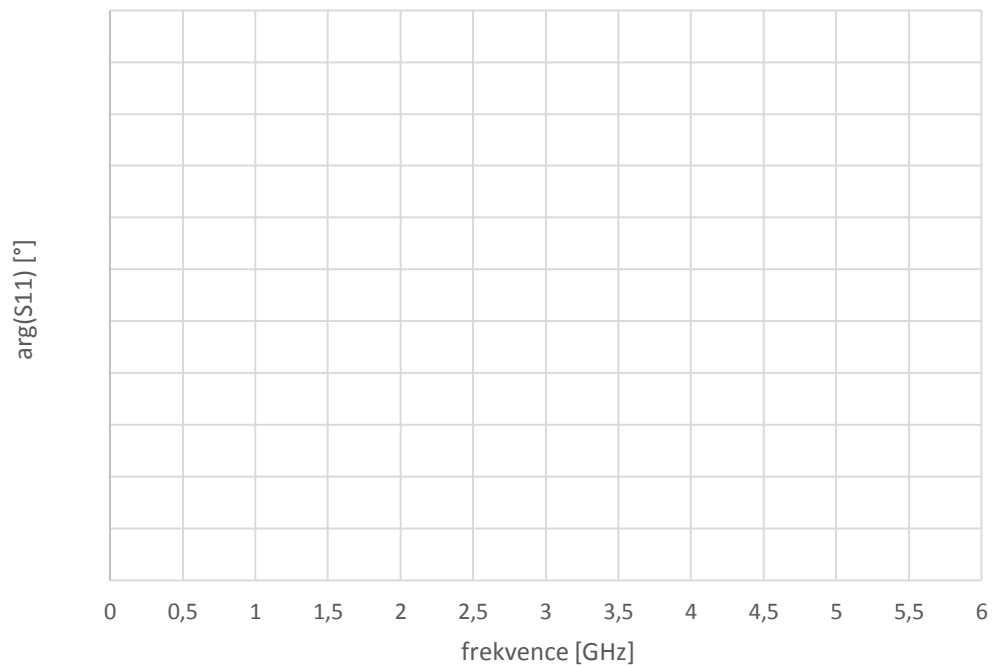
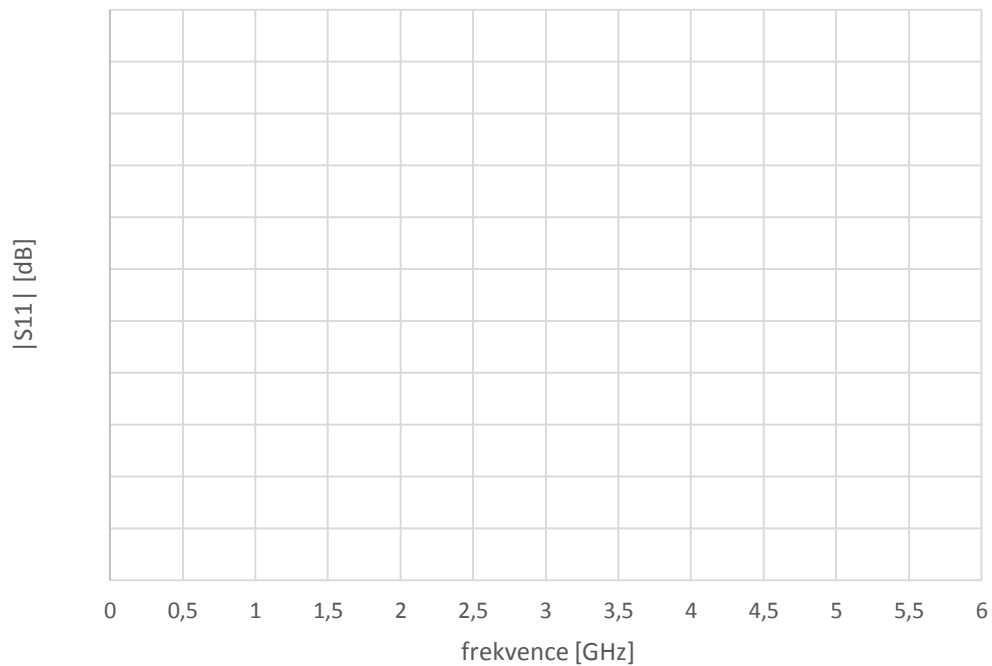


Nakreslete náhradní schéma induktoru:



4.5.2 Měření parametru S11 pasivních součástek

Vybrané rezistory: R___ = _____ Ω , R___ = _____ Ω

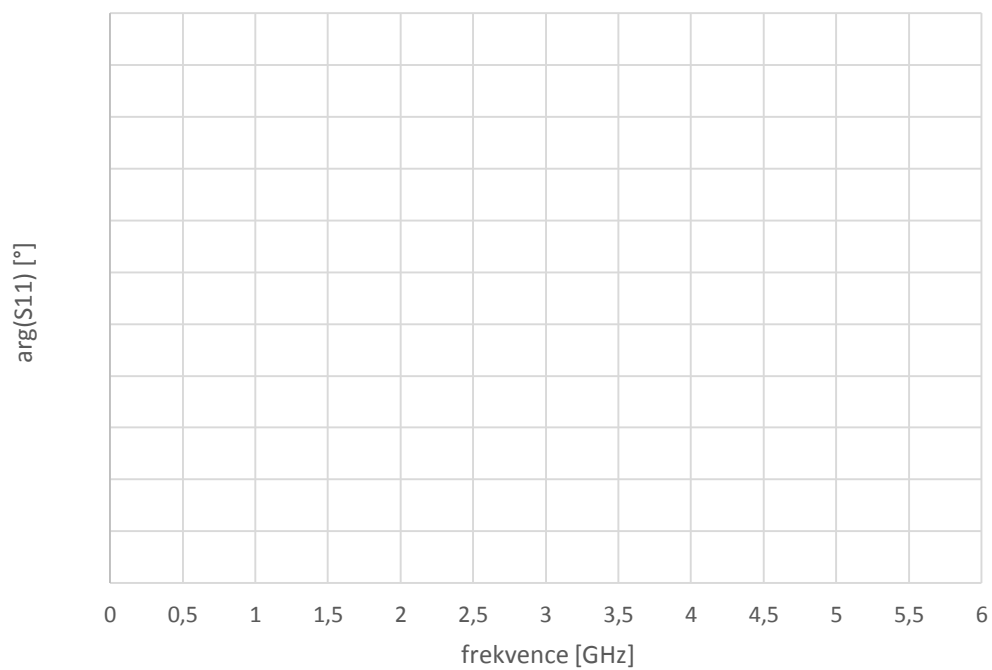
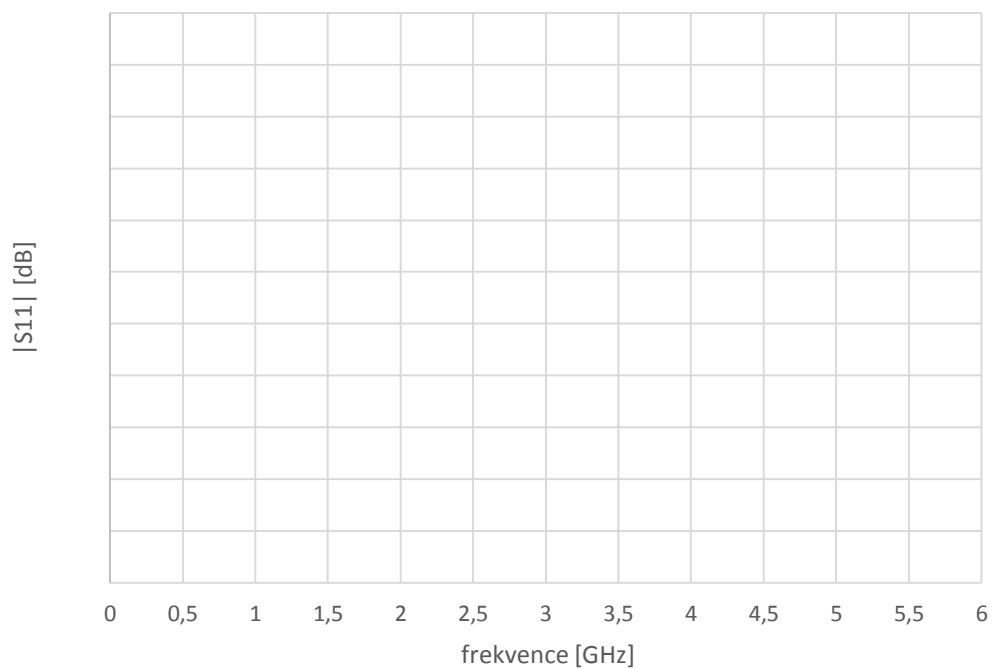


Rezonanční frekvence:

R___: $f_r =$ _____ MHz

R___: $f_r =$ _____ MHz

Vybrané kondenzátory: $C_{__} = ______ \text{ pF}$, $C_{__} = ______ \text{ pF}$

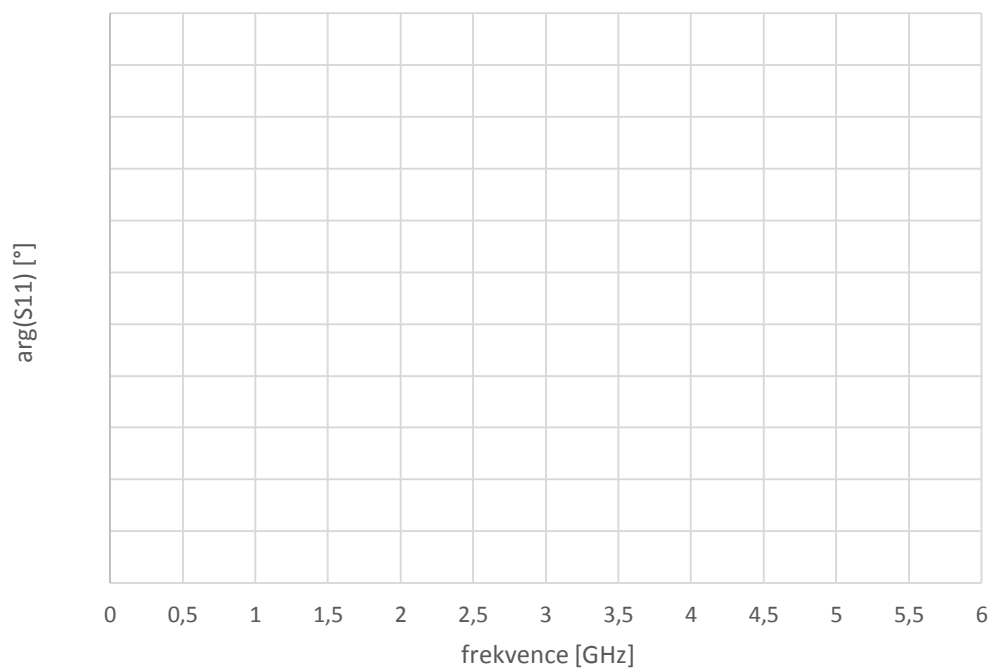
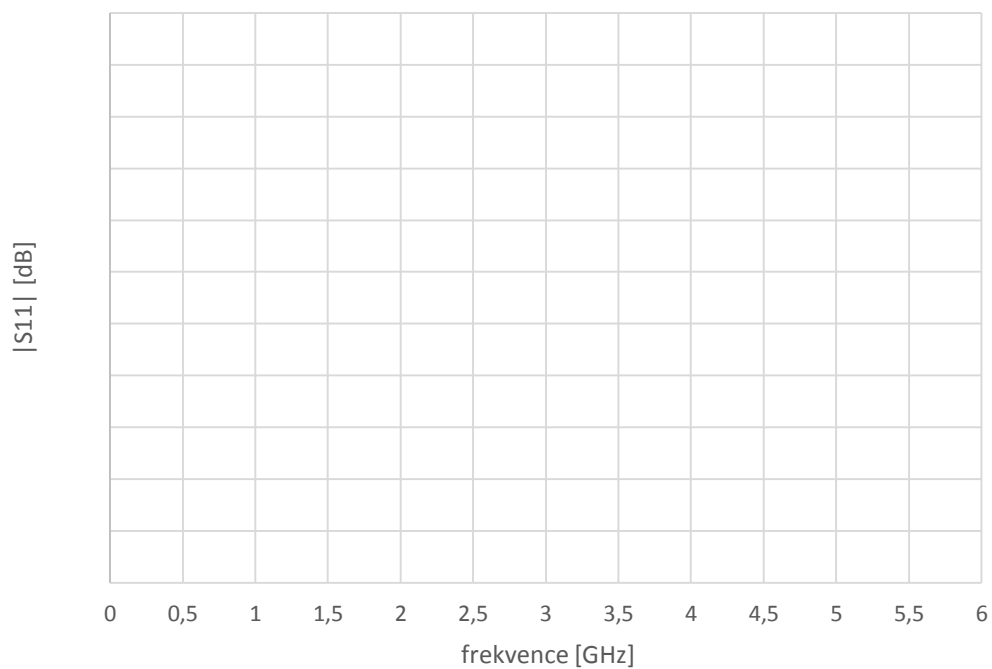


Rezonanční frekvence:

$C_{__}: f_r = ______ \text{ MHz}$

$C_{__}: f_r = ______ \text{ MHz}$

Vybrané induktoři: $L_{__} = ______ \text{ nH}$, $L_{__} = ______ \text{ nH}$



Rezonanční frekvence:

$C_{__}: f_r = ______ \text{ MHz}$

$C_{__}: f_r = ______ \text{ MHz}$

4.5.3 Výpočet impedance a parazitních vlastností pasivních součástek

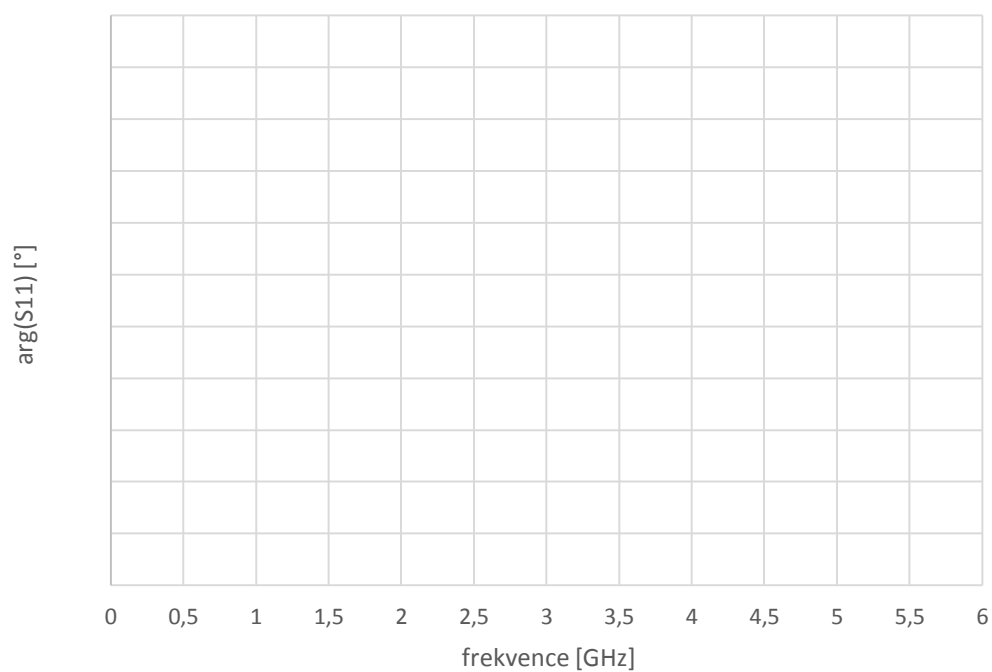
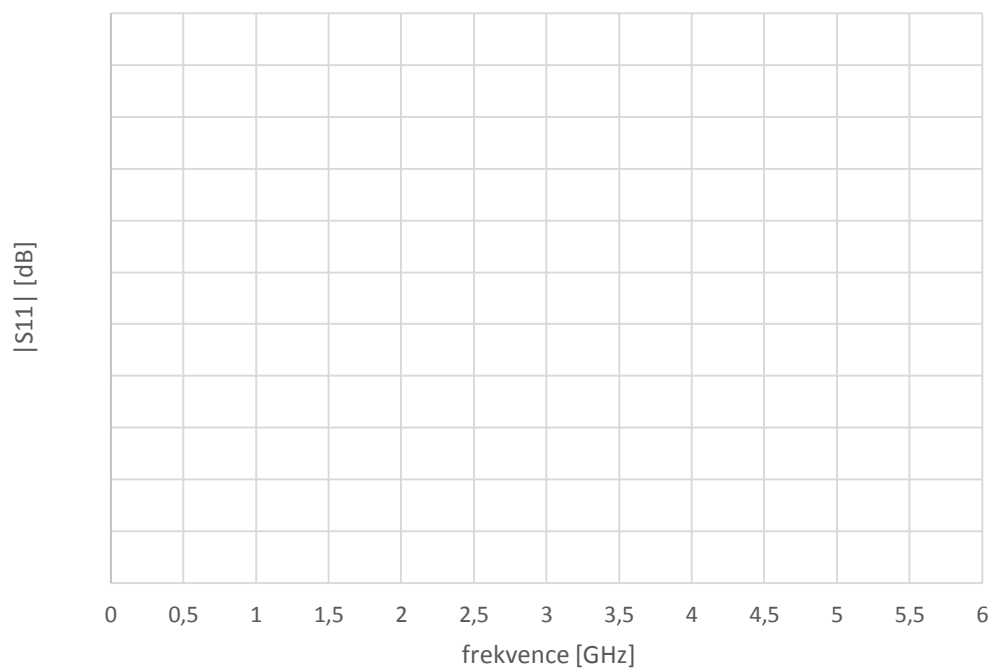
Součástka	f_r [MHz]	R	C	L
R____				
R____				
C____				
C____				
L____				
L____				

Příklad výpočtu:

Parazitní C =

Parazitní L =

4.5.4 Měření parametru S11 mikropáskového vedení



Rezonanční frekvence mikropásku:

4.5.5 Výpočet vlastností mikropáskového vedení

Mikropásek				
f_r [MHz]	Char. Impedance Z_0	Činitel zkrácení ξ	Rel. permitivita substrátu ϵ_r	Ztrátový činitel $\text{tg}(\delta)$

Výpočet:

Charakteristická impedance $Z_0 =$

Činitel zkrácení $\xi =$

Rel. permitivita substrátu $\epsilon_r =$

Ztrátový činitel $\text{tg}(\delta) \equiv$

4.6 Závěr

5 ZÁVĚR

Dokument je zaměřen na seznámení s teorií vlastností pasivních obvodů, jejich propočítání a proměření a na návrhu přípravku, který ověřil teoretické předpoklady. Probrány byly všechna důležitá témata použitá k dopracování se k úspěšnému zhodnocení očekávaných výsledků.

Text byl členěn do 4 základních částí. Kapitola 1 obsahuje teoretický rozbor kalibrací a kalibračních standardů, počítání s S parametry a metodiky návrhu náhradních obvodů. V kapitole 2 byl představen postup návrhu měřeného přípravku. Bylo dosaženo jeho vytvoření, osazení i proměření. Výstupem měření je kapitola číslo 3, která udává souhrn grafů změřených hodnot modulu a fáze parametru S_{11} a následný příklad postupu výpočtu vlastností obvodů. V poslední 4. kapitole je předchystaný laboratorní protokol obsahující teoretický úvod, zadání, postup a záznamový arch.

Oproti semestrální práci, byl rozšířen měřený rozsah z 10 MHz – 3 GHz na 10 MHz – 6 GHz. Zadání nebylo zcela splněno, jelikož nejsou určeny všechny parametry všech měřených modelů a v návaznosti na to nebyl ani doplněn vzorový protokol. Porovnání hodnot rezistorů s hodnotami výrobce nebylo možné, jelikož v technické specifikaci chybí dané parametry a charakteristiky.

LITERATURA

- [1] ROHDE & SCHWARZ GMBH & CO. KG. *R&S®ZVL Vector Network Analyzer: Operating Manual* [online]. 81671 Munich, Germany, 2009 [cit. 2015-12-10]. Dostupné z: https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_manuals/gb_1/z/zvl_1/ZVL_1_Operating_en_09.pdf
- [2] HIEBEL, M. *Fundamentals of Vector Network Analysis: Primer* [online]. Version 1.1. Columbia: Rohde & Schwarz USA, 2007 [cit. 2015-12-10]. Dostupné z: <http://rohde-schwarz-scopes.com/designcon/VNA%20fundamentals%20primer.pdf>
- [3] DŘÍŇOVSKÝ, Jiří. *Radioelektronická měření (MREM): Vektorové obvodové analyzátoary* [online]. Ústav radioelektroniky FEKT VUT v Brně, 2010 [cit. 2015-12-10]. Dostupné z: http://www.urel.feec.vutbr.cz/~drinovsky/?download=MREM_2010_P_09.pdf
- [4] DŘÍŇOVSKÝ, Jiří. *Radioelektronická měření (MREM): Měření impedance* [online]. Ústav radioelektroniky FEKT VUT v Brně, 2010 [cit. 2015-12-10]. Dostupné z: http://www.urel.feec.vutbr.cz/~drinovsky/?download=MREM_2010_P_08.pdf
- [5] LAPČÍK, Josef. *Měření na vektorovém obvodovém analyzátoru* [online]. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009 [cit. 2015-12-10]. 39 s. Bakalářská práce. Vedoucí práce Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=18500
- [6] AGILENT TECHNOLOGIES, INC. *Specifying Calibration Standards and Kits for Agilent Vector Network Analyzers: Application Note 1287-11* [online]. USA, 2011 [cit. 2015-12-10]. Dostupné z: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-4840EN.pdf>
- [7] AGILENT TECHNOLOGIES, INC. *S-parameter Simulation and Optimization* [online]. Version 1.0. USA, 2009 [cit. 2015-12-10]. Dostupné z: https://www.utdallas.edu/~rmh072000/Site/Software_and_Links_files/5A_slides.pdf
- [8] GIRARDI, Claudio. *IN3OTD's web site: Homemade SMA female calibration kit measurements* [online]. Italy, 2013, 10. 12. 2015 [cit. 2015-12-10]. Dostupné z: http://www.qsl.net/in3otd/electronics/VNA_calkit/SMA_female.html
- [9] *Elektrorevue: S-parametry* [online]. Česká republika, 2002 [cit. 2015-12-10]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/02029/index.html>
- [10] *Scattering parameters*, Wikipedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2005, 14. srpna 2015 [cit. 2015-12-10]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Scattering_parameters
- [11] NAISHADHAM, Krishna. *Experimental Equivalent: Circuit Modeling of SMD Inductors for Printed Circuit Applications* [online]. Vol. 43, NO. 4. IEEE Transactions on electromagnetic compatibility, 2001 [cit. 2015-12-10]. Dostupné

- z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=974635>
- [12] VÁGNER, Petr. *Vysokofrekvenční technika*: [skriptum]. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně, 2013.
- [13] NOVÁČEK, Zdeněk. *Elektromagnetické vlny, antény a vedení* [skriptum]. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně.
- [14] JURICA, Dušan. *Automatizace měření impedancí* [online]. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010 [cit. 2015-12-10]. 59 s. Bakalářská práce. Vedoucí práce Doc. Ing. Zdeněk Nováček, CSc. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=29701
- [15] ORSÁG, P. Mikropáskové vazební směrové a hybridní členy - laboratorní úloha [online]. Brno: FEKT, VUT v Brně, 2008 [cit. 2015-12-10]. Diplomová práce. Dostupné z: http://www.urel.feec.vutbr.cz/web_documents/ukazkove_prace/dp_orsag_08.pdf
- [16] PÁNEK, David. Teoretická elektrotechnika: vybrané statě [online]. Fakulta elektrotechnická, Západočeská univerzita v Plzni, 2013 [cit. 2015-12-10]. Dostupné z: http://home.zcu.cz/~panek50/TEVS/10_prednaska.pdf
- [17] COILCRAFT. *Measuring Self Resonant Frequency* [online]. Document 363-1. Illinois, USA, 2004, 16. 3. 2009 [cit. 2015-12-10]. Dostupné z: http://www.coilcraft.com/pdfs/Doc363_MeasuringSRF.pdf
- [18] *Rezonanční obvod*, Wikipedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2015, 1. srpna 2015. Dostupné z: https://cs.wikipedia.org/wiki/Rezonan%C4%8Dn%C3%AD_obvod
- [19] *Electrical Impedance*, Wikipedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2015, 28. listopadu 2015. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Electrical_impedance
- [20] ROHDE & SCHWARZ GMBH & CO. KG.: zdroj obrázků [online]. Germany, [2015-12-10]. Dostupné na: https://www.rohde-schwarz.com/home_48230.html
- [21] *Microstrip line calculator*, EM: TALK. [online]. Dostupné na: http://www.emtalk.com/mscalc.php?er=4.5&h=0.8&h_units_list=hmm&f=1&Zo=50&EL=180&Operation=Synthesize&Wa=&W_units_list=Wmm&La=&L_units_list=Lmm

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

λ	vlnová délka
ϵ_r	relativní permitivita
φ	fáze
ω	úhlová frekvence
π	hodnota pí
Γ	činitel odrazu
a	dopadající vlna
A	matice dopadajících vln
b	odražená vlna
B	matice odražených vln
c	rychlost světla
C	kapacita
f	frekvence
f_0	rezonanční frekvence
H	výška substrátu
I	elektrický proud
IL	vložený útlum
Im	imaginární část komplexního čísla
j	imaginární jednotka
l	délka
L	indukčnost
n	celkový počet
P	počet portů
R	odpor
Re	reálná část komplexního čísla
S	Matice parametrů S
$S_{a,b}$	jednotlivé S parametry
T	výška mikropáskového vedení
U	elektrické napětí
v_f	fázová rychlost

W	šířka mikropáskového vedení
X	reaktance
X_C	kapacitance
X_L	induktance
Y	admitance
Z	impedance
Z_L	impedance zátěže
Z_0	charakteristická impedance
Z_{0v}	charakteristická impedance vedení
DUT	Device Under Test, měřený objekt
F	samičí konektor
M	samčí konektor
MP	mikropásek, mikropáskové vedení
MATCH	standard ukončení přizpůsobenou zátěží
OPEN	standard otevřeného konce
SHORT	standard zkratového ukončení
SOM	sada obsahující standardy SHORT, OPEN a MATCH
SOMT	sada obsahující standardy SHORT, OPEN, MATCH a THRU
SMD	Surface Mounted Device, součástka pro povrchovou montáž
THRU	standard průchozího kanálu
VNA	Vector Network Analyzer, vektorový obvodový analyzátor