VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY
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

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**
Ústav radioelektroniky

Student: David Karniš ***ID:*** 154762
Ročník: 3 ***Akademický rok:*** 2015/16

NÁZEV TÉMATU:

Měření vlastností obvodů pomocí S parametrů - laboratorní úloha

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s měřením S parametrů vektorovým obvodovým analyzátorem. Vytvořte přehled metod měření vlastností pasivních obvodů L, C, R a vedení. Prozkoumejte způsoby tvorby náhradních modelů. Navrhněte desky plošných spojů pro měřící úlohy. Vytvořte potřebnou kalibrační sadu. Měřením potvrďte správnost zvolené metody.

Realizujte měření všech popsaných metod. Určete parametry náhradních modelů všech měřených obvodů včetně popisu postupu jejich tvorby. Diskutujte dosažitelné přesnosti jednotlivých parametrů, či případná omezení zvolených metod.Vytvořte návod pro laboratorní úlohu obsahující teoretický úvod s popisem problematiky, zadání úlohy, postup měření a vzorový protokol. Proveďte kontrolní měření úlohy se zpracováním výsledků ve vzorovém protokolu k úloze.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] HIEBEL, M. Fundamentals of Vector Network Analysis. Munchen: Rohde&Schwarz, 2007.

[2] ORSÁG, P. Mikropáskové vazební směrové a hybridní členy - laboratorní úloha. Diplomová práce. Brno: FEKT, VUT v Brně, 2008.

Termín zadání: 8.2.2016 ***Termín odevzdání:*** 26.5.2016

Vedoucí práce: Ing. Tomáš Urbanec, Ph.D.
Konzultant bakalářské práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D., *předseda oborové rady*

UPOZORNĚNÍ:
Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

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. 66 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 **ix**

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 ... 8

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 ... 28
3.3.3 Induktory ... 34
3.3.4 Mikropáskové vedení ... 38
3.4 Příklady výpočtů ... 39
3.5 Výsledné hodnoty ... 41
3.6 Zhodnocení ... 42

4 Laboratorní úloha 43
4.1 Teoretický úvod ... 43
4.1.1 S parametry ... 43
4.1.2 Převod parametru S_{11} na impedanci ... 44
4.1.3 Tvorba náhradních modelů ... 45
4.2 Popis přípravku ... 48
4.3 Zadání ... 50
4.4 Pokyny k měření ... 51
4.4.1 Kalibrace ... 52
4.4.2 Měření ... 52
4.5 Výsledky ... 53
4.5.1 Náhradní modely ... 53
4.5.2 Měření parametru S11 pasivních součástek ... 55
4.5.3 Výpočet impedance a parazitních vlastností pasivních součástek ... 58
4.5.4 Měření parametru S11 mikropáskového vedení ... 59
4.5.5 Výpočet vlastností mikropáskového vedení ... 60
4.6 Závěr ... 61

5 Závěr 62

Literatura 63

Seznam symbolů, veličin a zkratek 65

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 (*a*) a odraženými vlnami (*b*) [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. 3.11: Modul S_{11} rezistoru R2 23
Obr. 3.12: Fáze S_{11} rezistoru R2 23
Obr. 3.13: Modul S11 rezistoru R3 24
Obr. 3.14: Fáze S11 rezistoru R3 24
Obr. 3.15: Modul S11 rezistoru R4 25
Obr. 3.16: Fáze S11 rezistoru R4 25
Obr. 3.17: Modul S11 rezistoru R5 26
Obr. 3.18: Fáze S11 rezistoru R5 26

Obr. 3.19: Modul S11 rezistoru R6 27
Obr. 3.20: Fáze S11 rezistoru R6 27
Obr. 3.21: Modul S_{11} kondenzátoru C1 28
Obr. 3.22: Fáze S_{11} kondenzátoru C1 28
Obr. 3.23: Modul S_{11} kondenzátoru C2 29
Obr. 3.24: Fáze S_{11} kondenzátoru C2 29
Obr. 3.25: Modul S11 kondenzátoru C3 30
Obr. 3.26: Fáze S11 kondenzátoru C3 30
Obr. 3.27: Modul S11 kondenzátoru C4 31
Obr. 3.28: Fáze S11 kondenzátoru C4 31
Obr. 3.29: Modul S11 kondenzátoru C5 32
Obr. 3.30: Fáze S11 kondenzátoru C5 32
Obr. 3.31: Modul S11 kondenzátoru C6 33
Obr. 3.32: Fáze S11 kondenzátoru C6 33
Obr. 3.33: Modul S11induktoru L1 34
Obr. 3.34: Fáze S11 induktoru L1 34
Obr. 3.35: Modul S11 induktoru L2 35
Obr. 3.36: Fáze S11 induktoru L2 35
Obr. 3.37: Modul S11 induktoru L3 36
Obr. 3.38: Fáze S11 induktoru L3 36
Obr. 3.39: Modul S11 induktoru L4 37
Obr. 3.40: Fáze S11 induktoru L4 37
Obr. 3.41: Modul S_{11} mikropásku 38
Obr. 3.42: Fáze S_{11} mikropásku 38
Obr. 4.1: Dvojbran s dopadajícími (a) a odraženými vlnami (b) 43
Obr. 4.2: Náhradní model kondenzátoru 46
Obr. 4.3: Náhradní model induktoru 46
Obr. 4.4: Náhradní model mikropáskového vedení nakrátko 47
Obr. 4.5: Závislost reaktance mikropásku nakrátko na jeho délce a detail rezonance kolem lambda/4 [12] 47
Obr. 4.6: Schéma přípravků s označením pozic součástek 48
Obr. 4.7: Zapojení měřicího pracoviště 51
Obr. 4.8: Přístupová tlačítka do jednotlivých menu VNA 51

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 41
Tab. 3.3: Porovnání s hodnotami výrobce Coilcraft 41
Tab. 4.1: Seznam osazených SMD součástek 49
Tab. 4.2: Vlastnosti mikropáskového vedení 49
Tab. 4.3: Nastavení VNA 52

ÚVOD

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

Nejběžnějším měřícím 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 obvodový analyzátor (VNA). Ten tvoří nejkomplexnější 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.

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 měřícího 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 dvojbranných 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 nazývající 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:

$$Z_{SHORT} = 0 + j0\ \Omega\ , \tag{1}$$

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 induktance může pak na mikrovlnných kmitočtech způsobit změnu fázového posuvu. Ideální hodnota činitele odrazu u zkratu je na všech frekvencích rovna jedné s fázi 180°, tedy mínus jedné:

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

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

1.3.2 Otevřený konec (OPEN)

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

$$Z_{OPEN} \to \infty\ \Omega\ . \tag{3}$$

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 fázi 0°, [6]:

$$\Gamma_{OPEN} = Z_{OPEN} - Z_0/Z_{OPEN} + Z_0 = \\ = (\infty - 50)/(\infty + 50) = \infty/\infty = 1\ . \tag{4}$$

1.3.3 Přizpůsobená zátěž (MATCH)

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

$$Z_{MATCH} = 50 + j0\ \Omega\ , \tag{5}$$

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

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

$$\Gamma_{MATCH} = Z_{MATCH} - Z_0/Z_{MATCH} + Z_0 = \\ = (50 - 50)/(50 + 50) = 0/100 = 0\ . \tag{6}$$

Pro lepší stabilitu impedance se jako zátěž používá paralelní zapojení dvou 100Ω rezistorů (100 Ω || 100 Ω = 50 Ω).

1.4 S parametry

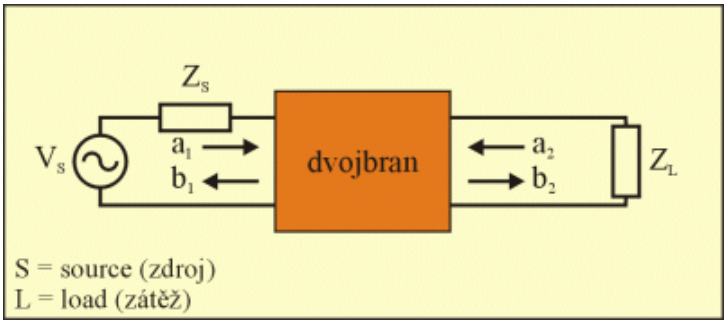
S parametry, zvané také rozptylové parametry, popisují chování elektrických lineárních obvodů během ustálených stavů při průchodu signálů. Obvody mohou být také popsány Z, Y, H nebo ABCD parametry, ale ty používají otevřené nebo zkratované podmínky. S parametry si vystačí jen s přizpůsobenou zátěží, 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:

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

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]:

$$b_1 = s_{11} \cdot a_1 + s_{12} \cdot a_2 \,, \tag{8}$$

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

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

Z těchto rovnic lze následně definovat jednotlivé S parametry:

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

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

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

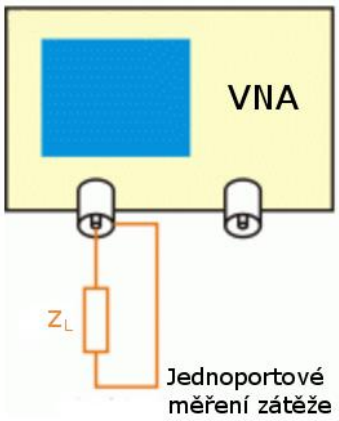
$$s_{22} = \left.\frac{b_2}{a_2}\right|_{a_1=0} \quad \text{výstupní koeficient odrazu.} \quad (14)$$

1.4.1 Měření S parametrů

Měření se provádí na pracovišti vybaveném vektorovým obvodovým analyzátorem, 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 měřítko 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:

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

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

$$Re = |A| \cdot \cos(\varphi) , \tag{18}$$

$$Im = |A| \cdot \sin(\varphi) , \tag{19}$$

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

Následně se ze vzorce činitele odrazu vyjádří impedance zátěže:

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

$$Z_L = Z_0 \cdot (1 + \Gamma)/(1 - \Gamma) , \tag{22}$$

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.

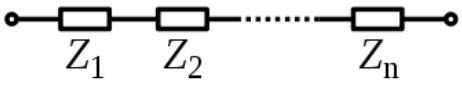
Jelikož se v tomto případě jedná o součástky v pouzdře SMD pájené na destičku s pokovenou druhou stranou, bude vznikat určitá parazitní kapacita také skrze materiál destičky na spodní pokovenou stranu. Na druhou stranu, parazitní indukčnost vznikající na přívodech součástky bude oproti klasickým PTH 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:

$$Z = Z_1 + Z_2 + \cdots + Z_n = (R_1 + R_2 + \cdots + R_n) + j(X_1 + X_2 + \cdots + X_n)\,, \quad (23)$$

kde *R* je odpor a *X* je reaktance. [19]



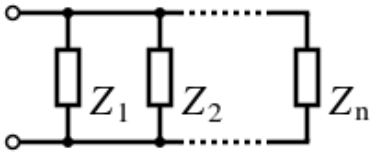
Obr. 1.5: Sériová kombinace impedancí [19]

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

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

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

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:

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

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

kde *R* je odpor.

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

$$Z = \big((Z_R + Z_{Ls}) \cdot Z_{Cp}\big)/\big(Z_R + Z_{Ls} + Z_{Cp}\big) =$$

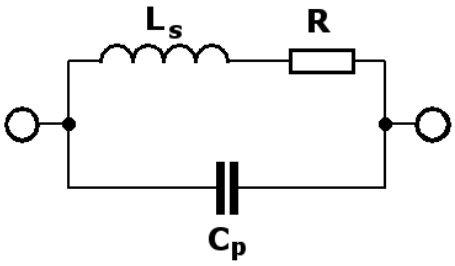
$$= \big((R + j\omega L_S) \cdot 1/j\omega C_P\big)/(R + j\omega L_S + 1/j\omega C_P)\,, \quad (28)$$

kde ω je úhlová frekvence a ta je dána následovně:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot \mathrm{f}\,. \tag{29}$$

Pro rezistory lze ještě vypočíst jejich časovou konstantu

$$\tau = {}^{L_S}/_{R_S} = R_P C_P\,. \tag{30}$$



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:

$$Z_{C_{ideal}} = Im\{Z_{C_{ideal}}\} = 0 + jX_C\,, \tag{31}$$

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

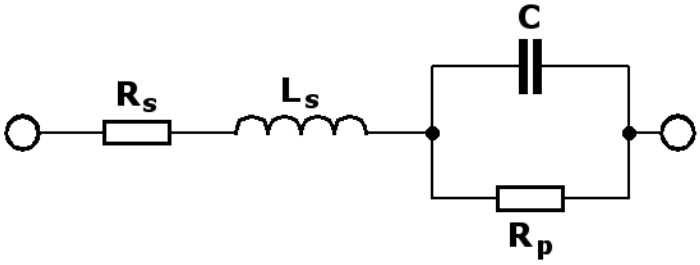
kde C je kapacita.

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:

$$Z = Z_{R_S} + Z_{L_S} + \left((Z_{R_P} \cdot Z_C)/(Z_{R_P} + Z_C)\right) =$$
$$= R_S + j\omega L_S + ((R_P \cdot 1/j\omega C)/(1/R_P + j\omega C))\,, \tag{33}$$

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

$$\tan\delta = {}^{1}/_{2\pi f C R}\,. \tag{34}$$



Obr. 1.8: Náhradní model kondenzátoru

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

$$Z_{L_{ideal}} = Im\{Z_{L_{ideal}}\} = 0 + jX_L \tag{35}$$

$$jX_L = |Z_{L_{ideal}}| \cdot \sin(90°) = j\omega L \tag{36}$$

kde L je indukčnost.

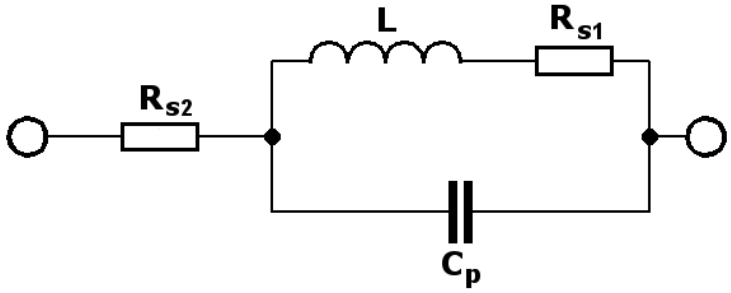
Reálný induktor (Obr. 1.9) disponuje vlastní indukčností L, sériovým odporem přívodů R_{S2}, mezizávitovou kapacitou C_P a odporem vinutí R_{S1}. Impedance náhradního schématu induktoru se stanoví takto:

$$Z = Z_{R_{S2}} + \left(\left(Z_{R_{S1}} + Z_L\right) \cdot Z_{Cp}\right)/\left(Z_{R_{S1}} + Z_L + Z_C\right) =$$

$$= R_{S2} + \left((R_{S1} + j\omega L) \cdot 1/j\omega C_P\right)/(R_{S1} + j\omega L + 1/j\omega C_P)\,, \tag{37}$$

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

$$Q = \frac{2\pi f \cdot L}{R}\,. \tag{38}$$



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:

$$X_C = X_L\,, \tag{39}$$

$$X = X_L - X_C = 0\,, \tag{40}$$

$$Z_{res} = R + jX = R + j0 = R\,, \tag{41}$$

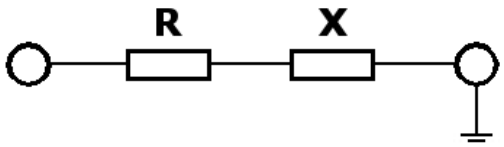
kde Z_{res} je hodnota impedance v rezonanci.

Hodnota rezonanční frekvence f_0 je dána Thomsonovým vztahem:

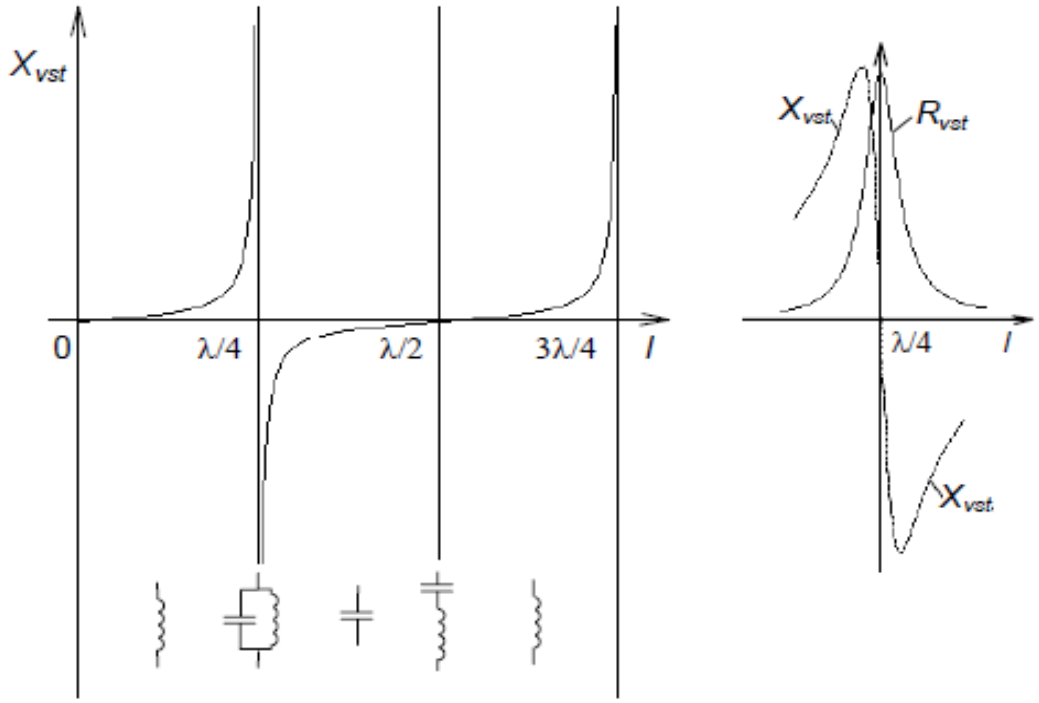
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\,. \tag{42}$$

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 vypočíst 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 vypočíst při

znalosti permitivity izolantu.

$$\xi = 1/\sqrt{\varepsilon_r}\,, \tag{43}$$

Kde ε_r je relativní hodnota 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 pomocí 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 analyzátorem 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 NP0
	00.4	**C2**	100 pF	103 pF	5%	1206	CK1206 100P/50V NP0
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 NP0
	02.4	**C4**	68 pF	66,95 pF	5%	0805	CK0805 68P/50V NP0
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 NP0
	03.4	**C6**	1 nF	1,026 nF	5%	0805	CK0805 1N/50V NP0

Z důvodu dostupnosti byl zvolen materiál substrátu FR4 s relativní permitivitou ε_r = 4,5 a tloušťkou H = 0,8 mm. Dolní strana substrátu je spojitě pokovena a je uzemněna. Horní strana substrátu slouží k vytvoření motivu přípravku. Pokovení má tloušťku T = 0,035 mm

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 induktory 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.

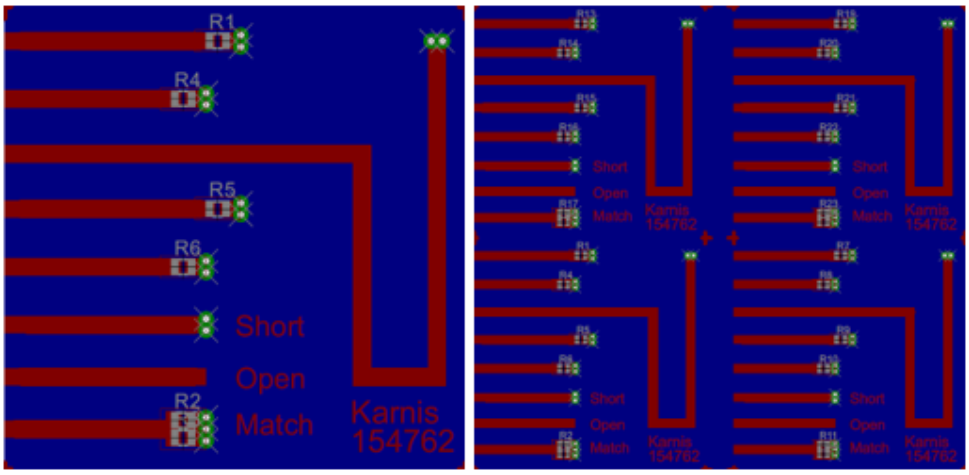
Šířka cesty, aby její impedance byla 50 Ω, se určila pomocí internetového kalkulátoru mikropáskového vedení a byla stanovena na W = 1,508 mm. Délka mikropásku (vrchní + spodní část motivu) činí 87 mm. Známé vlastnosti mikropáskového vedení jsou uvedeny v Tab. 2.2

Tab. 2.2: Vlastnosti mikropáskového vedení

Mikropásek	**délka l [mm]**	**elektrická délka [°]**
MP (měď)	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

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 měřící 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 vodívá 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 vetší i menší hodnoty impedance než je hodnota charakteristické impedance (50 Ω). 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.

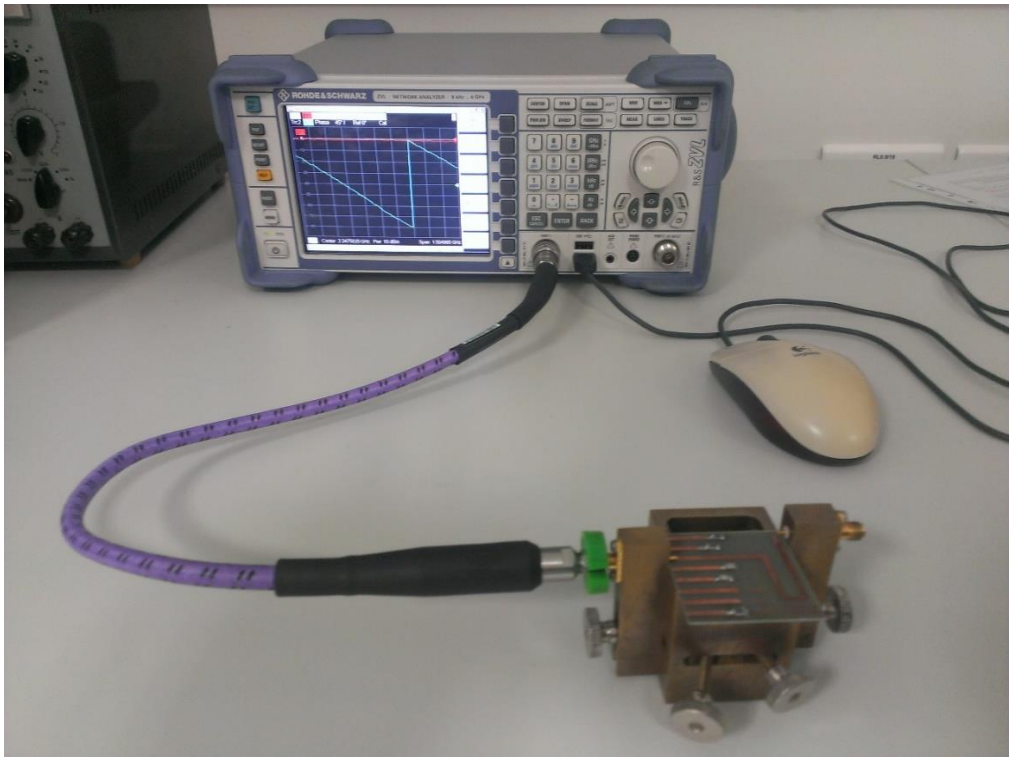
3 OVĚŘENÍ SPRÁVNOSTI

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 analyzátorem R&S ZVL-6 s evidenčním číslem SAP:000000314184-0000 a zkušebním kabelem R&S ZV-Z192 (Obr. 3.1). Před zahájením měření byly nastaveny hodnoty VNA podle Tab. 3.1:

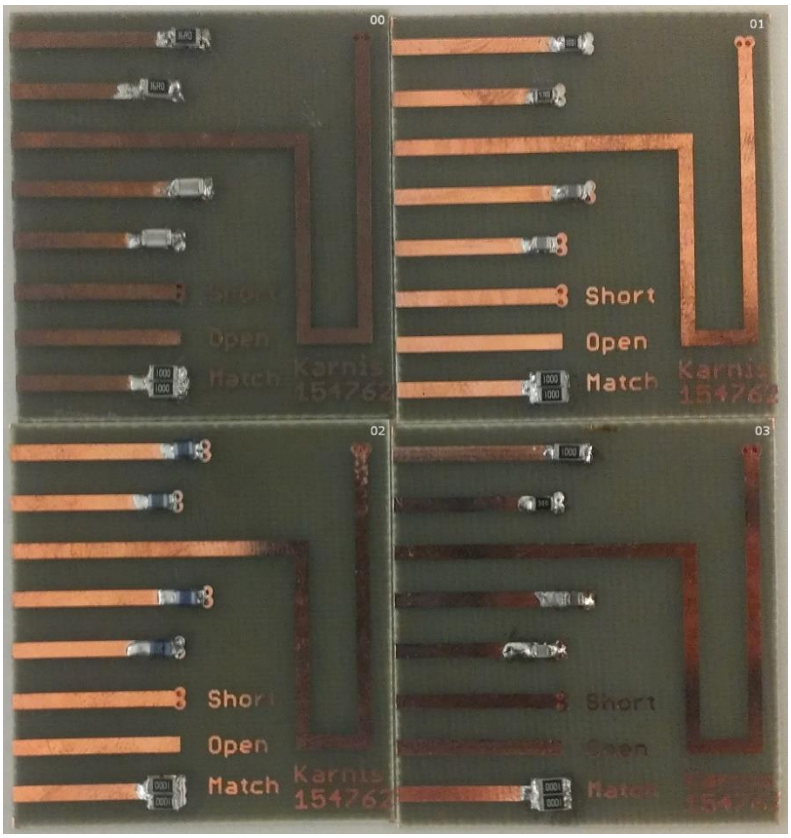
Tab. 3.1: Nastavení VNA

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

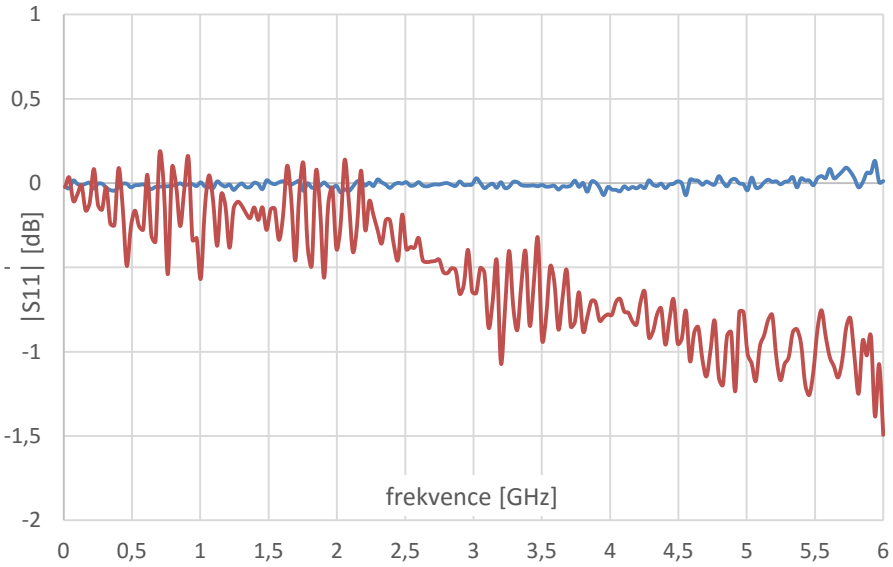
Dalším zcela jistě nevyhnutelným prvkem odchylky je počet měřených bodů v daném rozsahu. Frekvenční krok při 200 krocích činil přibližně 30 MHz a mohlo tedy dojít k zaokrouhlení frekvence o ±15 MHz, které nám dávají další možnou odchylku 0,5%

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

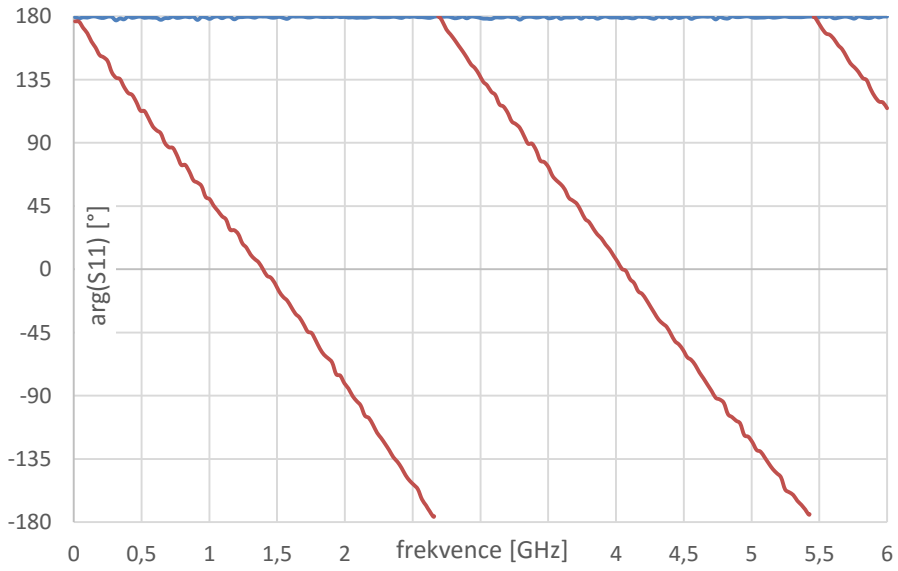
3.2 Kalibrace

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. Červený průběh je pro měření kalibračních standardů po kalibraci VNA kalibrační sadou R&S ZV-Z135.

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 $l_v = \lambda/2$.

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

$$f = c/\lambda\,, \tag{45}$$

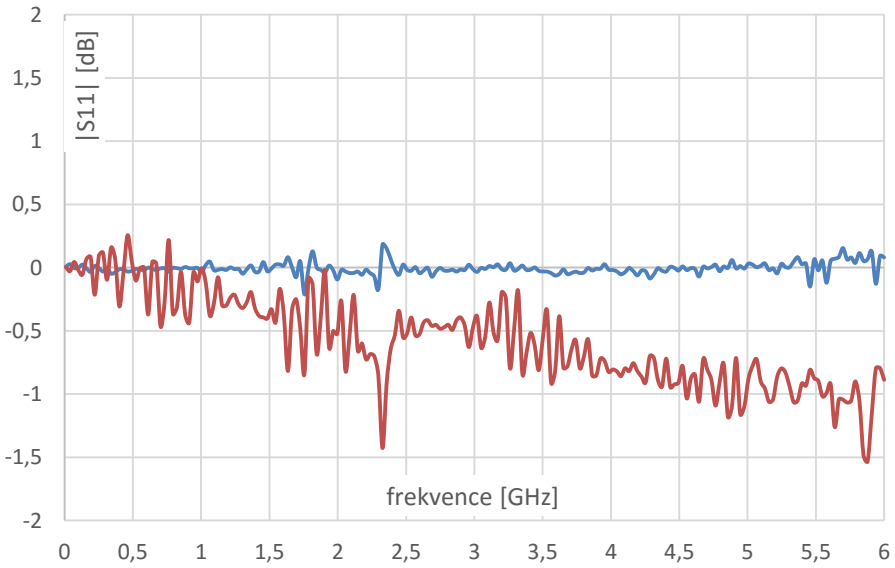
$$f_{0,\lambda/4} = c\ /\ 4 \cdot l_v = 3 \cdot 10^8\ /\ 4 \cdot 0{,}064 = 1{,}17\ GHz, \tag{46}$$

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

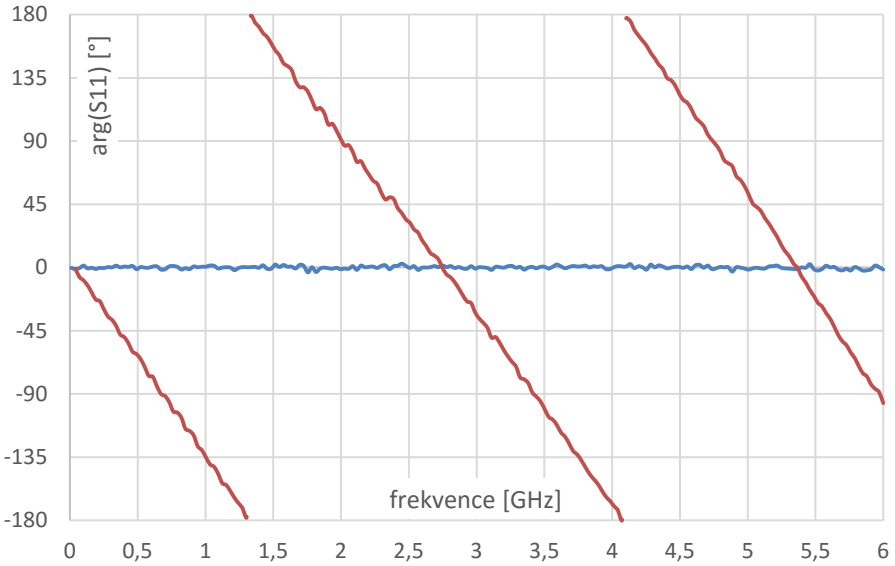
kde l_v je konstanta délky stanovená pro tento výpočet a c je rychlost světla zastupující fázovou rychlost v_f. V rovnici 41 je délka l_v násobena 2krát, neboť je nutno připočíst délku, kterou signál prochází po spodní straně zpět do konektoru. Porovnáním výpočtu a grafu dospějeme k závěru, že se hodnoty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

Při nízké frekvenci odpovídá hodnota fáze ideálnímu předpokladu (φ = 180°), 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

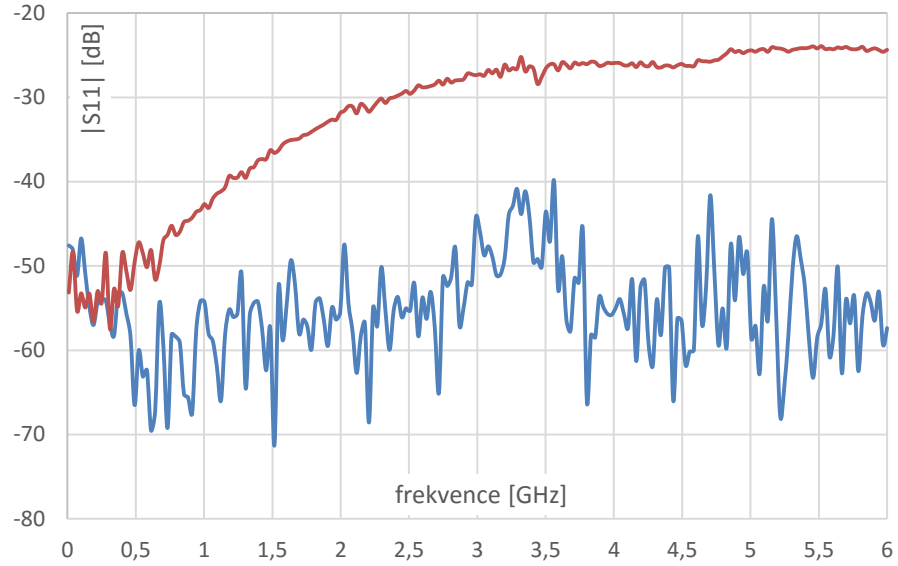


Obr. 3.6: Fáze S_{11} otevřeného standardu

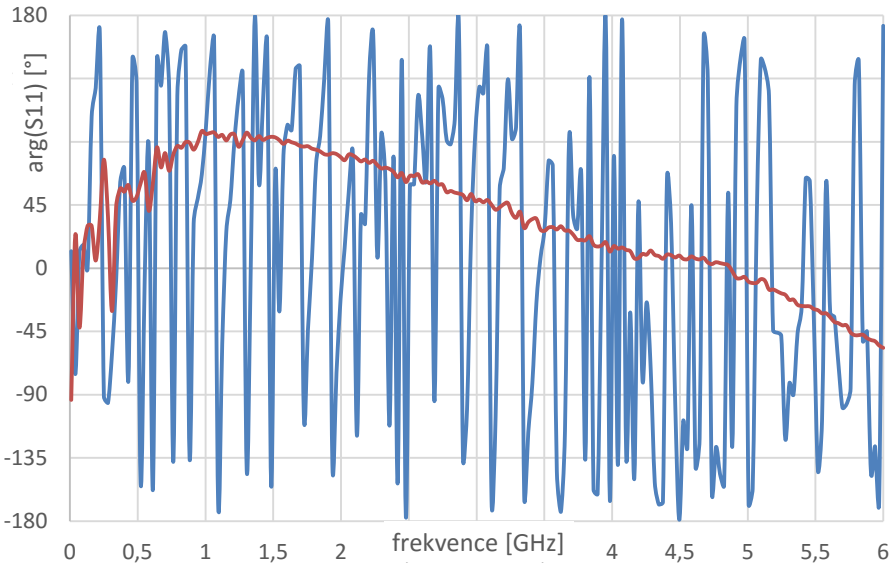
U standardu otevřeného zakončení proběhla stejná situace jako při zakončení zkratem, kdy se při měření standardu jako zátěže (červeně) projevovaly jeho vlastnosti vedení. Graf modulu S_{11} (Obr. 3.5) vykazuje podobný průběh, opět končící na -1,25 dB při 6 GHz a s podobným zvlněním. Rozdíl v modulech 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 φ = 0°, 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

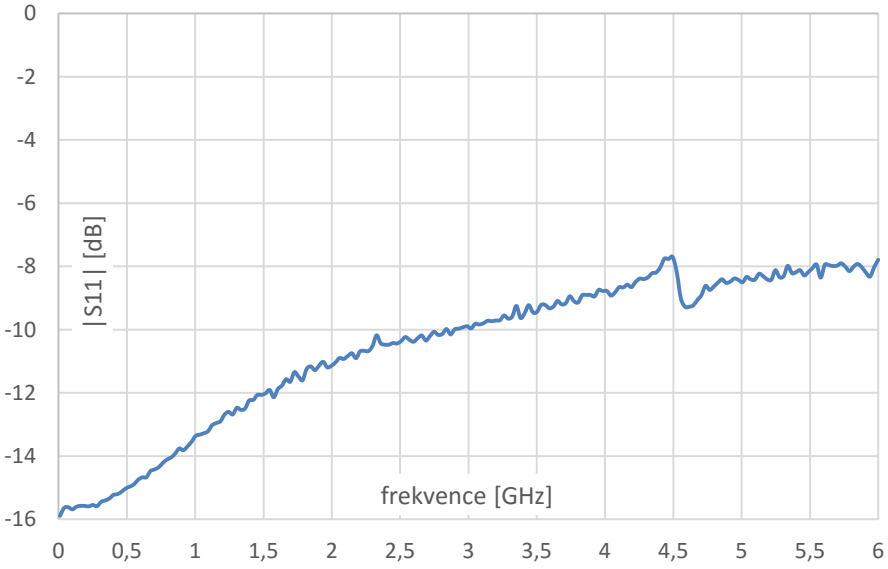
Po modulu parametru S_{11} (Obr. 3.7) je požadováno, aby měl co nejmenší hodnotu útlumu v celém měřeném rozsahu, alespoň -20 dB. Reziduální chyby (modře) tvoří dosti nepřesný průběh, který může být způsoben špatným kontaktem. Nicméně jejich typická hodnota útlumu činí -55,3 dB. Při měření standardu jako 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.

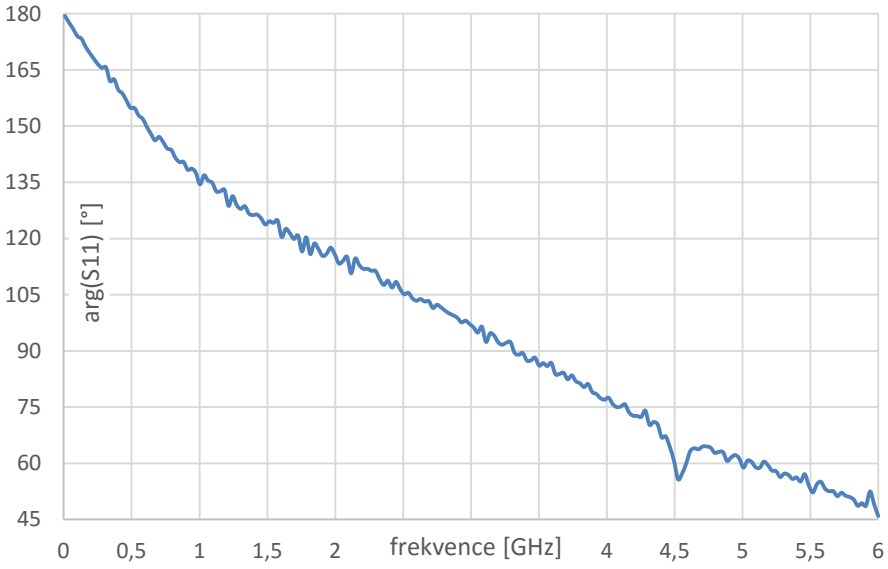
Obecně se dá říci, že vlastní kalibrační sada dostatečně plní svoji funkci pro účely, na které byla navržena, ale za cenu zřejmých nepřesnosti, které jsou u odladěných kalibračních sad profesionálních výrobců omezeny na minimum. Drobné odchylky od skutečnosti taky způsobil fakt, že k měřeným standardům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

3.3 Výsledky měření

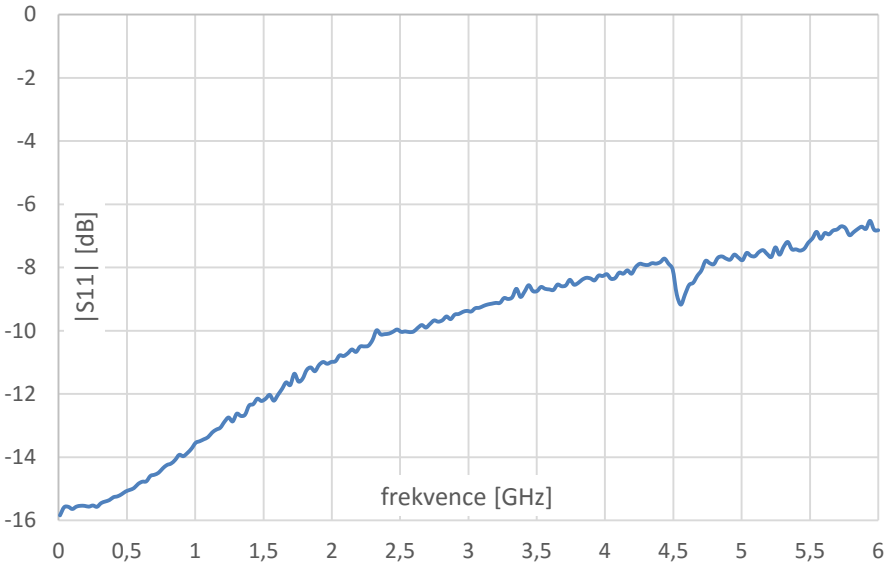
3.3.1 Rezistory



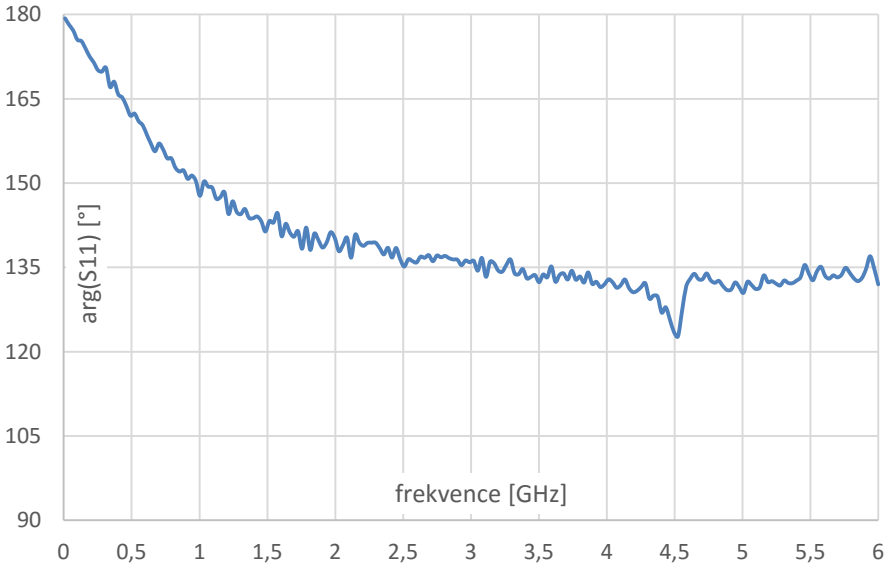
Obr. 3.9: Modul S_{11} rezistoru R1



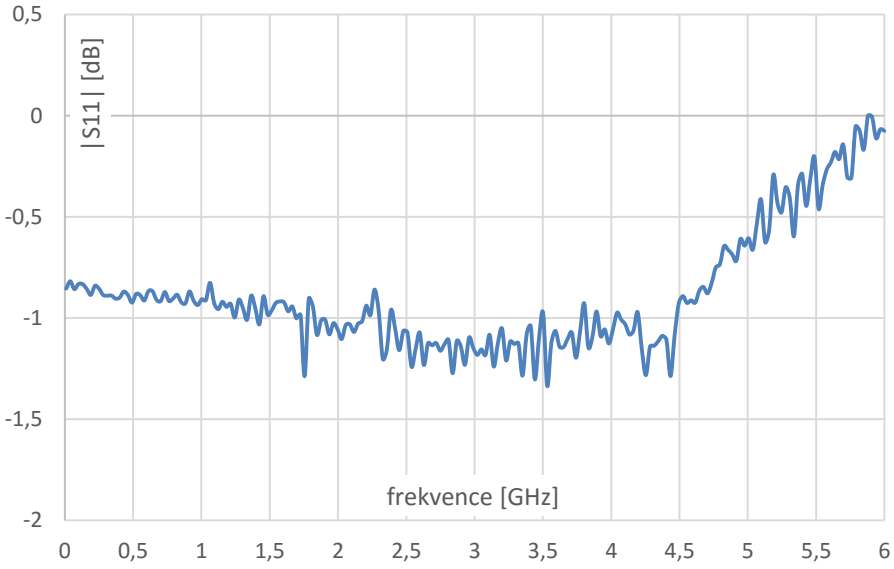
Obr. 3.10: Fáze S_{11} rezistoru R1



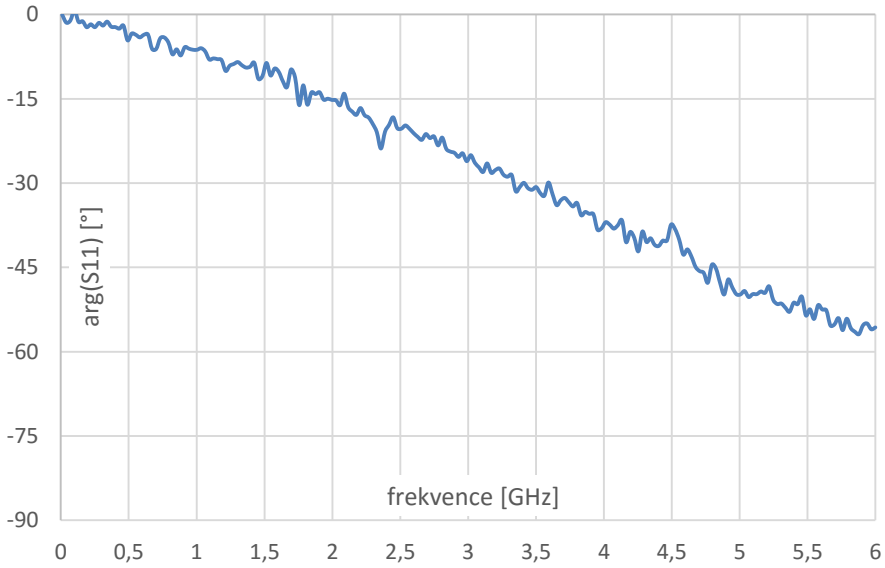
Obr. 3.11: Modul S_{11} rezistoru R2



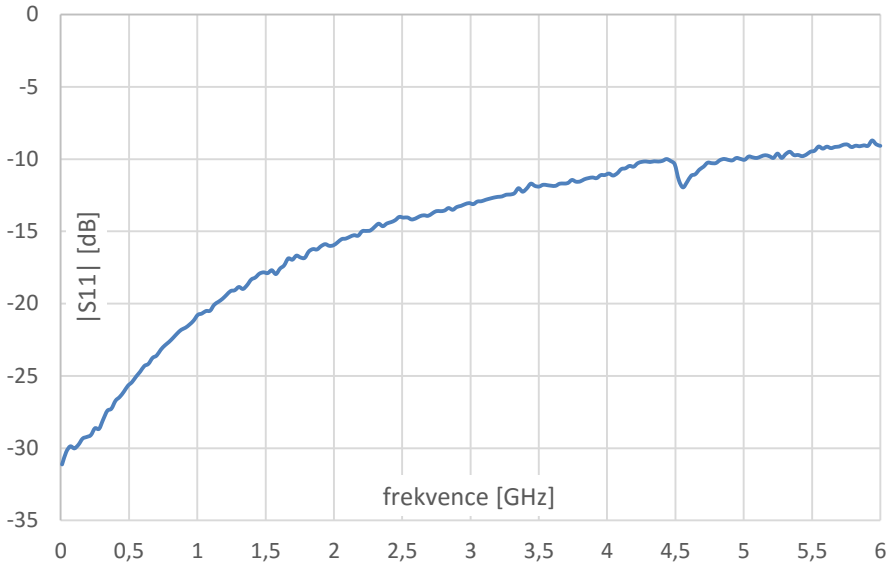
Obr. 3.12: Fáze S_{11} rezistoru R2



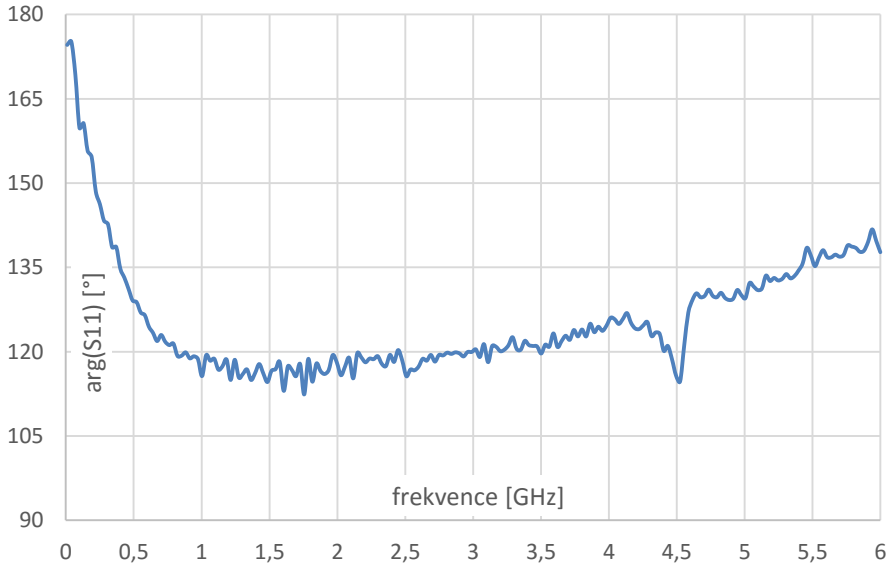
Obr. 3.13: Modul S11 rezistoru R3



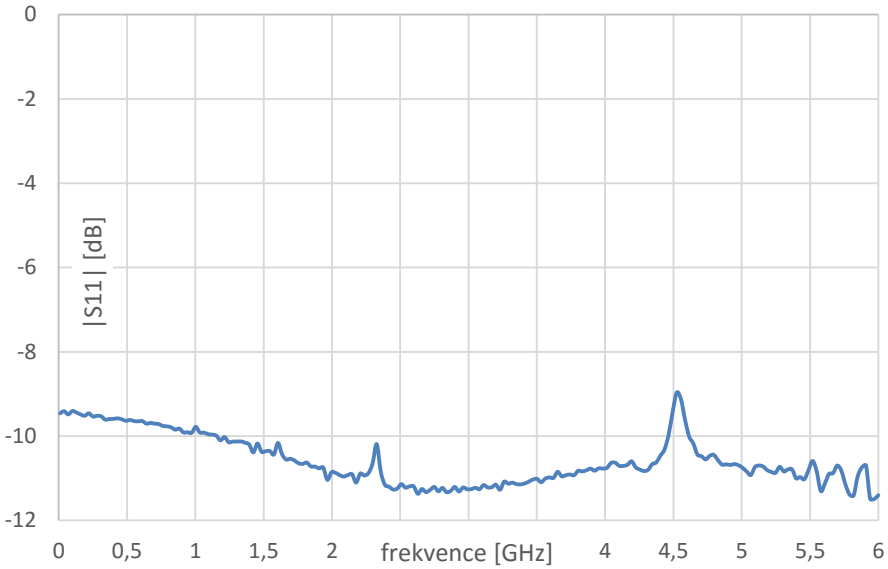
Obr. 3.14: Fáze S11 rezistoru R3



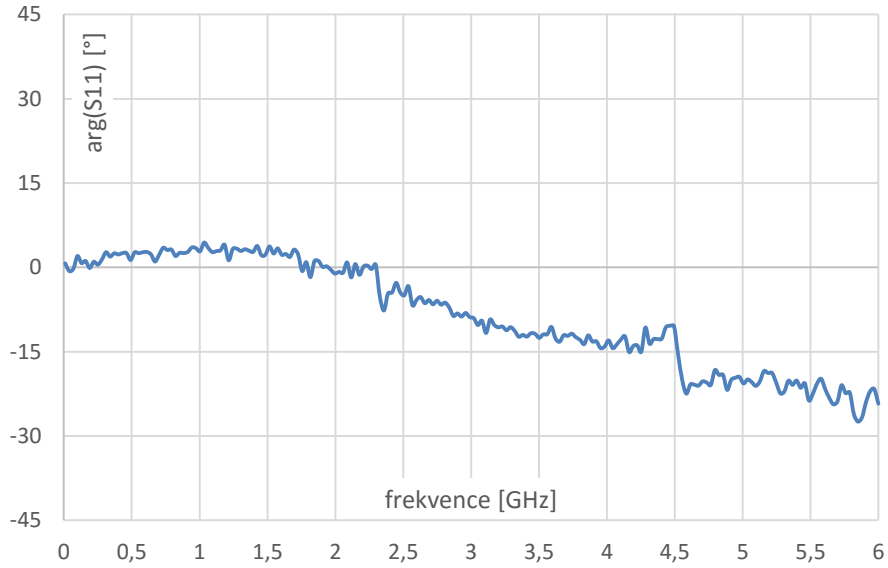
Obr. 3.15: Modul S11 rezistoru R4



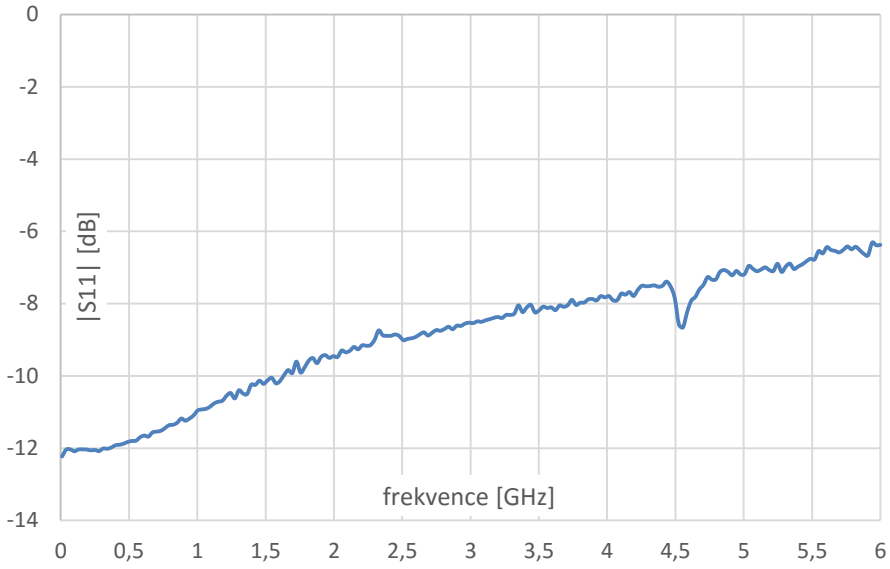
Obr. 3.16: Fáze S11 rezistoru R4



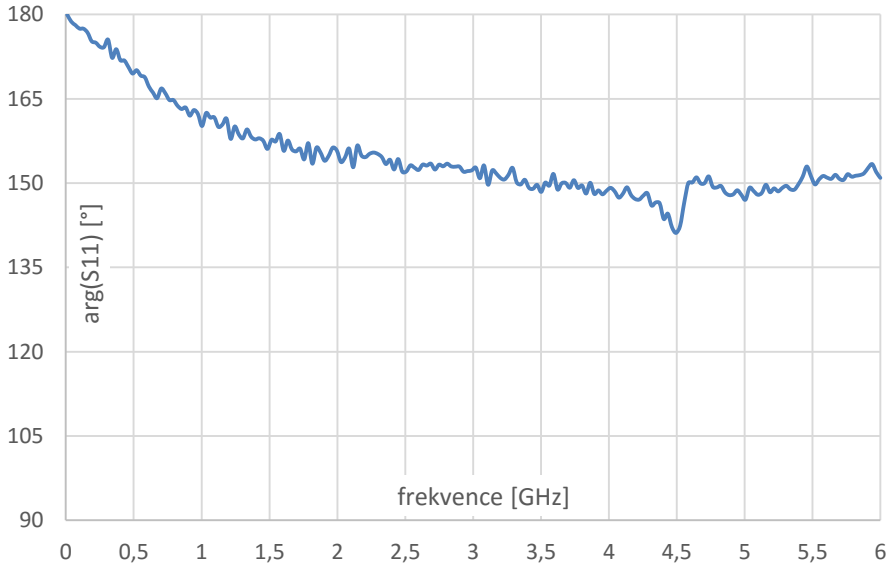
Obr. 3.17: Modul S11 rezistoru R5



Obr. 3.18: Fáze S11 rezistoru R5



Obr. 3.19: Modul S11 rezistoru R6

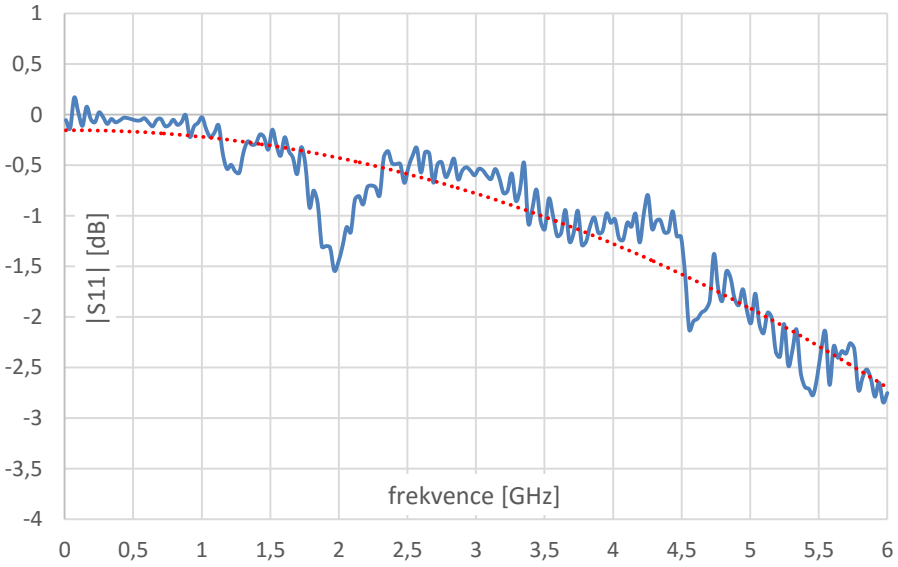


Obr. 3.20: Fáze S11 rezistoru R6

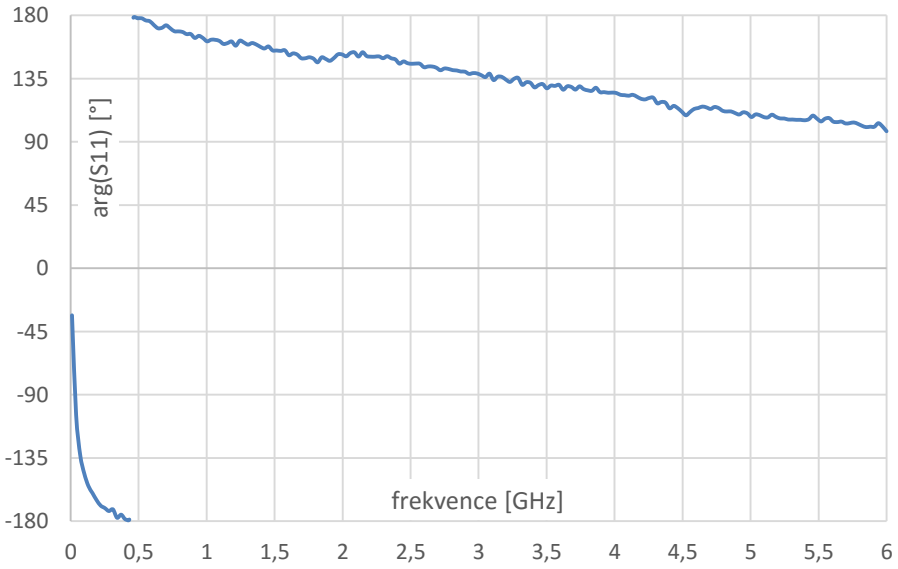
Průběhy rezistorů vyšly relativně dobře. Ukazují, že s rostoucí frekvencí poroste i hodnota činitele odrazu a argument klesá, což znamená, že poměr X_L / X_C se zmenšuje a hodnota parazitní kapacity roste rychleji než jejich indukčnost. Nicméně se, kromě R3, tyto součástky na měřeném rozsahu do rezonance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

U rezistoru s označením R3 a hodnotou 1 kΩ 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.

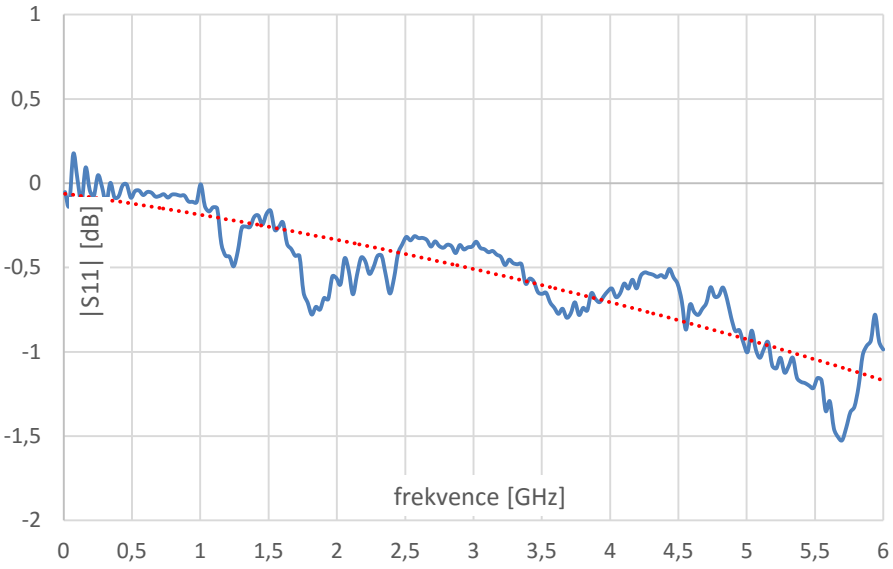
3.3.2 Kondenzátory



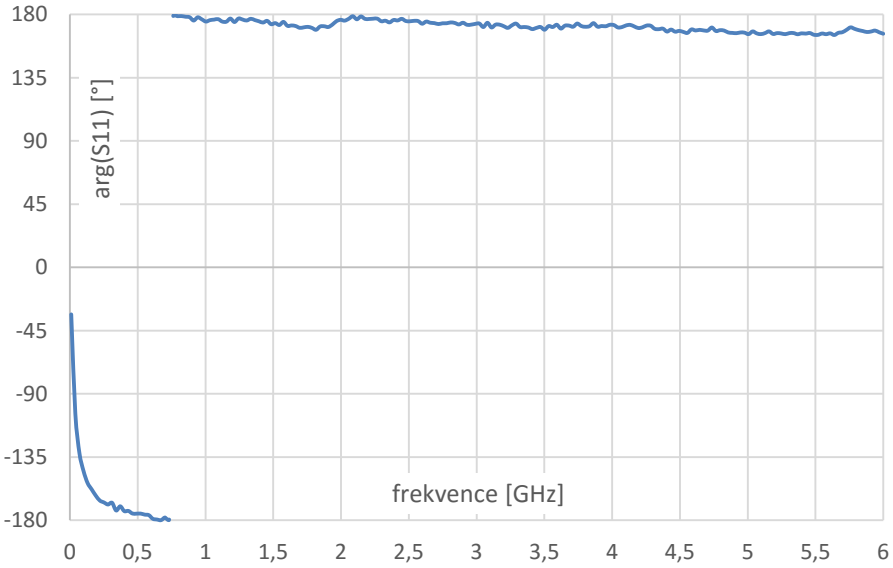
Obr. 3.21: Modul S_{11} kondenzátoru C1



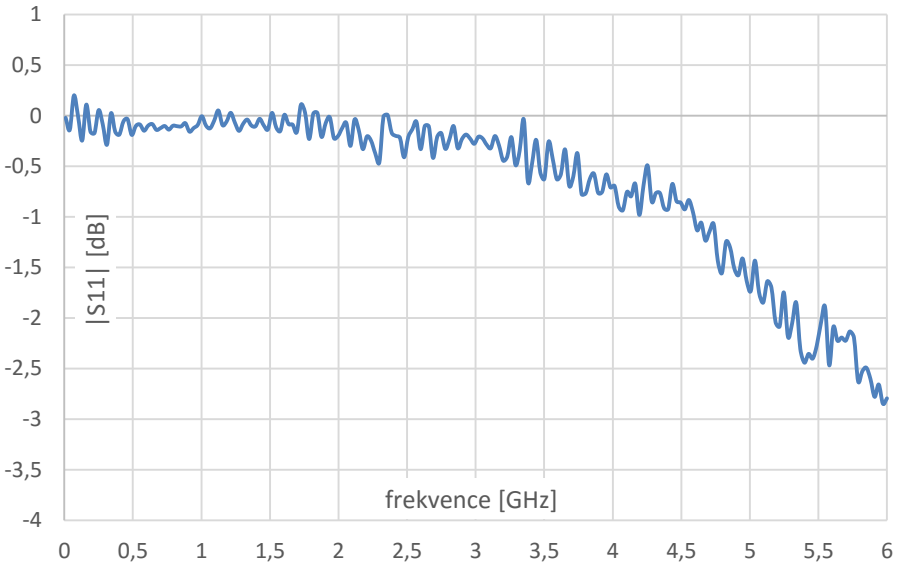
Obr. 3.22: Fáze S_{11} kondenzátoru C1



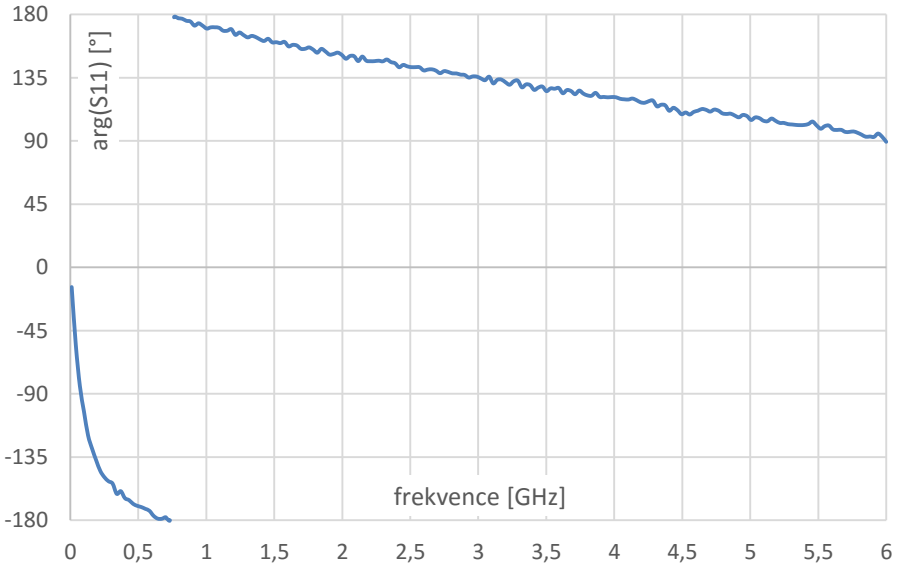
Obr. 3.23: Modul S_{11} kondenzátoru C2



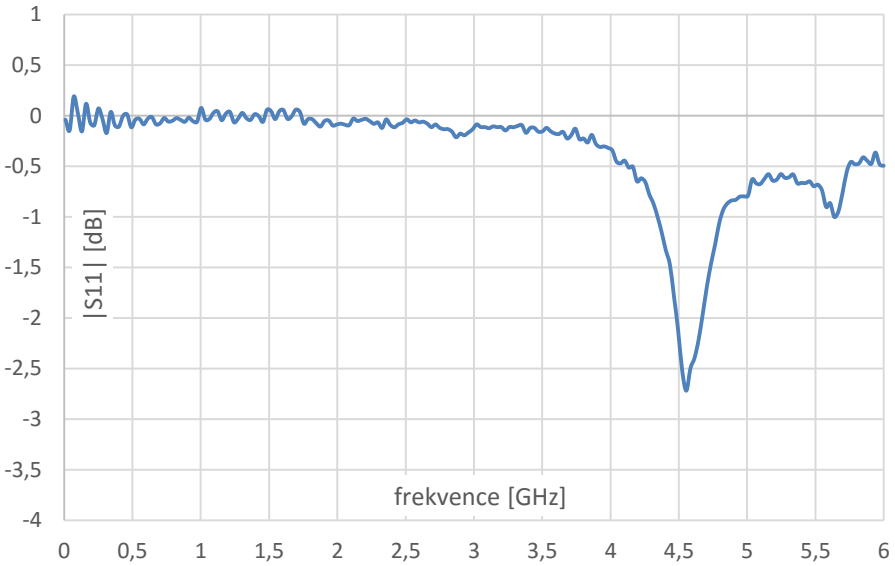
Obr. 3.24: Fáze S_{11} kondenzátoru C2



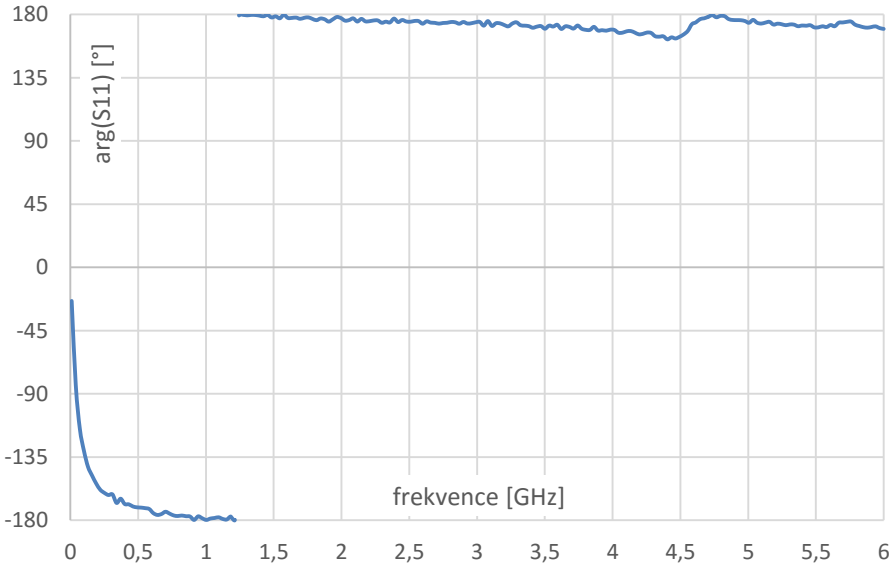
Obr. 3.25: Modul S11 kondenzátoru C3



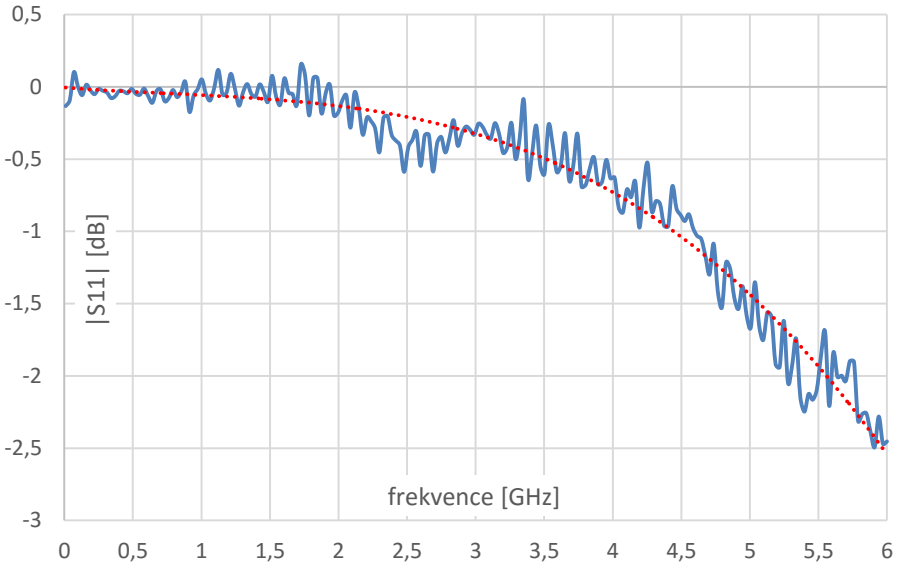
Obr. 3.26: Fáze S11 kondenzátoru C3



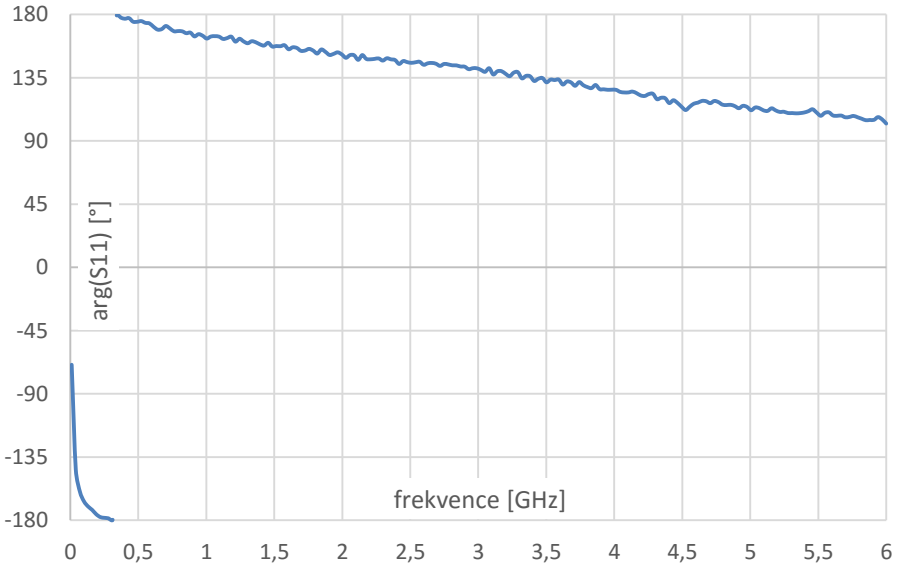
Obr. 3.27: Modul S11 kondenzátoru C4



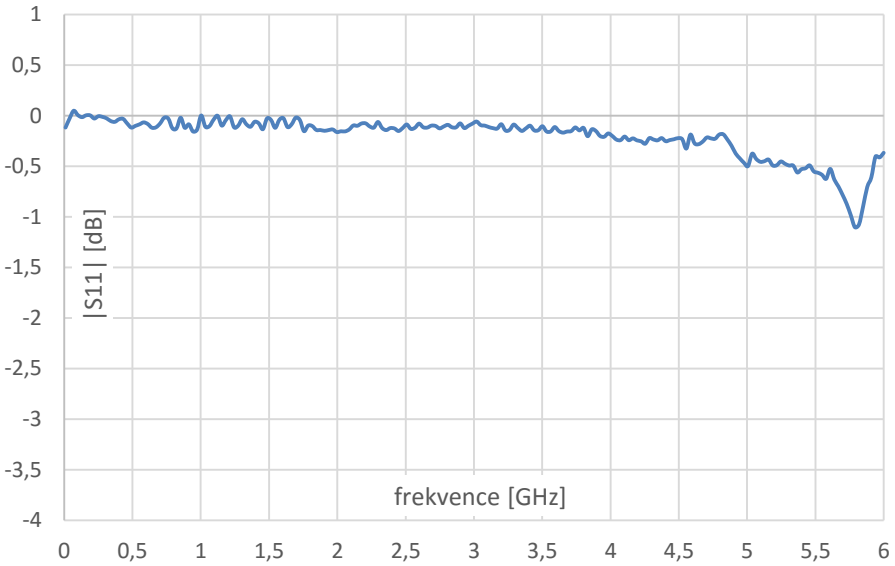
Obr. 3.28: Fáze S11 kondenzátoru C4



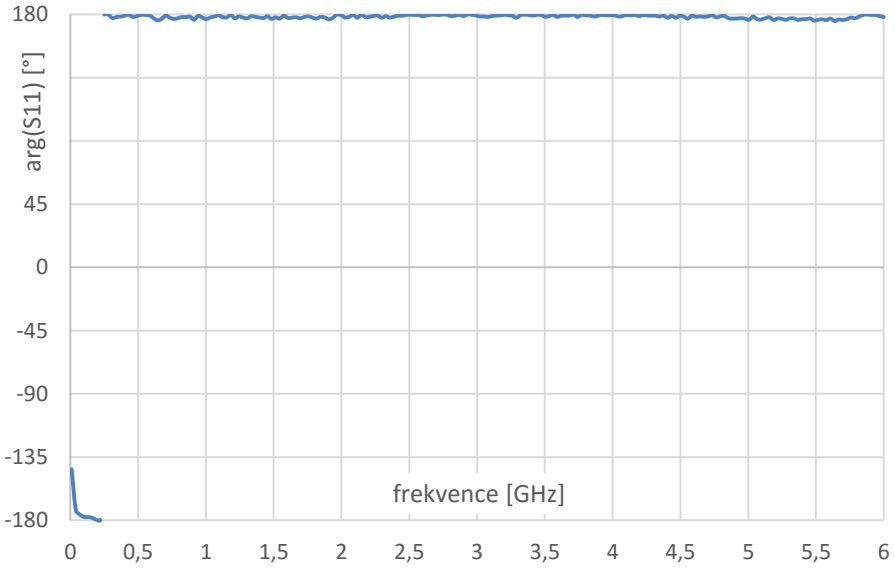
Obr. 3.29: Modul S11 kondenzátoru C5



Obr. 3.30: Fáze S11 kondenzátoru C5



Obr. 3.31: Modul S11 kondenzátoru C6



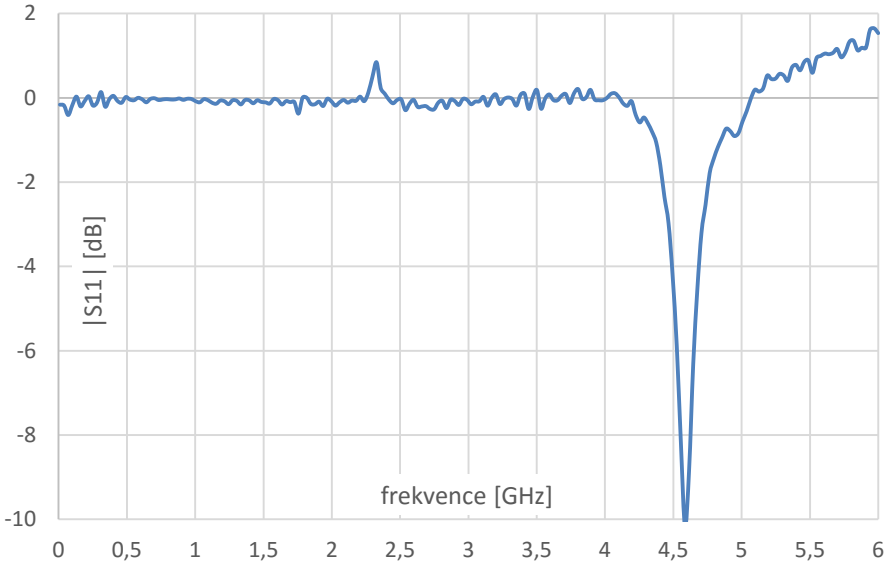
Obr. 3.32: Fáze S11 kondenzátoru C6

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:

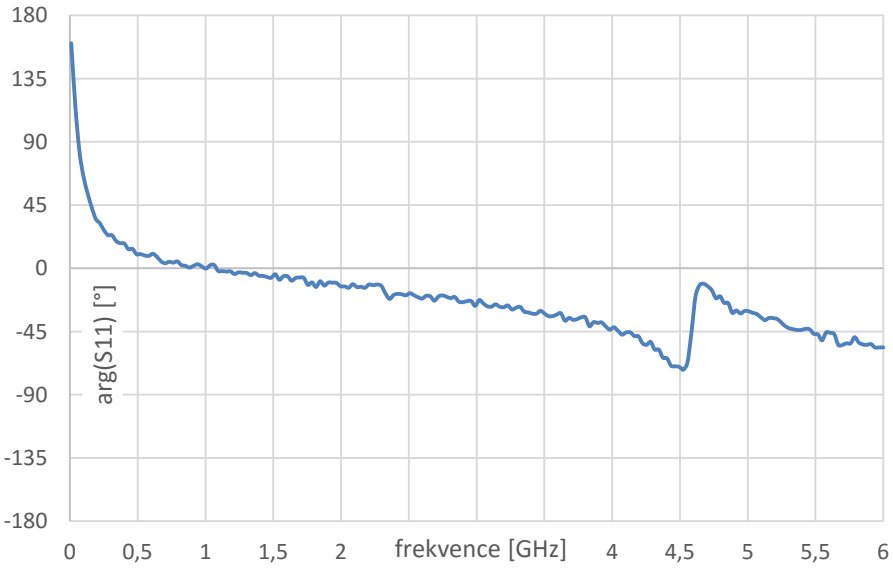
$f_{0,C1} = 440$ MHz, $f_{0,C2} = 740$ MHz, $f_{0,C3} = 693$ MHz,
$f_{0,C4} = 1{,}07$ GHz, $f_{0,C5} = 300$ MHz, $f_{0,C6} = 235$ MHz.

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

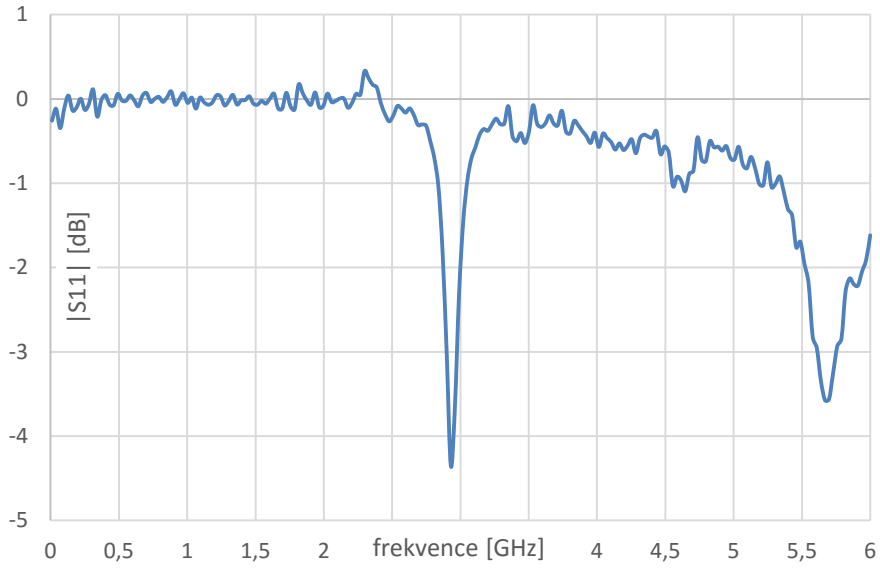
3.3.3 Induktory



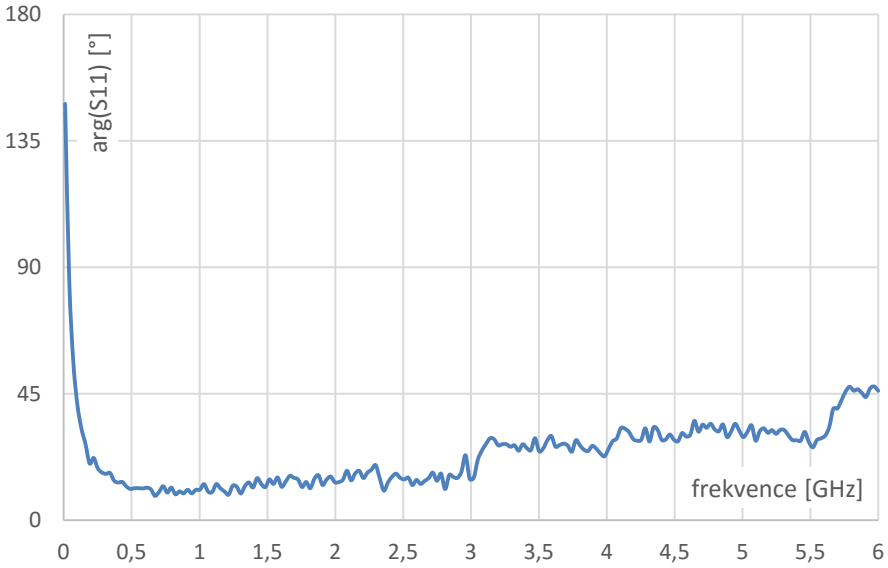
Obr. 3.33: Modul S11induktoru L1



Obr. 3.34: Fáze S11 induktoru L1

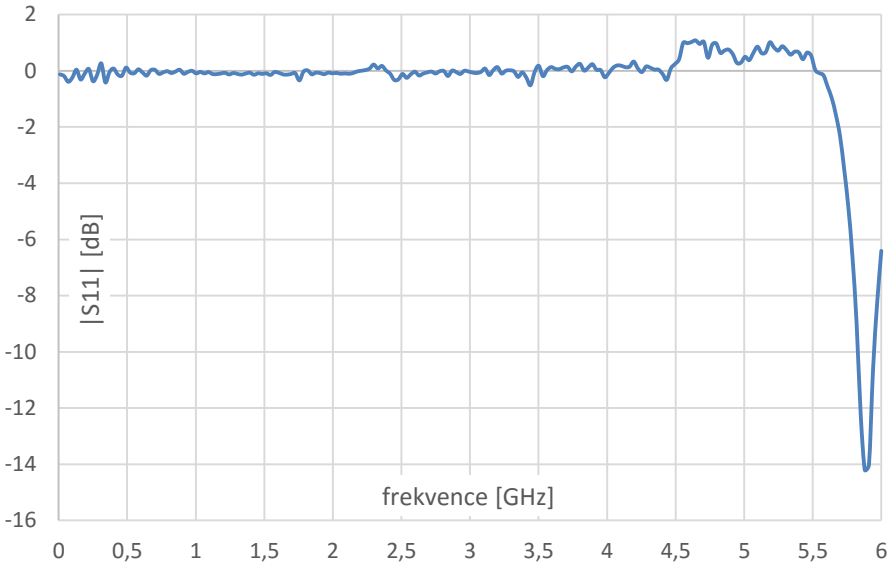


Obr. 3.35: Modul S11 induktoru L2

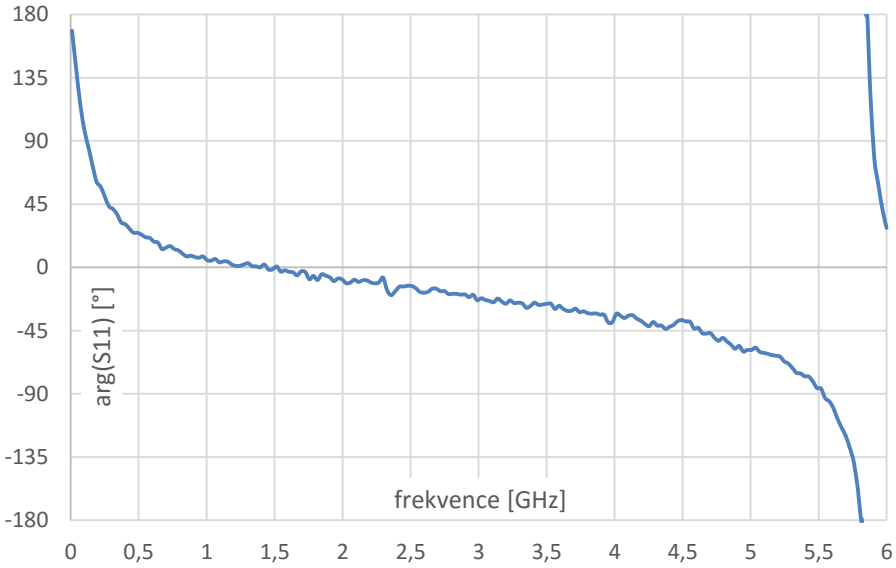


Obr. 3.36: Fáze S11 induktoru L2

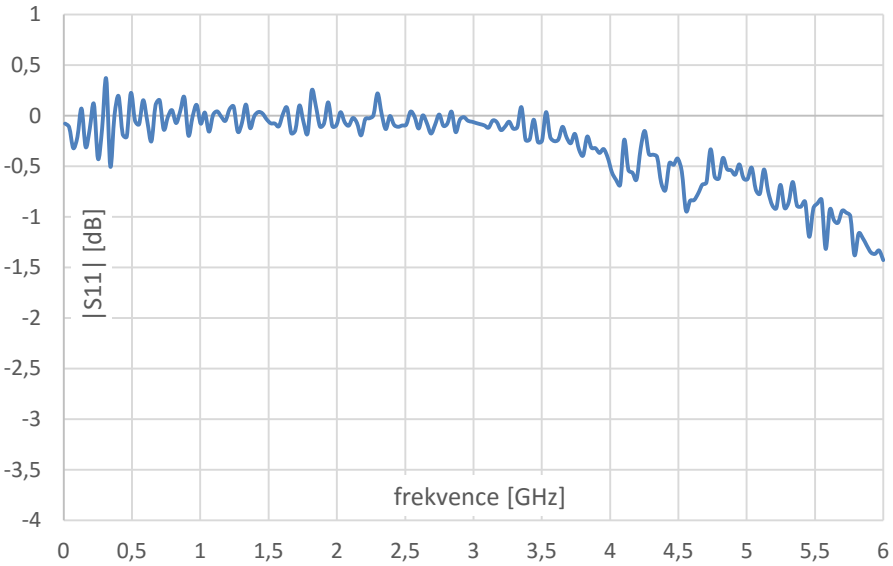
U měření induktorů opět došlo k nepřesnostem měření na určitých frekvencích



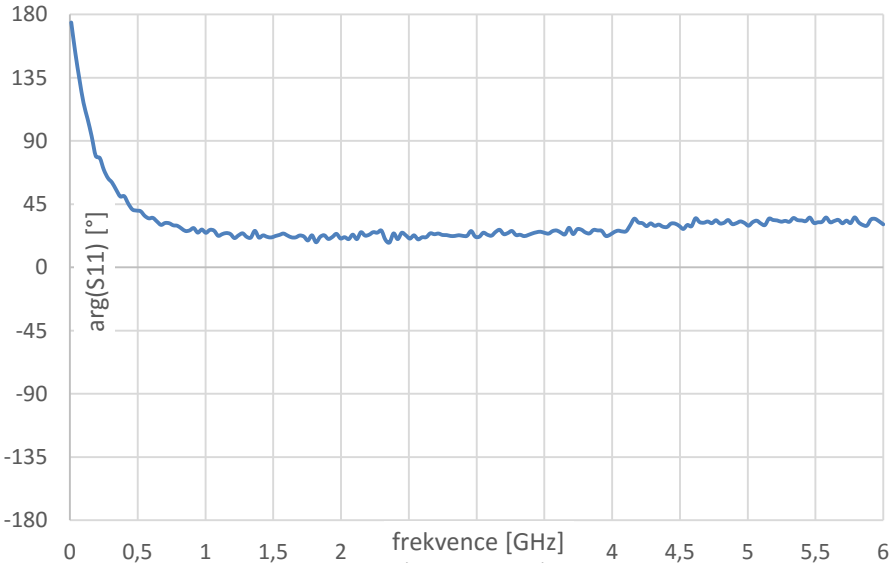
Obr. 3.37: Modul S11 induktoru L3



Obr. 3.38: Fáze S11 induktoru L3



Obr. 3.39: Modul S11 induktoru L4



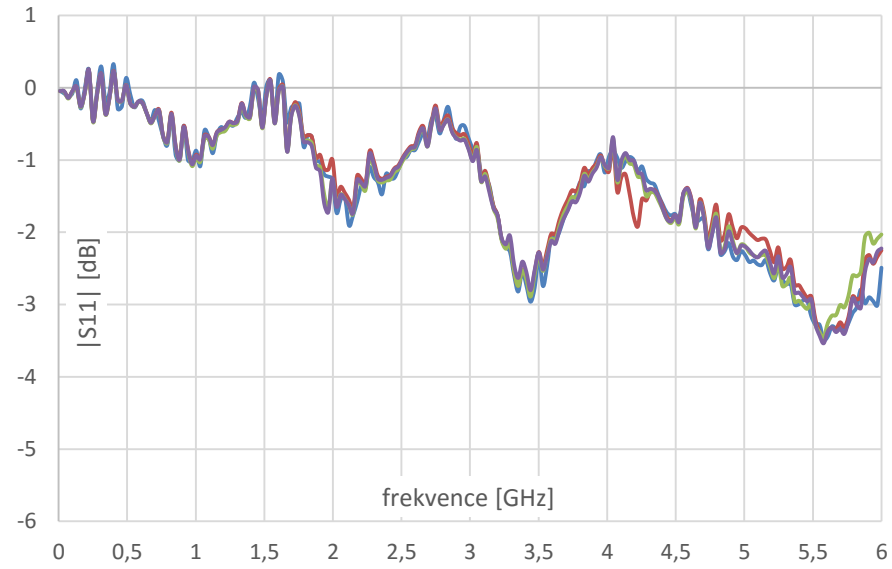
Obr. 3.40: Fáze S11 induktoru L4

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:

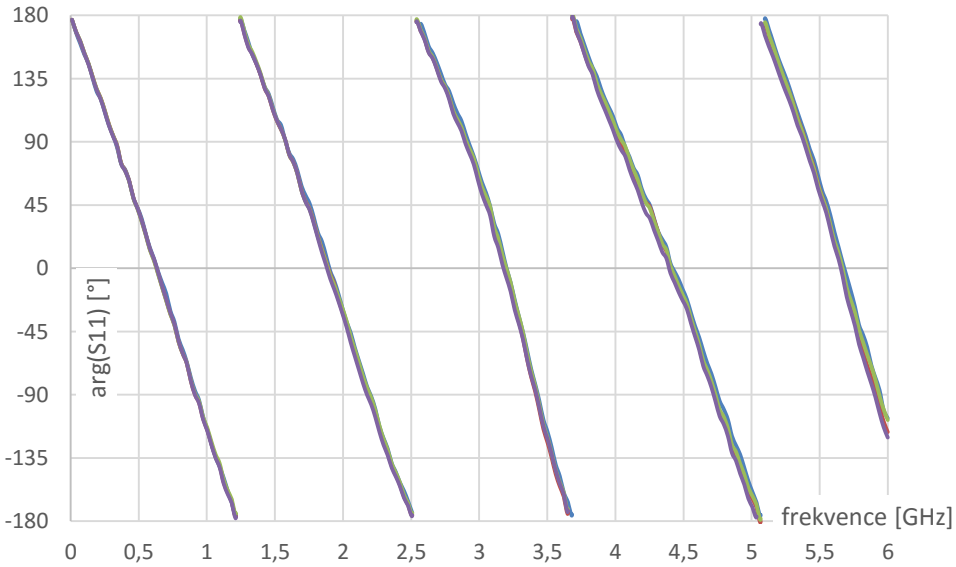
$f_{0,L1} = 1{,}08$ GHz, $f_{0,L2} = 823$ MHz,
$f_{0,L3} = 1{,}45\ GHz$, $f_{0,L4} = 1{,}50$ GHz.

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

3.3.4 Mikropáskové vedení



Obr. 3.41: Modul S_{11} mikropásku



Obr. 3.42: 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_1 = 300 MHz podle teoretického předpokladu z kapitoly 1.5.2, je

$$S_{11} = 0{,}6432dB \cdot e^{j97{,}76°} . \quad (48)$$

Modul parametru se musí nejprve odlogaritmovat

$$|S_{11}| = 10^{|S_{11}|_{dB}/10} = 10^{0{,}6432/10} = 1{,}1588 , \quad (49)$$

$$S_{11} = 1{,}1588 \cdot e^{j97{,}76°} . \quad (50)$$

Nyní je ji potřeba převést na složkový tvar

$$Re = |1{,}1588| \cdot \cos(97{,}76°) = -0{,}1565 , \quad (51)$$

$$Im = |1{,}1588| \cdot \sin(97{,}76°) = 1{,}1482 , \quad (52)$$

$$S_{11} = \Gamma = -0{,}1565 + j1{,}1482 . \quad (53)$$

Pomocí vzorce 22 se z činitele odrazu vypočte vstupní impedance

$$Z_{VST} = Z_0 \cdot 1 + \Gamma/1 - \Gamma =$$
$$= 50\,(1 - 0{,}1565 + j1{,}1482)/(1 + 0{,}1565 + j1{,}1482) , \quad (54)$$

$$Z_{VST} = (43{,}185 + j6{,}766)\ \Omega . \quad (55)$$

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 induktančního charakteru při $l < \lambda/4$, určit hodnota induktance

$$R = Re\{Z_{VST}\} = 43{,}185\ \Omega , \quad jX = Im\{Z_{VST}\} = j6{,}766 , \quad (56)(57)$$

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

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

$$L = 6{,}766/(2 \cdot \pi \cdot 3 \cdot 10^8) , \quad (60)$$

$$\underline{L = 3{,}589\ nH} . \quad (61)$$

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

$$S_{11} = -0{,}5463dB \cdot e^{-j93{,}70°} . \quad (62)$$

Odlogaritmování modulu parametru

$$|S_{11}| = 10^{|S_{11}|_{dB}/10} = 10^{-0{,}5463/10} = 0{,}8623 , \quad (63)$$

$$S_{11} = 0{,}8818 \cdot e^{j93{,}70°} . \quad (64)$$

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

$$Z_{VST} = (46{,}821 - j2{,}647)\ \Omega . \quad (65)$$

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 induktance.

$R = Re\{Z_{VST}\} = \underline{46{,}821\ \Omega}$, $jX = Im\{Z_{VST}\} = -j2{,}647$, (66)(67)

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

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

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

$C = -1/(2 \cdot \pi \cdot 945 \cdot 10^6 * 2{,}647)$, (72)

$\underline{C = 6{,}363\ pF}$. (73)

Činitel zkrácení se vypočte podle vzorce 43 takto:

$\xi = 1/\sqrt{\varepsilon_r}$,

$\xi = 1/\sqrt{4{,}5}$,

$\xi = 0{,}4714$.

- Výpočet vlastností kondenzátorů:

$C1 = 104\ pF$,

$C2 = 103\ pF$.

Z Thomsonova vztahu (39) se vyjádří parazitní indukčnost:

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

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

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

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

$L_{C2} = 1 \cdot 10^{12}/(412 \cdot \pi^2 \cdot 740^2 \cdot 10^{12}) = 0{,}449\ nH$. (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 $f = 0$ Hz.

- Výpočet vlastností induktorů:

$L1 = 104\ pF$.

Z Thomsonova vztahu (39) se vyjádří parazitní kapacita:

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

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

$C_{L1} = 1 \cdot 10^9/(482{,}8 \cdot \pi^2 \cdot 1080^2 \cdot 10^{12}) = 0{,}1799\ pF$. (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
C2	740 MHz	-	103 pF	0,449 nH	49,6340+0,0019j
C3	693 MHz	-	39,87 pF	1,323 nH	49,6468-0,0004j
C4	1070 MHz	-	66,95 pF	0,331 nH	44,2653+0,2634j
C5	300 MHz	-	224 pF	1,256 nH	54,7859+0,1247j
C6	235 MHz	-	1012 pF	0,453 nH	50,2177-0,0005j
Induktory	**Rezonanční frekvence**	**Odpor**	**Kapacita**	**Indukčnost**	**Impedance @ 1 GHz**
L1	1080 MHz	-	0,1799 pF	120,7 nH	42,7467+0,1017j
L2	823 MHz	-	0,1690 pF	221,3 nH	50,4767-0,0225j
L3	1450 MHz	-	0,1768 pF	68,16 nH	46,4568+0,2819j
L4	1500 MHz	-	0,2344 pF	48,02 nH	43,6337+0,2287j
Mikropásek	**Rezonanční frekvence**	**Odpor**	**Kapacita**	**Indukčnost**	**Impedance @ 1 GHz**
MP	viz. měření	46,82	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
L2	220	823	820MHz
L3	68	1450	1,5GHz
L4	48	1500	1,4GHz +

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 analyzátorem a následné určení impedance a parazitních parametrů náhradních modelů pasivních obvodů R, L, C a parametrů vedení.

4.1.1 S parametry

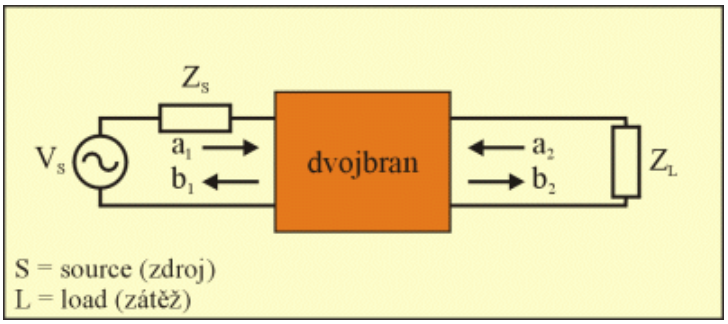
S parametry, zvané také rozptylové parametry, popisují chování elektrických lineárních obvodů během ustálených stavů při průchodu signálů. Obvody mohou být také popsány Z, Y, H nebo ABCD parametry, ale ty používají otevřené nebo zkratované podmínky. S parametry si vystačí jen s přizpůsobenou zátěží, 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:

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

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 * A, jak je ukázáno následovně:

$$b_1 = s_{11} \cdot a_1 + s_{12} \cdot a_2 \,, \tag{2}$$

$$b_2 = s_{21} \cdot a_1 + s_{22} \cdot a_2 \,, \tag{3}$$

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

Z těchto rovnic lze následně definovat jednotlivé S parametry:

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

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

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

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

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:

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

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

$$Re = |A| \cdot \cos(\varphi) \,, \tag{11}$$

$$Im = |A| \cdot \sin(\varphi) \,, \tag{12}$$

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

Následně se ze vzorce činitele odrazu vyjádří impedance zátěže:

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

$$Z_L = Z_0 \cdot (1 + \Gamma)/(1 - \Gamma) \,, \tag{15}$$

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:

$$Z_{R_{ideal}} = Re\{Z_{R_{ideal}}\}, \tag{16}$$

$$|Z_{R_{ideal}}| \cdot \cos(0°) = R, \tag{17}$$

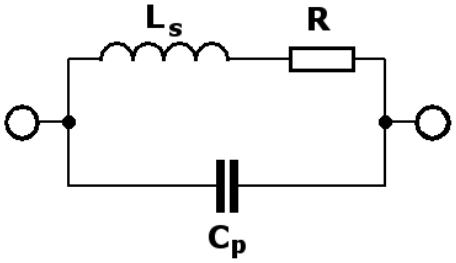
kde *R* je odpor.

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 takovéhoto náhradního obvodu je dána vztahem:

$$Z = \left((Z_R + Z_{Ls}) \cdot Z_{Cp}\right)/\left(Z_R + Z_{Ls} + Z_{Cp}\right) =$$
$$= \left((R + j\omega L_S) \cdot 1/j\omega C_P\right)/(R + j\omega L_S + 1/j\omega C_P), \tag{18}$$

kde ω je úhlová frekvence a ta je dána následovně:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f. \tag{19}$$



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:

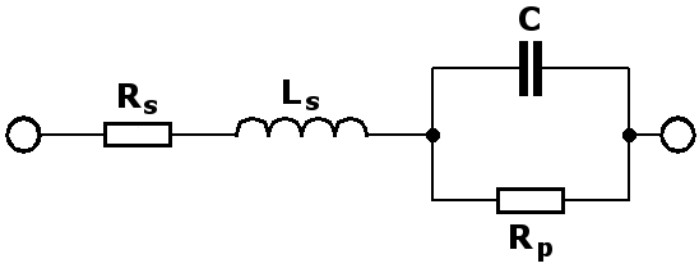
$$Z_{C_{ideal}} = Im\{Z_{C_{ideal}}\} = 0 + jX_C, \tag{20}$$

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

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:

$$Z = Z_{R_S} + Z_{L_S} + \left(Z_{R_P} \cdot Z_C/Z_{R_P} + Z_C\right) =$$
$$= R_S + j\omega L_S + ((R_P \cdot 1/j\omega C)/(1/R_P + j\omega C)), \tag{22}$$



Obr. 4.2: Náhradní model kondenzátoru

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

$$Z_{L_{ideal}} = Im\{Z_{L_{ideal}}\} = 0 + jX_L \tag{23}$$

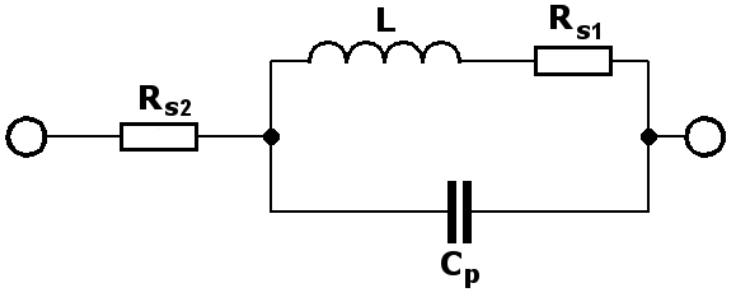
$$jX_L = |Z_{L_{ideal}}| \cdot \sin(90°) = j\omega L \tag{24}$$

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:

$$Z = Z_{R_{S2}} + \left(\left(Z_{R_{S1}} + Z_L\right) \cdot Z_{Cp}\right)/\left(Z_{R_{S1}} + Z_L + Z_C\right) =$$

$$= R_{S2} + \left((R_{S1} + j\omega L) \cdot 1/j\omega C_P\right)/(R_{S1} + j\omega L + 1/j\omega C_P)\,, \tag{25}$$



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:

$$X_C = X_L\,, \tag{26}$$

$$X = X_L - X_C = 0\,, \tag{27}$$

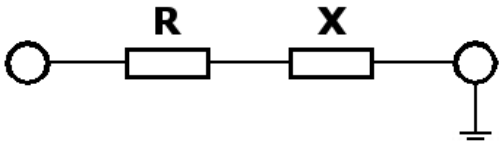
$$Z_{res} = R + jX = R + j0 = R\,, \tag{28}$$

kde Z_{res} je hodnota impedance v rezonanci.

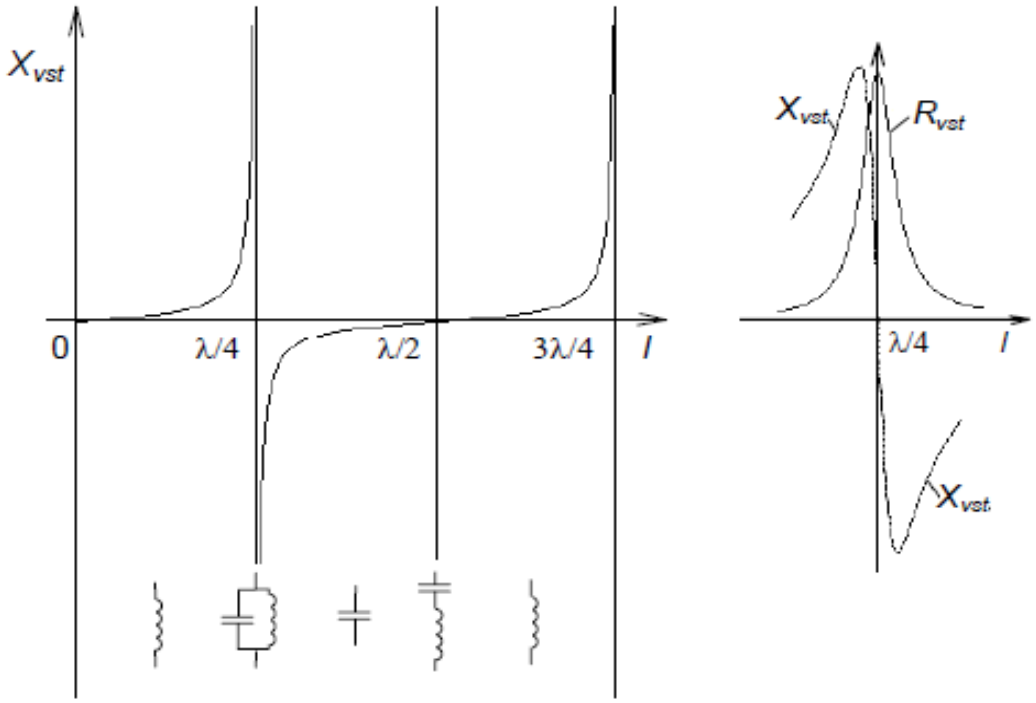
Hodnota rezonanční frekvence f_0 je dána Thomsonovým vztahem:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\,. \tag{29}$$

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



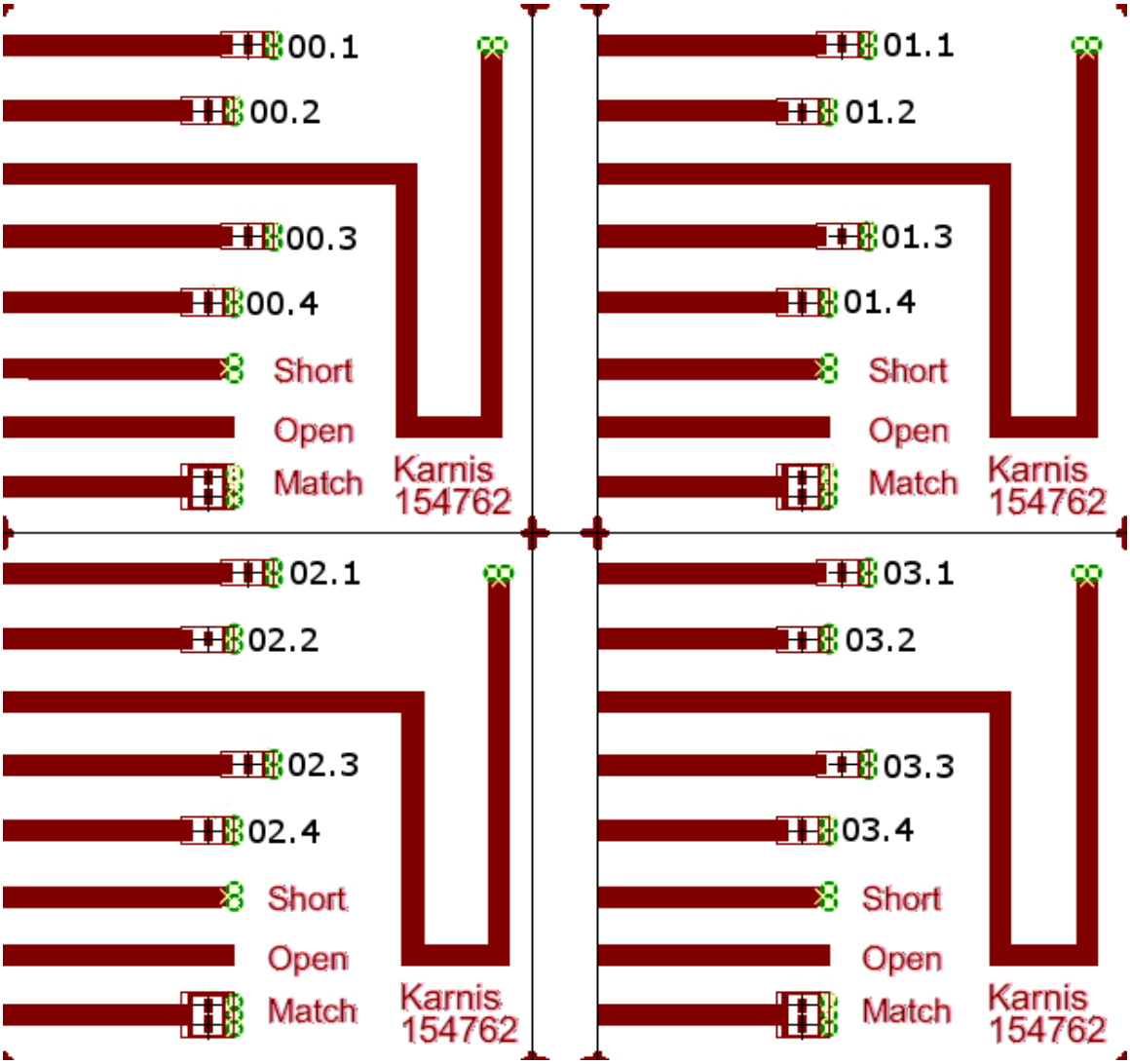
Obr. 4.5: Závislost reaktance mikropásku nakrátko na jeho délce a detail rezonance kolem lambda/4 [12]

(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 vypočíst 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	kΩ	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 zaneste do grafů a vyznačte rezonanční frekvence.

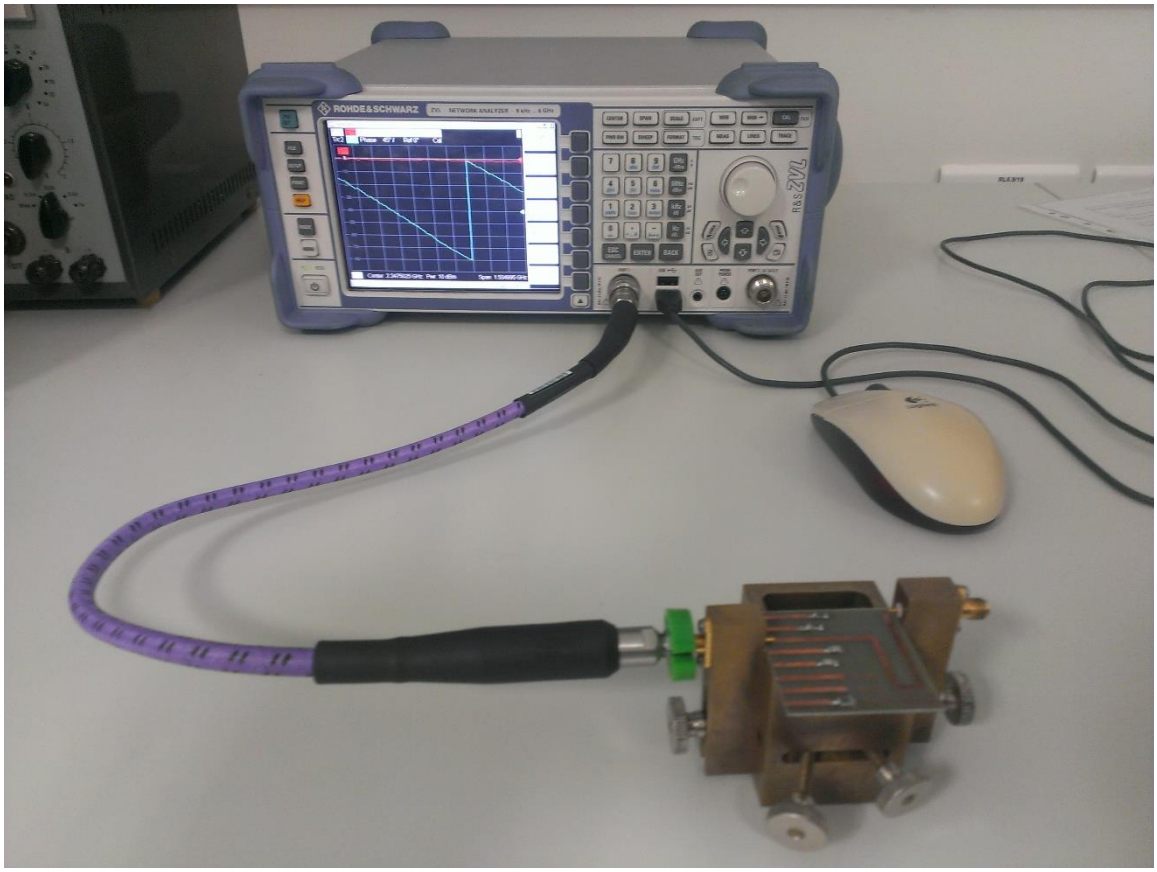
3. Vypočtěte impedance měřených obvodů a následně jejich parazitní vlastnosti.

4. Proměřte frekvenční charakteristiku parametru S_{11} mikropáskového vedení do frekvence 6GHz a zaneste ji do grafu.

5. Vypočtěte vlastnosti mikropáskového vedení: činitel zkrácení, relativní permitivita, ztrátový činitel a impedance

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

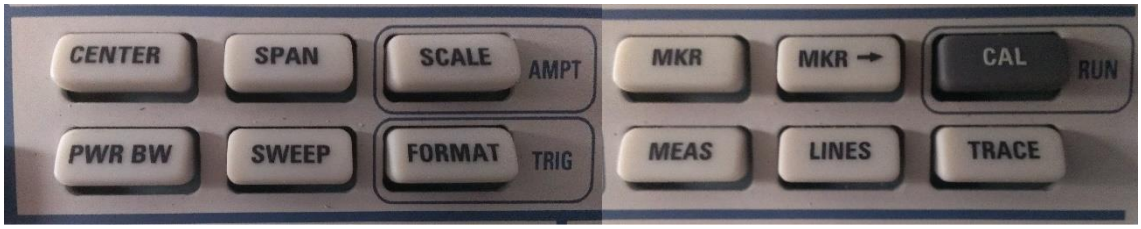


Obr. 4.7: Zapojení měřicího pracoviště

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

Před samotným měřením je nejprve třeba nastavit parametry měření jako je frekvenční rozsah, krok měření a výkon signálu generátoru, pro dostatečné vybuzení 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 analyzátor 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 STOP	10 MHz 6 GHz
Krok měření	NUMBER OF POINTS	200 kroků
Výkon generátoru	POWER	10 dBm
Mezifrekvenční filtr	MEAS BANDWIDTH	10 kHz
Průběh 1	MEAS FORMAT SCALE	S11 dB Mag Autoscale
Průběh 2	MEAS FORMAT SCALE	S11 Phase Autoscale

Nejprve připojte držák a měřený přípravek k VNA a nastavte měřicí přístroj podle Tab. 2.1Tab. 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 odečtěte pomocí značky (přidáte tlačítkem MKR; mezi průběhy se přepínejte 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:**

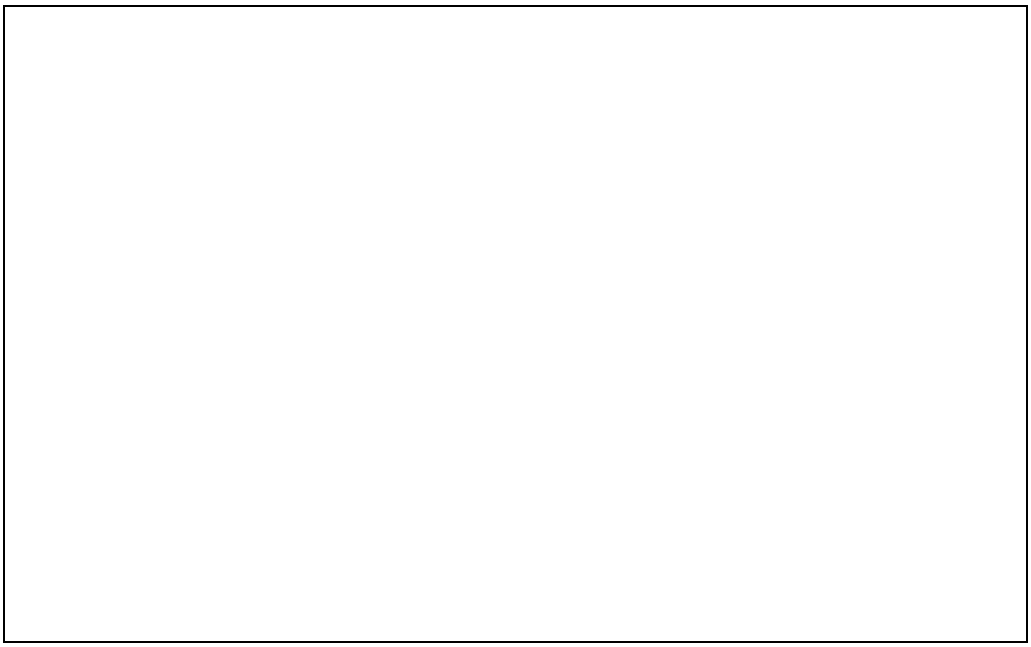
4.5 Výsledky

4.5.1 Náhradní modely

Nakreslete náhradní schéma rezistoru:

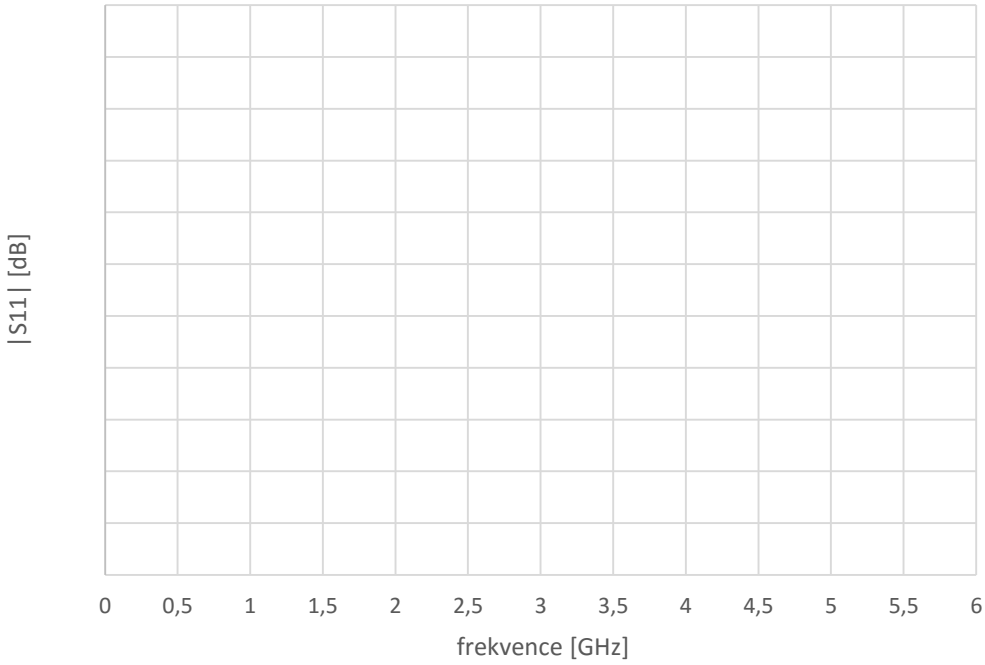
Nakreslete náhradní schéma kondenzátoru:

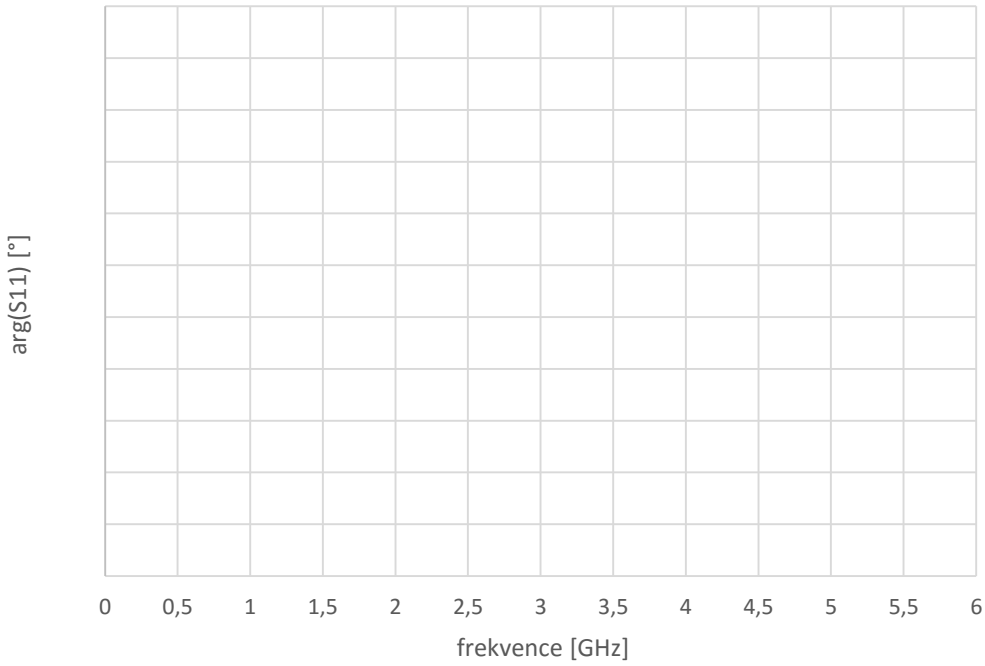
Nakreslete náhradní schéma induktoru:



4.5.2 Měření parametru S11 pasivních součástek

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



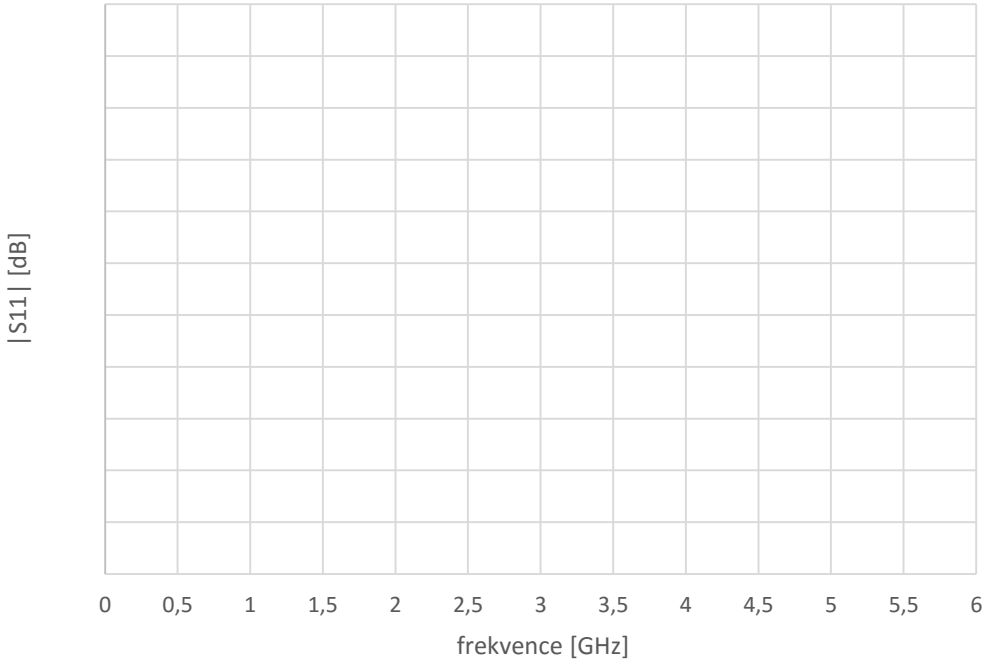


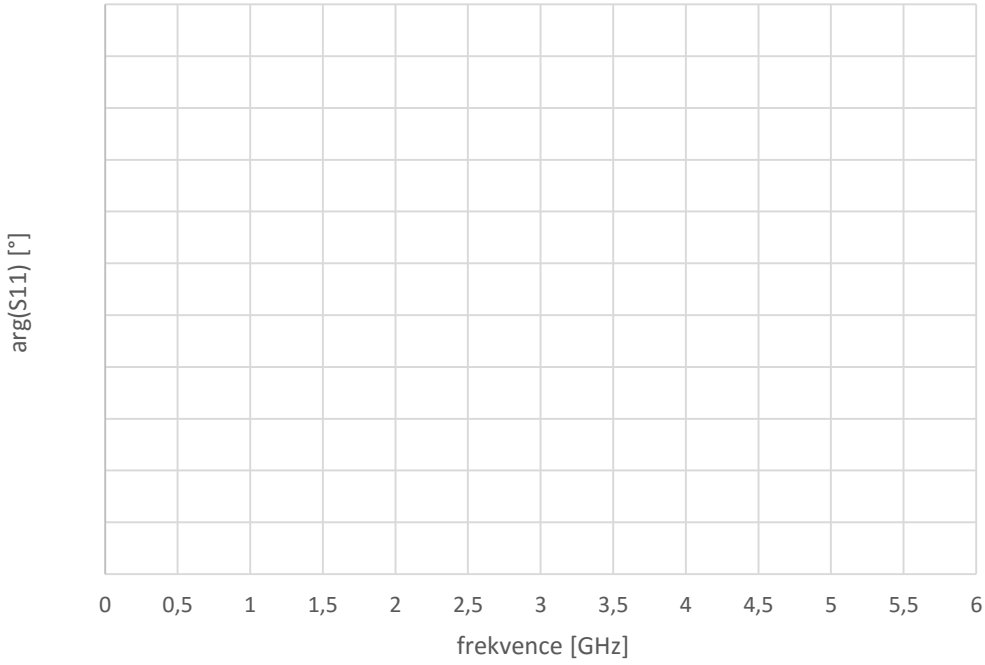
Rezonanční frekvence:

R___: f_r = _____ MHz

R___: f_r = _____ MHz

Vybrané kondenzátory: C__ = _____ pF, C__ = _____ pF



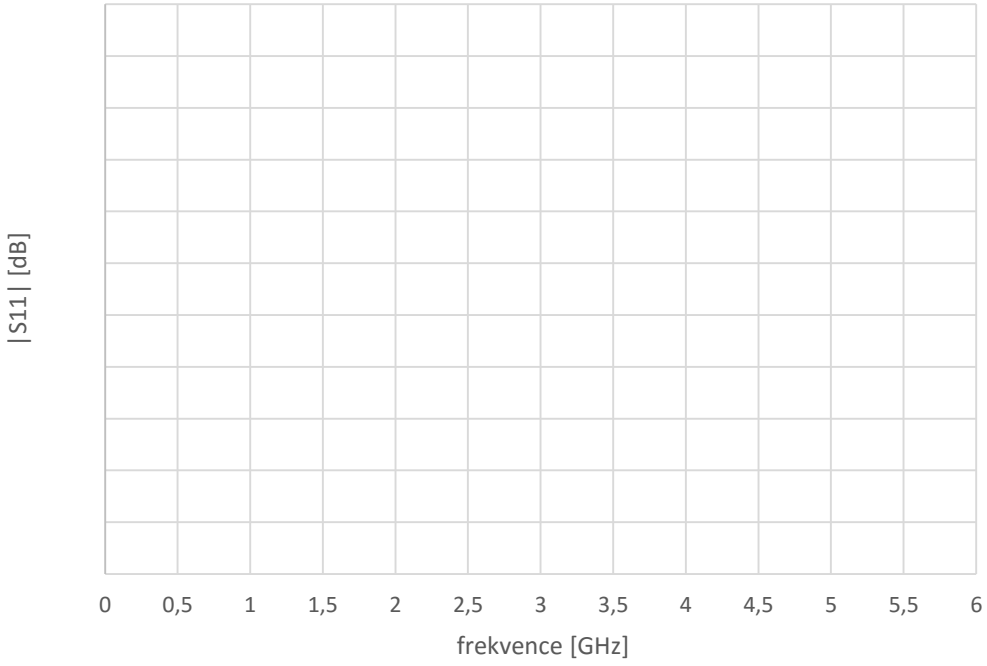


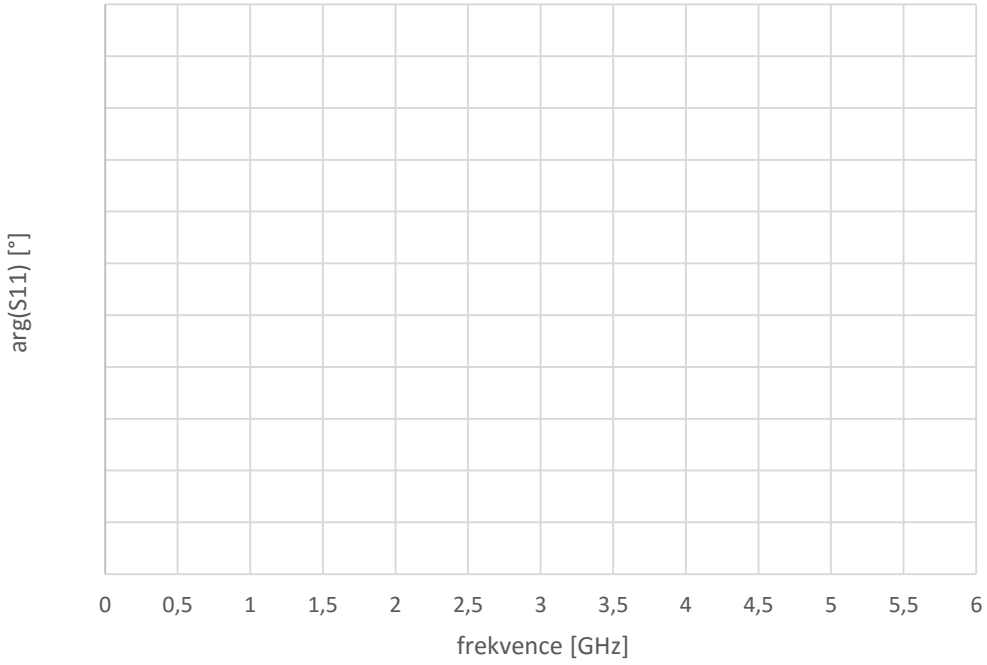
Rezonanční frekvence:

C___: f_r = _____ MHz

C___: f_r = _____ MHz

Vybrané induktory: L__ = _____ nH, L__ = _____ nH





Rezonanční frekvence:

C___: f_r = _____ MHz

C___: f_r = _____ MHz

4.5.3 Výpočet impedance a parazitních vlastností pasivních součástek

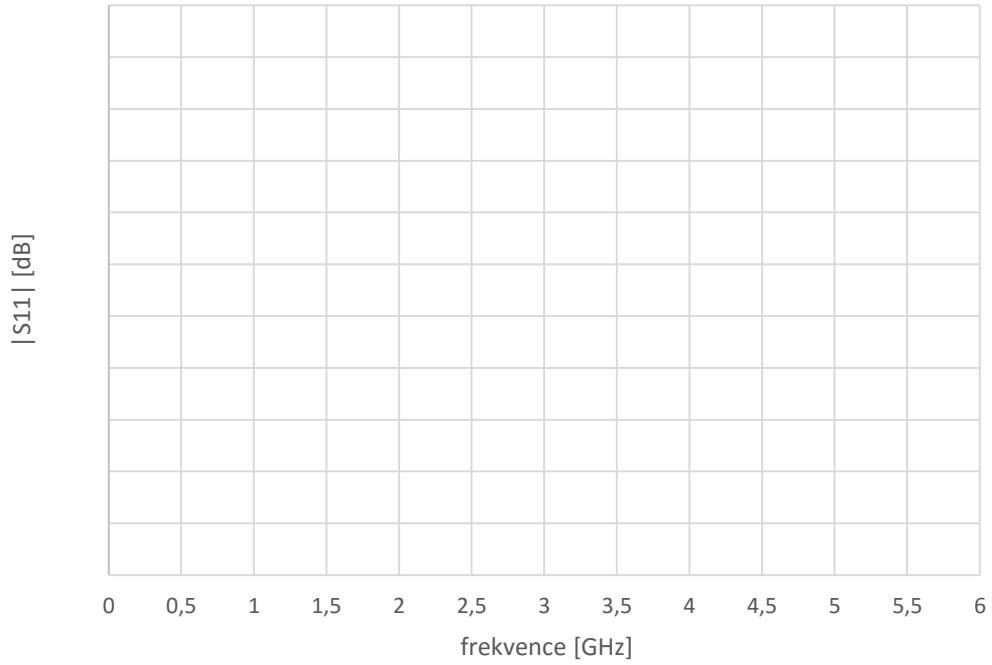
Součástka	f_r [MHz]	R	C	L
R____				
R____				
C____				
C____				
L____				
L____				

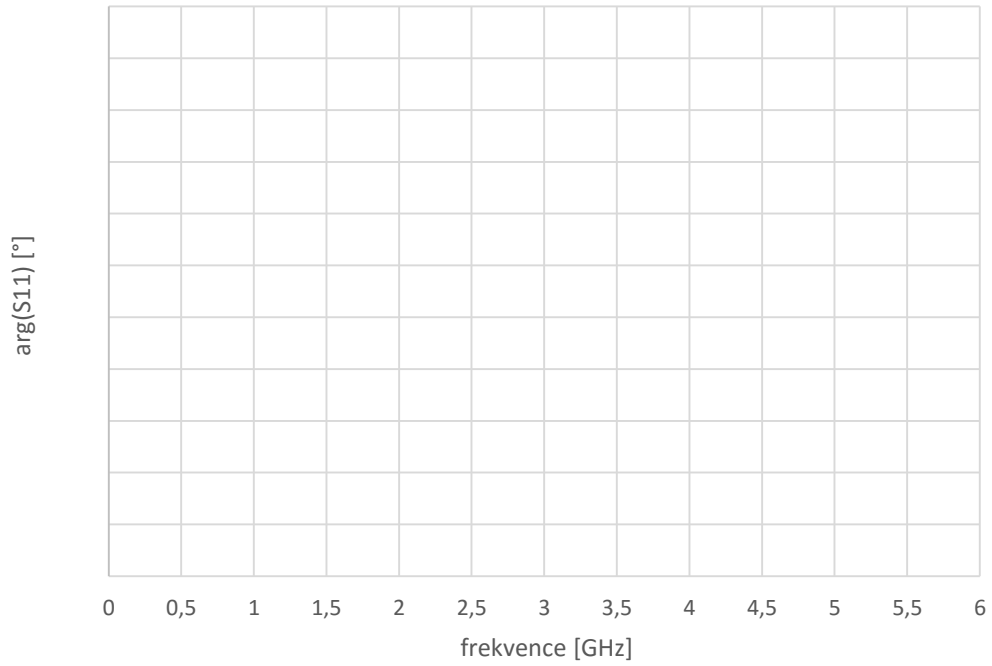
Příklad výpočtu:

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]	Činitel zkrácení ξ	Rel. permitivita ε_r	Ztrátový činitel tg(δ)

Výpočet:

Činitel zkrácení ξ =

Rel. permitivita ε_r =

Ztrátový činitel tg(δ) =

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_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 analyzátory* [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 cleny - 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. sprna 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

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