

Diplomová práce



České
vysoké
učení technické
v Praze

F3

Fakulta elektrotechnická
Katedra elektromagnetického pole

Návrh mikrovlnných obvodů na laminátových substrátech měřitelných na probe station

Bc. Jakub Mojzík

Vedoucí: Ing. Viktor Adler, Ph.D.
Obor: Elektronika a komunikace
Květen 2024

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Mojzík** Jméno: **Jakub** Osobní číslo: **492028**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektromagnetického pole**
Studijní program: **Elektronika a komunikace**
Specializace: **Rádiové komunikace a systémy**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Návrh mikrovlnných obvodů na laminátových substrátech měřitelných na probe station

Název diplomové práce anglicky:

Design of Microwave Circuits on Laminate Substrates Measurable at Probe Station

Pokyny pro vypracování:

Vyberte vhodný mikrovlnný substrát umožňující výrobu mikropáskového a zemněného koplanárního vedení s impedancí 50 Ohm, aby byla tato vedení připojitelná k sondám ACP65-AW-GSG-250 od výrobce FormFactor. Navrhněte TRL a UOSM (SOLR) kalibrační sadu pro měření do 65 GHz a vhodnou množinu obvodů, na kterých by šel ověřit frekvenční limit obvodů vyrobených pomocí běžné techniky výroby plošných spojů. Obvody nechte vyrobít a ověřte jejich vlastnosti měření na probe station pomocí vektorového analyzátoru.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Steer M.: Microwave and RF Design - Transmission Lines, Volume 2, 3rd edition, NC State University, 2019
- [2] Simons R. N.: Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems, John Wiley & Sons, Inc., 2001
- [3] Teppati V., Ferrero A., Sayed M.: Modern RF and Microwave Measurement Techniques, Cambridge University Press, 2013
- [4] Rumiantsev, A.: On-Wafer Calibration Techniques Enabling Accurate Characterization of High-Performance Silicon Devices at the mm-Wave Range and Beyond, dissertation thesis, River Publishers, 2019
- [5] Dunsmore J. P.: Handbook of microwave component measurements, John Wiley & Sons, Ltd, 2012
- [6] Rumiantsev, A., Doerner, R.: RF Probe Technology: History and Selected Topics, in IEEE Microwave Magazine, vol. 14, no. 7, pp. 46-58, Nov.-Dec. 2013

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Viktor Adler, Ph.D. katedra elektromagnetického pole FEL

Jméno a pracoviště druhého(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **19.02.2024**

Termín odevzdání diplomové práce: **24.05.2024**

Platnost zadání diplomové práce: **15.02.2026**

Ing. Viktor Adler, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Poděkování

Děkuji Ing. Viktoru Adlerovi, Ph.D., za cenné rady a zkušenosti, které mi poskytl při vedení diplomové práce.

Děkuji své rodině a především svým rodičům za to, že mě podporovali při studiu a že se o mě vždy starali.

V neposlední řadě děkuji své přítelkyni za shovívavost při psaní diplomové práce i v nestandardní denní doby a za radost, kterou mi do života přináší.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně, a že jsem uvedl veškerou použitou literaturu.

V Praze, 22. května 2024

Abstrakt

Práce se zabývá návrhem kalibrační sady a filtrů pro probe station založených na zemněném koplanárním přenosovém vedení a mikropáskovém vedení s impedancí $50\ \Omega$ a následnému změření parametrů navržených filtrů. Pro realizaci struktur byl vybrán substrát RO3003 od firmy Rogers s relativní permitivitou 3 a rozměry vedení byly odvozeny od rozměrů použité měřicí sondy ACP65-AW-GSG-250 od firmy FormFactor používané pro probe station. K přesnému návrhu prvků pro měření do 67 GHz byly použity simulátory vysokofrekvenčních prvků AWR, CST Studio a TXLine. Připraveno bylo celkem dvanáct filtrů typů pásmová propust a pásmová zadrž vždy na frekvencích 10 GHz, 30 GHz a 50 GHz. Měření vyrobených struktur proběhlo na probe station s vektorovým analyzátozem R&S ZVA67. Kalibrace analyzátoru byla provedena metodami UOSM a multi-line TRL. Výsledkem práce je srovnání simulací a měření charakteristik přenosů a odrazů pro jednotlivé typy navržených filtrů. Ty si ve většině případů poměrně dobře odpovídaly, ale byly zjištěny i vlivy, se kterými se původně nepočítalo jako například vliv upevňovacích šroubů na blízká vedení.

Klíčová slova: kalibrační sada, mikrovlnné filtry, probe station, TRL, UOSM, mikrovlnný substrát, vysokofrekvenční měření, zemněné koplanární vedení, mikropáskové vedení, měřicí sondy, laminátové substráty

Abstract

This thesis deals with design of calibration set and filters for probe station based on grounded coplanar transmission lines and $50\ \Omega$ microstrip lines, followed by measurement of parameters of designed filters. The RO3003 substrate from Rogers with a dielectric constant of 3 was chosen for the implementation of the structures, and the dimensions of the line were derived from the dimensions of the ACP65-AW-GSG-250 probe from FormFactor used for the probe station. The high frequency element simulators AWR, CST Studio and TXLine were used to accurately design the elements for measurements up to 67 GHz. A total of twelve bandpass and bandstop filters were prepared at 10 GHz, 30 GHz and 50 GHz respectively. Measurements of the fabricated structures were performed on a probe station using an R&S ZVA67 vector analyser. The analyser was calibrated using the UOSM and multi-line TRL methods. The result of the work is a comparison of simulated and measured transmission and reflection characteristics for each type of filter designed. These corresponded reasonably well in most cases, but effects not originally considered were found, such as the effect of mounting screws on nearby lines.

Keywords: calibration kit, microwave filters, probe station, TRL, UOSM, microwave substrate, high frequency measurement, coplanar line grounded, microstrip line, measurement probes, laminate substrates

Obsah

1 Úvod	1	4 Návrh kalibrační sady a filtrů	19
2 Probe station	3	4.1 Základní aspekty návrhu	19
2.1 Aspekty měření	3	4.2 Standardy na zemněném koplanárním vedení	19
2.2 Základní aspekty kalibrace	3	4.2.1 Standard Thru	19
2.2.1 Chybový model	3	4.2.2 Standard Short	20
2.2.2 Jednoportová kalibrace	4	4.2.3 Standard Open	21
2.2.3 Dvouportová kalibrace - osmiprvkový chybový model	4	4.2.4 Standard Match	22
2.3 Metody kalibrace sond	4	4.2.5 Standard Line	25
2.3.1 Metoda TRL	4	4.3 Standardy na mikropáskovém vedení	26
2.3.2 Metoda UOSM	6	4.3.1 Standard Thru	26
3 Návrh vysokofrekvenčního vedení	7	4.3.2 Standard Short	26
3.1 Základní rozměry	7	4.3.3 Standard Open	27
3.2 Návrh zemněného koplanárního vedení	7	4.3.4 Standard Match	28
3.3 Návrh mikropáskového vedení	13	4.3.5 Standard Line	30
		4.4 Návrh filtrů	30
		4.4.1 Obecné principy	30
		4.4.2 Návrh filtrů typu pásmová zádrž a pásmová propust	31

5 Výroba a průběh měření	33
5.1 Výroba navržených desek	33
5.2 Průběh měření	37
6 Výsledky měření	41
6.1 Ověření kvality kalibrace	41
6.2 Srovnání charakteristik filtrů na zemněném koplanárním vedení . . .	46
6.3 Srovnání charakteristik filtrů na mikropáskovém vedení	52
7 Závěr	61
Literatura	63

Obrázky

3.1 Schéma s rozměry navrhovaného zemněného koplanárního vedení	8
3.2 Kombinace parametrů s požadovanou impedancí pro CPWG	9
3.3 Impedance při permitivitě 3 (zelené tečky značí impedanci u 50 Ω)	10
3.4 Model zemněného koplanárního thru v CST	11
3.5 Impedance vedení pro substrát RO3003	12
3.6 Impedance vedení pro substrát Astra MT77	13
3.7 Kombinace parametrů s požadovanou impedancí pro mikropásek	14
3.8 Impedance při permitivitě 3 s velkým rozsahem parametrů (zelené tečky značí impedanci u 50 Ω)	15
3.9 Impedance při permitivitě 3 přiblížená (zelené tečky značí impedanci u 50 Ω)	15
3.10 Model mikropáskového standardu thru v CST	16
3.11 Impedance pro různé šířky mikropáskového vedení na substrátu RO3003	17
3.12 Impedance pro různé šířky mikropáskového vedení na substrátu Astra MT77	17
4.1 Model standardu CPWG short vytvořený v CST	20
4.2 Odraz od standardu CPWG short simulovaný v CST	21
4.3 Standard CPWG open v AWR a jeho náhradní model	21
4.4 Model standardu CPWG open vytvořený v CST	22
4.5 Porovnání fáze odrazu simulace a náhradního modelu open	22
4.6 Simulace kalibru match s různými vzdálenostmi mezi rezistory	23
4.7 Simulace kalibru match s délkou rozšíření 50 μm	24
4.8 Finální model standardu CPWG match s dvěma rezistory a s rozšiřujícím se vedením vytvořený v CST	24
4.9 Fázové rozdíly přenosů na frekvenčním pásmu od 2 GHz do 67 GHz pomocí multi-line TRL pro CPWG vedení	25
4.10 Dosedací ploška s přechodem na mikropáskové vedení	26

4.11 Model standardu MS short vytvořený v CST	27	5.5 Příklad navržené kalibrační sady na zemněném koplanárním vedení .	36
4.12 Odraz od standardu MS short simulovaný v CST	27	5.6 Hlava šroubu pod měřicí sondou při přemístování	36
4.13 Standard MS open v AWR a jeho náhradní model	28	5.7 Měřicí sestava	37
4.14 Porovnání fáze odrazu simulace a náhradního modelu MS open . . .	28	5.8 Přišroubované desky s koplanárními zemněnými vedeními	38
4.15 Simulace kalibru match s délkou rozšíření 50 μm s různými výškami SMD rezistoru	29	5.9 Dosednutí hrotu sondy na plošku vedení	38
4.16 Model standardu MS match vytvořený v CST	29	6.1 Schéma modelu vedení beatty1 na zemněném koplanárním vedení . . .	41
4.17 Fázové rozdíly přenosů na frekvenčním pásmu od 2 GHz do 67 GHz pomocí multi-line TRL pro MS vedení	30	6.2 Poruchy v průběhu odrazů a přenosů při použití všech kalibrů line pro kalibraci TRL	42
4.18 Návrh filtru s velkou šířkou pásmu	32	6.3 Porovnání simulace a měření beatty1 na CPWG s kalibrací UOSM	42
5.1 Vyrobená kalibrační sada s mikropáskovými vedeními	33	6.4 Porovnání simulace a měření beatty2 na CPWG s kalibrací UOSM	43
5.2 Vyrobená kalibrační sada se zemněnými koplanárními vedeními	34	6.5 Porovnání simulace a měření beatty1 na CPWG s kalibrací TRL	43
5.3 Podleptání na dosedacích ploškách	35	6.6 Porovnání simulace a měření beatty2 na CPWG s kalibrací TRL	44
5.4 Vychýlení prokovu ze středu plošky	35	6.7 Schéma modelu vedení beatty1 na mikropáskovém vedení	44

6.8 Porovnání simulace a měření beatty1 na MS s kalibrací UOSM	44	6.19 Porovnání simulace a měření filtru pásmová zádrž na 30 GHz na CPWG s kalibrací UOSM	50
6.9 Porovnání simulace a měření beatty2 na MS s kalibrací UOSM	45	6.20 Porovnání simulace a měření filtru pásmová zádrž na 50 GHz na CPWG s kalibrací UOSM	51
6.10 Porovnání simulace a měření beatty1 na MS s kalibrací TRL	45	6.21 Porovnání simulace a měření filtru pásmová zádrž na 10 GHz na CPWG s kalibrací TRL	51
6.11 Porovnání simulace a měření beatty2 na MS s kalibrací TRL	46	6.22 Porovnání simulace a měření filtru pásmová zádrž na 30 GHz na CPWG s kalibrací TRL	52
6.12 Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 10 GHz na CPWG s kalibrací UOSM	47	6.23 Porovnání simulace a měření filtru pásmová zádrž na 50 GHz na CPWG s kalibrací TRL	52
6.13 Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 30 GHz na CPWG s kalibrací UOSM	47	6.24 Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 10 GHz na MS s kalibrací UOSM	53
6.14 Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 50 GHz na CPWG s kalibrací UOSM	48	6.25 Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 30 GHz na MS s kalibrací UOSM	53
6.15 Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 10 GHz na CPWG s kalibrací TRL	48	6.26 Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 50 GHz na MS s kalibrací UOSM	54
6.16 Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 30 GHz na CPWG s kalibrací TRL	49	6.27 Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 10 GHz na MS s kalibrací TRL	54
6.17 Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 50 GHz na CPWG s kalibrací TRL	49	6.28 Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 30 GHz na MS s kalibrací TRL	55
6.18 Porovnání simulace a měření filtru pásmová zádrž na 10 GHz na CPWG s kalibrací UOSM	50		

6.29 Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 50 GHz na MS s kalibrací TRL.....	55	6.39 Vyrobené filtry typu pásmová propust na mikropáskovém vedení	60
6.30 Porovnání simulace a měření filtru pásmová zádrž na 10 GHz na MS s kalibrací UOSM.....	56		
6.31 Porovnání simulace a měření filtru pásmová zádrž na 30 GHz na MS s kalibrací UOSM.....	56		
6.32 Porovnání simulace a měření filtru pásmová zádrž na 50 GHz na MS s kalibrací UOSM.....	57		
6.33 Porovnání simulace a měření filtru pásmová zádrž na 10 GHz na MS s kalibrací TRL.....	57		
6.34 Porovnání simulace a měření filtru pásmová zádrž na 30 GHz na MS s kalibrací TRL.....	58		
6.35 Porovnání simulace a měření filtru pásmová zádrž na 50 GHz na MS s kalibrací TRL.....	58		
6.36 Vyrobené filtry typu pásmová zádrž na zemněném koplanárním vedení.....	59		
6.37 Vyrobené filtry typu pásmová propust na zemněném koplanárním vedení.....	59		
6.38 Vyrobené filtry typu pásmová zádrž na mikropáskovém vedení ..	60		



Kapitola 1

Úvod

S rozvojem vysokofrekvenční techniky je stále více potřeba provádět přesná měření jednotlivých komponent a funkčních celků. Problematika mikrovlnných měření je rozebrána již v mnoha publikacích, například [1] a [2], mnohá nová řešení se ovšem stále vyvíjejí. Měření planárních struktur na vysokých frekvencích představuje vzhledem k požadavkům na miniaturizaci všech zařízení stále aktuálnější problém. Takové měření musí splňovat požadavky především na rychlost, přesnost a opakovatelnost. Řešení představuje měřicí stanice, takzvaná probe station. Ta umožňuje ověřovat parametry mikrovlnných planárních obvodů a pomáhá tak urychlovat jejich výrobu a ověřovat jejich kvalitu. V neposlední řadě lze pomocí probe station zdokonalovat systémy v mnoha odvětvích [3].

Cílem této práce je otestování limitů návrhu obvodů vyrobených pomocí běžné techniky výroby plošných spojů připojitelných na sondy probe station. Hlavní zaměření přitom bude na sledování frekvenčního pásma až do frekvence 67 GHz a zhodnocení efektů na jeho různé části.

V práci je nejprve proveden návrh kalibrační sady i měřených obvodů. Vyrobené obvody jsou následně změřeny a jejich charakteristiky jsou porovnány se simulacemi.

Kapitola 2

Probe station

2.1 Aspekty měření

Pojem probe station označuje zařízení určené k testování polovodičových obvodů. Hlavní částí je sonda umožňující spojení měřicího zařízení s testovaným obvodem. Jak uvádí [4], existují požadavky pro dosažení ideální přesnosti a opakovatelnosti měření. Přenosové vedení sondy musí být spojeno s testovaným zařízením přímo a musí tak dojít k dolehnutí hrotu sondy na plošku zařízení. Zároveň je nutné dosáhnout dosednutí kontaktu signálového vedení a zemnicího vedení najednou. Aby k tomu došlo, provádí se takzvaná planarizace sondy, kdy dochází k jejímu srovnání. Přesnost měření zaručuje možnost kalibrace sondy. Pomocí umístění referenční roviny na hroty sond lze chyby vzniklé na samotných sondách odstranit z měření.

2.2 Základní aspekty kalibrace

2.2.1 Chybový model

Pro dosažení věrohodného měření pomocí systémů využívajících vektorový analyzátor je nezbytné potlačení systematických chyb měření. Podstatu kalibrace tvoří vnímání reálného analyzátoru jako kaskády jeho ideální varianty a chybového dvoubranu pro každý port. Jak popisuje [2], chybový dvoubran následně popisuje systematické chyby analyzátoru pomocí chybových koeficientů.

■ 2.2.2 Jednoportová kalibrace

Základní případ kalibrace vektorového analyzátoru představuje jednoportová kalibrace. Cílem měření je v tomto případě zjištění koeficientu odrazu měřené vzorku. Model tudíž obsahuje pouze jeden měřený parametr a celkem 3 neznámé chybové koeficienty, jak ukazuje [1]. Pro jejich určení je potřebné provést měření se třemi plně známými kalibry. Běžně se využívá kalibrů open, short a match tvořících kalibrační metodu OSM. Protože vytvoření přesných standardů představuje problém, a to především na širokém měřeném frekvenčním pásmu, byly zavedeny jejich náhradní modely, jak píše [2]. Ty popisují frekvenční závislost fyzických kalibrů, a při zadání parametrů modelů do vektorového analyzátoru, je možné tuto závislost kompenzovat.

■ 2.2.3 Dvouportová kalibrace - osmiprvkový chybový model

Pro dvouportové kalibrace je nezbytné pro popis osmiprvkového chybového modelu použít dvou chybových dvoubbranů, jak uvádí [2]. V tomto případě je nutné určit celkem sedm chybových koeficientů pro vytvoření chybového modelu. To umožňuje použití alespoň tří kalibrů. V základní verzi je u jednoho proto nutné znát všechny charakteristiky přenosů a odrazů, u druhého je nutné znát alespoň dvě takové charakteristiky a u třetího kalibru alespoň jednu charakteristiku. Mezi metody kalibrací využívající osmiprvkového chybového modelu jsou například metody TRL (thru, reflect, line), TRM (thru, reflect, match) nebo UOSM (unknown thru, open, short, match). Osmiprvkový chybový model nepopisuje efekt přeslechů a ty by tak měly být při použití modelu zanedbatelné.

■ 2.3 Metody kalibrace sond

■ 2.3.1 Metoda TRL

Kalibrace metodou TRL je založena na standardech thru, reflect a line, které také tvoří její název. Jak vysvětluje [1], kalibrace TRL se často považuje za nejpřesnější formu kalibrace, a to především z toho důvodu, že kvalita kalibrace závisí většinou na určení přesné impedance kalibru line. Není tak závislá na prvku se soustřednými parametry jako k tomu dochází u jiných metod kalibrací.

Thru standard se definuje tak, že jeho odraz je nulový a jeho přenos jednotkový. U koaxiálních a vlnovodných vedení se tento standard realizuje

spojením obou konektorů. Přímé spojení sond ovšem není možné realizovat, a proto musí být součástí standardu thru také úsek planárního vedení, jak uvádí [1]. Referenční rovina je často dána středem standardu.

Dalším standardem je reflect. Podstatu tohoto standardu tvoří jakýkoli nenulový odraz, který ovšem musí být stejný pro oba porty. Jak popisuje [1], pro sondy se běžně používá zvednutí testovacích sond, které poskytuje odraz od otevřeného konce. Ten se předpokládá stejný pro oba porty. Výhodou použití odrazu od otevřeného konce sond je potom vyhnutí se chybám opakovatelnosti montáže. Běžně se ovšem používá také zkrat jakožto standard reflect, a to především v případech, kdy hrozí anténové chování měřicích konektorů. Pro testovací sondy může být také výhodné využít zkrat, a to především v případech, kdy chceme do chybového modelu zahrnout také napojení sondy na dosedací plošku.

Poslední potřebný kalibr představuje kalibr line. Jak uvádí [2], charakteristická impedance standardu line se bere za referenční impedanci měření. To je důvodem, proč kvalita kalibrace klíčově závisí na kvalitě určení impedance tohoto standardu. Navíc délka kalibru musí být odlišná od délky kalibru thru, a to tak, aby fázový posun přenosů těchto dvou kalibrů se lišil minimálně o 20° a maximálně o 160° , jak upozorňuje [1]. V základní verzi kalibrace metodou TRL se využívá jednoho vedení line s délkou $\lambda/4$, což zmiňuje [5]. Toto vedení má totiž oproti kalibru thru fázový posun přenosu 90° a nabízí tak zpřesnění přímo ve středu frekvenčního pásma, kde má thru nejnižší přesnost.

V [2] se uvádí, že největší nevýhodu metody představuje její relativně úzké frekvenční pásmo způsobené nedostatečným rozdílem fází přenosu kalibrů thru a line. V měřených datech se poté mohou objevovat poruchy ve formě skoků. Z toho důvodu se často provádí kalibrace s více kalibry line s takovými délkami, aby co nejrovnoměrněji pokrývaly celé frekvenční pásmo, jak uvádí [6]. Navíc můžeme zároveň dosáhnout vylepšení přesnosti měření. Tato metoda se nazývá pojmem multi-line TRL. Podstata metody spočívá v použití nejen délky pásku line vůči délce thru, ale zároveň i vůči délce ostatních kalibrů line. Při sledování hodnot elektrické délky jednotlivých kombinací můžeme vyhodnocovat, která je pro danou frekvenci nejbližší elektrické délce 90° a poskytuje tak nejpřesnější výsledky. Podle [6] je možností také použití statistických metod s vhodně naváhanými jednotlivými délkami. V takovém případě můžeme díky statistickému vylepšení dostat lepší výsledky, než jakých dosahovala kterákoli z kombinací délek rozdílů standardů.

Existuje také upravená varianta metody TRL, kde se pro určení referenční impedance měření nahrazuje kalibr line za kalibr match. Tato metoda se nazývá TRM. Jak uvádí [1], metoda TRM je běžně používaná jako součást TRL kalibrace, a to pro frekvence nižší než 2 až 3 GHz. Na těchto frekvencích

Kapitola 3

Návrh vysokofrekvenčního vedení

3.1 Základní rozměry

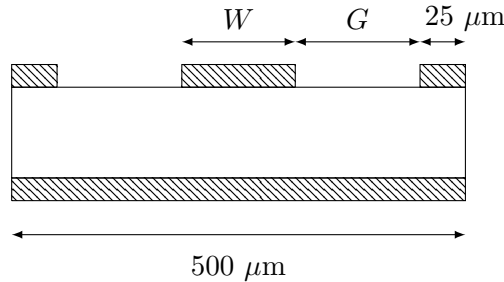
Pro měření na probe station je nutné rozměry navrhovaného vedení zvolit tak, aby použitá měřicí sonda byla v kontaktu s ploškami vedení. Protože měření bude provedeno se sondou ACP65-AW-GSG-250 od výrobce Form Factor, počítáme při návrhu s roztečí hrotů $250 \mu\text{m}$. Z názvu sondy dále vyplývá, že se jedná o sondu s uspořádáním hrotů GSG. To označuje, že dva krajní hroty rozvádí zem, zatímco prostřední hrot je signálový. Napojení sondy na koplanární vedení tak představuje přirozenou volbu. Jak uvádí katalog sond [7], výrobce garantuje měření se sondou do 65 GHz, ovšem ostatní použité komponenty použité pro měření mají frekvenční limit 67 GHz, a proto je vhodné otestovat možnosti měření až k této hranici. V katalogu dále uvádí, že tento typ sondy, tedy vzduchová koplanární sonda, se vyznačuje svou odolností a dobrou viditelností při nastavení pozice sondy.

3.2 Návrh zemněného koplanárního vedení

Pro navržení zemněného koplanárního přenosového vedení (CPWG) musí být dodrženo několik předpokladů. První předpoklad vytváří nutnost připojení navrhovaného vedení na měřicí sondu s roztečí hrotů $250 \mu\text{m}$. Součet vzdálenosti dvou mezer a šířky pásku tak nesmí přesáhnout právě vzdálenost šířky hrotu sondy. Mezní vztah lze také zapsat rovnicí

$$2G + W = 500 \mu\text{m}, \quad (3.1)$$

kde G označuje velikost mezery (gap) a W představuje šířku pásku. Vzdálenost $500 \mu\text{m}$ představuje celou šířku hrotu sondy typu GSG (ground-signal-ground). Dále je nutné uvážit nutnou velikost plošky pro zemnicí hroty sondy. Jak uvádí [7], velikost standardního hrotu je $50 \mu\text{m}$, je proto nezbytné ještě $25 \mu\text{m}$ z každé strany vyhradit právě pro plošky, na které hroty při měření dolehnou. Náčrt uspořádání zemněného koplanárního vedení lze vidět na obrázku 3.1.



Obrázek 3.1: Schéma s rozměry navrhovaného zemněného koplanárního vedení

Protože je celá struktura symetrická, můžeme další předpoklady uvažovat pouze na polovině. Po úpravě tedy dostáváme rovnici

$$G + \frac{W}{2} + 25 \mu\text{m} = 250 \mu\text{m}. \quad (3.2)$$

Tím, že rovnice představuje vztah mezi šířkou pásku a mezerou, lze při dalším návrhu uvažovat jen jednu z těchto proměnných.

Při návrhu musíme uvážit ještě druhý předpoklad a to, že vedení musí být navrženo na impedanci 50Ω . Pro impedanci zemněného koplanárního vedení existují čtyři nezávislé proměnné, které mají nezanedbatelný vliv. Jsou jimi výška substrátu, permitivita substrátu, šířka pásku vedení a tloušťka pokovení. Výběr různých kombinací parametrů tak, aby splnili požadovanou impedanci představuje komplexní úkol, který je výhodné řešit pomocí modelů vedení implementovaných v různých softwarech zaměřených na vysokofrekvenční techniku. Pro prozkoumání širokého pole různých kombinací parametrů vychází nejvhodnější použití modelu vytvořeného v Matlabu. Funkce pro vytvoření modelu se nazývá *txlineRF*. Model má ovšem mnoho omezení hodnot jednotlivých parametrů, a tak slouží především pro hrubý návrh. Nejzásadnější omezení, které nejvíce limituje návrh vedení pro použitý typ sondy, představují podmínky

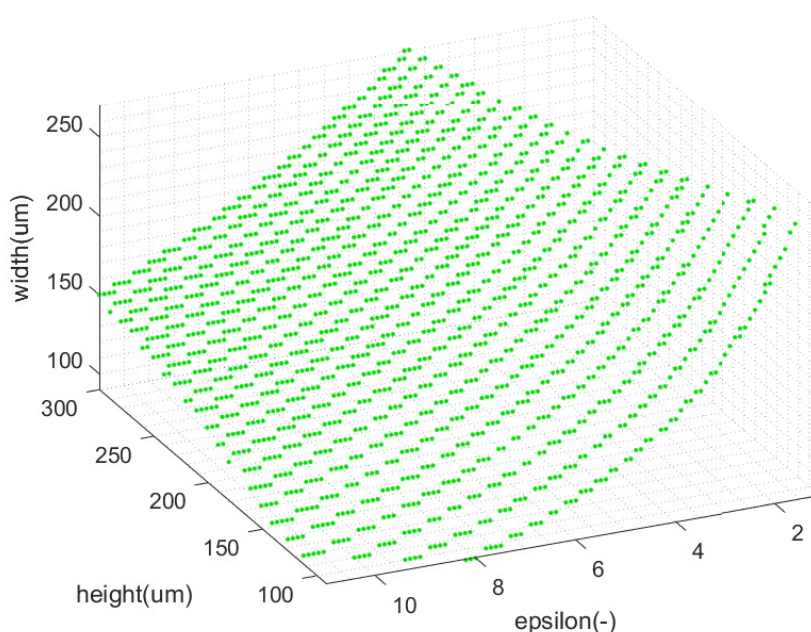
$$\frac{t}{W} > 0,1 \quad (3.3)$$

$$\frac{t}{G} > 0,1, \quad (3.4)$$

kde t značí tloušťku pokovení, W představuje šířku pásku vedení a G znázorňuje velikost mezery. Tato podmínka značně omezuje možnost určení

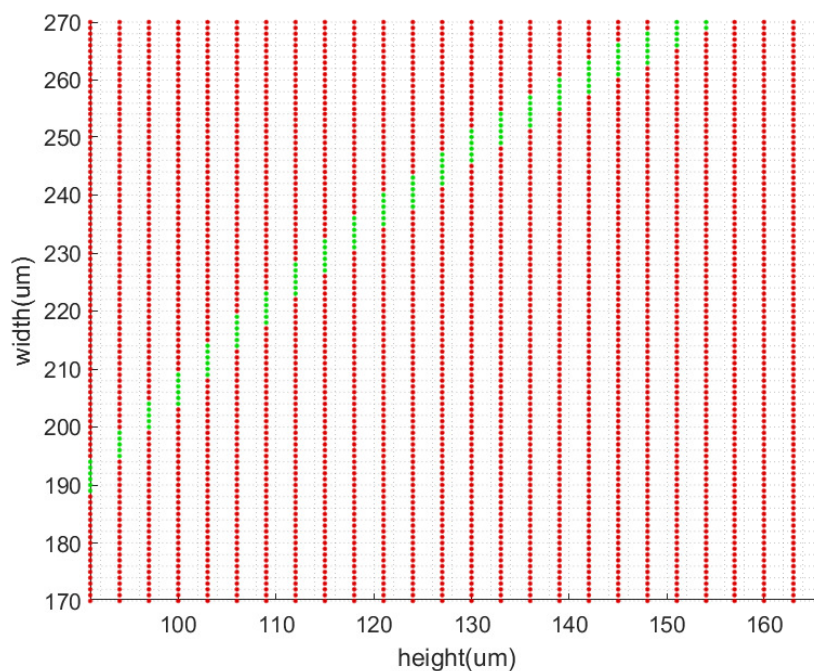
parametru W , protože je omezen jak spodní hranicí danou vztahem 3.3, tak i horní hranicí prostřednictvím vztahu s G uvedeném v rovnici 3.2. Aby tato podmínka výrazně nezužovala množství možných řešení, bylo počítáno s tloušťkou pokovení $9 \mu\text{m}$. Jak uvádí katalogový list [8], jedná se o nejmenší poskytovanou tloušťku pokovení u substrátů od firmy Rogers a pravděpodobně nejmenší tloušťku pokovení na trhu. Navíc se tloušťka pokovení podle katalogových listů běžně provádí v poměrně malém rozsahu přibližně od právě $9 \mu\text{m}$ do maximálně $70 \mu\text{m}$, a tak její změna neovlivňuje příliš zásadně výslednou impedanci.

Pro řešení je tak nutné vyhodnotit kombinace zbylých tří parametrů, a to v takových rozsazích, aby se dosáhlo všech relevantních řešení. Pro začátek byly hodnoty parametrů voleny v co nejširších rozsazích a následně se rozsah zmenšil tak, aby se zobrazovala jen část s řešením. Obrázek 3.2 zobrazuje kombinace parametrů, ve kterých dosahuje impedance 50Ω s tolerancí $\pm 0.5 \Omega$ a které zároveň splňují podmínku 3.2.



Obrázek 3.2: Kombinace parametrů s požadovanou impedancí pro CPWG

Preferovanou možností se stal výběr substrátu s permitivitou 3, protože jsou běžně používané a zároveň byly tyto substráty dostupné na katedře. Z obrázku 3.2 lze vypožorovat, že kombinace parametrů s permitivitou 3 také tvoří část řešení, a proto byl v dalším kroku zúžen výběr právě jen na tyto kombinace. To ukazuje obrázek 3.3.

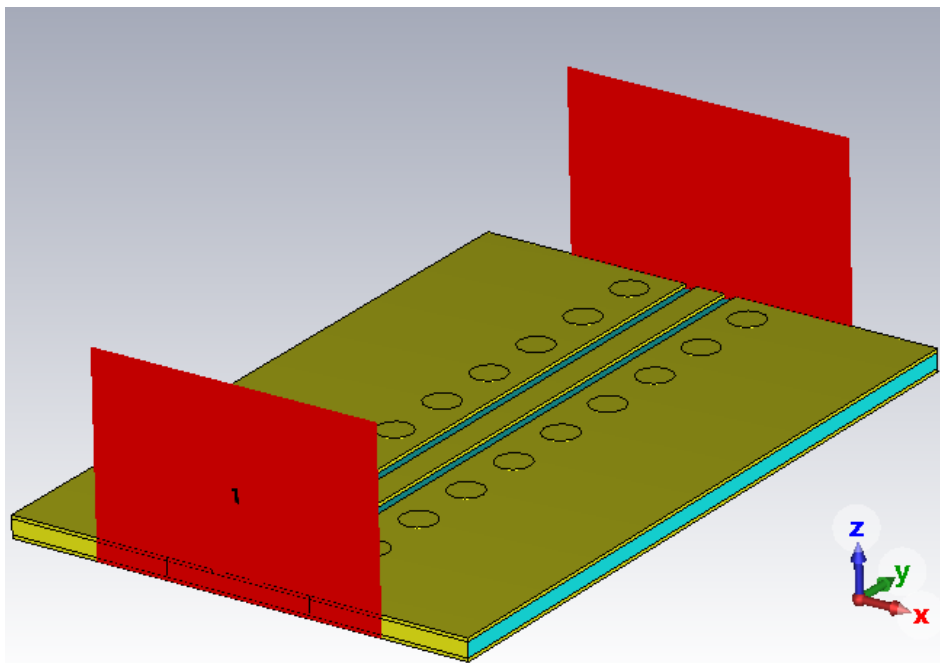


Obrázek 3.3: Impedance při permitivitě 3 (zelené tečky značí impedanci u 50Ω)

Zelené tečky představují kombinace parametrů odpovídající impedanci blízké 50Ω , zatímco červené tečky reprezentují odlišné impedance vedení. V daném rozsahu nám tak vychází dvě možnosti parametrů pro dva substráty. První možností je substrát RO3003 od společnosti Rogers, který je dostupný s výškou substrátu $0,13 \text{ mm}$, jak uvádí [8]. Pro tuto variantu dostáváme 50Ω impedanci u šířek pásku mezi $246 \mu\text{m}$ a $251 \mu\text{m}$. Druhou možnost tvoří substrát Astra MT77 od firmy Isola. U tohoto substrátu vychází opět jedna vyráběná výška substrátu, která se zároveň nachází v odsimulovaných kombinacích, a tou je výška $0,127 \text{ mm}$ nabízená v [9]. Impedanci blízkou 50Ω tvoří v kombinaci s šířkou pásku od $242 \mu\text{m}$ do $247 \mu\text{m}$.

Dalším krokem je ověření dosažených parametrů v programu TXLine poskytovaného společností Cadance. V tomto nástroji lze navíc již nastavit i přesná tloušťka pokovení. Volba tloušťky pokovení je většinou ovlivněna možnostmi výrobce a také konstrukčními vlastnostmi obvodu. Po konzultaci se zástupcem firmy PragoBoard, která má uvažované materiály běžně skladem, byla nakonec zvolena tloušťka $30 \mu\text{m}$. Ta představuje nejmenší tloušťkou pokovení umožňující výrobu vedení se spolehlivými prokoveními a zároveň s povrchovou úpravou ENIG. Program TXLine pro nastavení parametrů substrátů s pokovením $30 \mu\text{m}$ došel k obdobným výsledkům. V rozmezí $49,5 \Omega$ až $50,5 \Omega$ se šířky pásku u substrátu RO3003 pohybovaly mezi hodnotami $246 \mu\text{m}$ a $252 \mu\text{m}$ a u substrátu Astra MT77 rozsah splňovaly šířky od $242 \mu\text{m}$ do $248 \mu\text{m}$.

Poslední krok spočívá ve výběru konkrétní kombinace parametrů, která dosahuje nejbližší hodnoty impedance k samotným 50Ω . K tomuto účelu je vhodné použití simulátoru CST Studio. V něm byl vytvořen model koplanárního zemněného kalibru thru zobrazeného na obrázku 3.4.



Obrázek 3.4: Model zemněného koplanárního thru v CST

Základní rozměry modelu vychází z úvah učiněných v rámci simulací provedených v programu Matlab. Model byl proto vytvořen pro substrát s permitivitou 3 a s výškou $127 \mu\text{m}$. Tloušťka pokovení byla stejně jako u výpočtu s nástrojem TXLine brána ta nejmenší vyrobitebná, tedy $30 \mu\text{m}$. Šířky vedení jsou testovány v rozmezí šířek získaných z předešlých kroků návrhu. Jsou testovány pouze sudé hodnoty šířek vedení především proto, aby z rovnice 3.3 vycházely velikosti mezery v celých mikrometrech.

Kromě základních parametrů používaných již v předchozích částech návrhu musíme pro dosažení co největší přesnosti definovat také parametry prokovů a stínítka. Průměr prokovů je určen tak, aby splnil empirickou podmínku získanou ze simulátoru elektromagnetického pole

$$d \leq \frac{\lambda}{5} \quad (3.5)$$

uvedenou v [10], kde d představuje průměr prokovu a λ je vlnová délka vedené vlny. V případě navrženého koplanárního vedení vychází $\frac{\lambda}{5}$ na velikost $309 \mu\text{m}$. Průměr prokovů kolem vedení byl proto navržen na $300 \mu\text{m}$. Empirický vztah

pro vzdálenost prokůvů mezi sebou popisuje také [10] jako

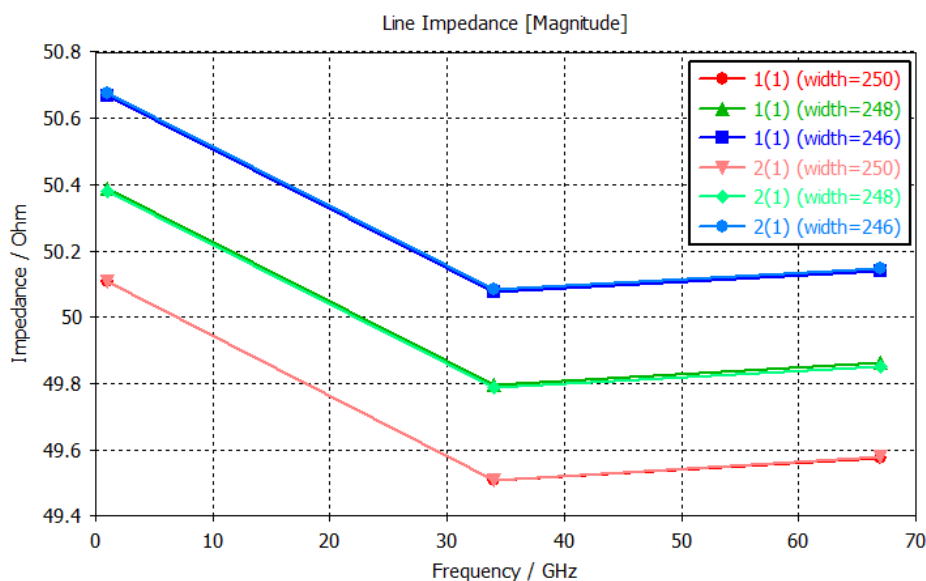
$$p \leq 2d. \quad (3.6)$$

Proměnná p představuje vzdálenost od středu prokůvů do středu dalšího prokůvů. Navržena byla vzdálenost prokůvů rovna $2d$ tedy 600 μm . Vzdálenost prokůvů byla následně ověřena v závislosti na vlnové délce podle [11]. V navrženém vedení jsou ztráty vyzařováním zanedbatelné tudíž lze tuto vzdálenost použít v důsledku splnění všech kritérií.

V modelu bylo nutné navíc přidat na hrany s porty kovová stínítka. Ta zaručují, že rozložení elektromagnetického pole v portech bude odpovídat standardnímu zemněnému koplanárnímu kvazi-TEM vidu. Hranice stínítka byla umístěna přibližně 1/3 od vnitřní strany prokůvů. Umístění odpovídá hranici vedené vlny v koplanárním vlnovodném vedení, jak uvádí [12].

Vytvořený kalibr thru má referenční rovinu umístěnou uprostřed vedení, tak aby mohl být proveden test přenosu a odrazu podle části 2.3.1. U modelu se přenosové S parametry pohybují v minimu kolem hodnoty -0,16 dB a S parametry odrazu dosahují maximální hodnoty -45 dB. To odpovídá předpokladům a můžeme tak model použít k přesnému určení impedance.

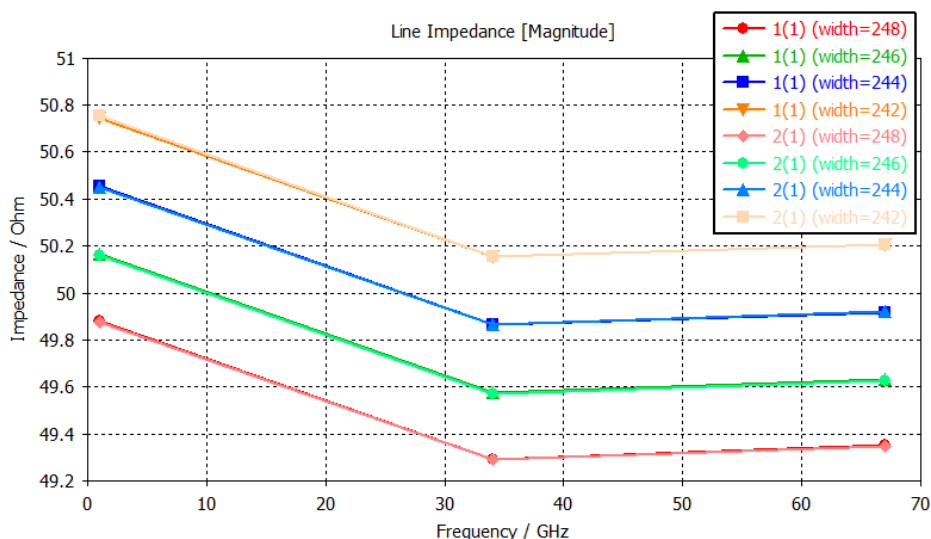
Obrázek 3.5 ukazuje impedance vedení v návrhovém frekvenčním pásmu pro tři různé šířky pásku na substrátu RO3003.



Obrázek 3.5: Impedance vedení pro substrát RO3003

Impedance je vyhodnocena ve třech frekvenčních bodech na začátku, na konci a uprostřed testovaného frekvenčního pásma. Obrázek zobrazuje hodnoty impedancí vypočítané z pozice portu 1 a také hodnoty vypočítané od portu 2. Hodnoty vypočtené z jednotlivých stran se téměř shodují a tím se také potvrzuje, že referenční rovina je navržena uprostřed vedení. Z obrázku můžeme určit, že šířka pásku $248 \mu\text{m}$ má hodnoty impedancí rozloženy nejbliž k impedanci 50Ω a pro návrh vedení na substrátu RO3003 s výškou substrátu je tak nejvhodnější.

Při návrhu šířky substrátu Astra MT77 se postupovalo obdobně. Pro výpočet se využívá stejného modelu zemněného koplanárního vedení jako v předchozím případě. Podle specifikací substrátu došlo k úpravě výšky substrátu na $0,127 \mu\text{m}$. Opět simulace proběhla na třech frekvenčních bodech rozložených ve zkoumaném frekvenčním pásmu. Vypočtené impedance opět pro oba porty jsou zaznamenány na obrázku 3.6 a to pro čtyři šířky pásku.



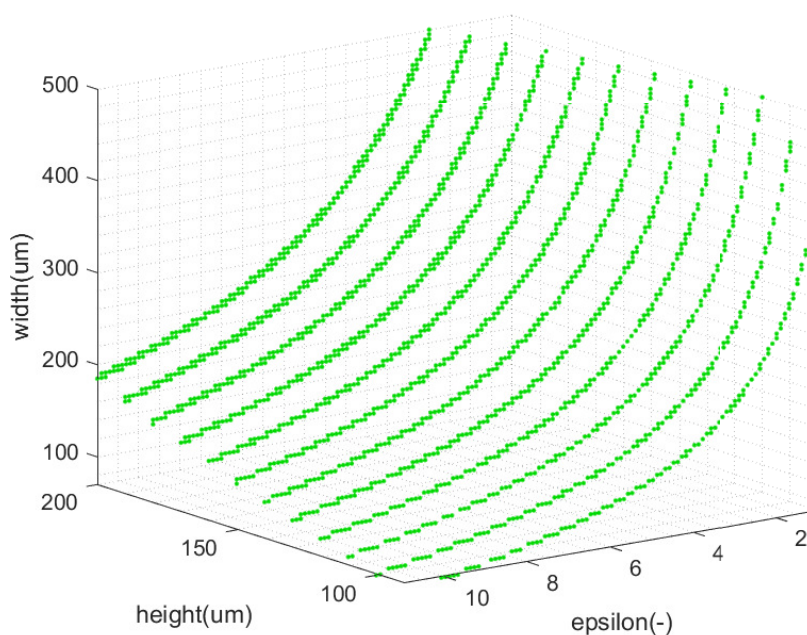
Obrázek 3.6: Impedance vedení pro substrát Astra MT77

V případě tohoto substrátu vychází nejvýhodněji kombinace s šířkou pásku $244 \mu\text{m}$, u které se impedance na všech frekvencích pohybují v rozsahu $0,5 \Omega$ od 50Ω impedance. Navíc se body ve středu a na konci frekvenčního pásma nachází nejbliž požadované impedance ze všech simulovaných šířek.

3.3 Návrh mikropáskového vedení

Při návrhu mikropáskového vedení neexistuje žádná striktní omezující podmínka, která by některá řešení vyřazovala nebo která by omezovala možnosti výpočtu, tak jako u zemněného koplanárního vedení v části 3.2. Řešení v blíz-

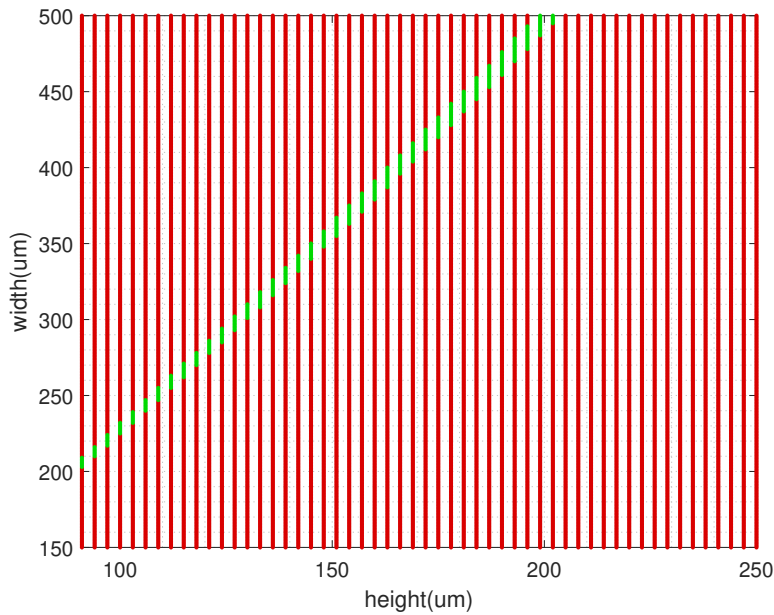
kosti impedance 50Ω hledáme opět v rozmezí permitivit běžně používaných substrátů od 1 do 11, minimální výšku substrátu znovu uvažujeme $90 \mu\text{m}$ a maximální šířku pásku uvažujeme $500 \mu\text{m}$, což je na hranici kompatibilitosti s použitými sondami. Na obrázku 3.7 je vidět množina všech kombinací parametrů splňující podmínku impedance 50Ω s tolerancí $0,5 \Omega$. Znovu počítáme s minimální možnou tloušťkou pokovení $30 \mu\text{m}$, která zaručuje spolehlivost vyráběných vedení.



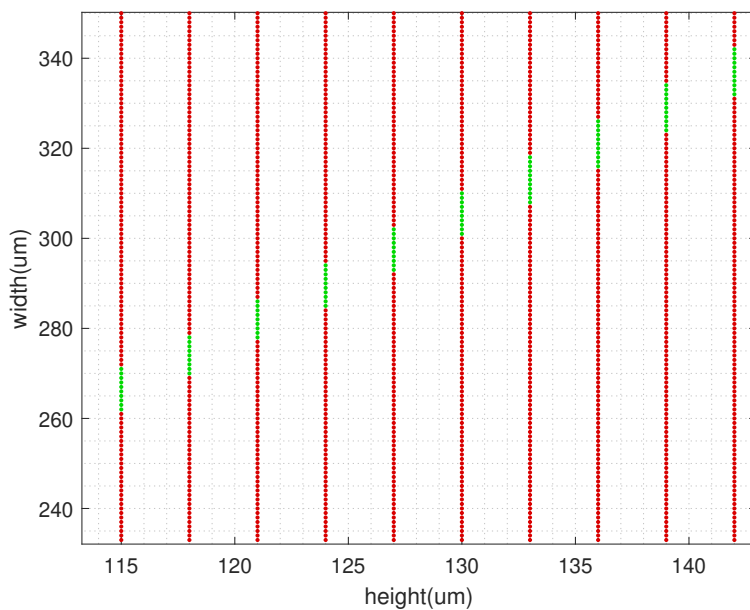
Obrázek 3.7: Kombinace parametrů s požadovanou impedancí pro mikropásek

Pro zúžení výběru vycházíme ze stejných předpokladů jako u návrhu koplanárního vedení a kombinaci parametrů se primárně snažíme najít pro substráty s permitivitou 3, kterými jsou RO3003 od společnosti Rogers a substrát Astra MT77 vyráběný firmou Isola. Rozložení impedance při permitivitě substrátu 3 ukazuje obrázek 3.8.

Zelené tečky představují impedance od $49,5 \Omega$ do $50,5 \Omega$, zatímco červené tečky reprezentují všechny ostatní impedance vedení. Zobrazené řešení obsahuje velké množství kombinací a je žádoucí ho omezit. Pro substrát RO3003 vychází jen jedna možnost volby výšky substrátu v zobrazeném intervalu, a to $0,13 \text{ mm}$. Pro substrát Astra MT77 dostáváme, kromě výšky stejné jako u koplanárního vedení, v intervalu alternativní řešení při výšce substrátu $0,1905 \text{ mm}$. Návrh obou typů vedení na stejně vysokém substrátu představuje ekonomickou výhodu, a proto volíme výšku substrátu $0,127 \text{ mm}$. Obrázek 3.9 zobrazuje přibližné řešení v okolí zvolených výšek substrátů.



Obrázek 3.8: Impedance při permitivitě 3 s velkým rozsahem parametrů (zelené tečky značí impedanci u 50Ω)

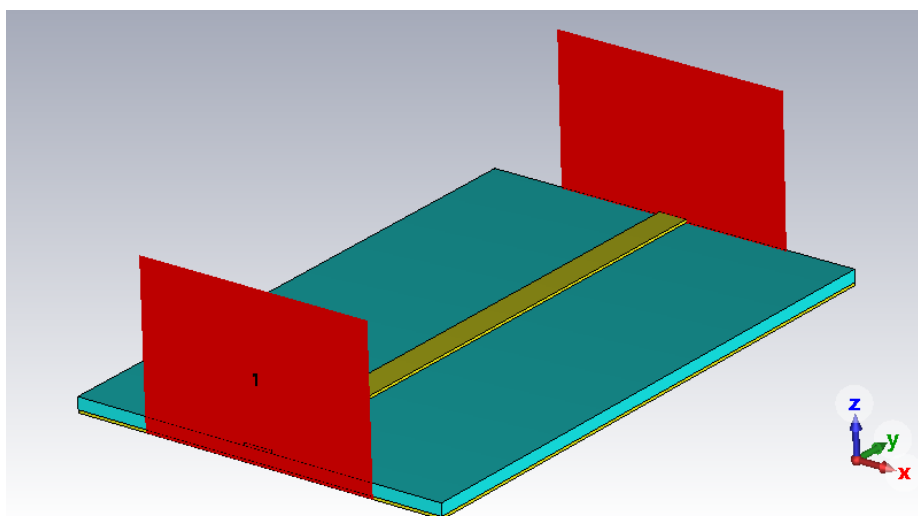


Obrázek 3.9: Impedance při permitivitě 3 přiblížená (zelené tečky značí impedanci u 50Ω)

Z obrázku lze určit rozsah velikostí šířek pásků pro oba substráty. Pro substrát RO3003 se jedná o šířky od $301 \mu\text{m}$ do $310 \mu\text{m}$ a pro substrát Astra MT77 vychází impedance kolem 50Ω u šířek v rozsahu $293 \mu\text{m}$ až $302 \mu\text{m}$.

Pomocí nástroje TXline můžeme ověřit rozmezí šířek tak, aby impedance vycházela v rozmezí $\pm 0,5 \Omega$ od 50Ω . Pro mikropáskové vedení na substrátu RO3003 vychází rozmezí šířek pásku splňující uvedené rozmezí impedancí od $301 \mu\text{m}$ do $311 \mu\text{m}$. Pro substrát Astra MT77 se potom rozmezí šířek pásku pohybuje mezi $293 \mu\text{m}$ a $303 \mu\text{m}$.

Určení přesné šířky mikropáskového vedení je vhodné provést na modelu vytvořeném v simulátoru CST Studio. Pro tento účel byl na mikropáskovém vedení, stejně jako v předchozím případě, vytvořen model standardu thru zobrazeného na obrázku 3.10.

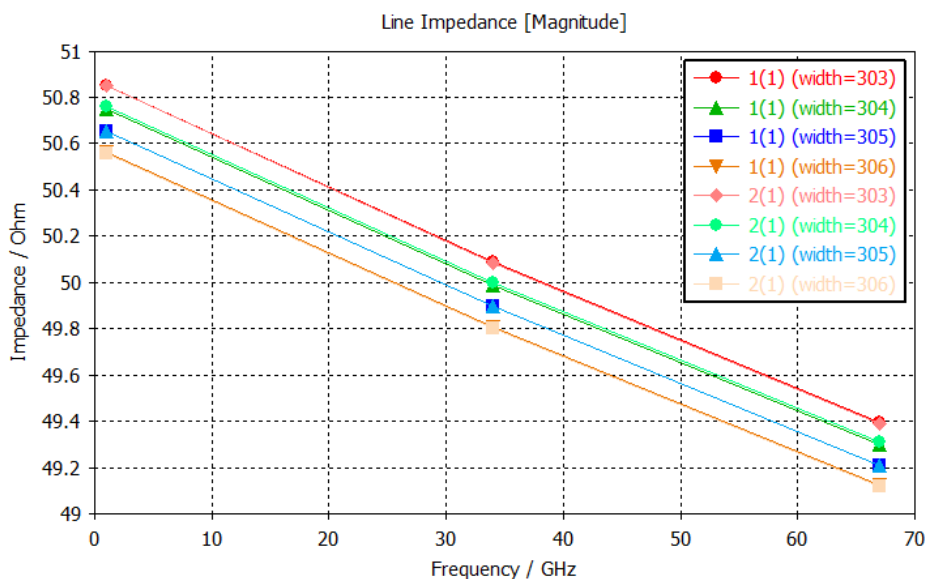


Obrázek 3.10: Model mikropáskového standardu thru v CST

U modelu kalibru thru s referenční rovinou uprostřed vedení byl otestován přenos a odraz pro ověření správnosti vytvořeného modelu. V modelu přenosové S parametry dosahují minimální hodnoty $-0,18 \text{ dB}$ a S parametry odrazu nepřekračují hodnotu -36 dB . To odpovídá parametrům kalibru thru a model je tak možné použít k určení přesné impedance.

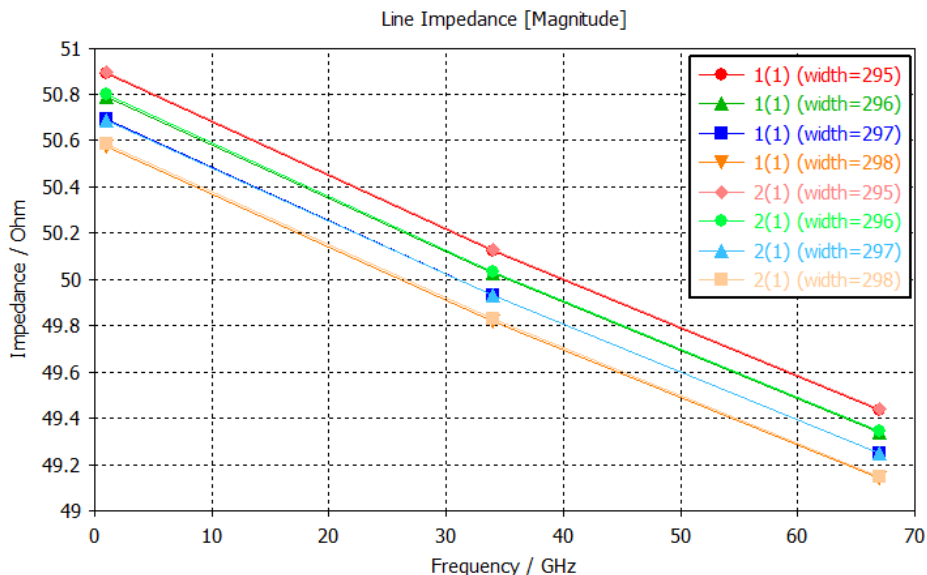
Vyhodnocení impedance probíhá pro jednodušší určení na třech frekvenčních bodech, konkrétně na 1 GHz , 34 GHz a 67 GHz . Obrázek 3.11 zobrazuje impedance vedení pro čtyři šířky mikropáskového vedení na substrátu RO3003. Zároveň je na obrázku vidět hodnoty impedancí vypočítané z obou portů. Jejich dobrá shoda ukazuje, že referenční rovina je správně umístěna ve středu vedení. Z obrázku 3.11 lze také určit, že nejrovnoměrnější rozložení impedance kolem 50Ω má vedení s šířkou $304 \mu\text{m}$ a představuje tak nejvhodnější variantu pro návrh mikropáskového vedení na substrátu RO3003.

Obdobně proběhlo vyhodnocení pro substrát Astra MT77. Upravený model mikropáskového vedení byl opět využit pro určení impedance na třech



Obrázek 3.11: Impedance pro různé šířky mikropáskového vedení na substrátu RO3003

frekvenčních bodech rozložených rovnoměrně ve vyhodnocovaném frekvenčním pásmu. Výpočet byl proveden pro čtyři šířky pásku, které se jeví nejblíže u 50Ω impedance a výsledky ukazuje obrázek 3.12. Z něho je pozorovatelné, že šířka $297\ \mu\text{m}$ je rozložená nejvíce rovnoměrně kolem impedance $50\ \Omega$ a je proto nejvhodnější pro návrh mikropáskového vedení na substrátu Astra MT77.



Obrázek 3.12: Impedance pro různé šířky mikropáskového vedení na substrátu Astra MT77

Kapitola 4

Návrh kalibrační sady a filtrů

4.1 Základní aspekty návrhu

Návrh kalibračních standardů proběhl pro dvě metody kalibrace, konkrétně metodu TRL a UOSM. Obecné informace o metodách a kalibračních standardech pro ně potřebných jsou uvedeny v části 2.3. V části o metodě TRL se uvádí, že kalibr thru určuje polohu referenční roviny měření a také to, že se běžně referenční rovina umísťuje do středu standardu. Polohou referenční roviny se totiž určuje část vedení zahrnutá do chybového modelu a umístěním do středu kalibru se docílí toho, aby vlastnosti přívodních kabelů, sond a přechodu na planární vedení neovlivňovaly výsledky samotného měření. V takovém případě musíme polohu referenční roviny dodržet také u ostatních kalibrů a u navrhovaných obvodů. Kontakt se sondou včetně poloviny vedení thru musí proto být pro všechna měření identický.

4.2 Standardy na zemněném koplanárním vedení

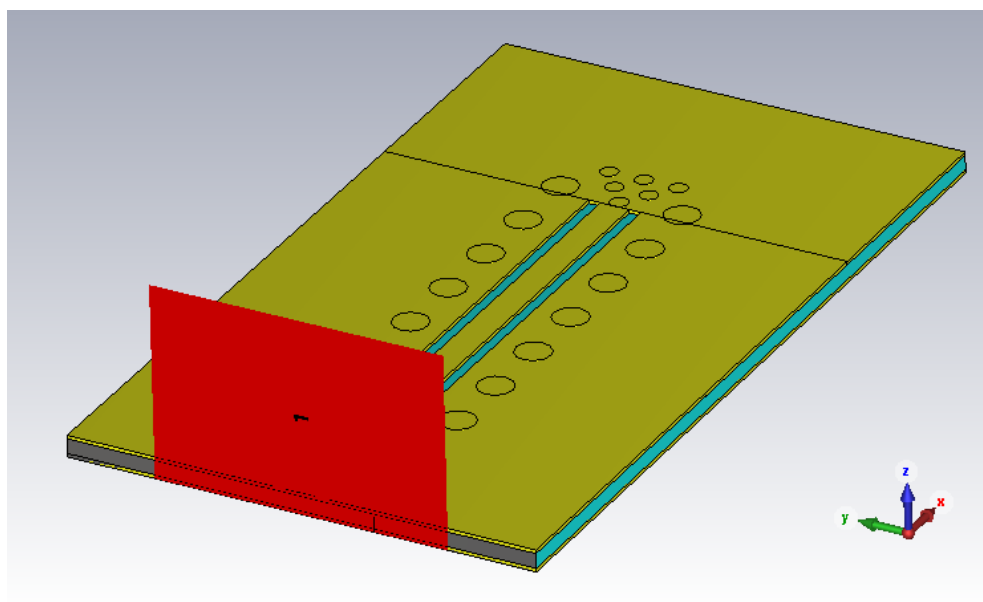
4.2.1 Standard Thru

Model kalibru thru byl vytvořen již pro určení ideálních rozměrů vedení s impedancí 50Ω v části 3.2. Samotný kalibr můžeme tedy vytvořit podle tohoto modelu.

Posledním nevyřešeným aspektem kalibru thru zůstává jeho délka. Podle [13] a [14] musí kalibr thru být dostatečně dlouhý, aby se na vedení v referenční rovině šířil pouze dominantní vid a fungoval tak spolehlivě. Při krátké vzdálenosti navíc hrozí nezanedbatelný efekt přezařování mezi měřicími sondami. V [14] je doporučena minimální délka kalibru thru o velikosti odpovídající alespoň dvěma vlnovým délkám. Pro měření do frekvence 67 GHz s navrženými parametry vedení by délka standardu musela být dlouhá přibližně 3 mm. Běžně se pro ušetření místa používají také kratší délky kalibru. Například v [15] se pro měření do 40 GHz využívá kalibr thru o délce 550 μm a pro měření do 110 GHz thru s délkou 150 μm . Jako kompromisní řešení proto byla zvolena délka kalibru thru 1 mm.

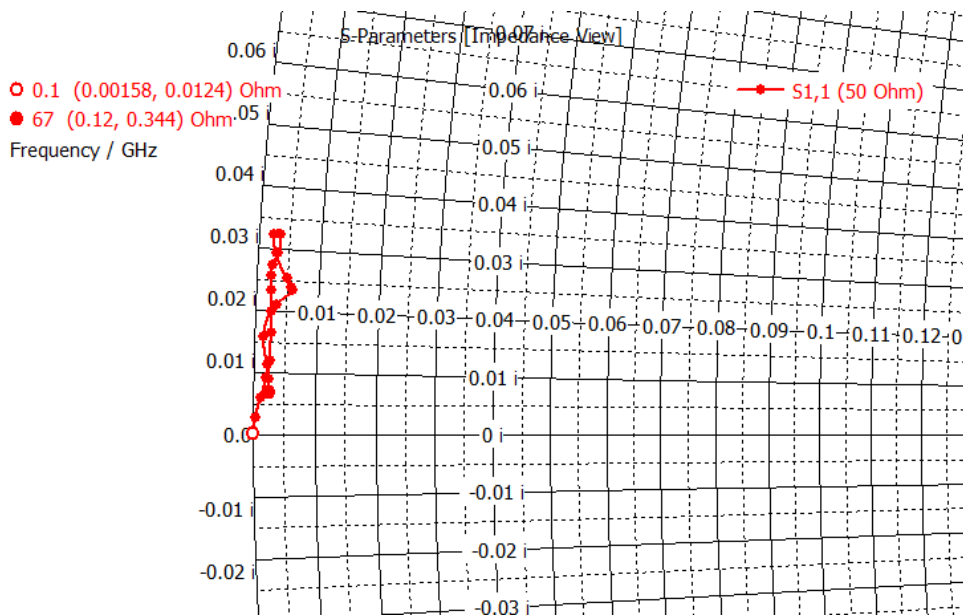
4.2.2 Standard Short

Pro standard short byla nejprve provedena simulace v programu CST Studio, aby bylo určeno, jak výrazně jeho odraz neodpovídá ideálnímu zkratu. Model standardu vytvořený pro simulaci ukazuje obrázek 4.1.



Obrázek 4.1: Model standardu CPWG short vytvořený v CST

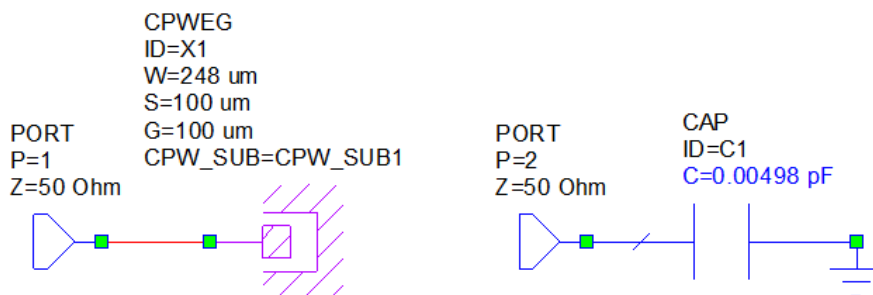
Z obrázku 4.2 je poté vidět, že charakteristika se neodlišuje výrazně od dokonalého kalibru short. Maximální chyba, které se při považování kalibru za ideálního dá dopustit, je 4° fáze. Pro měření bude tedy impedance standardu short uvažována za nulovou na celém frekvenčním pásmu.



Obrázek 4.2: Odraz od standardu CPWG short simulovaný v CST

4.2.3 Standard Open

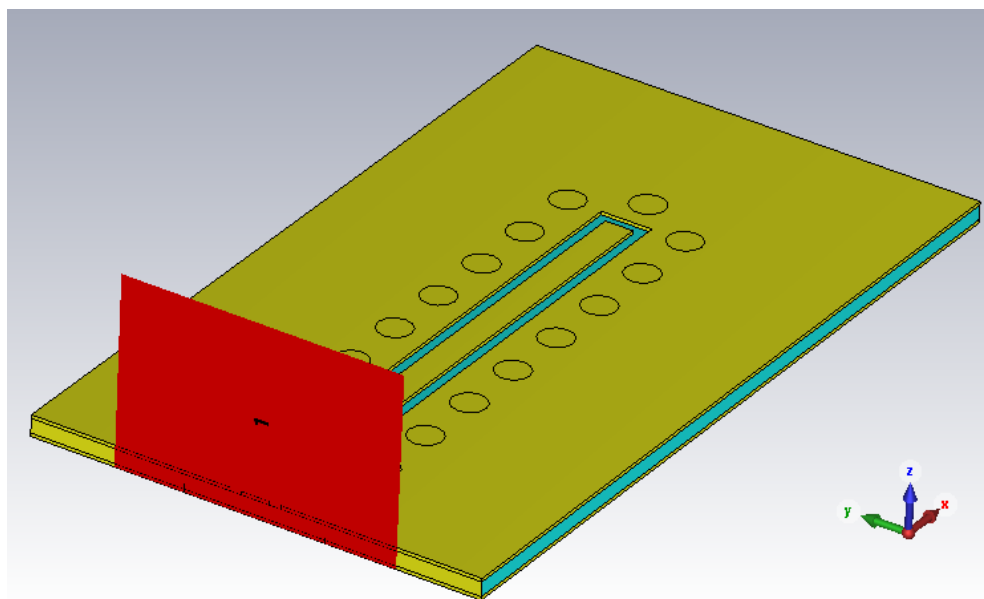
Kalibr open byl vytvořen otevřeným koncem vedení v referenční rovině s mezerou k zemi o velikosti $100 \mu\text{m}$. Protože realizace dokonalého standardu v planární struktuře není možná, běžně se vytváří náhradní model, který se následně implementuje do vektorového analyzátoru. Náhradní model byl vytvořen v simulátoru AWR. Cílem bylo zjistit velikost kapacity odpovídající otevřenému konci vedení s navrženými parametry. Na obrázku 4.3 je ukázán model s kapacitorem, který má nejlepší shodu odrazu s navrženým zemněným koplanárním vedením.



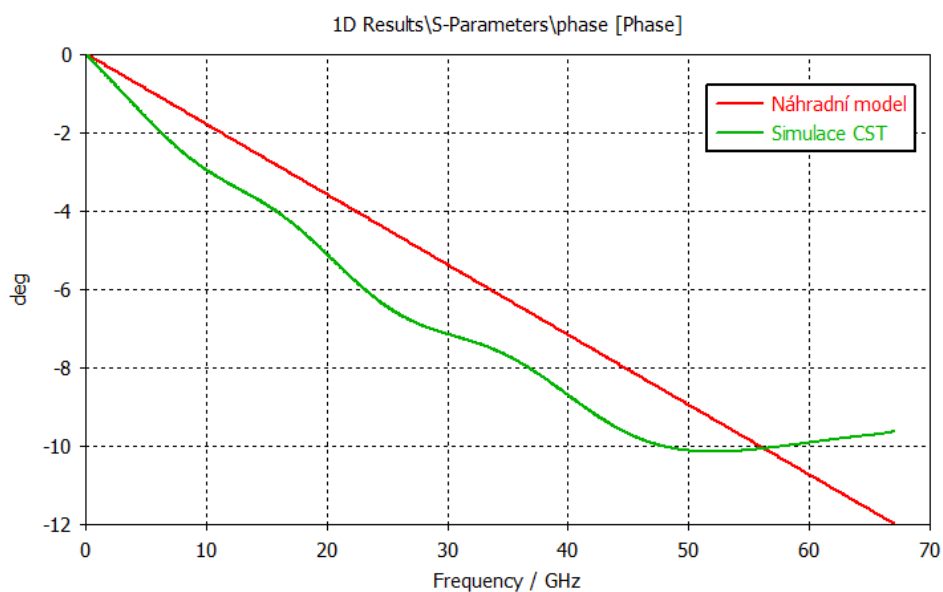
Obrázek 4.3: Standard CPWG open v AWR a jeho náhradní model

Následně byl vytvořen model kalibru v simulátoru CST, ukázaný na obrázku 4.4, pro ověření chování kalibru oproti náhradnímu modelu. Porovnání simulovaného průběhu fáze a průběhu fáze náhradního modelu ukazuje obrázek

4.5. Je zřejmé, že rozdíl mezi simulací a náhradním modelem není výrazný a náhradní model tedy můžeme považovat za validní pro měření.



Obrázek 4.4: Model standardu CPWG open vytvořený v CST



Obrázek 4.5: Porovnání fáze odrazu simulace a náhradního modelu open

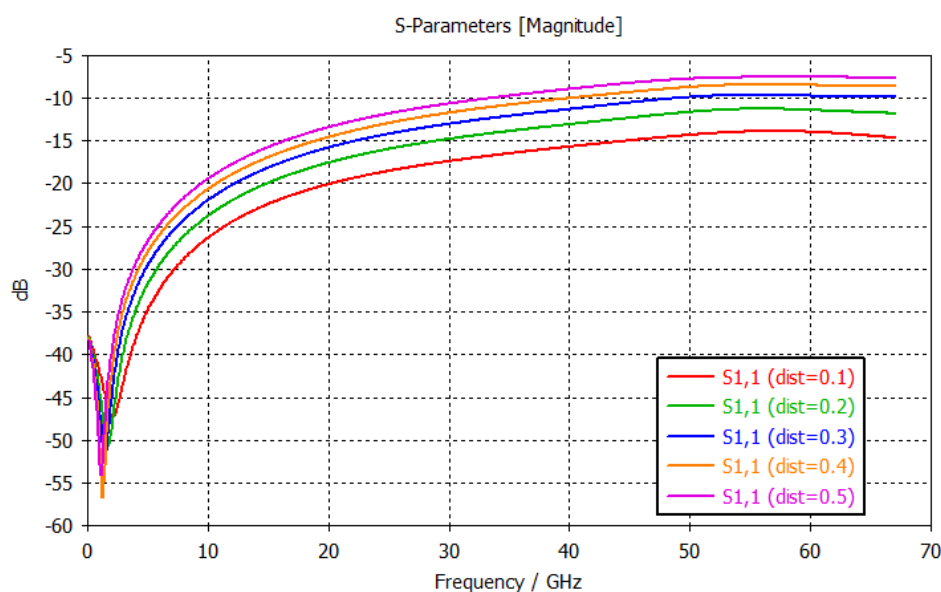
4.2.4 Standard Match

Kalibr match poskytuje referenční impedanci měření jak pro metodu UOSM, tak zároveň i na nízkých frekvencích u metody TRL. Bližší popis obsahuje kapitola 2.3. Kvalita kalibru match je proto klíčová pro kvalitu celého měření.

Především metoda UOSM navíc vyžaduje, aby kalibr fungoval na celém měřeném frekvenčním pásmu, tedy až do 67 GHz. Koncepti širokopásmové zátěže popisuje [16]. Kritériem kvality kalibru byl zvolen koeficient odrazu nižší než -20 dB.

Pro návrh standardu byl použit program CST Studio. V něm byl nejprve vytvořen základní model vedení zakončeného jedním 50Ω SMD rezistorem. Pouzdro rezistoru bylo voleno přiměřeně vzhledem k šířce vedení. Nejvhodnější variantou se stala velikost pouzdra 01005, které má rozměry 0,4 mm na 0,2 mm. Základní varianta kalibru dosahovala požadovaného koeficientu odrazu pouze do frekvence 24 GHz a na frekvenci 67 GHz dosahoval koeficient hodnoty -12 dB.

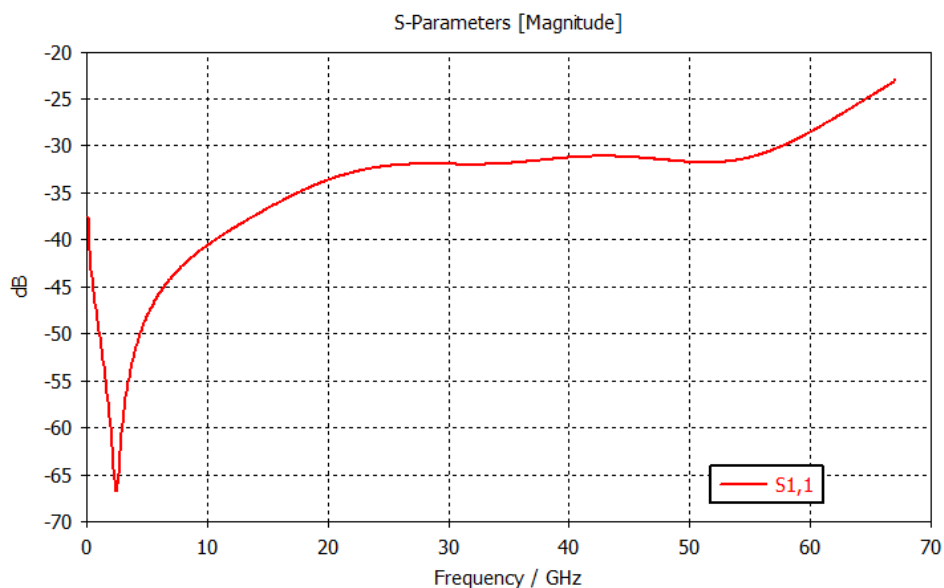
Další variantou bylo použití dvou 100Ω rezistorů v paralelní kombinaci, které opět dohromady dávají impedanci 50Ω . V tomto případě musel být konec vedení rozšířen tak, aby oba rezistory mohly být umístěny vedle sebe a měly mezi sebou mezeru potřebnou především pro připájení. Minimální mezera mezi rezistory byla určena na $100\mu\text{m}$. Následně byla provedena analýza pro zjištění optimální vzdálenosti, při které byla velikost mezery mezi rezistory měněna od $100\mu\text{m}$ až do $500\mu\text{m}$. Koeficient odrazu simulovaný pro kalibry s mezerami v uvedeném rozsahu ukazuje obrázek 4.6.



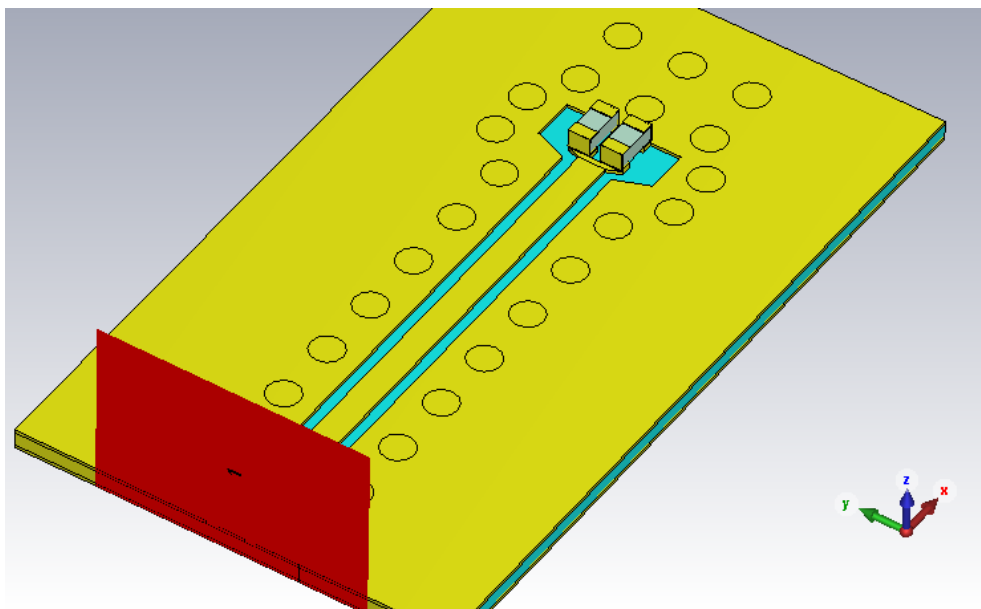
Obrázek 4.6: Simulace kalibru match s různými vzdálenostmi mezi rezistory

Z obrázku je patrné, že čím větší vzdálenost dělí rezistory, tím větší část energie se odráží. Nejvhodnější variantu proto představuje ta s minimální mezerou o velikosti $100\mu\text{m}$. Při ní koeficient odrazu dosahuje hodnoty maximálně -14 dB.

Pro zmenšení odrazu byla následně vytvořena varianta s postupným rozšířením vedení až do šířky $500\ \mu\text{m}$, odpovídající dvěma paralelním rezistorům s mezerou $100\ \mu\text{m}$ mezi nimi. V rámci hledání ideální konfigurace byla provedena simulace pro délky rozšiřujícího úseku od $50\ \mu\text{m}$ do $450\ \mu\text{m}$. Splnění podmínky bylo dosaženo pro nejmenší délku rozšiřujícího úseku $50\ \mu\text{m}$, jak ukazuje koeficient odrazu zobrazený na obrázku 4.7. Takto navržený tvar kalibru tedy poskytuje dostatečné přizpůsobení na celém frekvenčním pásmu návrhu a jeho model ze simulátoru ukazuje obrázek 4.8.



Obrázek 4.7: Simulace kalibru match s délkou rozšíření $50\ \mu\text{m}$



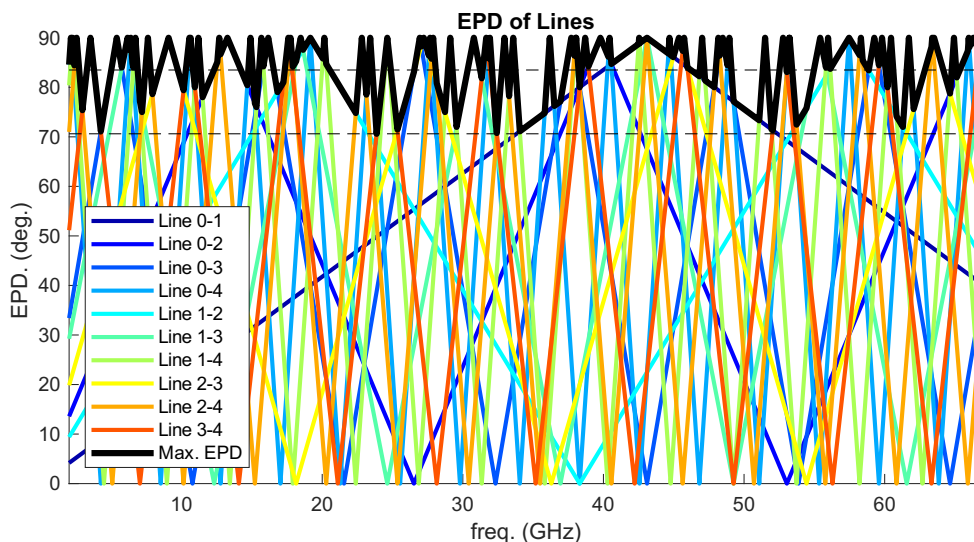
Obrázek 4.8: Finální model standardu CPWG match s dvěma rezistory a s rozšiřujícím se vedením vytvořený v CST

4.2.5 Standard Line

Délky kalibrů line byly navrženy podle metody multi-line TRL popsané v části 2.3.1. K návrhu vhodných délek pro pokrytí celého frekvenčního pásma do 67 GHz byl použit nástroj TRL calibration kit designer implementovaný v programu Matlab vyvinutý na katedře elektromagnetického pole fakulty elektrotechnické ČVUT. Ten dokáže navrhnout optimální délky kalibrů line právě podle délek vztažených nejen vůči standardu thru, ale také vůči standardům line navzájem.

Návrh vychází z použití celkem čtyř kalibrů line a pokrytí frekvencí od 2 GHz do 67 GHz. Na frekvencích nižších než 2 GHz poskytuje přizpůsobení kalibr match, jak přibližuje část 2.3.1. Standardy line byly navrženy pro použití na substrátu vybraném v části 3.2. V programu TXLine byla proto vypočítána efektivní permitivita potřebná pro určení délek kalibrů. Ta byla po zadání parametrů navrženého vedení stanovena na hodnotu 2,1.

Cíl optimalizace byl určen na dosažení hodnoty efektivních fázových rozdílů (EPD) vyšší než 70°. Obrázek 4.9 ukazuje navržené pokrytí frekvenčního pásma pomocí kalibrů line s délkami 1,2 mm, 3,9 mm, 9,6 mm a 24,3 mm. Při této kombinaci délek kalibrů je možné použitím metody multi-line TRL dosáhnout na celém návrhovém frekvenčním pásmu hodnoty efektivních fázových rozdílů s minimem 70,62°.

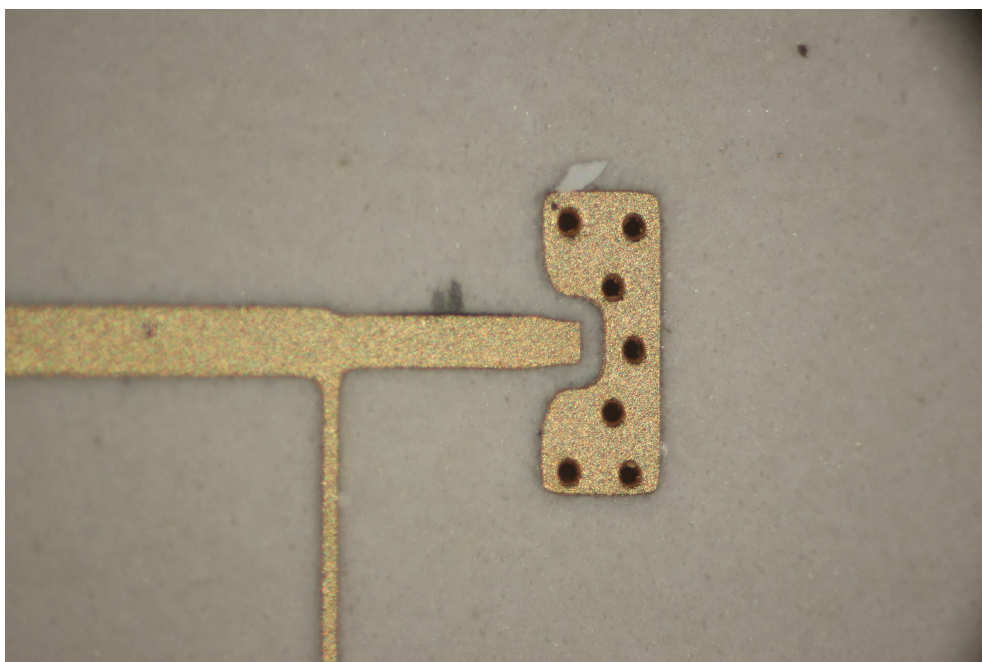


Obrázek 4.9: Fázové rozdíly přenosů na frekvenčním pásmu od 2 GHz do 67 GHz pomocí multi-line TRL pro CPWG vedení

4.3 Standardy na mikropáskovém vedení

4.3.1 Standard Thru

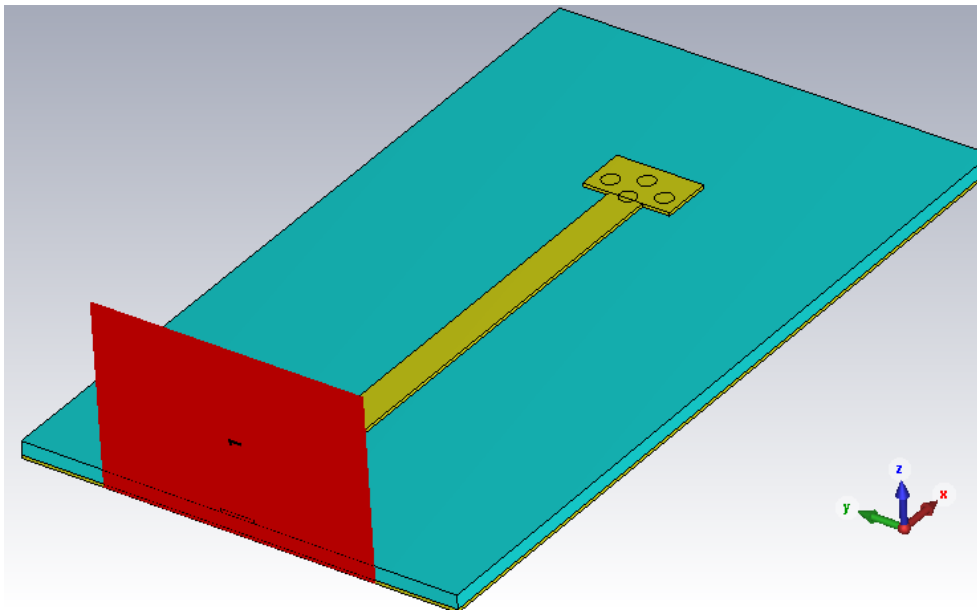
Stejně jako u zemněného koplanárního vedení byl model standardu thru v CST vytvořen již pro určení šířky vedení v části 3.3. Stejně jako v předchozím případě byla zvolena i délka kalibru na 1 mm. Na mikropáskovém vedení bylo potřeba ještě navíc vytvořit přechod z dosedací plošky vytvořené koplanárním vedením kvůli konstrukci sondy. Detail vyrobené dosedací plošky s přechodem lze vidět na obrázku 4.10. Samotný pásek byl vytvořen s pozvolným lineárním rozšířením. Velikosti mezer byly zvoleny tak, aby v několika bodech udržovaly v kombinaci s ostatními parametry impedanci 50Ω . Od mezery o velikosti asi dvakrát větší než je šířka vedení v dané vzdálenosti lze vedení považovat již za mikropáskové.



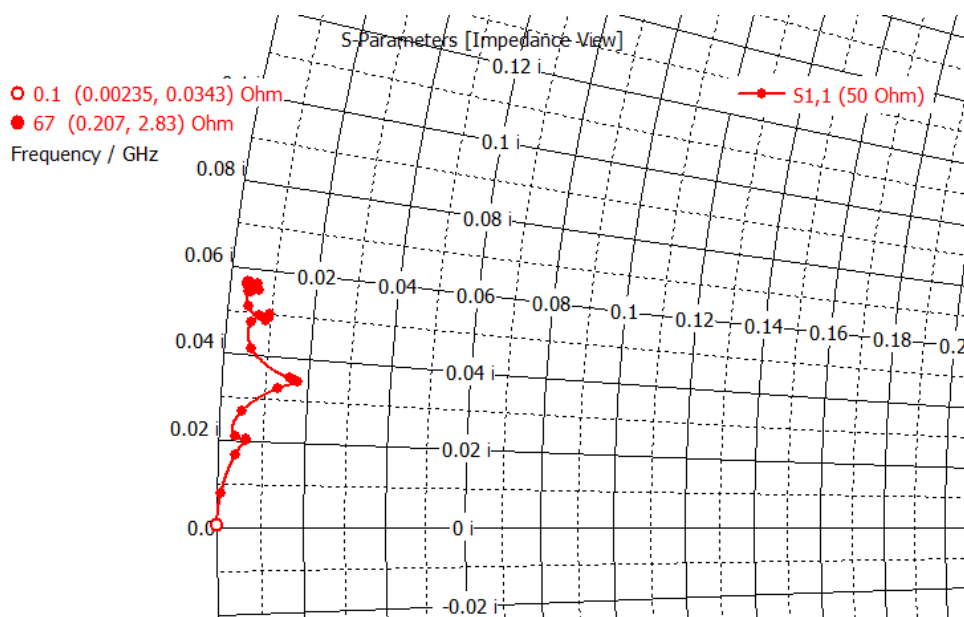
Obrázek 4.10: Dosedací ploška s přechodem na mikropáskové vedení

4.3.2 Standard Short

Pro standard short byla i v případě mikropáskového vedení vytvořena simulace v CST Studio. Na obrázku 4.11 je zobrazen vytvořený model. V obrázku 4.12 lze pozorovat, že maximální fázové odchýlení od ideálního zkratu je 7° . Chyba, které se dopustíme považováním kalibru za ideální, je stále poměrně malá, a proto frekvenční závislost kalibru při měření zanedbáme.



Obrázek 4.11: Model standardu MS short vytvořený v CST

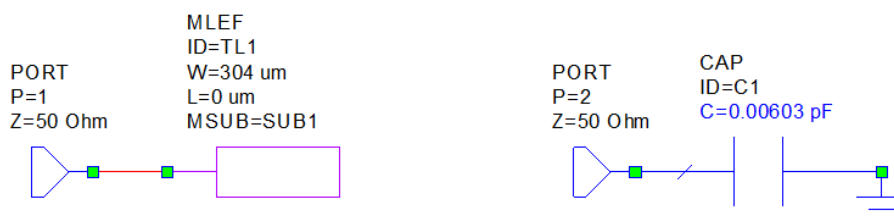


Obrázek 4.12: Odraz od standardu MS short simulovaný v CST

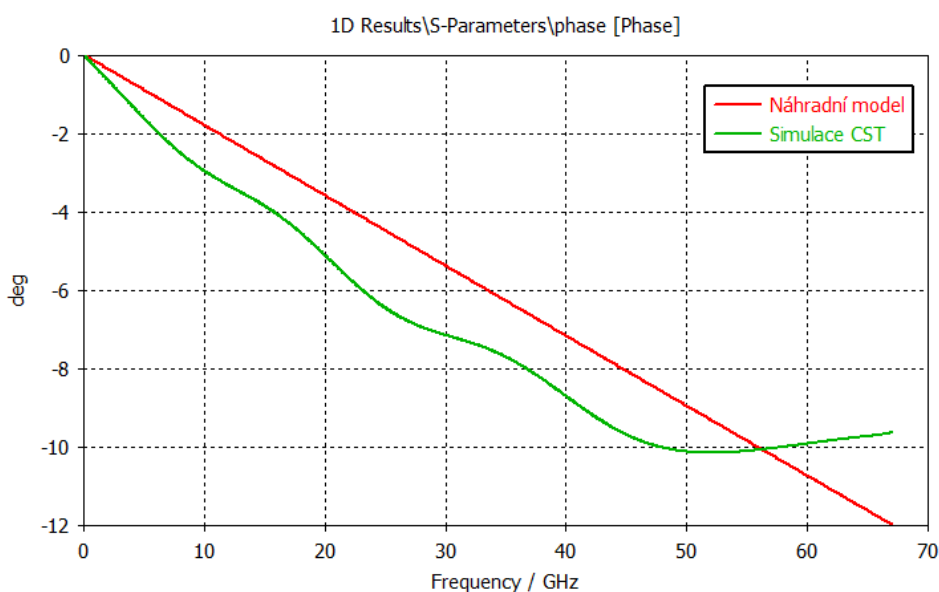
4.3.3 Standard Open

Stejně jako v případě kalibru open ze zemněného koplanárního vedení byl i v případě mikropáskového vedení vytvořen náhradní model kalibru v programu AWR. A ten byl následně přidán do kalibrace vektorového analyzátoru. Otevřený konec mikropáskového vedení byl porovnán s náhradním obvodem s kapacitorem. Velikost kapacity ekvivalentní ke kalibru open byla určena na

6,03 fF, jak lze vidět na obrázku 4.13. Porovnáním se simulací v programu CST byla zjištěna i přes trochu jiný sklon poměrně dobrá shoda mezi simulací a náhradním modelem zobrazená na obrázku 4.14.



Obrázek 4.13: Standard MS open v AWR a jeho náhradní model

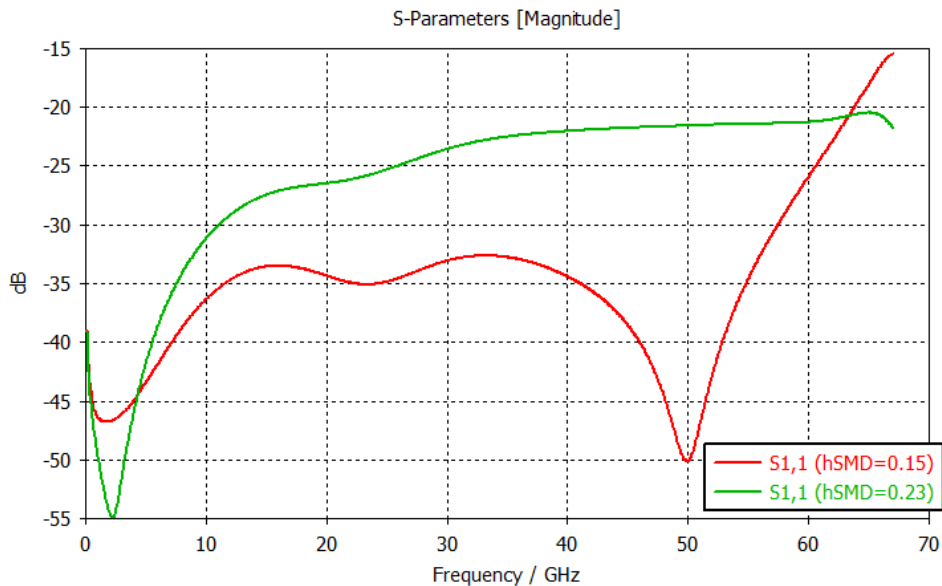


Obrázek 4.14: Porovnání fáze odrazu simulace a náhradního modelu MS open

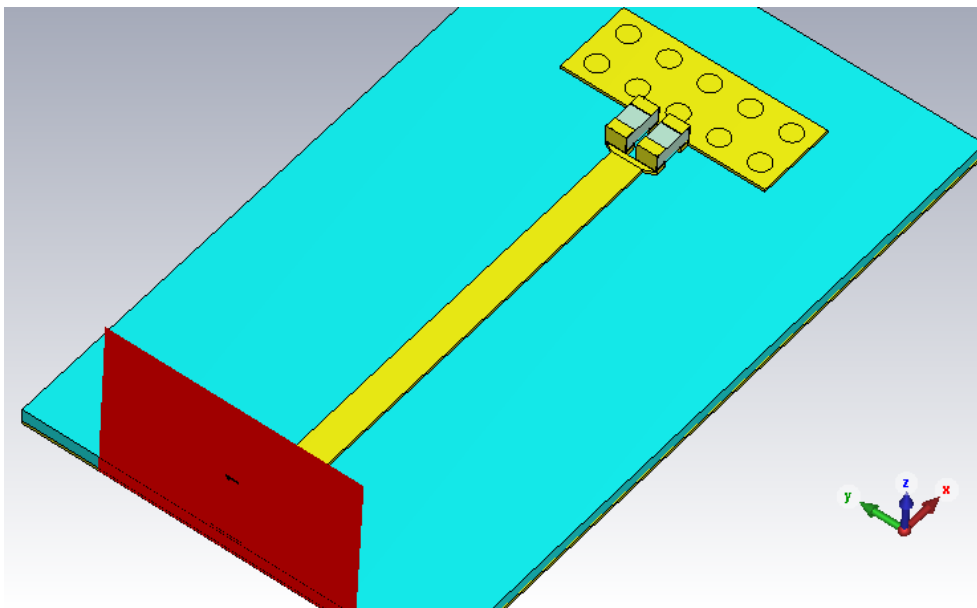
4.3.4 Standard Match

Postup návrhu kalibru match pro mikropáskové vedení byl také obdobný jako návrh na zemněném koplanárním vedení a vychází také z logiky širokopásmové zátěže popsané [16]. Stejně bylo také nastaveno kritérium kvality kalibru, a to na koeficient odrazu menší než -20 dB. Při návrhu byla nejprve opět testována základní varianta kalibru s pouze jedním 50Ω rezistorem. Na vyšších frekvencích standard nevyhovoval, a proto byl vytvořen upravený model s dvěma 100Ω rezistory. Následně byla laděna vzdálenost mezi rezistory tak, aby koeficient odrazu dosahoval na frekvenčním pásmu co nejnižší hodnoty. Následně byl vytvořen model s pozvolným rozšířením vedení před rezistory. Při testování délky rozšíření vykazující odrazy menší než -20 dB splnila tuto podmínku varianta s délkou 50 μm.

Při pájení rezistorů na vyrobený kalibr byla při porovnání nalezena v simulaci chyba ve výšce SMD rezistoru. Místo skutečné výšky komponenty 0,15 mm byl původní návrh založen na použití rezistoru s výškou 0,23 mm. Rozdíl mezi koeficienty odrazu těchto dvou variant je vidět na obrázku 4.15. Je patrné, že až do 64 GHz je koeficient odrazu kalibru se skutečnou výškou stále pod -20 dB, na úseku od 64 GHz do 67 GHz se ovšem dostává až k odrazu -15 dB a zhoršuje tak kvalitu kalibru. Na obrázku 4.16 je ukázán model kalibru v simulátoru.



Obrázek 4.15: Simulace kalibru match s délkou rozšíření 50 μm s různými výškami SMD rezistoru

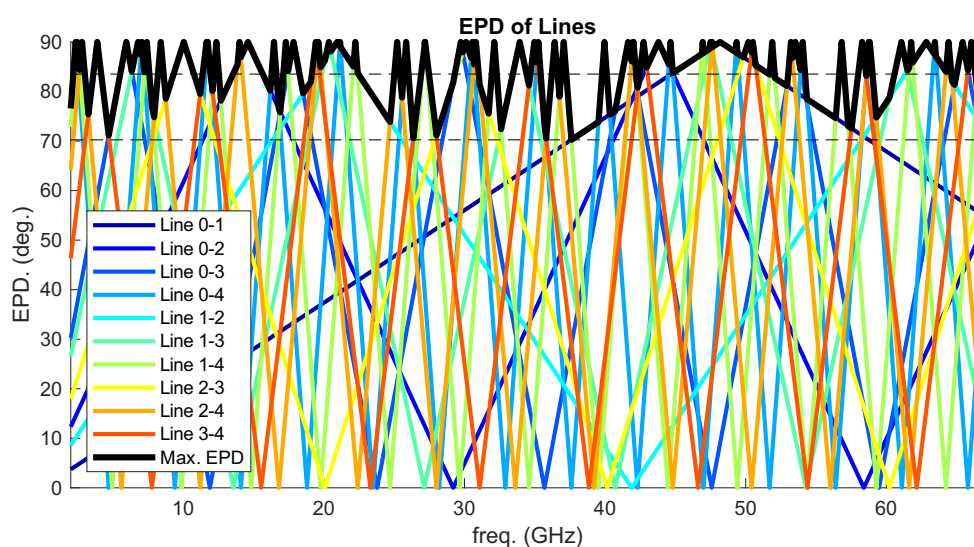


Obrázek 4.16: Model standardu MS match vytvořený v CST

4.3.5 Standard Line

Délky kalibrů line byly vytvořeny pro kalibrační metodu multi-line TRL z části 2.3.1. Pro návrh optimálních délek kalibrů byl využit matlab skript TRL calibration kit designer. Pro pokrytí frekvenčního pásma od 2 GHz do 67 GHz bylo nutné návrh provést pro celkem čtyři kalibry, při kterých již bylo možné pokrýt frekvenční rozsah spolehlivě.

Pro určení délek je nutné znát efektivní permitivitu vedení, která byla zjištěna pomocí TXLine. Efektivní permitivita vyšla na středu frekvenčního rozsahu 2,42. Stejně jako v případě návrhu kalibrů na zemněném koplanárním vedení byla jako minimální požadavek zvolena hodnota efektivních fázových rozdílů (EPD) alespoň 70° . Toho bylo dosaženo s délkami kalibrů 1 mm, 3,3 mm, 8,1 mm a 20,5 mm. Metoda multi-line TRL s použitím těchto délek kalibrů line poskytuje hodnoty efektivních fázových rozdílů s minimem $70,24^\circ$. Tuto skutečnost ukazuje obrázek 4.17



Obrázek 4.17: Fázové rozdíly přenosů na frekvenčním pásmu od 2 GHz do 67 GHz pomocí multi-line TRL pro MS vedení

4.4 Návrh filtrů

4.4.1 Obecné principy

Při návrhu filtrů na vysokých frekvencích se stává vlnová délka srovnatelnou s velikostí filtru. V takovém případě přestává být možné používat pro filtry diskretní komponenty, protože se objevují přídavné ztráty zhoršující chování

takových filtrů, jak upozorňuje [17]. Aby tomu bylo zabráněno, nahrazují se na těchto frekvencích diskretní komponenty za komponenty s distribuovanými parametry.

Pro návrh filtrů tvořeného přenosovým vedením se běžně využívá několika základních nástrojů. První z nich představuje Richardsova transformace. Jak uvádí [18], jeho podstatou je možnost převedení diskretních komponent za komponenty s distribuovanými parametry. Induktor potom může být nahrazen úsekem vedení o délce $\lambda/8$ zakončeného zkratem. Charakteristická impedance tohoto vedení je potom rovna reaktanci původního induktoru. Obdobně můžeme nahradit kapacitor úsekem vedení o délce $\lambda/8$ zakončeného otevřeným koncem. V tomto případě bude charakteristická impedance vedení odpovídat reaktanci kapacitoru.

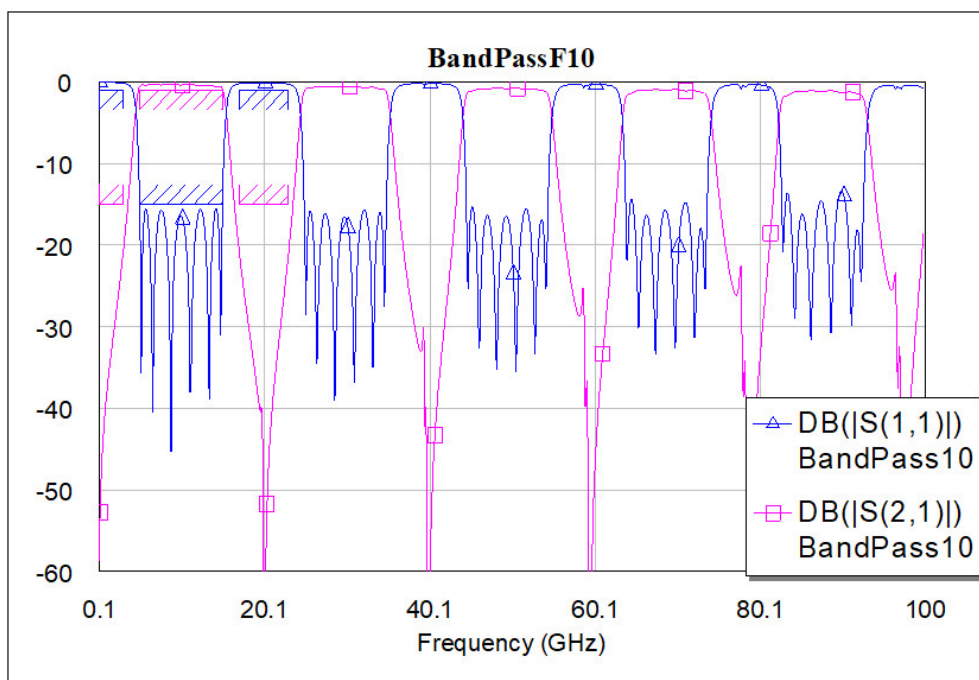
Podle [17] je další takovou pomůckou takzvaný jednotkový prvek. Jedná se o úsek vedení typicky s délkou $\lambda/4$ s konstantní charakteristickou impedancí. Jednotkový prvek se používá k napojování jednotlivých úseků vedení při vytváření složitějších obvodů z úseků vedení. Posledním nástrojem užitečným při návrhu obvodů z přenosových vedení jsou Kurodovy identity. Ty se využívají k převedení těžko realizovatelných spojení úseků vedení na varianty vhodné k implementaci.

4.4.2 Návrh filtrů typu pásmová zádrž a pásmová propust

Protože u filtrů typu pásmová zádrž případně pásmová propust vyžadujeme na návrhové frekvenci minimum případně maximum přenosu, využívá se pro návrh úseků vedení o délce $\lambda/4$. U filtru typu pásmová zádrž byl nejprve vytvořen úsek vedení s otevřeným koncem a délkou $\lambda/4$. Na tomto úseku se otevřený konec přetransformuje na zkrat. Jeho připojením mezi dva úseky vedení s délkou $\lambda/4$ následně vznikne sériově připojený paralelní rezonanční obvod. Z pozice konců vedení je následně na návrhové frekvenci vidět vysoká impedance. Takto se může řetězit více úseků za sebe a vytvářet tak filtry vyšších řádů. Návrh filtru typu pásmová propust je následně obdobný s rozdílem v tom, že místo úseků s otevřeným koncem se v tomto případě používá zkratovaný úsek vedení a výsledná impedance na návrhové frekvenci se jeví jako nulová.

Filtry byly navrženy s řádem 3 u filtrů typu pásmová zádrž a s řádem 6 u filtrů typu pásmová propust. Po dokončení základního návrhu filtru a napojení konců filtrů na úsek vedení s 50Ω impedancí bylo v programu AWR využito optimalizéru pro doladění parametrů filtrů. Bylo stanoveno kritérium, aby přenos u pásmových zádrží a odraz u pásmových propustí

dosahoval hodnoty nižší než -15 dB na co nejširším pásmu kolem návrhové frekvence. Tento požadavek ilustruje obrázek 4.18, na kterém je vidět filtr typu pásmová propust vytvořený na mikropáskovém vedení s uvedeným kritériem. Odrazné filtry jsou vhodné pro testování kalibrací, protože na jedné části rozsahu mají malé hodnoty přenosu a velké hodnoty odrazu, zatímco na druhé části mají velké hodnoty přenosu a malé hodnoty odrazu. Tyto hodnoty jsou kritické pro měření.



Obrázek 4.18: Návrh filtru s velkou šířkou pásma

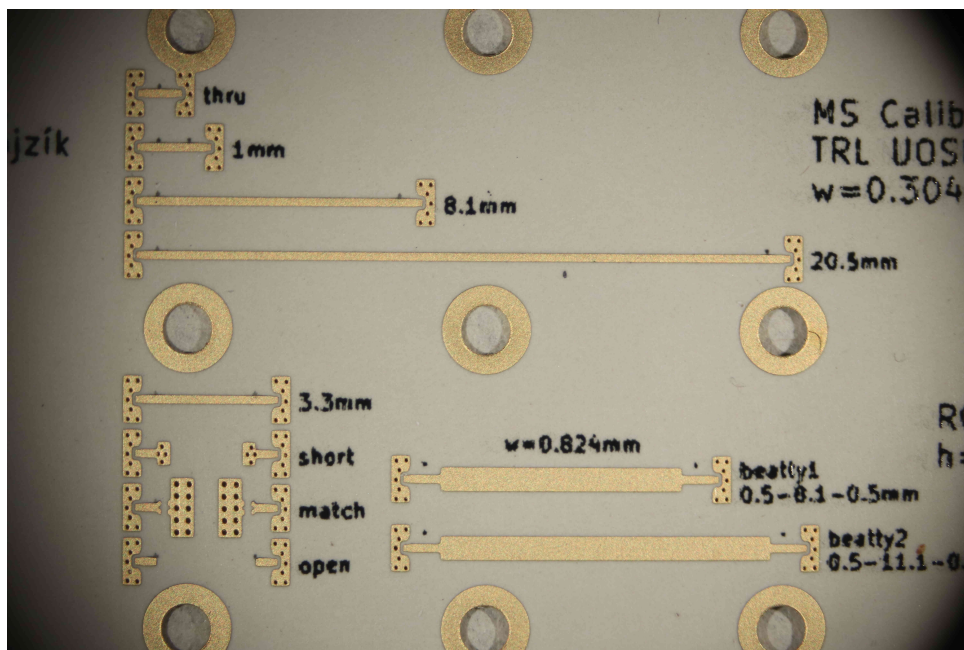
Charakteristiky všech navržených filtrů jsou zobrazeny v kapitole 6.

Kapitola 5

Výroba a průběh měření

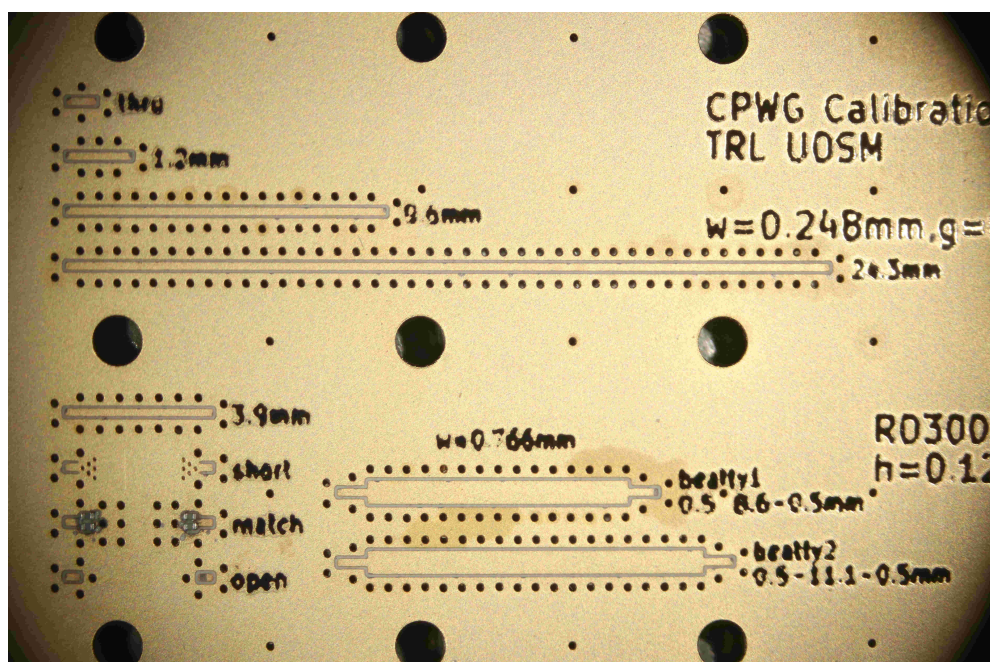
5.1 Výroba navržených desek

Navržené obvody byly vyrobeny firmou Gatema. Výroba proběhla na substrátu RO3003 od Rogers s povrchovou úpravou ENIG. Obrázek 5.1 ukazuje vyrobenou kalibrační sadu s mikropáskovými vedeními. Na této sadě nejsou osazeny rezistory u kalibru match.



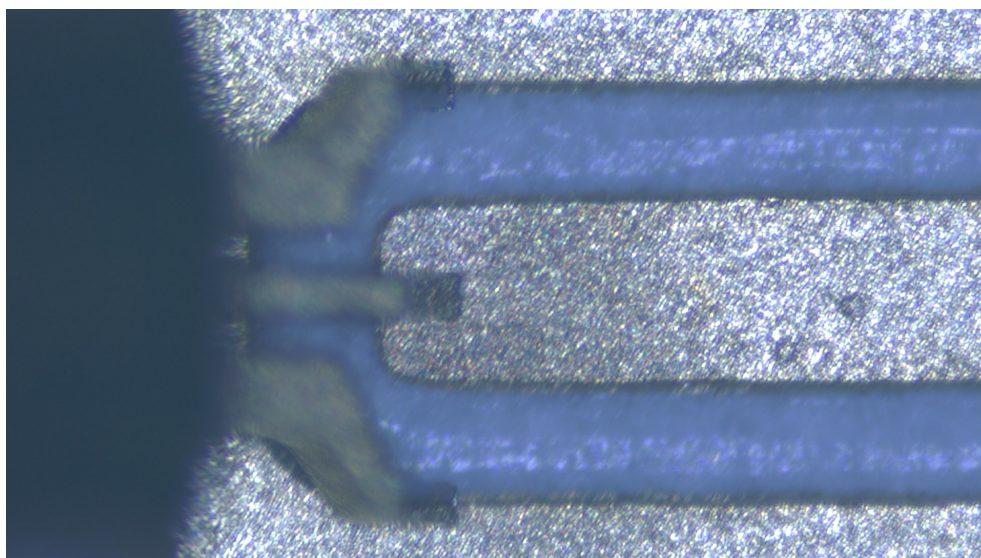
Obrázek 5.1: Vyrobena kalibrační sada s mikropáskovými vedeními

Osazení rezistorů na desku probíhalo ručně. Nejprve byla špičkou jehly nanесena pájecí pasta na každou plošku a následně byly přiloženy dva 100Ω rezistory s pouzdem 01005. Samotné připájení součástek proběhlo v pájecí peci. Obrázek 5.2 ukazuje kalibrační sadu s koplanárními zemněnými vedeními. Na této sadě jsou již vidět připájené rezistory u kalibru match.



Obrázek 5.2: Vyrobena kalibrační sada se zemněnými koplanárními vedeními

Na vyrobených vedeních jsou patrné některé nedostatky dané technologií výroby a faktem, že parametry navržených vedení se pohybují na pokraji vyrobiteľnosti v této technologii. V rozměrech vedení byly patrné odchylky od navržené šířky. U zemněných koplanárních vedení se změřené šířky pohybovaly mezi 238 μm a 248 μm , šířka pásku tak často nedosahovala navržené velikosti 248 μm pravděpodobně z důvodu podleptání. Mezery u tohoto vedení naproti tomu měly větší než navrhovanou velikost a rozmezí jejich změřených velikostí bylo od 102 μm do 115 μm , zatímco jejich navržená velikost byla 100 μm . U mikropáskového vedení se šířky pásku lišily od navržené šířky v rozmezí přibližně ± 20 μm a naměřeny byly šířky od 284 μm až do 325 μm . Výrazný efekt podleptání byl viditelný na dosedacích ploškách, jak ukazuje obrázek 5.3, na kterém je pro srovnání zobrazena také sonda. Z obrázku je jasně patrné, že krajní hroty sondy dosedají na plošku pouze částečně. Podleptání tak může představovat problém při napojování sondy na vedení. U mikropáskových filtrů bylo dále pozorovatelné vychýlení prokůvů navržených ve středu plošky, což ukazuje obrázek 5.4. Rozměr plošky na obrázku je 400 μm a odchylka dosahovala v některých případech až 50 μm .

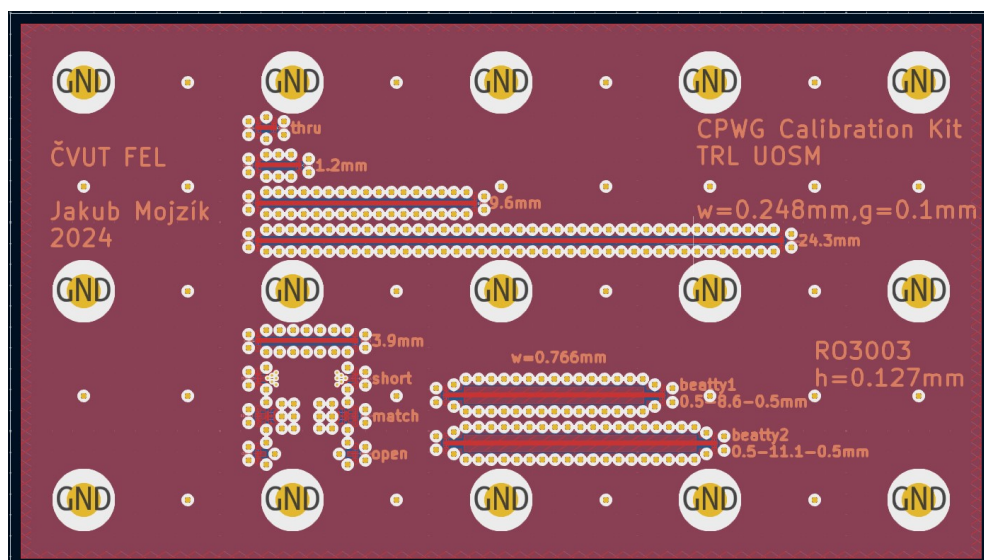


Obrázek 5.3: Podleptání na dosedacích ploškách



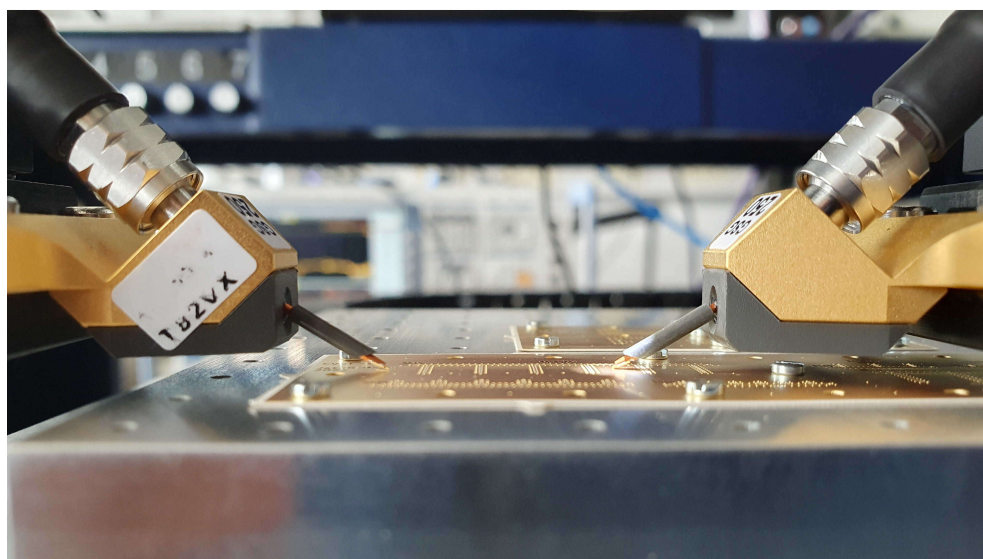
Obrázek 5.4: Vychýlení prokovu ze středu plošky

Na deskách byly v pravidelných intervalech po 10 mm umístěny prokovy pro upevňovací šrouby. Pozice šroubů vůči měřeným obvodům byla určena tak, aby se dalo pohodlně přejíždět sondami mezi jednotlivými obvody bez nutnosti vyhýbání se. To je vidět na obrázku 5.5. Zároveň je z obrázku patrné zarovnání pozic plošek na levé straně u základních kalibrů. To umožňuje jednodušší realizaci měření, kdy je nutné pohybovat pouze jednou ze sond. Délka kalibrů open, short a match byla navíc zvolena shodná s délkou kalibru line 3,9 mm u zemněného koplanárního vedení a s délkou kalibru line 3,3 mm u mikropáskového vedení. Díky tomu je možné provést kalibraci UOSM bez nutnosti přibližování nebo oddalování měřicích sond.



Obrázek 5.5: Příklad navržené kalibrační sady na zemněném koplanárním vedení

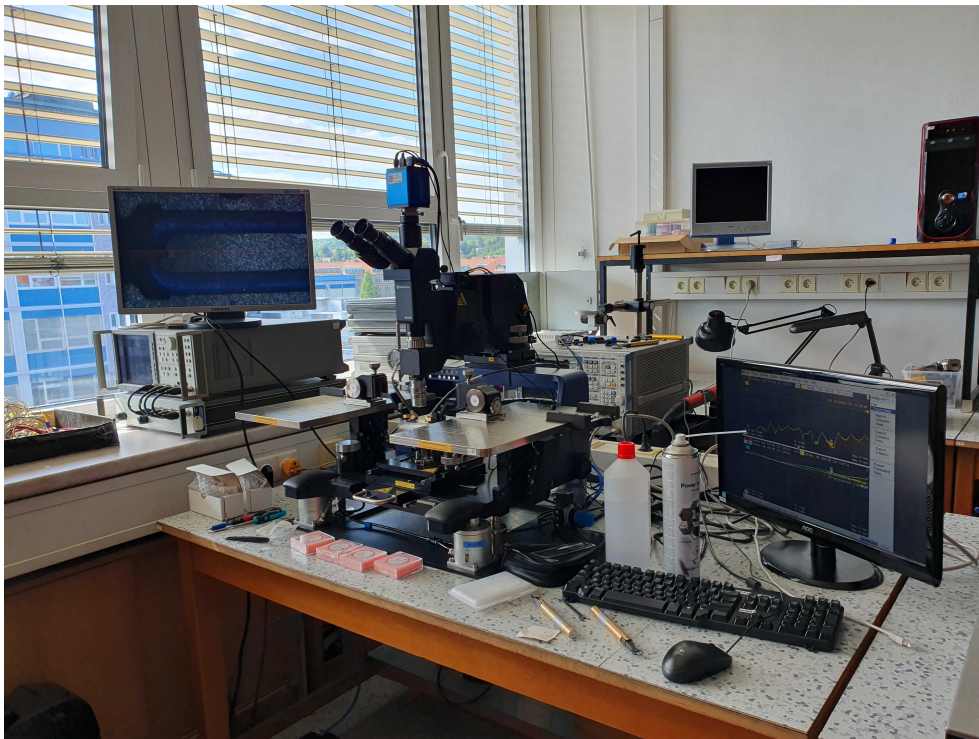
Především u filtrů byla navíc snaha, aby v okolí každé dosedací plošky byl umístěn šroub zaručující vyrovnání desky, a tím také přesnější dosednutí sondy při měření. Pro pohodlné měření byl klíčový také výběr správných šroubů. Vybrané šrouby, specifikované v [19], mají výšku hlavy 1 mm. Vzhledem k výšce těla sondy nad měřenou deskou přibližně 2 mm je možný volnější pohyb sondy při přemístování nad deskou. Tato skutečnost je vyobrazena na obrázku 5.6.



Obrázek 5.6: Hlava šroubu pod měřicí sondou při přemístování

5.2 Průběh měření

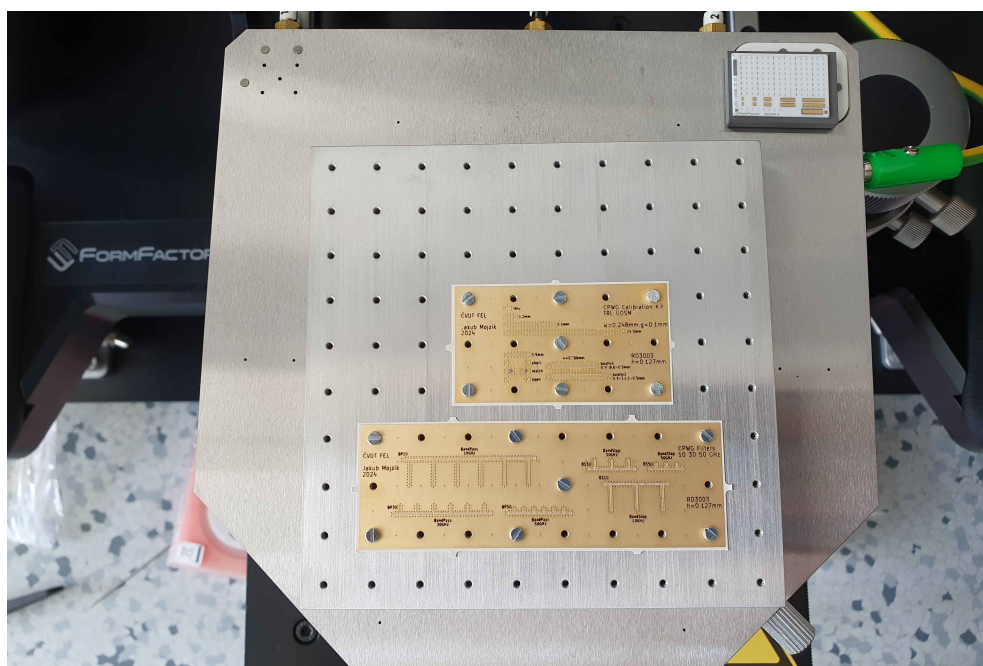
Pro měření byl použit vektorový analyzátor R&S ZVA67 připojený 1,85mm kabely k sondám ACP65-AW-GSG-250 na probe station FormFactor EPS 150MMW, jak ukazuje obrázek 5.7. Nejprve byla provedená výkonová kalibrace přístroje na 0 dBm tak, aby byla úroveň bezpečná u standardu match a aby zároveň bylo dosaženo velké dynamiky měření i na vysokých frekvencích. Následně byl vytvořen druhý kanál, který tak byl založen na stejné výkonové kalibraci jako ten první. Dvoukanálové měření bylo zvoleno proto, aby bylo možné najednou měřit výsledky při dvou různých kalibracích přístroje. Jeden kanál tak byl určen pro kalibrační metodu UOSM a druhý zase pro metodu multi-line TRL.



Obrázek 5.7: Měřicí sestava

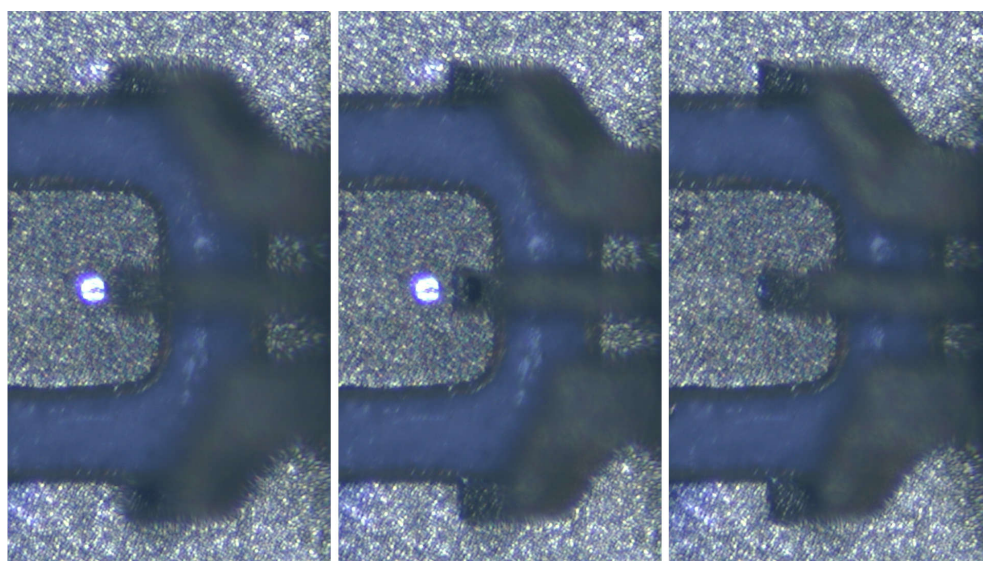
Před zahájením samotného měření bylo potřeba ještě planarizovat sondy, aby při měření docházelo ke spolehlivému kontaktu. Desky kalibrační sady a filtrů byly následně přišroubovány pod sebe k připravené podkladové desce, jak ukazuje obrázek 5.8. Přišroubování bylo nutné nejen kvůli upevnění desek na místě, ale také pro srovnání jejich průhybů.

Pro kvalitu a opakovatelnost měření bylo stanoveno kritérium na dosedání hrotu sondy na plošky. Proces dosednutí hrotu sondy představuje obrázek 5.9. Dosednutí probíhá od úseku vlevo postupně směrem doprava. Na první



Obrázek 5.8: Přišroubované desky s koplanárními zemněnými vedeními

části je sonda zvednutá nad vedení přibližně $100\ \mu\text{m}$. V tomto stavu je možné přemísťovat sondu po desce a vzhledem k výšce se sonda vyhne případným nerovnostem povrchu. Prostřední úsek obrázku ukazuje dosednutí hrotu sondy na plošku. Pro zajištění stejného dosednutí hrotu při každé plošce bylo stanoveno kontrolní kritérium pro optické ověření. Vzdálenost od konce vedení ke špičce hrotu musí podle kritéria být shodná s šířkou hrotu. Na poslední pravé části obrázku 5.9 lze vidět napojení na měřené vedení.



Obrázek 5.9: Dosednutí hrotu sondy na plošku vedení

Nasunutí hrotu dále od okraje vedení se běžně nazývá *overtravel* a podle doporučení k měření na probe station byl stanoven na $100\ \mu\text{m}$. Pro optickou kontrolu bylo vytvořeno kritérium, podle kterého v tomto stavu musí být vzdálenost od okraje vedení k hrotu sondy přibližně dvakrát tak velká jako je šířka hrotu.

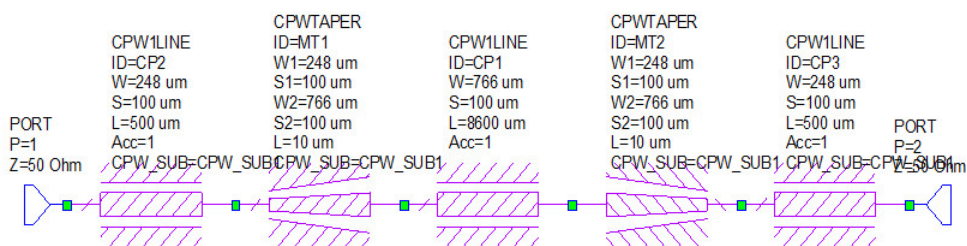
Při kalibraci metodou multi-line TRL bylo zjištěno, že její implementace ve vektorovém analyzátoru nedokáže na měřeném frekvenčním pásmu zvolit ve správných úsecích odpovídající délky kalibrů line. Měření při této kalibraci tedy postrádalo význam. Aby mohlo být měření s kalibrací TRL uskutečněno, byla zvolena možnost offline kalibrace. Na druhém kanálu byla proto provedena kalibrace na substrátu 101-190 a měření bylo provedeno s ní. Výsledky v kapitole 6 ukazují data změřená po kalibraci UOSM a TRL na substrátu vybraném v kapitole 3.

Kapitola 6

Výsledky měření

6.1 Ověření kvality kalibrace

Pro ověření kvality kalibrace je nutné použít libovolný standard, který nebyl při kalibraci. Běžně se pro ověření přesnosti kalibrace využívá standardu beatty. Ten je tvořen vedením s impedancí typicky 25 Ω nebo 100 Ω . Porovnáním simulovaného a změřeného průběhu odrazu nebo přenosu můžeme zjistit, jaké nedostatky provedená kalibrace má. Příklad schématu simulovaného modelu vedení beatty1 na zemněném koplanárním vedení ukazuje obrázek 6.1.

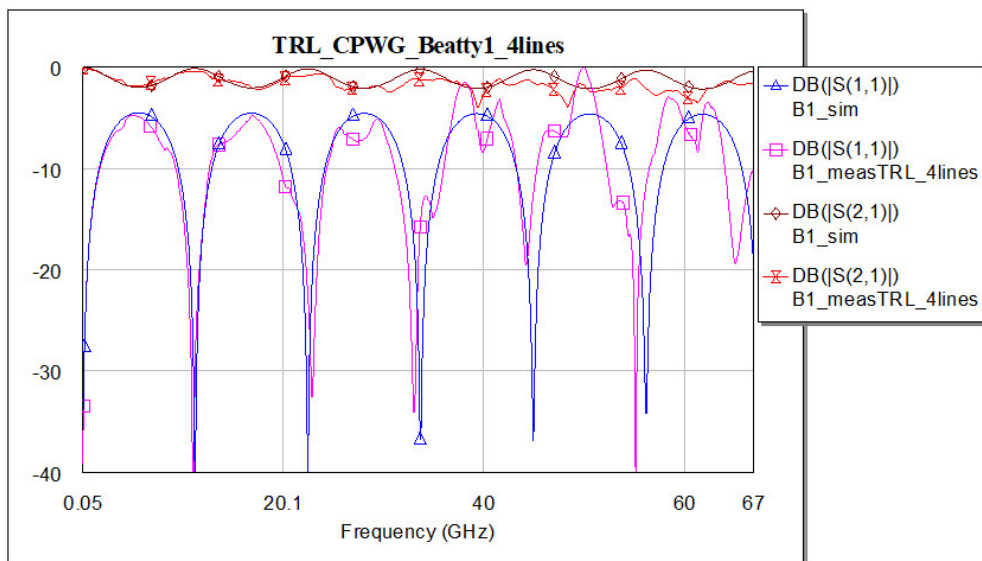


Obrázek 6.1: Schéma modelu vedení beatty1 na zemněném koplanárním vedení

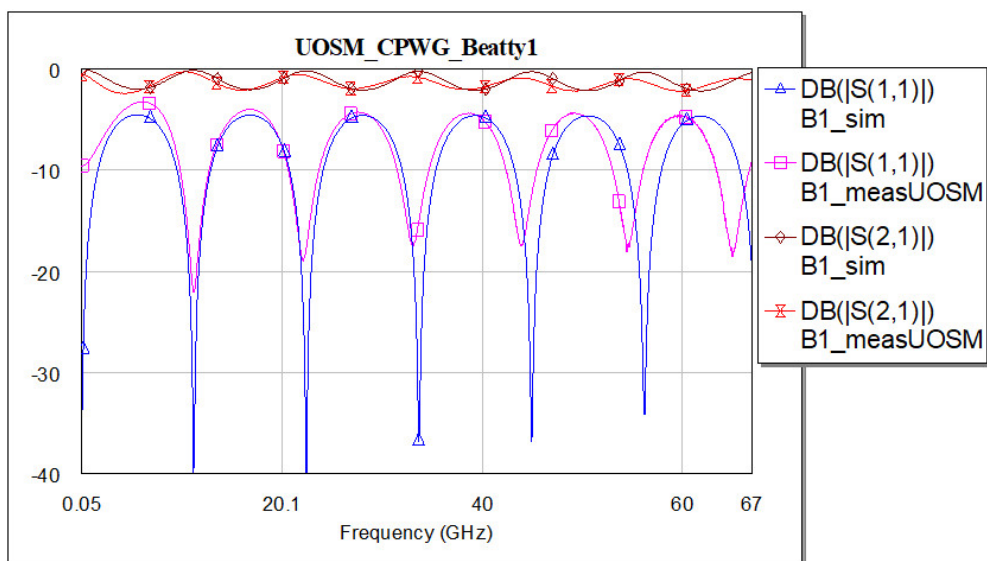
U metod založených na TRL se objevily poruchy patrné především na vyšších frekvencích, které znehodnocovaly měření. Poruchy při použití všech 4 kalibrů line pro kalibraci jsou zobrazeny na obrázku 6.2. Při dalším zkoumání bylo zjištěno, že poruchy vnáší do měření nejdelší kalibr line. Problém pravděpodobně představují šroubky pro upevnění desky umístěné v blízkosti tohoto kalibru. Spolu s pokovením pod hlavičkou šroubku vzniká na kalibru rezonance ovlivňující celou kalibraci. Pro zachování věrohodnosti měření

byl proto u kalibrace metodou multi-line TRL vynechán nejdelší kalibr line a kalibrace proběhla pouze se třemi kalibry line.

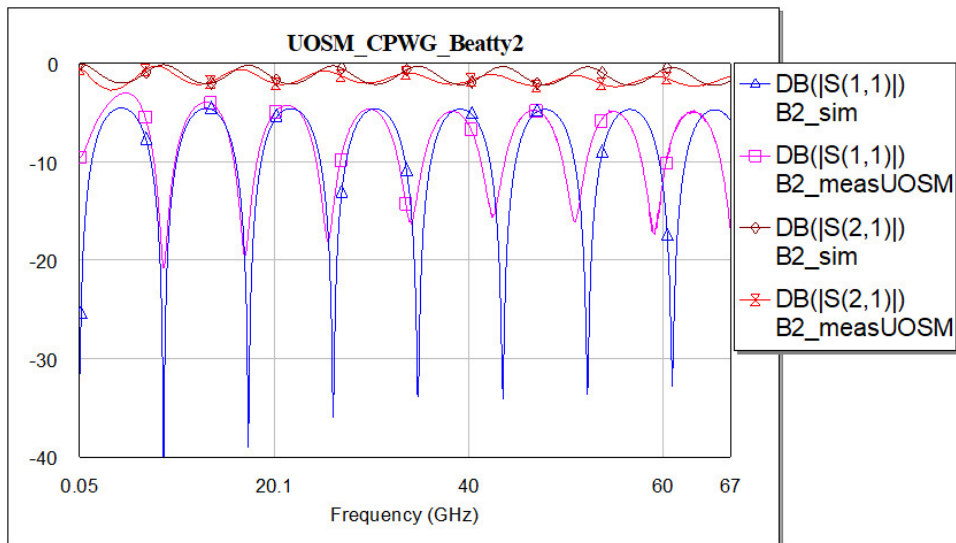
Na obrázcích 6.3, 6.4, 6.5 a 6.6 jsou zobrazeny porovnání simulovaných a měřených průběhů koeficientu odrazu a přenosu pro dvě délky 25Ω beatty standardu vytvořeném na zemněném koplanárním vedení. Obrázky 6.8, 6.9, 6.10 a 6.11 zase ukazují srovnání průběhů koeficientů odrazu a přenosu na mikropáskovém vedení.



Obrázek 6.2: Poruchy v průběhu odrazů a přenosů při použití všech kalibrů line pro kalibraci TRL

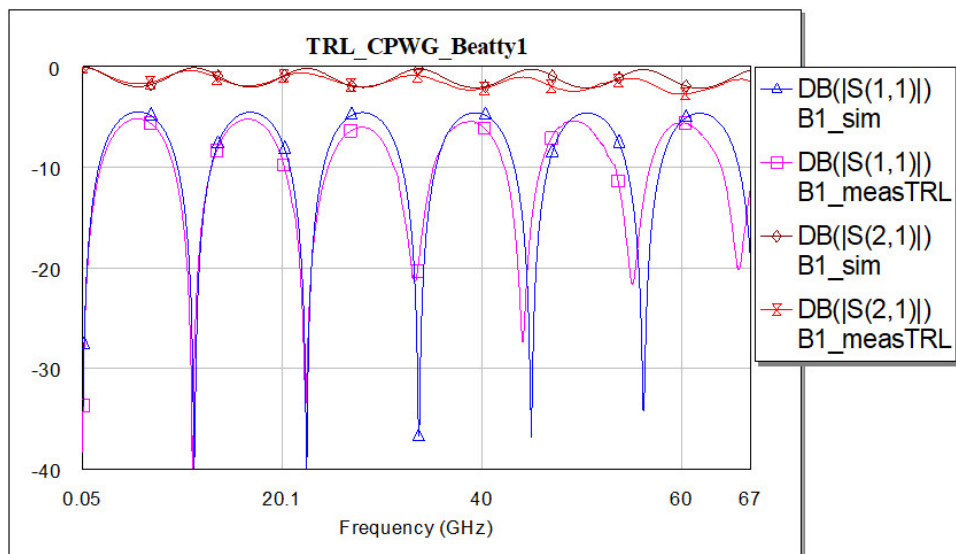


Obrázek 6.3: Porovnání simulace a měření beatty1 na CPWG s kalibrací UOSM

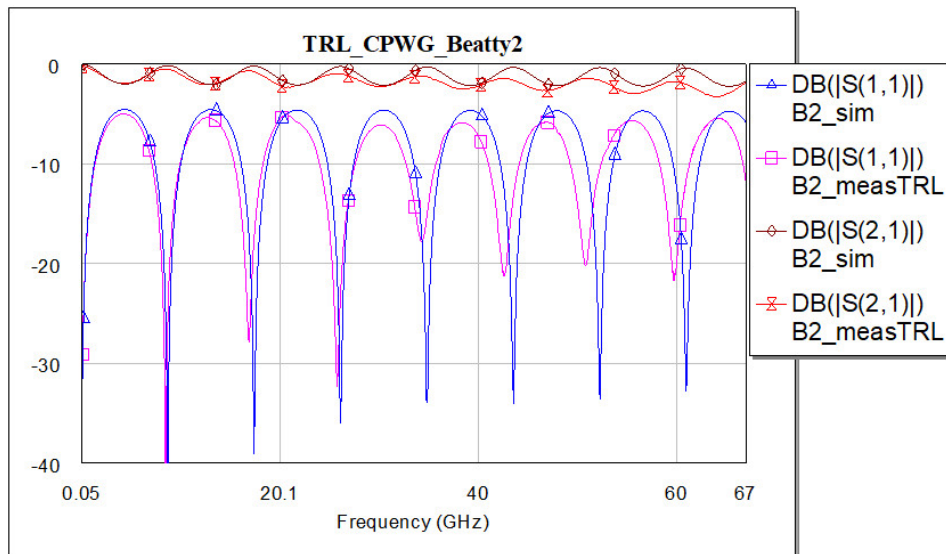


Obrázek 6.4: Porovnání simulace a měření beatty2 na CPWG s kalibrací UOSM

Na prvních dvou obrázcích s metodou kalibrace UOSM jsou patrné malé odrazy na nízkých frekvencích oproti simulacím. To je pravděpodobně způsobeno špatným připájením jednoho z rezistorů na kalibru match v peci. Hodnota koeficientu odrazu přibližně $-9,5$ dB odpovídá velikosti odporu u kalibru match 100Ω místo požadovaných 50Ω .

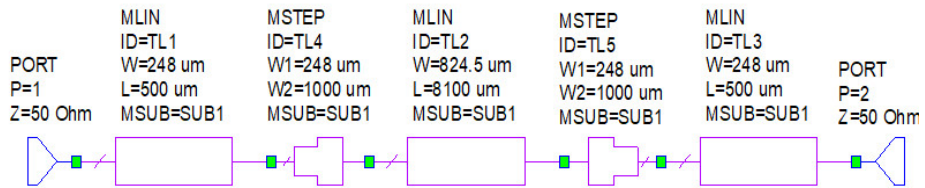


Obrázek 6.5: Porovnání simulace a měření beatty1 na CPWG s kalibrací TRL

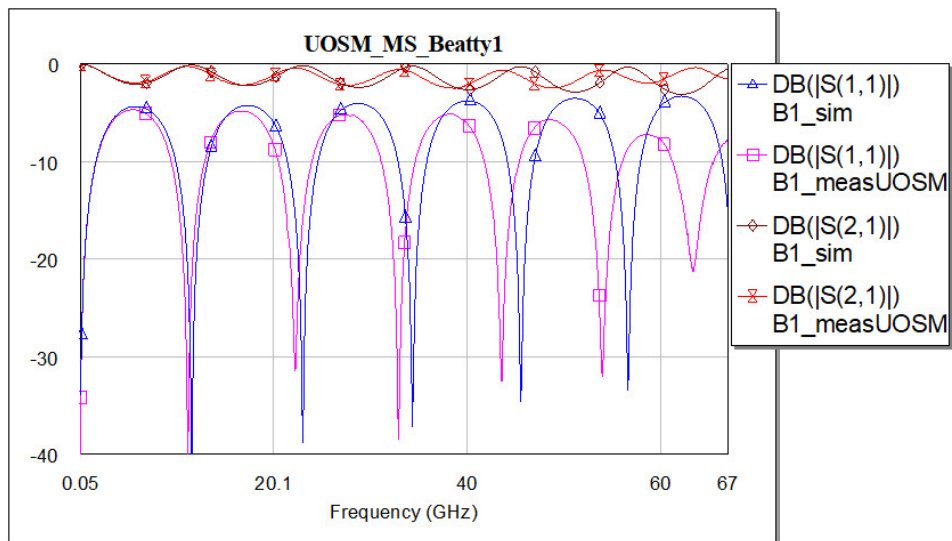


Obrázek 6.6: Porovnání simulace a měření beatty2 na CPWG s kalibrací TRL

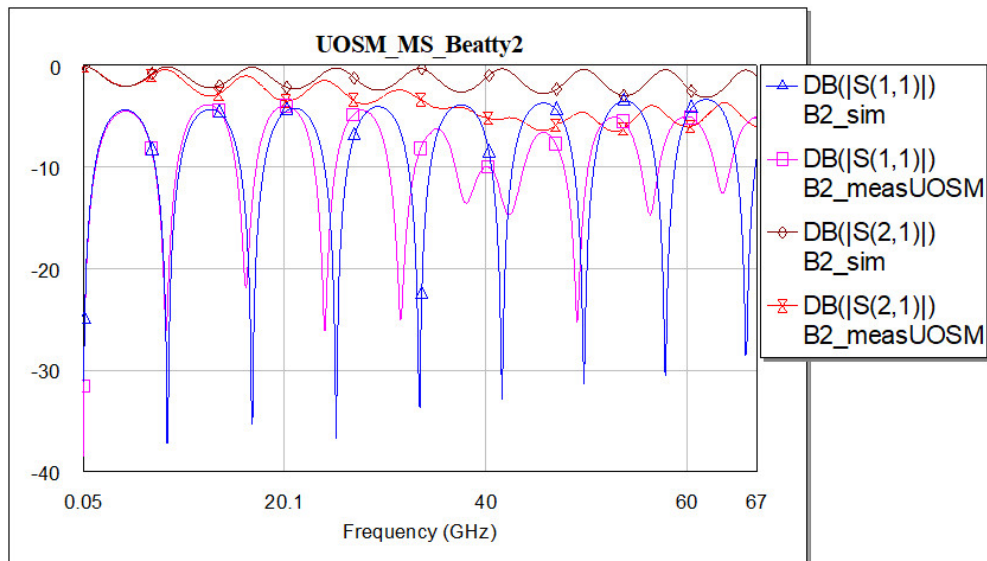
Na obrázku 6.7 je zobrazen příklad schématu pro simulaci vedení beatty1 na mikropáskovém vedení.



Obrázek 6.7: Schéma modelu vedení beatty1 na mikropáskovém vedení

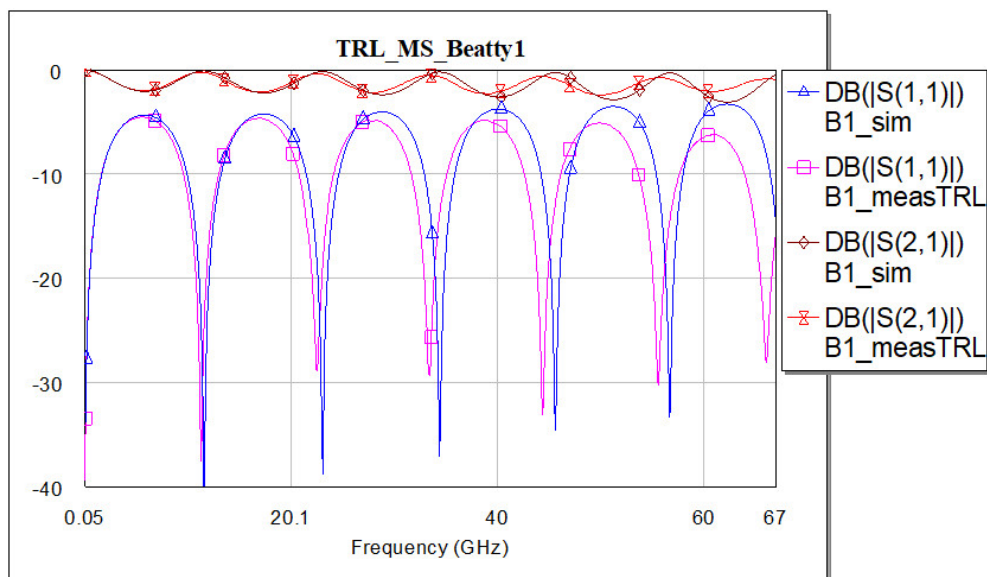


Obrázek 6.8: Porovnání simulace a měření beatty1 na MS s kalibrací UOSM

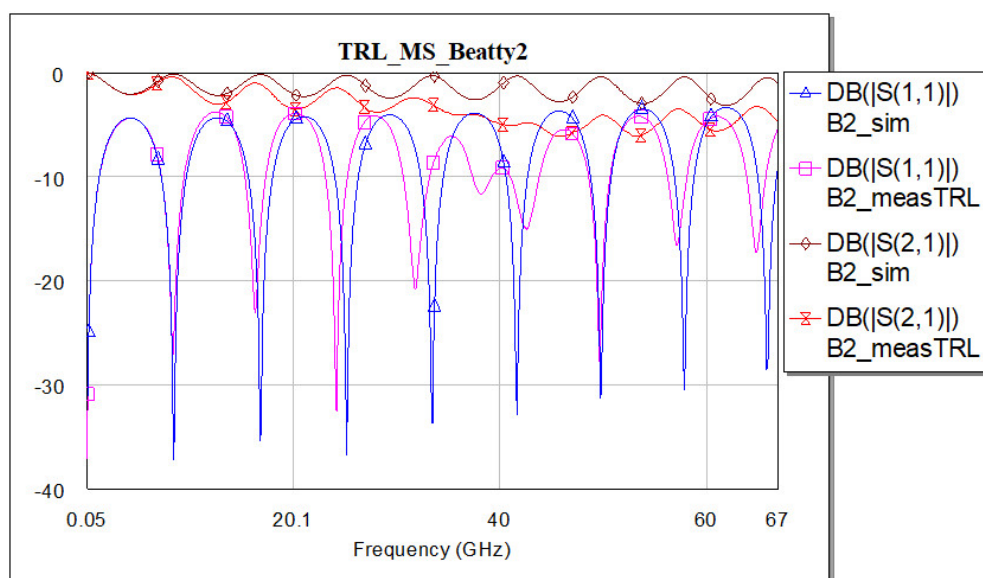


Obrázek 6.9: Porovnání simulace a měření beatty2 na MS s kalibrací UOSM

Na všech průbězích koeficientů odrazu i přenosu, ať už na zemněném koplanárním vedení, nebo na mikropáskovém vedení lze vidět, že na vyšších frekvencích se zvětšují rozdíly mezi simulací a měřením. To má pravděpodobně důvod v hrubosti povrchu materiálu, jak popisuje [20]. Čím vyšší je frekvence, tím více se elektromagnetická vlna šíří po povrchu vedení a tím větší vliv mají nerovnosti na její chování. Na vyšších frekvencích se proto pásek jeví jako elektricky delší než ve skutečnosti je.



Obrázek 6.10: Porovnání simulace a měření beatty1 na MS s kalibrací TRL

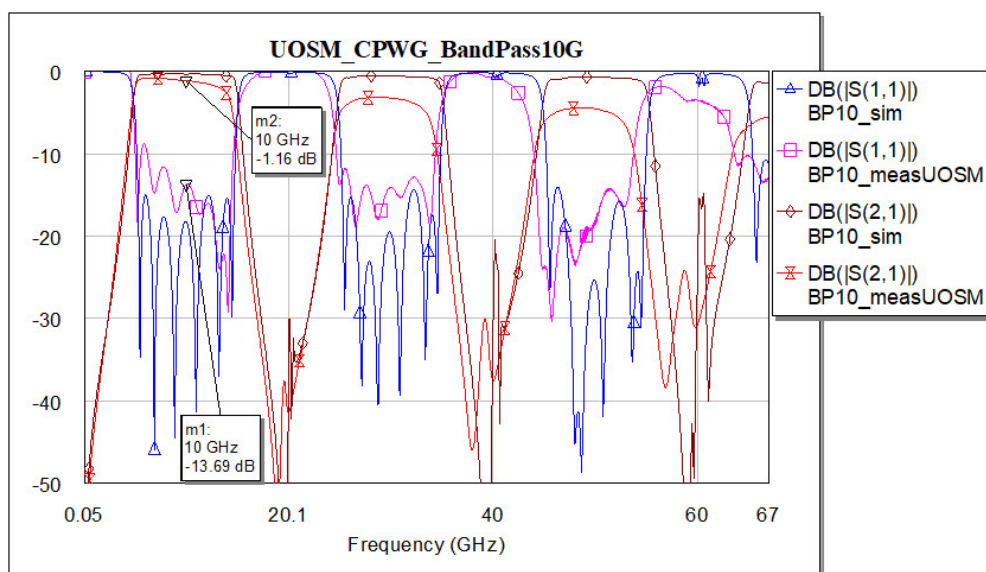


Obrázek 6.11: Porovnání simulace a měření beatty2 na MS s kalibrací TRL

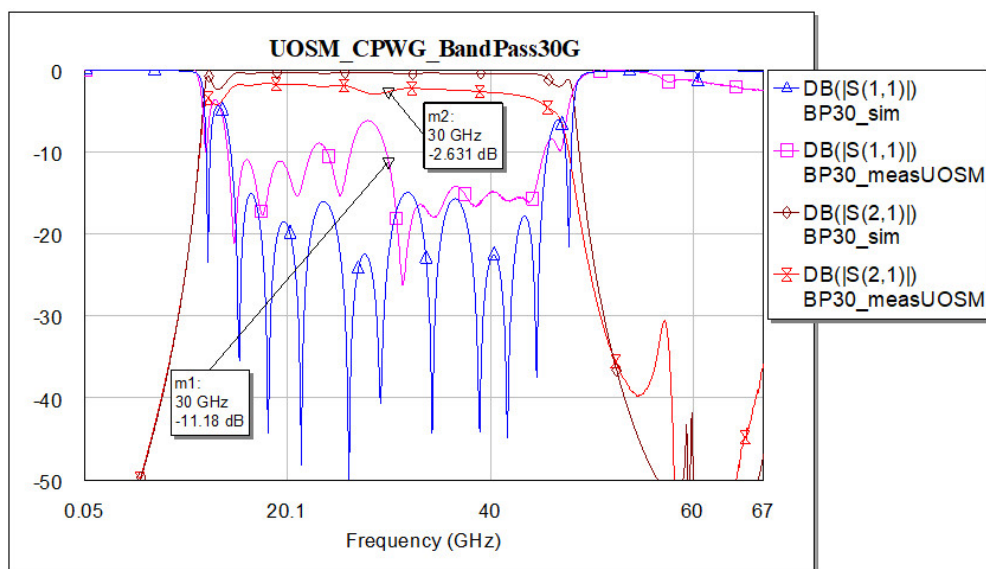
U mikropáskových vedení lze ještě pozorovat anomálii kolem frekvence 40 GHz. Tuto anomálii pravděpodobně způsobil šroubek a pokovení pod hlavičkou šroubku v okolí standardu beatty2, stejně jako u nejdelšího kalibru line. Na této frekvenci dochází pravděpodobně k rezonanci struktury.

6.2 Srovnání charakteristik filtrů na zemněném koplanárním vedení

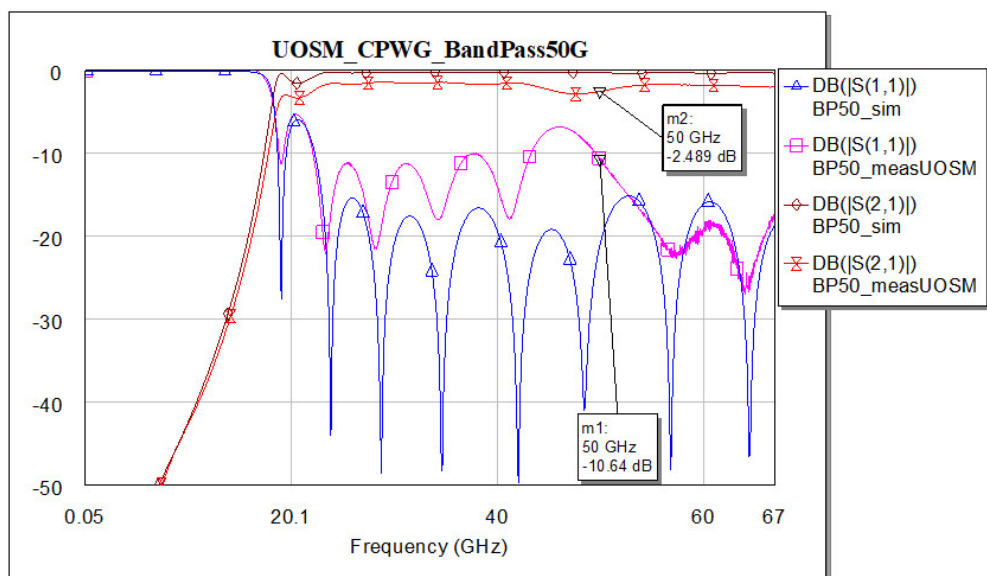
Obrázky 6.12, 6.13, 6.14, 6.15, 6.16 a 6.17 ukazují srovnání simulovaných a změřených filtrů typu pásmová propust vytvořených na zemněném koplanárním vedení. Na obrázcích jsou vidět propady přenosů oproti simulaci, a to především tam, kde laloky odrazů nebyly srovnány v simulaci do roviny. U vyrobených filtrů se následně průběh odrazu zdeformoval a charakteristiky filtrů tak nejsou ideální. U měření metodou kalibrace TRL jsou navíc pozorovatelné poruchy charakteristik na frekvencích přibližně 10 GHz a 28 GHz. Ty pravděpodobně způsobilo použití menšího počtu kalibrů line u kalibrace.



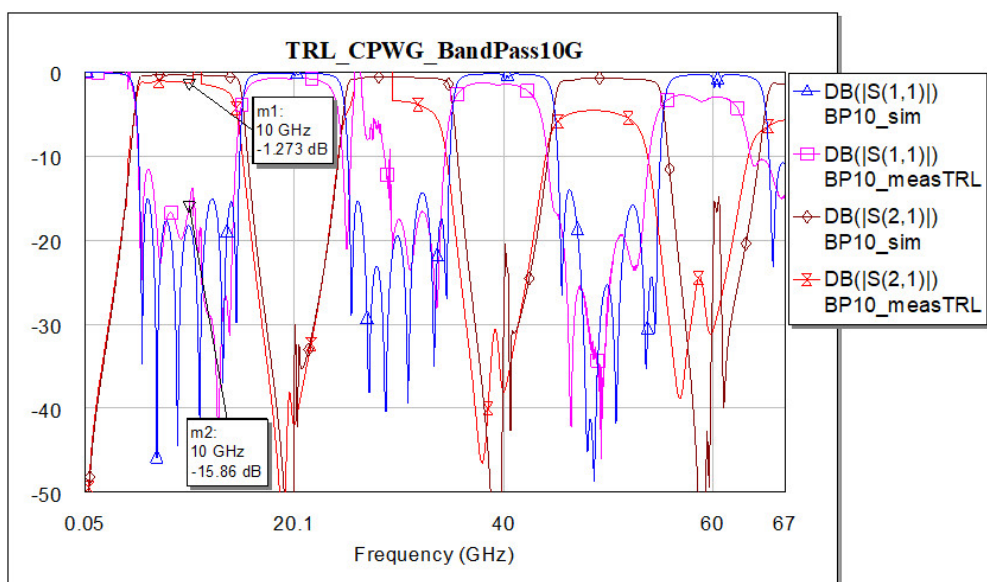
Obrázek 6.12: Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 10 GHz na CPWG s kalibrací UOSM



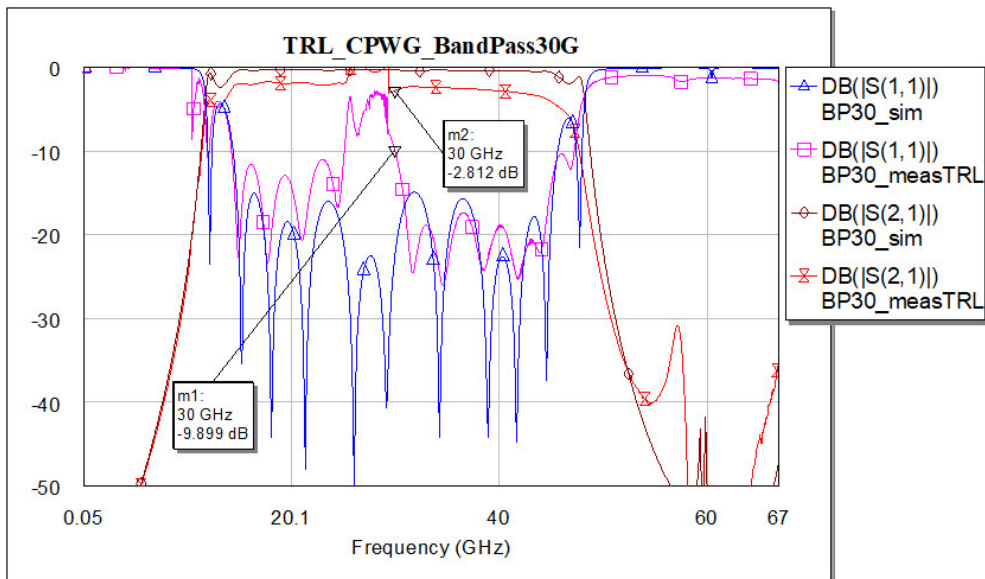
Obrázek 6.13: Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 30 GHz na CPWG s kalibrací UOSM



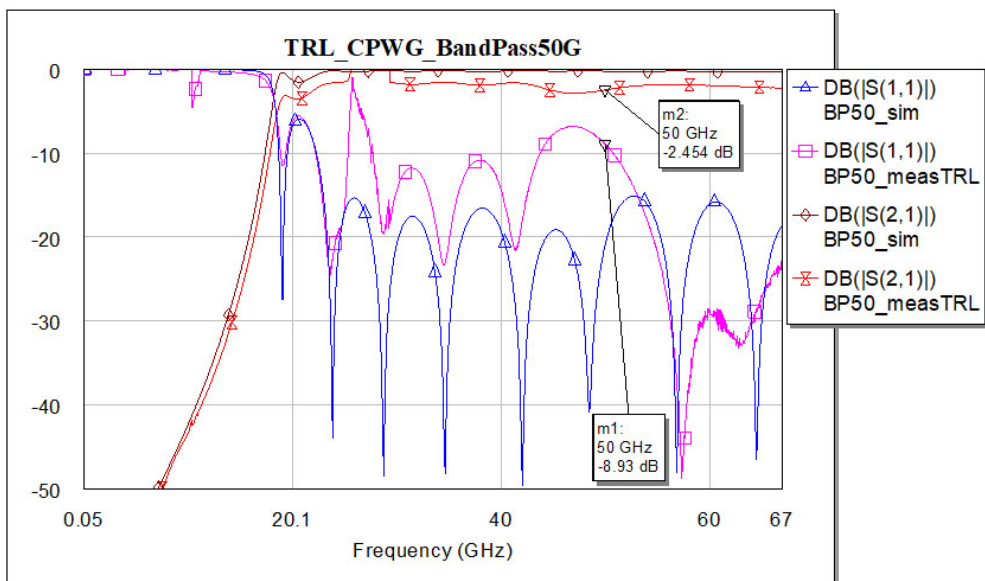
Obrázek 6.14: Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 50 GHz na CPWG s kalibrací UOSM



Obrázek 6.15: Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 10 GHz na CPWG s kalibrací TRL



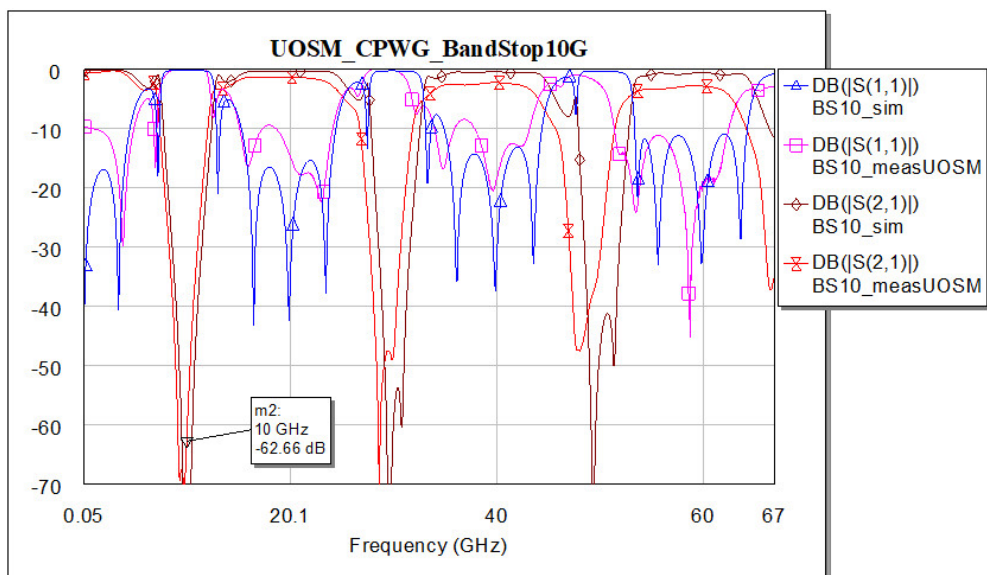
Obrázek 6.16: Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 30 GHz na CPWG s kalibrací TRL



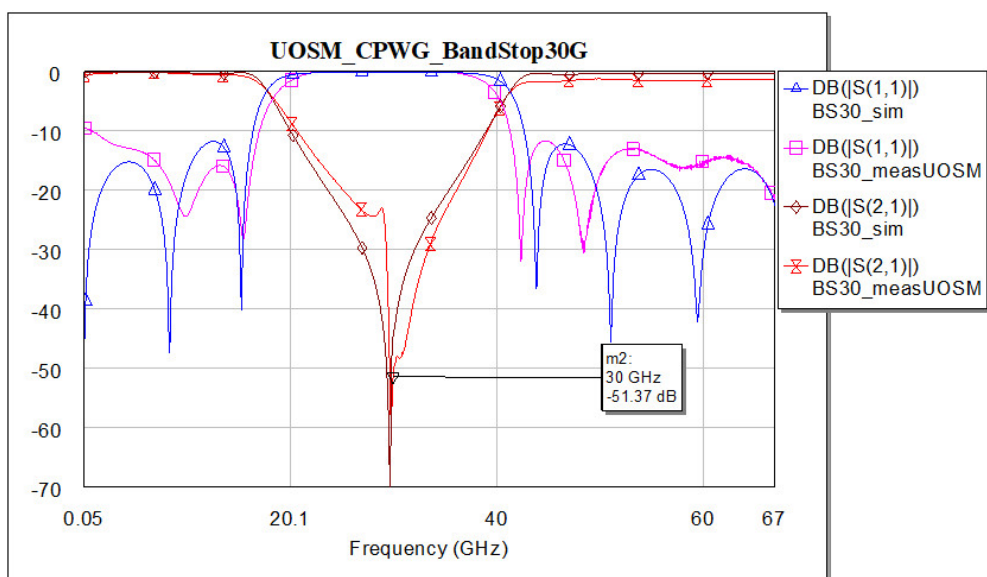
Obrázek 6.17: Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 50 GHz na CPWG s kalibrací TRL

Na obrázcích 6.18, 6.19, 6.20, 6.21, 6.22 a 6.23 můžeme vidět srovnání simulací a měření zemněných koplanárních filtrů typu pásmová zádrž. Charakteristiky filtrů poměrně dobře odpovídají simulacím, největší nedostatek tvoří vyšší úroveň odrazů v propustném pásmu než bylo nasimulované. U metody UOSM se také na nízkých frekvencích projevuje již zmíněné nedokonalé připojení jednoho z rezistorů u kalibru match. U měření s kalibrací TRL lze pozorovat stejně jako u filtrů typu pásmová propust poruchy v charakteristikách přenosů a odrazů. Ty jsou patrné na frekvencích kolem 5 GHz, 10 GHz

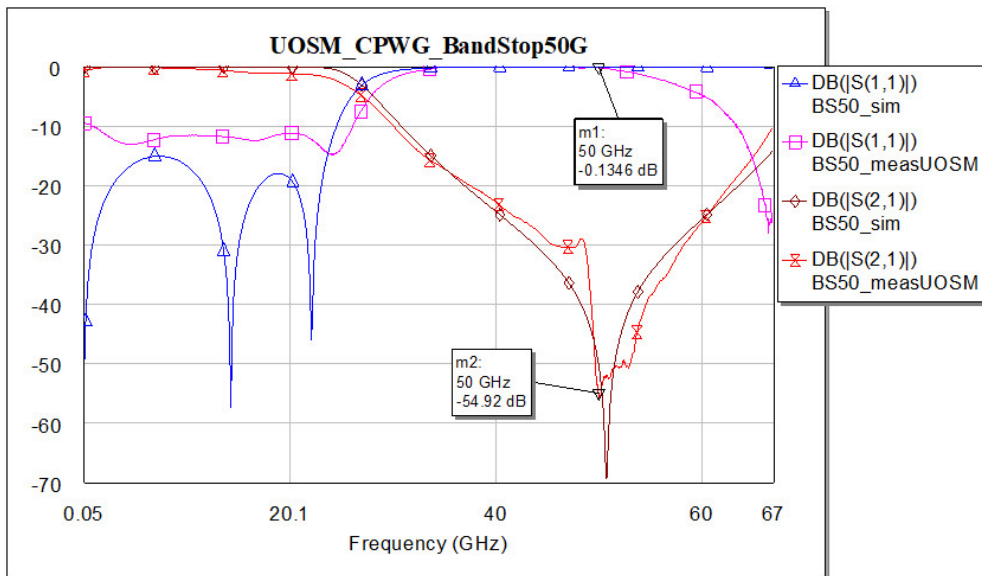
a 25 GHz. U filtru na 50 GHz lze navíc pozorovat výrazné snížení odrazu filtru na frekvencích vyšších než 50 GHz. Tato odchylka od simulace mohla být způsobena poruchou struktury vyrobeného filtru.



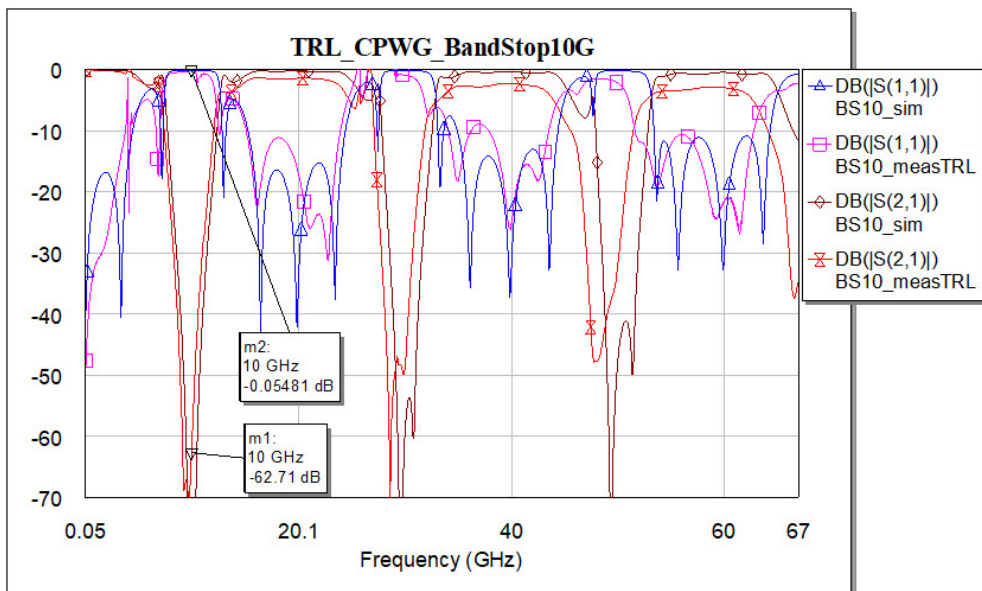
Obrázek 6.18: Porovnání simulace a měření filtru pásmová zadrž na 10 GHz na CPWG s kalibrací UOSM



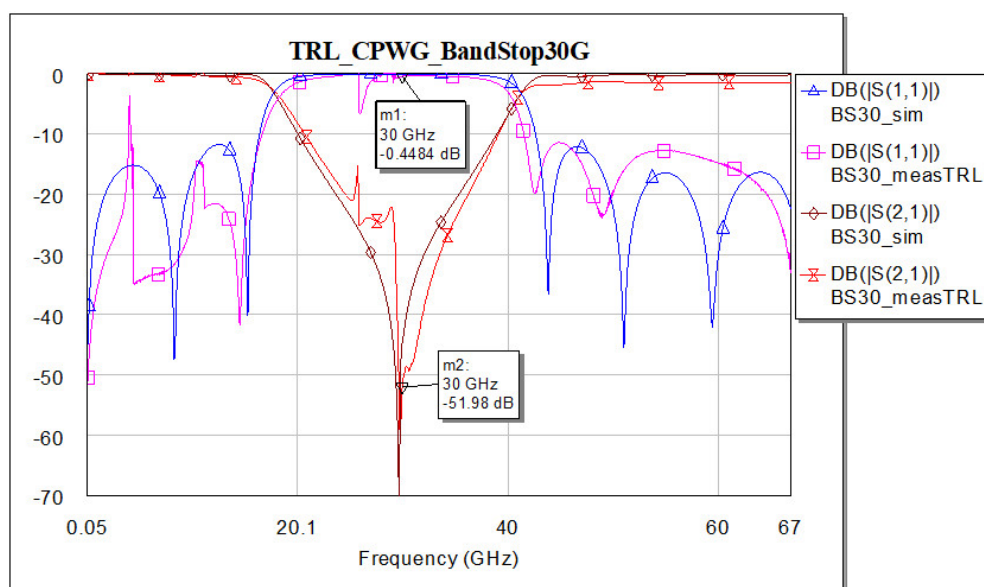
Obrázek 6.19: Porovnání simulace a měření filtru pásmová zadrž na 30 GHz na CPWG s kalibrací UOSM



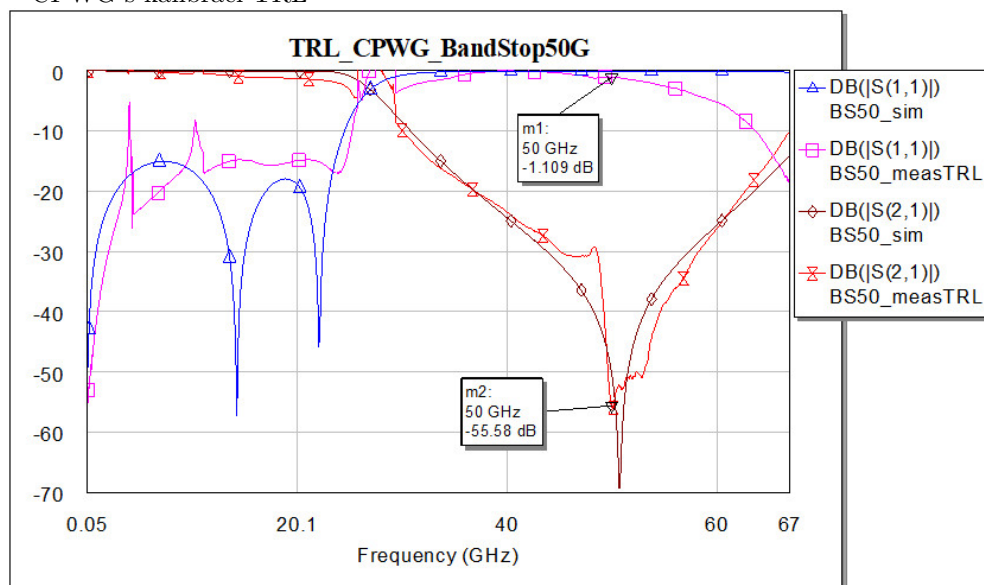
Obrázek 6.20: Porovnání simulace a měření filtru pásmová zadrž na 50 GHz na CPWG s kalibrací UOSM



Obrázek 6.21: Porovnání simulace a měření filtru pásmová zadrž na 10 GHz na CPWG s kalibrací TRL



Obrázek 6.22: Porovnání simulace a měření filtru pásmová zádrž na 30 GHz na CPWG s kalibrací TRL

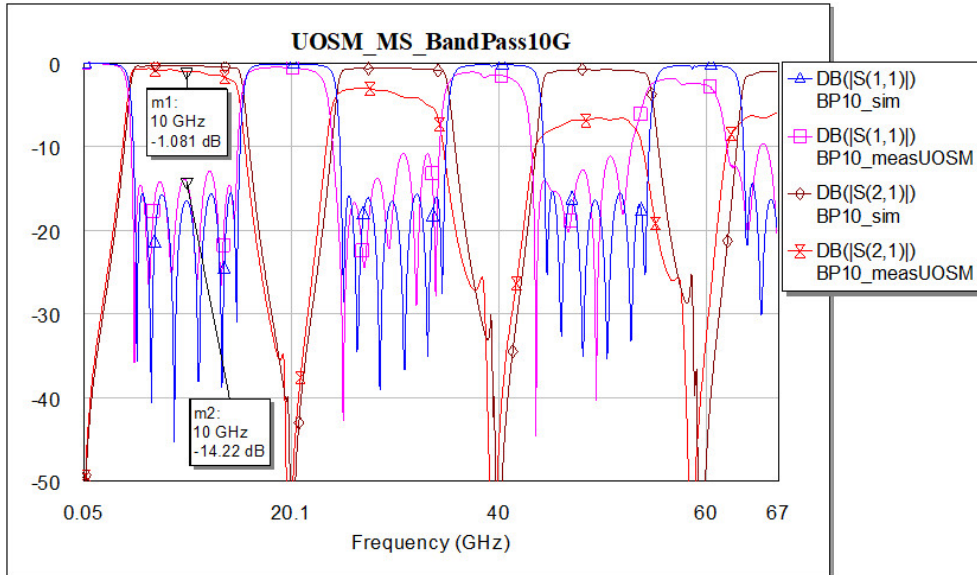


Obrázek 6.23: Porovnání simulace a měření filtru pásmová zádrž na 50 GHz na CPWG s kalibrací TRL

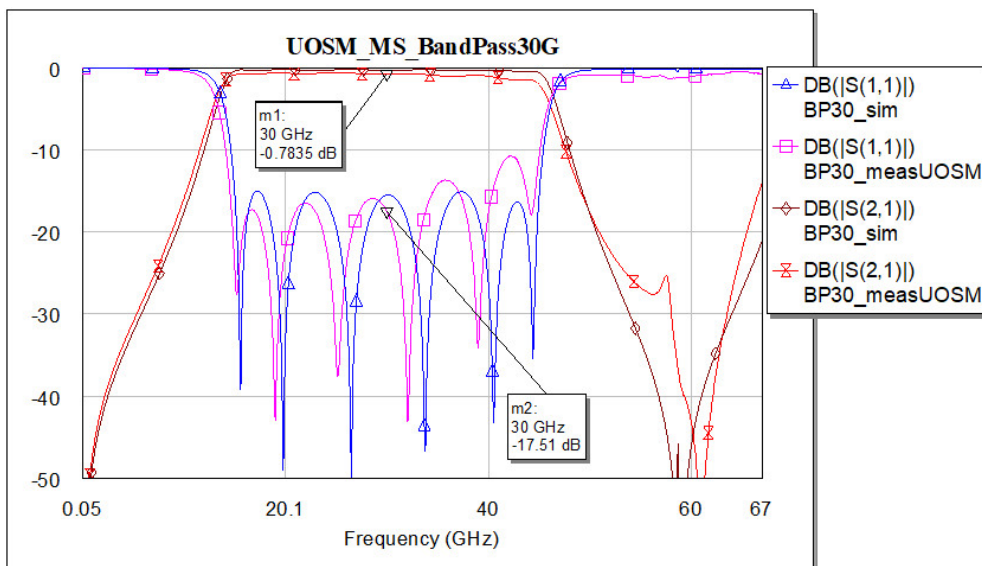
6.3 Srovnání charakteristik filtrů na mikropáskovém vedení

Obrázky 6.24, 6.25, 6.26, 6.27, 6.28 a 6.29 ukazují srovnání simulovaných a měřených charakteristik u filtru typu pásmová propust vytvořeném na mikropáskovém vedení. Naměřené charakteristiky poměrně dobře odpovídají

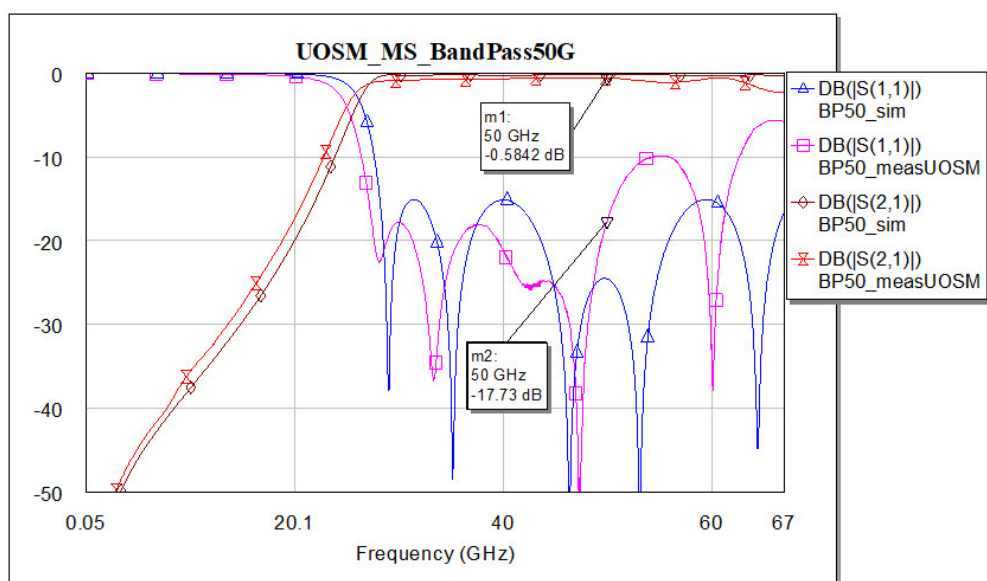
simulacím. Jediné měření, které se výrazně odchyluje od simulace, je u pásmové propusti na 50 GHz. Tady se může projevovat nedokonalé přizpůsobení kalibru match právě nad frekvencí 50 GHz popsané v části 4.3.



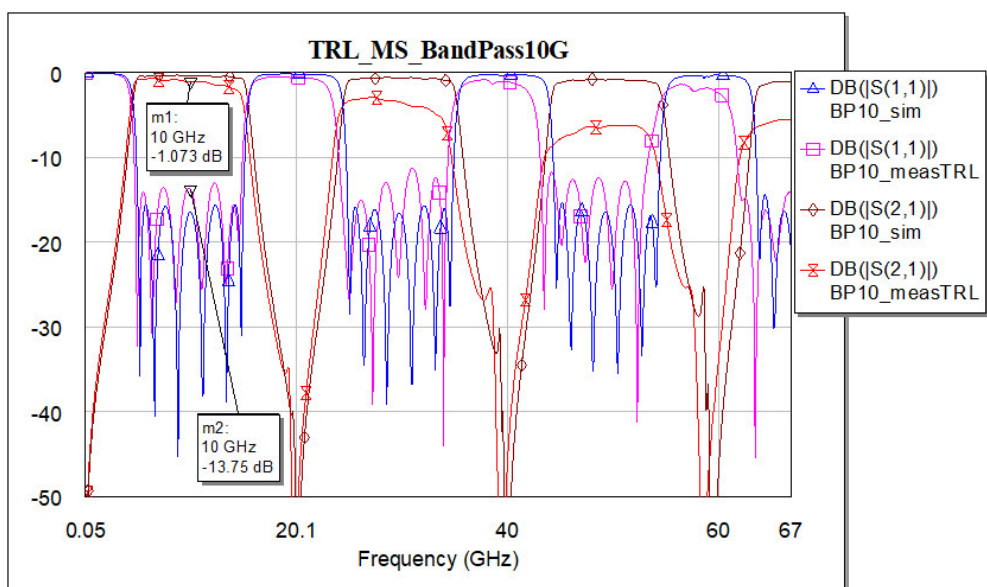
Obrázek 6.24: Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 10 GHz na MS s kalibrací UOSM



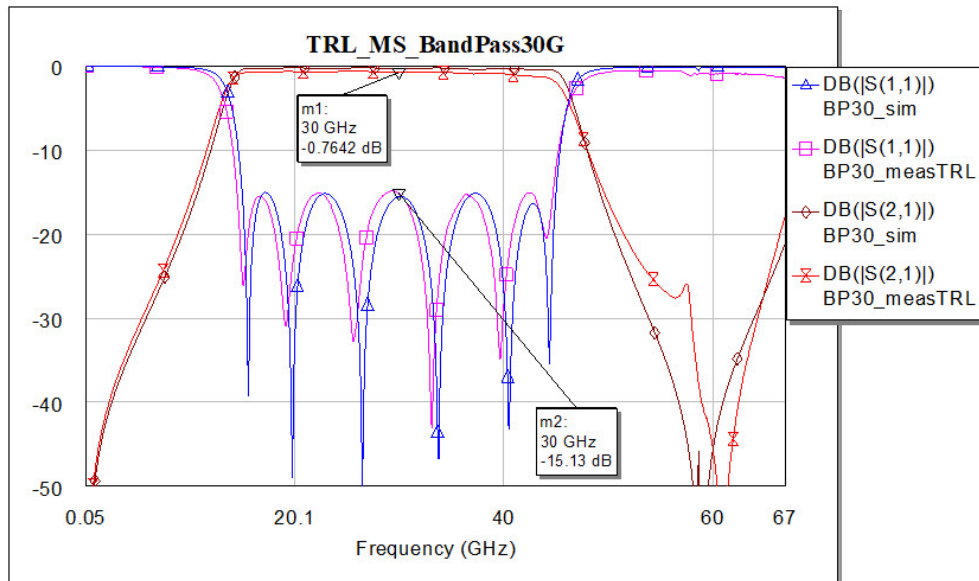
Obrázek 6.25: Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 30 GHz na MS s kalibrací UOSM



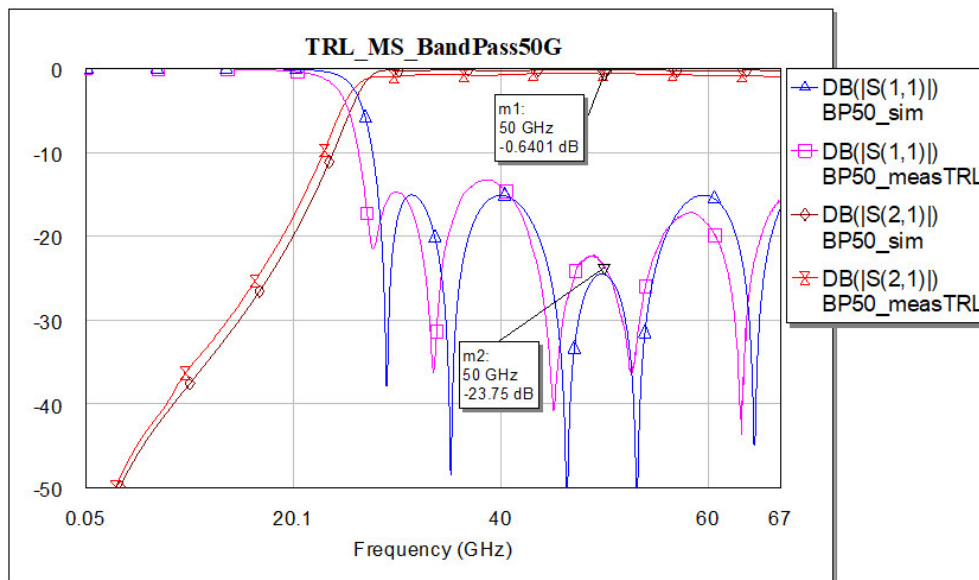
Obrázek 6.26: Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 50 GHz na MS s kalibrací UOSM



Obrázek 6.27: Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 10 GHz na MS s kalibrací TRL

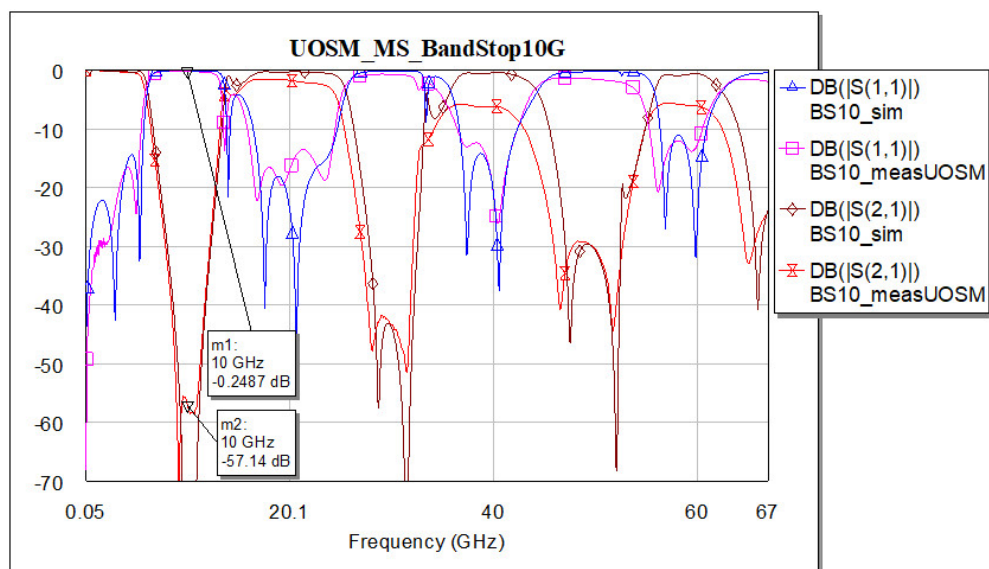


Obrázek 6.28: Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 30 GHz na MS s kalibrací TRL

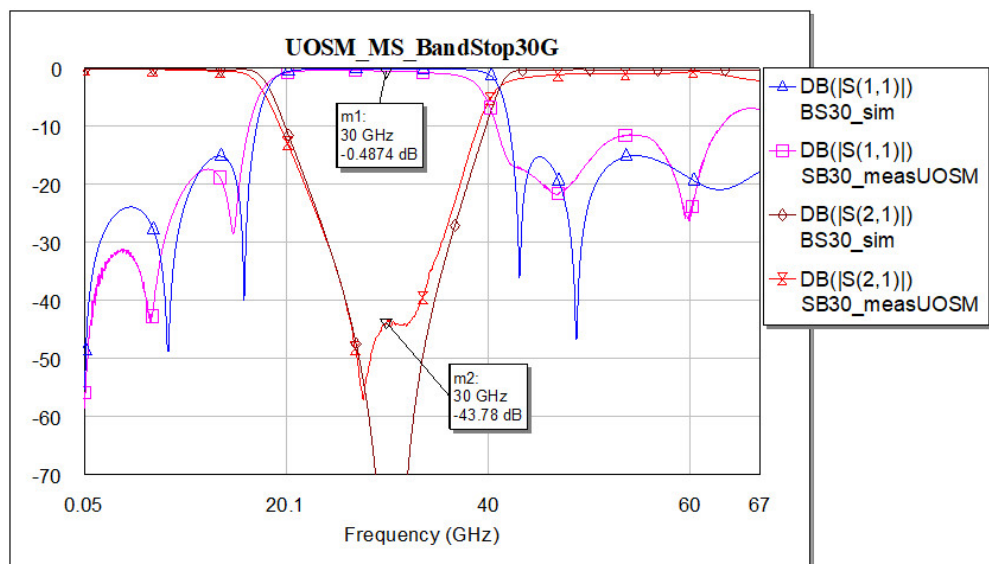


Obrázek 6.29: Porovnání simulace a měření filtru pásmová propust na 50 GHz na MS s kalibrací TRL

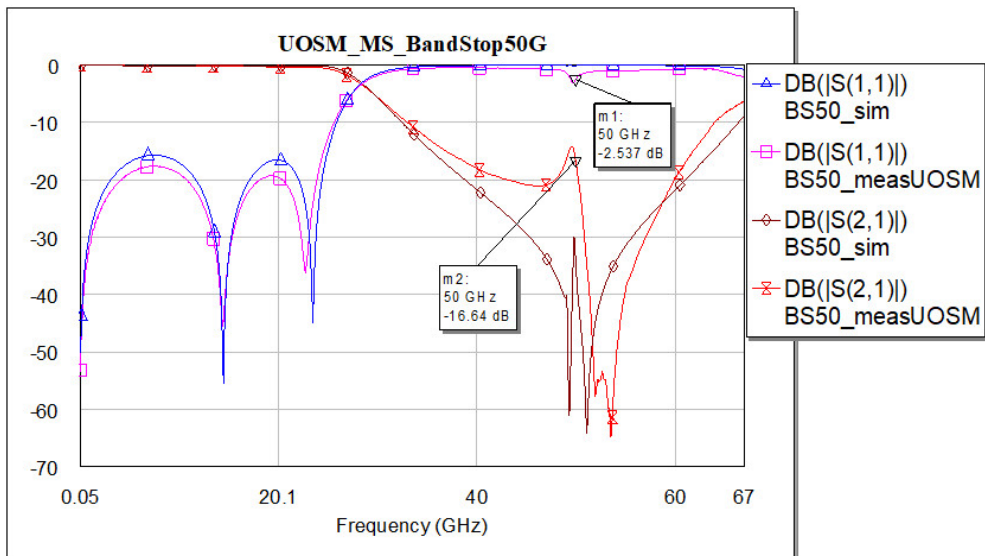
Srovnání simulací a měření filtrů typu pásmová zadrž vytvořených na mikropásmovém vedení představují obrázky 6.30, 6.31, 6.32, 6.33, 6.34 a 6.35. I v tomto případě je dobrá shoda mezi měřením a simulací. Výjimku tvoří filtr na frekvenci 50 GHz, u kterého došlo ke zvýšení přenosu právě na frekvenci 50 GHz a neodpovídá tak podstatě tohoto filtru. Vzhledem k tomu, že ladění tohoto filtru bylo velice jemné, mohla změnu charakteristik způsobit hrubost povrchového materiálu.



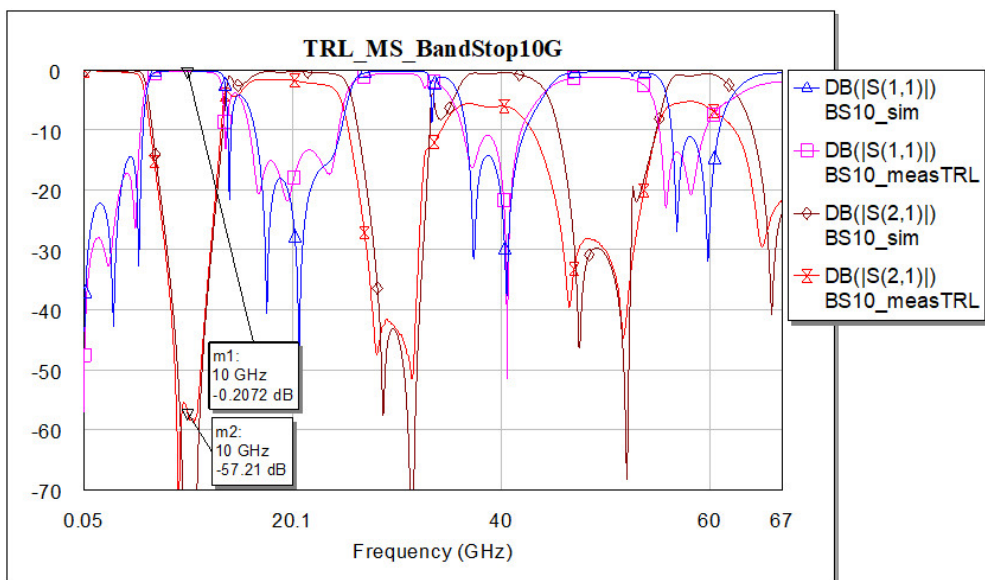
Obrázek 6.30: Porovnání simulace a měření filtru pásmová zadrž na 10 GHz na MS s kalibrací UOSM



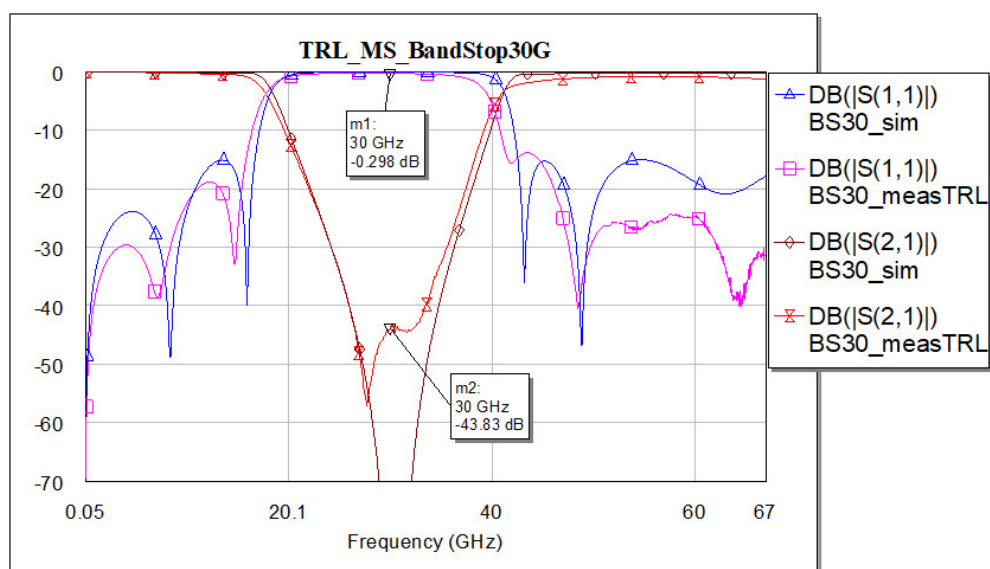
Obrázek 6.31: Porovnání simulace a měření filtru pásmová zadrž na 30 GHz na MS s kalibrací UOSM



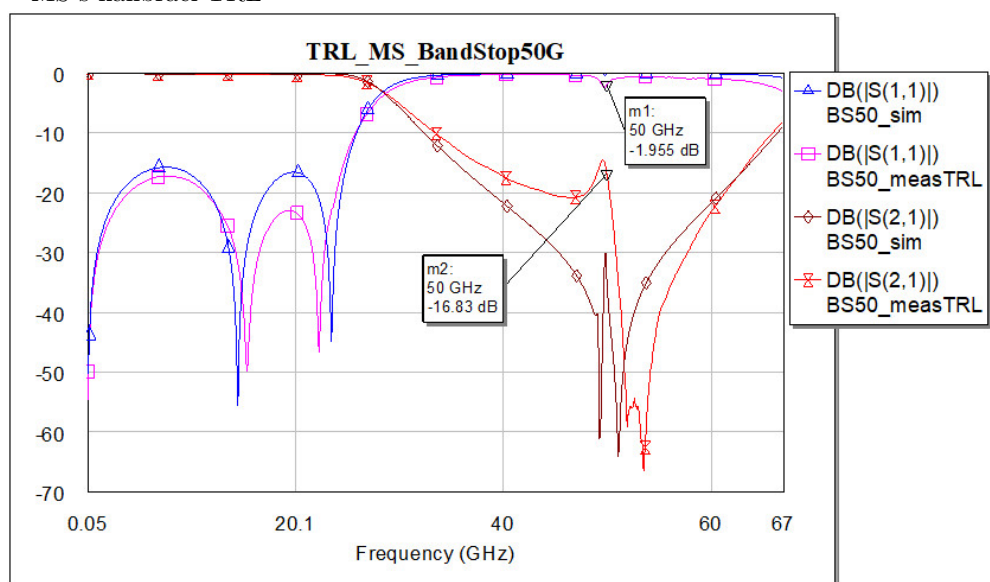
Obrázek 6.32: Porovnání simulace a měření filtru pásmová zadrž na 50 GHz na MS s kalibrací UOSM



Obrázek 6.33: Porovnání simulace a měření filtru pásmová zadrž na 10 GHz na MS s kalibrací TRL

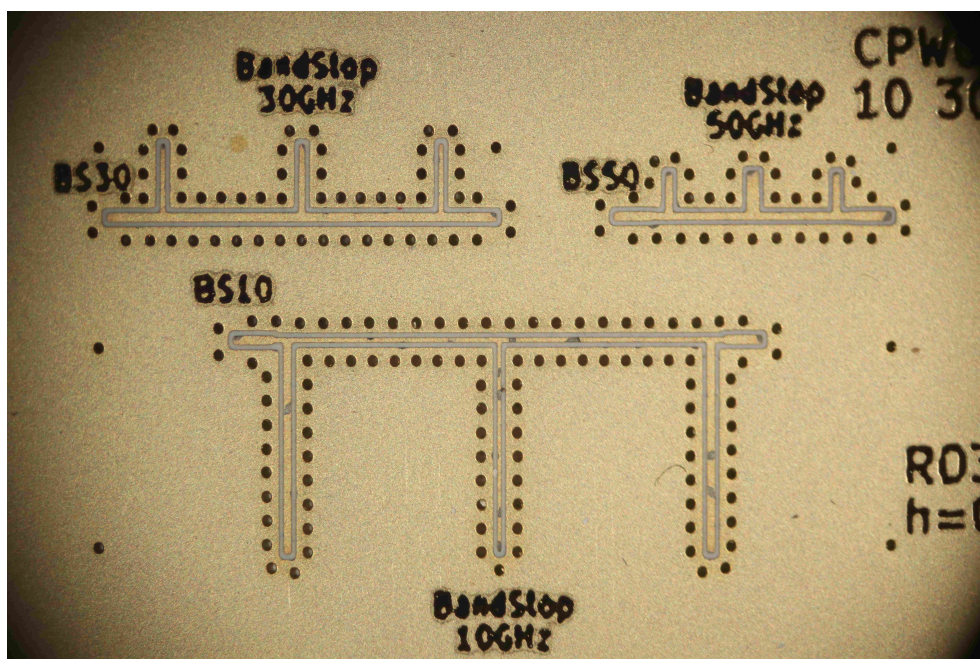


Obrázek 6.34: Porovnání simulace a měření filtru pásmová zadrž na 30 GHz na MS s kalibrací TRL

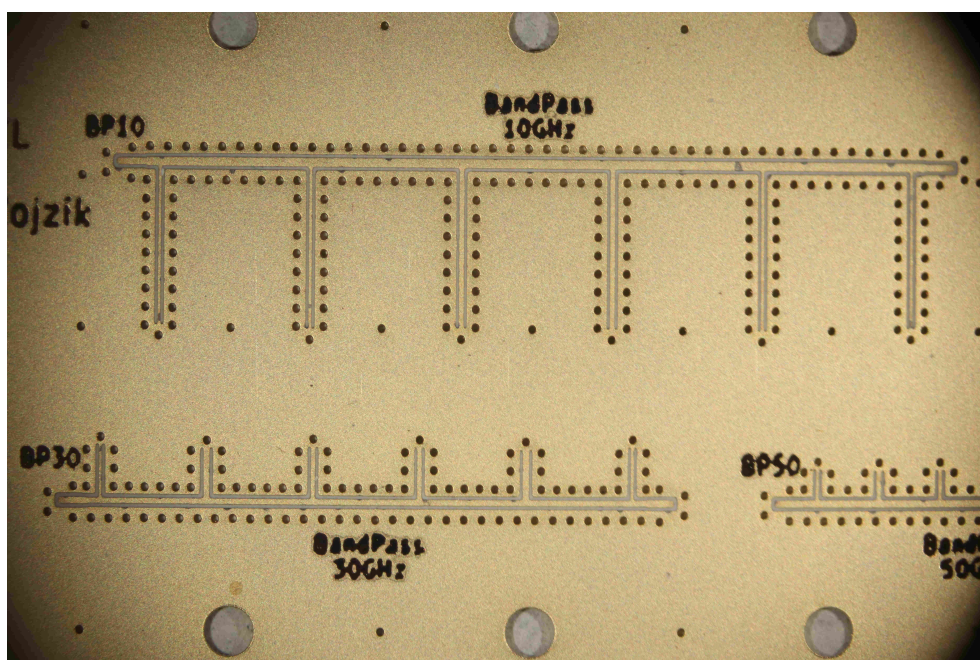


Obrázek 6.35: Porovnání simulace a měření filtru pásmová zadrž na 50 GHz na MS s kalibrací TRL

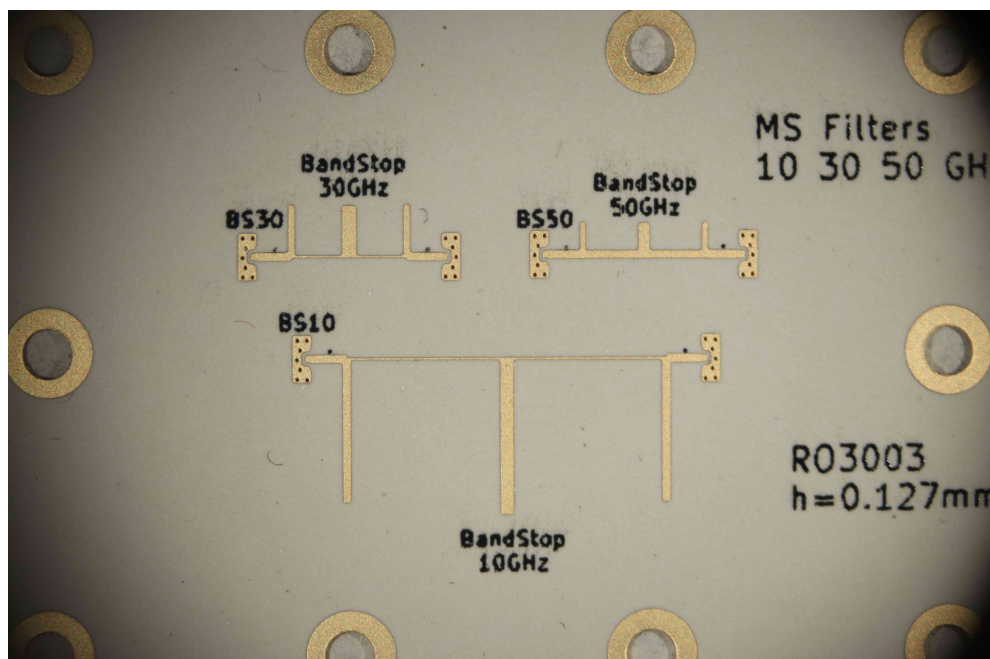
Na obrázcích 6.36, 6.37, 6.38 a 6.39 jsou zobrazeny vyrobené filtry. Na zemněném koplanárním i na mikropáskovém vedení byly vytvořeny vždy tři filtry typu pásmová zadrž a tři typu pásmová propust. Návrhové frekvence filtrů byly 10 GHz, 30 GHz a 50 GHz a byly tak rovnoměrně rozloženy po celém zkoumaném frekvenčním pásmu.



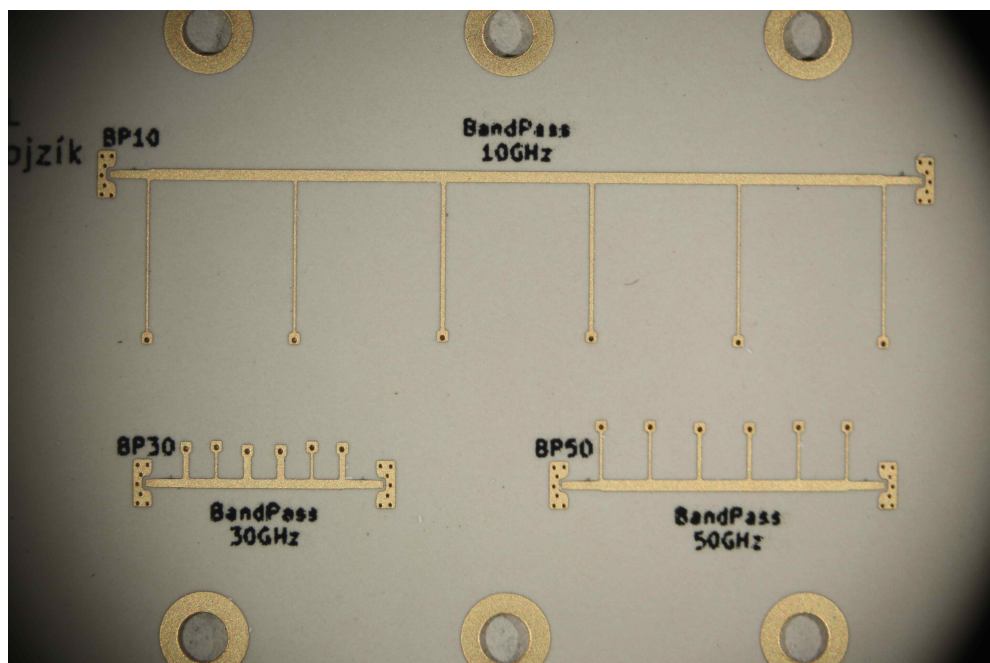
Obrázek 6.36: Vyrobené filtry typu pásmová zádrž na zemněném koplanárním vedení



Obrázek 6.37: Vyrobené filtry typu pásmová propust na zemněném koplanárním vedení



Obrázek 6.38: Vyrobené filtry typu pásmová zadrž na mikropáskovém vedení



Obrázek 6.39: Vyrobené filtry typu pásmová propust na mikropáskovém vedení



Kapitola 7

Závěr

Práce popisuje vytvoření mikrovlnných struktur na zemněném koplanárním a mikropáskovém vedení od výběru substrátu, přes návrh filtrů a kalibračních sad až po jejich výrobu, měření a následné srovnání se simulacemi. Změřené charakteristiky poměrně dobře odpovídaly těm odsimulovaným, a to především u mikropáskových filtrů. Dále bylo zjištěno několik konstrukčních detailů, které negativně ovlivnily výsledky některých měření. Příkladem je důležitost správného umístění upevňovacích šroubů na desce nebo vliv hrubosti materiálu vedení. Důležitou roli hrálo také správné nakontaktování sondy na měřené vedení. Na práci by bylo vhodné navázat návrhem dalších obvodů, u kterých by se zohlednily všechny nepříznivé efekty a poskytly by tak ještě přesnější výsledky měření.



Literatura

- [1] DUNSMORE, J. P. *Handbook of microwave component measurement: with advanced VNA techniques*. Chichester: Wiley, 2012. ISBN 978-1-119-97955-5.
- [2] TEPPATI, V. et al. *Modern RF and microwave measurement techniques*. 1. vyd. Cambridge: Cambridge University Press, 2013. ISBN 978-1-107-03641-3.
- [3] TSOBOUCHI, Y. et al. 4-port 10 MHz – 67 GHz Broadband Measurement of FR-4 PCB Transmission Lines for 64-Gb/s PAM-4 Signaling. In: *2020 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT)*. 2020. DOI 10.1109/RFIT49453.2020.9226185. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9226185>
- [4] RUMIANTSEV, A a R. DOERNER. RF Probe Technology: History and Selected Topics. In: *IEEE Microwave Magazine*. 2013, vol. 14, no. 7, s. 46-58. DOI 10.1109/MMM.2013.2280241. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6668970>
- [5] ENGEN G. F. a C. A. HOER. Thru-Reflect-Line: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1979, vol. 27, no. 12, s. 987-993. DOI 10.1109/TMTT.1979.1129778. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1129778>
- [6] MARKS R. a K. PHILLIPS. Wafer-Level ANA Calibrations at NIST. In: *34th ARFTG Conference Digest*. 1989. DOI 10.1109/ARFTG.1989.323952. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4119520>

- [7] *Probe Selection Guide*. Form Factor, 2023. Produktový katalog ProbeSelectionGuide-0523.
- [8] *RO3000® Series Circuit Materials*. Rogers Corporation, 2015. Katalogový list Revised 1105 050415 Publication #92-130.
- [9] *Astra® MT77 Very Low-loss Laminate Material*. Isola group, 2017. Katalogový list DSAstraMT77Q.
- [10] DESLANDES, D. a K. WU. Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components. In: *2002 32nd European Microwave Conference*. 2002, s. 1-4. DOI 10.1109/EUMA.2002.339426. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/4140506>
- [11] DESLANDES, D. a K. WU. Single-Substrate Integration Technique of Planar Circuits and Waveguide Filters. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2003, s. 593-596. DOI 10.1109/TMTT.2002.807820. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1179434>
- [12] RAYAS-SANCHEZ, J. E. a V. GUTIERREZ-AYALA. A General EM-Based Design Procedure for Single-Layer Substrate Integrated Waveguide Interconnects with Microstrip Transitions. In: *2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 2008, s. 983-986. DOI 10.1109/MWSYM.2008.4632999. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4632999>
- [13] ORII, A. et al. On the length of THRU standard for TRL de-embedding on Si substrate above 110 GHz. In: *2013 IEEE Int. Conf. Microelectronic Test Structures*. 2013, s. 81-86. DOI 10.1109/ICMTS.2013.6528150. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6528150>
- [14] *Network Analysis Applying the 8510 TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements – Technical Overview*. Keysight Technologies, 2019. Aplikační příručka 5091-3645E.
- [15] RUMIANTSEV, A. et al. Applying the calibration comparison technique for verification of transmission line standards on silicon up to 110 GHz. In: *2009 73rd ARFTG Microwave Measurement Conference*. 2009, s. 1-6. DOI 10.1109/ARFTG.2009.5278064. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5278064>
- [16] RUMIANTSEV, A. et al. Design of a DC-to-90-GHz Resistive Load. In: *IEEE MICROWAVE AND GUIDED WAVE LETTERS*. 1999, s. 69-70. DOI 10.1109/75.755049. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/755049>
- [17] LUDWIG, R. a P. BRETCHKO. *RF circuit design: theory and applications*. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2000. ISBN 0-13-095323-7.

- [18] FREE, Ch. E. a C. S. AITCHISON. *RF and microwave circuit design: theory and applications*. Chichester: Wiley, 2022. ISBN 978-1-119-11463-5.
- [19] *DIN 84 Specifications – Slotted Cheese Head Screws*. Fuller, 2024. Dostupné z: <https://fullerfasteners.com/tech/din-84-specifications-slotted-cheese-head-screws/table1>
- [20] KOUL, A. et al. Differential Extrapolation Method for Separating Dielectric and Rough Conductor Losses in Printed Circuit Boards. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2012, s. 421-433. DOI 10.1109/TEM.2010.2087341. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5738326>