



# 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

## TEXTILNÍ MIKROVLNNÉ KOMPONENTY

TEXTILE MICROWAVE COMPONENTS

### BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

**Jakub Hotovec**

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

**Ing. Petr Vašina**

**BRNO 2017**

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**

Ústav radioelektroniky

**Student:** Jakub Hotovec

**ID:** 164287

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2016/17

**NÁZEV TÉMATU:**

## Textilní mikrovlnné komponenty

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Cílem bakalářské práce je seznámit se s principem výroby textilních mikrovlnných komponent. Pozornost zaměřte zejména na komponenty využívající vlnovodu integrovaného do substrátu jako jsou výkonové děliče a mikrovlnné filtry prezentovaných v doporučené literatuře, kde substrátem je textil daných vlastností. V práci je nutné zaměřit se na vhodný postup měření dielektrických parametrů textilie pro následný numerický návrh. Diskutujte již publikované koncepty a po dohodě s vedoucím práce navrhnete numerický model vybraných komponent ve vhodné zvoleném programu s cílem dosažení požadovaných vlastností.

Navržené mikrovlnné obvody realizujte, zaměřte se podrobně na snadnou vyrobiteľnosť. Experimentálně ověřte vlastnosti obvodů, odolnost proti mechanickému namáhání při běžném užívání a diskutujte dosažené výsledky.

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] BOZZI, M., GEORGIADIS, A., WU, K. Review of Substrate Integrated Waveguide (SIW) circuits and antennas. IET Microw. Antennas Propagation. 2011, vol. 5, no. 8, p. 909 -920.

[2] MORO, R., AGNEESSENS, S., ROGIER, H., DIERCK, A., BOZZI, M. Textile microwave components in substrate integrated waveguide technology. IEEE Microwave Theory and Tech. Society. 2015, vol. 63, Issue. 2, p. 422 -432.

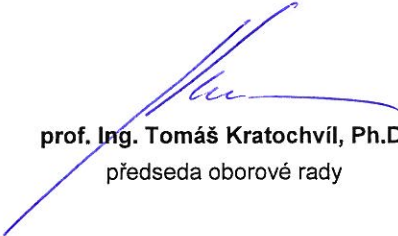
**Termín zadání:** 6. 2. 2017

**Termín odevzdání:** 30.5.2017

**Vedoucí práce:** Ing. Petr Vašina

**Konzultant:**



  
**prof. 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**

Tato bakalářská práce se zabývá možnostmi výroby komponent integrovaných do substrátu, kde substrátem je textilie. Obsahuje teoretické poznatky o struktuře SIW, měření dielektrických parametrů tří textilií, návrh, syntézu a výrobu vlnovodu, tří portového děliče výkonu a filtru typu pásmová propust na třech substrátech. Použitým simulačním programem je CST Microwave Studio.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Mikrovlnné textilní komponenty, vlnovod integrovaný do substrátu, vlnovod, dělič výkonu, měření dielektrických parametrů textilií, filtr, pásmová propust, CST Microwave Studio

## **ABSTRACT**

This bachelor thesis is focused on possibilities of designing components integrated on substrate, where substrate is fabric. It contains theoretical information about the SIW structure, measurement of dielectric parameters of three fabrics, design, synthesis and production of waveguide, a three port divider and a band-pass filter on three substrates. For simulation CST Microwave Studio is used.

## **KEYWORDS**

Microwave textil components, substrate integrated waveguide, waveguide, power divider, dielectric parameters of textiles, filtr, band-pass, CST Microwave Studio

HOTOVEC, J. *Textilní mikrovlnné komponenty*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2017. 54 s., 0 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: Ing. Petr Vašina.

# PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci na téma Textilní mikrovlnné komponenty 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 a/nebo 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

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Petru Vašinovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

# OBSAH

<b>Seznam obrázků</b>	<b>vi</b>
<b>Seznam tabulek</b>	<b>viii</b>
<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>1 Charakterizace komponent ve struktuře SIW</b>	<b>2</b>
1.1 Struktura SIW .....	2
1.2 Šíření vln vlnovodem SIW .....	3
1.3 Napájení struktury SIW .....	3
1.3.1 Přechod mikropáskového vedení na SIW .....	3
1.3.2 Přechod koplanárního vlnovodu na SIW .....	5
1.3.3 Přechod koaxiálního vedení na SIW .....	6
<b>2 Technologie výroby</b>	<b>8</b>
2.1 Vodivé materiály .....	9
2.2 Nevodivé materiály .....	10
2.3 Měření dielektrických parametrů .....	10
2.4 Použité materiály .....	14
2.4.1 Měření relativní permitivity textilií .....	15
2.4.2 Měření ztrátového činitele textilií .....	18
<b>3 Komponenty SIW</b>	<b>22</b>
3.1 Vedení ve struktuře SIW .....	22
3.1.1 Návrh vlnovodu SIW .....	24
3.2 Výkonové děliče ve struktuře SIW .....	26
3.2.1 Návrh tří portového děliče výkonu typu T .....	26
3.3 Filtr ve struktuře SIW .....	27
3.3.1 Teorie návrhu filtru .....	27
3.3.2 Aproximační funkce .....	29
3.3.3 S-parametry .....	30
3.3.4 Postup návrhu filtru .....	30

<b>4</b>	<b>Numerické modely</b>	<b>33</b>
4.1	SIW vlnovod .....	34
4.2	Dělič výkonu.....	37
4.3	Filtr typu dolní propust .....	41
<b>5</b>	<b>Realizace komponent</b>	<b>44</b>
5.1	Výroba .....	44
5.2	Měření S-parametrů a porovnání se simulacemi .....	45
<b>6</b>	<b>Závěr</b>	<b>50</b>
	<b>Literatura</b>	<b>51</b>
	<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>53</b>

# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1.1	Obecná struktura SIW.....	2
Obrázek 1.2	Šíření vlny $TE_{10}$ ve vlnovodu s různou vzdáleností prokovů (převzato z [2]) .....	3
Obrázek 1.3	Přechod mikropáskového vedení na vlnovod SIW.....	4
Obrázek 1.4	Popis částí přechodu GCPW na SIW.....	5
Obrázek 1.5	Popis koaxiální sondy ve vlnovodu (převzato z [9]) .....	7
Obrázek 2.1	Schéma měření metodou paralelních desek.....	11
Obrázek 2.2	Schéma měření pomocí přenosového vedení s dutým vlnovodem.....	12
Obrázek 2.3	Vlnovod s otevřeným koncem .....	13
Obrázek 2.4	Sonda s otevřeným koncem .....	13
Obrázek 2.5	Metoda měření ve volném prostoru .....	14
Obrázek 2.6	Měřené textilie v porovnání s mincí .....	15
Obrázek 2.7	Porovnání naměřených a simulovaných výsledků flíčkových antén .....	17
Obrázek 2.8	Vyrobené flíčkové antény .....	18
Obrázek 2.9	Struktury použitých mikropásků, vlevo struktura LINE, vpravo struktura THRU, převzato z [13] .....	18
Obrázek 2.10	Vyrobené mikropáskové vedení – vlevo vedení LINE, vpravo vedení THRU.....	19
Obrázek 2.11	Výsledky měření pomocí metody přenosového vedení .....	21
Obrázek 3.1	Model vlnovodu SIW (a), fotografie vlnovodu (b) (převzato z [9]).....	23
Obrázek 3.2	Model vlnovodu SIWF (a), fotografie vlnovodu (b) (převzato z [9]) ....	24
Obrázek 3.3	Model filtru SIW s přiloženými rozměry (převzato z [9]).....	27
Obrázek 3.4	Tvar rezonátoru ve struktuře SIW a jeho rozměry .....	31
Obrázek 4.1	Simulovaná struktura vlnovodu s vyznačenými rozměry a konektory...	34
Obrázek 4.2	S-parametry simulovaného SIW vlnovodu s vypočtenými rozměry .....	34
Obrázek 4.3	Parametr $S_{21}$ vlnovodu při různých délkách $l_m$ .....	35
Obrázek 4.4	Parametr $S_{21}$ vlnovodu při různých šířkách $w_l$ .....	35
Obrázek 4.5	Simulované S-parametry optimalizovaného vlnovodu o výšce $h = 3,48$ mm .....	36
Obrázek 4.6	Simulované S-parametry optimalizovaného vlnovodu o výšce $h = 2,50$ mm .....	36



Obrázek 4.7	Simulované S-parametry optimalizovaného vlnovodu o výšce $h = 1,46$ mm .....	37
Obrázek 4.8	Simulovaná struktura děliče výkonu s vyznačenými hlavními rozměry a konektory .....	37
Obrázek 4.9	S-parametry simulovaného děliče výkonu při počátečních rozměrech ..	38
Obrázek 4.10	Parametr přenosu $S_{21}$ děliče výkonu při různých vzdálenostech $z$ .....	38
Obrázek 4.11	Přenosové charakteristiky děliče výkonu, při $z = 18.74$ mm, pro různé velikosti dělicího otvoru $d_2$ .....	39
Obrázek 4.12	Přenosové charakteristiky děliče výkonu, při $z = 10$ mm, pro různé velikosti dělicího otvoru $d_2$ .....	39
Obrázek 4.13	S-parametry optimalizovaného děliče se substrátem o výšce $h = 2,504$ mm .....	39
Obrázek 4.14	S-parametry optimalizovaného děliče se substrátem o výšce $h = 1,46$ mm .....	40
Obrázek 4.15	S-parametry optimalizovaného děliče se substrátem o výšce $h = 3,482$ mm .....	40
Obrázek 4.16	Podoba simulovaného filtru 3. řádu .....	41
Obrázek 4.17	S-parametry simulovaného filtru při počátečních rozměrech.....	42
Obrázek 4.18	S-parametry filtru, při různé šířce dělicí štěrbině $d_{center}$ .....	42
Obrázek 4.19	S-parametry filtru, při různé délce dělicí štěrbině $w_{center}$ .....	43
Obrázek 4.20	Porovnání optimalizovaných přenosů $S_{21}$ filtrů .....	43
Obrázek 5.1	3D-textil s vysekanými otvory pro prokovy a s narušenou strukturou...	44
Obrázek 5.2	Vyrobené komponenty, vlevo dva děliče výkonu, vpravo tři filtry typu pásmová propust .....	45
Obrázek 5.3	Porovnání měřených a simulovaných přenosů děliče výkonu se substrátem o výšce $h = 3,48$ mm .....	46
Obrázek 5.4	Porovnání měřených a simulovaných přenosů děliče výkonu se substrátem o výšce $h = 2,50$ mm .....	46
Obrázek 5.5	Porovnání měřených a simulovaných přenosů filtru typu pásmová propust se substrátem o výšce $h = 3,48$ mm.....	47
Obrázek 5.6	Porovnání měřených a simulovaných přenosů filtru typu pásmová propust se substrátem o výšce $h = 2,50$ mm.....	47
Obrázek 5.7	Porovnání měřených a simulovaných přenosů filtru typu pásmová propust se substrátem o výšce $h = 1,46$ mm.....	48
Obrázek 5.8	Vliv hodnoty relativní permitivity $\epsilon_r$ na posun pracovního pásma .....	48

## SEZNAM TABULEK

Tabulka 2.1	Vypočtené a nalezené hodnoty pomocí porovnávací metody .....	17
Tabulka 2.2	Rozměry mikropásků LINE a THRU a nalezené hodnoty $\tan \delta$ .....	21
Tabulka 3.1	Rozměry vypočítaných vlnovodů SIW .....	26
Tabulka 3.2	Vypočtené rozměry rezonátorů.....	32
Tabulka 4.1	Optimalizované rozměry vlnovodu SIW .....	36
Tabulka 4.2	Rozměry a simulované S-parametry tří portových děličů výkonu .....	41
Tabulka 4.3	Rozměry optimalizovaných filtrů .....	43
Tabulka 5.1	Porovnání simulovaných a vyrobených výrobků.....	49

# ÚVOD

Mikrovlnné textilní komponenty v dnešní době jsou uplatňovány především v oblasti inteligentního oblečení, což je oblast, která je značně rozvíjena. Pravděpodobně nejefektivnější využití těchto komponentů spočívá v monitoringu zdravotního stavu u pacientů nebo při integraci komunikátorů do oblečení. Využit se dají i ve vojenské technice jako součást inteligentních zbrojí či v inteligentním oblečení určeném pro veřejnost. Je to z důvodu kompaktnosti těchto komponentů, malé váhy a ohebnosti což mnohonásobně zvyšuje komfort uživatele.

Pomocí komponent využívajících vlnovodu integrovaného do substrátu, zkráceně komponenty SIW, mohou být vytvářeny rozsáhlé struktury založené na této technologii bez nutnosti přechodu na další typy struktur. V posledních letech se jeví struktura SIW jako jedna z nejslibnějších technologií pro mikrovlnné obvody.

Tato práce se zaměřuje na komponenty využívající vlnovodu integrovaného do substrátu, kde substrátem je textilie, jejich návrhem, měřením dielektrických parametrů textilií a výrobou navržených komponent. Práce je dělena do pěti základních kapitol. V první kapitole jsou popisovány teoretické poznatky o struktuře SIW. Také jsou zde popsány základní charakterizace, struktura a šíření vln vlnovodem SIW. Dále pak přechody mezi strukturou SIW a mikropáskovým vedením, zemněným koplanárním vedením a koaxiálním vedením. Obsahem druhé kapitoly jsou požadavky na materiály, možnosti realizace vodivých a nevodivých materiálů a jejich popis. Součástí této kapitoly je také teoretický popis šesti metod měření dielektrických parametrů a následné měření tří textilních materiálů o různých výškách. Měření je realizováno pomocí porovnávací metody a metody přenosového vedení. Ve třetí kapitole jsou uvedeny postupy pro získání rozměrů SIW vlnovodu, děliče výkonu a filtru typu pásmová propust a následné vyčíslení jejich rozměrů s požadovanými vlastnostmi. Pro každou komponentu jsou navrženy tři varianty, lišící se použitou textilií, která slouží jako dielektrikum. Čtvrtá kapitola se zabývá modelováním komponent v programu CST Microwave Studio. Součástí kapitoly je také optimalizace a zjištění vlivu některých rozměrů na výsledné parametry komponent. K tomu je využívána zejména parametrická analýza. Pátá kapitola se zabývá výrobou komponent, měřením S-parametrů a porovnáním se simulacemi.

# 1 CHARAKTERIZACE KOMPONENT VE STRUKTUŘE SIW

Jednou z možných technik výroby textilních mikrovlnných komponent je realizace ve struktuře vlnovodu integrovaného do substrátu neboli ve struktuře SIW, kde substrátem je textilie.

Struktura SIW je nejslibnějším kandidátem pro implementaci mikrovlnných integrovaných obvodů a systému v následujících několika letech [1].

Stejně jako mikropáskové a koplanární vedení nabízí SIW komponenty kompaktnost, flexibilitu a nenáročnost výrobního procesu a nízkou cenu. Zároveň si uchovává velkou část z výhod kovových vlnovodů, jmenovitě kompletní stínění, nízké ztráty a vysoký činitel jakosti [1].

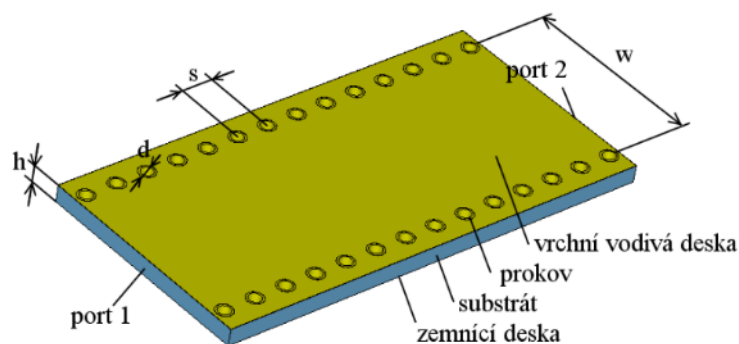
Jednou z největších výhod SIW technologie je možnost vytvoření kompletního obvodu v planární formě (včetně planárních obvodů, aktivních prvků a zářičů) pomocí běžných metod pro výrobu plošných spojů nebo dalších výrobních procesů pro planární technologii [1].

Dielektrický substrát přitom může být téměř jakýkoliv dielektrický materiál s vhodnými vlastnostmi. Použitím textilie jako substrátu vzniknou textilní mikrovlnné komponenty.

## 1.1 Struktura SIW

Základ struktury tvoří planární dielektrický materiál o výšce  $h$ , který je použit jako substrát. Na jeho spodní vrstvě je umístěna uzemněná vodivá vrstva, která je elektricky spojena s elektricky vodivou vrstvou, ta se nachází na vrchní části substrátu.

Na obrázku 1.1 je znázorněna obecná struktura vlnovodu integrovaného do substrátu, kde boky vlnovodu tvoří elektrický spoj mezi vrstvami. Ten je realizován vodivými prokvy, které mají konstantní rozestup  $s$  a průměr  $d$ . Dále je na obrázku 1.1 uvedena šířka vlnovodu  $w$ . Port 1 označuje vstup a port 2 výstup vlnovodu.

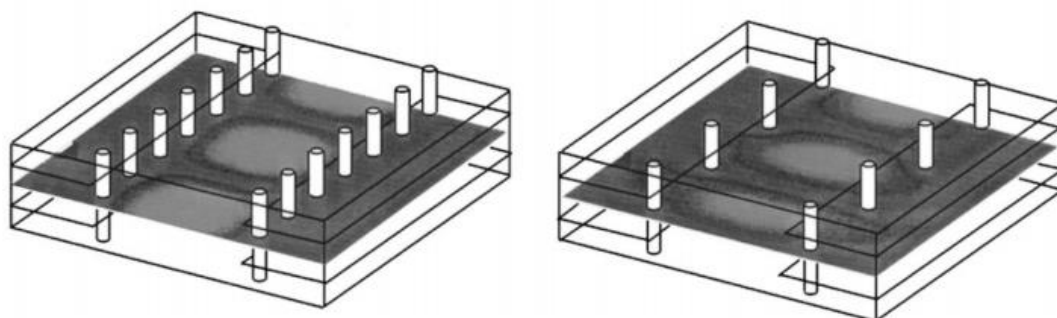


Obrázek 1.1 Obecná struktura SIW

## 1.2 Šíření vln vlnovodem SIW

Strukturu SIW lze považovat za zvláštní typ obdélníkového vlnovodu, kde se periodicky opakují prokovy, které jsou umístěny na svislých stěnách vlnovodu. Při vybuzení vidu, jehož povrchové proudy jsou kolmé, na mezery mezi prokovy, dojde ke spojitosti proudů, která způsobí značný útlum elektromagnetické vlny. Tudiž vlnovodem ve struktuře SIW se mohou šířit pouze elektromagnetické vlny s povrchovými proudy šířícími se podél mezer mezi prokovy. Z tohoto důvodu se vlnovody integrovanými do substrátu mohou šířit pouze elektromagnetické vlny o módech  $TE_{n0}$  [2].

Na obrázku 1.2 je zobrazeno šíření vlny  $TE_{10}$  vlnovodem při různé rozteči prokovů. Tato simulace probíhala na kmitočtu  $f = 60 \text{ GHz}$ . Relativní permitivita byla zvolena  $\epsilon_r = 5$  a činitel dielektrických ztrát odpovídal číslu  $\tan \delta = 0,0008$ , při průměru prokovů  $p = 0,1 \text{ mm}$ . Struktura byla nasimulována v programu Ansoft HFSS. V prvním případě byla rozteč prokovů zvolena jako  $p = 0,52 \text{ mm}$ . V druhém případě byla rozteč prokovů zvětšena na  $p = 1,04 \text{ mm}$ . Je vidět, že při menší rozteči prokovů nedocházelo téměř k úniku energie z vlnovodu. Oproti tomu v druhém případě už docházelo k úniku elektrického pole [2].



Obrázek 1.2 Šíření vlny  $TE_{10}$  ve vlnovodu s různou vzdáleností prokovů (převzato z [2])

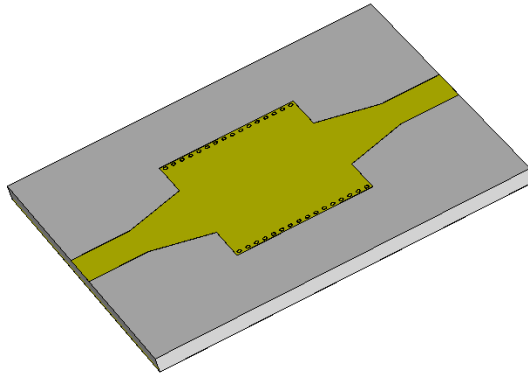
## 1.3 Napájení struktury SIW

Pro propojení struktury SIW a klasických vedení se z důvodu buzení a testování se nejčastěji používají přechod mikropáskového vedení na SIW, přechod koplanárního vlnovodu na SIW a přechod koaxiálního vedení SIW. Tyto tři metody jsou v následujících kapitolách popsány.

### 1.3.1 Přechod mikropáskového vedení na SIW

Tato varianta napájení je levná a nabízí relativně nízký činitel jakosti (50 - 100). Navíc díky jednoduché struktuře nabízí malé ztráty a je výkonově vhodnější než ostatní typy přechodů [8].

Typický přechod mikropáskového vedení je uveden na obrázku 1.3.



Obrázek 1.3 Přechod mikropáskového vedení na vlnovod SIW

Pro výpočet rozměrů tohoto typu přechodu je nutné vedení transformovat na ekvivalentní TEM vlnovod. V prvním kroku je nutné stanovit efektivní permitivitu  $\varepsilon_{ef}$  TEM vlnovodu dle následujícího vztahu:

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot \frac{h}{w_t}}}, \quad (1.1)$$

kde  $\varepsilon_r$  je permitivita mikropáskového vedení,  $h$  je výška mikropáskového vedení a  $w_t$  značí šířku mikropáskového vedení. Šířka ekvivalentního TEM vlnovodu  $w_e$  je vypočtena následně tak, aby jeho impedance dosahovala stejné hodnoty jako impedance mikropáskového vedení  $Z_e$ .

$$Z_e = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}} \cdot \ln \left( 8 \cdot \frac{h}{w_t} + 0,25 \cdot \frac{w_t}{h} \right) \quad \text{pro } \frac{w_t}{h} < 1, \quad (1.2)$$

$$Z_e = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{ef}} \cdot \left( \frac{w_t}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln \left( \frac{w_t}{h} + 1,444 \right) \right)} \quad \text{pro } \frac{w_t}{h} < 1. \quad (1.3)$$

Rozptylové parametry TEM vlnovodu jsou nezávislé na jeho výšce  $h$ , ale jsou závislé na ekvivalentní šířce vlnovodu SIW  $w$ , šířce TEM vlnovodu  $w_e$ , efektivní permitivitě TEM vlnovodu  $\varepsilon_{ef}$  a relativní permitivitě  $\varepsilon_r$  mikropáskového vedení. Při zmenšení velikosti vlnovodu o polovinu a zároveň zachování poměru  $w/w_e$ , dojde k tomu, že S-parametry budou stejné na dvojnásobku původní frekvence. Tu lze následně normalizovat. Když zůstane zachován i poměr relativní permitivity SIW a efektivní permitivity ekvivalentního vlnovodu TEM na normalizované frekvenci, S parametry se taktéž nezmění. Z toho lze usuzovat, že S-parametry jsou závislé pouze na poměrech  $w/w_e$  a  $\varepsilon_{ef}/\varepsilon_r$ .

V [7] byl nalezen vztah (1.4) pro tyto poměry, který v kombinaci se vzorci pro výpočet impedance TEM vlnovodu (1.2 a 1.3) a efektivní permitivity TEM vlnovodu (1.1) vytvoří vztah pro výpočet šířky ekvivalentního TEM vlnovodu  $w_e$ :

$$\frac{1}{w_e} = \frac{60}{\eta h} \cdot \ln \left( 8 \cdot \frac{h}{w_t} + 0,25 \cdot \frac{w_t}{h} \right) \quad \text{pro } \frac{w_t}{h} < 1, \quad (1.4)$$

$$Z_e = \frac{120\pi}{\eta \cdot \left(\frac{w_t}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln\left(\frac{w_t}{h} + 1,444\right)\right)} \quad \text{pro } \frac{w_t}{h} < 1, \quad (1.5)$$

$$\frac{1}{w_e} = \frac{4,38}{w} \cdot e^{-0,627 \cdot \frac{\epsilon_r}{\frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+12 \cdot \frac{h}{w_t}}}}} \quad (1.6)$$

kde  $\eta = (\mu_0 / \epsilon_0)^{1/2} = 376,7 \, \Omega$  je charakteristická impedance volného prostoru.

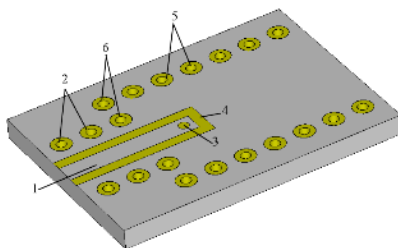
V následujícím kroku je mikropáskový přechod použit k přizpůsobení vstupní impedance mikropáskového vedení o šířce  $w_m$ , širší rozměr tohoto typu napájení je obvykle, pomocí simulace optimalizován. Jestliže je k návrhu použit substrát o permitivitě  $\epsilon_r$ , v rozmezí 2 až 10 v pásmu milimetrových vln, tak stačí, aby mikropáskový přechod měl délku o čtvrtinové délce vlny. Jestliže substrát tyto podmínky nesplňuje, tak musí být délka mikropáskového vedení rovna násobkům čtvrtinové délky vlny [7].

### 1.3.2 Přechod koplanárního vlnovodu na SIW

Koplanární vlnovody mohou být realizovány jak v planární, tak v uniplanární formě, tudíž může být struktura koplanárního vlnovodu stejná jako planární struktura vlnovodu SIW. Dle [8] při použití uniplanárního vedení, jako mikropáskové vedení, se objeví problém s vysokými ztrátami při přechodu z mikropáskového vedení na vedení SIW. Pro zredukování těchto ztrát by bylo nutné zvětšit tloušťku dielektrika u mikropáskového vedení.

Řešení může nabídnout použití více vrstvého mikropáskového vedení. Tím by se stal výrobní proces náročnějším a dražším. Oproti tomu uzemněný koplanární vlnovod neboli GCPW (Ground Coplanar Waveguide) má tu výhodu, že tímto neduhem netrpí. Jeho elektrické vlastnosti jsou téměř nezávislé na tloušťce dielektrika. Díky tomu jsou ztráty v SIW vlnovodu redukovány a je získána požadovaná impedance pro planární přenosové vedení [8].

Příklad tohoto typu napojení na strukturu SIW je uveden na obrázku 1.4.



Obrázek 1.4 Popis částí přechodu GCPW na SIW

V místě (1) dle obrázku 1.4 je umístěno napájení. Prokovy označené jako (2) po stranách GCPW slouží ke snížení ztrát a vyzařování vln do prostoru, což je způsobeno nežádoucími vidy, které by vznikly v nepřítomnosti těchto prokovů. Zároveň musí být prokovy umístěny blízko GCPW, tím se zabrání rezonanci v pracovním kmitočtovém pásmu. Proudová sonda (3) slouží k samotnému propojení GCPW a SIW. Konec GCPW musí

být hned za proudovou sondou ukončen, proto se tam nachází přenosové vedení (4). Prokovy označené jako (5) tvoří stěnu samotného vlnovodu SIW. Pomocí prokovů (6) je vytvořen zkrat. Tento pahýl, který vytváří zkrat, musí být dlouhý jako čtvrtina vlnové délky přenášené vlny. Tím se dosáhne nekonečné impedance na rovině proudové sondy (3) [8].

V tomto konkrétním GCPW s bočními stěnami se šíří pouze dominantní vid, pokud se strukturou šíří signál o kmitočtu menším, než je mezní kmitočtu GCPW. Při rovnosti mezního kmitočtu s přenášeným kmitočtem dojde k šíření dalšího módu. Tento mód lze odstranit dvěma způsoby. Při prvním způsobu vstupní port podporuje pouze jeden mód. Toho dosáhneme tak, že vzdálenost mezi řadami prokovů, které slouží k potlačení módů (2), splní následující podmínku:

$$s + 2 \cdot w + 2 \cdot d < \frac{1}{2 \cdot f_c \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r}}, \quad (1.7)$$

kde  $f_c$  značí mezní kmitočet. Při druhém způsobu je využívám fakt, že SIW je navržen pro šíření dominantního vidu  $TE_{10}$ . V místě křížení vedení, ale vzniká i první vyšší vid. Tuto dvou vidovou část můžeme reprezentovat pomocí ekvivalentního jednovidového vedení s konstantou šíření  $\gamma_{ekv}$ , která je identická jako původní konstanta šíření jedno vidové části, lze stanovit podmínky (1.8 a 1.9), při jejichž splnění nedojde k vybuzení vyššího vidu ve vedení GCPW.

$$d > \frac{s}{2} + w, \quad (1.8)$$

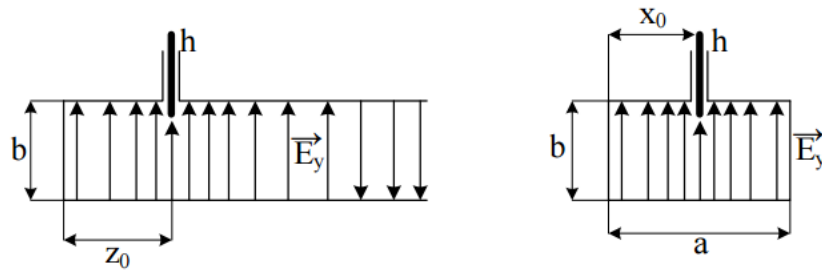
$$0,2 \leq \frac{s}{s+2 \cdot w} \leq 0,8 \quad (1.9)$$

### 1.3.3 Přechod koaxiálního vedení na SIW

Tento typ přechodu se vyznačuje velmi malým únikem energie a nízkými náklady na výrobu a pořízení.

Tento přechod opět vychází z klasického dutého vlnovodu. V klasickém vlnovodu se přechod realizuje krátkým úsekem koaxiálního vedení, kde se zasune střední vodič koaxiálního kabelu do vlnovodu s hloubkou vniku  $h \ll \lambda$ . Sonda by měla být umístěna v místě, kde má buzené elektrické pole maximální intenzitu, přitom by zasunutý vodič měl být rovnoběžný se siločárami elektrického pole. V klasickém vlnovodu lze pomocí hloubky průniku sondy do vlnovodu korigovat velikost buzení. Ve struktuře SIW, konkrétně u použití tenkých textilií jako substrátu, je prakticky nerealizovatelné měnit hloubku vniku sondy.





Obrázek 1.5 Popis koaxiální sondy ve vlnovodu (převzato z [9])

Sondu tvoří buď střední vodič koaxiálního konektoru, nebo obnažený střední vodič koaxiálního kabelu. Proto sonda prochází celou strukturou komponenty SIW a je připájena a vytváří zkrat s vodivou vrstvou SIW. Zemnicí vodič koaxiální sondy je připájen k zemnicí vrstvě struktury. Vzdálenost zkratu (přechodu), je volena tak, aby byl činitel odrazu na vstupu přechodu minimalizován. Umístění sondy lze převzít z návrhu pro klasický vlnovod, které definuje vztah pro vid  $TE_{10}$ :

$$Z = \frac{2 \cdot b}{a} Z_{0TE} \cdot \sin^2\left(\frac{\pi \cdot x_0}{a}\right), \quad (1.10)$$

kde hodnota  $Z$  je impedance koaxiálního vedení,  $Z_{0TE}$  je charakteristická impedance vidu  $TE_{10}$  ve vlnovodu. Vzdálenost  $x_0$  je obvykle volena tak, aby impedance koaxiálního vedení odpovídala vstupní impedanci vlnovodu. Pro buzení vidu  $TE_{10}$  jsou typické rozměry sondy  $x_0 = a/2$  a  $z_0 = \lambda/4$ .

Tím vznikne trojbran složený z koaxiálního kabelu a dvou otevřených konců vlnovodu SIW. Pokud se činitelé odrazu na koaxiálním kabelu a výstupu vlnovodu SIW rovnají, tak lze druhý výstup vlnovodu uzavřít řadou prokůvů, čímž se vytvoří zkrat, který zabraní vyzařování a nijak neovlivní vlnovod.

## 2 TECHNOLOGIE VÝROBY

Jak už název textilní mikrovlnné komponenty napovídá, jsou tyto komponenty vyrobeny na substrátu, kterým je textilie. Díky tomu se předpokládá použití pro tzv. nositelné oblečení, což klade na dané komponenty značné nároky a zužuje výběr použitelných materiálů.

Jedním z požadavků je minimalizace rozměrů. Vzhledem k tomu, že minimalizace je dnes standardně požadována, je snaha i tyto komponenty minimalizovat. Bohužel vzhledem k povaze komponent jsou některé metody minimalizace nevhodné. Například použití více vrstev může mít za následek zmenšení šířky a délky komponent (například převedení vlnovodu ze struktury SIW do struktury SIFW), ale na druhou stranu se může zhoršit schopnost přizpůsobení se tvaru těla. Toto sice není pravidlem, ale při vytváření komponenty za použití méně tvárných materiálů by tento problém mohl nastat, nehledě na narůstající výšku komponenty. Zároveň je tu určité omezení minimální velikosti komponent, která je definovaná metodou výroby. Například pro realizaci antény WiFi čipu ESP8266, jako textilní komponenty je naprosto nevhodná metoda plátování nebo vyšívání. Pro tyto metody by tento motiv byl příliš malý a jemný. Je proto vhodné volit kompromis vzhledem k dostupné metodě výroby.

Textilní mikrovlnné komponenty musejí být také poměrně ohebné a odolné vůči deformacím. Například při umístění komponent na rameno dojde k dlouhodobé deformaci. K deformaci, ale může dojít i v důsledku pohybu těla, to je deformace krátkodobá. Změna parametrů komponenty vzhledem k deformaci je nový stěžejní faktor, se kterým se v běžné mikrovlnné technice nemusí počítat. Jenže v textilní mikrovlnné technice, jsou komponenty přímo určené k deformacím, tudíž nesmějí se změnou tvaru, respektive polohy, příliš měnit své vlastnosti. Toto je jeden z hlavních faktorů u antén, u kterých může vlivem změny tvaru dojít ke změně rezonančního kmitočtu a směrovosti antény. Zároveň tato schopnost ovlivňuje výběr materiálu. Nelze použít křehký nebo neohebný materiál jako substrát ani jako vodivou vrstvu.

Všechny tyto komponenty musejí mít také zvýšenou odolnost vůči změnám teplot a vlhkosti vzduchu.

Všem těmto změnám se při použití v nositelné technice nedá vyhnout. Z toho vyplývá, že některé vlastnosti, které by zajistily stále elektrické vlastnosti komponent, by mohly snížit komfort uživatele z užívání.

Materiál, který bude použit na substrát, také podléhá jistým omezením. Při použití již zavedených textilií, což je nejpravděpodobnější, se musí počítat s faktem, že tyto textilie nebyly určeny pro použití v elektrotechnice. Tudíž se v nich mohou vyskytovat nehomogenity, nevhodné elektrické vlastnosti, případně může materiál obsahovat spoustu nechtěných chemických prvků a přísad. Zároveň by bylo neefektivní používat na substrát speciální materiály, respektive materiály používané v elektrotechnice, které by v mnoha případech byly vhodnější, ale mnohonásobně dražší než běžně dostupné materiály, respektive textilie. Zároveň by se tím ztížil postup výroby. Běžné textilie mají obvykle dostačující vlastnosti a více či méně vhodné kombinace materiálů, na kterých lze textilní mikrovlnné komponenty realizovat.

V neposlední řadě musí být co nejvíce eliminován vliv těla na funkci a vlastnosti

komponent. Nejlepším příkladem je právě opět anténa. Jakákoliv textilní mikrovlnná anténa by měla zářit pouze minimálně, nejlépe nulově, směrem do tkáně uživatele. Naopak tkáň uživatele (například kůže, tuk) by neměla zpětně příliš ovlivňovat komponenty. Tento faktor sice neovlivní výběr materiálu, ale stavbu a kvalitu celé struktury.

Ke konci této kapitoly jsou uvedeny některé měřicí metody, s jejichž pomocí se dají změřit dielektrické parametry textilií. Ty jsou potřebné pro následný návrh komponentů. Pomocí porovnávací metody jsou následně nalezeny dielektrické parametry tří zadaných textilií.

## 2.1 Vodivé materiály

Tato kapitola se zabývá některými materiály, které lze použít na výrobu textilních mikrovlnných prvků, včetně jejich vlastností. V první části se nachází vodivé materiály, použitelné na vodivé vrstvy. V druhé části jsou popsány některé materiály, které lze použít jako substrát, a tudíž jako dielektrickou vrstvu komponent. Výběr jednotlivých materiálů velmi ovlivní výsledné vlastnosti a parametry komponent.

Vodivé vrstvy lze realizovat pomocí fólií, elektricky vodivých barev, anebo pomocí elektrotextilu.

Vodivé fólie sice mají výborné elektrické vlastnosti, ale zato mají horší mechanické vlastnosti, zejména špatnou odolnost vůči ohybu. Navíc se při ohybu většinou nevrací do původní polohy, což by značně mohlo znepříjemnit komfort uživatele. Vyrobeny jsou nejčastěji z téměř čistých vodivých materiálů bez příměsí. K substrátu mohou být připevněny pomocí vodivých lepidel nebo pomocí nažehlování.

Elektricky vodivé barvy jsou vhodné pro nanášení pomocí sítotisku. Je nutné vybrat takové vodivé barvy, které mají dostatečnou flexibilitu a odolnost vůči sloupání barvy. U těchto barev také vyvstává problém, který vzniká kvůli povaze textilního substrátu. Tento problém je vsáknutí barvy do textilie. V nejhorším případě může dojít k prosáknutí barvy skrz několik vrstev a znehodnotit tak součástku. Míra prosáknutí barvy do materiálu je svázaná s její viskozitou. Čím vyšší je viskozita barvy, tím menší je prosáknutí do textilního materiálu.

Jako nejvhodnější volbou se zdá být volba elektrotextilu. Ten má ideální vlastnosti vzhledem k flexibilitě a pružnosti. Oproti předchozím dvou typům materiálů mají také výhodu ve větší odolnosti vůči praní. Elektrotextil přitom může být vytvořen několika způsoby. Nejjednodušší typ je tvořen samotnými vlákny vodivého materiálu nebo může být vlákno také tvořeno izolačním jádrem, okolo kterého jsou vodivá vlákna obmotána. Druhý typ získá mnohem lepší flexibilitu a ohebnost.

Další vodivou částí struktury SIW jsou prokovy. Ty spojují jednotlivé vodivé vrstvy struktury. Jejich použitím, ale vzniká také problém, který se u pevných materiálu nevy-skytuje. Prokovy jsou v podstatě vtlačeny do textilie, a proto je v jejich okolí materiál textilie deformován a „nahuštěn“, čímž se změní relativní permitivita a ztrátový činitel v okolí prokovu. K tomuto efektu nedochází při použití pevných materiálů místo textilie, kde se materiál odvrta a do vzniklého otvoru je vsazen prokov. Tento efekt může být odstraněn vyříznutím malého otvoru do textilie, stejně jak se provádí u pevných materiálů. U velkého množství textilií to ale může vést ke narušení struktura a textilie se může začít trhat. „Nahuštění“ textilie je způsobeno samotnou strukturou textilie, která se skládá

z jednotlivých vláken materiálu. Vyříznutí malého otvoru, může způsobit následné roztržení textilie.

Vodivá nit plně zastoupí prokovy a vzhledem k mnohem menšímu průměru nedeformuje okolní materiál v takovém množství jako prokovy, čímž se tento deformační problém může vyřešit. Použití vodivé nitě je také technologicky jednodušší.

## 2.2 Nevodivé materiály

V textilních mikrovlnných komponentech se počítá s použitím textilie jako dielektrika, ta je ale obecně nevhodná jako dielektrikum. Nejzávažnějším problémem, který použitím textilie vzniká, je nestálost elektrických vlastností textilie. Zejména savost textilie a její následné změny relativní permitivity  $\epsilon_r$ . Tomu lze, díky použití impregnace nebo nepromokavé textilie, zabránit. Zároveň je nutné zvážit výsledný vliv této úpravy na komponentu. Změna výšky textilie působením tlaku také ovlivní parametry obvodu. Spíše než změna výšky substrátu, ale chování komponentu ovlivní „nahuštění“ textilie a tím lokální zvednutí relativní permitivity a ztrátového činitele odrazu.

Existuje nepřehledné množství různých typů materiálů a každý má své specifické vlastnosti. Materiál skládající se z větší části z bavlny a menším podílem polyester má výbornou mechanickou pevnost, odolnost vůči ohybu a flexibilitu. Bavlnu bychom mohli nahradit například elastanem. Tím bychom nicméně zvýšili riziko elektrostatického výboje. Materiálům obsahujícím umělou látku obecně navíc hrozí riziko vzniku elektrostatické elektřiny, která by mohla vyvolat elektrostatický výboj. Ten by mohl ohrozit funkci komponentu, případně ho i poškodit.

Textilii, ale lze i nahradit i jinými materiály, které mají obdobné vlastnosti, například pěnovými substráty, voděodolnými papíry nebo tenkými ohebnými plasty typu PET. Tyto materiály mají sice vyšší permitivitu (například pěnové substráty až 4), a větší pevnost a lepší izolační vlastnosti, ale pro použití v nositelné technice textilie zůstává stále ideální kandidát.

## 2.3 Měření dielektrických parametrů

Tato kapitola popisuje některé metody pro stanovení dielektrických parametrů materiálů. Zaměřená je zvláště na měření dielektrických parametrů u textilií, které jsou nehomogenní a občas i neizotropní.

Vzhledem k tomu, že textilní mikrovlnné komponenty jsou vytvářeny na základě textilních materiálů, je tento krok velmi důležitý pro správný návrh a následnou realizaci. Dielektrické parametry se u textilií běžně neuvádějí, a navíc se velmi liší dle výrobce a použitých materiálů. Proto je tento krok nutný k výběru vhodné textilie. Pro zjištění dielektrických parametrů textilií lze použít mimo jiné i tyto metody:

- metoda paralelních desek
- metoda přenosového vedení
- metoda využívajícího vlnovodu s otevřeným koncem
- metoda využívající sondu s otevřeným koncem
- měření ve volném prostoru

- porovnávací metoda

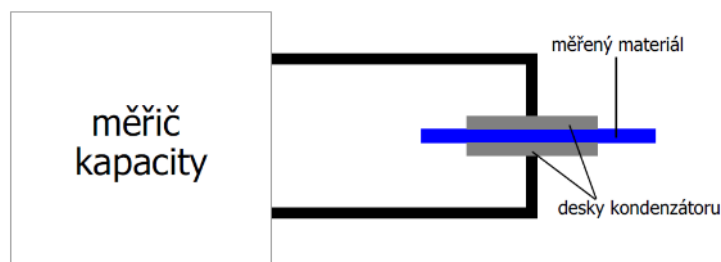
U metody paralelních desek je testovaný vzorek materiálu vložen mezi dvě paralelní desky. Tím se vytvoří kondenzátor, jehož kapacitu  $C$  následně změříme pomocí RLC metru. Tato kapacita je popsána vztahem [3]:

$$C = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot S}{d_c}, \quad (2.1)$$

kde  $C$  je kapacita vytvořeného kondenzátoru,  $\varepsilon_0$  je permitivita vakua,  $\varepsilon_r$  je relativní permitivita testovaného vzorku,  $S$  je plocha desek a  $d$  je vzdálenost mezi deskami. Vyjádřením relativní permitivity  $\varepsilon_r$  ze vztahu (2.1) získáme vztah pro její výpočet [3]:

$$\varepsilon_r = \frac{C \cdot d_c}{\varepsilon_0 \cdot S}. \quad (2.2)$$

Výhodou této metody je jak jednoduchost provedení, tak jednoduchost měření a výpočtu. Přesnost měření se pohybuje okolo 1 %. Nevýhoda spočívá v omezeném kmitočtovém pásmu do 1 GHz. [4]



Obrázek 2.1 Schéma měření metodou paralelních desek

Metoda přenosového vedení spočívá v umístění měřeného vzorku materiálu do ústí dutého vlnovodu nebo do koaxiální sondy. Následně se sledují pomocí vektorového síťového analyzátoru přenosové parametry vytvořené soustavy.

Při použití dutého vlnovodu vypočítáme relativní permitivitu  $\varepsilon_0$  ze vztahu [3]:

$$\varepsilon_r = \mu_r \frac{(1-\Gamma)^2}{(1+\Gamma)^2} \cdot \left(1 - \frac{\lambda_0^2}{\lambda_c^2}\right) + \frac{\lambda_0^2}{\lambda_c^2} \cdot \frac{1}{\mu_r}, \quad (2.3)$$

kde  $\mu_r$  je relativní permeabilita,  $\lambda_0$  je vlnová délka vlny ve volném prostoru,  $\lambda_c$  je kritická vlnová délka a  $\Gamma$  koeficient odrazu, který se vypočítá jako [3]:

$$\Gamma = X \pm \sqrt{X^2 - 1}. \quad (2.4)$$

Absolutní hodnota koeficientu odrazu by měla být menší než jedna. Hodnotu  $X$  ze vztahu (2.4) lze vypočítat jako [3]:

$$X = \frac{s_{11}^2 - s_{21}^2 + 1}{2 \cdot s_{11}}, \quad (2.5)$$

kde  $S_{11}$  je vstupní činitel odrazu při výstupu zakončeném přizpůsobenou zátěží a  $S_{21}$  je hodnota přenosového koeficientu při výstupu zakončeném přizpůsobenou zátěží.

Při použití koaxiální sondy se kritická vlnová délka blíží nekonečnu. Díky tomu se vztah (2.3) zjednoduší na tvar [3]:

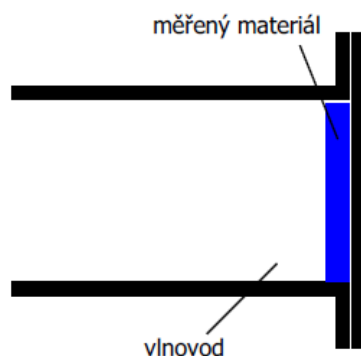
$$\epsilon_r = \mu_r \frac{(1-\Gamma)^2}{(1+\Gamma)^2}. \quad (2.6)$$

Vzhledem k tomu, že většina textilií nemá magnetické vlastnosti, tak stačí za relativní permeabilitu  $\mu_r$  dosadit hodnotu 1, čímž se vzorec dále zjednoduší.

Výběr dutého vlnovodu pro tuto metodu není příliš vhodný, protože je velmi náročné umístit materiál do vlnovodu tak, aby nedocházelo ke vzniku vzduchových bublin případně k deformaci materiálu uvnitř vedení. Tento problém lze částečně odstranit vyplněním pouze části ústí vlnovodu měřeným materiálem. Další nevýhodou je kritická vlnová délka. Ta udává největší délku vlny, která bude moci být přenášena daným vlnovodem, tudíž je použití dutého vlnovodu vhodné pouze pro vysokofrekvenční měření [5].

Výhoda použití koaxiální sondy spočívá v zanedbání kritického kmitočtu, který se blíží k nekonečnu. Měřený vzorek je stále nutné připravit pro měření, a to obmotáním vnitřního vodiče sondy měřeným materiálem [5].

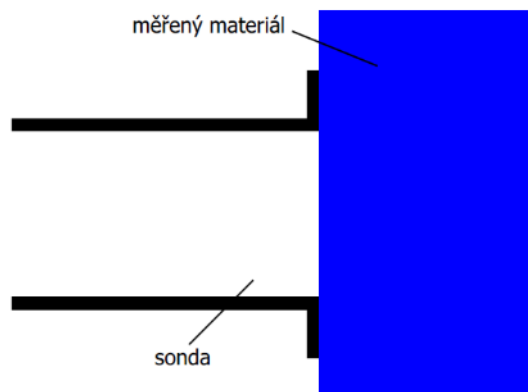
Tato metoda, není omezena pouze na duté vlnovody a koaxiální sondy. Lze použít jakýkoliv druh přenosového vedení a pomocí analogického přepočtu ze získaných S-parametrů získat hledanou hodnotu.



Obrázek 2.2 Schéma měření pomocí přenosového vedení s dutým vlnovodem

U metody využívající otevřeného vlnovodu se opět využívá dutého vlnovodu. Měřený materiál je umístěn uvnitř vlnovodu, kde tvoří zakončení vlnovodu. Dle [6] je tato metoda nedestruktivní, rychlá a vhodná k měření vysoko ztrátových materiálů.

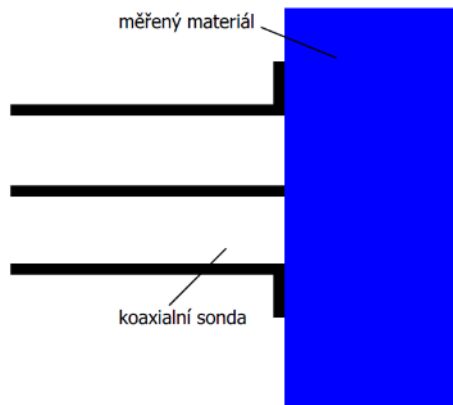
Měření, kdy je použit vlnovod s otevřeným koncem, je založeno na měření admittance otevřeného ústí vlnovodu vyzařujícího do velmi tlustého vzorku materiálu. Chybovost této metody se pohybuje okolo 1 % [6]. Metoda tudíž není příliš vhodná pro měření textilních materiálů, které jsou obvykle velmi tenké. Metoda je zobrazena na obrázku 2.3.



Obrázek 2.3 Vlnovod s otevřeným koncem

Při použití sondy s otevřeným koncem je hodnota relativní permitivity stanovena ze vstupního činitele odrazu, při výstupu zakončeném přizpůsobenou zátěží neboli z S-parametru  $S_{11}$ . Velkou nevýhodou této metody je náročná a obtížná kalibrace sondy, ve které se musí brát v potaz referenční hodnoty permitivity, např. metanolu nebo destilované vody. Dalším problémem, je nedokonalý kontakt mezi sondou a materiálem. Ten může být odstraněn přitlačením sondy. Výhodou naopak je nedestruktivnost metody, její nízká cena, rychlost a také to, že se s ní mohou měřit i větší vzorky [4].

Tato metoda je vhodná pro měření tekutých nebo měkkých materiálů na kmitočtech do 10 GHz. Použitelný kmitočet je závislý na průměru koaxiálního kabelu. Metoda je širokopásmová v rozsahu 30:1. Nepřesnost metody je 3 %. Stoupá se zvyšujícím se kmitočtem a snižujícím se průměrem koaxiálního kabelu [6].



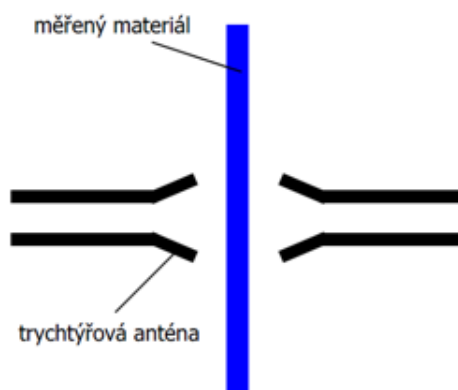
Obrázek 2.4 Sonda s otevřeným koncem

Měření ve volném prostoru je metoda, která se hodí pro měření větších vzorků materiálů. Velikost vzorku by měla být větší než velikost vyzařovaného toku elektromagnetické vlny, jinak by docházelo k difrakcím na okraji vzorku, což by vedlo k nechtěným ztrátám.

Tato metoda je znázorněna na obrázku 2.5. Měřený vzorek je vložen mezi dvě trychtřové antény, kde musí být pevně upevněn.

Nevýhoda metody spočívá v nutnosti precizního nastavování pozic protichůdných antén. Kromě síťového vektorového analyzátoru jsou tedy potřeba i dvě trychtýřovité antény.

Tato metoda je zejména vhodná pro měření dielektrických parametrů textilií, protože nedochází ke styku měřicí aparatury a měřeného vzorku, a nedochází tudíž k možné deformaci textilie. Navíc lze S-parametry sledovat průběžně při měnících se teplotních a vlhkostních podmínkách.



Obrázek 2.5 Metoda měření ve volném prostoru

Metoda využívá závislosti frekvence na efektivní permitivitě, pro následné určení dielektrických parametrů měřeného materiálu konkrétně relativní permitivitu  $\epsilon_r$  měřeného substrátu a ztrátového činitele  $\tan \delta$ .

Základem porovnávací metody je vyrobení prototypu komponenty, kde je substrátem měřený materiál, a na vodivé vrstvy je použit známý materiál. Následně se změní frekvenční charakteristika komponentu.

V dalším kroku se ve vhodně zvoleném simulačním programu vytvoří co nejpřesnější simulace dané komponenty, přitom se za hodnotu relativní permitivity  $\epsilon_r$  se dosadí předpokládaná hodnota. Simulovaná charakteristika se následně porovnává s naměřenou charakteristikou. Vzhledem k tomu, že relativní permitivita  $\epsilon_r$  substrátu je v prvotní simulaci zvolena náhodně, je velmi nepravděpodobná rovnost obou průběhů. Následně zvolená hodnota bude daným počtem iterací změněna tak, aby byly charakteristiky totožné. Relativní permitivita měřeného materiálu  $\epsilon_r$  je následně rovna hodnotě zadané v simulaci.

Úkolem druhé části úlohy je zjistit hodnotu ztrátového činitele  $\tan \delta$  z činitele jakosti  $Q$ . Rovnice pro výpočet ztrátového činitele jsou uvedeny v [7].

## 2.4 Použité materiály

U přípravků sloužících pro měření dielektrických parametrů textilií, je jako vodivý materiál použita měděná samolepící fólie s elektricky vodivým lepidlem. Tato fólie má tloušťku  $h = 35 \mu\text{m}$ .

Dále byly vybrány tři textilní materiály, které budou použity jako substrát ve struktuře SIW. Dva 3D-textily (modrý o výšce  $h = 2,504 \text{ mm}$  a bílý o výšce  $h = 3,482 \text{ mm}$ )



a jeden běžnější textilní materiál fleece (černý o výšce  $h = 1,207$  mm). Textilie jsou zobrazeny na obrázku 2.6.

Fleece je běžný materiál používaný na výrobu oblečení a není primárně určen pro elektrotechniku. Je velmi měkký, ohebný, tvárný a lehký. Nevýhody vycházejí ze stejných vlastností. Bez zafixování se samovolně ohýbá. Stlačením je poměrně snadné změnit jeho výšku. Na ohnutí a změnu tvaru není potřeba vyvíjet velkou sílu. Po ohnutí se nemusí samovolně vrátit do původní polohy. Skládá se z „načechrané“ tkaniny, která plní zejména izolační funkci a je přilepena na tenkou vrstvu tkaniny, která tvoří vnější vrstvu. Tyto dvě vrstvy jsou obvykle spojeny lepidlem, proto se mohou po čase od sebe oddělit.

3D-textil je materiál složený ze tří vrstev. Spodní a horní vrstva jsou vytvořené z textilie a jsou propojené pomocí nití. Mezi nitěmi jsou malé vzduchové mezery. Materiál je díky tomu vzdušný a velmi lehký. Tyto materiály jsou stále snadno tvárné a ohebné, ale méně než fleece. Na druhou stranu lépe udrží tvar a po ohnutí mají tendenci vracet se do původního tvaru.

Pro nositelné oblečení (elektrotechnické součástky) je fleece lepší volbou než 3D-textil díky svým izolačním vlastnostem, ohebnosti a výšce. Poskytne větší komfort uživateli. Oproti tomu 3D-textil najde uplatnění tam, kde nebude součástka tolik namáhána, případně ponechána samovolně a přitom je nežádoucí, aby samovolně (svoji vahou) změnila tvar. 3D-textil je sice stále tvárný, ale drží tvar.



Obrázek 2.6 Měření textilie v porovnání s mincí

Na obrázku 2.6 jsou vidět rozdílné výšky jednotlivých textilií. Výška textilie je parametr, který velmi ovlivní návrh komponent, proto je nutné výšku textilie změřit s co největší přesností. Naměřené výšky textilií jsou uvedeny v tab. 2.1.

### 2.4.1 Měření relativní permitivity textilií

Pro zjištění relativní permitivity textilií byla použita porovnávací metoda, kdy byly navrhnuty tři flíčkové antény, každá pro jinou ze tří textilií.

Šířka flíčku  $W$  byla určena dle rovnice [12]:

$$W = \frac{c}{2 \cdot f_r} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_{reff} + 1}}, \quad (2.7)$$

kde  $f_r$  je rezonanční frekvence flíčku a  $\epsilon_{reff}$  je efektivní hodnota permitivity flíčku, která se vypočítá jako [12]:

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}}, \quad (2.8)$$

kde  $h$  je výška substrátu. Hodnotu relativní permitivity je nutné pro prvotní návrh odhadnout. Dále je třeba stanovit délku flíčku  $L$ . Tu lze stanovit dle rovnice [12]:

$$L = \frac{c}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} - 0,824 \cdot h \cdot \left[ \frac{(\varepsilon_r + 0,3) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\varepsilon_r - 0,258) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \right]. \quad (2.9)$$

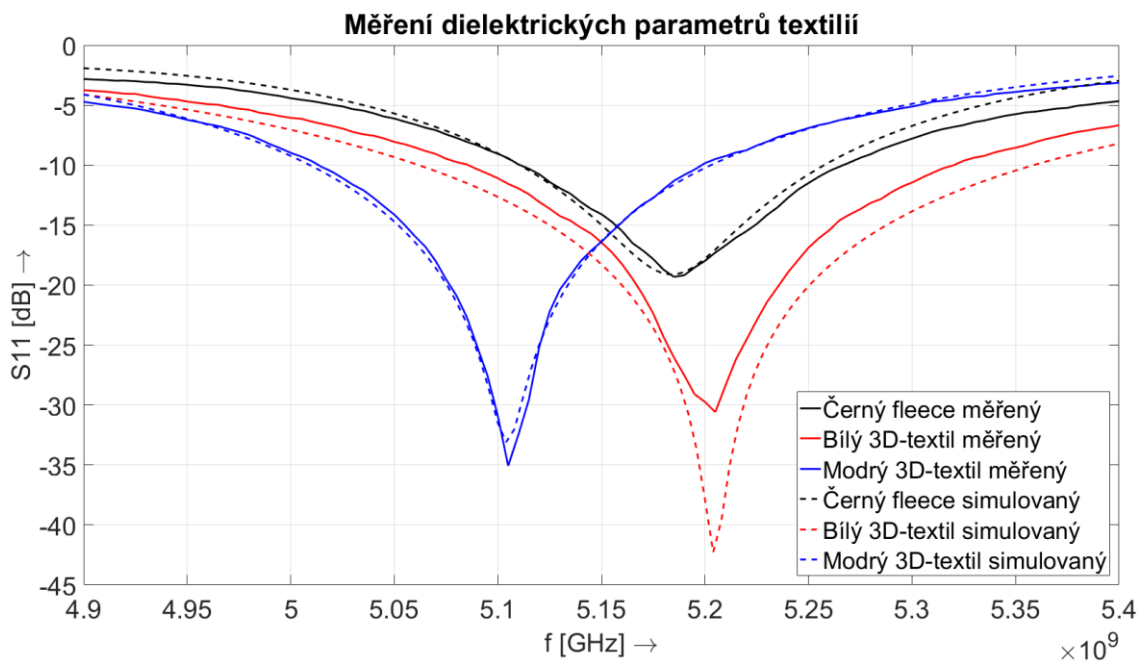
Anténa je napájena pomocí zapuštěného mikropáskového vedení. Délka zapuštění je označena jako  $y_0$ . Vedení zajišťuje impedanční přizpůsobení flíčkové antény. Rovnice pomocí, kterých lze rozměry tohoto přechodu stanovit, jsou uvedeny v [12].

S pomocí výše uvedených rovnic byly stanoveny rozměry flíčkových antén pro jednotlivé textilie. Jako výchozí hodnota relativní permitivity  $\varepsilon_r$  byla zvolena hodnota 1,3 a rezonanční frekvence na hodnotu  $f_r = 5 \text{ GHz}$ . Také byla do simulace vložena přibližná hodnota ztrátového činitele  $\tan \delta = 0,002$  pro „realnější“ výsledek. Vypočtené rozměry jsou uvedené v Tab. 2.1.

Pomocí simulačního programu CST Microwave Studio byly vytvořeny simulace komponent. Následně byly rozměry optimalizovány, tak aby odpovídaly požadavkům na rezonanční frekvenci  $f_r = 5 \text{ GHz}$ . Odchylku rezonanční frekvence mohla způsobit chyba výpočetních vztahů nebo zapuštění mikropáskového vedení, které „narušilo“ samotný flíček.

Následně byly antény s optimalizovanými rozměry vyrobeny. Na vodivé vrstvy byla použita měděná samolepicí fólie. Výrobky byly opatřeny konektory typu SMA.

Vyrobené antény jsou zobrazeny na obrázku 2.8. U vyrobených komponent byl změřen parametr  $S_{11}$  pomocí vektorového obvodového analyzátoru Rohde & Schwarz, kalibrovaného na jednoportové měření ve frekvenčním rozsahu od 4 GHz do 8 GHz. Výsledky měření jsou zobrazeny v grafu zobrazeném na obrázku 2.7. Pro větší přehlednost, jsou zobrazeny pouze v rozsahu od 4,9 GHz do 5,4 GHz.

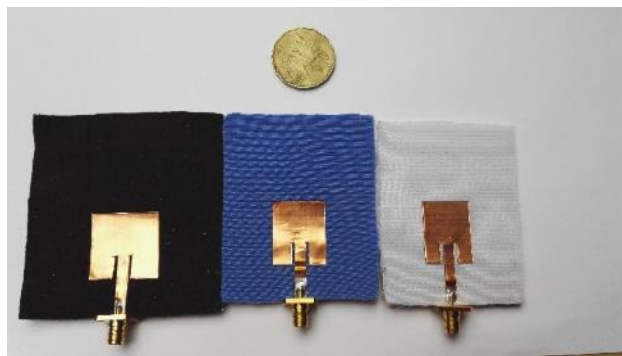


Obrázek 2.7 Porovnání naměřených a simulovaných výsledků fličkových antén

Změřené hodnoty se dále porovnávaly se simulací a hodnoty relativní permitivity a ztrátového činitele byly parametricky upraveny a optimalizovány tak, aby se simulované a naměřené hodnoty co nejvíce přiblížili. Hodnota ztrátového činitele byla taktéž parametricky optimalizována. Vzhledem k tomu, že tato metoda není, přímo určená pro zjištění ztrátového činitele, nelze tyto nalezené hodnoty považovat za příliš věrohodné, zejména hodnotu ztrátového činitele bílého 3D-textilu, u které nejmenší dosažený rozdíl mezi měřenou a simulovanou hodnotou dosahoval hodnoty 11 dB. Zjištěné hodnoty jsou uvedeny následující tabulce:

Tabulka 2.1 Vypočtené a nalezené hodnoty pomocí porovnávací metody

	Substrát o výšce $h$ [mm]	3,48	2,50	1,46
Vypočtené rozměry	$W$ [mm]	27,98	27,98	27,975
	$L$ [mm]	22,67	23,71	24,825
	$y_0$ [mm]	7,63	8,082	8,570
Optimalizované hodnoty	$W$ [mm]	18,40	58,15	24,80
	$L$ [mm]	14,69	20,00	24,65
	$y_0$ [mm]	7,64	8,00	8,12
Nalezené hodnoty	$\varepsilon_r$ [-]	1,18	1,25	1,207
	$h$ [mm]	3,48	2,50	1,463
	$\tan \delta$ [-]	0,014	0,0019	0,018



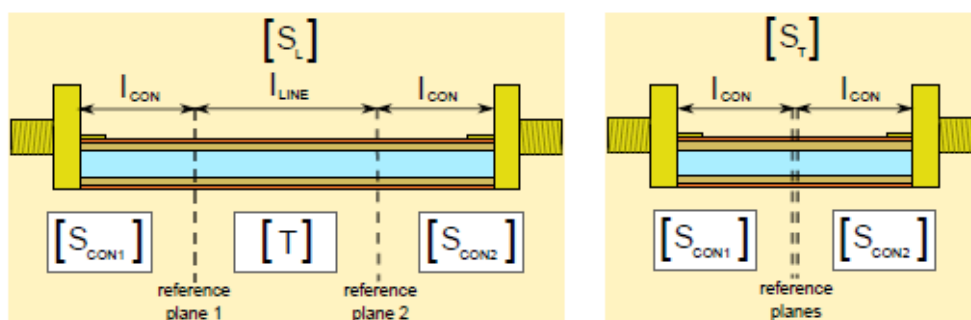
Obrázek 2.8 Vyrobené fličkové antény

### 2.4.2 Měření ztrátového činitele textilií

Pro měření ztrátového činitele odrazu byla použita metoda přenosového vedení. Metoda popsaná v kapitole 2.3 popisuje měření touto metodou pomocí dutého vlnovodu nebo pomocí koaxiální sondy. Namísto sondy a vlnovodu měření byla použita mikropásková vedení. Výhoda použití mikropáskových vedení spočívá v jednodušším provedení měření. Mikropásková vedení stačí osadit konektory a následně propojit kabelem s vektorovým analyzátozem. Při použití koaxiální sondy a vlnovodu je potřeba mít připravené komponenty, a navíc řešit jejich přiložení a přitlačení k měřenému materiálu, což je u textilie problematické. Místo toho je, ale nutné mikropáskové vedení vyrobit.

Dle [13] je vhodné vyrobit dvě mikropásková vedení o dvou rozdílných délkách pro vyrušení chyb způsobených konektory a samotným vedením. Struktury těchto dvou vedení jsou zobrazeny na obrázku. 2.8.

Kratší vedení označené jako THRU s S-parametry  $[S_T]$ , se skládá ze dvou částí označených jako  $l_{CON}$ , které reprezentují chyby na konektorech a vedení.



Obrázek 2.9 Struktury použitých mikropásků, vlevo struktura LINE, vpravo struktura THRU, převzato z [13]

Delší vedení označené jako LINE, obsahuje navíc jednu část vedení označenou jako  $l_{LINE}$ , na které dochází k samotnému měření.

Délky částí  $l_{CON} = 60$  mm a  $l_{LINE} = 15$  mm byly zvoleny, tak aby se uprostřed struktury vybudila pouze vlna Q-TEM [13].

Šířky vedení byly stanoveny pomocí internetového nástroje Microstrip Line Calculator [11] pro pracovní frekvenci 5 GHz a relativní permitivitou substrátu zvolenou

na hodnotu 1,3, tak aby jejich charakteristická impedance odpovídala  $50 \Omega$ .

Šířky vedení se mění podle výšky jednotlivých substrátů, tudíž jsou stejné pro vedení LINE a THRU, které jsou vyrobeny na stejném substrátu. Vypočtené hodnoty jsou uvedeny v tab 2.2.



Obrázek 2.10 Vyrobene mikropáskové vedení – vlevo vedení LINE, vpravo vedení THRU

Použitím dvou vedení se zvyšuje náročnost výsledného výpočtu. Pro zjednodušení výpočtu se matice S-parametrů převedou na přenosové matice T-parametrů, dle vzorců [13]:

$$T_{11} = \frac{(1+S_{11}) \cdot (1-S_{11}) + S_{12} \cdot S_{21}}{2 \cdot S_{21}}, \quad (2.10)$$

$$T_{12} = Z_0 \frac{(1+S_{11}) \cdot (1-S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21}}{2 \cdot S_{21}}, \quad (2.11)$$

$$T_{21} = \frac{1}{Z_0} \frac{(1-S_{11}) \cdot (1-S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21}}{2 \cdot S_{21}}, \quad (2.12)$$

$$T_{22} = \frac{(1-S_{11}) \cdot (1+S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21}}{2 \cdot S_{21}}, \quad (2.13)$$

kde  $Z_0$  je impedance konektorů.

Přenosovou matici části  $l_{LINE}$  z celkové matice získáme pomocí funkce *eig*. Vstupem pro tuto funkci je soustava rovnic složená z přenosové matice vedení LINE a inverzní přenosové matice THRU [13]:

$$[T] = eig(T_L \cdot T_T^{-1}) = \begin{pmatrix} e^{-\gamma \cdot l_{LINE}} \\ e^{\gamma \cdot l_{LINE}} \end{pmatrix}, \quad (2.14)$$

z této rovnice se získá konstanta šíření jako [13]:

$$\gamma = \frac{\ln(T)}{L_{LINE}}, \quad (2.15)$$

zde je konstanta šíření reprezentována komplexním číslem  $\gamma = \alpha + j\beta$ . Reálná část tohoto imaginárního čísla zastupuje měrný útlum a imaginární část měrnou fází [13]:

$$Im(\gamma) = \beta = \frac{\omega}{c_0} \cdot \sqrt{\varepsilon_{eff}}, \quad (2.16)$$

efektivní permitivitu vyjádříme jako:

$$\varepsilon_{eff} = \left( \frac{c_0}{\omega} \cdot \beta \right)^2. \quad (2.20)$$

Následně je vypočítána relativní permitivita substrátu. Za předpokladu, že přenosové vedení obsahuje substrát vytvořený z jednoho materiálu, tak se použije pro výpočet vzorec [13]:

$$\varepsilon_r = \frac{2 \cdot \varepsilon_{eff} \cdot \sqrt{\frac{12 \cdot h + W}{W}} \cdot \sqrt{\frac{12 \cdot h + W}{W} + 1}}{\sqrt{\frac{12 \cdot h + W}{W} + 1}}, \quad (2.21)$$

kde  $h$  je tloušťka substrátu a  $W$  je šířka mikropásku.

Pro zjištění hodnoty ztrátového činitele je nutné vypočítat rovnici [13]:

$$\tan \delta = \frac{2 \cdot \alpha_d \cdot \sqrt{\varepsilon_{eff}} \cdot (\varepsilon_r - 1)}{k_0 \cdot \varepsilon_r \cdot (\varepsilon_{eff} - 1)}, \quad (2.22)$$

kde  $\alpha_d$  je činitel ztrát v dielektriku, které stanovíme dle rovnice 2.24, a  $k_0$  je vlnové číslo, získané vypočtením rovnice 2.23 [13].

$$k_0 = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{c}, \quad (2.23)$$

$$\alpha_d = \text{Re}(\gamma) - \alpha_c = \alpha - \alpha_c, \quad (2.24)$$

kde  $\alpha_c$  reprezentuje činitel ztrát vlivem vedení. Získáme ho rovnicí [13]:

$$\alpha_c = \frac{10 \cdot R_s}{\pi \cdot \ln(10)} \cdot \frac{\left( \frac{8 \cdot h}{W} - \frac{W}{4 \cdot h} \right) \cdot \left( 1 + \frac{h}{W} + \frac{h}{W} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot h}{t}\right) \right)}{h \cdot Z_0 \cdot e^{\frac{60}{\ln(10)}}}, \quad (2.25)$$

kde  $Z_0$  je charakteristická impedance mikropásku a  $R_s$  je povrchová rezistivita [13]:

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_0}{2 \cdot \sigma}}, \quad (2.26)$$

zde  $\sigma$  reprezentuje konduktivitu, která má pro měď hodnotu  $5,8 \cdot 10^8$  S/m. Pokud je splněna podmínka  $W/h \geq 1$ , tak lze  $Z_0$  vypočítat jako [13]:

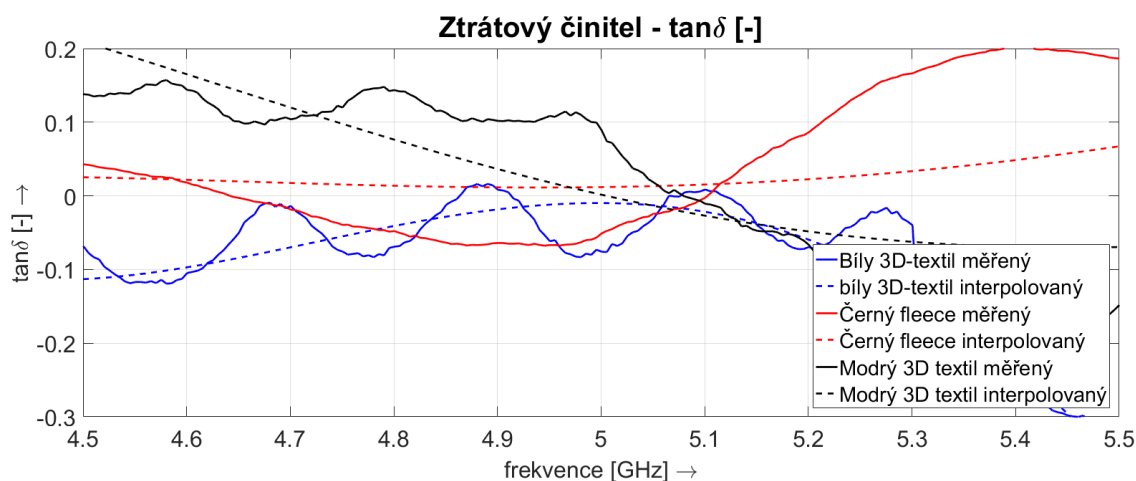
$$Z_0 = \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[ \frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln \left( \frac{W}{h} + 1,444 \right) \right]} \quad (2.27)$$

Tabulka 2.2 Rozměry mikropásků LINE a THRU a nalezené hodnoty  $\tan \delta$

Typ vedení	Substrát o výšce $h$ [mm]	3,48	2,50	1,46
LINE	$W$ [mm]	13,87	9,977	5,83
	$L$ [mm]	135	135	135
THRU	$W$ [mm]	13,87	9,977	5,83
	$L$ [mm]	120	120	120
Nalezené hodnoty	$\tan \delta$ [-]	0,0096	0,0015	0,011

Mikropásková vedení byla vyrobena stejným postupem jako v kapitole 2.4.1. Měření bylo realizováno pomocí vektorového obvodového analyzátoru Rohde & Schwarz, kalibrovaného na dvouportové měření ve frekvenčním rozsahu od 2 GHz do 8 GHz. Měřeny byly všechny S-parametry mikropásků. Výsledky měření jsou zobrazeny v grafu zobrazeném na obrázku 2.11. Pro větší přehlednost, jsou zobrazeny pouze v rozsahu od 4,5 GHz do 5,5 GHz.

Ztrátový čísel  $\tan \delta$  v okolí kmitočtu 5 GHz pro všechny měřené materiály dosahoval velmi podobných hodnot.



Obrázek 2.11 Výsledky měření pomocí metody přenosového vedení

## 3 KOMPONENTY SIW

V této kapitole jsou uvedeny komponenty prezentované v [9] pro názornou ukázkou možností mikrovlnných komponent typu SIW. Zároveň je díky tomuto znázorněna velká variabilita možností struktury SIW a její možnosti pro vytváření kompletních mikrovlnných obvodů. Vzhledem k nepřehlednému množství možných komponent, je prezentována v každé kapitole jedna nebo dvě typické komponenty pro danou kategorii, zároveň jsou v příslušných kapitolách uvedeny základy postupů pro jejich návrh a výpočet rozměrů, podle kterých jsou v následující kapitole vytvořeny simulace. Pro prezentované komponenty z [9] byl použit pěnový substrát s permitivitou  $\epsilon_r = 1,45$  a ztrátovým činitelem  $\tan \delta = 0,017$ .

Všechny popsané komponenty jsou pasivního charakteru. Pasivní prvky ve struktuře SIW mají oproti klasickým mikrovlnným pasivním komponentům značnou výhodu v menších rozměrech, menších ztrátách a v téměř nulovém vyzařování do okolí. Ze všech možných typů pasivních komponent je tato kapitola věnována zejména vlnovodům, děličům výkonu a filtrům.

### 3.1 Vedení ve struktuře SIW

V této kapitole jsou na dvou vlnovodech integrovaných do substrátu znázorněny možnosti vlnovodu ve struktuře SIW.

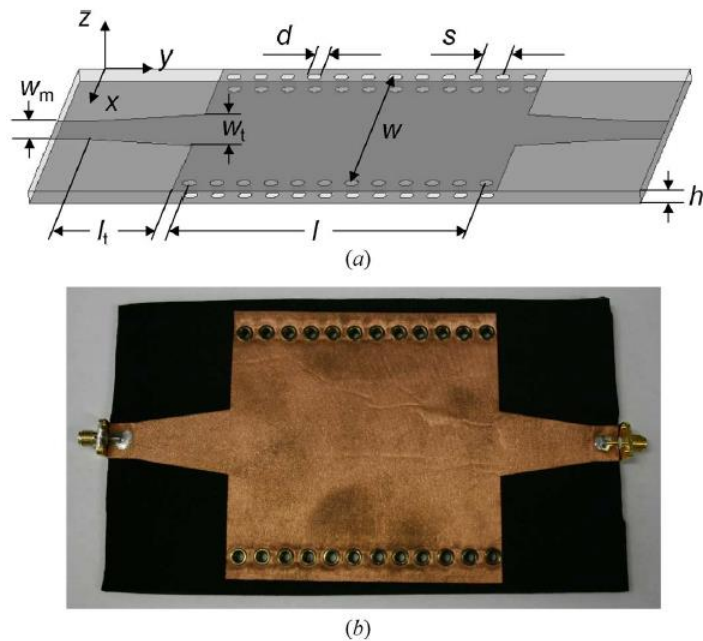
Návrh vlnovodu integrovaného do substrátu vychází z návrhu klasického obdélníkového vlnovodu. V literatuře [9] byly prezentovány dva vlnovody integrované do substrátu a to:

- Jednovrstvý vlnovod SIW
- Skládáný vlnovod SIFW

Prezentovaný jednovrstvý vlnovod SIW byl určen pro pásmo ISM okolo 2,45 GHz. Kritická frekvence vedení byla stanovena na  $f_c = 1,62 \text{ GHz}$ . Tohoto bylo dosaženo výpočtením ideálních rozměrů SIW vlnovodu pro tyto hodnoty frekvence dle rovnic uvedených v [10].

Jako substrát byla použita jedna vrstva pěnového substrátu o tloušťce 3,94 mm. Do struktury bylo také přidáno  $50 \Omega$  mikropáskové vedení pro snadné připojení k vektorovému síťovému analyzátoru. Tento vlnovod, o délce  $l = 96 \text{ mm}$ , je zobrazen na obrázku 3.1.



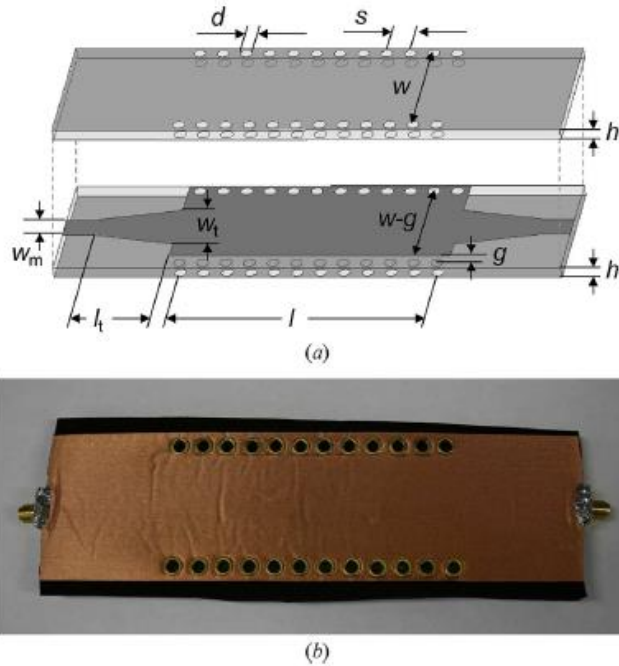


Obrázek 3.1 Model vlnovodu SIW (a), fotografie vlnovodu (b) (převzato z [9])

Šířka prezentovaného vlnovodu byla vypočtena na hodnotu  $w = 79$  mm, průměr proků  $d = 4$  mm a jejich rozteč byla stanovena na hodnotu  $s = 8$  mm. Rozměry mikropáskového vedení byly zvoleny tak, aby odpovídaly charakteristické impedanci  $50 \Omega$  ( $l_t = 32,7$  mm,  $w_t = 23$  mm,  $w_m = 13$  mm).

Z výsledků simulací a jejich následného porovnání s měřením daného vlnovodu provedených v [9] vyplývá potřeba přesného změření dielektrických veličin. Výsledky měření prezentovaného vlnovodu se od simulace lišily velmi málo, což bylo způsobeno přesným změřením dielektrických veličin pěnového substrátu a jejich následným použitím pro simulace a návrh komponenty.

Druhý prezentovaný vlnovod v [9] byl vytvořen pomocí struktury SIFW (Substrate integrated waveguide folded) neboli skládaný vlnovod integrovaný do substrátu. Tato struktura se skládá ze dvou vrstev substrátu, které jsou slepeny vodivým lepidlem. Mezi ně je vložena vodivá vrstva, která tvoří samotný vlnovod, tato vrstva je se zemnicí vrstvou propojena pouze přes jednu řadu proků. Druhá řada proků, propojuje zemnicí vodivé plochy umístěné na spodní a vrchní vrstvě substrátu. Vzdáleností střední vrstvy tvořící samostatný vlnovod od oddělené řady proků, lze upravovat mezní frekvenci komponentu. Na obrázku 3.2 je tato vzdálenost označena jako  $g$ .



Obrázek 3.2 Model vlnovodu SIWF (a), fotografie vlnovodu (b) (převzato z [9])

Oproti klasické struktuře SIW, má tato struktura dvojnásobnou tloušťku a jednu zemnicí vrstvu navíc. Dle [9] lze ale díky této úpravě lze dosáhnout až 50 % zkrácení šířky vlnovodu. V tomto případě, kdy byl do struktury SIWF převeden první prezentovaný jednovrstvý vlnovod SIW pracující v pásmu ISM, byla délka výsledného vlnovodu zkrácena o 47,8 %. Zároveň došlo ke snížení vnitřních ztrát vlnovodu.

### 3.1.1 Návrh vlnovodu SIW

V prvním kroku musí být zvolena pracovní frekvence  $f$ . Dle rovnice (3.1) byla vypočítána mezní frekvence  $f_m$ ,

$$f_m = \frac{f}{1,4}, \quad (3.1)$$

V dalším kroku byla za pomoci mezní frekvence vypočtena efektivní šířka vlnovodu  $w_{ef}$ , dle rovnice:

$$w_{ef} = \frac{c}{2 \cdot f_m \cdot \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (3.2)$$

kde  $c$  je rychlost světla ve vakuu a  $\epsilon_r$  je relativní permitivita dielektrika. Tato vypočtená hodnota pomocí rovnice (3.3), a jejího upravení do kvadratické rovnice (3.4), poslouží k vypočtení konečné šířky vlnovodu  $w$ .

$$w_{ef} = w - 1,08 \cdot \frac{d^2}{s} + 0,1 \cdot \frac{d^2}{w}. \quad (3.3)$$

$$0 = w^2 - w \cdot \left(1,08 \cdot \frac{d^2}{s} + w_{ef}\right) + 0,1 \cdot d^2, \quad (3.4)$$

kde  $d$  je průměr prokovů,  $s$  je rozteč prokovů. Rozměry  $s$  a  $d$  volíme tak, aby byly splněny podmínky:

$$\frac{s}{d} \leq 2, \quad (3.5)$$

$$\frac{d}{w} \leq \frac{1}{8}, \quad (3.6)$$

$$d \leq \frac{\lambda_g}{5}, \quad (3.7)$$

$\lambda_g$  reprezentuje délku vlny šířenou vlnovodem a lze ji vypočítat jako:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_m}\right)^2}} \quad (3.8)$$

Pro výpočet vlnové délky vlny ve vlnovodu je potřeba vypočítat vlnovou délku  $\lambda$  (rovnice (3.9)) a mezní vlnovou délku (rovnice (3.10) a (3.11)).

$$\lambda = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (3.9)$$

kde  $c$  značí rychlost světla ve vakuu ( $c = 3 \cdot 10^8$  m/s).

$$\lambda_m = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{m \cdot \pi}{w}\right)^2 + \left(\frac{n \cdot \pi}{1}\right)^2}}, \quad (3.10)$$

čísla  $m$ ,  $n$  představují vidová čísla. Vzhledem k tomu, že ve struktuře SIW se šíří pouze vid TE<sub>10</sub>, tak lze tuto rovnici dále zjednodušit na:

$$\lambda_m = 2 \cdot w. \quad (3.11)$$

Pomocí výše uvedených rovnic byly vypočítány rozměry vlnovodů pro tři různé textilie. Jejichž relativní permitivita  $\epsilon_r$  byla zjištěna v kapitole 2.4.1 a ztrátový činitel  $\tan\delta$  v kapitole 2.4.2. Vypočtené rozměry jsou uvedeny v tabulce 3.1. Pracovní frekvence všech komponent byla zvolena na hodnotu  $f = 5$  GHz.

Vlnovody jsou doplněny o 50  $\Omega$  přechod SIW na mikropáskové vedení. Šířka tohoto mikropáskového vedení byla vypočítána pomocí webového nástroje Microstrip Line Calculator [11]. Tím byl stanoven rozměr  $w_m$  mikropáskového vedení. Délka vlnovodu a délka mikropáskového napájení byla zvolena jako  $\lambda_g/4$ . Širší rozměr mikropáskového přechodu  $w_l$ , byl zvolen jako dvojnásobek šířky mikropásku. Rozteč prokovů  $s = 1$  mm a průměr prokovů  $d = 0,5$  mm, byly zvoleny tak, aby splnily podmínky rovnic 3.5, 3.6 a 3.7.

Tabulka 3.1 Rozměry vypočítaných vlnovodů SIW

Substrát o výšce: $h$ [mm]	3,48	2.504	1.46
$\varepsilon_r$ [-]	1,18	1,25	1,21
$w$ [mm]	38,97	37.80	38.49
$l$ [mm]	27,82	25,45	27.47
$s$ [mm]	1,00	1,00	1,00
$d$ [mm]	0,50	0,50	0,50
$w_m$ [mm]	9.59	9.99	6.22
$l_m$ [mm]	27,82	25,46	27.47

## 3.2 Výkonové děliče ve struktuře SIW

Dělič výkonu slouží k rozdělení přijatého výkonu na vstupním portu děličky mezi několik výstupních portů. Nejčastěji se používají děliče dělící výkon do dvou nebo čtyř výstupů. Existují dvě základní struktury děliče výkonu ve struktuře SIW, nazývané dle své podobnosti písmenům Y a T. Ve struktuře SIW je vhodné opatřit děliče výkonu otvorem, který obstarává efektivní dělení výkonu a minimalizování odrazů na portech děliče. Je vždy umístěn ve středu napájecího vlnovodu. Jeho velikost a vzdálenost  $z$  od protilehlé stěny struktury určují výsledné parametry děličky. U děliče typu T se vzdálenost  $z$  vždy pohybuje maximálně do poloviny šířky vlnovodu  $w$ . U typu Y vzdálenost  $z$ , reprezentuje vzdálenost mezi koncem vstupního vlnovodu a začátkem rozdělení struktury do větví. U děliče typu Y je vhodné, aby přechod z konce vstupního vlnovodu do rozšířené části byl vytvořen zkosený. Tím dojde k minimalizování činitele odrazu na vstupu děliče. Všechny větve mají stejnou šířku  $w$ .

### 3.2.1 Návrh tří portového děliče výkonu typu T

Struktura typu T byla vybrána kvůli větší jednoduchosti provedení než u typu Y. Tří portový dělič výkonu, rozděluje výkon z jednoho vstupu na dva výstupy. Jednotlivé přenosové parametry  $S_{21}$  a  $S_{31}$  by měly být v ideálním případě rovny -3 dB. Této hodnoty lze dosáhnout pouze v bezeztrátovém prostředí a při použití bezeztrátových materiálů. Při optimalizaci komponent je vhodné se těmito ideálními hodnotám co nejvíce přiblížit.

Dělič se skládá ze tří spojených vlnovodů doplněných o přechody na mikropásková vedení pro snadnější připojení konektorů a z dělícího prokoku. Rozměry vlnovodů byly převzaty z kapitoly 3.1.1. Pro výpočet rozměrů struktury děliče výkonu tedy stačí stanovit rozměry vlnovodu dle rovnic uvedených v kapitole 3.1.1. Dělič následně bude složen z tolika vlnovodů, kolik má portů. Do struktury je také přidán dělící otvor, který má zajistit správné rozdělení vstupního výkonu na výstupní porty a zároveň má minimalizovat odrazy na vstupu a výstupu děliče výkonu. Souřadnice umístění a rozměry dělícího prokoku je nutné v simulaci rozmítat a zjistit jejich ideální rozměry. Tvar dělícího prokoku byl zvolen jako rovnostranný trojúhelník, což je vhodnější pro výrobu při použití vodivé nitě než kruhový otvor. Použití vodivé nitě místo prokoku je vhodnější i při větších otvorech při nichž by způsoboval zhoršení ohebnosti a tvárnosti komponenty a tím by snižoval komfort z případného nošení komponenty.

Výchozí rozměry dělicího prokoku byly zvoleny jako  $d_2 = 15$  mm a jeho  $z = w_{siw}/2$ , kde  $d_2$  je délka strany trojúhelníku a  $z$  je jeho vzdálenost od stěny děliče, umístěné naproti vstupnímu portu. Vzhled výsledného děliče výkonu je zobrazen na obrázku 4.8.

### 3.3 Filtr ve struktuře SIW

V literatuře [9] byl prezentován filtr typu pásmová propust, opět ve struktuře SIFW. Filtr byl vytvořen tak, aby pracoval v kmitočtovém pásmu se středním kmitočtem 2,45 GHz. Filtr je založen na vlnovodu z předchozího příkladu. Požadovaných vlastností se dosáhlo přidáním tří příčných šěrbin do střední vodivé vrstvy a dvou otvorů poblíž mikropáskového přechodu do struktury SIWF. Model tohoto filtru je zobrazen na obrázku 3.3

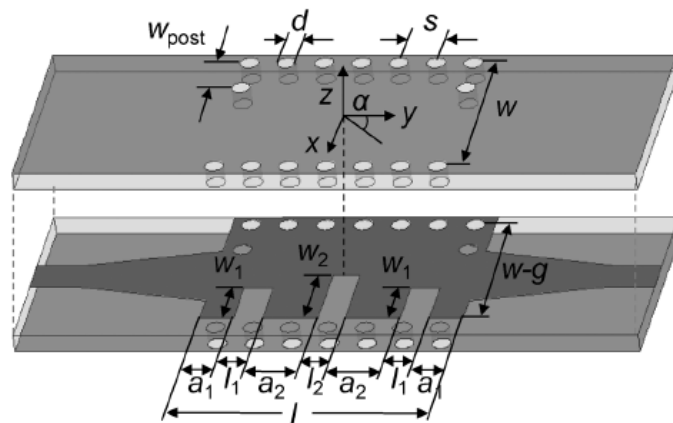


Fig. 12. Proposed topology of the SIFW filter (dimensions in millimeters:  $w = 41.2$ ,  $g = 4$ ,  $d = 4$ ,  $s = 8$ ,  $l = 56.3$ ,  $w_{post} = 9.9$ ,  $l_1 = 6.3$ ,  $l_2 = 5.9$ ,  $w_1 = 12$ ,  $w_2 = 17$ ,  $a_1 = 7.2$ , and  $a_2 = 11.7$ ).

Obrázek 3.3 Model filtru SIW s přiloženými rozměry (převzato z [9])

Tato struktura byla dle [9] nejvýhodnější. Pro usnadnění výrobního procesu lze místo jednolitých šěrbin použít stejné prokovy, které jsou použity na stěny komponenty. Tím se, ale zhorší odolnost filtru proti potlačovaným kmitočtům.

Na kmitočtu 2.54 GHz měl tento filtr vnitřní ztráty 2.3 dB. Dva přidávané otvory poblíž přechodu na mikropáskového vedení zlepšují frekvenční odezvu na nižších kmitočtech. Z provedených měření uvedených v [9] lze vyvodit, že filtr při ohybu jak v ose  $x$  tak v ose  $y$  příliš nemění své vlastnosti. Největší změna byla přibližně o 2 dB.

#### 3.3.1 Teorie návrhu filtru

Pro návrh filtru je nutné znát základní zákonitosti týkající se filtrů. Tato kapitola je zaměřena na základní objasnění těchto zákonitostí potřebných pro návrh filtru ve struktuře SIW.

Filtr je takový obvod, který upravuje spektrum signálu. Toho lze docílit filtrací harmonických složek signálu, jejich posílením nebo kombinací obou způsobů. V kmitočtovém pásmu filtru se nachází vždy oblasti nazývané jako propustné pásmo (pásmo,

kde filtr přenáší požadovaný signál), pásmo potlačení (přenášený signál je značně utlumen) a přechodové pásmo (přechod mezi pásmem potlačení a propustným pásmem). Filtry v elektrotechnice lze rozdělit dle jejich vlastností na:

- aktivní nebo pasivní
- diskrétní nebo spojitý
- lineární nebo nelineární
- analogové nebo digitální

Bez ohledu na typ filtru, lze všechny filtry popsat těmito parametry:

- činitel jakosti  $Q$
- přenosová funkce filtru  $K(p)$
- mezní kmitočet  $f_{mez}$
- selektivita filtru
- typ aproximace
- S-parametry a další

Činitel jakosti  $Q$  vyjadřuje vnitřní ztráty v obvodu. Lze ho vypočítat ze vztahu:

$$Q = \frac{f_r}{\Delta f}. \quad (3.12)$$

Je tedy definován jako podíl frekvence  $f_r$ , na které je signál nejvíce utlumen a šířky pásma  $\Delta f$ . Činitel jakosti by měl být vždy co největší, protože čím je hodnota činitele jakosti vyšší, tím nižší jsou ztráty v obvodu.

Přenosová funkce filtru je matematický vztah popisující přenos daného filtru. Přenos lze obecně vyjádřit pomocí rovnice (2.13), za předpokladu, že je obvod kmitočtově závislý. Tudíž musí obsahovat cívku nebo kondenzátor což jsou kmitočtově závislé prvky [14].

$$K_{\omega} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}, \quad (3.13)$$

následně je z tohoto obecného tvaru odvozena přenosová funkce, pro filtr  $n$ -tého řádu v Laplaceově transformaci [14]:

$$K(s) = \frac{U_{out}(s)}{U_{in}(s)} = \frac{N(s)}{D(s)}, \quad (3.14)$$

$N(s)$  a  $D(s)$  tvoří polynomy proměnné  $s$ . Následně má přenosová funkce obvodu  $n$ -tého řádu obecný tvar [14]:

$$K(s) = \frac{K \cdot b_0}{s^n + b_{n-1} \cdot s^{n-1} + b_{n-2} \cdot s^{n-2} + \dots + b_1 \cdot s + b_0}. \quad (3.14)$$

Mezní frekvence udává hodnotu kmitočtu, který odděluje propustné pásmo a pásmo potlačení, a v jehož blízkém okolí se nachází přechodové pásmo. Určuje se jako pokles přenosu o 3 dB.

Selektivita filtru popisuje, jak kvalitně filtr tlumí nechtěné složky a pokud možno netlumí chtěné složky signálu.

### 3.3.2 Aproximační funkce

Volba typu aproximace ovlivní výsledné vlastnosti filtru. Zejména strmost charakteristiky a zvlnění propustného pásma. Existují čtyři typy základních aproximačních funkcí, a to:

- Butterworthova aproximace
- Čebyševova aproximace
- Caurova aproximace
- Besselova aproximace

Ve tvaru polynomu má Butterworthova aproximace podobu [14]:

$$F(\Omega^2) = \beta_0 + \beta_1 \cdot \Omega^2 + \dots + \beta_n \cdot \Omega^{2n}. \quad (3.15)$$

U Butterworthových filtrů je tato funkce nahrazena jednodušším vztahem neboli mocninovou aproximací [13]:

$$F(\Omega^2) = 1 + \varepsilon^2 \cdot \Omega^{2n}, \quad (3.16)$$

kde  $\varepsilon$  je parametr odpovídající šířce kanálu v propustném pásmu [14].

Modulová charakteristika je v propustném pásmu maximálně plochá. Přejechod v přechodovém pásmu je, ale pozvolnější. Tato aproximace je považována za vhodný kompromis právě mezi požadavkem na co největší linearitu průběhu propustného pásma a co nejkratší dobu přechodového pásma (co nejstrmější průběh) [14].

$$K(\Omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \cdot \Omega^{2n}}}. \quad (3.17)$$

Nejstrmějšího přechodu je možné dosáhnout právě u Čebyševovy aproximace. Naopak v propustném pásmu se vyznačuje nelinearitou. Tato aproximace je vyjádřena vztahem [12]:

$$F(\Omega^2) = 1 + \varepsilon^2 \cdot T_n^2(\Omega). \quad (3.18)$$

Čebyševovy polynomy jsou obecně definovány následovně [14]:

$$T_n(\Omega) = \cos(n \arccos(\Omega)), \quad |\Omega| \leq 1; \quad (3.19)$$

$$T_n(\Omega) = \cosh(n \operatorname{arccosh}(\Omega)), \quad |\Omega| \geq 1. \quad (3.20)$$

Absolutní hodnota polynomu  $[T_n(\Omega)]$  pro  $\Omega \leq 1$  kmitá mezi nulou a jedničkou. Aproximace se proto nazývá izoextremální. Pro  $\Omega > 1$  hodnota monotónně narůstá [14].

Caurova aproximace dosahuje nejstrmějšího přechodu. Kromě toho je v propustném i nepropustném pásmu značně zvlněna. Funkce filtrace je aproximována vztahem [14]:

$$F(\Omega^2) = 1 + \varepsilon^2 \cdot R_n^2(\Omega). \quad (3.21)$$

Besselovy (Thomsonovy) filtry se vyznačují malou mírou nelinearity propustného pásma, ale také poměrně málo strmým a pozvolným přechodovým pásmem. Je pro něj charakteristické skupinové zpoždění [12]:

$$\tau(\Omega) = \textit{konst. pro } \Omega \leq 1, \quad (3.22)$$

tím se zaručí stálost tvaru signálu při průchodu filtrem s touto aproximací. Normované skupinové zpoždění (vzhledem k meznímu kmitočtu) je dáno vztahem [12]:

$$\tau_N(\Omega) = \frac{\tau(\Omega)}{T_m} = f_m \cdot \tau(\Omega) = \frac{\omega_m}{2\pi} \tau(\Omega). \quad (3.23)$$

### 3.3.3 S-parametry

Pro vysokofrekvenční obvody je nutné použít pro popis S-parametry. Tyto obvody nazýváme obvody s rozloženými parametry. Jejich rozměry jsou totiž blízké nebo dokonce i větší, než je vlnová délka použitého signálu. Díky tomu nelze použít pro jejich popis klasické hodnoty jako indukčnost, kapacita a odpor. U obvodů pracujících na nízkých kmitočtech (obvody se soustřednými parametry), kde jsou rozměry obvodu mnohonásobně menší, než je vlnová délka použitého signálu, lze rozměry zanedbat a říci, že rychlost šíření signálu je v obvodu nekonečně vysoká. Naopak ve vysokofrekvenční technice už nelze rychlost šíření považovat za nekonečnou. Tím pádem okamžitá hodnota signálu závisí nejenom na čase, ale i na místě v prostoru. Takovýto obvod se chová jako dvojbran, do kterého je dodán vstupní signál, a vzniká odražený a průchozí signál. S-parametry právě tyto tři signály zohledňují a popisují chování dvojbranu.

Rozptylový parametr  $S_{11}$  popisuje činitele odrazu na vstupu dvojbranu [14]:

$$S_{11} = \left( \frac{b_1}{a_1} \right)_{a_2=0}, \quad (3.24)$$

parametr  $S_{12}$  reprezentuje zpětný přenos neboli přenos od zátěže ke zdroji [14]:

$$S_{12} = \left( \frac{b_1}{a_2} \right)_{a_1=0}, \quad (3.25)$$

parametr  $S_{21}$  má význam přímého přenosu od zdroje k zátěži [14]:

$$S_{21} = \left( \frac{b_2}{a_1} \right)_{a_2=0}, \quad (3.25)$$

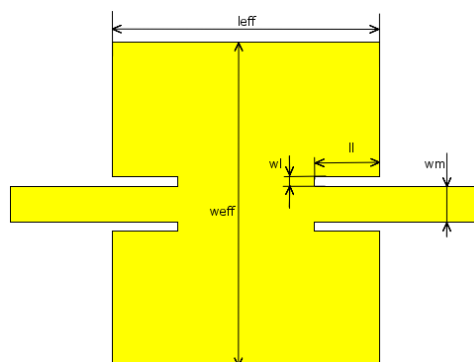
a parametr  $S_{22}$  je činitelem odrazu na výstupu dvojbranu [14]:

$$S_{22} = \left( \frac{b_2}{a_2} \right)_{a_1=0}. \quad (3.25)$$

### 3.3.4 Postup návrhu filtru

V praxi je běžné, že nelze dosáhnout požadovaného filtru jinak než kaskádním spojením více filtrů. Z toho není volba filtrů v tomto řazení jednoznačná. Proto se jednotlivé filtry volí tak, aby byly co nejvíce dodrženy zadané tolerance a jednotlivých kaskádních filtrů bylo co nejméně. Kladen je důraz i na to, aby výsledný produkt byl co nejekonomičtější, co se týče následné výroby. Jako kaskádní člen je použit vázaný rezonanční obvod, jehož podoba je zobrazena na následujícím obrázku.





Obrázek 3.4 Tvar rezonátoru ve struktuře SIW a jeho rozměry

Prvním krokem je volba požadovaných parametrů filtru.

- pracovní frekvence  $f_0 = 5$  GHz
- šířka propustného pásma  $B = 300$  MHz
- kmitočet pásma potlačení  $f_s = 4,65$  GHz
- útlum na kmitočtu pásma potlačení  $L_A = 20$  dB

Následně je nutné provést transformaci do frekvenční oblasti  $\Omega$ . Touto transformací se ovlivní reaktanční prvky, odporové prvky zůstanou nedotčeny. Navíc je v této oblasti charakterizována normovaná dolní propust. Frekvenční transformaci pásmové propusti lze popsat vtahem [16]:

$$\Omega_s = \frac{|f_0^2 - f_s^2|}{f_s \cdot B} = \frac{|5^2 - 4,65^2|}{4,65 \cdot 0,3} = 2,421. \quad (3.26)$$

Dále je potřeba určit řád filtru normované dolní propusti. Ten odpovídá použitému počtu rezonátorů. Hodnotu řádu lze získat vypočtením rovnice [16]:

$$n \geq \frac{\log(10^{0,1 \cdot L_A} - 1)}{2 \cdot \log(\Omega_s)} \geq \frac{\log(10^{0,1 \cdot 20} - 1)}{2 \cdot \log(2,421)} \geq 2,599 \Rightarrow 3. \text{ řád.} \quad (3.27)$$

Je nutné vypočíst parametr  $FBW$ , který je nutný k výpočtu externích činitelů jakosti a činitelů vazby, dle vzorce [16]:

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = \frac{2 \cdot \pi \cdot (f_2 - f_1)}{2 \cdot \pi \cdot f_0} = \frac{2 \cdot \pi \cdot (5,15 - 4,85)}{2 \cdot \pi \cdot 5} = 0,06. \quad (3.28)$$

Šířka pásma je tedy 6 %.

Pro výpočet koeficientů Butterworthovy normované dolní propusti třetího řádu, platí následující hodnoty koeficientů [16]:

$$g_0 = g_1 = g_3 = g_4 = 1, \quad g_2 = 2, \quad (3.29)$$

určené z rovnice [16]:

$$g_i = 0, \quad g_i = 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot (2 \cdot i - 1)}{2 \cdot n}\right) \quad \text{pro } i = 1 \text{ to } n, \quad g_{n+1} = 1. \quad (3.30)$$

Dalším krokem je výpočet externího činitele jakosti na výstupu a vstupu filtru a činitele vazeb, dle vzorců [16]:

$$Q_{e1} = \frac{g_0 \cdot g_1}{FBW} = \frac{1 \cdot 1}{0,06} = 16,67, \quad (3.31)$$

$$Q_{e3} = \frac{g_3 \cdot g_4}{FBW} = \frac{1 \cdot 1}{0,04} = 16,67, \quad (3.32)$$

$$M_{1,2} = \frac{FBW}{\sqrt{g_1 \cdot g_2}} = \frac{0,04}{\sqrt{1 \cdot 2}} = 0,042, \quad (3.33)$$

$$M_{2,3} = \frac{FBW}{\sqrt{g_2 \cdot g_3}} = \frac{0,04}{\sqrt{2 \cdot 1}} = 0,042. \quad (3.34)$$

Pomocí vypočtených činitelů jakosti a činitelů vazeb lze získat fyzické rozměry rezonátoru, a to  $w_l$  a  $l_l$ . [16]

Pro výpočet délky a šířky rezonátoru jsou použity následující rovnice [16]:

$$w_{eff} = \frac{c}{2 \cdot f_m \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 3,5 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{1,252}} = 38,3 \text{ mm}, \quad (3.35)$$

$$l_{eff} = \frac{\pi}{\sqrt{\left(\frac{f_0 \cdot 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\epsilon_r} \cdot \mu_r}{c}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{w_{eff}}\right)^2}} = \frac{\pi}{\sqrt{\left(\frac{5 \cdot 10^9 \cdot 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{1,252} \cdot 1}{3 \cdot 10^8}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{38,33 \cdot 10^{-3}}\right)^2}} = 37,5 \text{ mm}, \quad (3.36)$$

Následně stačí pomocí nástroje Microstrip Line Calculator [11] vypočítat šířku napájecích mikropásků.

Výše uvedený příklad je uveden pro filtr vytvořený na substrátu z modrého 3D-textilu. Pro zbylé dva substráty se provedl analogický výpočet. Vypočtené rozměry jsou uvedeny v tabulce 3.2.

Tabulka 3.2 Vypočtené rozměry rezonátorů

Substrát o výšce $h$ [mm]	3,48	2,50	1,46
$w_{eff}$ [mm]	39,49	38,30	39,01
$l_{eff}$ [mm]	38,72	37,50	38,23
$w_m$ [mm]	14,67	10,85	6,47

## 4 NUMERICKÉ MODELY

V této kapitole jsou popsány numerické návrhy komponentů ve struktuře SIW a následná optimalizace rozměrů komponent. Jako výchozí míry komponentů byly použity vypočtené rozměry z předchozí kapitoly. Simulační program byl použit CST Microwave Studio®.

Všechny komponenty jsou navrhovány pro pracovní frekvenci  $f = 5$  GHz. V nositelné technice je tedy lze použít pro interakci daného výrobku s WiFi sítěmi, které pracují v pásmu 5 GHz.

Každá komponenta je simulována ve třech variantách pro tři substráty o jiné výšce  $h$ , relativní permitivitě  $\epsilon_r$  a ztrátovém činiteli  $\tan\delta$ . Optimalizace komponenty je popsána na jedné z nich. Pro druhé dvě varianty je postup optimalizace naprosto identický. Pro druhé dvě varianty je přiložen nejlepší dosažený výsledek.

Simulované komponenty jsou opatřeny modelem konektorů pro přesnější výsledky a zohlednění chyb způsobených na konektorech. Absence konektorů v simulaci ovlivní rozdíl simulovaných hodnot a hodnot naměřených po vyrobení komponentů.

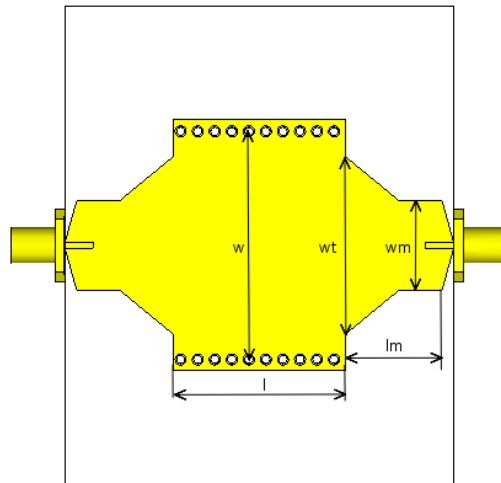
Pro výpočet parametrů struktur byl použit výpočetní modul *Time Domain Solver*. Okolní prostředí simulované komponenty bylo nastaveno jako *normal*, což znamená běžné ztrátové prostředí. Okrajové podmínky byly zvolené *open*, *add space*, tedy otevřené s přidáním prostorem. Dále bylo měněno nastavení *Mesh*, neboli nastavení velikosti mřížky, respektive velikostí buněk, ze kterých se simulace skládá. Počet buněk v simulaci byl postupně zvětšován, podle toho, jak se výsledek simulace blížil požadovaným výsledkům. Tento postup umožňuje snížit celkový čas, který je potřebný pro optimalizaci komponent. Celkový počet buněk simulace značně ovlivňuje rychlost výpočtu, i jeho přesnost. Konečné simulace byly simulovány vždy s jemnějším nastavením velikosti buněk, aby nedocházelo k příliš velkému zkreslení výsledku.

Program CST Microwave Studio® nabízí dva způsoby optimalizace simulací. Prvním je parametrická analýza, při níž má uživatel kontrolu nad tím, které parametry budou měněny, v jakém rozmezí i v jakém počtu. Simulace je následně simulována pouze dle nastavených parametrů. Oproti tomu druhý typ, nazývaný optimalizace, slouží k nalezení požadovaného výsledku dle zadaných podmínek. Simulace se v tomto případě neustále opakuje, dokud není dosaženo požadovaného výstupu, nebo mu není co nejvíce přiblíženo. Přitom u optimalizace není jasné, kolikrát simulace proběhne, tudíž není možné stanovit čas jejího trvání. Maximálně, ale může proběhnout všechny hodnoty v rozmítaném intervalu s nastaveným krokem, což může být značný počet. Ideální je tyto dva typy optimalizace kombinovat, a to tak, že se určí přibližná hodnota daného parametru pomocí parametrické analýzy s hrubým krokem. Při nalezení přibližných výsledků se v okolí těchto parametrů pomocí nástroje optimalizace najde jeho nejvhodnější rozměr. Tímto způsobem se značně sníží počet vykonaných kroků simulace.

Pro zjednodušení simulací a zkrácení potřebného výpočetního času jsou v následujících simulacích nahrazeny dělicí prokvy stěnou se stejnými rozměry a parametry jako dělicí prokvy.

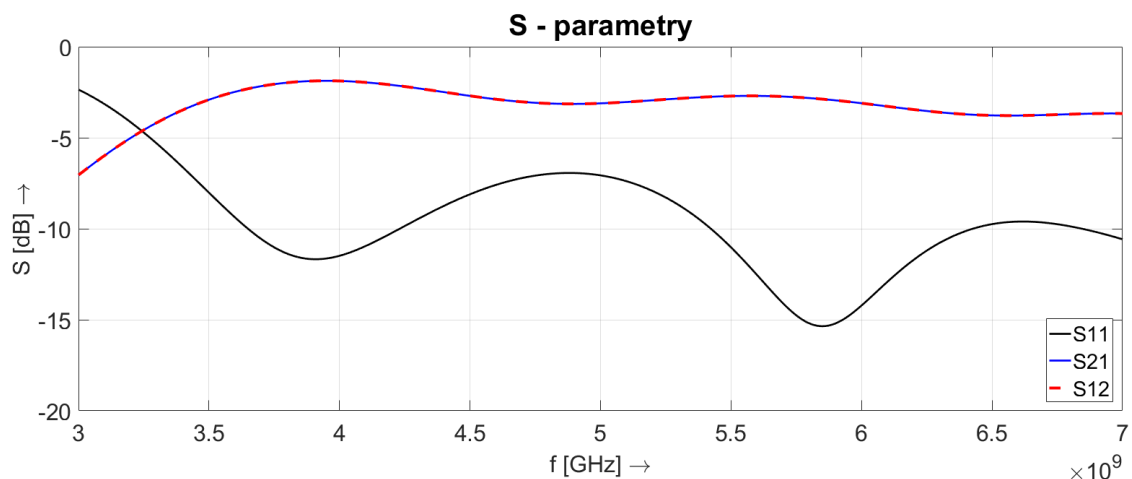
## 4.1 SIW vlnovod

Počáteční simulace vlnovodu se substrátem o výšce  $h = 3,482 \text{ mm}$  využila vypočtené rozměry z kapitoly 3.1.1. Přenos vlnovodu na požadované frekvenci 5 GHz, dosahoval hodnoty  $-3,8 \text{ dB}$ . S-parametry jsou zobrazeny na obrázku 4.2. Ve snaze dosáhnout lepšího přenosu, byly některé rozměry rozmítány, dokud nebyl nalezen dostatečně kvalitní výsledek.



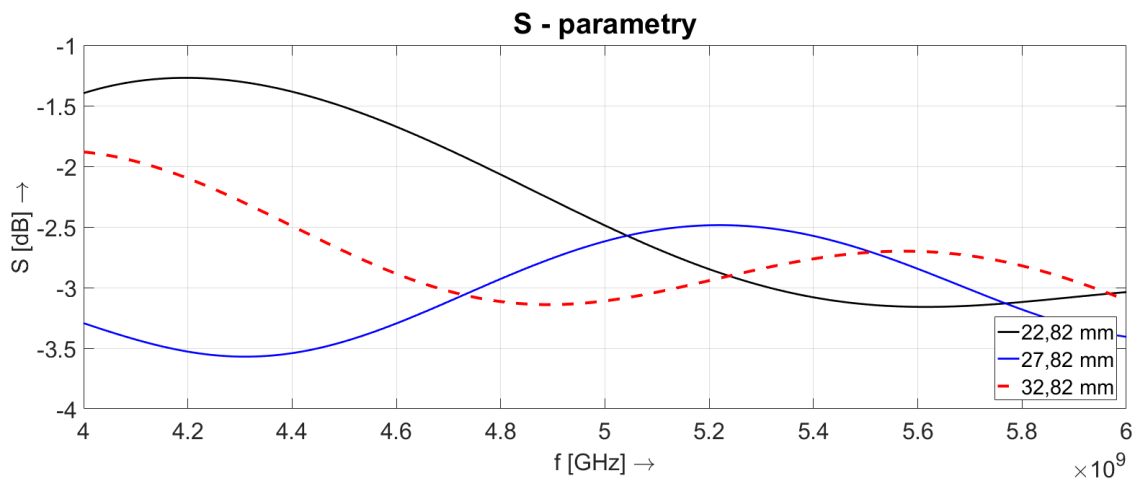
Obrázek 4.1 Simulovaná struktura vlnovodu s vyznačenými rozměry a konektory

Jediné rozměry, které nebyly vypočteny, ale byly zvoleny jsou délka mikropáskového přechodu a šířka jeho nejširší části. Vzhledem k tomu, že v této struktuře právě mikropáskový přechod nejvíce ovlivní výsledné parametry struktury, byly tyto dva rozměry považovány za příčinu a byli proto rozmítány.



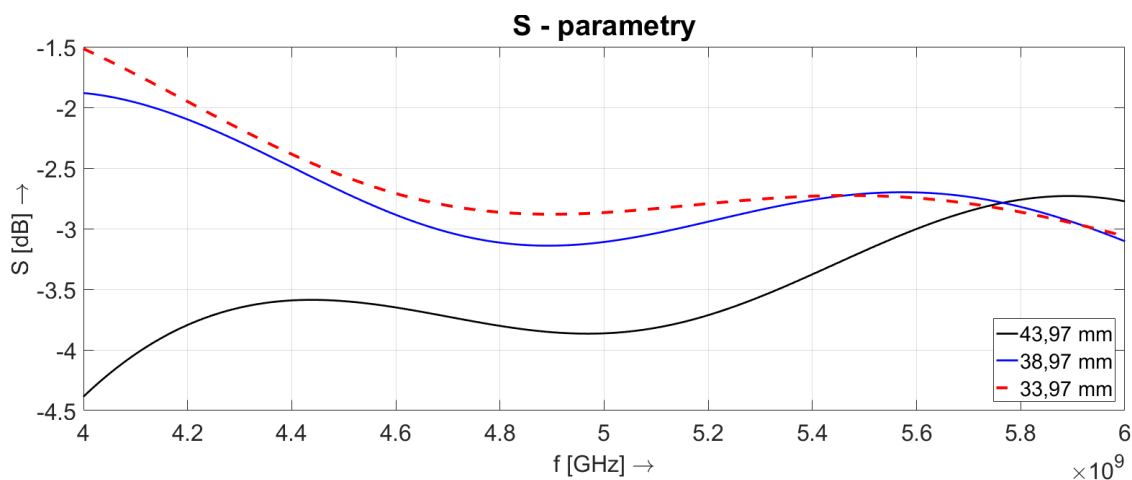
Obrázek 4.2 S-parametry simulovaného SIW vlnovodu s vypočtenými rozměry

Délka mikropásku  $l_m$ , byla parametricky rozmítaná pro hodnotu  $l_t \pm 5 \text{ mm}$ , ve třech krocích. Rozměr  $w_t$ , byl rozmítán v rozmezí  $w_t \pm 5 \text{ mm}$ , také ve třech krocích. Další zvětšování této šířky je nežádoucí. Přechod by byl širší než vlnovod.



Obrázek 4.3 Parametr  $S_{21}$  vlnovodu při různých délkách  $l_m$

Z výsledku parametrické analýzy délky mikropásku lze vidět, že hledaná délka bude menší než 27,82 mm. Kromě parametru  $S_{21}$ , ovlivní délka mikropáskového přechodu, také ostatní S-parametry. Pro vlnovod, je směrodatný parametr přenosu  $S_{21}$ , respektive zpětný přenos  $S_{12}$ . Vzhledem k symetričnosti vlnovodu není nutné brát ohled na zpětný přenos  $S_{12}$ , protože simulace nezohledňují nehomogenitu materiálu. Tím pádem bude téměř vždy stejný jako přenos  $S_{21}$ .



Obrázek 4.4 Parametr  $S_{21}$  vlnovodu při různých šířkách  $w_t$

Při rozmítání rozměru  $w_t$ , bylo zjištěno, že vhodná šířka rozšíření mikropáskového vedení  $w_t$  bude menší než 33,97 mm.

Ve zjištěných intervalech byly následně pomocí nástroje *optimizer* hledány ideální hodnoty těchto dvou rozměrů.

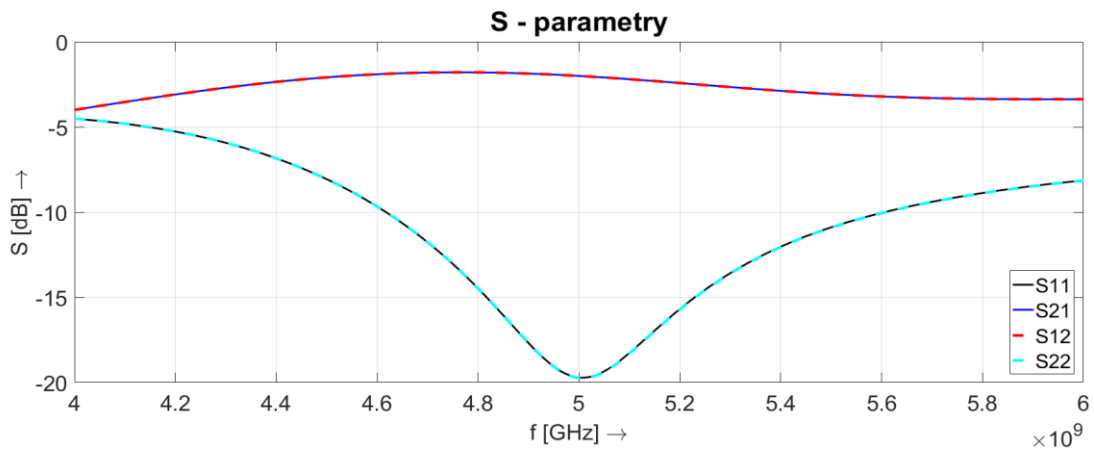
V posledním kroku byly pomocí nástroje *optimizer* mírně rozmítány všechny rozměry vlnovodu pro dosažení kvalitnějšího výsledku.

Pomocí optimalizace bylo dosaženo hodnoty přenosu  $S_{21(5GHz)} = -2,006$  dB na kmitočtu 5 GHz. Nalezené a optimalizované rozměry a hodnoty S-parametrů tří simulovaných vlnovodu na frekvenci 5 GHz jsou uvedeny v tabulce 4.1. Optimalizované hodnoty

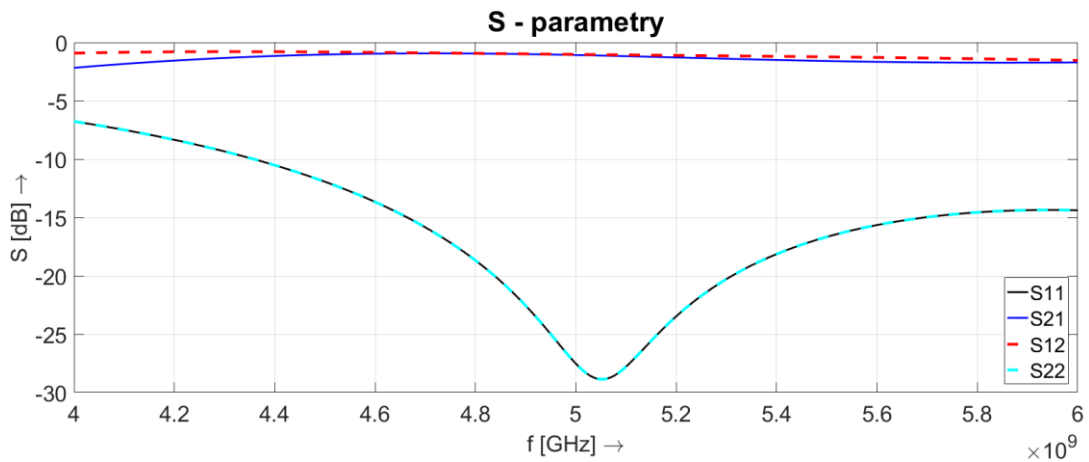
zbylých dvou vlnovodů byly získány stejným postupem jako u bílého 3D-textilu. Výsledky optimalizovaných simulací jsou zobrazeny na obrázcích 4.5, 4.6 a 4.7.

Tabulka 4.1 Optimalizované rozměry vlnovodu SIW

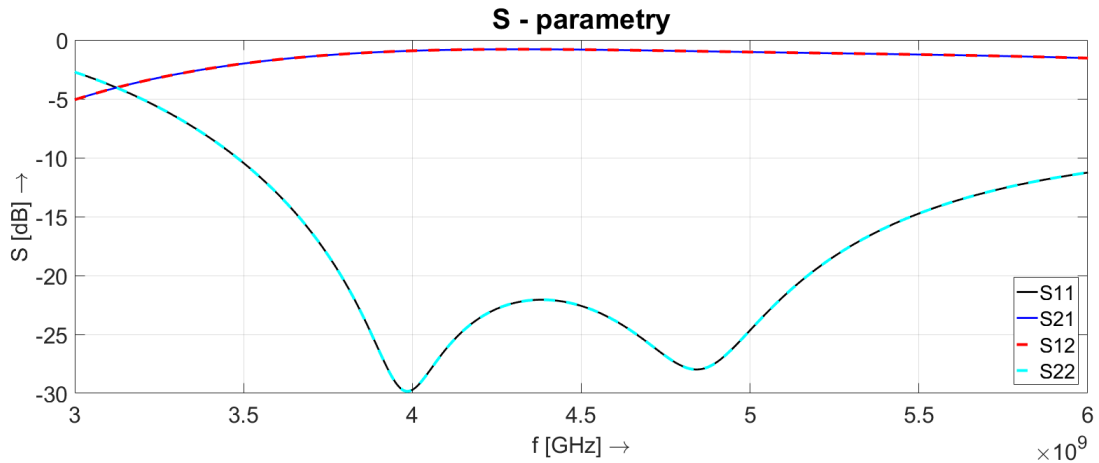
Substrát o výšce $h$ [mm]	3,48	2,50	1,46
$\epsilon_r$ [-]	1,18	1,25	1,21
$w$ [mm]	39,18	37,48	38,85
$l$ [mm]	27,44	36,97	27,47
$d$ [mm]	0,50	0,50	0,50
$w_m$ [mm]	13,81	9,99	6,21
$w_t$ [mm]	18,26	17,79	17,79
$l_m$ [mm]	9,58	10,20	10,76
$S_{11(5GHz)}$ [dB]	-19,71	-27,52	-24,64
$S_{21(5GHz)}$ [dB]	-2,01	-1,08	-1,03
$S_{12(5GHz)}$ [dB]	-2,01	-1,08	-1,03
$S_{22(5GHz)}$ [dB]	-19,71	-27,52	-24,64



Obrázek 4.5 Simulované S-parametry optimalizovaného vlnovodu o výšce  $h = 3,48$  mm



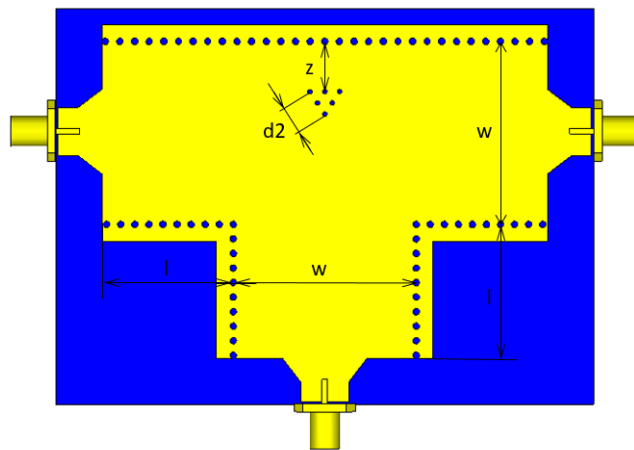
Obrázek 4.6 Simulované S-parametry optimalizovaného vlnovodu o výšce  $h = 2,50$  mm



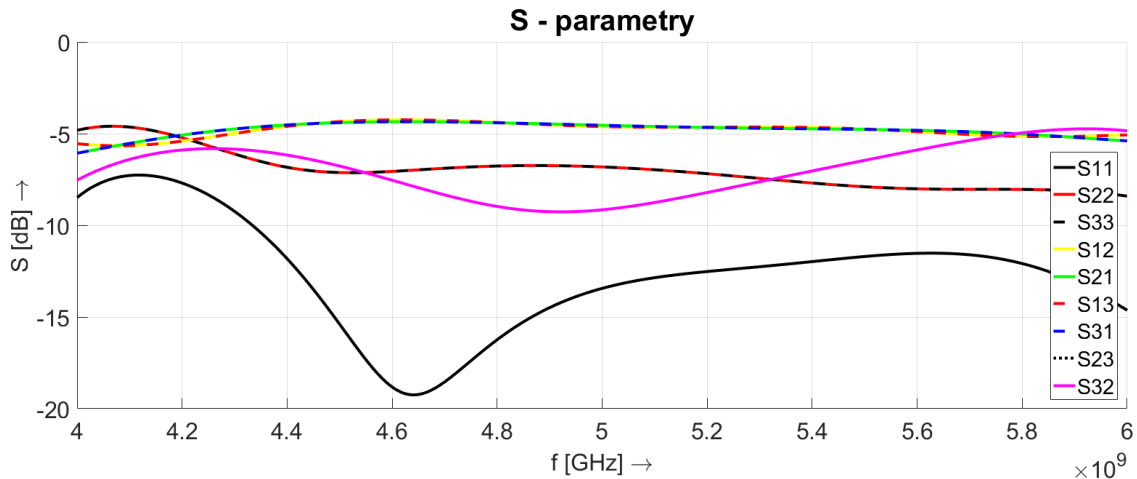
Obrázek 4.7 Simulované S-parametry optimalizovaného vlnovodu o výšce  $h = 1,46$  mm

## 4.2 Dělič výkonu

Jako rozměry jednotlivých vlnovodů, které tvoří dělič výkonu byly použity rozměry z kapitoly 4.2, kde byly jednotlivé vlnovody již optimalizovány. Na obrázku 4.9 je znázorněna struktura děliče výkonu s některými z hlavních rozměrů. Ostatní rozměry jsou významově stejné jako při návrhu vlnovodu. Vzhledem k tomu, že vlnovod se substrátem o výšce  $h = 3.48$  mm dosahoval o 1 dB větší útlum, než zbylé dva substráty bude v této kapitole postup reprezentován na substrátu o výšce  $h = 2,50$  mm.



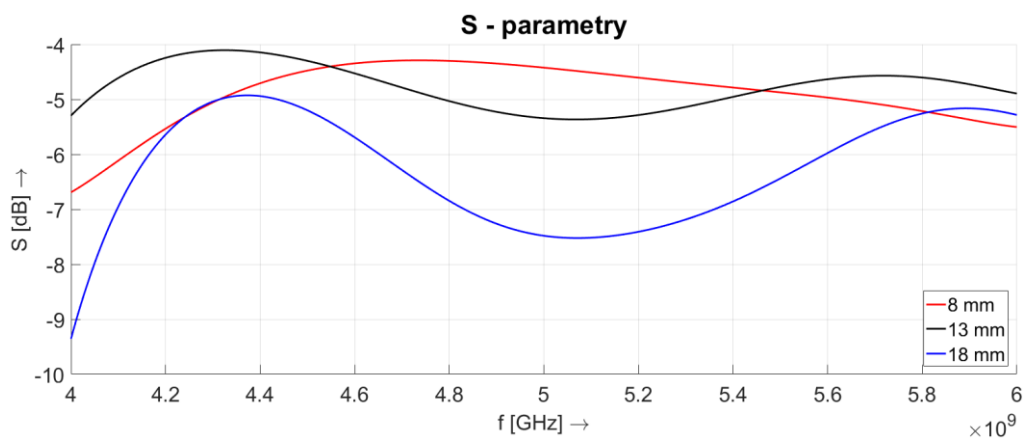
Obrázek 4.8 Simulovaná struktura děliče výkonu s vyznačenými hlavními rozměry a konektory



Obrázek 4.9 S-parametry simulovaného děliče výkonu při počátečních rozměrech

S vypočtenými a zvolenými rozměry bylo dosaženo přenosu  $S_{21} = S_{31} = -4,5$  dB. Tuto hodnotu lze považovat za dostatečnou výchozí hodnotu, a proto bude parametricky upravována pouze vzdálenost  $z$  dělicího prokoku a jeho průměr  $d_2$ .

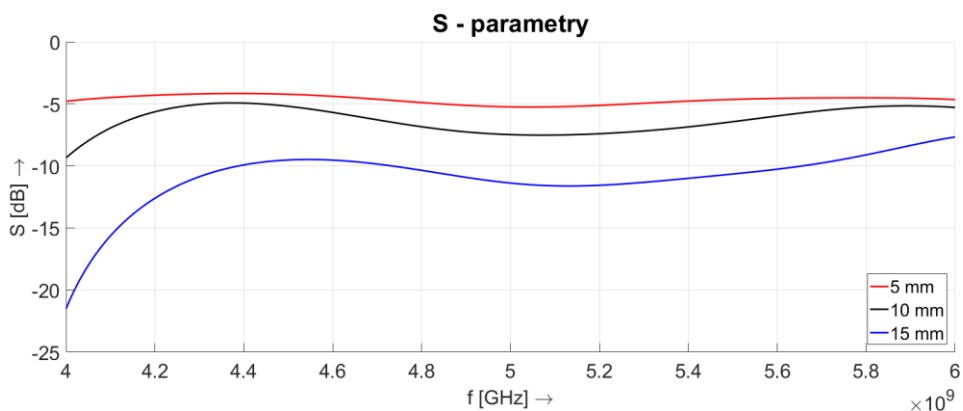
Struktura děliče typu T je symetrická vzhledem ke středu napájecího vlnovodu (viz Obrázek 4.8). Vzhledem k symetrii a faktu, že simulace neuvažují nehomogenitu materiálu, lze považovat výstupní porty 2 a 3 děliče výkonu za totožné. Projevem symetrie je rovnost parametrů přenosu  $S_{21} = S_{31}$ ,  $S_{23} = S_{32}$ , zpětného odrazu  $S_{12} = S_{13}$  a činitele odrazu  $S_{22} = S_{33}$ . Rovnost je možné vidět na obrázku 4.9. Pro větší přehlednost grafů jsou proto vynechány S-parametry  $S_{31}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{32}$  a  $S_{33}$ .



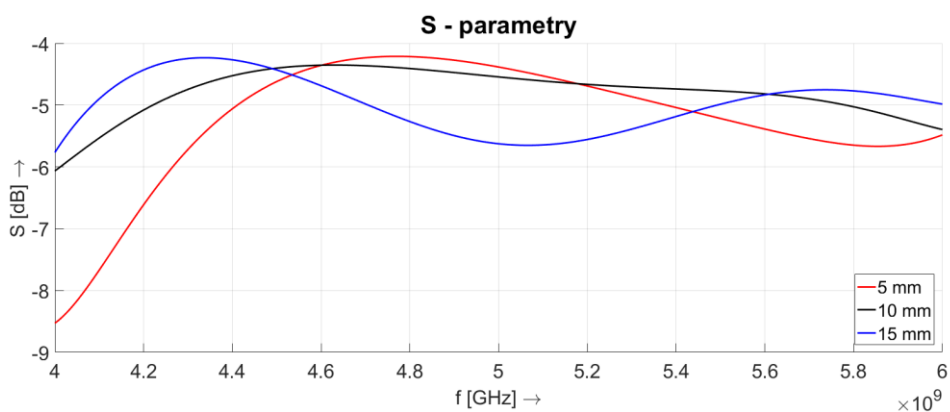
Obrázek 4.10 Parametr přenosu  $S_{21}$  děliče výkonu při různých vzdálenostech  $z$

Při zmenšování vzdálenosti  $z$  dochází ke zvyšování přenosu. Jelikož prokov nemá pevně stanovenou vzdálenost  $z$  je velmi pravděpodobné, že pro různé vzdálenosti  $z$ , bude potřeba najít i jinou velikost dělicího otvoru, u které bude přenos dosahovat nejvyšších hodnot.



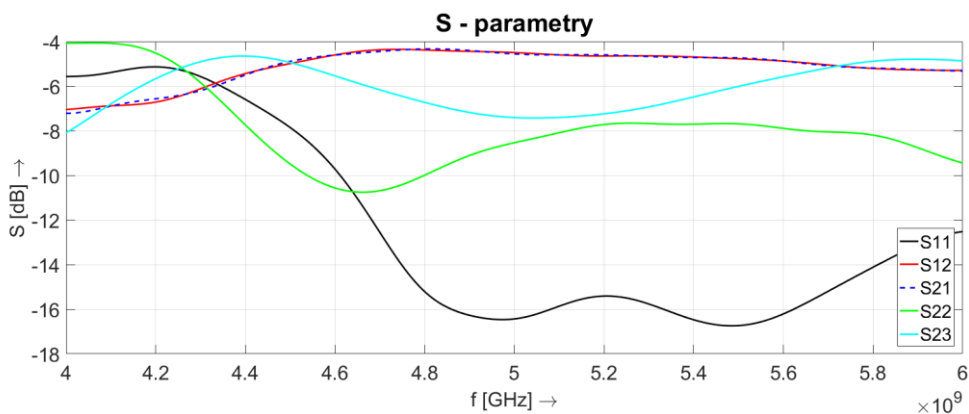


Obrázek 4.11 Přenosové charakteristiky děliče výkonu, při  $z = 18.74$  mm, pro různé velikosti dělicího otvoru  $d_2$



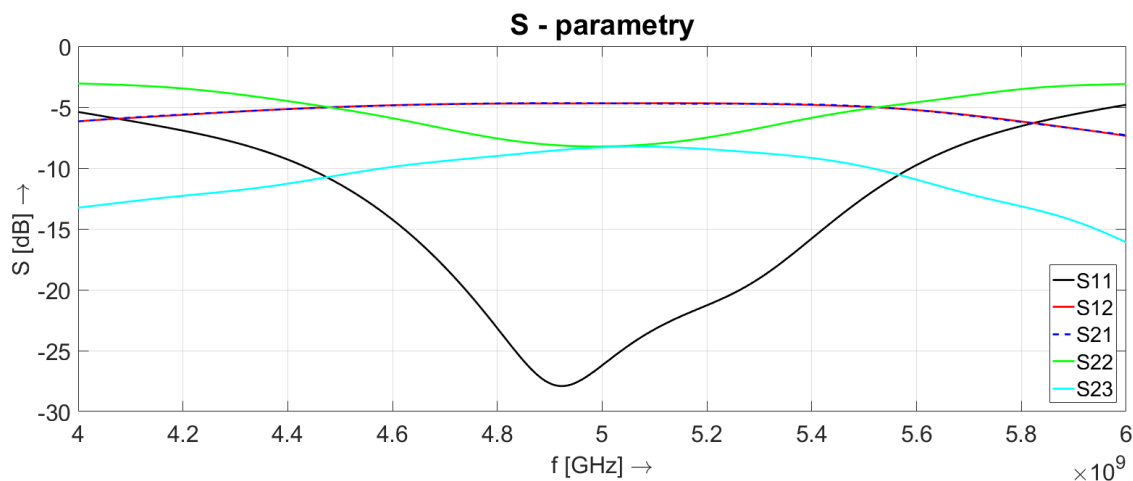
Obrázek 4.12 Přenosové charakteristiky děliče výkonu, při  $z = 10$  mm, pro různé velikosti dělicího otvoru  $d_2$

Na základě obrázků 4.12 a 4.13 lze usoudit, že pro každou vzdálenost  $z$ , existuje jiná velikost  $d_2$  dělicího otvoru, při kterém na dané vzdálenosti  $z$  lze dosáhnout nejvyšší hodnoty přenosu. Z rozmítání parametrů lze zmenšit interval hodnot ve kterém bude následně nástroj *optimizer* hledat nejvhodnější řešení. Vzdálenost  $z$  se bude pohybovat v rozmezí 13 – 0 mm a velikost dělicího otvoru  $d_2$  v rozmezí 10 – 1 mm.



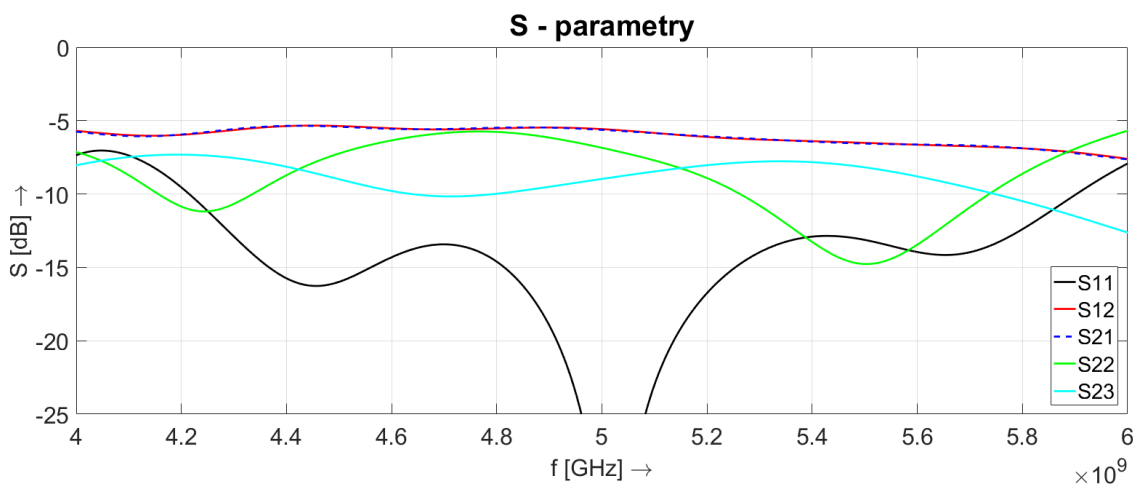
Obrázek 4.13 S-parametry optimalizovaného děliče se substrátem o výšce  $h = 2,504$  mm

Z charakteristik na obrázku 4.13. je vidět, že očekávané hodnoty přenosů  $S_{21} = S_{31} = -3$  dB nebylo dosaženo. Dosažené hodnoty přenosů  $S_{21} = S_{31} = -4,558$  dB lze přesto považovat za uspokojivé.



Obrázek 4.14 S-parametry optimalizovaného děliče se substrátem o výšce  $h = 1,46$  mm

U děliče výkonu vyrobeného na černém fleecu, taktéž nebylo dosaženo očekávané hodnoty přenosu -3 dB. Dosažené hodnoty přenosů  $S_{21} = S_{31} = -4,691$  dB lze přesto považovat za uspokojivé.



Obrázek 4.15 S-parametry optimalizovaného děliče se substrátem o výšce  $h = 3,482$  mm

U děliče výkonu simulovaného na substrátu z bílého 3D-textilu byly dle očekávání simulovány nejnižší hodnoty přenosů  $S_{21} = S_{31} = -5,63$  dB. Vzhledem k faktu, že již použité simulace vlnovodů vykazovali větší útlum, tak se toto projeví i do výsledné charakteristiky děliče výkonu. Získané hodnoty odpovídají čtyř portovému děliči výkonu. Značný vliv na hodnoty má zvolená délka vlnovodu a mikropáskového přechodu  $\lambda_g/4$ . Vlna postupující vlnovodem se nestačí dostatečně vybudit, a proto nelze využít maximální potenciál děliče výkonu. Délka děliče výkonu by měla být rovna  $\lambda_g$  nebo jejím násobkům. Nejdelší rozměr simulovaných děličů výkonu pracujících v okolí kmitočtu 5 GHz se pohybuje okolo 10 cm. Při použití délky vlnovodu rovnému  $\lambda_g$  by tento nejdelší

rozměr dosahoval 3x větších hodnot. S ohledem na tuto skutečnost byla zvolena kratší délka.

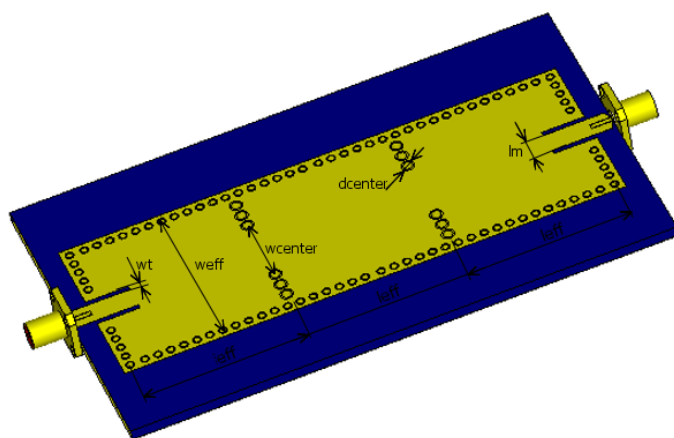
Tabulka 4.2 Rozměry a simulované S-parametry tří portových děličů výkonu

Substrát o výšce $h$ [mm]	3,48	2,50	1,46
$w$ [mm]	39,18	37,48	40,00
$l$ [mm]	27,44	26,97	27,47
$d$ [mm]	0,50	0,50	0,50
$d_2$ [mm]	7,08	4,67	8,50
$z$ [mm]	14,72	11,99	18,77
$S_{11(5GHz)}$ [dB]	-34,33	-16,43	-26,20
$S_{21(5GHz)}$ [dB]	-5,63	-4,55	-4,68
$S_{12(5GHz)}$ [dB]	-5,58	-4,49	-4,69
$S_{22(5GHz)}$ [dB]	-6,85	-8,53	-8,23
$S_{23(5GHz)}$ [dB]	-8,97	-7,40	-8,29

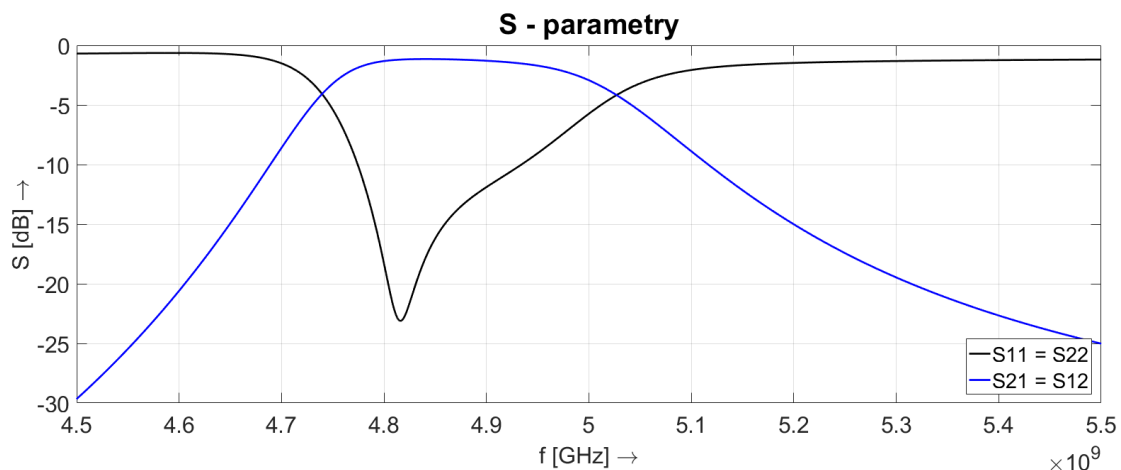
### 4.3 Filtr typu dolní propust

Jako výchozí rozměry filtru budou použity rozměry vyčíslené v kapitole 3.3. Následně bude filtr laděn za účelem dosažení požadovaných hodnot zadaných parametrů z kapitoly 3.3.

Filtr se skládá ze tří rezonátorů. Počet rezonátorů odpovídá řádu filtru. K napájení filtru bude použito zapuštěné mikropáskové vedení. U tohoto typu napájení dochází k menšímu vyzařování do okolí než u mikropáskového rozšiřujícího se přechodu, který byl použit při návrhu vlnovodu a děličů. Navíc je jeho optimalizace snadnější. Rozměry  $w_{center}$  a  $d_{center}$  byly zvoleny pro prvotní simulaci jako  $w_{center} = w_{eff}/2$  a  $d_{center} = 2$  mm. Stejně jako v předchozí simulaci lze ve struktuře filtru nalézt symetrii, proto se i parametry přenosu ( $S_{21} = S_{12}$ ) a odrazu ( $S_{11} = S_{22}$ ) v simulacích budou rovnat.



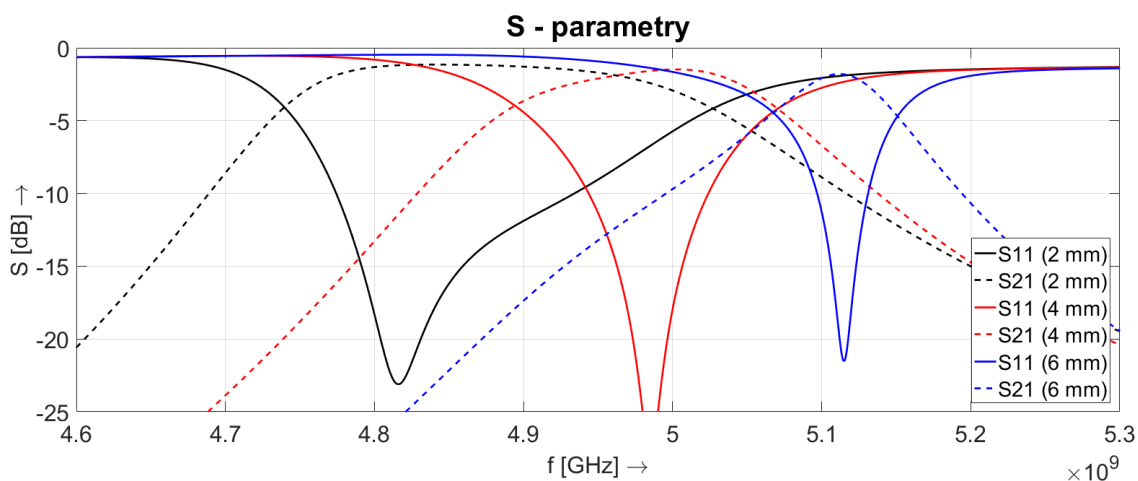
Obrázek 4.16 Podoba simulovaného filtru 3. řádu



Obrázek 4.17 S-parametry simulovaného filtru při počátečních rozměrech

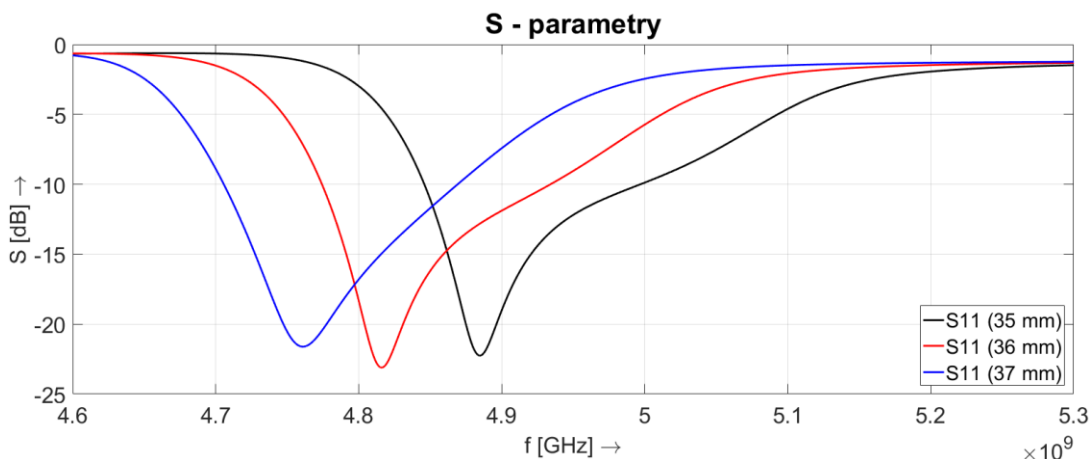
U této struktury již od počáteční simulace bylo dosaženo kvalitních výsledků. Šířka pásma prvotní simulace vycházela přibližně  $B = 300$  MHz se středním kmitočtem  $f = 4,84$  GHz. Pro dosažení požadovaného středního kmitočtu  $f_0$ , je tedy nutná další optimalizace.

Změna rozměrů napájecí struktury by neměla příliš ovlivnit šířku pásma. Pokud bude uvažovaná šířka a délka rezonátoru považována za správné hodnoty, tak zbývá ověřit vliv velikosti dělicích prokůvů. Rozměr prokůvů by měl ovlivňovat parametry filtru. Pomocí nich je upravována šířka dělicí šterbiny a tím pádem i délka rezonátoru  $l_{eff}$  a šířka otvoru  $w_{center}$  mezi nimi.



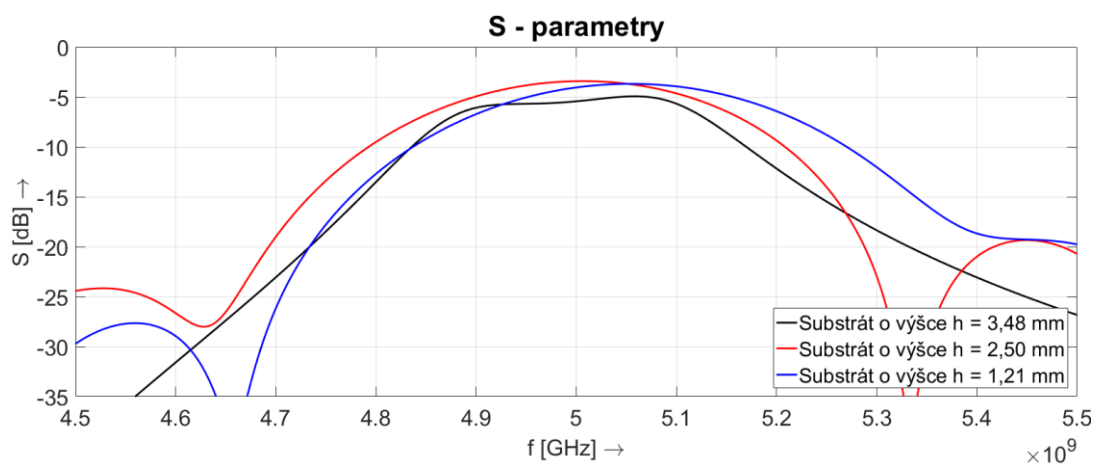
Obrázek 4.18 S-parametry filtru, při různé šířce dělicí šterbiny  $d_{center}$

V prvním kroku byla parametricky rozmítána šířka dělicí šterbiny  $d_{center}$ . Z obrázku 4.18 je patrné, že se zvětšující se šířkou šterbiny se zmenšuje šířka přenosového pásma filtru a zároveň se rezonanční kmitočet filtru přesouvá na vyšší kmitočet.



Obrázek 4.19 S-parametry filtru, při různé délce dělicí šterbiny  $w_{center}$

Délka  $w_{center}$  dělicího otvoru neovlivní příliš šířku přenosového pásma filtru. Ovlivní především frekvenční posun rezonančních kmitočtů filtru. Z rozmítání parametrů lze zmenšit interval hodnot ve kterém bude následně nástroj *optimizer* hledat nejvhodnější řešení. Šířka  $d_{center}$  dělicího otvoru se bude pohybovat v rozmezí 4 – 6 mm.



Obrázek 4.20 Porovnání optimalizovaných přenosů  $S_{21}$  filtrů

Tabulka 4.3 Rozměry optimalizovaných filtrů

Substrát o výšce $h$ [mm]	3,48	2,50	1,46
$w_{eff}$ [mm]	37,00	36,41	38,30
$l_{eff}$ [mm]	40,00	39,36	37,60
$w_{center}$ [mm]	17,00	16,02	16,70
$d_{center}$ [mm]	4,50	4,92	4,70
$w_t$ [mm]	2,10	1,96	1,00
$l_t$ [mm]	5,90	7,74	9,90
$B$ [MHz]	277	289	300
$f_0$ [GHz]	5,07	5,01	5,05

## 5 REALIZACE KOMPONENT

V této kapitole je popsána výroba komponent, měření jejich parametrů a porovnání měřených dat se simulacemi. Napájení komponent je realizováno pomocí napájených konektorů SMA F PP (50Ω zásuvka panelová přírubová, pájecí).

### 5.1 Výroba

Na výrobu vodivých vrstev byla použita metoda plátování. Tato metoda spočívá ve vytvoření motivu na měděnou fólii s výškou 0,035 mm, která je na jedné straně opatřena vrstvou elektricky vodivého lepidla. Motiv je na samolepící fólii vytvořen metodou vyleptání a následně nalepen na substrát. Jako substrát je použita daná textilie.

Realizace propojení zemnicí vrstvy a vrstvy s motivem SIW pomocí prokovů je velmi problematická při použití textilie jako substrátu. „Vtlačení“ prokovů do textilie vyvolá „zkrabatění“ motivu a v okolí prokovů bude textilie zhuštěna, čímž se pozmění relativní permitivita a ztrátový činitel substrátu. Naopak vytvoření otvoru do textilie pro prokov je snadné a nevede ke změnám relativní permitivity a ztrátového činitele substrátu. Otvor lze snadno vytvořit například vyseknutím pomocí kruhového děrovače. Prokov lze následně vytvořit z běžně používaných cvoků. Pro vytvoření stěn SIW jsou ideální co nejmenší prokovy, které vytvoří stěnu co nejvíce podobnou jednodílné stěně (rovině), čehož dosáhneme použitím cvoků s co nejmenším průměrem a umístěnými co nejblíže u sebe. Na obrázku 5.1 je zobrazen 3D-textil o výšce 3,48 mm do kterého byly vyseknuté otvory pro prokovy. Je vidět, že při snaze zachování co nejmenšího průměru a nejmenší rozteče dojde k narušení struktury textilie a ta se začne trhat a rozpadat. Proto pro realizaci vodivých stěn byla zvolena vodivá nit, která netrpí výše uvedenými neduhy.



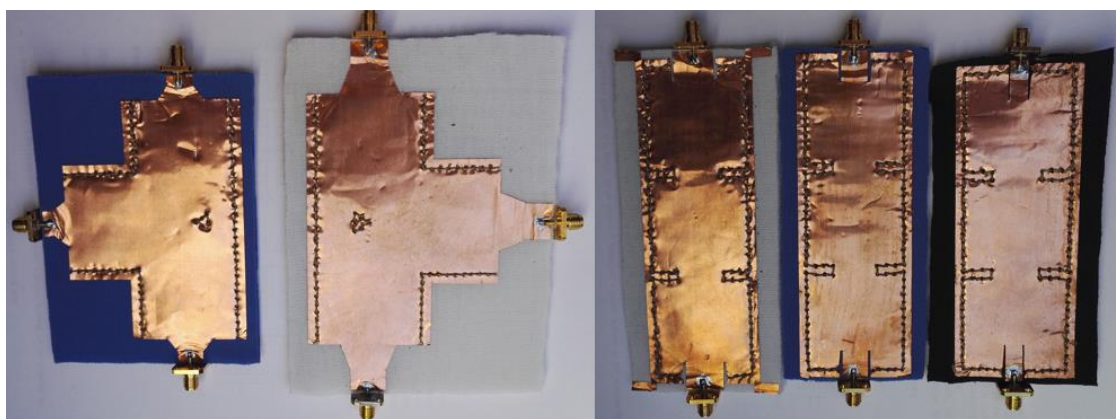
Obrázek 5.1 3D-textil s vysekanými otvory pro prokovy a s narušenou strukturou

Při šití bylo zjištěno, že při prošívání substrátu s nalepenými fóliemi se fólie velmi špatně propichuje jehlou, což vedlo k odlepování fólie a ohýbání. Protože měděná samolepící fólie není pružná a nemá tendenci se vracet do původní polohy, tak vznikalo lokální poškození struktury. Proto do fólie byly vyleptány navíc i otvory pro nit, což vedlo k zpřesnění a zrychlení šití, protože stačilo sledovat otvory a jehlou a nití se prošívala pouze textilie. Prošití bylo realizováno ručním šitím. Použitá nit byla kroucená a hrubá, proto nevhodná pro šití pomocí běžného šicího stroje.

Ruční šití vedlo k nepřesnosti, kdy nebyla vždy dodržena přesná pozice vpichu.

Navíc pokud se jehlou omylem trefil okraj otvoru vyleptaného do fólie došlo k jeho ohnutí. Použitá nit měla průměr 0,7 mm. Pro snadné protáhnutí jehly a nitě měly otvory vyleptané do měděných samolepících fólií průměr 1,4 mm. Díky tomu se umístění nitě mohlo pohybovat v rozmezí  $\pm 0,7$  mm. Z obrázků 4.19 je vidět, že případná nepřesnost 1 mm u délky dělicího otvoru může posunout rezonanční kmitočet až o 100 MHz. Délka dělicího otvoru se tím pádem mohla měnit v rozsahu  $\pm 1,4$  mm. V kombinaci s nepřesnostmi ostatních částí vlnovodu tedy mohou být výsledky zkeslené chybou výroby.

Vyrobené komponenty jsou zobrazeny na obrázku 5.2. Dělič se substrátem o výšce  $h = 1,45$  mm (černý fleece) nemohl být vyroben z důvodu nedostatku materiálu.

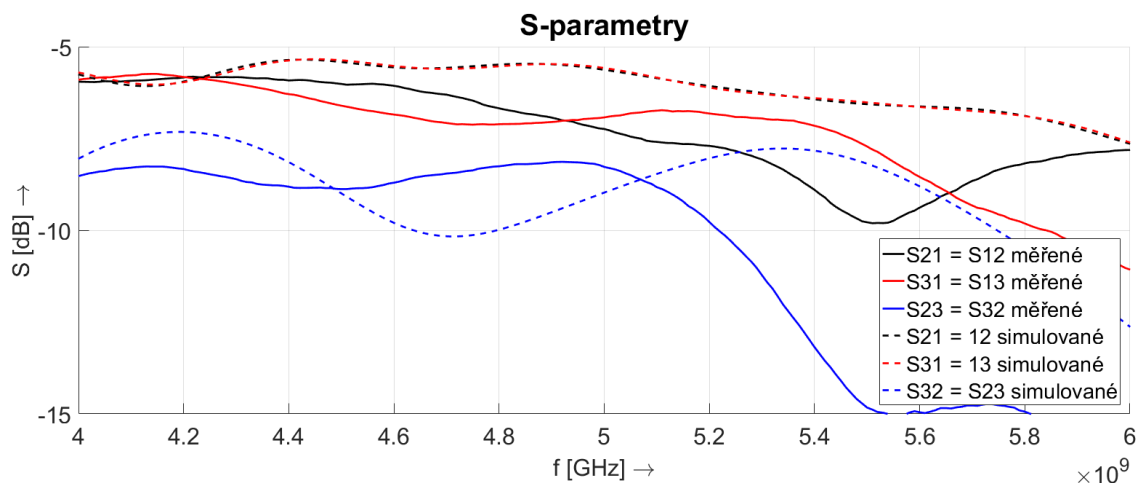


Obrázek 5.2 Vyrobené komponenty, vlevo dva děliče výkonu, vpravo tři filtry typu pásmová propust

## 5.2 Měření S-parametrů a porovnání se simulacemi

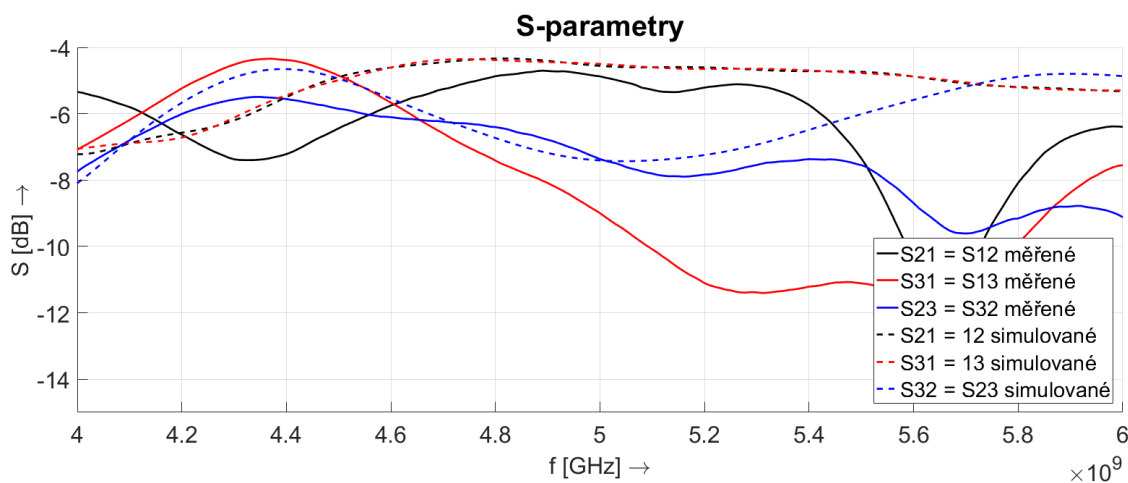
Měření S-parametrů vyrobených filtrů probíhalo pomocí vektorového analyzátoru Rohde & Schwarz, kalibrovaného na dvouportové měření ve frekvenčním rozsahu od 3 GHz do 7 GHz. K měření S-parametrů děličů výkonu byl využit čtyřportový vektorový analyzátor, kalibrovaný ve frekvenčním rozsahu 4 – 7 GHz. Díky tomu mohly být všechny S-parametry měřeny zároveň. Při použití dvouportového vektorového analyzátoru by třetí, právě neměřený port děliče, musel být vždy zakončen  $50\Omega$  prizpůsobovací zátěží.

U simulací došlo díky symetrii a zjednodušenému modelu materiálů k rovnosti některých S-parametrů. Během měření bylo ověřeno, že použité textilie jsou více homogenní než odhadoval původní předpoklad. Rozdíly mezi S-parametry, které byly v simulacích totožné, nebyly při měření stoprocentně shodné, ale jejich rozdíly byly dostatečně malé, aby pro zjednodušení šly považovat za totožné. Proto i v následujících grafech je pro zjednodušení vložena rovnost mezi některé S-parametry.



Obrázek 5.3 Porovnání měřených a simulovaných přenosů děliče výkonu se substrátem o výšce  $h = 3,48$  mm

U děliče výkonu vyrobeného na substrátu o výšce  $h = 3,48$  mm došlo na kmitočtu 4 GHz ke shodě měřených a simulovaných hodnot, dále jsou si křivky velmi podobné, ale měřené S-parametry vykazují větší útlum (o 1,5 dB) a větší sklon. Nicméně z podobnosti simulovaných a měřených průběhů lze usoudit, že došlo k posunu pracovního kmitočtu děliče o 400 MHz.

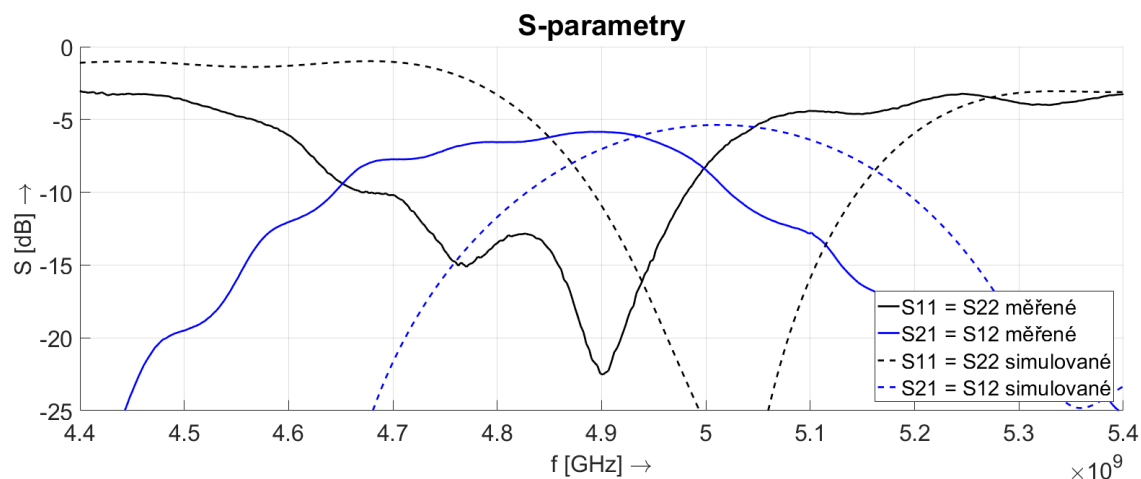


Obrázek 5.4 Porovnání měřených a simulovaných přenosů děliče výkonu se substrátem o výšce  $h = 2,50$  mm

Dělič výkonu se substrátem o výšce  $h = 2,50$  mm dosahoval větší shody měřených a simulovaných S-parametrů do frekvence 5 GHz. Kromě parametru  $S_{31} = S_{13}$ , kde došlo k 8 dB útlumu měřených hodnot oproti simulovaným. Tento útlum způsobilo poškození mikropáskového přechodu (ohnutí) u napájecího portu 3 děličky přípravkem, který měl zajistit stabilní uchycení děliče výkonu. Respektive k ohnutí došlo vlivem neohebnosti propojovacích kabelů. Přípravek byl uvažován pro měření na dvouportovém vektorovém analyzátoru, a proto počítal vždy se dvěma zapojenými konektory. Použití čtyřportového vektorového analyzátoru umožňovalo měření všech portů děliče výkonu zároveň,

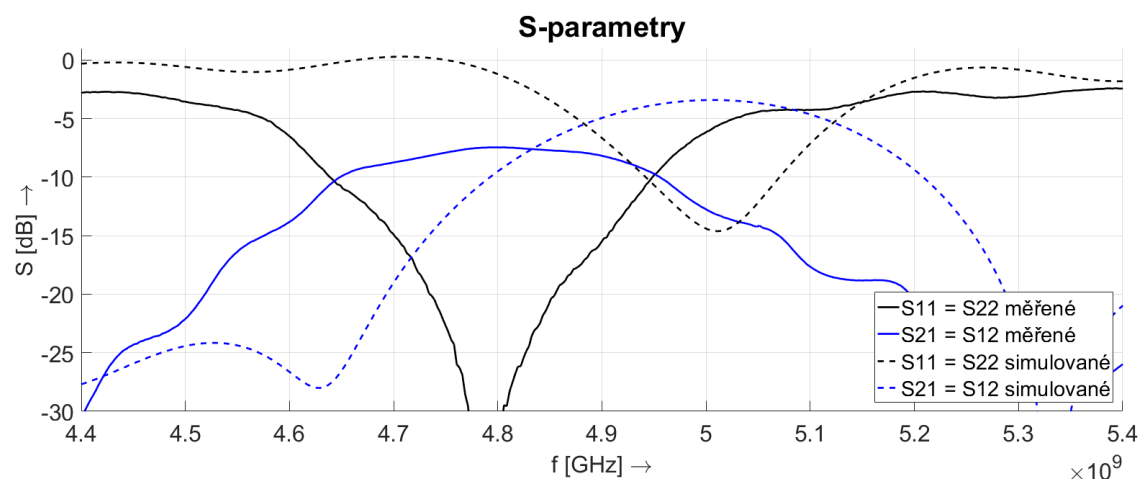


nicméně přípravek nebyl na toto dostatečně připraven, a proto došlo u třetího portu děličky k ohnutí a poškození napájecího mikropáskového vedení. Celá struktura se následně lehce prohnula. Tento fakt vnesl chybu měření do obou měřených děličů výkonu. Nejvíce se, ale projevil u děliče se substrátem o výšce  $h = 2,50$  mm, protože tento nižší substrát se snadněji ohýbá.



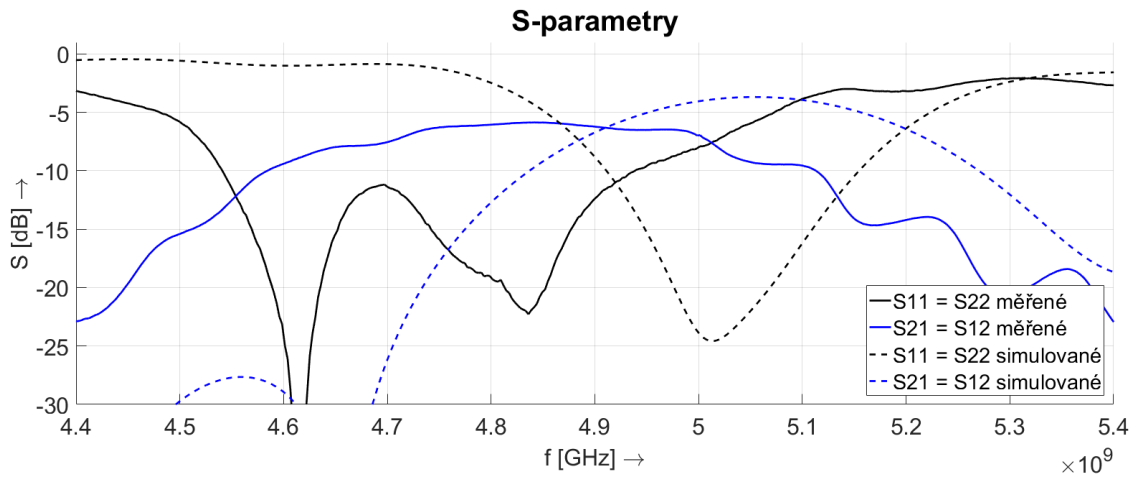
Obrázek 5.5 Porovnání měřených a simulovaných přenosů filtru typu pásmová propust se substrátem o výšce  $h = 3,48$  mm

U filtru typu pásmová propust se substrátem o výšce  $h = 3,48$  mm došlo k rozproštění pracovního pásma o 44 MHz a posunu propustného pásma o 180 MHz. Mírné zvlnění, které je vidět na měřených S-parametrech na obrázku 5.5, bylo způsobeno chybou vektorového analyzátoru, na kterém probíhalo měření. Toto zvlnění je vidět u všech filtrů, které byly měřeny stejným přístrojem.



Obrázek 5.6 Porovnání měřených a simulovaných přenosů filtru typu pásmová propust se substrátem o výšce  $h = 2,50$  mm

U filtru vyrobeného z modrého 3D-textilu o výšce  $h = 2.50$  mm se kromě posunu a rozproštění objevil i větší útlum signálu.

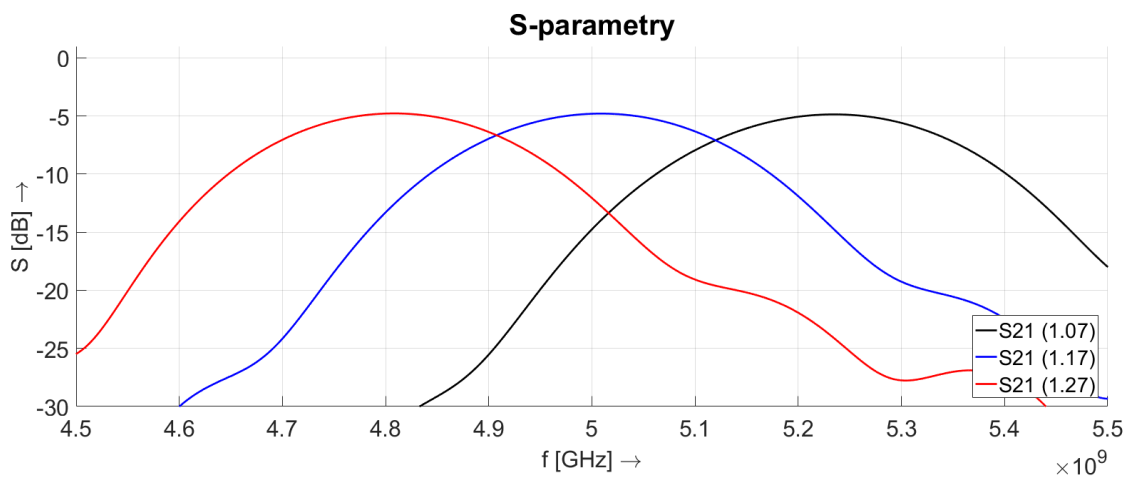


Obrázek 5.7 Porovnání měřených a simulovaných přenosů filtru typu pásmová propust se substrátem o výšce  $h = 1,46$  mm

K největšímu rozptření pásma došlo u filtru s výškou substrátu  $h = 1,46$  mm. Přenosové pásmo se rozšířilo až na 416 MHz.

Všechny komponenty vykazovali posun měřeného pracovního pásma na nižší kmitočet. Vzhledem k tomu lze říci, že došlo k chybě při měření relativní permitivity substrátů, která posunula všechna pracovní pásma. Je velmi nepravděpodobné, že by všechny vyrobené komponenty byly zatíženy stejnou chybou výroby, která by se u všech komponent takto projevila.

Z obrázku 5.8 je vidět, že zvětšení relativní permitivity o jednu desetinu se projeví posunem přenosového pásma na nižší kmitočet o 200 MHz. Takovýto posun by měřené a simulované hodnoty značně přiblížil. Zbylé rozdílné hodnoty útlumu a šířky pásma  $B$  by pak mohly být způsobeny nepřesností výroby.



Obrázek 5.8 Vliv hodnoty relativní permitivity  $\epsilon_r$  na posun pracovního pásma

Tabulka 5.1 Porovnání simulovaných a vyrobených výrobků

		Měřené	Simulované	Měřené	Simulované	Měřené	Simulované
Substrát o výšce $h$ [mm]		3,48		2,50		1,46	
Děliče výkonu	$S_{21(5GHz)}$ [dB]	-7,04	-5,63	-4,87	-4,55	-	-4,68
	$S_{31(5GHz)}$ [dB]	-7,12	-5,58	-8,99	-4,49	-	-4,69
	$S_{23(5GHz)}$ [dB]	-8,27	-8,97	-7,37	-7,40	-	-8,29
filtry	$B$ [MHz]	344	277	322	289	416	300
	$f_0$ [GHz]	4,80	5,07	4,74	5,01	4,85	5,05
	$S_{21(f_0)}$ [dB]	-5,85	-5,32	-7,475	-3,42	-5,87	-3,69

Největší shody simulovaných a měřených dat došlo u filtru se substrátem o výšce 3,48 mm. Nejmenší shody bylo dosaženo u filtru se substrátem o výšce 1,46 mm.

Díky chybě přípravku na fixování výrobků pro měření bylo zjištěno, že měděná samolepicí fólie je velmi nevhodná pro běžné používání. Její odolnost vůči mechanickému namáhání je velmi malá a při téměř každé změně tvaru dochází k lokálním deformacím fólie. Fólie se po návratu struktury do původní podoby nemusí vrátit do původního stavu. Naopak může být deformace zvětšena. Komponentu je následně nutné opatrně přezehlít, aby se vrátila původní do původní podoby.

## 6 ZÁVĚR

Cílem práce bylo seznámení s problematikou návrhu komponent ve struktuře SIW. Charakteristika této struktury, šíření vln a možnosti napájení byly popsány v první kapitole. Další kapitola se věnuje technologii výroby. Popisuje požadavky na materiály a uvádí některé základní poznatky o použitelných materiálech a jejich struktuře. Pozornost je věnována jak vodivým, tak nevodivým materiálům. Dále je v této práci popsáno šest metod měření dielektrických parametrů. Pomocí porovnávací metody byla zjištěna hodnota relativní permitivity a pomocí metody přenosového vedení hodnota ztrátového činitele tří textilií o různých výškách a to 3,48 mm (bílý 3D-textil), 2,50 mm (modrý 3D-textil) a 1,46 mm (černý fleece).

Dále je práce věnována popisu, návrhu a simulaci komponent. Každá komponenta byla navržena na třech výše jmenovaných substrátech pro pracovní frekvenci na kmitočtu 5 GHz. V první řadě byly navrženy vlnovody, na jejich základě tříportové děliče výkonu, a jako poslední byly navrženy filtry typu pásmová propust.

Komponenty byly realizovány pomocí měděné fólie, měřených textilních substrátů a vodivé nitě, která byla vyhodnocena jako nejlepší volba pro vytvoření stěn struktury. Vyrobeny byly dva děliče výkonu a tři filtry. Dělič výkonu se substrátem o výšce 1,46 mm nebyl kvůli nedostatku textilního materiálu vyroben. Protože šití bylo prováděno ručně, mohlo dojít k nepřesnosti výroby, která mohla posunout umístění jednotlivých vpičů jehly v rozmezí  $\pm 0,7$  mm. Měřené a simulované výsledky vykazovaly rozdíly především v posunu pracovního pásma, které byly způsobeny pravděpodobně chybným změněním relativní permitivity substrátu a zčásti chybou metody výroby.

U filtru se substrátem o výšce 3,48 mm došlo k posunu pracovního pásma o 180 MHz a rozprostření přenosového pásma z 300 MHz na 344 MHz oproti simulacím. Přenos tohoto filtru vykazoval o 0,489 dB nižší přenos. Druhý filtr se substrátem o výšce 2,50 mm vykazoval posun pracovního pásma o 235 MHz a šířka přenosového pásma se rozšířila o 22 MHz. Tento filtr, ale vykazoval o 4 dB nižší přenos než simulované hodnoty. Filtr s nejnižším substrátem (1,46 mm) vykazoval největší rozprostření pásma a to o 116 MHz, ale nejmenší posun přenosového pásma o 100 MHz. Maximální hodnota přenosu tohoto filtru byla o 2,18 dB menší než očekávaná hodnota simulací. Rozšíření přenosových pásem mohlo být způsobeno nepřesností výroby.

U děličů výkonu se projevila chyba způsobená přípravkem, který měl výrobky zafixovat. Výrobek byl určen pro měření na dvouportovém vektorovém analyzátoru, a proto uvažoval připojení výrobku k měřicímu přístroji pomocí dvou portů. Konečné měření děličů probíhalo na čtyřportovém vektorovém analyzátoru. Všechny porty děličů mohly být měřeny zároveň. To způsobilo, že se jeden port děliče ohnul vlivem připojených kabelů. U děliče se substrátem o výšce 3,48 mm byly změřeny přenosy o 2,5 dB nižší, než byly výstupy simulací. Z podobností tvarů křivek S-parametrů lze usoudit, že i zde došlo k posunu pracovního pásma na nižší kmitočet.

Pro větší shodu simulovaných a měřených dat by bylo vhodné provést opravné měření relativní permitivity a zpřesnit metodu výroby. Při reálném použití komponent by bylo vhodnější pro komponenty využít například vodivou barvu nanesenou sítotiskem místo měděné fólie. Fólie je totiž nevhodná pro běžné nošení vzhledem k samovolně nevratným deformacím, ke kterým je náchylná.

# LITERATURA

- [1] BOZZI, M., PERREGRINI L., WU, K., ARCIONI, P. Current and Future Research Trends in Substrate Integrated Waveguide Technology, *Radioengineering*, 2009, vol. 18, no.2, p. 201 -209
- [2] XU, Feng a Ke WU. IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES- Guided-Wave and Leakage Characteristics of Substrate Integrated Waveguide. 2005, vol.53, NO.1, s. 8
- [3] LESNIKOWSKI, J. Dielectric permittivity measurement methods of textile substrate of textile transmission lines. *Przegląd elektrotechniczny*. 2012, : 148 - 151. ISSN 0033-2097, R. 88 NR 3a/2012. Dostupné z: <http://www.red.pe.org.pl/articles/2012/3a/43.pdf>
- [4] POLÁK, R. Měření komplexní permitivity materiálů v pásmu milimetrových vln. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2012. Dostupné z: [https://www.vutbr.cz/www\\_base/zav\\_prace\\_soubor\\_verejne.php?file\\_id=51230](https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=51230)
- [5] TERESHCHENKO, O.V., F. J. K. BUESINK a F. B. J. LEFERINK. An overview of the techniques for measuring the dielectric properties of materials [online]. University of Twente Enschede, The Netherlands, 2011 [cit. 2016-11-10]. Dostupné z: <http://www.ursi.org/proceedings/procGA11/ursi/A04-1.pdf>
- [6] DESLANDES, D. Design equations for tapered microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions . In *Microwave Symposium Digest, 2010 IEEE MTT-S International* [online]. Anaheim, CA : Dept. of Comput. Sci., Univ. du Quebec a Montreal, Montreal, QC, s. 704-707. ISBN 978-1-4244-6057-1, doi:10.1109/MWSYM.2010.5517884.
- [7] DESLANDES, D., WU, K. Analysis and Design of Current Probe Transition from Grounded Coplanar to Substrate Integrated Rectangular Waveguides, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2005, vol. 53, no. 8, p. 2487-2494.
- [8] HANUS, Stanislav; SVAČINA, Jiří. Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika : Učební elektronické texty FEKT VUT. Vyd. 1. Brno : VUT v Brně, 2002. 208 s.
- [9] MORO, R., AGNEESSENS, S., ROGIER, H., DIERCK, A., BOZZI, M. Textile microwave components in substrate integrated waveguide technology. *IEEE Microwave Theory and Tech. Society*. 2015, vol. 63, Issue. 2, p. 422 -432.
- [10] M. Bozzi, A. Georgiadis, and K. Wu, "Review of Substrate Integrated Waveguide (SIW) circuits and antennas," *IET Microw., Antennas Propag.*, vol. 5, no. 8, pp. 909–920, Jun. 2011.
- [11] Microstrip Lina Calculator [online]. [cit. 2016-01-010]. Dostupné z: <http://www.em-talk.com/mscalc.php>
- [12] BALANIS, Constantine A. *Antenna theory: analysis and design*. 3rd ed. Hoboken: Wiley-Interscience, 2005. ISBN 978-0-471-66782-7.
- [13] VYSKOČIL, Jiří. ELEKTRICKÉ VLASTNOSTI ANIZOTROPNÍHO DIELEKTRICKÉHO MATERIÁLU. Brno: FEKT VUT v Brně, 2016. Bakalářská práce. VUT. Vedoucí práce Ing. Jan Vělim.
- [14] DOSTÁL, Jiří a AXMAN, Vladimír. Elektrické filtry. Učební elektronické texty FEKT

VUT. Dostupné z: <http://kvetakov.net/~mira/doc/Elektricke%20Filtry.pdf>

[15] LÁČÍK, J. Mikrovlnná technika. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2014

[16] VYSKOČIL, Bc. Jiří. Filtr na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu. FEKT VUT v Brně, 2011. Diplomová práce. VUT. Vedoucí práce Ing. Jaroslav Láčík, Ph.D.

## SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

$C$	kapacita kondenzátoru
$B$	Šířka propustného pásma
$c$	rychlost světla ve vakuu
$d$	průměr prokovu
$d_c$	vzdálenost desek kondenzátoru
$e$	Eulerovo číslo
$eig$	funkce programu Matlab
$f$	frekvence
$f_r$	rezonanční frekvence
$f_s$	frekvence potlačení filtru
$f_{mez}$	mezní frekvence
$h$	výška substrátu
$k_0$	vlnové číslo
$l$	délka vlnovodu
$l_{eff}$	délka rezonátoru
$l_m$	délka mikropásku
$l_t$	délka miropáskového vedení
$l_{CON}$	délka vedení s chybou konektoru
$l_{LINE}$	délka vedení s kde probíhá samotné měření
$L_A$	útlum na kmitočtu potlačení
$p$	průměr prokovů
$Q$	činitel jakosti
$R_s$	povrchová rezistivita
$S$	velikost plochy desek kondenzátoru
$s$	vzdálenost prokovu
$S_T$	matice s parametrů
$S_{11}$	vstupní činitel odrazu
$S_{12}$	koeficient přenosu
$S_{21}$	koeficient odrazu
$S_{22}$	výstupní činitel odrazu
$\tan \delta$	ztrátový činitel

$T$	přenosová matice
$w$	šířka vlnovodu
$w_e$	šířka ekvivalentního TEM vlnovodu
$w_{eff}$	šířka rezonátoru
$w_m$	šířka mikropáskového vedení
$w_t$	šířka mikropáskového vedení u kontaktu s SIW
$y_0$	hloubka zapuštění mikropásku do fličku
$z$	vzdálenost prokovu od stěny děliče
$Z$	impedance
$Z_{0TE}$	charakteristická impedance vidu $TE_{10}$
$Z_e$	impedance mikropáskového vedení
$\alpha$	reálná část imaginárního čísla
$\alpha_d$	činitel ztrát dielektrika
$\beta$	imaginární část imaginárního čísla
$\epsilon_0$	permitivita vakua
$\epsilon_{ef}$	efektivní permitivita
$\epsilon_r$	relativní permitivita
$\epsilon_{eff}$	efektivní permitivita fličku
$\mu_0$	permeabilita vakua
$\mu_r$	relativní permeabilita
$\eta$	charakteristická impedance volného prostoru
$\lambda$	vlnová délka
$\lambda_0$	vlnová délka vlny šířící se ve volném prostoru
$\lambda_c$	kritická vlnová délka
$\lambda_g$	vlnová délka, která se šíří daným prostředím
$\Gamma$	koeficient odrazu
GCPW	Grounded Coplanar Waveguide, uzemněný koplanární vlnovod
LINE	označení delšího vedení použitého při metodě přenosového vedení
RLC	měřicí přístroj určený k měření vlastností RLC
SIFW	Substrate Integrated Folded Waveguide, složený vlnovod integrovaný do substrátu
SIW	Substrate Integrated Waveguide, vlnovod integrovaný do substrátu
TEM	Transverálně elektrická vlna
THRU	označení kratšího vedení použitého při metodě přenosového vedení