

Bakalářská práce



České
vysoké
učení technické
v Praze

F3

Fakulta elektrotechnická
Katedra elektromagnetického pole

Mikrovlnný dělič z vlnovodu integrovaného do substrátu

Patrik Böhm

Vedoucí: Ing. Viktor Adler, Ph.D.
Obor: Elektronika a komunikace
Květen 2023

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Böhm** Jméno: **Patrik** Osobní číslo: **499262**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektromagnetického pole**
Studijní program: **Elektronika a komunikace**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Mikrovlnný dělič z vlnovodu integrovaného v substrátu

Název bakalářské práce anglicky:

Substrate-Integrated-Waveguide Power Divider

Pokyny pro vypracování:

Provedte rešerši děličů výkonu konstruovaných pomocí vlnovodů integrovaných do substrátu. Navrhněte dělič se střední frekvencí 7 GHz a vhodné přechody pro připojení na SMA end-launch konektory. Pokuste se dělič navrhnout s co nejširší šířkou pásma a minimalizovat jeho ztráty. Provedte 3D simulace elektromagnetického pole v děliči a zrealizujte jeho výrobu. Vyroběný dělič výkonu změřte na vektorovém analyzátoru obvodů.

Seznam doporučené literatury:

- [1] K. Novotný, et al., Vlny a vedení: přednášky. Vyd. 1. Praha: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2005. 190 s. ISBN 80-01-03317-1.
- [2] D. M. Pozar. Microwave Engineering, 4th edition. John Wiley & Sons, Inc., New York, USA, 2011.
- [3] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 11, no. 2, pp. 68-70, Feb. 2001, doi: 10.1109/7260.914305.
- [4] D. Deslandes and K. Wu, "Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 6, pp. 2516-2526, June 2006, doi: 10.1109/TMTT.2006.875807.
- [5] S. Germain, D. Deslandes and K. Wu, "Development of substrate integrated waveguide power dividers," CCECE 2003 - Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Toward a Caring and Humane Technology (Cat. No.03CH37436), Montreal, QC, Canada, 2003, pp. 1921-1924 vol.3, doi: 10.1109/CCECE.2003.1226289.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

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

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Datum zadání bakalářské práce: **07.02.2023**

Termín odevzdání bakalářské práce: **26.05.2023**

Platnost zadání bakalářské práce: **22.09.2024**

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

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

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

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Poděkování

Rád bych poděkoval svému vedoucímu práce Ing. Viktoru Adlerovi, Ph.D. za cenné rady, odborný dohled a vstřícnost při konzultacích.

Prohlášení

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

V Praze 20. května 2023

Abstrakt

Práce se zabývá stručným popisem a přehledem technologie vlnovodů integrovaných do substrátu, označované jako SIW. Je zde popsán princip funkce a vlastnosti obdélníkových vlnovodů, SIW a jeho modifikací (AFSIW, HMSIW). Následuje shrnutí základních druhů přechodů mezi SIW a planárními strukturami a ukázka modelů reálných aplikací SIW s jejich parametry. Práce končí popisem děličů výkonu realizovaných pomocí SIW a následným návrhem děliče výkonu se středem pásma na 7 GHz. Dělič je simulován, vyroben a poté změřen.

Klíčová slova: vlnovod, SIW, vedení, AFSIW, HMSIW, dělič výkonu

Vedoucí: Ing. Viktor Adler, Ph.D.

Abstract

The work deals with a brief description and overview of the technology of waveguides integrated into the substrate, referred to as SIW. The principle of function and properties of rectangular waveguides, SIW and its modifications (AFSIW, HMSIW) are described here. The following is a summary of the basic types of transitions between SIW and planar structures and a sample of models of real SIW applications with their parameters. The work ends with a description of power dividers implemented using SIW and the subsequent design of a power divider with the center of the band at 7 GHz. The divider is simulated, manufactured and then measured.

Keywords: waveguide, SIW, transmission line, AFSIW, HMSIW, power divider

Obsah

1 Úvod	1
2 Vlnovody	3
2.1 Vidy	3
2.2 Princip	4
3 SIW	9
3.1 Teorie	9
3.2 Ztráty	10
3.3 Výběr substrátu	11
3.4 Postup návrhu	12
3.5 Metody výroby	13
4 Přejchody	15
4.1 Přejchod z mikropáskového vedení na SIW	15
4.2 Přejchod z koplanárního vedení na SIW	16
4.2.1 GCPW–SIW pomocí proudové sondy	16
4.2.2 GCPW–SIW pomocí zahnuté štěrby	16
5 Modifikace SIW	19
5.1 AFSIW	19
5.2 HMSIW	20
6 Aplikace SIW	23
6.1 Čebyševův filtr 3. řádu	23
6.2 Diplexer	23
6.3 Směrová vazba	24
7 SIW děliče výkonu	27
7.1 Sdružené děliče	27
7.2 Sériové děliče	29
7.3 Vícevidové děliče	29
7.4 HMSIW děliče	31
7.5 Wilkinsonův dělič	31
8 Návrh mikrovlnného děliče	35
8.1 Samostatný dělič	35
8.2 Přejchod na SIW	39
8.3 Kompletace	40
8.4 Výsledné simulace	40
9 Měření	45
10 Závěr	51
Seznam symbolů	53
Literatura	55

Obrázky

2.1 Konvence značení.	3	6.2 S-parametry optimalizovaného filtru [31].	24
2.2 Rozložení intenzit v rovině xy pro vid TE_{10} , $f_c = 6,55$ GHz a $f = 8,2$ GHz. a) E ; b) H	6	6.3 Model filtru [31].	24
2.3 Rozložení intenzit v rovině xy pro vid TM_{11} , $f_c = 16,1$ GHz a $f = 18$ GHz. a) E b) H	7	6.4 Model diplexeru [32].	25
2.4 Ukázka realizace vlnovodných komponent [8].	7	6.5 S-parametry diplexeru [32].	25
3.1 Srovnání vlastností jednotlivých druhů vedení [1].	9	6.6 Model směrové vazby [33].	25
3.2 Struktura SIW [13].	10	6.7 S-parametry směrové vazby [33].	26
3.3 Používané substráty a souvislosti jejich vlastností se SIW [17]. a) Substráty; b) Propojení vlastností substrátu a parametrů SIW.	12	7.1 Druhy zatočení [34]. a) Pravoúhlé s prokovkou; b) Zkosené; c) Zaoblené.	28
3.4 Pracovní oblast SIW [18].	13	7.2 a) Rovnoměrné dělení; b) Nerovnoměrné dělení; c) Kompenzace fázového posunu; d) Čtyřcestný dělič [35].	28
3.5 Technologie LTCC [20].	14	7.3 Vícevrstvé provedení [34]. a) Vazební štěrbin; b) Vrstva č. 1; c) Vrstva č. 2.	28
4.1 Přechod mikropáskové vedení–SIW [23].	16	7.4 Sériový SIW dělič výkonu [34]. .	29
4.2 Proměnné při návrhu přechodu [23].	16	7.5 S-parametry děliče s dělicím poměrem 1/5 [36].	29
4.3 GCPW–SIW pomocí proudové sondy [24]. a) Struktura: {1} odpovídá vstupu GCPW, {2} prokovky, které potlačují nechtěné vlny, {3} prokovka, jíž protékající proud vytváří magnetické pole, {4} zakončení GCPW typu otevřený konec, {5} prokovky ohraničující SIW, {6} realizuje zkrat a představuje hranici SIW; b) Magnetické a elektrické pole. . .	17	7.6 Vícevidový vlnovod [37].	30
4.4 GCPW–SIW [26].	18	7.7 Rozložení intenzity elektrického pole ve vícevidovém děliči [38]. . . .	30
4.5 Rozložení E vidu TE_{10} v SIW a rozložení E na zahnutých drážkách v rovině xy [25].	18	7.8 HMSIW T spojení. a) Nákres děliče [35]; b) S-parametry děliče [39]. . . .	31
5.1 Uspořádání AFSIW [28].	20	7.9 Principiální schéma Wilkinsonova děliče [5].	32
5.2 HMSIW [29]. a) Půdorys; b) Nárys; c) Pole při pohledu ze shora.	21	7.10 Realný vzhled Wilkinsonova děliče [41].	32
6.1 Využití SIW anténních řad v letecké komunikaci [1].	23	7.11 S-parametry Wilkinsonova děliče [41].	33
		8.1 Model děliče v CST Studio Suite.	35
		8.2 Rozmítání hodnot rezistoru a koeficienty odrazu S_{22} na výstupu.	37
		8.3 Rozmítání hodnot rezistoru a izolace S_{23}	37
		8.4 S-parametry původního návrhu.	37
		8.5 Rozdíl mezi štěrbinou pouze na vrchní straně a na vrchní i spodní straně.	38
		8.6 Model SMD rezistoru (alumina odpovídá modré, PEC šedé a odporová vrstva černé).	38
		8.7 S-parametry po optimalizaci. . . .	38

8.8 Změna S_{22} a S_{32} při otočení odporové vrstvy směrem dolů.	39
8.9 Model přechodu z mikropáskového vedení na ekvivalentní vlnovod k SIW.	40
8.10 S-parametry přechodu.	40
8.11 Finální rozměry děliče pro ekvivalentní vlnovod.	41
8.12 S-parametry děliče pro ekvivalentní vlnovod.	41
8.13 Uspořádání děliče z bezeztrátových materiálů.	42
8.14 S-parametry děliče s prokvy. .	42
8.15 Struktura započítávající ztráty.	43
8.16 S-parametry po započítání ztrát (simulace ve frekvenční doméně)... ..	43
8.17 S-parametry po započítání ztrát (simulace v časové doméně)... ..	43
9.1 a) Zhotovení děliče; b) Detail na připájený SMD rezistor pomocí mikroskopu.	45
9.2 Vzhled konektoru, kde $\varnothing A = 0,254$ mm, $\varnothing B = 0,508$ mm, $\varnothing C = 1,61$ mm, $D = 1,27$ mm [44].	46
9.3 Dělič včetně konektorů.	47
9.4 Zapojení měření.	47
9.5 Porovnání simulace a měření odrazů.	48
9.6 Srovnání simulace a měření přenosů.	48
9.7 Naměřené průběhy fáze přenosů.	49
9.8 Porovnání naměřené a simulované izolace.	49
9.9 Změřené S-parametry vyrobeného děliče.	50

Tabulky

2.1 Parametry normalizovaných obdélníkových vlnovodů [7].	5
8.1 Hodnoty rozměrů děliče (mm). .	35



Kapitola 1

Úvod

V dnešní době je každodenním cílem minimalizovat rozměr a snižovat náklady ve všech aspektech života. Není tomu jinak ani v oblasti mikrovlnné a vysokofrekvenční techniky.

Každý druh přenosového vedení má své klady a zápory. Zatím žádná z planárních struktur se nepodobala svými vlastnostmi (možnost přenášet vysoké výkony, nízký průchozí útlum a vysoký činitel jakosti) obdélníkovým vlnovodům. Nicméně výroba obdélníkových vlnovodů je drahá a integrace s planární strukturou složitá.

Tuto díru na trhu vyplnily vlnovody integrované do substrátu, jež jsou snadno integrovatelné, levné a zachovávají některé vlastnosti obdélníkových vlnovodů. Systémy pro naše aplikace mohou být díky nim menší a lehčí, což se může při řešení některých praktických problémů velice hodit (např. v oblasti letectví či satelitní komunikace) [1].

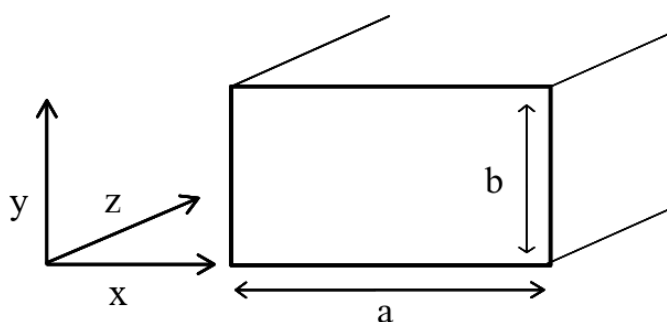
Kapitola 2

Vlnovody

Jednou z možností přenosu energie ve formě elektromagnetického pole jsou kovové vlnovody. Vyrábějí se obdélníkové, kruhové, či H vlnovody. Dále budou popsány vlastnosti obdélníkových vlnodů.

2.1 Vidy

Obr 2.1 ukazuje konvenci značení souřadnicových os vzhledem k vlnovodu. Pole, které se může uvnitř šířit, je typu TE_{mn} (transversálně elektrické) a typu TM_{mn} (transversálně magnetické). Budeme předpokládat šíření podél osy z . Transversálně elektrické vlny mají jen příčné složky vektoru intenzity elektrického pole (E_x, E_y) a obecně všechny složky vektoru intenzity magnetického pole (H_x, H_y, H_z). Zatímco transversálně magnetické vlny obsahují jen příčné složky vektoru magnetického pole (H_x, H_y) a obecně všechny složky vektoru intenzity elektrického pole (E_x, E_y, E_z). Každá dvojice celých čísel m, n určuje počet půlvln stojatého vlnění intenzity elektrického či magnetického pole na stěnách vlnovodu (směry x a y). Tím jsou určeny vidy vedené vlny (řešení vlnové rovnice) a tvar elektromagnetického pole ve vlnovodu. Vlna má charakter stojatého a postupného vlnění [2]. Nejmenšími možnými vidy jsou TM_{11} a TE_{10} , též nazývaný dominantním videm.



Obrázek 2.1: Konvence značení.

2.2 Princip

Na vlnovod můžeme nahlížet jako na filtr typu horní propust, protože umožňuje vedení vlny pouze pro kmitočty vyšší než mezní kmitočet f_c (pro vlnové délky menší než mezní vlnová délka λ_c).

$$f_c = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (2.1)$$

Ve vztahu značí ϵ_r relativní permitivitu dielektrika, jímž je vlnovod vyplněn, a c_0 rychlost světla. V případě nesplnění kmitočtové podmínky, intenzita elektrického a magnetického pole exponenciálně ubývá se souřadnicí z vlivem odrazů směrem k ústí vlnovodu.

Pakliže je vlna vybudena a šíří se vlnovodem, její vlnová délka λ_g je vždy větší než vlnová délka vlny λ , šířící se ve volném prostředí při stejném kmitočtu, a je dána vztahem

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}}, \quad (2.2)$$

kde μ_r značí relativní permeabilitu výplně vlnovodu.

Strukturou se může šířit více vidů najednou, pokud splňují podmínku mezního kmitočtu. Výsledná vlna bude součtem jednotlivých vidů. Jelikož se každý vid šíří jinou fázovou a skupinovou rychlostí, docházelo by při použití mnohavidového režimu ke zkreslení signálu. Proto se v praxi více používá přenos jedním videm TE_{10} (dominantním videm). Pracujeme v tzv. pásmu jednovidovosti. To je určeno mezní frekvencí dominantního vidu a mezní frekvencí vidu nejbližšího vyššího TE_{20} [3]. Mezní frekvence pro vid TE_{10} je

$$f_c = \frac{c_0}{2a\sqrt{\epsilon_r}}. \quad (2.3)$$

Limitujícím faktorem přenášeného výkonu P_{\max} vlnovodem je elektrická pevnost dielektrika E_{\max} (pro suchý vzduch je $E_{\max} = 30$ kV/m). Pro dominantní vid dle vztahu

$$P_{\max} = \frac{ab}{4} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} E_{\max}^2 \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}. \quad (2.4)$$

Vlivem nedokonalosti vodivým stěn a dielektrika uvnitř vlnovodu, je elektromagnetická vlna při svém postupu strukturou tlumena. Ve vlnovodu vyplněným vzduchem jsou dielektrické ztráty zanedbatelné a měrný útlum vidu TE_{10} je způsoben pouze vlivem nedokonalé vodivosti stěn [4]. Výpočet měrného koeficientu útlumu $\alpha_{cTE_{10}}$ je následující

$$\alpha_{cTE_{10}} = \frac{\rho_{ef}}{\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}} \frac{\frac{1}{b} + \frac{2}{a} \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}, \quad (2.5)$$

kde ρ_{ef} je vysokofrekvenční poměrný odpor [3].

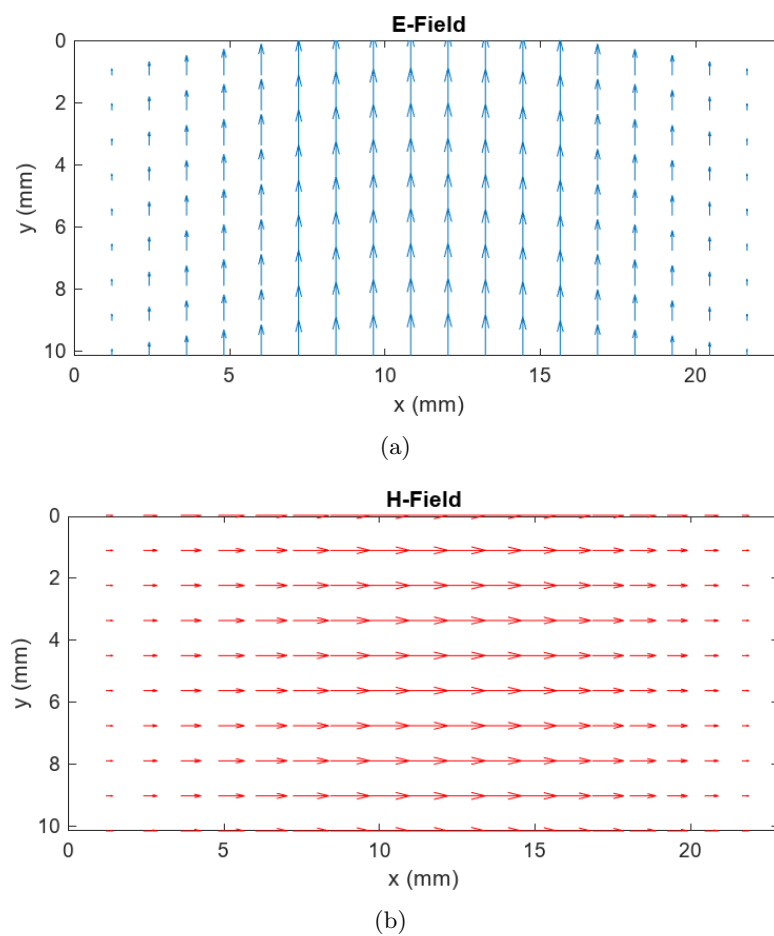
V tabulce 2.1 jsou vidět některé rozměry běžně vyráběných obdélníkových vlnovodů s jejich vlastnostmi. Můžeme si povšimnout platnosti $a > 2b$.

Velkou výhodou vlnovodů je schopnost přenášet velké výkony. Nacházejí využití např. v satelitních a měřicích systémech. Lze z nich sestavit komponenty jako děliče výkonu, atenuátory, filtry, detektory a mnohé další. Jedna z nevýhod je náročnější výroba a disperze [5].

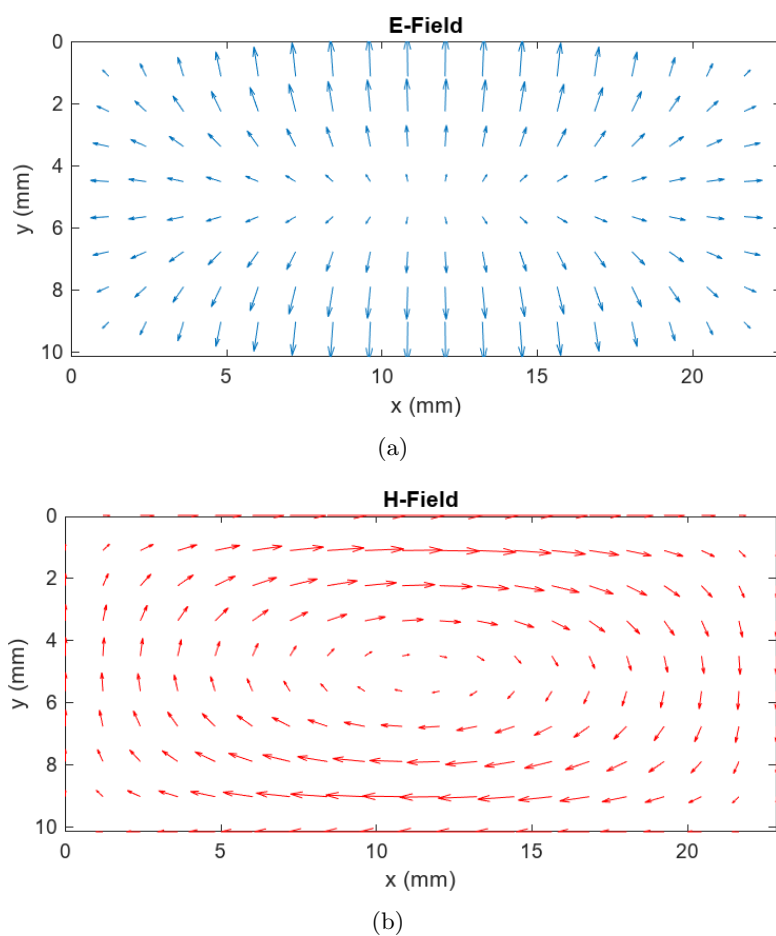
Na obr. 2.2 pozorujeme grafy rozložení intenzit z programu Matlab [6] pro vlnovod R100 s rozměry z tabulky 2.1 pro vid TE_{10} . Z něj je patrné, že intenzita elektrického pole má pouze jednu půlvlnu podél osy x a nula půlvln podél osy y . Pro vid TM_{11} by pole v příčné rovině pro stejné rozměry vypadalo dle obr. 2.3. Skutečná realizace vlnovodných komponent je vidět na obr. 2.4.

Tabulka 2.1: Parametry normalizovaných obdélníkových vlnovodů [7].

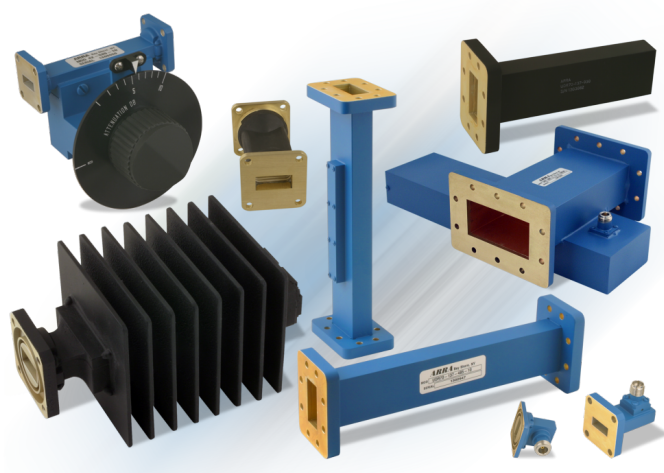
Označení	Rozměry (mm)	f_c (GHz)	Pásmo jednovídrovosti (GHz)	α (dB/m)	P_{max} (kW)
R32	72,14×34,04	2,078	2,55 ÷ 3,95	0,04	10 530
R48	47,55×22,16	3,16	3,95 ÷ 5,85	0,06	4 380
R70	34,85×15,80	4,29	5,85 ÷ 8,2	0,12	2 290
R100	22,86×10,16	6,55	8,2 ÷ 12,4	0,24	990
R140	15,8×7,9	9,49	12,4 ÷ 18	0,4	530
R220	10,67×4,32	14,06	18 ÷ 26,5	0,8	194
R320	7,11×3,55	21,08	26,5 ÷ 40	1,2	107
R500	4,8×24	31,25	40 ÷ 60	2,8	49



Obrázek 2.2: Rozložení intenzit v rovině xy pro vid TE_{10} , $f_c = 6,55$ GHz a $f = 8,2$ GHz. a) **E**; b) **H**.



Obrázek 2.3: Rozložení intenzit v rovině xy pro vid TM_{11} , $f_c = 16,1$ GHz a $f = 18$ GHz. a) **E** b) **H**.



Obrázek 2.4: Ukázka realizace vlnovodných komponent [8].

Kapitola 3

SIW

3.1 Teorie

Jak již bylo zmíněno, jedna z nevýhod kovových vlnodů je jejich nákladná výroba (nař. pomocí frézování). Další možnou nevýhodou pro některé aplikace mohou být velké rozměry a hmotnost. To vše řeší struktura vlnodů integrovaných do substrátu pod označením SIW (z anglického výrazu *Substrate Integrated Waveguide*) [9].

SIW si přebírá některé z kladných vlastností od obdélníkového vlnovodu jako například vysoký činitel jakosti Q , schopnost přenosu velkého výkonu či malý průchozí útlum, nicméně disperze je analogická té v obdélníkovém vlnovodu. Pro srovnání typické hodnoty nezatíženého činitele jakosti jsou pro SIW $Q_u = 150-1000$, pro vlnod $Q_u = 1000-12000$ a pro mikropáskové vedení $Q_u = 50-200$) [10]. Mezi další přednosti patří výroba pomocí metod pro zhotovení desek plošných spojů, která je levná a podporuje masovou produkci. S tím souvisí vysoká míra integrace více komponent na jeden substrát pomocí stejné metody výroby a minimalizace ztrát přechodů mezi nimi [11, 12]. Porovnání vlastností různých typů vedení viz obr. 3.1.

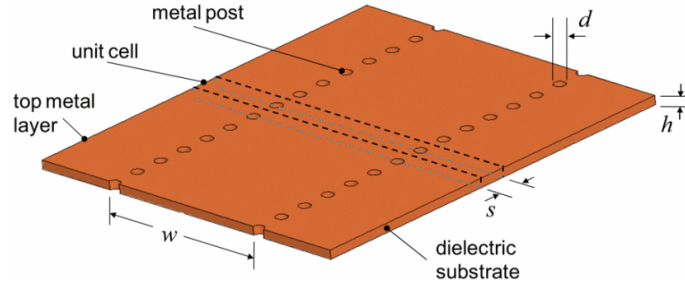
Type	Coaxial Line	Dielectric Waveguide	Metallic Waveguide	Substrate Integrated Waveguide	Microstrip	Coplanar Waveguide	Strip Line
Illustration							
Fundamental mode	TEM	EH/HE	TE ₁₀	Quasi-TE ₁₀	Quasi-TEM	Quasi-TEM	TEM
Modal Dispersion	●●●●●	●	●●●	●●●	●●●●	●●●●	●●●●●
Monomode Bandwidth	●●●●●	●●	●●●	●●●●	●●●●	●●●	●●●●
Transmission Loss	●●●	●●●●	●●●●●	●●●	●	●●	●●
Power Handling	●●●●	●●●●●	●●●●●	●●●	●●	●●	●●●
Physical Size	●●●	●●	●	●●●	●●●●●	●●●●●	●●●
Ease of Manufacturing	●	●●●	●	●●●●	●●●●●	●●●●●	●●●
Integration	●	●●	●	●●●●	●●●●●	●●●●●	●●●
Packaging and Shielding	●●●●●	●	●●●●●	●●●●	●●	●●	●●●

Scale: ● = very unfavorable; ●● = unfavorable; ●●● = average; ●●●● = favorable; ●●●●● = very favorable.

Obrázek 3.1: Srovnání vlastností jednotlivých druhů vedení [1].

Struktura SIW se skládá ze dvou vodivých plátů, na horní a spodní straně dielektrického substrátu, a dvou řad prokovek s konstantní vzdáleností mezi

sebou, které spojují spodní a vrchní pokovené části viz obr. 3.2. Značení je následující: výška substrátu h , poloměr prokovek d , vzdálenost středů prokovů na jedné straně s a šířka SIW (vzdálenost středů prokovek) w .



Obrázek 3.2: Struktura SIW [13].

Vidy, jež se zde mohou šířit, jsou pouze typu TE_{m0} a jsou velice blízké těm, co se šíří v klasickém vlnovodu. Vidy typu TM_{mn} a TE_{mn} , kde $n \neq 0$, se zde šířit nemohou. Důvodem této skutečnosti jsou povrchové proudy, vznikající díky příčné složce vektoru intenzity magnetického pole, které se kříží s prokovkami a to způsobuje velké ztráty vyzářením kvůli přítomnosti mezer [14].

Při zkoumání vlastností a řešení návrhu SIW, můžeme díky podobnosti s obdélníkovým vlnovodem, použít pro něj známé vztahy a naše výsledky přepočítat na SIW. Přepočet se provádí pomocí efektivní šířky w_{eff} , udávající délku strany a obdélníkového vlnovodu, výpočtem [14]

$$w_{\text{eff}} = w - \frac{d^2}{0,95s}. \quad (3.1)$$

Tento vztah je přesný s tolerancí $\pm 5\%$ při splnění dvou podmínek

$$s < \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.2)$$

$$s < 4d, \quad (3.3)$$

kde λ_0 je vlnová délka vlny šířící se volným prostorem [11]. Existuje více vztahů pro přepočet obdélníkového vlnovodu na SIW a některé z nich jsou porovnány zde [15].

3.2 Ztráty

SIW vykazuje 3 druhy ztrát: vodivostní, dielektrické a ztráty vyzářováním. Vodivostní a dielektrické ztráty mají stejný původ jako v obdélníkovém vlnovodu.

Vodivostní ztráty způsobuje nedokonalá vodivost σ vrchního a spodního plátu spolu s prokovkami. Bylo pozorováno, že je lze minimalizovat zvětšením tloušťky dielektrika h . Vodivostní ztráty u SIW jsou větší než u obdélníkového vlnovodu.

Dielektrické ztráty mají původ ve ztrátovém činiteli dielektrika $\text{tg}\delta$. Jsou nezávislé na tloušťce dielektrika h , a proto je potřeba dbát na výběr substrátu. V klasických vlnovodech vyplněných vzduchem ztráty v dielektriku zanedbáváme a nedopouštíme se velkých chyb [13].

Ztráty vyzářením mají příčinu v prokóvkách a ve vzdálenosti mezi nimi. Čím větší průměr prokovek d a menší vzdálenost s mezi nimi, tím jsou ztráty způsobené vyzářením elektromagnetické energie menší. V [11] byla pozorována souvislost mezi poměrem s , d a útlumem. Pokud při návrhu dodržíme

$$\frac{s}{d} < 2,5, \quad (3.4)$$

potom je měrný útlum způsobený vyzářováním α_r menší než 1 dB/m. Ztráty vyzářováním jsou potom zanedbatelné. Pomocí výkonu $P(z)$ v určitém místě z , lze celkové ztráty modelovat jako

$$P(z) = P(0)e^{-2\alpha z} \quad (3.5)$$

$$\alpha = \alpha_r + \alpha_c + \alpha_d, \quad (3.6)$$

kde α je celkový měrný útlum, α_c je měrný útlum způsobený vodivostními ztrátami a α_d je měrný útlum způsobený dielektrickými ztrátami [11].

Jelikož vodivostní i dielektrické ztráty jsou stejného původu jako ty v klasickém vlnovodu, lze pro jejich výpočet využít stejné vztahy pouze s přepočtem efektivní délky w_{eff} [13]. Vzorce pro dominantní mód TE_{10} mohou vypadat následovně

$$\alpha_c = \frac{R_m}{\eta h \sqrt{1 - (\lambda_0/2w_{\text{eff}}\sqrt{\epsilon_r})^2}} \left(1 + \frac{\lambda_0^2 h}{2w_{\text{eff}}^3 \epsilon_r} \right) \quad (3.7)$$

$$\alpha_d = \frac{\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_r} \frac{1}{\sqrt{1 - (\lambda_0/2w_{\text{eff}}\sqrt{\epsilon_r})^2}} \text{tg}\delta, \quad (3.8)$$

pro $R_m = \sqrt{2\pi f \mu_0 / 2\sigma}$ a $\eta = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0 \epsilon_r}$, kde μ_0 značí permeabilitu vakua [16].

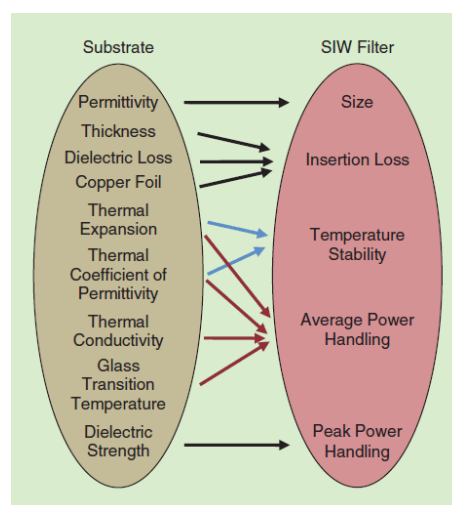
3.3 Výběr substrátu

Substrát ovlivňuje například teplotní stálost, výrobní postup, cenu, fyzické rozměry, vložný útlum či schopnost snášet výkony. Volíme ho podle aplikace SIW (filtr, dělič výkonu ...) a zároveň podle požadavků ostatních komponentů, které jsou na stejném substrátu [17]. Používané substráty s jejich vlastnostmi a souvislosti těchto vlastností s parametry SIW (v tomto případě SIW filtru) vidíme na obr. 3.3.

Properties	Rogers RT/ Duroid 5880	Rogers RT/ Duroid 6002	Rogers RO 3003
Permittivity	2.20±0.02	2.94±0.04	3.00±0.04
Dielectric loss	0.0009	0.0012	0.0013
Thermal coefficient of permittivity (ppm/°C)	-125	12	13
Coefficient of thermal expansion (x/y/z, ppm/°C)	31/48/237	16/16/24	17/17/24
Thermal conductivity (W/m/k)	0.22	0.6	0.5
*IL(dB)/inch	0.082	0.101	0.104
*P _{in} (W)	81	164	131

*Program Rogers MWI, Microstrip, Z₀ = 50 Ω, F = 5 GHz, thickness = 0.020 Cu, 1 oz ED, P_{in} for 100 °C rise.

(a)



(b)

Obrázek 3.3: Používané substráty a souvislosti jejich vlastností se SIW [17].
a) Substráty; b) Propojení vlastností substrátu a parametrů SIW.

3.4 Postup návrhu

Pro správný návrh dodržujeme následující pravidla ve snaze dosáhnoutí nejlepších parametrů.

$$s > d \quad (3.9)$$

$$\frac{s}{\lambda_c} < 0,25 \quad (3.10)$$

$$\frac{\alpha}{k_0} < 10^{-4} \quad (3.11)$$

$$\frac{s}{\lambda_c} > 0,05 \quad (3.12)$$

Vlnové číslo ve vakuu značí k_0 .

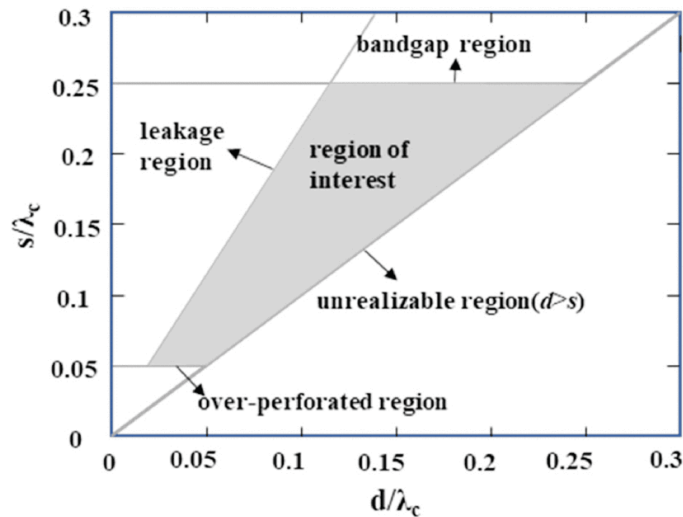
Podmínka (3.9) zajišťuje fyzickou realizaci (nemůže být mezera mezi prokovkami menší než průměr prokovky), (3.10) řeší celistvé frekvenční pásmo (kvůli rezonanci mezi prokovkami), (3.11) musí platit, aby bylo možné zanedbat ztráty způsobené vyzářením [18] (více omezující a obecná podmínka je viz (3.4)), (3.12) říká, že je dobré mít 20 prokovek na vlnovou délku (souvisí s výrobním procesem) [10].

Podle požadavků (pracovní frekvence, typ aplikace ...) spočítáme šířku ekvivalentního vlnovodu w_{eff} a následující rovnicí zjistíme šířku SIW

$$w_{\text{eff}} = w - 1,08 \frac{d^2}{s} + 0,1 \frac{d^2}{w}. \quad (3.13)$$

Vztah platí pro $\frac{s}{d} < 3$ a $\frac{d}{w} < 0,2$ (jde použít i (3.1), ale vztah (3.13) je více přesný) [10].

Získané parametry jsou následně simulovány a případně optimalizovány v simulačním programu pro daný materiál a typ aplikace. Na obr. 3.4 vidíme oblast využití SIW v závislosti na parametrech s a d normovaných vzhledem k mezní vlnové délce λ_c .



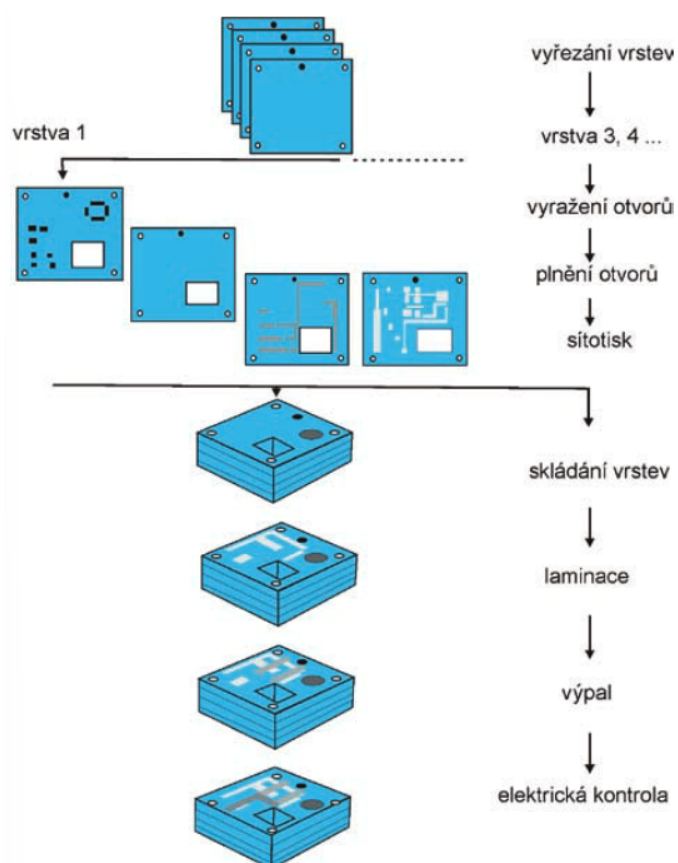
Obrázek 3.4: Pracovní oblast SIW [18].

3.5 Metody výroby

Jedna z největších předností SIW je možnost výroby pomocí technik používaných pro výrobu desek plošných spojů [9].

Možná metoda výroby je pomocí fotolitografie. Substrát, jež má na svých plochách nanosenou tenkou vrstvu mědi (např. FR-4), je nařezán na požadovanou velikost a jsou do něj vyvrtány díry. Vnitřky děr jsou chemickým procesem poměděny. Vytvoří se maska s motivem spojů. Na plochu je nanosen fotorezist, na který se pomocí UV světla a masky přenesse motiv. Na vodivé cesty je nanosen cín chránící měď před vyleptáním. Fotorezist je odstraněn a neosvícená místa jsou vyleptána. Cín je následně také odstraněn. Nakonec je nanosena nepájivá maska a jsou provedeny povrchové úpravy, chránící desku a propoje před znehodnocením [19].

Dalším způsobem výroby desky plošných spojů je technologie LTCC (z anglického *Low Temperature Co-fired Ceramic*) pracující se stejnojmennými keramikami, které lze vypalovat při nízkých teplotách okolo 850 °C. Na keramickém plátu se vytvoří ražením propojení (prokovky), jež se vyplní vodivým materiálem. Na povrch se poté sitotiskem obecně nanáší vodivé, dielektrické či odporové pasty. Keramických vrstev můžeme vytvořit více, naskládat je na sebe a pomocí stlačení a následného výpalu zhotovit vícevrstvou strukturu [20, 21]. Popis celého procesu je zobrazen na obr. 3.5. Jedna z nevýhod metody je smršťování keramiky v osách x , y a z při výpalu o určité procento. Toto procento je třeba znát a počítat s ním při návrhu [20].



Obrázek 3.5: Technologie LTCC [20].

Kapitola 4

Přechody

Abychom mohli SIW plně využít a dokázali k němu připojit další komponenty, je třeba umět převést signál z běžných planárních mikrovlnných vedení. Dále budou popsány základní principy přechodů z mikropáskového a koplanárního vedení na SIW.

4.1 Přechod z mikropáskového vedení na SIW

Mikropáskové vedení bude v textu značeno jako mikropásek. Fyzická realizace přechodu je znázorněna na obr. 4.1. Vidíme, že jak SIW tak mikropásek jsou na stejném substrátu (jsou i druhy přechodů, kde to není pravidlem [22]).

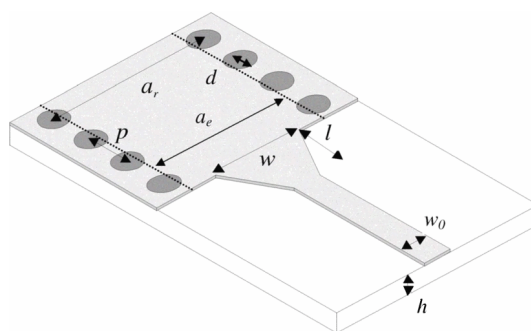
Pro rozměry SIW zde platí stejná pravidla jako jsou uvedena v kapitole 3.4. Při návrhu přechodu nahradíme mikropásek na obr. 4.2a) ekvivalentním vlnovodem o rozměru w_e a h , vyplněným efektivní permitivitou ϵ_e (protože vlna šířící se mikropáskem prochází přes dvě prostředí vzduch a substrát viz obr. 4.2b), c). Pro tuto strukturu platí následující vztahy

$$\frac{1}{w_e} = \begin{cases} \frac{60}{\eta_0 h} \ln \left(8 \frac{h}{w_m} + 0,25 \frac{w_m}{h} \right) & \text{pro } w_m/h < 1 \\ \frac{120\pi}{\eta_0 h \left[\frac{w_m}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{w_m}{h} + 1,444 \right) \right]} & \text{pro } w_m/h > 1 \end{cases} \quad (4.1)$$

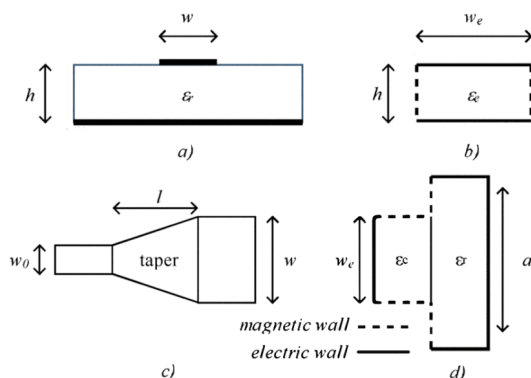
$$\frac{1}{w_e} = \frac{4,38}{w_{\text{eff}}} e^{-0,627 \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} + \frac{\epsilon_r}{2\sqrt{1+12\frac{h}{w_m}}}}, \quad (4.2)$$

kde $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$. Permitivitu a permeabilitu vakua značí ϵ_0 a μ_0 . Porovnáním (4.1) a (4.2), pro danou šířku SIW w , efektivní šířku w_{eff} a výšku substrátu h , dostáváme šířku mikropásku w_m na hranici SIW (na obr. 4.1 a 4.2c) značeno jako w). Posledním krokem je určení délky přechodu l , které napojí mikropásek s danou impedancí a šířkou w_0 na šířku w_m . To lze provést analyticky pomocí rovnic pro mikropásková vedení. Musí však platit, že délka l je rovna k násobku čtvrtiny vlnové délky (k je celé číslo), kvůli minimalizaci odrazů. Výsledkem přechodu je převod vidu kvazi-TEM mikropásku na vid TE_{10} v SIW [23].

Nevýhodou tohoto druhu přechodu je zvýšení ztrát mikropásku způsobených vyzařováním se zvýšením výšky substrátu (s tenčím substrátem jsou vodivostní ztráty v SIW větší, viz kapitola 3.2) [22].



Obrázek 4.1: Přechod mikropáskové vedení–SIW [23].



Obrázek 4.2: Proměnné při návrhu přechodu [23].

4.2 Přechod z koplanárního vedení na SIW

Koplanární vedení na rozdíl od mikropáskového vedení není tolik závislé na tloušťce dielektrika h (tzn. můžeme používat větší h a vodivostní ztráty v SIW budou menší) a má menší disperzi [22]. Dále budou uvedeny principy dvou typů přechodu s použitím zemněného koplanárního vedení GCPW (*Grounded Coplanar Waveguide*).

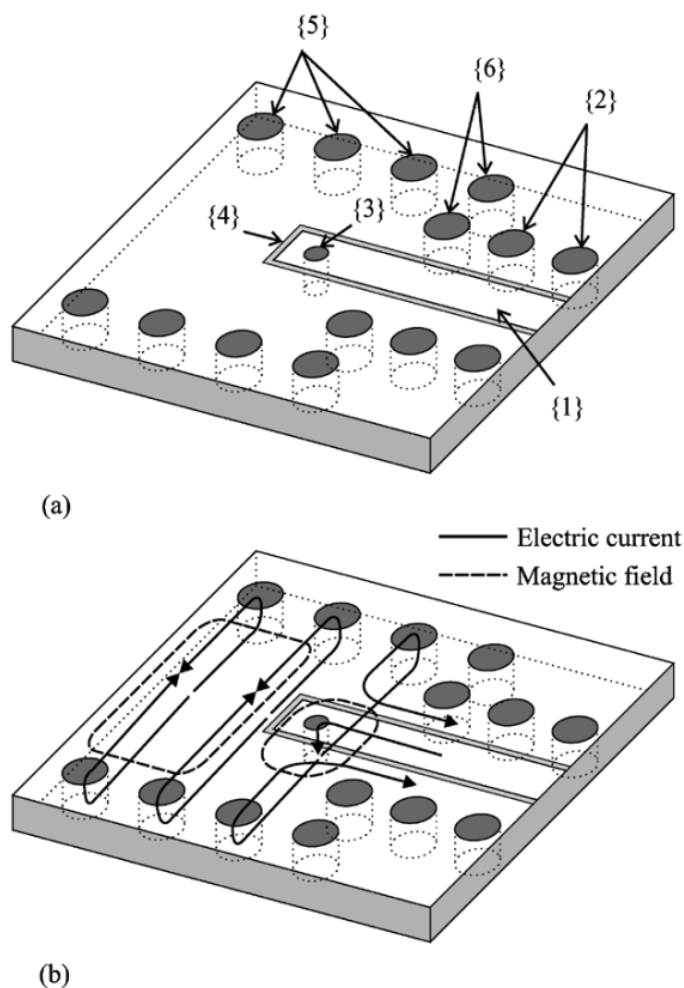
4.2.1 GCPW–SIW pomocí proudové sondy

Přechod funguje díky proudu, který při protékání prokovkou {3} na obr. 4.3a) vytváří intenzitu magnetického pole, jejíž tvar se podobá tvaru intenzity magnetického pole vidu TE_{10} v SIW viz obr. 4.3b). Pro správný návrh musí být impedance GCPW části rovna impedanci SIW části a vzdálenost mezi {3} a {6} musí být $1/4$ vlnové délky na vedení [24].

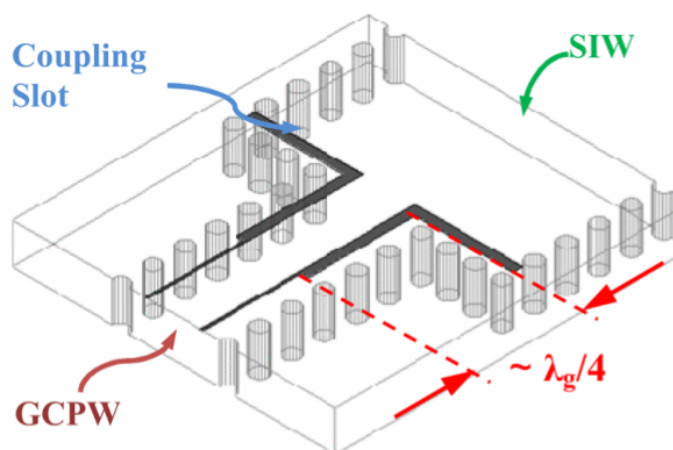
4.2.2 GCPW–SIW pomocí zahnuté štěrbiny

Schéma realizace je zobrazeno na obr. 4.4. Dvě osově symetrické štěrbiny (*Coupling Slot*) vytvářejí na zahnutých koncích podobné rozložení intenzity elektrického pole jako je v SIW. Maximum intenzity se nachází uprostřed a minimum na krajích. Tato skutečnost je (pro mírně odlišnou realizaci oproti

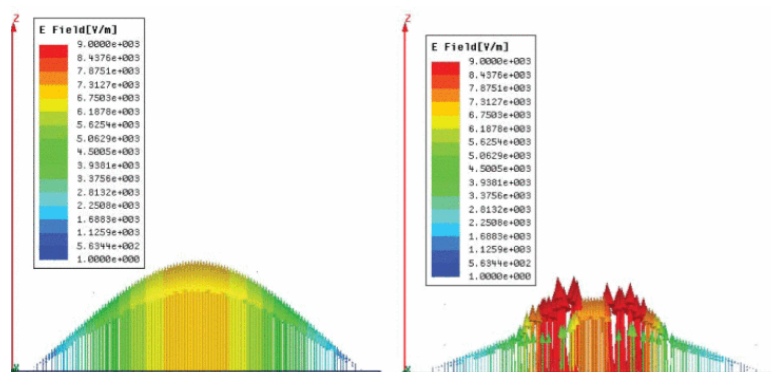
obr. 4.4) zobrazena na obr. 4.5. Podobnost těchto polí dovoluje přenos energie z GCPW do SIW a tím realizaci přechodu. Toto uspořádání dosahuje oproti předchozímu větší šířky pásma a menšího průchozího útlumu [25].



Obrázek 4.3: GCPW–SIW pomocí proudové sondy [24]. a) Struktura: {1} odpovídá vstupu GCPW, {2} prokovky, které potlačují nechtěné vlny, {3} prokovka, jíž protékající proud vytváří magnetické pole, {4} zakončení GCPW typu otevřený konec, {5} prokovky ohraničující SIW, {6} realizuje zkrat a představuje hranici SIW; b) Magnetické a elektrické pole.



Obrázek 4.4: GCPW-SIW [26].

Obrázek 4.5: Rozložení \mathbf{E} vidu TE_{10} v SIW a rozložení \mathbf{E} na zahnutých drážkách v rovině xy [25].

Kapitola 5

Modifikace SIW

Kromě základního uspořádání (viz kapitola 3.1) existují mnohé další, jež se snaží vylepšit některé vlastnosti základního SIW jako například HMSIW (*Half-Mode Substrate Integrated Waveguide*), AFSIW (*Air-Filled Substrate Integrated Waveguide*) či SIFW (*Substrate Integrated Folded Waveguide*) [1].

5.1 AFSIW

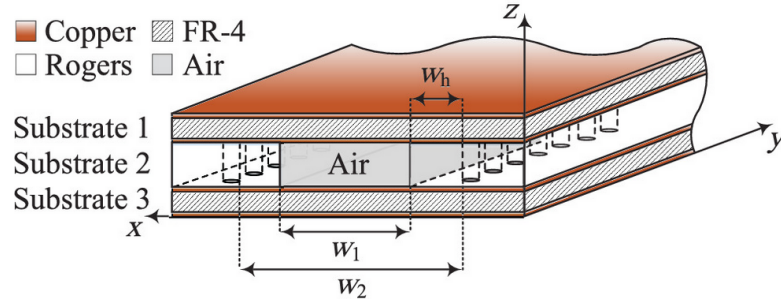
Dielektrické ztráty v SIW závisí na výběru substrátu a jsou většinou největším příspěvkem do celkových ztrát, což je dost limitující faktor. Struktura AFSIW na obr. 5.1 je vyrobena vícevrstvou metodou a skládá se ze 3 substrátů. V prostřední vrstvě se nachází vzduchová oblast ohraničená substrátem č. 2 a prokovkami. Substrát č. 2 je zde kvůli realizaci výroby. Substráty č. 1 a č. 3 obklopují prostřední vrstvu a ohraničují prostor elektromagnetickému poli vodivou plochou na vrchní a spodní straně prostřední vrstvy. Vlna se šíří ve střední části vzduchem a kouskem substrátu č. 2. Vrchní a spodní substrát může sloužit pro další komponenty a tím je umožněn vznik vícevrstvého kompaktního systému [27].

Mezní kmitočet f_c dominantního vidu TE_{10} udává vztah

$$\tan\left(\frac{\sqrt{\epsilon_r}(w_2 - w_1)\pi f_c}{c_0}\right) = \sqrt{\epsilon_r} \cot\left(\frac{w_1\pi f_c}{c_0}\right), \quad (5.1)$$

kde w_1 je šířka části vyplněné vzduchem, w_2 je celková šířka ohraničená dvěma řadami prokovek v prostřední vrstvě a ϵ_r je relativní permitivita substrátu č. 2. Tato rovnice se řeší Newtonovou iterační metodou.

Oproti klasickému SIW se stejnou výškou a f_c dosahuje AFSIW menších ztrát, díky absenci velké části dielektrika, většího činitele jakosti Q a lépe zvládá vyšší průměrné výkony. Klasický SIW oproti tomu snáší lépe špičkové výkony [27].



Obrázek 5.1: Uspořádání AFSIW [28].

5.2 HMSIW

SIW je pro některé aplikace pořád dost široký, proto je snaha vyvinout strukturu, která má menší rozměry. Jedním řešením, jak zmenšit šířku, je HMSIW zobrazený na obr. 5.2. Z obrázku je patrné, že šířka HMSIW je oproti SIW poloviční.

Princip funkce spočívá v nahrazení otevřené strany, vzniklé rozpůlením SIW, pomyslnou magnetickou stěnou [29], ke které je intenzita magnetického pole kolmá a intenzita elektrického pole tečná [30]. Vidy, jež se zde mohou šířit, jsou typu kvazi- $TE_{(p-0,5)0}$, kde $p = 1, 2, 3 \dots$. Dle předchozího je nejmenším možným videm kvazi- $TE_{(0,5)0}$, z čehož vznikl název *Half-mode SIW*, protože se zde šíří polovina dominantního vidu SIW. Výpočet mezního kmitočtu f_c je dán pro HMSIW s šířkou w (tzn. šířka SIW je $2w$) jako

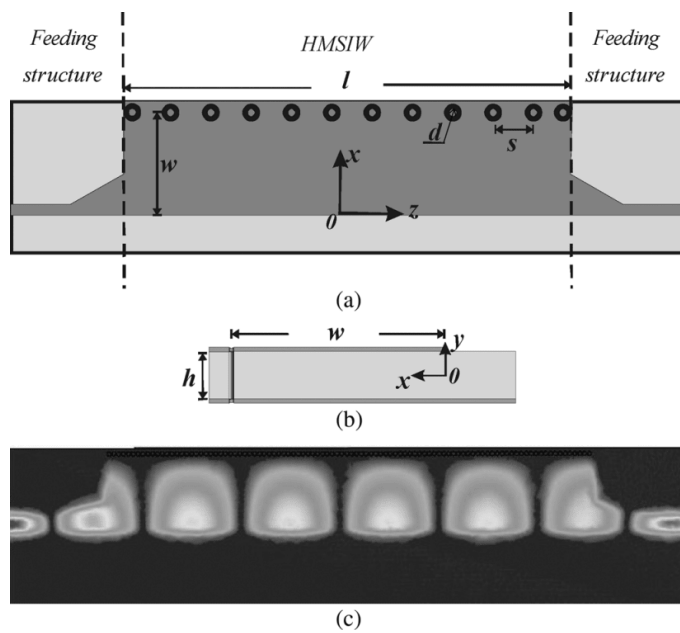
$$f_c = \frac{c_0}{4\sqrt{\epsilon_r}w_{\text{eff,HMSIW}}}, \quad (5.2)$$

kde $w_{\text{eff,HMSIW}}$ značí efektivní šířku HMSIW (tj. šířku ekvivalentního obdélníkového vlnovodu k HMSIW, jehož jedna boční strana je nahrazena magnetickou stěnou [29]).

$$w_{\text{eff,HMSIW}} = \frac{w_{\text{eff}}}{2} + \Delta w \quad (5.3)$$

Rozptylové pole popisuje parametr Δw a w_{eff} označuje efektivní šířku SIW. Na rozdíl od SIW, HMSIW má šířku pásma jednovidového režimu téměř dvojnásobnou.

V HMSIW jsou stejné typy ztrát jako v SIW. Ztráty způsobené vyzařováním jsou na frekvencích blíže k mezní frekvenci větší než u SIW, a to právě díky otevřené straně. Nicméně s rostoucí frekvencí se ztráty způsobené vyzařováním blíží těm v SIW. Útlum vlivem dielektrika je analogický SIW. Vodivostní ztráty jsou na nižších frekvencích srovnatelné, avšak s rostoucí frekvencí, díky absenci jedné strany prokovek, můžeme dosáhnout nižších hodnot u HMSIW. Z předešlého vyplývá, že na vysokých frekvencích, vzdálených od mezní frekvence, je možné dosáhnout menšího průchozího útlumu než v SIW [29].



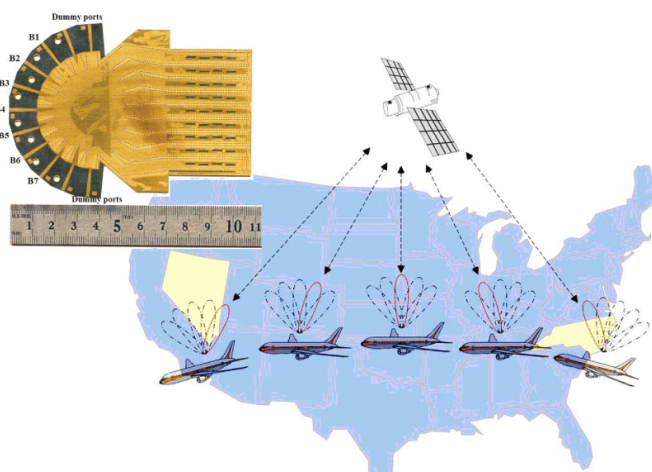
Obrázek 5.2: HMSIW [29]. a) Půdorys; b) Nápřys; c) Pole při pohledu ze shora.

Kapitola 6

Aplikace SIW

Ze struktur SIW a jeho modifikací lze vytvořit komponenty jako antény, děliče výkonu, filtry a mnohé další. Využití nachází například v automobilovém průmyslu, mobilních telefonech a radarových systémech [1]. Příklad využití je na obr. 6.1.

Následují ukázky modelů vybraných SIW komponent s jejich S-parametry.



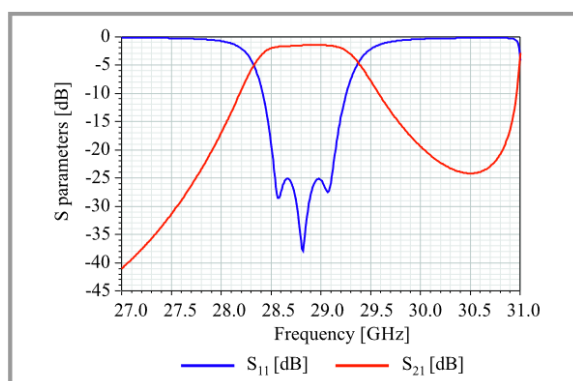
Obrázek 6.1: Využití SIW anténních řad v letecké komunikaci [1].

6.1 Čebyševův filtr 3. řádu

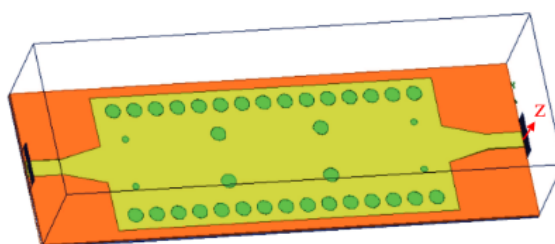
Filtr typu pásmová propust 3. řádu byl navržen v článku [31]. Model realizace viz obr. 6.3 a S-parametry po následné optimalizaci v simulačním programu jsou zobrazeny na obr. 6.2.

6.2 Diplexer

V práci [32] byl navržen diplexer pro dva kanály s relativní šířkou pásma 1,67 % a 1,6 % na frekvencích 59,8 GHz a 62,2 GHz pro vstoupný a sestupný



Obrázek 6.2: S-parametry optimalizovaného filtru [31].

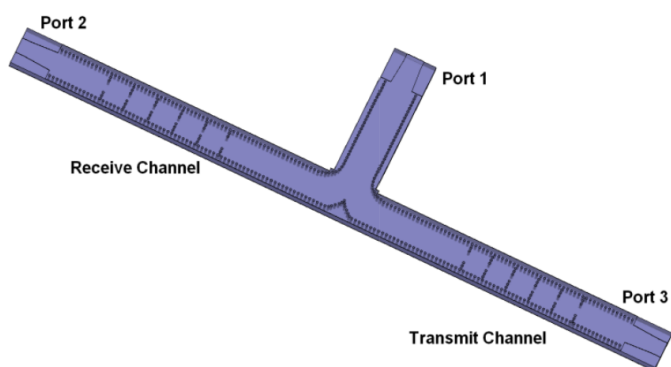


Obrázek 6.3: Model filtru [31].

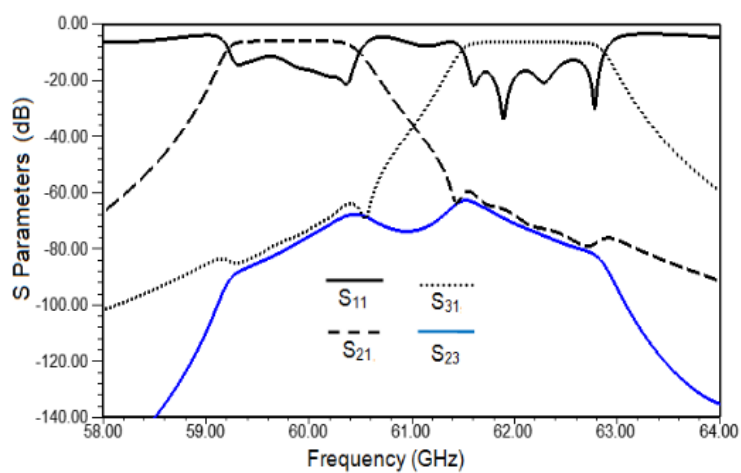
směr viz obr. 6.4. Každý port je zakončen mikropáskovým vedením. Graf nasimulovaných S-parametrů je na obr. 6.5.

6.3 Směrová vazba

Porovnání 3 typů směrových vazeb na substrátu Taconic TLX, pracujících v pásmu 12–18 GHz, bylo provedeno v textu [33]. Jeden z typů je znázorněn na obr. 6.6. Mezi porty 2 a 3 (porty vpravo) je fázový posun kolem 90 stupňů. Jeho S-parametry viz obr. 6.7. Tento model pracuje v pásmu 12,4–16,9 GHz.



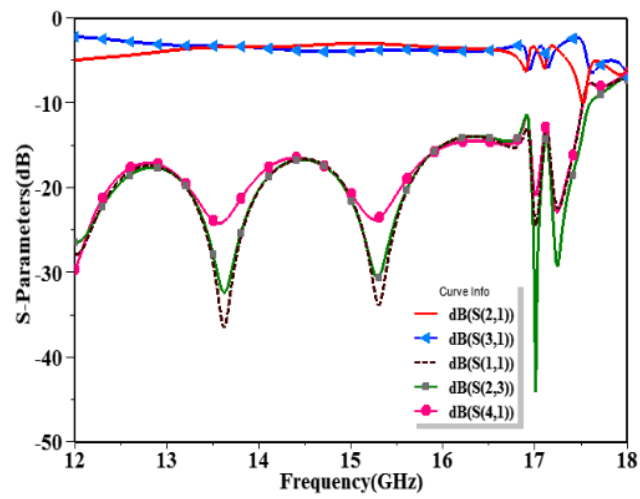
Obrázek 6.4: Model diplexeru [32].



Obrázek 6.5: S-parametry diplexeru [32].



Obrázek 6.6: Model směrové vazby [33].



Obrázek 6.7: S-parametry směrové vazby [33].

Kapitola 7

SIW děliče výkonu

Děliče výkonu nacházejí své využití například ve směšovačích, multiplexorech či jako napájení anténních řad. Klíčové parametry při návrhu děliče jsou: vložný útlum, útlum odrazů, izolace mezi výstupními porty, pracovní pásmo, fázová a amplitudová imbalance [34]. V další části budou popsány některé druhy děličů výkonu využívající SIW a jeho varianty (další druhy jsou k nalezení v textech [34, 35]).

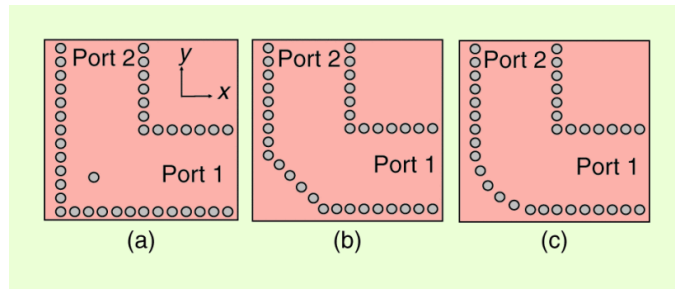
7.1 Sdružené děliče

Tato skupina děličů kombinuje spojení tvaru Y a T, a různé typy zatočení viz obr. 7.1. Tyto části tvoří diskontinuity, které je nutné brát v potaz kvůli odrazům.

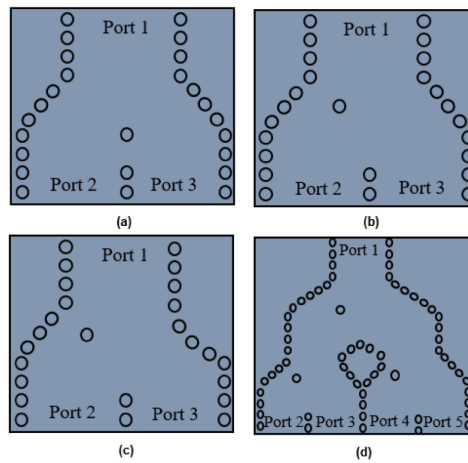
Nejlepší potlačení odrazů dosahuje zaoblené zahnutí [34]. Odrazy způsobené T a Y spojením se obvykle vylepšují dodatečným prokovem umístěným naproti vstupnímu portu v určité vzdálenosti od místa dělení viz obr. 7.2a) (pro spojení typu Y). Pokud vychýlíme tuto prokovku jako na obr. 7.2b), dosáhneme tím nerovnoměrného dělení výkonu. Nicméně tato operace způsobí fázový posun mezi výstupními porty. Řešením rozdílné fáze na výstupních portech je nesymetrická změna šířky viz obr. 7.2c) [35].

Děliče této třídy mohou být realizované na jedné či více vrstvách. Obr. 7.2d) ukazuje stromovou strukturu čtyřcestného děliče výkonu realizovaného na jedné vrstvě. Vícevrstvou strukturou dosáhneme zmenšením rozměrů. Návrhové vlastnosti jsou stejné jako v předchozím případě, pouze z jedné vrstvy pomocí vazebního otvoru přejdeme do další vrstvy jak je zobrazeno na obr. 7.3.

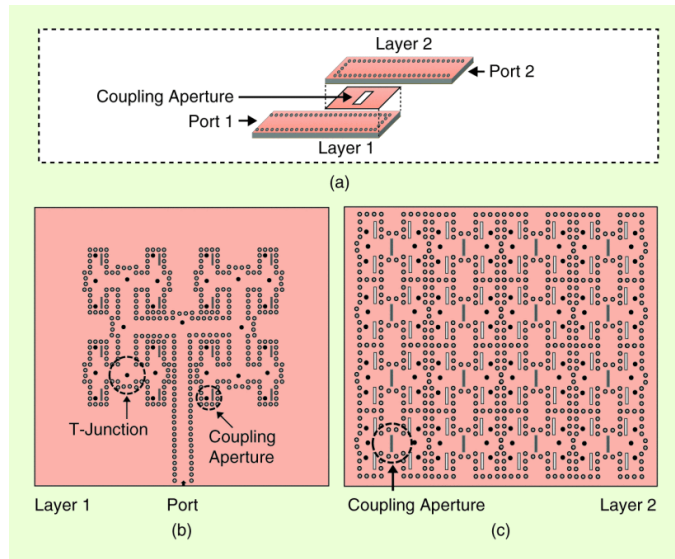
Jedna z nevýhod této kategorie je větší vložný útlum při větším počtu výstupních portů, jelikož se skládají Y či T spojení za sebe a signál musí urazit delší vzdálenost oproti jiným typům děličů. Další nevýhodou je špatná izolace mezi výstupními porty. Mezi výhody patří dobrý útlum odrazů přes široké pásmo [34].



Obrázek 7.1: Druhy zatočení [34]. a) Pravoúhlé s prokóvkou; b) Zkosené; c) Zaoblené.



Obrázek 7.2: a) Rovnoměrné dělení; b) Nerovnoměrné dělení; c) Kompenzace fázového posunu; d) Čtyřcestný dělič [35].

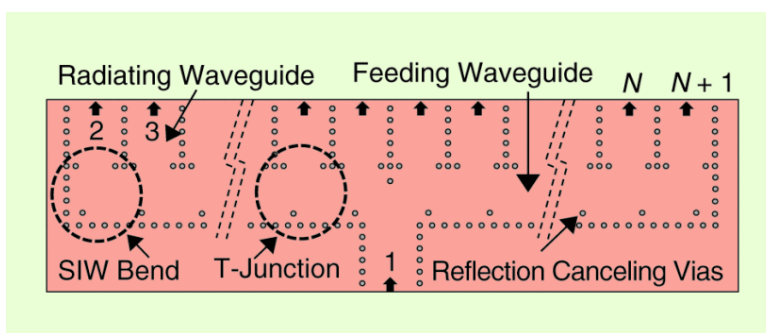


Obrázek 7.3: Vícevrstvé provedení [34]. a) Vazební štěrbina; b) Vrstva č. 1; c) Vrstva č. 2.

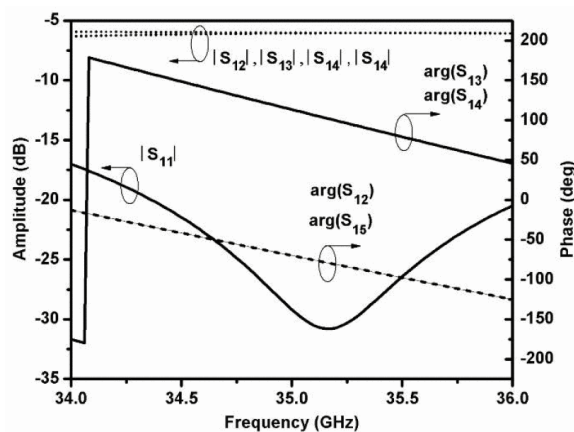
7.2 Sériové děliče

Sériové děliče většinou tvoří spojení typu T, řazené vedle sebe, a SIW ohyby viz obr. 7.4. Prokovy, ležící naproti vstupnímu nebo výstupnímu portu, snižují odrazy a zlepšují impedanční přizpůsobení. Vzdálenost mezi jednotlivými spojeními typu T je volena jako vlnová délka vedené vlny, aby byla zajištěna stejná fáze na výstupech (pokud není požadavek na fázi jiný). Velikostí zúžení tvořené prokovkami u výstupních větví se nastavují požadované dělicí poměry.

Oproti sdruženým děličům mají menší vložný útlum, protože signál zde cestuje kratší vzdálenost. Avšak nevýhodou je frekvenční citlivost způsobující fázový rozdíl mezi porty. Jelikož T spojení jsou od sebe vzdálena velikostí vlnové délky odpovídající středu pracovního pásma, při odchýlení od této frekvence se od sebe výstupy fázově liší [34]. Ukázka S-parametrů děliče s pěti porty navrženého v článku [36] viz obr. 7.5.



Obrázek 7.4: Sériový SIW dělič výkonu [34].



Obrázek 7.5: S-parametry děliče s dělicím poměrem 1/5 [36].

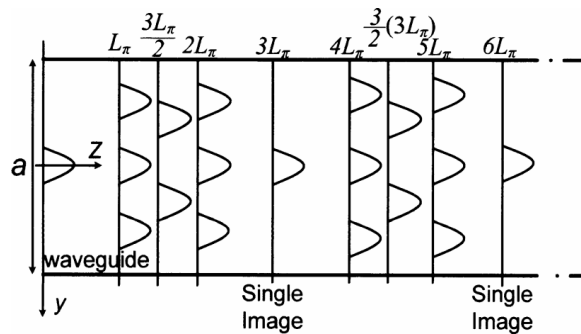
7.3 Vícevidové děliče

Přívodní část děliče je tvořena jednovidovým SIW, který je připojen na vícevidový SIW, jehož šířka je podstatně větší oproti jednovidovému, aby

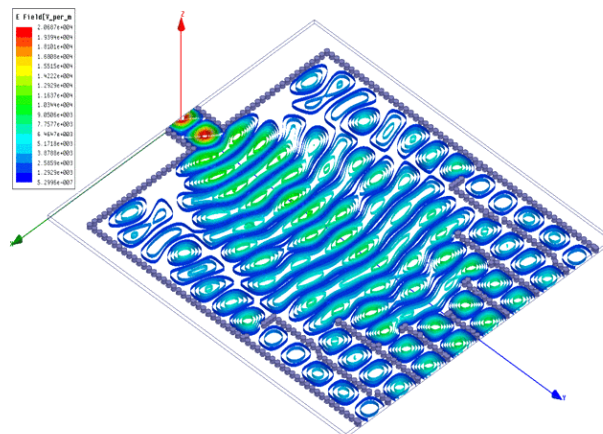
podporoval vícevidový režim. Energie dominantního vidu TE_{10} šířícího se jednovidovým SIW se v místě přechodu na vícevidový SIW rozdělí do m vidů s odlišnou fázovou rychlostí. Protože je budící SIW připojen přesně na střed rozšířené části, mohou se zde díky symetrii budícího pole TE_{10} šířit pouze liché vidy TE_{m0} . Podél směru šíření, pole těchto vidů interferuje a v určitých periodicky se opakujících vzdálenostech vzniká kopie rozložení vstupujícího pole, či N kopií s amplitudou $1/\sqrt{N}$ a rozdílnou fází. Děj v samotném vícevidovém vlnovodu bez přívodu je znázorněn na obr. 7.6. Jednotlivé kopie jsou od sebe vzdáleny a/N ve směru osy y , kde a je šířka vícevidového SIW [37].

Pro sestavení N -cestného děliče, jsou výstupní porty umístěny v místě maxim pole. Aby bylo dosaženo nízkých ztrát a rovnoměrného dělení, měl by vícevidový SIW podporovat šíření alespoň $N+1$ vidů [37].

Mezi kladné vlastnosti této realizace patří nízký vložený útlum a izolace mezi výstupními porty. Nicméně výstupy jsou bez dodatečných úprav fázově posunuté a pásmo použitelnosti je užší v porovnání s ostatními děliči [35]. Rozložení intenzity elektrického pole v děliči, navrženého pro anténní řadu v textu [38] s nerovnoměrným dělením a s úpravou pro dosažení stejné fáze na výstupních portech, ukazuje obr. 7.7.



Obrázek 7.6: Vícevidový vlnovod [37].

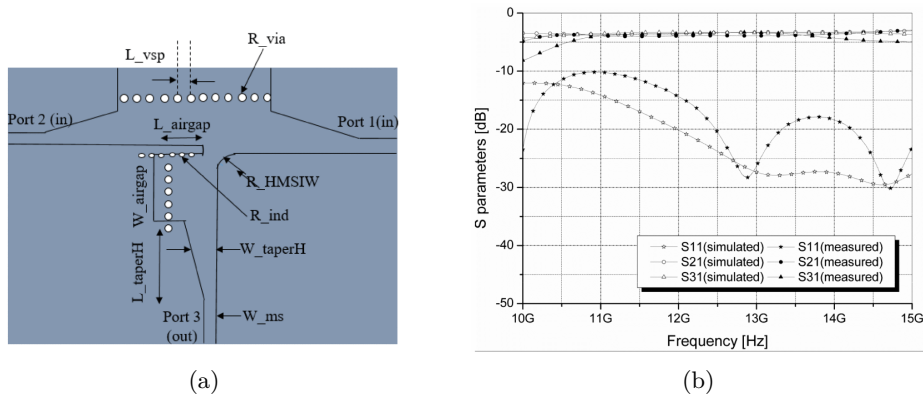


Obrázek 7.7: Rozložení intenzity elektrického pole ve vícevidovém děliči [38].

7.4 HMSIW děliče

HMSIW struktura byla ukázána v kapitole 5.2. Na obr. 7.8a) je ukázána možná realizace T spojení pomocí HMSIW. Rovnoměrnost dělení je zde nastavována změnou parametru L_{airgap} . Přidáním řady prokovů je zamezeno vzniku nežádoucí vazby mezi výstupními větvemi. Na obr. 7.8b) jsou zobrazeny S-parametry tohoto děliče [39].

Existuje mnoho dalších variant např. kombinace HMSIW a SIW, vícevrstvé HMSIW děliče atd. Hlavními přednostmi HMSIW děličů jsou jejich kompaktní rozměry a nízký vložný útlum [34].



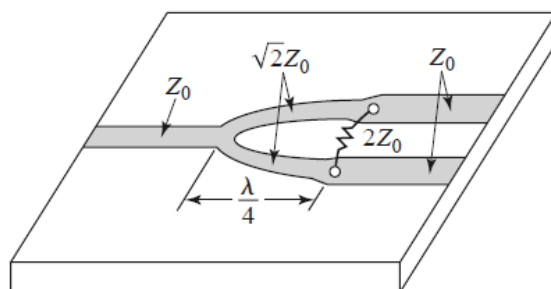
Obrázek 7.8: HMSIW T spojení. a) Náskres děliče [35]; b) S-parametry děliče [39].

7.5 Wilkinsonův dělič

Nejčastější realizace Wilkinsonova děliče je ve formě mikropáskového vedení. Dělič obsahuje mezi výstupními porty odporový prvek, jež zajišťuje izolaci mezi nimi. Dělič je bezztrátový, pakliže jsou výstupní porty přizpůsobeny. V opačném případě je výkon odražený od výstupních portů ztracen ve ztrátovém prvku. Uvedené vlastnosti platí za určitých podmínek zobrazených na obr. 7.9. Za vstupním portem se nachází vedení o charakteristické impedanci Z_0 rozdělené na dvě vedení o délce $1/4$ vlnové délky mající charakteristickou impedanci $\sqrt{2}Z_0$. Jednotlivé větve spojuje na jejich konci rezistor o impedanci $2Z_0$. Za tímto spojením následují vedení o impedanci Z_0 k výstupním portům. Wilkinsonův dělič je schopen rovnoměrného i nerovnoměrného dělení, pro libovolný počet výstupních portů [5].

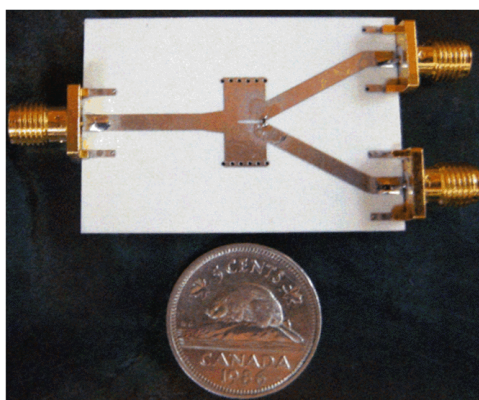
K vytvoření tohoto typu děliče lze využít jak SIW se štěrbinou, ve které je odporový prvek, tak HMSIW spojený odporovým prvkem [35]. Některé realizace nedodržují přesné velikosti impedancí a délek jaké má standardní Wilkinsonův dělič, přesto ale fungují [40].

Ukázkou Wilkinsonova děliče pomocí SIW části dělicí se na HMSIW části spojené rezistorem byla navržena zde [41]. Příslušný vzhled viz obr. 7.10. Simulované a měřené S-parametry viz obr. 7.11.

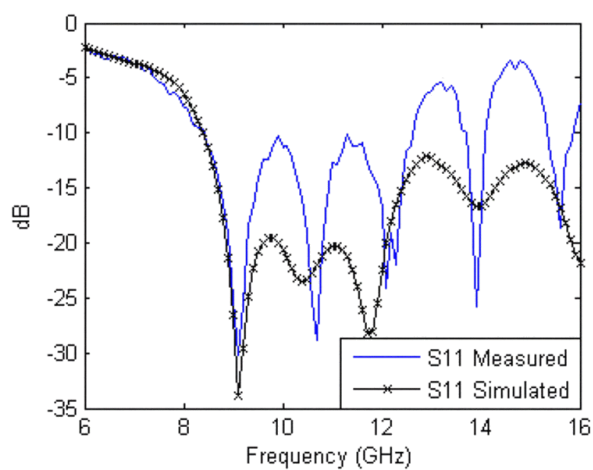


Obrázek 7.9: Principiální schéma Wilkinsonova děliče [5].

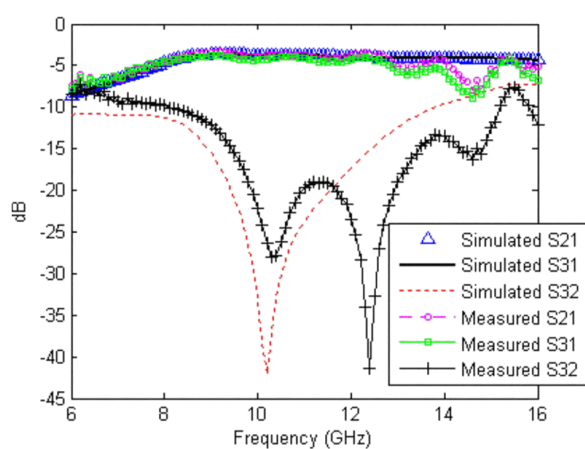
Wilkinsonův dělič je výhodné použít v aplikacích vyžadující velkou izolaci mezi výstupními porty. Avšak použitím rezistoru jako odporového prvku, je omezen možný přenášený výkon. To lze vylepšit použitím Gyselova děliče [34].



Obrázek 7.10: Reálný vzhled Wilkinsonova děliče [41].



(a)



(b)

Obrázek 7.11: S-parametry Wilkinsonova děliče [41].

Kapitola 8

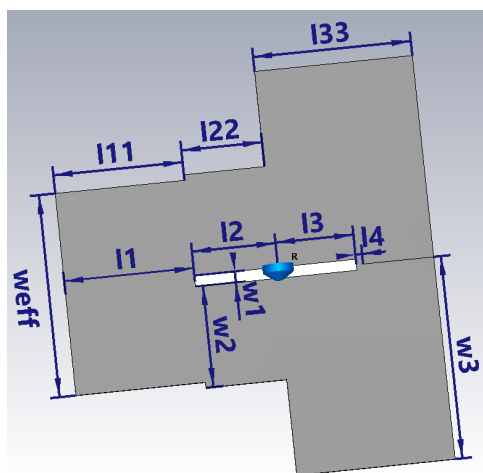
Návrh mikrovlnného děliče

Návrh a simulace probíhaly v programu CST Studio Suite.

8.1 Samostatný dělič

Dělič je navržen na střední frekvenci $f_0 = 7$ GHz na substrátu RO4350B s $\epsilon_r = 3,66$ a tloušťce $h = 0,254$ mm. Předlohou pro pracovní pásmo mi byl vlnovod R70 (viz tab. 2.1) a pro dělič výkonu dělič navržen zde [42].

Zjednodušená struktura děliče viz obr. 8.1 a její rozměry viz tab. 8.1. Skládá se ze vstupní SIW části (port č. 1), následuje rozdělení SIW štěrbinou (pouze na vrchu) na dvě HMSIW části mezi nimiž je odporový prvek. Výstup je tvořen dvěma SIW (port č. 2 a č. 3), které jsou odděleny tenkou, dokonale vodivou vrstvou.



Obrázek 8.1: Model děliče v CST Studio Suite.

Tabulka 8.1: Hodnoty rozměrů děliče (mm).

w_{eff}	w_1	w_2	w_3	l_1	l_{11}	l_2	l_{22}	l_3	l_{33}	l_4
18,217	1	9,108	18,217	11,6	11,6	7,093	7,093	7,093	14,187	0,6

Zjednodušenou verzi jsem modeloval pomocí ekvivalentního vlnovodu vyplněného bezeztrátovým substrátem a pokrytým nekonečně tenkým, dokonale vodivým materiálem PEC (*perfect electric conductor*). Místo SMD rezistoru jsem použil idealizovanou součástku s požadovaným odporem. Celá struktura je geometricky symetrická ($S_{22} = S_{33}$, $S_{31} = S_{21}$) a podobá se Wilkinsonovu děliči. Nicméně oproti standardnímu Wilkinsonovu děliči zde nejsou přesně dodrženy hodnoty impedancí.

Zprvu bylo třeba vypočítat ekvivalentní šířku pro vlnovod vyplněný substrátem RO4350B, aby mezní kmitočet pro dominantní vid TE_{10} v SIW odpovídal tomu pro R70 tj. $f_c = 4,301$ GHz (aby frekvence 7 GHz byla uprostřed pásma jednovidovosti). Dle výpočtu

$$f_c = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{1}{w_{\text{eff}}}\right)^2} \quad (8.1)$$

vychází po dosazení $w_{\text{eff}} = 18.217$ mm ($= w_3$). Vzdálenost l_2 a l_3 jsem volil jako $1/4$ vlnové délky v SIW dle rovnice (2.2). Rozměr w_2 popisující HMSIW je polovina w_{eff} . Ostatní rozměry jsem pro získání prvotní představy volil podobné těm v [42]. Pomocí rozmítání hodnoty odporu jsem určil jako nejvhodnější $R = 40 \Omega$. Na obr. 8.2 a obr. 8.3 vidíme změnu S_{22} a S_{23} (pouze u těchto S-parametrů byly zásadní změny) při změně odporu. Výsledné S-parametry jsou na obr. 8.4. Jak se změní S-parametry, pokud by šterbina byla na vrchní i spodní vrstvě pokovení a ne pouze na vrchní, lze vidět viz obr. 8.5.

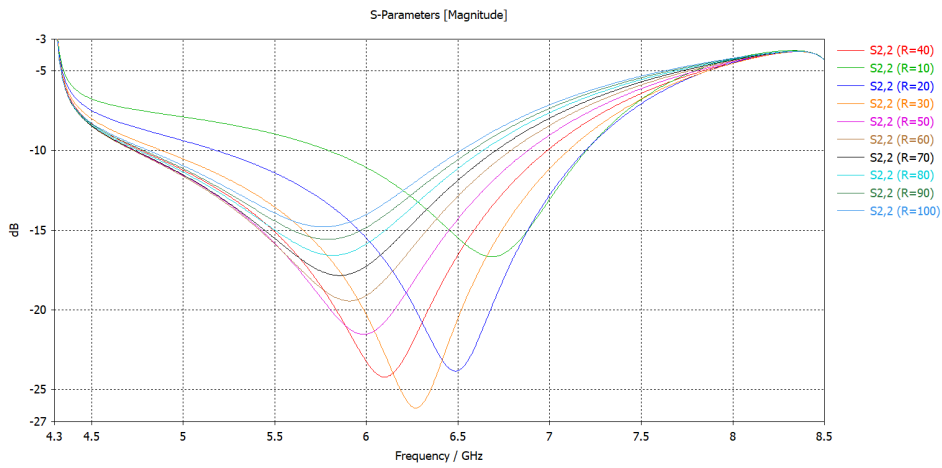
Po ověření funkčnosti jsem zjednodušený model rezistoru nahradil modelem SMD rezistoru v pouzdru 0402 složeného z aluminu, odporové vrstvy s požadovaným odporem a PEC. Směrem do šterbiny jsem udělal plochy z PEC pro jeho přichycení. Model SMD viz obr. 8.6.

Pro posouzení pásma byla stanovena podmínka S_{22} , S_{11} a S_{23} (a k tomu symetrické parametry) pod -10 dB kolem frekvence 7 GHz. Proto bylo třeba posunout charakteristiku vpravo. Při rozmítání rozměrů jsem pozoroval změny S-parametrů. Rozmítání jsem prováděl postupně pro každý parametr zvlášť při ostatních parametrech neměnných.

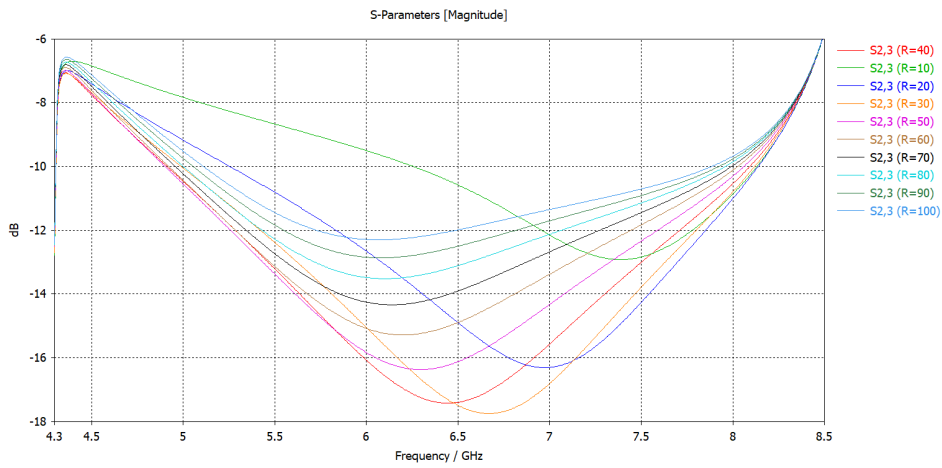
Ze simulací vyplynulo, že nejlepší je, když $l_2 = l_{22}$ a $l_1 = l_{11}$, proto jsem těmto rozměrům nastavoval stejnou hodnotu. Na posuv všech charakteristik má největší vliv w_{eff} (w_3 voleno stejně), jelikož změnou měníme mezní kmitočet. Další závislosti jsou následující: l_2 ovlivňuje nejvíce S_{23} , S_{22} a S_{33} , l_3 ovlivňuje zásadně S_{11} a S_{23} , l_4 mění S_{23} , w_1 mění S_{23} , S_{22} a S_{33} (tento rozměr jsem simuloval se zjednodušeným rezistorem místo SMD modelu), změnou l_1 a l_{33} se nic zásadního neděje. Z těchto výsledků jsem vybral nejlepší možné parametry.

Rozměry, jež na sobě nejvíce závisí (w_{eff} , w_2 , l_2 , l_3 , l_{22}), jsem optimalizoval pomocí algoritmu *Trust Region Framework* v CST. S-parametry po optimalizaci viz obr. 8.7.

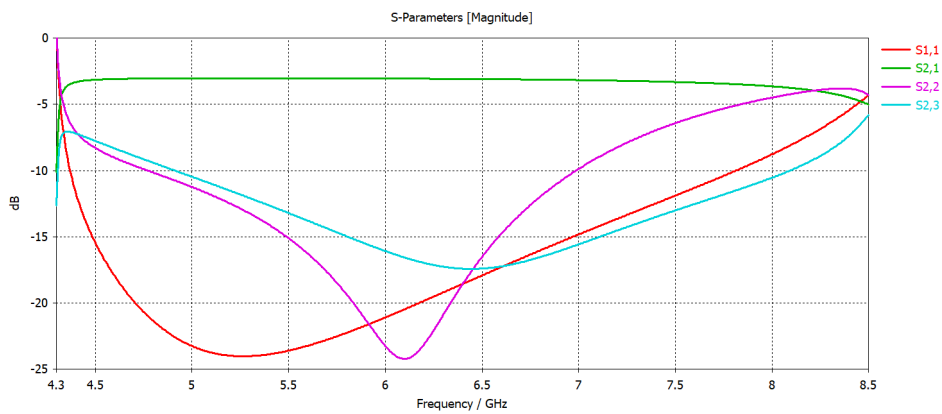
Při otočení SMD odporovou vrstvou směrem dolů dochází ke zlepšení S_{22} a S_{32} , jak je vidět na obr. 8.8.



Obrázek 8.2: Rozmítání hodnot rezistoru a koeficienty odrazu S_{22} na výstupu.

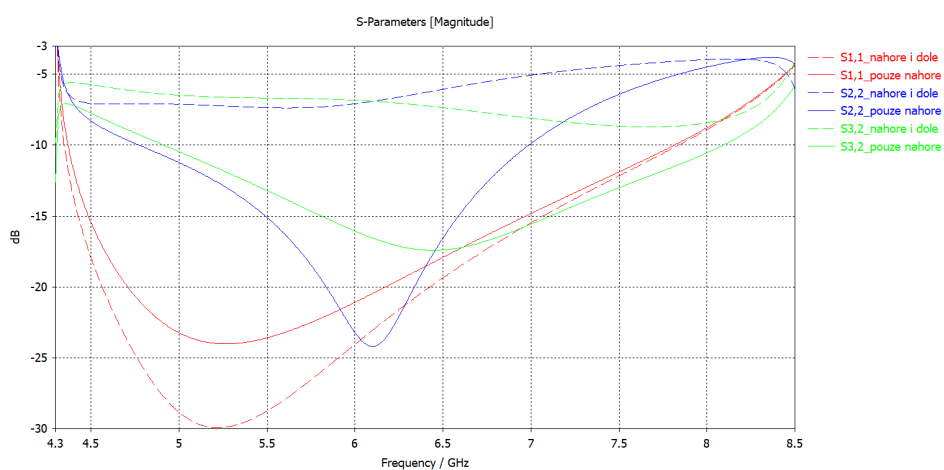


Obrázek 8.3: Rozmítání hodnot rezistoru a izolace S_{23} .

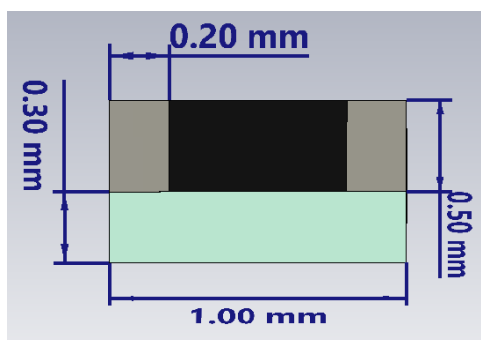


Obrázek 8.4: S-parametry původního návrhu.

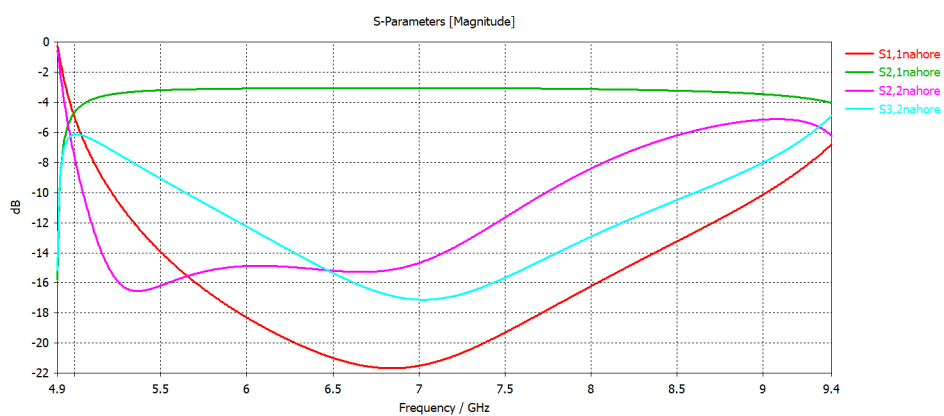
8. Návrh mikrovlnného děliče



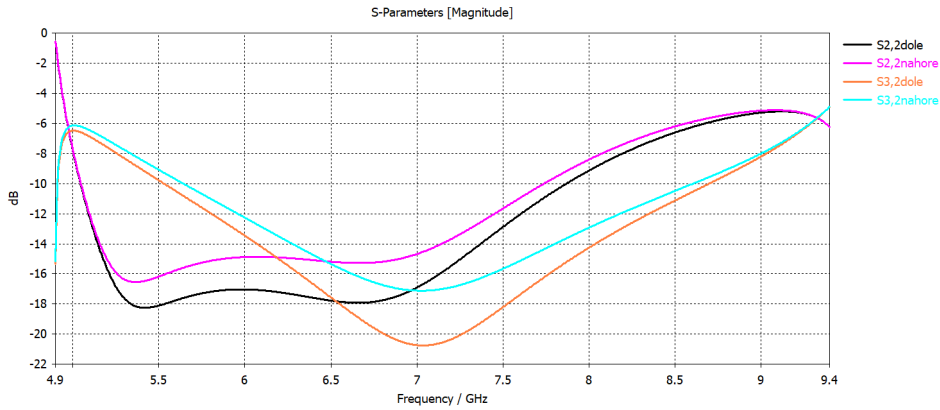
Obrázek 8.5: Rozdíl mezi štěrbinou pouze na vrchní straně a na vrchní i spodní straně.



Obrázek 8.6: Model SMD rezistoru (alumina odpovídá modré, PEC šedé a odporová vrstva černé).



Obrázek 8.7: S-parametry po optimalizaci.



Obrázek 8.8: Změna S_{22} a S_{32} při otočení odporové vrstvy směrem dolů.

8.2 Přechod na SIW

Jako přechod jsem použil mikropáskové vedení. Dodržel jsem postup popsaný v kapitole 4.1.

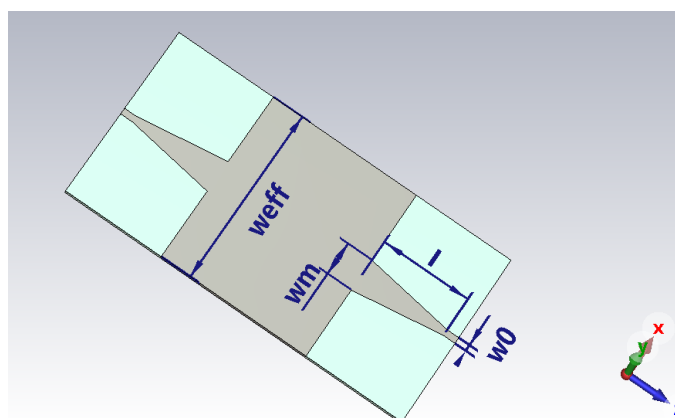
Dosazením do rovnic (4.1) a (4.2) (poslední optimalizace změnila rozměr $w_{\text{eff}} = 16$ mm) vychází šířka mikropáskového vedení na SIW $w_m = 5,544$ mm. Výchozí hodnota pro délku přechodu l je $1/4$ vlnové délky na vedení λ_g dle vztahů [5]

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w_m}}} \quad (8.2)$$

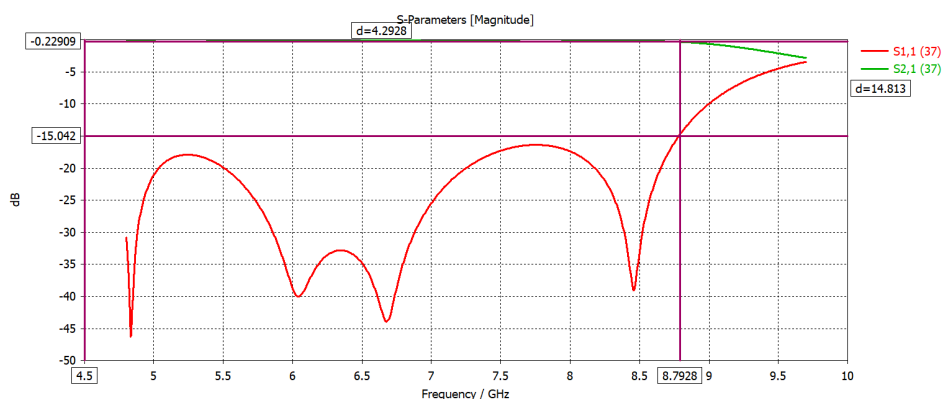
$$\lambda_g = \frac{c_0}{f_0 \sqrt{\epsilon_e}}. \quad (8.3)$$

Pro efektivní permitivitu $\epsilon_e = 3,398$ vychází $l = 1/4 \cdot 23,248 = 5,812$ mm. Přechod jsem simuloval pro ekvivalentní vlnovod viz obr. 8.9. Použil jsem bezztrátový substrát a jako vodivou vrstvu nekonečně tenký PEC. Pro výpočet šířky mikropáskového vedení se vstupní charakteristickou impedancí $Z_0 = 50 \Omega$ jsem využil zabudovaného kalkulátoru v CST a vypočítal jsem šířku jako $w_0 = 0,56$ mm (pro nekonečně tenký vodič).

Parametry w_m a l jsem dále optimalizoval se snahou dosáhnout co nejlepšího odrazu a přenosu. K urychlení výpočtů jsem použil symetrii ve formě magnetické stěny podél roviny yz . Jako optimální hodnoty vyšly: $l = 7,665$ mm a $w_m = 2,519$ mm. Výsledné S-parametry přechodu jsou na obr. 8.10. Útlum odrazů vychází v celém jednovířovém pásmu SIW lepší než -15 dB a přenos lepší než $-0,22$ dB, což je vyhovující.



Obrázek 8.9: Model přechodu z mikropáskového vedení na ekvivalentní vlnovod k SIW.



Obrázek 8.10: S-parametry přechodu.

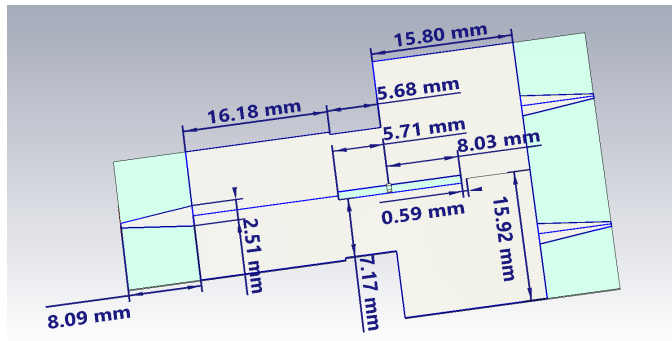
8.3 Kompletace

Po spojení přechodu a děliče byly výsledky bohužel neuspokojivé, proto jsem spustil poslední optimalizaci pro parametry w_{eff} , l_1 , l_{11} a l_{33} pro dosažení optimálních výsledků. Obr. 8.11 ukazuje finální rozměry a obr. 8.12 zobrazuje S-parametry. Pro stanovenou podmínku S_{32} , S_{22} , $S_{11} < -10$ dB, dostáváme pásmo téměř 2 GHz.

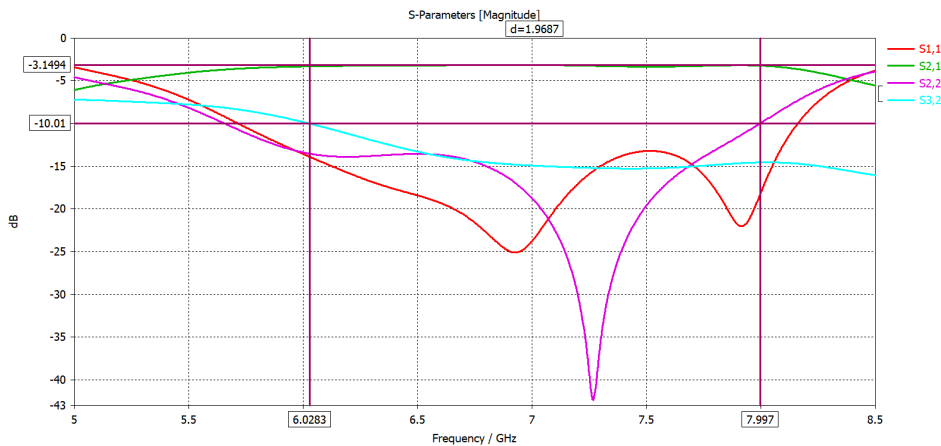
8.4 Výsledné simulace

Poslední fází je přechod z ekvivalentního vlnovodu na SIW (tzn. přidání prokůvů). Postup je podle kapitoly 3.4. Z rovnice (3.13) jsem spočítal šířku SIW $w = 16,692$ mm, pro $w_{\text{eff}} = 15,922$ mm, $s = 3,1$ mm a $d = 1,5$ mm. Volba s a d splňuje podmínky (3.9), (3.10), (3.12) a (3.4).

Výsledný model pro bezztrátový substrát a PEC viz obr. 8.13. S-parametry můžeme vidět na obr. 8.14. V porovnání s ekvivalentním vlnovodem se



Obrázek 8.11: Finální rozměry děliče pro ekvivalentní vlnovod.



Obrázek 8.12: S-parametry děliče pro ekvivalentní vlnovod.

pracovní pásmo zhoršilo přibližně na 1,784 GHz.

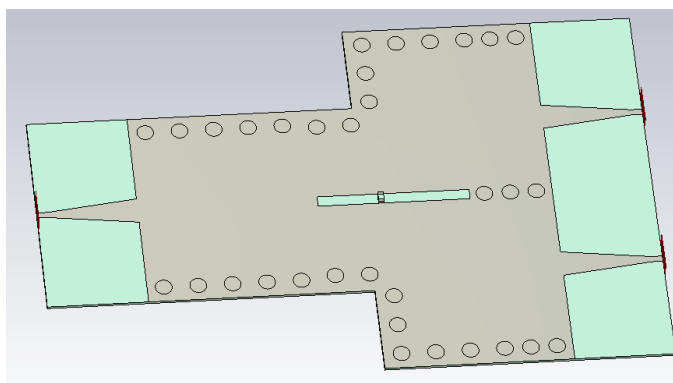
Finální simulace byla provedena se ztrátovým substrátem a mědi o tloušťce $t = 50 \mu\text{m}$. Aby bylo možné zanedbat vliv skin efektu musí být splněna podmínka $t > 5\delta$, kde δ značí hloubku vniku [43]. Pro měď je vodivost $\sigma = 5,813107 \cdot 10^7 \text{ S/m}$. Vztah pro výpočet hloubky vniku je

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f_0 \mu_0 \sigma}}, \quad (8.4)$$

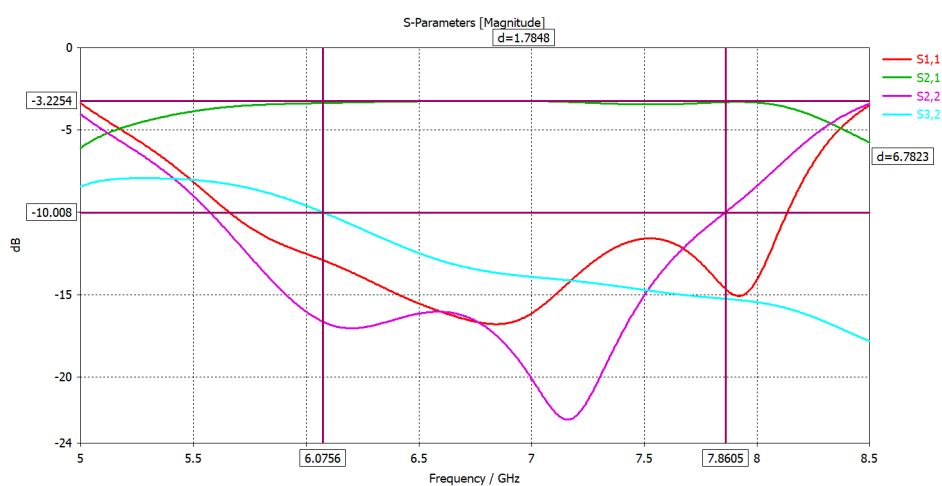
kde $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$ [5]. Pro naše frekvenční pásmo je podmínka splněna.

Jelikož přecházíme z mikropáskového vedení mající nekonečně malou tloušťku vodivé vrstvy na vedení s konečnou tloušťkou, musíme přepočítat šířku w_0 , aby byla impedance pro připojení konektoru rovna 50Ω . K tomu lze opět využít kalkulátor v CST, jež nám dá hodnotu $w_0 = 0,5 \text{ mm}$.

Model zahrnující ztráty vidíme na obr. 8.15 (kvůli požadavkům na rozměry krabičky, do které bude dělič vložen, zde byly přidány zahnutí tvořené mikropáskovým vedením). Z S-parametrů na obr. 8.16 lze spatřit, že se nám všechny charakteristiky posunuly dolů a šířka pásma je nyní přibližně 2 GHz.

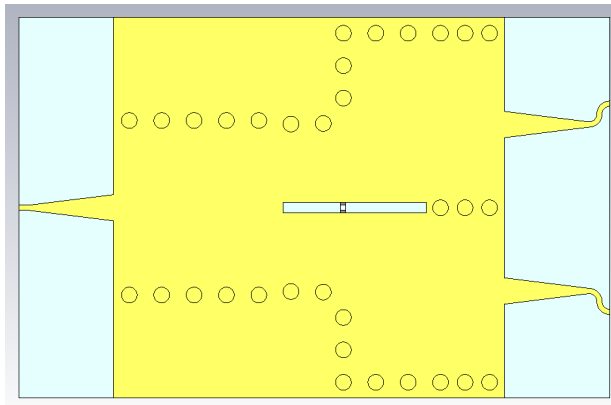


Obrázek 8.13: Uspořádání děliče z bezztrátových materiálů.

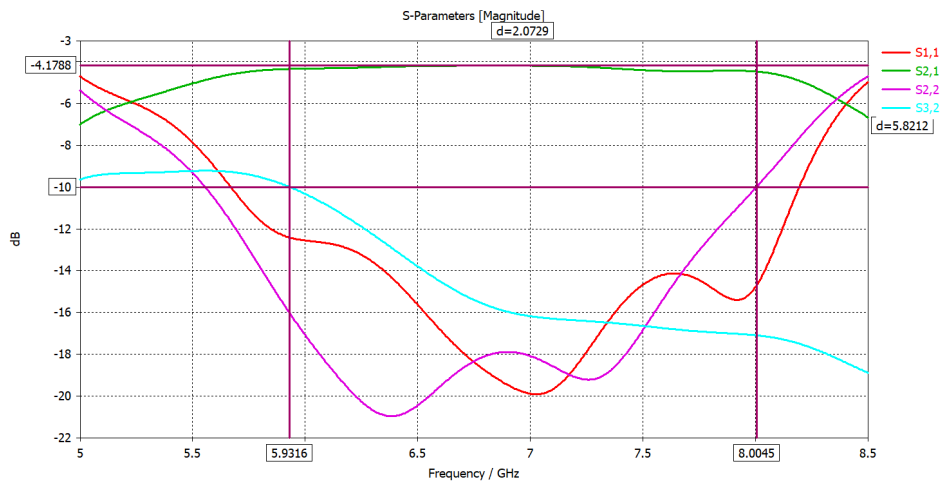


Obrázek 8.14: S-parametry děliče s prokvy.

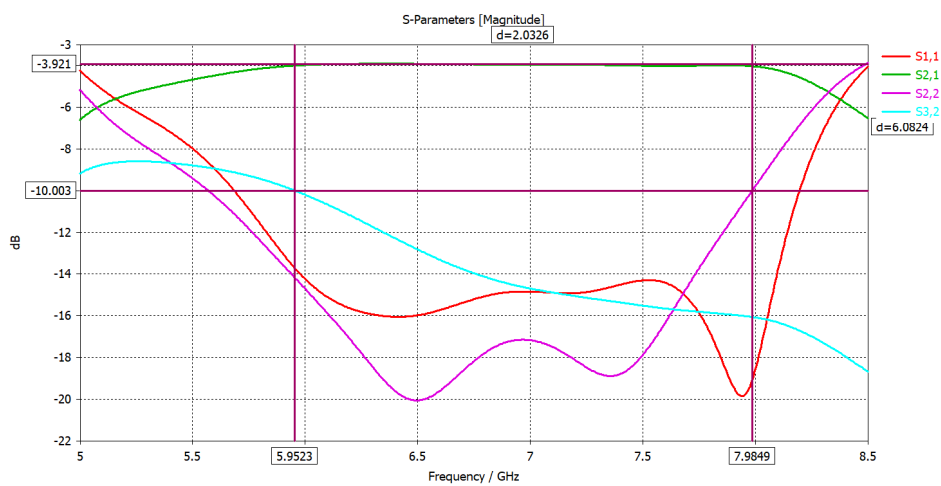
Do této chvíle byly výpočty dělány ve frekvenční doméně (*Frequency domain solver*). Pro potvrzení výsledků simulací je na obr. 8.17 výsledek simulace v časové doméně (*Time domain solver*). S-parametry se téměř shodují. Tímto je návrh u konce. Zhotovení podkladů pro výrobu a její realizaci provedl vedoucí této práce.



Obrázek 8.15: Struktura započítávající ztráty.



Obrázek 8.16: S-parametry po započítání ztrát (simulace ve frekvenční doméně).

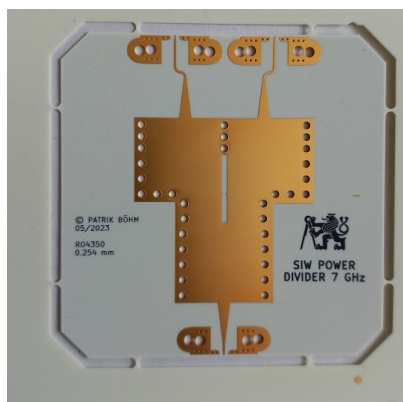


Obrázek 8.17: S-parametry po započítání ztrát (simulace v časové doméně).

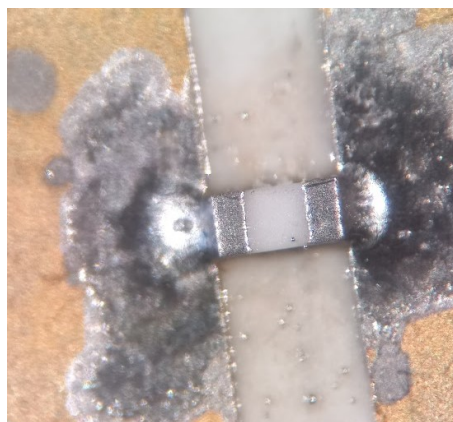
Kapitola 9

Měření

Na obr. 9.1a) je vidět dělič, jenž byl poslán z výroby. Po vystřížení děliče byly nejprve zbroušeny přesahy substrátu, aby bylo možné nasadit na jednotlivé porty SMA end-launch konektory. Poté se připájel SMD rezistor otočený odporovou vrstvou směrem dolů. Byl použit rezistor s odporem $R = 43 \Omega$ (nejbližší hodnotě $R = 40 \Omega$). Detail výsledku pájení je zobrazen na obr. 9.1b). Potisky zabraňující rozlití cínu na vrchní vrstvě mědi nebyly dodavatelem zhotoveny, proto je cín rozlitý po větší ploše. Následně byly přišroubovány SMA end-launch konektory. Výhodou těchto konektorů je možnost opakovatelného použití pro další obvody. Nákres konektoru je zobrazen viz obr. 9.2. Výsledný dělič s konektory vidíme na obr. 9.3.



(a)



(b)

Obrázek 9.1: a) Zhotovení děliče; b) Detail na připájený SMD rezistor pomocí mikroskopu.

Měření bylo provedeno na vektorovém analyzátoru R&S ZNB8 pracujícím v pásmu od 9 kHz do 8,5 GHz. Pro odstranění vlivu systematických chyb (vliv přívodních kabelů) byl přístroj kalibrován pomocí elektronické kalibrační jednotky R&S ZV-Z52. Po připojení třech kabelů vystupujících z vektorového analyzátoru k této jednoce, je provedena automatická kalibrace. Jako metoda kalibrace byla zvolena UOSM (*Unknown Through, Open, Short, Match*). Měřicí sestava je na obr. 9.4. Vektorový analyzátor měřil v pásmu 4,8–8,5 GHz

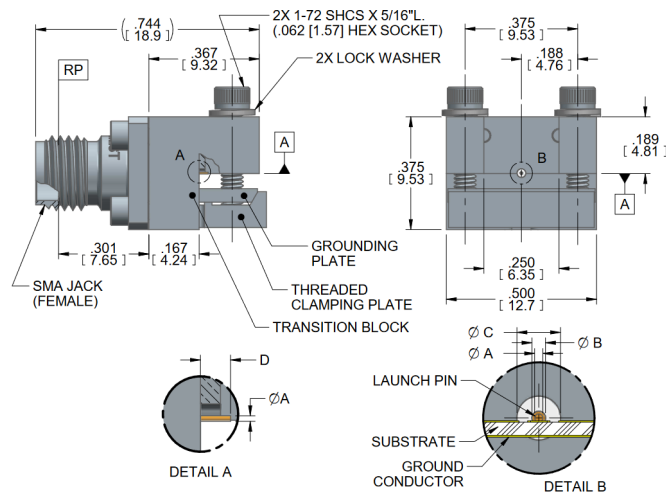
s frekvenčním krokem 10 MHz. Šířka mezifrekvenčního filtru byla nastavena na 1 kHz a výkon na 0 dBm.

Porovnání odrazů simulace a měření je zobrazeno na obr. 9.5. Vidíme snížení i zvýšení charakteristik S_{11} , S_{22} a S_{33} na některých frekvencích. Nicméně se nám právě kvůli odrazům výstupních portů snížila šířka pásma přibližně o 240 MHz.

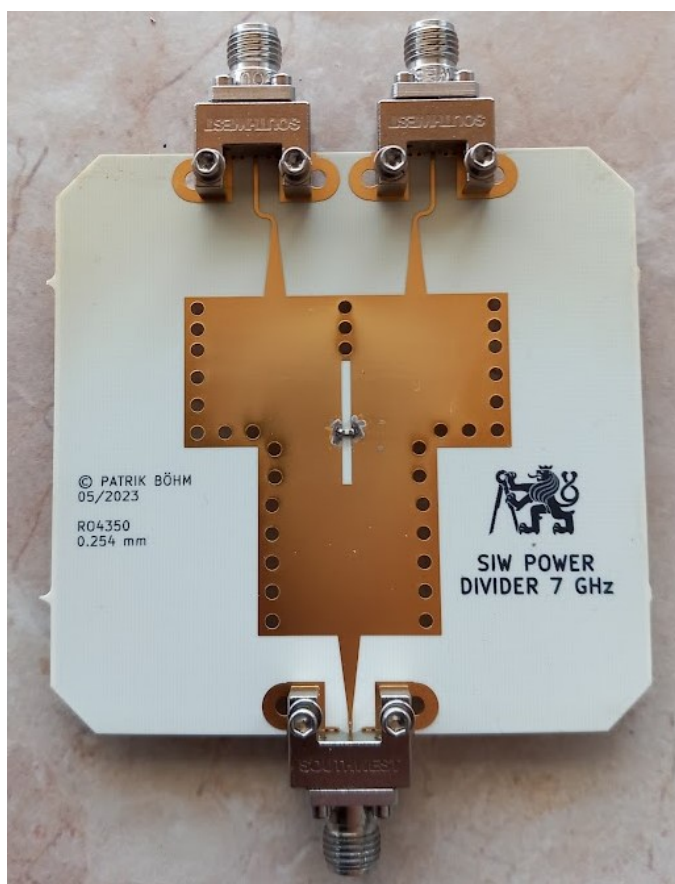
Na obr. 9.6 můžeme sledovat rozdíly mezi simulací a měřením přenosů S_{21} a S_{31} . Největší pokles je přibližně o 0,5 dB. Naměřené přenosy S_{21} a S_{31} jsou téměř totožné, což značí rovnoměrné dělení výkonu mezi výstupní porty. Fázi těchto přenosů vidíme na obr. 9.7. Oba výstupy jsou ve stejné fázi.

Změřená a simulovaná izolace je k vidění na obr. 9.8. Zde měření téměř odpovídá simulacím a v některých místech dosahuje dokonce lepších výsledků.

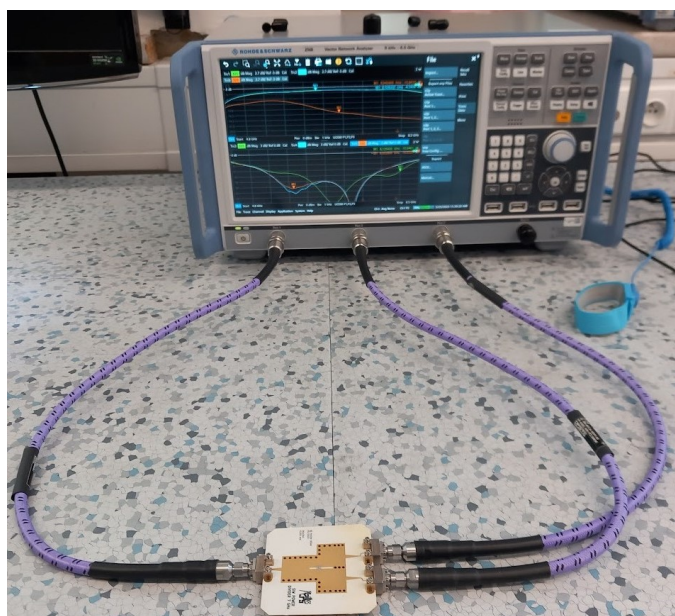
Shrnutí všech S-parametrů získaných měření můžeme sledovat na obr. 9.9. Dělič nyní pracuje přibližně v pásmu 5,98–7,75 GHz. Rozdíl mezi měřením a simulací může být způsoben například konektory, které nejsou zahrnuty v simulaci ani odstraněny kalibrací. Také substrát může mít jinou relativní permitivitu než tu, s níž byly dělány simulace. Při kontrole pomocí mikroskopu byl rozměr w_0 u jednoho z výstupů o 0,02 mm odlišný od toho simulovaného. Tento rozdíl je sice tak malý, že nic neznamena, nicméně i případné výrobní nepřesnosti by mohli způsobit rozdíl měřených hodnot oproti těm simulovaným.



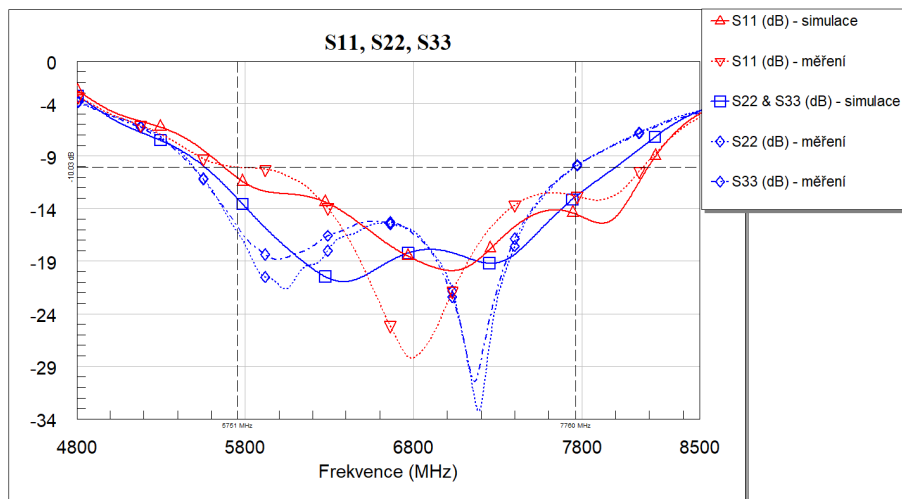
Obrázek 9.2: Vzhled konektoru, kde $\varnothing A = 0,254$ mm, $\varnothing B = 0,508$ mm, $\varnothing C = 1,61$ mm, $D = 1,27$ mm [44].



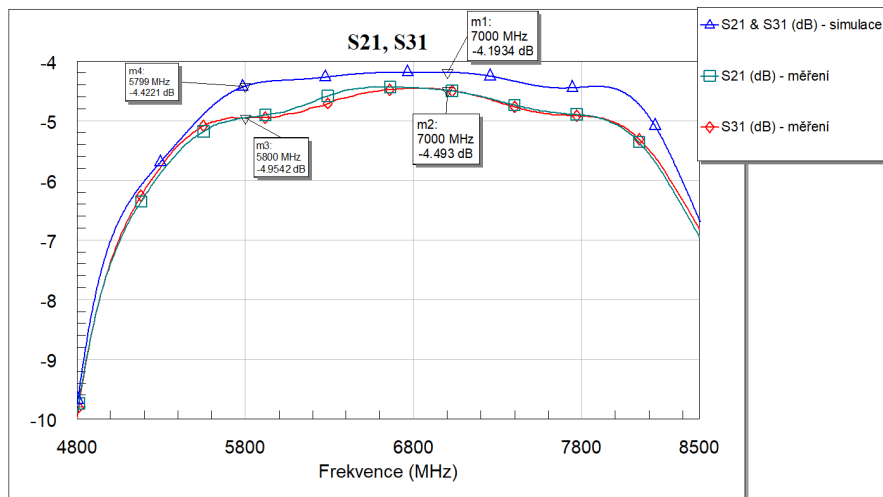
Obrázek 9.3: Dělič včetně konektorů.



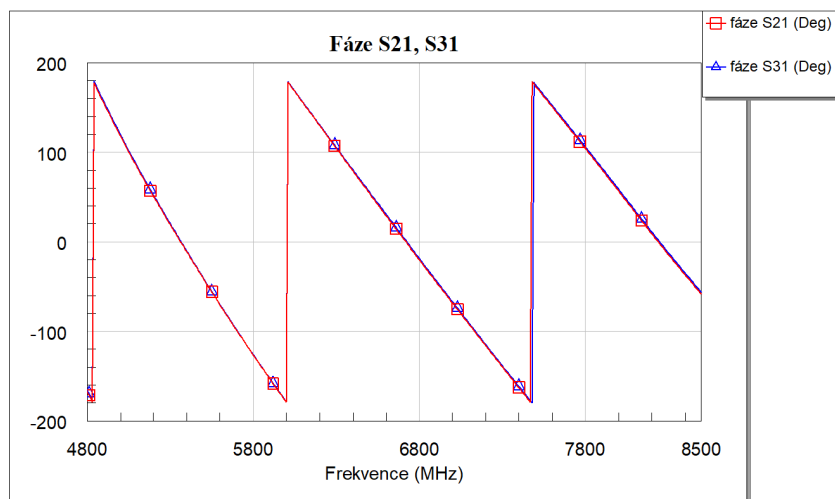
Obrázek 9.4: Zapojení měření.



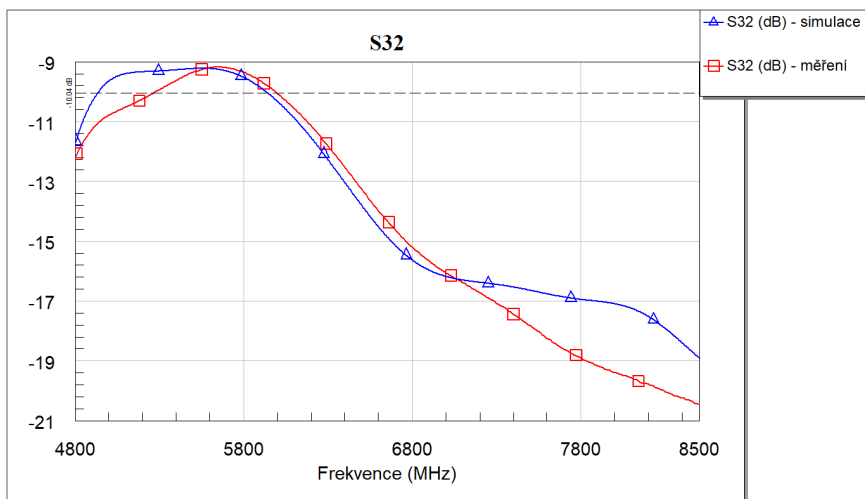
Obrázek 9.5: Porovnání simulace a měření odrazů.



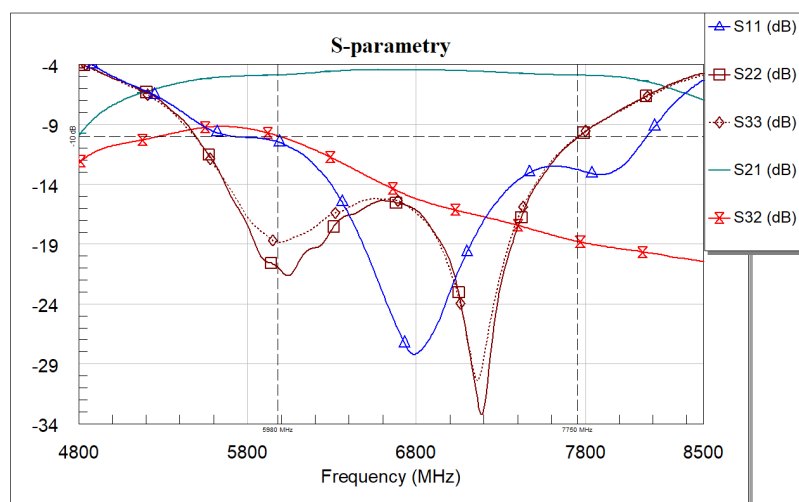
Obrázek 9.6: Srovnání simulace a měření přenosů.



Obrázek 9.7: Naměřené průběhy fáze přenosů.



Obrázek 9.8: Porovnání naměřené a simulované izolace.



Obrázek 9.9: Změřené S-parametry vyrobeného děliče.

Kapitola 10

Závěr

Vlnovody integrované do substrátu nabízejí nové možnosti v oblasti vysokofrekvenční a mikrovlnné techniky. Jejich přednostmi oproti planárním řešením jsou nízký průchozí útlum, vysoký činitel jakosti a schopnost přenášet velké výkony. Jejich nevýhodou oproti klasickým vlnovodům jsou větší ztráty díky přítomnosti dielektrika. Avšak díky znalosti přechodů ze SIW na planární systémy je jejich integrovatelnost velká a zabírají méně místa oproti klasickým vlnovodům.

Struktury odvozené od SIW mohou vylepšit některé jeho vlastnosti. AFSIW dosahuje menšího útlumu a HMSIW menších rozměrů při větší šířce pásma. V dnešní době existuje několik patentů a aplikací, ve kterých se SIW objevuje a je upřednostňován před ostatními možnostmi [1].

Dělič na střední frekvenci 7 GHz, dělicí rovnoměrně v poměru 1:2, byl navržen, odsimulován a změřen. Pásmo použitelnosti, kde odrazy od všech portů a izolace je menší než -10 dB, je dle simulací od 6 GHz do 8 GHz. Výsledky z měření ukázaly pásmo 5,98–7,75 GHz. Tato skutečnost může být následkem například ztrát a odrazů způsobené konektory, které nebyly do simulace započítány, či nepřesnostem výrobního procesu. I přes tuto odchylku ve frekvenčním pásmu je dělič funkční a naměřené výsledky v rámci možností odpovídají simulacím.

Seznam symbolů

a	šířka obdélníkového vlnovodu
b	výška obdélníkového vlnovodu
c_0	rychlost světla
d	průměr prokovu SIW
E_{\max}	elektrická pevnost dielektrika
f	frekvence
f_c	mezní frekvence
h	výška substrátu SIW
k_0	vlnové číslo ve vakuu
l	délka zúžení mikropásku
P_{\max}	maximální výkon
Q_u	nezatížený činitel jakosti
s	vzdálenost prokovů
t	tloušťka pokovení
$\text{tg}\delta$	ztrátový činitel dielektrika
w	šířka SIW
w_{eff}	efektivní šířka SIW
w_m	šířka mikropásku na SIW
w_0	50 Ω šířka mikropásku
Z_0	charakteristická impedance
α	měrný útlum
δ	hloubka vniku
ϵ_0	permitivita vakua
ϵ_r	relativní permitivita
ϵ_e	efektivní permitivita
λ	vlnová délka
λ_c	mezní vlnová délka
λ_g	vlnová délka na vedení
μ_0	permeabilita vakua
ρ_{ef}	vysokofrekvenční poměrný odpor
σ	vodivost



Literatura

1. WU, Ke; Maurizio BOZZI; Nelson J. G. FONSECA. Substrate Integrated Transmission Lines: Review and Applications. *IEEE Journal of Microwaves* [online]. 2021, roč. 1, č. 1, s. 345–363 [cit. 2023-01-22]. ISSN 2692-8388. Dostupné z DOI: 10.1109/JMW.2020.3034379.
2. PANKRÁC, Vítězslav. *Pomocný text ke cvičením z předmětu B2B17ELD* [online]. 2019. [cit. 2023-01-22]. Dostupné z: https://elmag.fel.cvut.cz/sites/default/files/users/pankrac/files/Elektromagnetick%C3%A9%20vlny_2019.pdf.
3. NOVOTNÝ, Karel. *Vlny a vedení: přednášky*. Praha: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2005. ISBN 80-010-3317-1.
4. HANUS, Stanislav; Jiří SVAČINA. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika: přednášky*. Vyd. 2., dopl. Brno: Vysoké učení technické, 2002. ISBN 80-214-2222-X.
5. POZAR, David M. *Microwave engineering*. 4th ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2012. ISBN 978-0-470-63155-3.
6. *MathWorks* [online]. [B.r.]. [cit. 2023-01-22]. Dostupné z: https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/98779-rectangular-waveguide-simulator?s_tid=FX_rc3_behav.
7. HOFFMANN, Karel; Přemysl HUDEC. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná měření*. Praha: ČVUT, 2006. ISBN 978-80-01-03442-2.
8. *ARRA INC.* [online]. [B.r.]. [cit. 2023-02-20]. Dostupné z: <https://www.arra.com/waveguide-components.html>.
9. VENANZONI, Giuseppe; Davide MENCARELLI; Antonio MORINI; Marco FARINA; Francesco PRUDENZANO. Review of Substrate Integrated Waveguide Circuits for Beam-Forming Networks Working in X-Band. *Applied Sciences* [online]. 2019, roč. 9, č. 5 [cit. 2023-02-01]. ISSN 2076-3417. Dostupné z DOI: 10.3390/app9051003.
10. CHEN, Xiao-Ping; Ke WU. Substrate Integrated Waveguide Filter: Basic Design Rules and Fundamental Structure Features. *IEEE Microwave Magazine* [online]. 2014, roč. 15, č. 5, s. 108–116 [cit. 2023-04-18]. Dostupné z DOI: 10.1109/MMM.2014.2321263.

11. BOZZI, Maurizio; Feng XU; Dominic DESLANDES; Ke WU. Modeling and Design Considerations for Substrate Integrated Waveguide Circuits and Components. *2007 8th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services* [online]. 2007, P-VII-P–XVI [cit. 2023-02-01]. ISBN 978-1-4244-1467-3. Dostupné z DOI: 10.1109/TELSKS.2007.4375921.
12. BOZZI, Maurizio; Luca PERREGRINI; Ke WU; Paolo ARCIONI. Current and future research trends in substrate integrated waveguide technology. *Radioengineering*. 2009, roč. 18, č. 2.
13. BOZZI, Maurizio; Marco PASIAN; Luca PERREGRINI. Modeling of losses in substrate integrated waveguide components. In: *2014 International Conference on Numerical Electromagnetic Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO)* [online]. 2014, s. 1–4 [cit. 2023-02-10]. Dostupné z DOI: 10.1109/NEMO.2014.6995688.
14. XU, Feng; Ke WU. Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* [online]. 2005, roč. 53, č. 1, s. 66–73 [cit. 2023-02-10]. ISSN 0018-9480. Dostupné z DOI: 10.1109/TMTT.2004.839303.
15. TARINGOU, Farzaneh; Jens BORNEMANN. Return-loss investigation of the equivalent width of substrate-integrated waveguide circuits. In: *2011 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Integration Technologies* [online]. 2011, s. 140–143 [cit. 2023-02-10]. Dostupné z DOI: 10.1109/IMWS3.2011.6061859.
16. CHENG, Yu Jian; Ke WU; Wei HONG. Power Handling Capability of Substrate Integrated Waveguide Interconnects and Related Transmission Line Systems. *IEEE Transactions on Advanced Packaging* [online]. 2008, roč. 31, č. 4, s. 900–909 [cit. 2023-05-20]. Dostupné z DOI: 10.1109/TADVP.2008.927814.
17. CHEN, Xiao-Ping; Ke WU. Substrate Integrated Waveguide Filters: Practical Aspects and Design Considerations. *IEEE Microwave Magazine* [online]. 2014, roč. 15, č. 7, s. 75–83 [cit. 2023-02-10]. ISSN 1527-3342. Dostupné z DOI: 10.1109/MMM.2014.2355751.
18. SUN, Xiaonan; Jitong MA; Yulin FENG; Jun SHI; Zhixia XU. Compact Substrate Integrated Waveguide Filtering Antennas: A Review. *IEEE Access* [online]. 2022, roč. 10, s. 91906–91922 [cit. 2023-04-18]. Dostupné z DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3202930.
19. *PCB Manufacturing Process* [online]. [B.r.]. [cit. 2023-01-30]. Dostupné z: <https://www.raypcb.com/pcb-board-manufacturing/>.
20. BUJALOBOKOVÁ, Magdaléna; Matyáš BABKA. Progresivní tlustovrstvé technologie v elektronických aplikacích. *Elektro* [online]. 2008, roč. 2008, č. 1, s. 6–8 [cit. 2023-02-19]. Dostupné z: <http://www.odborne-casopisy.cz/elektro/casopis/tema/progresivni-tlustovrstve-technologie-v-elektronickyh-aplikacich--11693>.

21. KRAJÍČEK, Michal. *Termomechanická spolehlivost pájeného připojení elektronických modulů s LTCC* [online]. 2011. [cit. 2023-02-20]. Dostupné z: <https://dspace.vutbr.cz/handle/11012/1748>.
22. KRISHNAN, Balamanikandan; Singaravelu RAGHAVAN. A Review on Substrate Integrated Waveguide Transitions. In: *2019 TEQIP III Sponsored International Conference on Microwave Integrated Circuits, Photonics and Wireless Networks (IMICPW)* [online]. 2019, s. 424–428 [cit. 2023-02-03]. Dostupné z DOI: 10.1109/IMICPW.2019.8933259.
23. DESLANDES, Dominic. Design equations for tapered microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions. In: *2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium* [online]. 2010, s. 704–707 [cit. 2023-02-03]. Dostupné z DOI: 10.1109/MWSYM.2010.5517884.
24. DESLANDES, D.; Ke WU. Analysis and design of current probe transition from grounded coplanar to substrate integrated rectangular waveguides. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* [online]. 2005, roč. 53, č. 8, s. 2487–2494 [cit. 2023-02-19]. Dostupné z DOI: 10.1109/TMTT.2005.852778.
25. FANG, Ruei-Ying; Chia-Fen LIU; Chun-Long WANG. Compact and Broadband CB-CPW-to-SIW Transition Using Stepped-Impedance Resonator With 90°-Bent Slot. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology* [online]. 2013, roč. 3, č. 2, s. 247–252 [cit. 2023-02-19]. Dostupné z DOI: 10.1109/TCPMT.2012.2228306.
26. KAZEMI, Robab; Aly E. FATHY; Songnan YANG; R. Ali SADEGH-ZADEH. Development of an ultra wide band GCPW to SIW transition. In: *2012 IEEE Radio and Wireless Symposium* [online]. 2012, s. 171–174 [cit. 2023-02-19]. Dostupné z DOI: 10.1109/RWS.2012.6175308.
27. PARMENT, Frédéric; Anthony GHIOTTO; Tan-Phu VUONG; Jean-Marc DUCHAMP; Ke WU. Air-Filled Substrate Integrated Waveguide for Low-Loss and High Power-Handling Millimeter-Wave Substrate Integrated Circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* [online]. 2015, roč. 63, č. 4, s. 1228–1238 [cit. 2023-03-19]. Dostupné z DOI: 10.1109/TMTT.2015.2408593.
28. MOZNEBI, Ali-Reza; Kambiz AFROOZ; Mostafa DANAEIAN. High-performance filtering power divider based on air-filled substrate integrated waveguide technology. *ETRI Journal* [online]. 2023, vol. 45, no. 2, s. 338–345 [cit. 2023-03-19]. ISSN 2233-7326. Dostupné z DOI: 10.4218/etrij.2021-0464.
29. LAI, Qinghua; Christophe FUMEAUX; Wei HONG; RÜdiger VAHLIDIECK. Characterization of the Propagation Properties of the Half-Mode Substrate Integrated Waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* [online]. 2009, roč. 57, č. 8, s. 1996–2004 [cit. 2023-03-21]. Dostupné z DOI: 10.1109/TMTT.2009.2025429.

30. STEER, Michael. *Electric and Magnetic Walls* [online]. 2022. [cit. 2023-03-20]. Dostupné z: [https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Electrical_Engineering/Electronics/Microwave_and_RF_Design_II_-_Transmission_Lines_\(Steer\)/01%3A_Introduction_to_Distributed_Microwave_Circuits/1.08%3A_Electric_and_Magnetic_Walls](https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Electrical_Engineering/Electronics/Microwave_and_RF_Design_II_-_Transmission_Lines_(Steer)/01%3A_Introduction_to_Distributed_Microwave_Circuits/1.08%3A_Electric_and_Magnetic_Walls).
31. DAMOU, Mehdi; Yassine BENALLOU; Mohammed CHETIOUI; Abdelhakim BOUDKHIL; Redouane BERBER. Ka Band-pass Filter Based on SIW Technology for Wireless Communications. *Journal of Telecommunications and Information Technology* [online]. 2021, roč. 2, č. 2021, s. 49–56 [cit. 2023-04-04]. ISSN 18998852. Dostupné z DOI: 10.26636/jtit.2021.150121.
32. ATHANASOPOULOS, Nikolaos; Dimitrios MAKRIS; Konstantinos VOUDOURIS. Development of a 60 GHz Substrate Integrated Waveguide planar diplexer. In: *2011 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Integration Technologies* [online]. 2011, s. 128–131 [cit. 2023-04-04]. Dostupné z DOI: 10.1109/IMWS3.2011.6061855.
33. PEZHMAN, Mohammad Mahdi; Abbas Ali HEIDARI. Design of compact SIW-based multi-aperture coupler for Ku-band applications. In: *2019 27th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)* [online]. 2019, s. 1338–1341 [cit. 2023-04-04]. Dostupné z DOI: 10.1109/IranianCEE.2019.8786463.
34. SHEHAB, Shahriar Hasan; Nemai Chandra KARMAKAR; Jeffrey WALKER. Substrate-Integrated-Waveguide Power Dividers: An Overview of the Current Technology. *IEEE Antennas and Propagation Magazine* [online]. 2020, roč. 62, č. 4, s. 27–38 [cit. 2023-04-05]. Dostupné z DOI: 10.1109/MAP.2019.2943308.
35. BILAWAL, Farah; Fatemeh BABAEIAN; Kim Tuyen TRINH; Nemai Chandra KARMAKAR. The Art of Substrate-Integrated-Waveguide Power Dividers. *IEEE Access* [online]. 2023, roč. 11, s. 9311–9325 [cit. 2023-03-04]. Dostupné z DOI: 10.1109/ACCESS.2023.3239917.
36. CHEN, Xiao-Ping; Lin LI; Ke WU. Multi-antenna system based on substrate integrated waveguide for Ka-band traffic-monitoring radar applications. In: *2009 European Microwave Conference (EuMC)* [online]. 2009, s. 417–420 [cit. 2023-05-20]. Dostupné z DOI: 10.23919/EUMC.2009.5295987.
37. YANG, Ning; Christophe CALOZ; Ke WU. Substrate integrated waveguide power divider based on multimode interference imaging. In: *2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* [online]. 2008, s. 883–886 [cit. 2023-05-10]. Dostupné z DOI: 10.1109/MWSYM.2008.4632974.

38. KIRIS, Orcun; Ozlem AYDIN CIVI. 8 x 4 SIW power divider and slotted array antenna. In: *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, USNC/URSI National Radio Science Meeting* [online]. 2015, s. 482–483 [cit. 2023-05-20]. Dostupné z DOI: 10.1109/APS.2015.7304627.
39. LIU, Bing; Wei HONG; Lin TIAN; Hong-Bing ZHU; Wei JIANG; Ke WU. Half mode substrate integrated waveguide (HMSIW) multi-way power divider. In: *2006 Asia-Pacific Microwave Conference* [online]. 2006, s. 917–920 [cit. 2023-05-08]. Dostupné z DOI: 10.1109/APMC.2006.4429562.
40. DJERAFI, Tarek; Djilali HAMMOU; Ke WU; Serioja Ovidiu TATU. Ring-Shaped Substrate Integrated Waveguide Wilkinson Power Dividers/Combiners. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology* [online]. 2014, roč. 4, č. 9, s. 1461–1469 [cit. 2023-05-18]. Dostupné z DOI: 10.1109/TCPMT.2014.2342156.
41. SMITH, Nathan A.; Ramesh ABHARI. Compact substrate integrated waveguide Wilkinson power dividers. In: *2009 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium* [online]. 2009, s. 1–4 [cit. 2023-05-20]. Dostupné z DOI: 10.1109/APS.2009.5171656.
42. KIM, Kyeong-Min; Jindo BYUN; Hai-Young LEE. Substrate Integrated Waveguide Wilkinson Power Divider with Improved Isolation Performance. *Progress in Electromagnetics Research Letters* [online]. 2010, roč. 19, s. 41–48 [cit. 2023-04-05]. Dostupné z DOI: 10.2528/PIERL10082407.
43. SADIKU, Matthew N. O. *Elements of electromagnetics*. Seventh edition. New York: Oxford University Press, 2018. Oxford series in electrical and computer enginee. ISBN 978-019-0698-614.
44. SMA JACK (FEMALE) END LAUNCH CONNECTOR. *Southwest Microwave, Inc.* [online]. [B.r.] [cit. 2023-05-25]. Dostupné z: https://www.hasco-inc.com/content/Southwest/End%20Launch/Jack/SMA_jack_endlaunch_genoutline.pdf.