



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

FILTR NA BÁZI VLNOVODU INTEGROVANÉHO DO SUBSTRÁTU

SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE FILTER

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. JIŘÍ VYSKOČIL

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. JAROSLAV LÁČÍK, Ph.D.

BRNO 2011



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Jiří Vyskočil

ID: 98544

Ročník: 2

Akademický rok: 2010/2011

NÁZEV TÉMATU:

Filtr na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principem vlnovodu integrovaného do substrátu. Svou pozornost zaměřte i na způsob přechodu mezi tímto vlnovodem a standardními typy vedení. Seznamte se s komerčním programem CST Microwave Studio. Vše stručně popište.

V programu CST Microwave Studio vlnovod modelujte. Zkoumejte jeho vlastnosti. Rozvažte návrh filtru na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu a dle požadavků vedoucího práce filtr navrhnete a modelujte v CST Microwave Studio.

Navržený filtr realizujte a proměřte. Diskutujte obdržené výsledky.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] UCHIMURA, H., TAKENOSHITA, T., FUJII, M., Development of a "Laminated Waveguide", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, 1998, vol. 46, no. 12, p. 2438 - 2443.

[2] HAO, Z., HONG, W., LI, H., ZHANG, H., WU, K., A broadband substrate integrated waveguide (SIW) filter, Antennas and Propagation Society International Symposium, Washington, DC, USA, 2005.

Termín zadání: 7.2.2011

Termín odevzdání: 20.5.2011

Vedoucí práce: Ing. Jaroslav Láčik, Ph.D.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové 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 práce pojednává o návrhu filtru integrovaného do substrátu typu pásmová propust na frekvenci 5 GHz. Obsahuje teorii návrhu, syntézu filtru, analýzu filtru v programu CST Microwave Studio® a výsledky měření filtru na vektorovém obvodovém analyzátoru. Výsledky analýzy jsou porovnány s výsledky měření. Je pozorována dobrá shoda mezi simulovanými a naměřenými výsledky.

KLÍČOVÁ SLOVA

SIW, vlnovod, vlnovod integrovaný do substrátu, zemněný koplanární vedení, mikropáskové vedení, CST Microwave Studio, pásmová propust, filtr

ABSTRACT

In this thesis is discussed a filter design of a band-pass substrate integrated waveguide filter on the frequency of 5 GHz. It also includes design theory, filter synthesis, filter analysis in the program CST Microwave Studio® and the results of measurement on a vector network analyzer. The analysis results are compared with the measured results. Good agreement between simulated and measured results is observed.

KEYWORDS

SIW, waveguide, substrate integrated waveguide, grounded coplanar waveguide, microstrip, CST Microwave Studio, band-pass filter, filter

VYSKOČIL J. *Filtr na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu: diplomová práce*. Brno: FEKT VUT v Brně, 2011. 49 s., 1 příloha.

PROHLÁŠENÍ

Jako autor diplomové práce na téma „Filtr na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu“ dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si 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.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Jaroslavu Láčíkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

OBSAH	VI
SEZNAM OBRÁZKŮ	VIII
SEZNAM TABULEK	X
ÚVOD	1
1 VLNOVOD INTEGROVANÝ DO SUBSTRÁTU	2
1.1 VÝBĚR SUBSTRÁTU	2
1.2 STRUKTURA VLNOVODU SIW	3
1.3 ŠÍŘENÍ VLNY VLNOVODEM	4
1.4 VÝPOČET PARAMETRŮ VLNOVODU, VLASTNOSTI VLNOVODU	5
2 PŘECHODY MEZI SIW A STANDARDNÍMI TYPY VEDENÍ	9
2.1 PŘECHOD UZEMNĚNÝ KOPLANÁRNÍ VLNOVOD (GCPW) – SIW VLNOVOD	9
2.1.1 MECHANISMUS PŘENOSU A BUZENÍ	9
2.1.2 NÁHRADNÍ MODEL PŘECHODU	10
2.1.3 POSTUP NÁVRHU	12
2.2 PŘECHOD SIW VLNOVOD – MIKROPÁSKOVÉ VEDENÍ	15
2.2.1 STRUKTURA PŘECHODU, ZÁKLADNÍ VZTAHY	15
2.2.2 STANOVENÍ ZBÝVAJÍCÍCH PARAMETRŮ PŘECHODU	16
2.2.3 ÚPRAVA PRO PŘECHOD REZONÁTOR – MIKROPÁSKOVÉ VEDENÍ	16
3 TEORIE NÁVRHU FILTRU	17
3.1 OBVODOVÉ VELIČINY	17
3.2 ROZPTYLOVÉ PARAMETRY	18
3.3 PŘENOSOVÁ FUNKCE	18
3.3.1 BUTTERWORTHOVA ODEZVA	19
3.3.2 ČEBYŠEVOVA ODEZVA	19
3.4 NORMOVANÁ DOLNÍ PROPUST	20
3.4.1 BUTTERWORTHOVA NORMOVANÁ DOLNÍ PROPUST	21
3.4.2 ČEBYŠEVOVA NORMOVANÁ DOLNÍ PROPUST	21
3.5 FREKVENČNÍ A PRVKOVÁ TRANSFORMACE	22
3.5.1 TRANSFORMACE NA PÁSMOVOU PROPUST	22
3.6 VÁZANÉ REZONANČNÍ OBVODY	23
4 SYNTÉZA FILTRU SIW	25
4.1 CST MICROWAVE STUDIO 2010	25

4.2	STANOVENÍ PRACOVNÍ OBLASTI FILTRU	25
4.3	NÁVRH FILTRU	27
4.4	VÝPOČET FYZICKÝCH ROZMĚRŮ REZONÁTORU	28
4.5	STANOVENÍ ZÁVISLOSTI Činitele JAKOSTI Q_e NA PARAMETRU L_c	30
4.6	STANOVENÍ ZÁVISLOSTI Činitele VAZBY k NA PARAMETRU W	31
5	<u>ANALÝZA FILTRU SIW NA SUBSTRÁTU FR4</u>	32
5.1	ANALÝZA FILTRU S JEDNÍM REZONÁTOREM	32
5.1.1	LADĚNÍ FILTRU	32
5.1.2	SHRNUTÍ	34
5.2	ANALÝZA FILTRU SE DVĚMA REZONÁTORY	34
5.2.1	LADĚNÍ FILTRU	35
5.2.2	SHRNUTÍ	36
5.3	ANALÝZA FILTRU SE TŘEMI REZONÁTORY	38
5.3.1	SHRNUTÍ	39
6	<u>ANALÝZA FILTRU SIW NA SUBSTRÁTU ARLON 25N</u>	41
6.1	VÝPOČET FYZICKÝCH ROZMĚRŮ REZONÁTORU	41
6.2	ANALÝZA FILTRU SE TŘEMI REZONÁTORY	42
6.2.1	SHRNUTÍ	43
7	<u>VÝSLEDKY MĚŘENÍ</u>	44
	<u>ZÁVĚR</u>	46
	<u>LITERATURA</u>	47
	<u>SEZNAM PŘÍLOH</u>	48
	<u>SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK</u>	48
A	<u>FOTOGRAFIE FILTRŮ NA SUBSTRÁTU FR4 A ARLON 25N</u>	50

SEZNAM OBRÁZKŮ

OBR. 1: OBECNÁ STRUKTURA VLNOVODU INTEGROVANÉHO DO SUBSTRÁTU (PŘEVZATO Z [1]).	3
OBR. 2: SIW VLNOVOD S ROZMĚRY (PŘEVZATO Z [1]).	3
OBR. 3: ŠÍŘENÍ VLNY TE_{10} VE VLNOVODU NA $F = 60$ GHz PRO RŮZNÉ VZDÁLENOSTI PROKOVŮ [3].	4
OBR. 4: ŠÍŘENÍ VLNY TE_{10} V PRAVOÚHLÉM PROVEDENÍ VLNOVODU (PŘEVZATO Z [3]).	5
OBR. 5: ODDĚLENÍ PROCHÁZEJÍCÍ VLNY PŘI UMÍSTĚNÍ DVOU VLNOVODŮ NA DESKU (PŘEVZATO Z [3]).	5
OBR. 6: ŘEŠENÁ STRUKTURA SIW VLNOVODU (PŘEVZATO Z [4]).	6
OBR. 7: ŠÍŘENÍ VLNY VLNOVODEM (PRO MÓDY TE_{n0}) (PŘEVZATO Z [4]).	6
OBR. 8: ROZPTYL U DOPADAJÍCÍ VLNY NA PRŮCHODKY TVOŘÍCÍ BOČNICI SIW (PŘEVZATO Z [4]).	6
OBR. 9: ROZMĚR W_{EFF} VE VLNOVODU SIW.	7
OBR. 10: POPIS JEDNOTLIVÝCH ČÁSTÍ PŘECHODU GCPW - SIW (PŘEVZATO Z [5]).	9
OBR. 11: VAZEBNÍ MECHANISMUS PŘECHODU GCPW – SIW (PŘEVZATO Z [5]).	10
OBR. 12: PŘECHOD SIW VLNOVOD – UZEMNĚNÝ KOPLANÁRNÍ VLNOVOD A UVAŽOVANÉ ROZMĚRY [5].	11
OBR. 13: OBVODY MODELUJÍCÍ JEDNOTLIVÉ ČÁSTI PŘECHODU. (A) INDUKČNÍ PROKOV VE STŘEDU SIW. (B) INDUKČNÍ PROKOV VE STŘEDU GCPW. (C) ZKRAT VLNOVODU SIW REALIZOVANÝ DISKONTINUITOU V H-ROVINĚ. (D) ROZPOJENÝ GCPW (PŘEVZATO Z [5]).	11
OBR. 14: (A) NÁHRADNÍ OBVOD POSKLÁDANÝ Z MODELUJÍCÍCH OBVODŮ NA OBR. 13. (B) NÁHRADNÍ OBVOD UVAŽOVANÝ S GCPW NAPRÁZDNO A S IDEÁLNÍM C_2 A S ZKRATOVANÝM SIW JAKO IDEÁLNÍM ČTVRTVLNNÝM PAHÝLEM. (C) NÁHRADNÍ OBVOD POUŽITÝ K VÝPOČTU S MAXIMÁLNÍ DOSAŽITELNOU ŠÍŘKOU PÁSMU PRO $L_I = 0$, $C_I = \infty$ A $C_2 = \infty$ (PŘEVZATO Z [5]).	13
OBR. 15: HODNOTY REALIZOVATELNÝCH IMPEDANCÍ PRO GCPW A SIW V ZÁVISLOSTI NA PERMITIVITĚ SUBSTRÁTU. IMPEDANCE SIW JE VYPOČTENÁ JAKO STŘEDNÍ VLNOVODOVÁ FREKVENCE $F/FC = 1,5$ (PŘEVZATO Z [5]).	14
OBR. 16: JEDNOVRSTVOVÝ PŘECHOD MEZI SIW A MIKROPÁSKOVÝM VEDENÍM (PŘEVZATO Z [6]).	15
OBR. 17: DETAILNÍ POHLED NA PŘECHOD (PŘEVZATO Z [6]).	16
OBR. 18: PŘECHOD MEZI FILTREM SIW A MIKROPÁSKOVÝM VEDENÍM.	16
OBR. 19: DVOJBRAN A JEHO OBVODOVÉ VELIČINY [10].	17
OBR. 20: PŘÍKLAD NORMOVANÉ DOLNÍ PROPUSTI [10].	21
OBR. 21: PRVKOVÁ TRANSFORMACE Z NORMOVANÉ DOLNÍ PROPUSTI NA PÁSMOVOU PROPUST [10].	23
OBR. 22: PROTOTYP NORMOVANÉ DOLNÍ PROPUSTI PRO NAVRHOVANÝ FILTR.	23
OBR. 23: ZÁVISLOST VLNOVÉHO ČÍSLA k NA FREKVENCÍ.	26
OBR. 24: ŠÍŘENÍ VLNY TE_{10} VLNOVODEM S RELATIVNÍ PERMITIVITOU $\epsilon_r = 4,2$ A DÉLKOU $L_I = 70$ MM NA $F = 5$ GHz.	26
OBR. 25: TVAR MOTIVU REZONÁTORU INTEGROVANÉHO DO SUBSTRÁTU A JEHO ROZMĚRY.	28
OBR. 26: REZONÁTOR PRO SIMULACI V CST K URČENÍ HODNOTY Q_E .	30
OBR. 27: ZÁVISLOST EXTERNÍHO Činitele JAKOSTI Q_E NA ROZMĚRU L_C .	30
OBR. 28: REZONÁTORY PRO SIMULACI V CST K URČENÍ HODNOTY Činitele VAZBY K .	31
OBR. 29: ZÁVISLOST Činitele VAZBY K NA ROZMĚRU W .	31
OBR. 30: PŘENOSOVÉ CHARAKTERISTIKY ROZPTYLOVÝCH PARAMETRŮ S_{11} A S_{21} PRO JEDEN REZONÁTOR.	32
OBR. 31: KROKOVÁNÍ DÉLKY REZONÁTORU L_I .	33
OBR. 32: KROKOVÁNÍ DÉLKY PŘECHODU REZONÁTOR-MIKROPÁSKOVÉ VEDENÍ L_C .	33
OBR. 33: KROKOVÁNÍ ŠÍŘKY PŘECHODU REZONÁTOR-MIKROPÁSKOVÉ VEDENÍ W_C .	33
OBR. 34: DVA REZONÁTORY V KASKÁDNÍM ZAPOJENÍ S PŘÍSLUŠNÝMI ROZMĚRY.	34
OBR. 35: PŘENOSOVÉ CHARAKTERISTIKY ROZPTYLOVÝCH PARAMETRŮ S_{11} A S_{21} PRO DVA REZONÁTORY.	35
OBR. 36: KROKOVÁNÍ ŠÍŘKY PŘECHODU MEZI REZONÁTORY W_{I2} .	35
OBR. 37: KROKOVÁNÍ DÉLKY PŘECHODU MEZI REZONÁTORY L_P .	36
OBR. 38: KROKOVÁNÍ ŠÍŘKY PŘECHODU REZONÁTOR-MIKROPÁSKOVÉ VEDENÍ W_C PŘI $L_C = 4$ MM.	36
OBR. 39: KROKOVÁNÍ DÉLKY PŘECHODU REZONÁTOR-MIKROPÁSKOVÉ VEDENÍ L_C PŘI $W_C = 1$ MM.	37
OBR. 40: KROKOVÁNÍ DÉLKY PŘECHODU REZONÁTOR-MIKROPÁSKOVÉ VEDENÍ L_C PŘI $W_C = 0,5$ MM.	37
OBR. 41: KROKOVÁNÍ DÉLKY REZONÁTORU L_I PŘI $L_2 = 18$ MM.	37
OBR. 42: PŘENOSOVÉ CHARAKTERISTIKY FILTRU PŘI ANALÝZE SUBSTRÁTU BEZ ZTRÁT A SE ZTRÁTAMI.	38
OBR. 43: PŘENOSOVÉ CHARAKTERISTIKY FILTRU PŘI ANALÝZE S KONZISTENTNÍMI BOČNÍMI STĚNAMI A PROKOVY.	39
OBR. 44: VÝZNAM JEDNOTLIVÝCH PARAMETRŮ Z TAB. 5.	40

OBR. 45: SROVNÁNÍ PŘENOSOVÝCH CHARAKTERISTIK ROZPTYLOVÝCH PARAMETRŮ S_{11} A S_{21} PRO SUBSTRÁT SE ZTRÁTAMI A BEZ ZTRÁT.....	42
OBR. 46: PŘENOSOVÉ CHARAKTERISTIKY PARAMETRŮ S_{11} A S_{21} PRO MODEL S PROKOVY A KONZISTENTNÍMI STĚNAMI.	42
OBR. 47: PŘENOS A STRMOST PŘENOSOVÝCH CHARAKTERISTIK FILTRU SIW PŘI SIMULACI S PROKOVY.	43
OBR. 48: SROVNÁNÍ PŘENOSOVÝCH CHARAKTERISTIK ANALÝZY A MĚŘENÍ PRO FILTR NA SUBSTRÁTU ARLON 25N.	44
OBR. 49: SROVNÁNÍ PŘENOSOVÝCH CHARAKTERISTIK ANALÝZY A MĚŘENÍ PRO FILTR NA SUBSTRÁTU FR4.	44

SEZNAM TABULEK

TAB. 1: SLEDOVÁNÍ PARAMETRŮ S_{11} A S_{21} V ZÁVISLOSTI NA ROZESTUPECH PROKOVŮ.	4
TAB. 2: PŘEHLED ROZMĚRŮ NALADĚNÉHO REZONÁTORU Z OBR. 25.	34
TAB. 3: PŘEHLED ROZMĚRŮ NALADĚNÉHO FILTRU ZE DVOU REZONÁTORŮ NA OBR. 34.	38
TAB. 4: ROZMĚRY FILTRU SE TŘEMI REZONÁTORY S KONZISTENTNÍMI BOČNÍMI STĚNAMI NA SUBSTRÁTU FR4.	39
TAB. 5: ROZMĚRY FILTRU SE TŘEMI REZONÁTORY S PROKOVY NA SUBSTRÁTU FR4.	39
TAB. 6: ROZMĚRY FILTRU SE TŘEMI REZONÁTORY NA SUBSTRÁTU 25N S KONZISTENTNÍMI BOČNÍMI STĚNAMI.	42
TAB. 7: ROZMĚRY FILTRU SE TŘEMI REZONÁTORY NA SUBSTRÁTU 25N S PROKOVY.	43

ÚVOD

Technologie SIW se jeví jako nejslibnější z technologií pro implementaci mikrovlnných integrovaných obvodů a systémů pro toto desetiletí [1]. Komponenty ale i celé struktury založené na technologii SIW lze aplikovat v kmitočtovém pásmu od jednotek až po stovky GHz. Tyto komponenty a struktury tak naleznou uplatnění v široké škále aplikací jakými jsou např. bezdrátové sítě, automobilové radary a biomedicínské přístroje.

SIW komponenty jsou kompaktní, lehké, snadno realizovatelné a levné. Ve vztahu k vedením vlnovod integrovaný do substrátu rovněž uchovává většinu z výhod klasických kovových vlnovodů. Jmenovitě kompletní stínění, nízké ztráty a vysoké činitele jakosti [1]. Tím získává výhodu v porovnání s ostatními typy pasivních hybridních mikrovlnných integrovaných vedení.

Výraznou předností technologie SIW je možnost realizace kompletního obvodu v planární formě (zahrnující jednak planární obvody, vedení, aktivní prvky a antény) standardní technikou výroby plošných spojů a dalších procesů výroby planárních struktur. Díky tomu se v obvodu nenacházejí žádné přechody mezi prvky vyrobenými odlišnou technologií, což vede k redukci ztrát a parazitních jevů. Díky těmto vlastnostem lze koncept zvaný *System-in-package* (SiP) rozšířit na koncept *System-on-Substrate* (SoS), který reprezentuje ideální platformu pro vývoj cenově dostupných, jednoduše realizovatelných a vysoce výkonných mikrovlnných systémů v planární formě [1].

Navrhovaný filtr je typu pásmová propust a po dohodě s vedoucím práce bude struktura řešena jako rezonátor, resp. soustava rezonátorů spojená do kaskády, kdy vstup i výstup bude tvořen nesymetrickým mikropáskovým vedením s impedancí $50\ \Omega$.

V první kapitole této práce je prezentován vlnovod integrovaný do substrátu (anglicky *Substrate Integrated Waveguide* - SIW). Vzhledem k dlouhému českému názvu bude v dalších částech práce použito výše uvedených třech písmen – SIW. Ve druhé kapitole jsou popsány přechody mezi tímto vlnovodem a dvěma typy běžně používaných planárních typů vedení, kterými jsou nesymetrické mikropáskové vedení a zemněný koplanární vlnovod. Třetí kapitola je věnována problematice návrhu filtrů. Ve čtvrté kapitole je proveden návrh filtru včetně vynešení závislostí parametrů za pomoci analýzy v EM simulátoru. Pátá kapitola pak popisuje analýzu filtru integrovaného do substrátu FR4. Šestá kapitola analyzuje filtr na substrátu ARLON 25N. Závěrečná kapitola obsahuje výsledky měření obou filtrů.

1 VLNOVOD INTEGROVANÝ DO SUBSTRÁTU

Za rozvojem vlnovodu integrovaného do substrátu stojí snaha získat malou komponentu, která bude schopna pracovat v mikrovlnném frekvenčním pásmu a bude vyráběna osvědčeným a nenáročným technologickým procesem nejlépe v planární formě.

Pro tento účel se nabízela jiná řešení. Ovšem problémem mikropáskového vedení, ale např. i koplanárního vlnovodu, které by plnily tento účel, je vyzařování elektromagnetického pole do okolního prostoru. V mnohých aplikacích je toto vyzařování nežádoucí.

Pozornost se obrátila ke klasickému kovovému vlnovodu obdélníkového průřezu, který má lepší přenosové charakteristiky než výše zmíněná přenosová vedení, protože netrpí problémem elektromagnetického vyzařování. Implementace klasického vlnovodu do substrátu ovšem narážela na dva základní problémy. Prvním je značný rozměr takového vlnovodu, kdy v průřezu jsou nejmenší rozměry běžně v jednotkách milimetrů i pro vysoké kmitočty, což je pro tyto aplikace nevyhovující. Druhým problémem je fakt, že tento vlnovod musí být tvořen i bočními vodivými stěnami. Při úmyslu transformace obdélníkového kovového vlnovodu do substrátu je logickou překážkou vytvoření vertikálních bočních kovových stěn, které nemohou být vyrobeny standardní technikou výroby plošných spojů. Tento problém byl vyřešen a princip je popsán v podkapitole 1.2.

Možnost implementace vlnovodu do substrátu je pak úzce spjata s použitím vhodného dielektrického materiálu (substrátu).

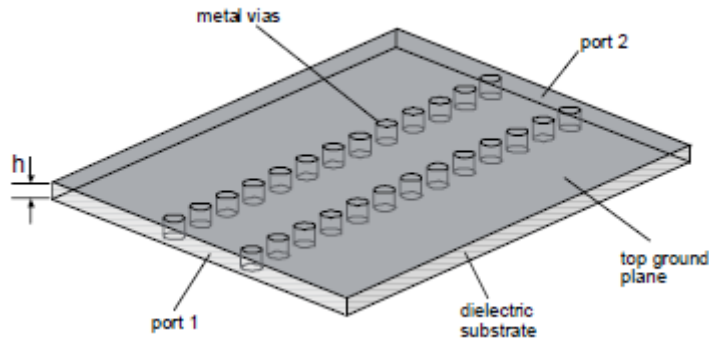
1.1 Výběr substrátu

Výběr vhodného substrátu hraje významnou roli v dosažení požadovaných vlastností vlnovodu SIW. Pozornost by měla být soustředěna především na níže uvedené vlastnosti substrátu [2]:

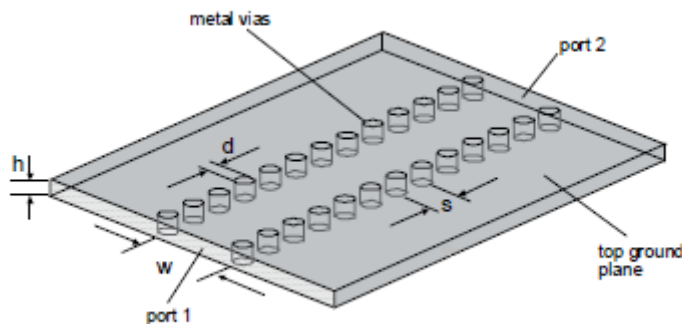
- relativní permitivita ϵ_r (konstantní v použitém rozsahu kmitočtů),
- malý ztrátový činitel $\tan \delta$ (kmitočtová, teplotní stálost),
- homogennost,
- izotropnost,
- vysoká tepelná vodivost,
- rozměrová stabilita (teplotní, vlhkostní, vlivem stárnutí apod.),
- schopnost povrchové metalizace,
- adheze (přilnavost) vůči nanášeným kovům,
- konstantní tloušťka podložky,
- hladký povrch,
- dobré fyzikální, mechanické a chemické vlastnosti (pevnost, křehkost, pružnost, opracovatelnost).

1.2 Struktura vlnovodu SIW

Obecná struktura vlnovodu SIW je na obr. 1. Základ tvoří planární dielektrický substrát o výšce h s uzemněnou vrchní vodivou vrstvou. Strukturu pak dotváří prokovy (v anglické literatuře označované např. jako *metal vias* nebo *via-holes*), které tak elektricky spojují vrchní a spodní vodivou stranu. Jednotlivé prokovy mají mezi sebou (obvykle) konstantní rozestupy (označované v anglické literatuře často jako *Pitch Size*). Všechny struktury jsou porty, pomocí kterých se připojuje vlnovod do řetězce zpracovávající signál.



Obr. 1: Obecná struktura vlnovodu integrovaného do substrátu (převzato z [1]).



Obr. 2: SIW vlnovod s rozměry (převzato z [1]).

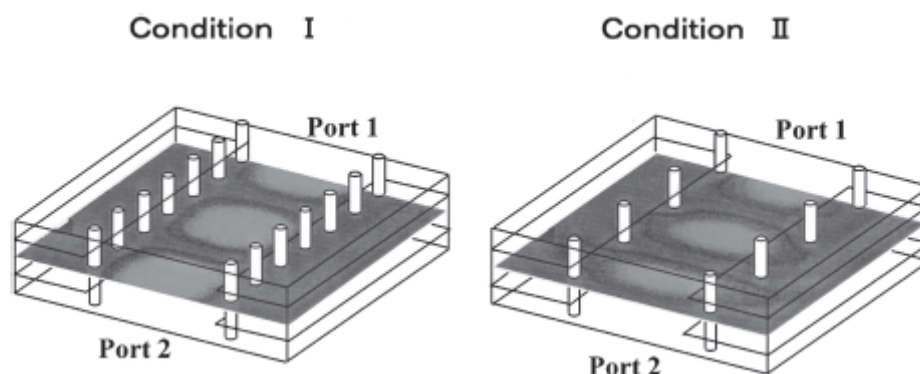
Obr. 2 pak vedle výšky substrátu h ukazuje další rozměry, které jsou určující při návrhu vlnovodu SIW. Průměr prokovu je dán velikostí d . Rozestupy mezi prokovy jsou dány parametrem s a jsou měřeny od středu jednotlivých prokůvů. Podobně tomu je tak v případě šířky vlnovodu w .

V jedné z prvních prací zabývajících se takto integrovaným vlnovodem je nastíněn postup výroby technikou LTCC (*low-temperature co-fired ceramic fabrication process*). V první řadě je zhotoven substrát určitých vlastností. Dále se vytvoří prokovy v místech návrhu. Na substrát jsou pak nanášeny vodivé vrstvy za použití metalizované pasty. Následně jsou vodivé vrstvy vypáleny při nastavené teplotě v ochranné atmosféře [3]. Jiným a používanějším možným technologickým procesem je zhotovení standardní technikou výroby desek plošných spojů.

1.3 Šíření vlny vlnovodem

Důležitým faktem, který je blíže vysvětlen v [4], je, že v SIW strukturách se může šířit pouze transverzálně elektrická vlna TE_{n0} , případně TE_{m0} [6]. Na rozdíl od obdélníkového vlnovodu by v SIW vlnovodu docházelo k úniku transverzálně magnetické vlny do okolí.

Následující ukázky šíření elektromagnetického pole vlnovodem jsou převzaty z [3]. Jedná se o vícevrstvou strukturu. Vlnovodem se šíří transverzálně elektrická vlna TE_{10} (s vidy $n = 1$, $m = 0$).



Obr. 3: Šíření vlny TE_{10} ve vlnovodu na $f = 60$ GHz pro různé vzdálenosti prokův [3].

Výsledky byly obdrženy modelováním při respektování následujících podmínek: kovy jsou považovány za ideální vodič; dielektrické konstanty jsou nastaveny takto: relativní permitivita je $\epsilon_r = 5,0$ a činitel dielektrických ztrát $\tan \delta = 0,0008$. Modelování probíhalo na frekvenci $f = 60$ GHz. Průměr prokův je 0,1 mm. Cílem simulace bylo zjištění dopadu různých vzdáleností průchodek (*Via-hole Pitch Size*) na šíření vlny vlnovodem, když v prvním a druhém případě byly vzdálenosti následující:

- v prvním případě (*Condition I*) byla vzdálenost 0,52 mm;
- ve druhém (*Condition II*) 1,04 mm.

Obr. 3 ukazuje rozložení pole v H-rovině a vyplývá z něj očekávaná skutečnost, že elektrické pole „nevytéká“ z vlnovodu v případě, kdy mají prokůvy menší vzájemné rozestupy. Modelováním byla stanovena kvalitativní podmínka, kdy vzdálenost prokův v řadě musí být menší čtvrtině vlnové délky procházející vlny pro případ 1 z obr. 3.

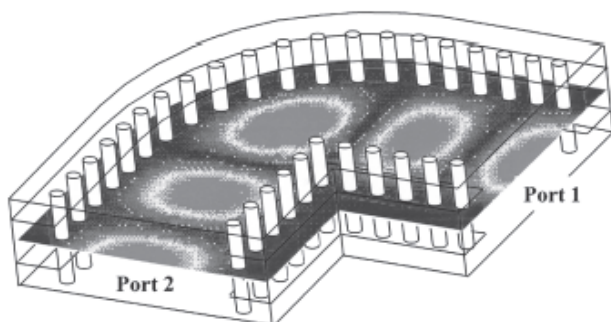
Dalším kvalitativním ukazatelem je stanovení hodnot S-parametrů (rozptylových parametrů). V [3] byla sledována změna S-parametrů v závislosti na rozstupech prokův. Tab. 1 sleduje parametr odraz na vstupu (S_{11}) a také přenos vlnovodu (S_{21}) vyjádřených v decibelech. Z tab. 1 pak vyplývá, že s rostoucím rozstupem prokův značně roste útlum vlnovodu a dochází k výraznějšímu odrazu vlny na vstupu vlnovodu.

Tab. 1: Sledování parametrů S_{11} a S_{21} v závislosti na rozstupech prokův.

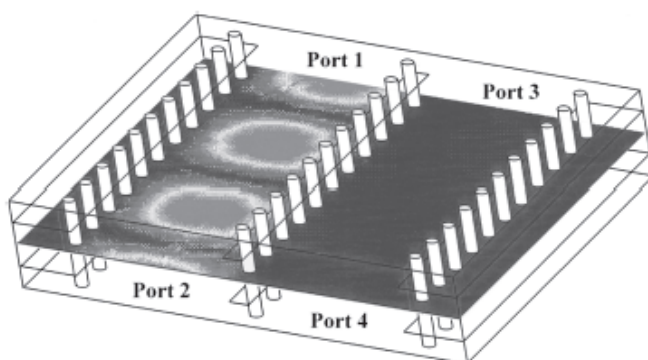
Rozstup prokův	[mm]	0,26	0,52	0,78	1,04
S-parametr	S_{21} [dB]	-1,1	-1,8	-3,4	-8,6
	S_{11} [dB]	-23,3	-17,5	-14,5	-13,7

Ukázky šíření vlny v některých specifických tvarech vlnovodu jsou pak zachyceny na obr. 4 a obr. 5. Výsledky modelování platí pro $f = 77$ GHz, vzdálenost středu prokův je 0,26 mm.

Pomocí SIW lze tedy realizovat specifické tvary vedení podobně jako u jiných planárních nebo uniplanárních typů vedení, např. mikropáskového vedení.



Obr. 4: Šíření vlny TE_{10} v pravoúhlém provedení vlnovodu (převzato z [3]).



Obr. 5: Oddělení procházející vlny při umístění dvou vlnovodů na desku (převzato z [3]).

1.4 Výpočet parametrů vlnovodu, vlastnosti vlnovodu

Jak bylo zmíněno v podkapitole 1.3, tak v SIW vlnovodu se mohou šířit pouze módy TE_{n0} . V [4] byla sledována závislost útlumu na frekvenci pro různě buzené módy ve vlnovodu. Byla tak sledována závislost útlumu na frekvenci pro vlny TE_{10} , TE_{20} a TE_{30} . Užitím numerických metod, jako je metoda konečných diferencí ve frekvenční oblasti, bylo výpočtem zjištěno, že útlum je vždy větší pro nižší frekvence, kdy s rostoucí frekvencí klesá (až od jisté hodnoty útlum opět roste) a navíc roste se vzestupným módem.

Následující rozbor a vztahy byly odvozeny na základě podobnosti klasického obdélníkového vlnovodu a vlnovodu SIW [4].

Je uvažována konfigurace SIW struktury z obr. 6. Parametry jsou voleny následovně: $\epsilon_r = 2,33$; $d = 0,8$ mm; $s = 2,0$ mm; $w = 7,2$ mm a $h = 0,508$ mm.

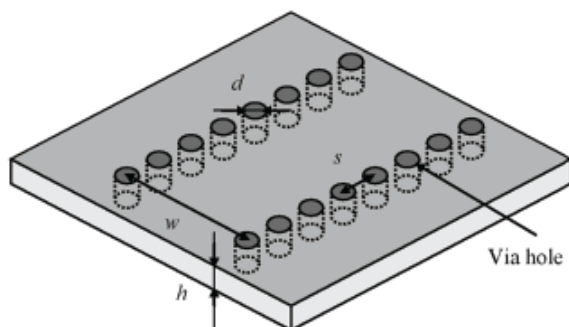
Na obr. 7 je vyobrazeno šíření vlny obdélníkovým vlnovodem. Pokud uvážíme podobnost mezi obdélníkovým vlnovodem a vlnovodem SIW, pak můžeme také za pomoci obr. 8 stanovit přibližně koeficient vyjadřující míru úniku [4]:

$$R_{leak} = 1 - \frac{d}{s \cdot \cos \theta}, \quad \theta < \theta_c, \quad (1.1)$$

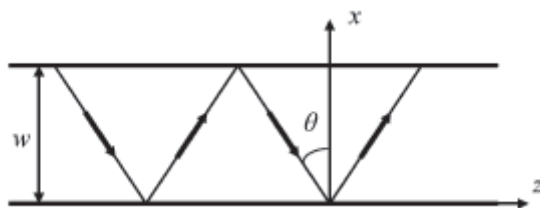
kde $\cos\theta$ můžeme za pomoci obr. 7 přibližně vyjádřit takto [4]:

$$\cos\theta = \frac{n\lambda}{2w}, \quad (1.2)$$

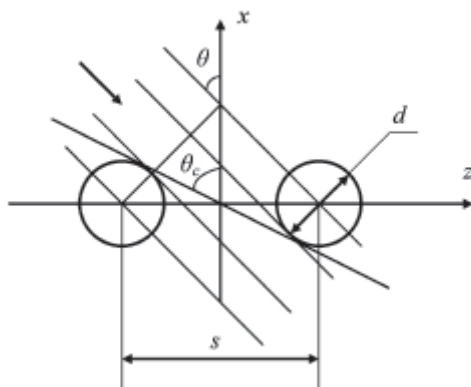
kde n vyjadřuje vid vlnovodu, w je velikost příčného rozměru vlnovodu a λ je vlnová délka procházející vlny.



Obr. 6: Řešená struktura SIW vlnovodu (převzato z [4]).



Obr. 7: Šíření vlny vlnovodem (pro módy TE_{n0}) (převzato z [4]).



Obr. 8: Rozptyl u dopadající vlny na průchodky tvořící bočnici SIW (převzato z [4]).

Z těchto vlastností lze vyvodit důležité praktické závěry. Prvně, pokud roste frekvence, pak se zvýší únik, když úhel dopadu zůstane nezměněn. Nicméně samotný úhel θ poroste s rostoucí

frekvencí. To vede k poklesu koeficientu úniku R_{leak} , zvláště když úhel θ je v rozmezí 15° až 50° . Vliv úhlu dopadu je tak na míru útlumu větší než vliv frekvence zvláště nad nižším frekvenčním pásmem. Úhel θ dále klesne, když vzroste řád vidu n . To vede k růstu R_{leak} a míra útlumu tak roste společně s tím jak roste n . Vzhledem k diskrétním změnám n , vyjma velmi malého rozestupu s , tak míra útlumu poroste velmi příznačným způsobem [4].

V případě, že je zvětšen průměr prokovu d , by měl být poměr s/d zmenšen, aby byly redukovány ztráty vyzářením. Nicméně pokud je poměr d/w poměrně velký, větší d a menší s má za následek degradaci rozptylové charakteristiky SIW vlnovodu [4]. Proto by měl být poměr d/w co nejmenší. Pro řešení uvedené ve [4] se uvažují poměry $s/d < 2,0$ a d/w menší než $1/5$.

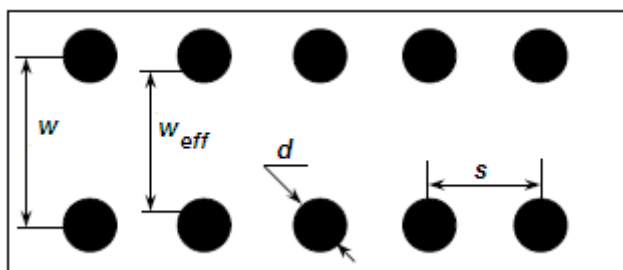
w_{eff} je ekvivalentní šířka SIW vlnovodu a její hodnota se pohybuje v rozmezí hodnot w a $(w-d)$. Její výpočet lze vyjádřit vztahem [4]:

$$w_{eff} = w - \frac{d^2}{0,95 \cdot s}. \quad (1.3)$$

Význam jednotlivých rozměrů je uveden výše. Nicméně vztah (1.3) je zatížen chybou v případě, kdy s je většího rozměru. Pro přesnější výpočet efektivní šířky w_{eff} lze použít následující vztah [4]:

$$w_{eff} = w - 1,08 \cdot \frac{d^2}{s} + 0,1 \cdot \frac{d^2}{w}. \quad (1.4)$$

Tato rovnice je velmi přesná za předpokladu, že s/d je menší než 3 a d/w je menší než $1/5$.



Obr. 9: Rozměr w_{eff} ve vlnovodu SIW.

Obecný postup návrhu vlnovodu může být pak následující [4]:

1. Zvolíme s/d ($<2,0$).
2. Zvolíme d/w ($<1/5$).
3. Vypočteme w_{eff} podle pracovní frekvence.
4. Vypočteme w podle (1.3) nebo (1.4).
5. Vypočteme d a s podle poměru d/w a s/d .

V případě, že je d/w menší než $1/8$, lze doporučit jednodušší způsob návrhu.

Při uvažované mezní frekvenci lze spočítat šířku vlnovodu takto [4]:

$$w = \frac{c}{2f_l \sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta}, \quad (1.5)$$

kde f_l je mezní frekvence. Je vhodné volit úhel okolo 30° jako kritickou hodnotu. Postup návrhu je pak následující [4]:

1. Zvolíme s/d ($<2,5$).
2. Zvolíme d/w ($<1/8$).
3. Zvolíme úhel dopadu větší nebo roven 30° a vypočteme w ze (1.5).
4. Vypočteme d a s podle d/w a s/d .

Poměr d/w by měl být při návrhu pokud možno větší než $1/5$, protože jinak se můžeme setkat s problémy při realizaci návrhu. Pokud tedy zvětšíme d/w , je potřeba poměr s/d zmenšit.

2 PŘECHODY MEZI SIW A STANDARDNÍMI TYPY VEDENÍ

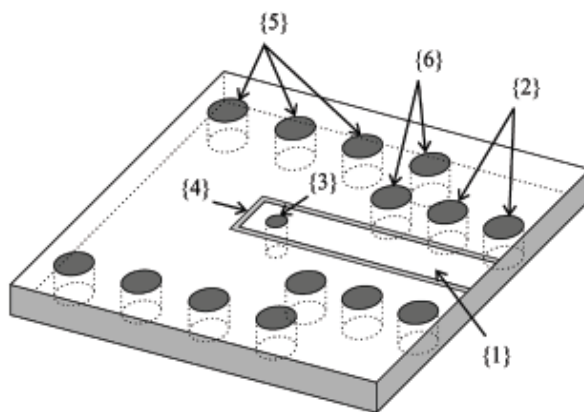
Tato část popisuje přechody mezi vlnovodem SIW a často používanými planárními typy vedení.

2.1 Přechod uzemněný koplanární vlnovod (GCPW) – SIW vlnovod

Koplanární vlnovody jsou realizovány jak v planární, tak i v uniplanární formě vedení. Struktura koplanárního vlnovodu tak může být totožná s planární strukturou vlnovodu SIW. Pokud uvažíme uniplanární typ vedení, např. mikropáskové vedení, pak narážíme na problém vysokých ztrát při přechodu z mikropáskového vedení na vedení SIW. Aby byly tyto ztráty redukovány, je nutné zvětšit tloušťku dielektrika mikropáskového vedení, což vede k nevhodné změně impedance mikropáskového vedení [5]. Řešením může být použití vícevrstvého mikropáskového vedení, nicméně výrobní proces je náročnější a tudíž dražší. Naopak uzemněný koplanární vlnovod tímto problémem netrpí. U koplanárního vlnovodu je tloušťka substrátu v souladu s požadavky na ztráty a navíc jsou jeho elektrické vlastnosti téměř nezávislé na tloušťce dielektrika. To umožňuje redukovat ztráty v SIW vlnovodu a získat požadovanou impedanci pro planární přenosové vedení [5].

2.1.1 Mechanismus přenosu a buzení

Popis jednotlivých částí přechodu mezi vlnovody, jejichž význam bude vzápětí vysvětlen, je na obr. 10. Vazební mechanismus mezi uzemněným koplanárním vlnovodem (GCPW – *Grounded Coplanar Waveguide*) a SIW vlnovodem je zobrazen na obr. 11.

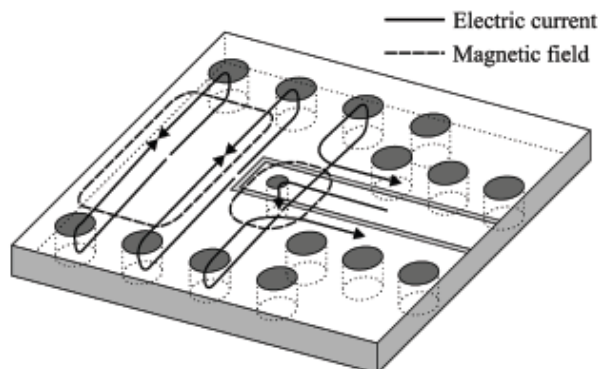


Obr. 10: Popis jednotlivých částí přechodu GCPW - SIW (převzato z [5]).

Charakteristická impedance a míra přenosu vlnovodu GCPW bude označena jako Z_{GCPW} a β_{GCPW} (přidržen se původního označení ve zdrojové literatuře).

Vstupem přechodu je GCPW, který je označen číslem {1}. Šířící se vlna se ovšem může v této struktuře objevit v podobě nežádoucích módů. Tomu se zabrání doplněním dvou řad prokůvů na každé straně koplanárního vlnovodu. V obr. 10 jsou označeny číslem {2}. Jde o běžný

způsob potlačení těchto nechtěných vidů [5]. Prokovy musí být umístěny v blízkosti koplanárního vlnovodu tak, aby se zabránilo rezonanci v provozním pásmu. Výsledné vazby mezi GCPW a SIW vlnovodem je pak dosaženo s pomocí prokovu označeným číslem {3}.



Obr. 11: Vazební mechanismus přechodu GCPW – SIW (převzato z [5]).

Princip vazebního mechanismu pak spočívá v tom, že proud tekoucí koplanárním vlnovodem prochází skrz prokov {3}, čímž vzniká magnetické pole, které odpovídá transversálně elektrické vlně TE_{10} .

K funkčnímu přechodu mezi koplanárním vlnovodem a vlnovodem SIW je potřeba vložit úzké přenosové vedení {4} mezi rozpojený obvod (GCPW) a spojovací prokov {3}. Důvodem je fakt, že pokud by byl koplanární vlnovod jednoduše oddělen, docházelo by k parazitnímu jevu, který souvisí s reaktancí odpojeného GCPW.

Vlnovod SIW je pak standardně ohraničen dvěma řadami prokův označenými číslem {5}. Díky této skutečnosti pak může být SIW vlnovod modelován jako obyčejný obdélníkový vlnovod. Tento vlnovod je pak popsán obdobně jako koplanární vlnovod pomocí charakteristické impedance a míry přenosu Z_{SIW} a β_{SIW} .

Zkrat realizovaný v H-rovině vlnovodu zakončuje SIW s pomocí prokův označených číslem {6}. Elektrická délka takto vytvořeného zkratovacího pahýlu musí být rovna čtvrtině vlnové délky pro případné dosažení nekonečné impedance na referenční rovině spojovacího prokovu [5].

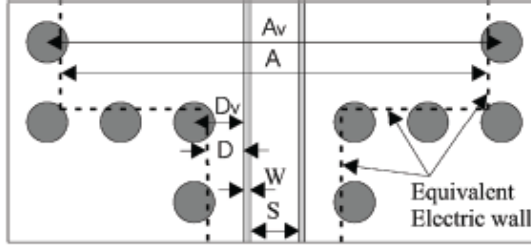
2.1.2 Náhradní model přechodu

Náhradní model přechodu lze rozdělit do čtyř částí, které jsou na obr. 13.

Model na obr. 13(a) postihuje induktivní vlastnost prokovu umístěného ve středu SIW vlnovodu. Aby mohl být SIW modelován jako obdélníkový vlnovod, musí platit, že vzdálenost sousedních prokův bude menší dvojnásobku jejich průměru [5]. Kromě toho musí být průměr prokův malý ve srovnání s délkou vlny ve vlnovodu. Náhradním modelem je tedy T-článek s dvěma kapacitami a jedním induktorem.

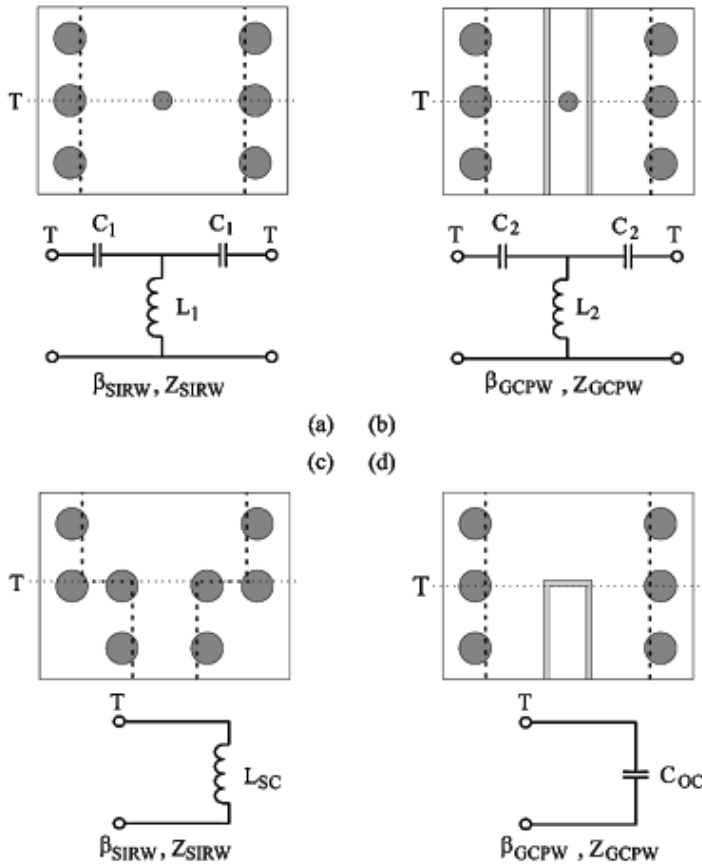
Model na obr. 13(b) modeluje induktivní vlastnosti prokovu ve středu uzemněného koplanárního vlnovodu. Náhradním modelem je opět T-článek s dvěma kapacitami a jedním induktorem. Hodnota indukce pro indukty z obou obrázků je totožná. Hodnotu C_2 lze pak vypočítat z hodnoty C_1 (obr. 13a) a rozměrů uvedených v obr. 12 pomocí následujícího vztahu [5]:

$$C_2 = C_1 \frac{S}{A}. \quad (2.1)$$



Obr. 12: Přechod SIW vlnovod – uzemněný koplanární vlnovod a uvažované rozměry [5].

Obr. 13(c) pak vyjadřuje zkratovací část vlnovodu SIW. Ekvivalentním obvodem je v tomto případě pouze induktor.



Obr. 13: Obvody modelující jednotlivé části přechodu. (a) Indukční prokov ve středu SIW. (b) Indukční prokov ve středu GCPW. (c) Zkrat vlnovodu SIW realizovaný diskontinuitou v H-rovině. (d) Rozpojený GCPW (převzato z [5]).

Obr. 13(d) simuluje odpojený koplanární vlnovod, jehož náhradním modelem je kapacitor. Kombinací všech těchto částí obdržíme odpovídající výsledný obvod, který je na obr. 14(a).

Hodnota kapacity C_{OC} z obr. 13(d) je ovlivněna pozicí a průměrem spojovacího prokovu {3}. Tato kapacita kombinovaná s přenosovým vedením l_{GCPW} a kapacitou C_2 se musí chovat jako rozpojený obvod [5].

Hodnota indukce L_{SC} je ovlivněna vlnovodem GCPW. Ovšem indukce L_{SC} kombinována s přenosovým vedením l_{GCPW} a kapacitou C_1 se musí chovat jako ideální čtvrtvlnný zkratovací pahýl [5].

Díky výše uvedeným vlastnostem lze celkové náhradní schéma z obr. 14(a) zjednodušit, a tak obdržet schéma z obr. 14(b). Délka pahýlu $l_{\lambda/4}$ je rovna čtvrtině vlnové délky na střední frekvenci f_0 . Vstupní impedance z obr. 14(b) je dána vztahem [5]:

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_1 + \frac{1}{(Y_A + Y_B)}, \quad (2.2)$$

kde

$$Y_A = \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_1} + Z_{SIRW}} \quad \text{a} \quad Y_B = \frac{1}{jZ_{SIRW} \tan(\beta_{SIRW} l_{(\lambda/4)})}. \quad (2.3)$$

2.1.3 Postup návrhu

Velmi důležitým faktorem při návrhu přechodu mezi koplanárním vlnovodem a vlnovodem SIW je výběr vhodného substrátu, který umožní, že koplanární vlnovod i vlnovod SIW budou mít stejnou impedanci. Dále by u koplanárního vlnovodu GCPW měl být respektován poměr [5]:

$$0,2 \leq \frac{S}{S + 2W} \leq 0,8. \quad (2.4)$$

Vztah (2.4) a vhodná impedance substrátu spolu s limity výrobního procesu jsou určujícími hledisky pro realizovatelnou hodnotu impedance vlnovodu GCPW. Pro technologii výroby plošných spojů jsou realizovatelné hodnoty impedancí vyznačeny v grafu na obr. 15.

Změny impedance v obdélníkovém vlnovodu klesají společně s frekvencí. Proto souvisí přenosová šířka pásma s šířkou vlnovodu [5]. Optimální přenosová šířka pásma je dána vztahem [5]:

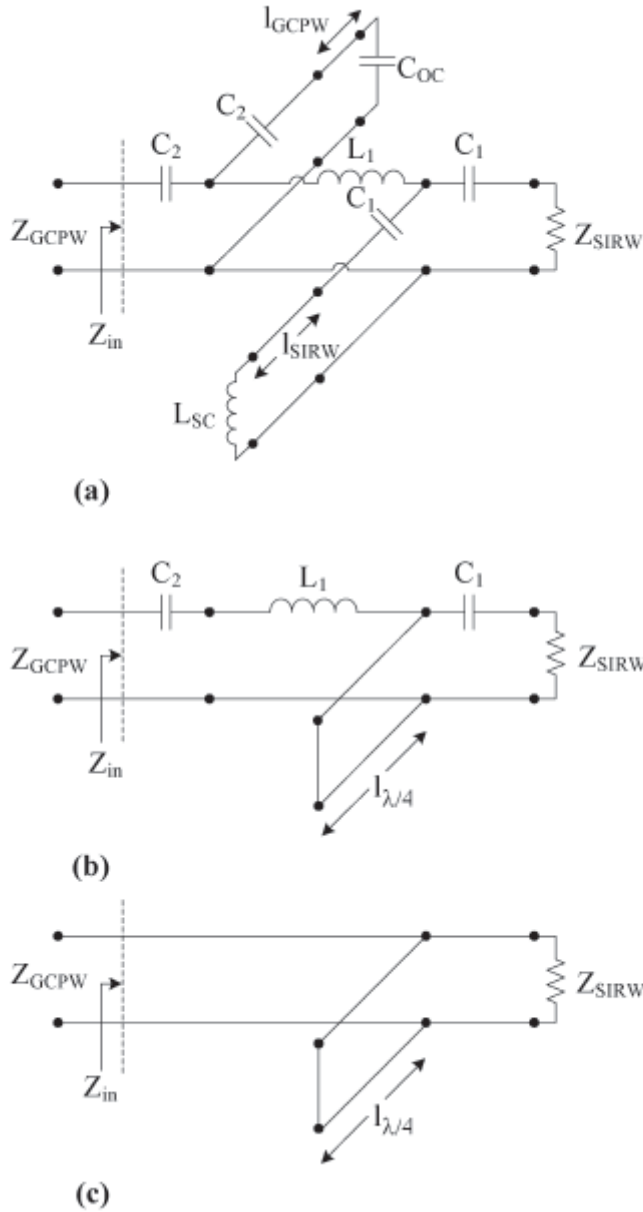
$$S_{11opt} = \frac{(Z_{SIRW} \parallel jZ_{SIRW} \tan(\beta_{SIRW} l_{\lambda/4})) - Z_{GCPW}}{(Z_{SIRW} \parallel jZ_{SIRW} \tan(\beta_{SIRW} l_{\lambda/4})) + Z_{GCPW}}. \quad (2.5)$$

Výsledný ekvivalentní obvod je obr. 14(c).

Na přenosové frekvenci se čtvrtvlnný zkratovací pahýl vlnovodu SIW chová jako odpojený obvod. Na této frekvenci náhradní obvod snižuje impedanci vlnovodu Z_{SIW} v sérii s třemi reaktancemi L_1 , C_1 a C_2 . Pokud je průměr vazebního prokovu zvolen správně, tak tyto tři reaktance splňují podmínku rezonance:

$$\omega L_1 = \frac{1}{\omega C_1} + \frac{1}{\omega C_2}. \quad (2.6)$$

Spojíme-li to s faktem, že $Z_{SIW} = Z_{GCPW}$ na této konkrétní frekvenci, pak je zajištěno, že vstupní činitel odrazu je nula. Pak je vedení přizpůsobeno.



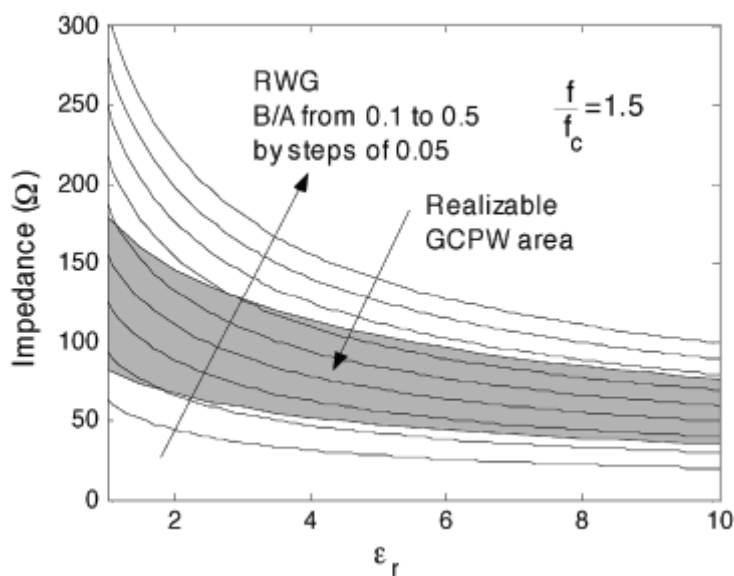
Obr. 14: (a) Náhradní obvod poskládaný z modelujících obvodů na obr. 13. (b) Náhradní obvod uvažovaný s GCPW naprázdno a s ideálním C_2 a s zkratovaným SIW jako ideálním čtvrtvlnným pahýlem. (c) Náhradní obvod použitý k výpočtu s maximální dosažitelnou šířkou pásma pro $L_I = 0$, $C_I = \infty$ a $C_2 = \infty$ (převzato z [5]).

Posledními dvěma zbývajících neznámými pak jsou délka pahýlu l_{GCPW} a délka pahýlu l_{SIW} . Relativně precizním počátečním odhadem se minimalizují [5] parazitní složky indukované na

obou pahýlech ze spojovacího prokovu a vlnovodu GCPW. S pomocí obr. 14(a) pak lze obdržet velmi dobrý odhad délek l_{GCPW} a l_{SIW} . Tyto hodnoty jsou pak doladěny s pomocí simulátoru.

Celý postup návrhu pak může být shrnut do následujících bodů [5]:

- 1) Specifikují se parametry návrhu:
 - f_0 : střední frekvence;
 - ϵ_r : relativní permitivita substrátu;
 - B : tloušťka substrátu.
- 2) Najde se rozměr A k definování obdélníkového vlnovodu na frekvenci f_0 .
- 3) Vypočte se impedance Z_{SIW} .
- 4) Najde se oblast GCPW, která má stejnou impedanci, $Z_{GCPW} = Z_{SIW}$ na f_0 .
- 5) Najde se ideální průměr vazebního prokovu pomocí rovnice (2.6).
- 6) Vypočte se počáteční odhad pro l_{GCPW} a l_{SIW} pomocí náhradního obvodu z obr. 14(a).
- 7) Transformuje se obdélníkový vlnovod na vlnovod SIW.
- 8) Vyladí se obě délky pahýlů pomocí simulátoru.

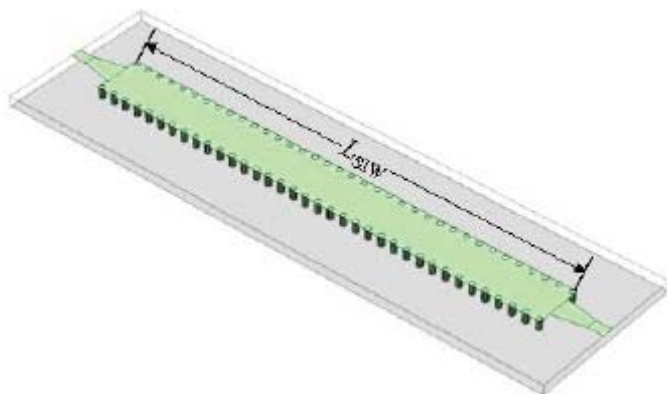


Obr. 15: Hodnoty realizovatelných impedancí pro GCPW a SIW v závislosti na permitivitě substrátu. Impedance SIW je vypočtena jako střední vlnovodová frekvence $f/f_c = 1,5$ (převzato z [5]).

2.2 Přechod SIW vlnovod – mikropáskové vedení

2.2.1 Struktura přechodu, základní vztahy

Struktura přechodu mezi mikropáskovým vedením a vlnovodem SIW je zobrazena na obr. 16. Délka SIW vlnovodu je v obr. 16 definována délkou L_{SIW} .



Obr. 16: Jednovrstvový přechod mezi SIW a mikropáskovým vedením (převzato z [6]).

Detailnější pohled na přechod je pak na obr. 17. Šířka je definována parametrem W_{SIW} . Prokovy mají průměr d a jejich rozestupy jsou definovány rozestupy s od středů jednotlivých proků. Substrát je definován výškou H , relativní permitivitou ϵ_r a ztrátovým činitelem $\tan \delta$.

Zde vypsane vzorce jsou odvozeny opět z podobnosti s obdélníkovým vlnovodem. Počáteční aproximaci pro vnitřní šířku W ($W_{SIW} = W + 2d$, viz obr. 17) je možné získat z požadovaného mezního kmitočtu [6]:

$$W = \frac{c}{2f_{c10}\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (2.7)$$

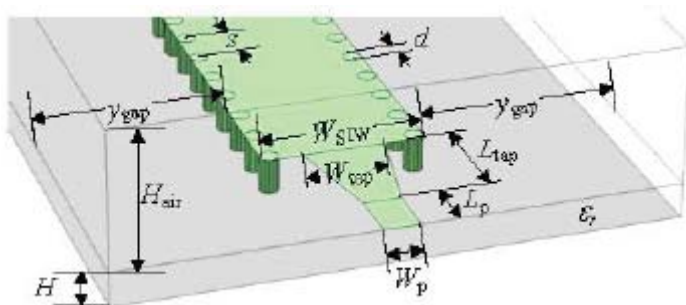
kde f_{c10} je mezní kmitočet vlny TE_{10} a c je rychlost světla ve vakuu.

Efektivní šířka pásma SIW vlnovodu pak bude stanovena pomocí prvního vyššího vidu šířícím se podél SIW, který střídavě zavádí horní hranici pro s a d (aby se předešlo úniku elektromagnetického pole skrz boční stěny SIW při šířce pásma dominantního vidu) [6].

Následující dvě empirická kritéria umožňují stanovit maximální průměr prokovu: $s \leq 2d$ a $d \leq \lambda_g / 5$, kde λ_g je vlnová délka vlny ve vlnovodu. Pak pro průměr prokovu platí [6]:

$$d \leq \frac{2W}{5\sqrt{m^2 - 1}}, \quad (2.8)$$

kde m je vidové číslo vyššího vidu.



Obr. 17: Detailní pohled na přechod (převzato z [6]).

2.2.2 Stanovení zbývajících parametrů přechodu

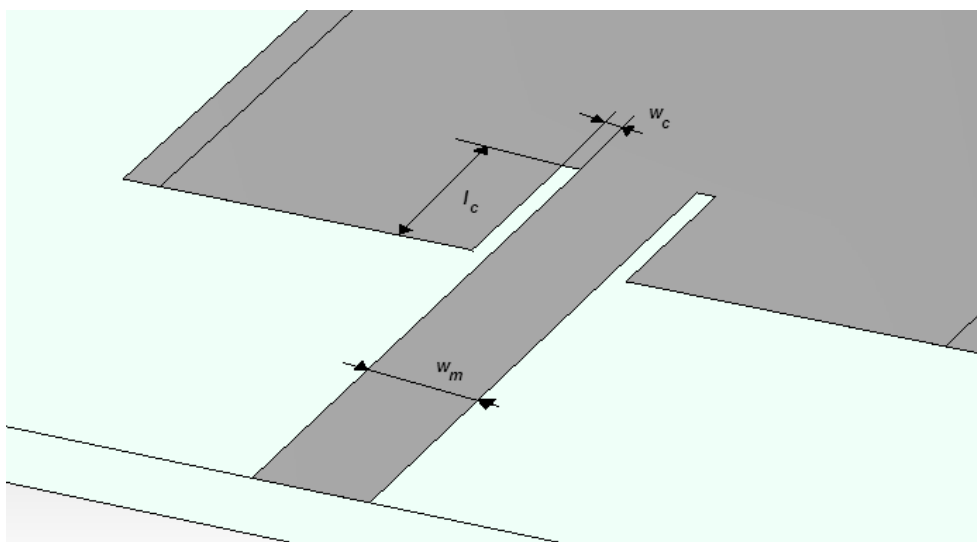
Po vypočtení hodnoty W ze vztahu (2.7) lze stanovit i průměr prokovu pomocí vztahu (2.8).

Šířka mikropáskového vedení W_p by pak měla být stanovena s ohledem na parametr S_{II} . Další rozměry z obr. 17 se obvykle volí jako násobky vypočteného rozměru W [6]. V [6] bylo např. voleno $L_p = 1,5W$, $L_{tap} = 3W$ a $L_{SIW} = 4W$. Pro rozšířený rozměr mikropásku W_{tap} lze pro jednoduchost uvažovat rozměr $W_{tap} = W$. Zbylé rozměry z obr. 17 jsou pak definovány dle požadavku řešitele.

2.2.3 Úprava pro přechod rezonátor – mikropáskové vedení

Vhodný přechod mezi mikropáskovým vedením a rezonátorem SIW je na obr. 18 [9]. U tohoto přechodu je možné změnou rozměrů nastavit externí činitel jakosti rezonátoru, což je důležitý parametr při návrhu vázaných rezonančních obvodů. Tento přechod bude použit při návrhu filtru.

Vedle vypočtené šířky mikropáskového vedení w_m je jeden ze dvou rozměrů l_c nebo w_c volitelný. Druhý z rozměrů je následně ustanoven tak, aby jeho fyzický rozměr odpovídal externímu činiteli jakosti požadované hodnoty.



Obr. 18: Přechod mezi filtrem SIW a mikropáskovým vedením.

3 TEORIE NÁVRHU FILTRU

Tato kapitola popisuje základní pojmy a teorii, jež tvoří základ pro popis a návrh filtrů pracujících v oblasti mikrovln.

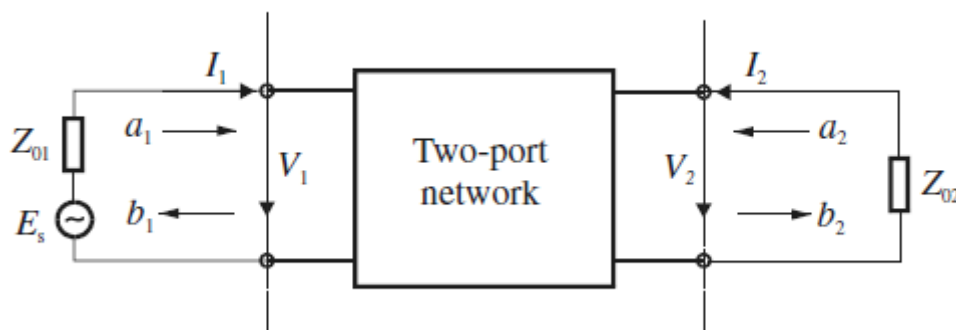
Nejprve budou stručně popsány obvodové veličiny, na jejichž základě lze vyjádřit rozptylové parametry. Ty se používají při analýze mikrovlnných obvodů.

Dále jsou objasněny pojmy, principy a vztahy, které přímo souvisejí s návrhem filtru. Postup návrhu filtru může být popsán takto:

- ustanovení vstupních požadavků na filtr,
- převod filtru na normovanou dolní propust (převod pásmové propusti na normovanou dolní propust),
- výběr aproximující funkce,
- volba řádu filtru,
- zjištění koeficientů normované dolní propusti pro vybranou aproximaci a řád filtru,
- frekvenční transformace z normované dolní propusti na pásmovou propust.

3.1 Obvodové veličiny

Na filtr zpracovávající signál lze pohlížet jako na dvojbran, který je popsán pomocí dopadajících a odražených napětových vln.



Obr. 19: Dvojbran a jeho obvodové veličiny [10].

Obr. 19 znázorňuje dvojbran, kde V_n a I_n představují napětové a proudové proměnné na vstupní, resp. výstupní bráně. Z_{0n} představuje impedanci zdroje, resp. impedanci zátěže. E_s pak představuje zdroj. Proud i napětí jsou komplexními veličinami.

Protože na frekvencích v oblasti mikrovln je velmi obtížné měřit fyzikální veličiny jakými jsou napětí a proud, využívá se k popisu obvodu dopadajících a odražených vln a_n a b_n z obr. 19.

3.2 Rozptylové parametry

Rozptylové parametry dvojbranu lze vyjádřit pomocí dopadající a odražené vlny.

Rozptylový parametr S_{11} má význam činitele odrazu na vstupu dvojbranu [10]:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}. \quad (3.1)$$

Parametr S_{12} pak představuje zpětný přenos, tedy přenos dvojbranu z výstupu na vstup [10]:

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}. \quad (3.2)$$

Parametr S_{21} má význam přímého přenosu od zdroje k zátěži [10]:

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}. \quad (3.3)$$

Rozptylový parametr S_{22} je činitelem odrazu na výstupu dvojbranu [10]:

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}. \quad (3.4)$$

$a_n = 0$ značí dokonalé přizpůsobení na vstupu resp. výstupu dvojbranu. Rozptylové parametry bývají velmi často udávány v decibelech.

3.3 Přenosová funkce

Přenosová funkce dvojbranu je matematickým popisem odezvy dvojbranu. Jmenovitě odezva popsaná činitelem přenosu S_{21} .

Pro pasivní bezetrátový filtr lze přenosovou funkcí definovat jako [10]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)}, \quad (3.5)$$

kde ε je konstanta zvlnění, $F_n(\Omega)$ představuje charakteristickou funkcí a Ω je normovaná úhlová frekvence v radiánech. Normovaná dolní propust má pak mezní frekvenci na frekvenci $\Omega = \Omega_c$ pro $\Omega_c = 1$ (rad/s).

Pro lineární a časově invariantní dvojbran může být přenosová funkce rovněž definována ve formě racionální lomené funkce, tedy podílem dvou polynomů [10]:

$$S_{21}(p) = \frac{N(p)}{D(p)}, \quad (3.6)$$

kde $N(p)$ a $D(p)$ jsou funkcemi komplexní frekvenční proměnné $p = \sigma + j\Omega$.

Kořeny polynomu v čitateli $N(p)$ jsou nazývány nulami přenosové funkce a obdobně kořeny polynomu jmenovatele jsou nazývány póly přenosové funkce činitele přenosu $S_{21}(p)$. Tyto kořeny racionální lomené funkce se zakreslují do komplexní roviny.

Aby byl filtr stabilní, musí se všechny póly nacházet v levé polorovině komplexní roviny nebo na její imaginární ose.

Nalezení realizovatelné racionální lomené funkce, která vytváří odezvu blížící se požadovaným vlastnostem, je nazývána aproximačním problémem [10]. V mnoha případech může být tato racionální lomená funkce (3.6) určena z přenosové funkce (3.5) [10].

Existuje více typů aproximací. Velmi často používanými typy jsou Butterworthova a Čebyševova aproximace. První se používá z důvodu maximálně ploché odezvy v přenosové části kmitočtové charakteristiky. Čebyševovy aproximace se používá z důvodu strmějšího přechodu z propustné do nepropustné části kmitočtové charakteristiky.

3.3.1 Butterworthova odezva

Přenosová funkce Butterworthova filtru, nebo-li filtru s Butterworthovou aproximací, kde mezní úhlová frekvence $\Omega_c = 1$ je dána poklesem o 3 dB, je popsána vztahem [10]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \Omega^{2n}}, \quad (3.7)$$

kde n je řád filtru, který koresponduje s počtem reaktančních prvků normované dolní propusti.

Racionální lomená funkce pak nabývá tvaru [10]:

$$S_{21}(p) = \frac{1}{\prod_{i=1}^n (p - p_i)}, \quad (3.8)$$

kde

$$p_i = j \exp\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right]. \quad (3.9)$$

Pro Butterworthovu aproximaci platí, že všechny nuly jsou v nekonečnu a póly leží na jednotkové kružnici v levé polorovině. Pro modul, určující vzdálenost od středu komplexní roviny, platí $|p_i| = 1$ a vzdálenost pólů na kružnici je dána argumentem $\text{Arg } p_i = (2i-1)\pi/2n$.

3.3.2 Čebyševova odezva

Čebyševova odezva je charakterizována zvlněním v přenosovém pásmu. Na druhou stranu má maximálně strmou odezvu přechodu mezi propustným a nepropustným pásmem.

Přenosová funkce popisující tento typ odezvy je popsána vztahem [10]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)}, \quad (3.10)$$

kde ε je konstanta zvlnění vztažená k poklesu o 3 dB značený L_{Ar} . Pak konstantu zvlnění lze vy-
počítat [10]:

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1}. \quad (3.11)$$

$T_n(\Omega)$ se nazývá Čebyševova funkce prvního druhu n -tého řádu [10] a lze ji definovat jako [10]:

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \Omega) & |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} \Omega) & |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (3.12)$$

Rhodes pak odvodil racionální lomenou funkci ze vztahu (3.10) pro tzv. Čebyševův filtr [10]:

$$S_{21}(p) = \frac{\prod_{i=1}^n [\eta^2 + \sin^2(i\pi/n)]^{1/2}}{\prod_{i=1}^n (p + p_i)} \quad (3.13)$$

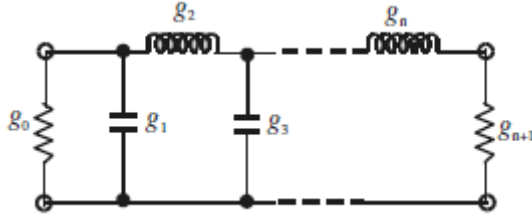
s

$$p_i = j \cos \left[\sin^{-1} j\eta + \frac{(2i-1)\pi}{2n} \right] \\ \eta = \sinh \left(\frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \right) \quad (3.14)$$

Stejně jako u Butterworthovy přenosové funkce jsou všechny nuly funkce $S_{21}(p)$ v nekonečnu. Póly leží na elipse v levé polorovině. Hlavní osa elipsy leží na imaginární ose komplexní roviny a její velikost je $(1+\eta^2)^{1/2}$. Vedlejší osa je pak na reálné ose komplexní roviny a její velikost je η .

3.4 Normovaná dolní propust

Normovaná dolní propust je definována jako filtr typu dolní propust, jejíž obvodové prvky jsou normovány tak, aby vstupní odpor nebo vodivost a mezní kmitočet byly rovny jedné. Jmenovitě $g_0 = 1$ z obr. 20 a $\Omega_c = 1$ rad/s.



Obr. 20: Příklad normované dolní propusti [10].

3.4.1 Butterworthova normovaná dolní propust

Hodnoty prvků pro Butterworthovu normovanou dolní propust mohou být stanoveny takto [10]:

$$\begin{aligned} g_0 &= 1,0 \\ g_i &= 2 \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \quad \text{pro } i = 1 \text{ to } n. \\ g_{n+1} &= 1,0 \end{aligned} \quad (3.15)$$

Řád Butterworthovy normované dolní propusti n , který se určuje pro útlum L_{AS} dB na normovaném kmitočtu potlačení $\Omega = \Omega_S$ pro $\Omega_S > 1$, je možné definovat pomocí vztahu [10]:

$$n \geq \frac{\log(10^{0,1L_{AS}} - 1)}{2 \log \Omega_S}. \quad (3.16)$$

3.4.2 Čebyševova normovaná dolní propust

Pro Čebyševovu normovanou dolní propust danou vztahem (3.10) se zvlněním v propustném pásmu L_{Ar} dB a mezní normovanou frekvencí $\Omega_c = 1$ mohou být koeficienty vypočteny pomocí následujících vztahů [10]:

$$\begin{aligned} g_0 &= 1,0 \\ g_1 &= \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \\ g_i &= \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \cdot \sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]} \quad \text{pro } i = 2, 3, \dots, n, \\ g_{n+1} &= \begin{cases} 1,0 & \text{pro } n \text{ lichý} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{pro } n \text{ sudý} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.17)$$

kde

$$\beta = \ln \left[\coth \left(\frac{L_{Ar}}{17,37} \right) \right]$$

$$\gamma = \sinh \left(\frac{\beta}{2n} \right)$$
(3.18)

Pro požadované zvlnění v propustném pásmu L_{Ar} dB a útlumu na L_{As} dB na normovaném kmitočtu potlačení $\Omega = \Omega_s$ lze stanovit řád Čebyševovy normované dolní propusti dle vztahu [10]:

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{10^{0,1L_{As}} - 1}}{\cosh^{-1} \Omega_s}.$$
(3.19)

3.5 Frekvenční a prvková transformace

Pro obdržení kmitočtových přenosových charakteristik (a případně hodnot prvků filtru) založených na návrhu pomocí normované dolní propusti je třeba provést frekvenční transformaci z frekvenční oblasti Ω do frekvenční oblasti ω , ve které jsou vyjádřeny ostatní typy přenosových kmitočtových charakteristik.

Tato frekvenční transformace má dopad na reaktanční prvky a naopak nemá vliv na čistě odporové prvky.

3.5.1 Transformace na pásmovou propust

Nechť je normovaná pásmová propust převedena na pásmovou propust, kde propustná šířka pásma je definována rozdílem úhlových frekvencí $\omega_2 - \omega_1$, kde ω_2 a ω_1 jsou kmitočty v přenosové charakteristice definovány poklesem o tři decibely.

Frekvenční transformaci lze pak popsat vztahem [10]:

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$
(3.20)

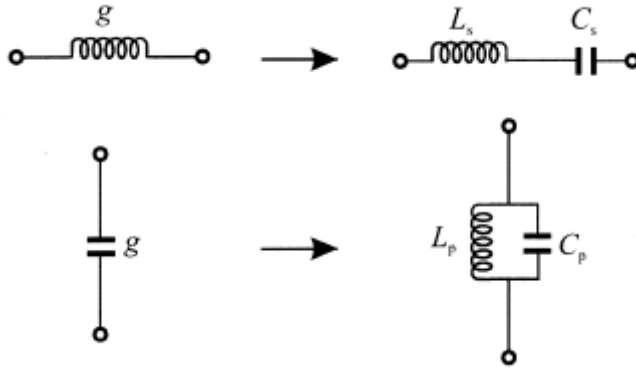
s šířkou pásma vztažené ke střední frekvenci [10]:

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0},$$
(3.21)

kde střední frekvenci lze vyjádřit jako [10]:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}.$$
(3.22)

Je vhodné nastínit i prvkovou transformaci. Viz obr. 21. Z obrázku je zřejmé, že transformaci z normované dolní propusti na pásmovou propust dojde ke zdvojnásobení reaktančních prvků, z čehož plyne, že pásmová propust bude mít dvojnásobný řád filtru normované dolní propusti.



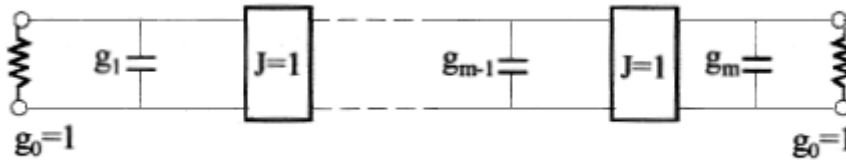
Obr. 21: Prvková transformace z normované dolní propusti na pásmovou propust [10].

3.6 Vázané rezonanční obvody

Vázané rezonanční obvody představují důležitý zástupce v oblasti mikrovlnných filtrů. Návrhová metoda těchto filtrů je založena na vyčíslení činitele vazby vázaných rezonátorů a externích činitelů jakosti vstupního a výstupního rezonátoru.

Vyčíslením těchto činitelů je charakterizováno chování filtru a vzájemné ovlivňování rezonátorů.

Na obr. 22 je prototyp normované dolní propusti pro uvažovaný filtr, jehož syntéza a analýza je popsána dále.



Obr. 22: Prototyp normované dolní propusti pro navrhovaný filtr.

Parametr g_0 představuje vstupní a výstupní impedanci, která je normována na hodnotu 1Ω . Kapacitory g_1 až g_m představují jednotlivé rezonátory a imitační invertory J představující vazby mezi rezonátory jsou normovány rovněž na hodnotu 1Ω .

Pro takto uvažovaný filtr lze pak činitele vazby a externí činitele jakosti vyčíslit pomocí hodnot prvků normované dolní propusti a šířky pásma vztažené ke střední frekvenci [10]:

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW}, \quad Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW}$$

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \text{ pro } i = 1 \text{ do } n-1, \quad (3.23)$$

kde Q_{en} jsou externí činitele jakosti na vstupu a výstupu filtru a $M_{i,i+1}$ jsou činitele vazby vázaných rezonátorů.

Pomocí takto stanovených hodnot se za použití EM simulátoru stanoví fyzické rozměry přechodu mezi rezonátory a přechody mezi vedením a vstupem nebo výstupem rezonátoru.

Činitel vazby mezi rezonátory lze určit z přenosových charakteristik činitele přenosu S_{21} .

Postup uvedený v [10] lze zkráceně popsat takto: v přenosových charakteristikách se určí dvě maxima (filtr s dvěma vázanými rezonátory), které značí frekvence, na kterých rezonátory rezonují.

V případě, kdy jsou rezonátory naladěny na stejnou frekvenci a tudíž fyzické rozměry rezonátorů jsou si rovné, se činitel vazby k stanoví podle vztahu [10]:

$$k = \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2}, \quad (3.24)$$

kde f_{p2} , resp. f_{p1} jsou frekvence s maximy činitele přenosu.

V případě, kdy jsou rezonátory naladěny na různou frekvenci, je činitel vazby vypočten následovně [10]:

$$k = \frac{1}{2} \left(\frac{f_{02}}{f_{01}} + \frac{f_{01}}{f_{02}} \right) \sqrt{\left(\frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \right)^2 - \left(\frac{f_{02}^2 - f_{01}^2}{f_{02}^2 + f_{01}^2} \right)^2}, \quad (3.25)$$

kde f_{02} , resp. f_{01} jsou vypočtené rezonanční frekvence příslušného rezonátoru a f_{p2} , f_{p1} jsou skutečné rezonanční frekvence (maxima odečtená z přenosových charakteristik).

Externí činitel jakosti lze podobně jako vazební činitel stanovit pomocí EM simulátoru.

K určení hodnoty Q_e ze simulace v simulátoru je třeba dvou charakteristik v požadovaném frekvenčním rozsahu. Jedná se o charakteristiky fáze činitele odrazu S_{11} a skupinového zpoždění tohoto parametru.

Postup lze popsat takto [10]: z maximální hodnoty skupinového zpoždění parametru S_{11} se určí fáze φ_0 z fázové charakteristiky, které odpovídá frekvence f_0 . Přičtením a odečtením 90° od této fáze získáme frekvence f_- a f_+ . Jejich rozdíl pak lze označit jako $\Delta f_{\pm 90^\circ}$.

Q_e je pak dáno podílem [10]:

$$Q_e = \frac{f_0}{\Delta f_{\pm 90^\circ}}. \quad (3.26)$$

Činitel jakosti filtru z přenosových charakteristik lze určit pomocí vztahu [11]:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta B}, \quad (3.27)$$

kde f_0 je střední frekvence pásmové propusti a ΔB je šířka pásma filtru definována poklesem o 3 dB vůči maximální hodnotě přenosu.

4 SYNTÉZA FILTRU SIW

4.1 CST Microwave Studio 2010

Na úvod této kapitoly bude stručně popsáno programové prostředí, ve kterém bude filtr modelován.

CST Microwave Studio® je jedním z programů, který se nachází v komplexním balíku CST Studio Suite™ 2010. CST Microwave Studio je software zaměřený na simulace elektromagnetických polí pro analýzy a návrh v mikrovlnném frekvenčním rozsahu.

Uplatnění nalezne např. pro analýzu a návrh zařízení jako jsou antény, filtry, přenosová vedení, vazební členy, konektory, rezonátory apod.

Velkou předností tohoto programu je velmi dobrá kontrola návrhu díky přehlednému grafickému editoru. Poté co je struktura definovaná, je volána plně automatická diskretizační procedura, která zajistí vhodné síťování. Poté je spuštěn simulační proces.

Mezi další výhody se řadí fakt, že software disponuje pěti různými výpočetními technikami, pomocí kterých lze dosáhnout výsledků pro typově rozdílné aplikace v co možná nejkratším výpočtovém čase s relevantním výsledkem.

Obzvláště vhodnou výpočetní technikou pro analyzování chování rezonančních a silně rezonančních struktur je výpočetní technika nesoucí v CST Microwave Studio název Frequency Domain Solver [7].

4.2 Stanovení pracovní oblasti filtru

Pracovní oblast filtru se určí z charakteristiky vlnového čísla dominantního vidu šířícího se vlnovodem SIW, tedy vidu TE₁₀. Vybírá se úsek v lineární části této charakteristiky, ze které se stanoví střední frekvence navrhovaného filtru.

Vlnovod SIW může být nahrazen ekvivalentním obdélníkovým vlnovodem s efektivní šířkou w_{eff} [8], kdy je řada prokůvů nahrazena konzistentní vodivou stěnou. Vlnovod je tak velmi podobný klasickému obdélníkovému vlnovodu, kdy jeho vlnovodné prostředí je tvořeno dielektrickým substrátem s danou relativní permitivitou. Vlnovod pak může být při modelování ohraničen dokonale vodivým prostředím.

Následně simulacemi dvou vlnovodů SIW lišící se délkou, kdy délka prvního vlnovodu je L_1 a fáze v něm sledovaná je φ_1 , délka druhého vlnovodu je L_2 a sledovaná fáze je φ_2 , se pomocí následujícího výpočtu určí vlnové číslo [8]:

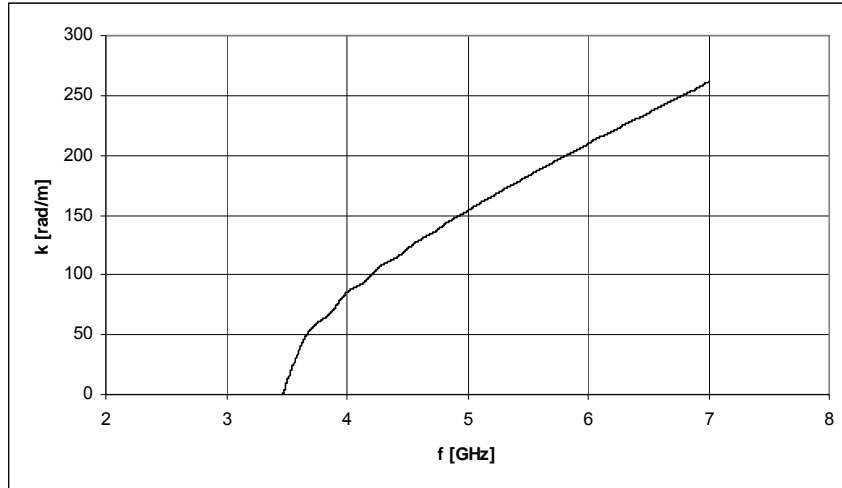
$$k_{SIW} = \frac{|\varphi_1 - \varphi_2|}{|L_1 - L_2|}. \quad (4.1)$$

Vybraný substrát FR4 má tyto vlastnosti (daná měření na $f = 5$ GHz):

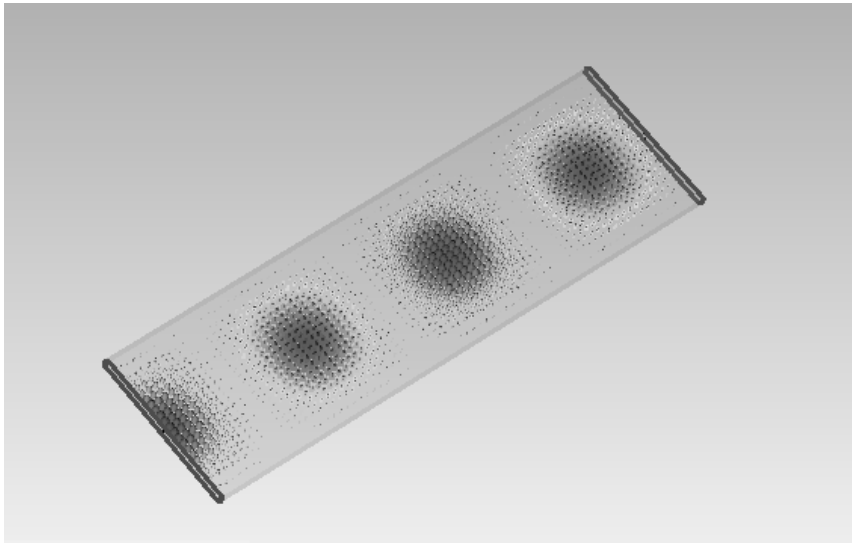
- Relativní permitivita $\varepsilon_r = 4,2$;
- Činitel dielektrických ztrát $\tan \delta = 0,014$;

- Výška substrátu $h = 1,524$ mm;
- Uvažovaná mezní frekvence $f_m = 3,5$ GHz.

Pro simulaci byly zvoleny následující délky vlnovodů: $L_1 = 70$ mm a $L_2 = 60$ mm.



Obr. 23: Závislost vlnového čísla k na frekvenci.



Obr. 24: Šíření vlny TE_{10} vlnovodem s relativní permitivitou $\epsilon_r = 4,2$ a délkou $L_1 = 70$ mm na $f = 5$ GHz.

Výpočtem zbývá určit šířku vlnovodu w_{eff} . Tu lze vyjádřit dosazením výše uvedených parametrů do vzorce (2.9):

$$w_{eff} = \frac{c}{2f_m \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 3,5 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{4,2}} = 20,9 \text{ mm} . \quad (4.2)$$

Z charakteristiky vlnového čísla na obr. 23 je patrné, že od frekvence cca. 4,5 GHz je závislost vlnového čísla na frekvenci lineární. V tomto režimu je žádoucí filtr provozovat. Bylo proto přistoupeno k volbě pracovní (střední) frekvence $f = 5$ GHz.

4.3 Návrh filtru

Vstupní požadavky na filtr jsou pak voleny následovně:

- střední frekvence $f_0 = 5$ GHz;
- propustná šířka pásma filtru $B = 150$ MHz;
- útlum na kmitočtu pásma potlačení $L_{AS} = 20$ dB;
- kmitočet pásma potlačení $f_S = 4800$ MHz;
- je volena Butterworthova aproximace.

V případě, který je uveden výše a kdy je kmitočet potlačení zadán v kmitočtové oblasti $\omega/2\pi$, je nutný jeho přepočet do kmitočtové oblasti Ω , ve které je charakterizována normovaná dolní propust. To lze učinit pomocí vztahu [11]:

$$\Omega_s = \frac{|f_0^2 - f_s^2|}{f_s \cdot B} = \frac{|5^2 - 4,8^2|}{4,8 \cdot 0,15} = 2,72. \quad (4.3)$$

Z kmitočtu potlačení normované dolní propusti a útlumu na tomto kmitočtu lze stanovit řád filtru normované dolní propusti, který bude odpovídat počtu vázaných rezonátorů řazených v kaskádě podobně jako je naznačeno na obr. 22. Dosazením těchto hodnot do vztahu (3.16):

$$n \geq \frac{\log(10^{0,1 \cdot L_{AS}} - 1)}{2 \cdot \log \Omega_s} \geq \frac{\log(10^{0,1 \cdot 20} - 1)}{2 \cdot \log(2,72)} \geq 2,2961 \Rightarrow 3. \text{ řád}. \quad (4.4)$$

Z propustné šířky se určí hodnota parametru FBW , který je potřeba pro výpočet externích činitelů jakosti a činitelů vazby. FBW lze vypočíst dosazením do vztahu (3.21):

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = \frac{2\pi(f_2 - f_1)}{2\pi \cdot f_0} = \frac{2\pi(5,075 - 4,925)}{2\pi \cdot 5} = 0,03. \quad (4.5)$$

Šířka pásma $FBW = 0,03$ tedy odpovídá šířce 3%.

Pro Butterworthovu normovanou dolní propust třetího řádu platí následující hodnoty koeficientů, které lze vypočíst ze vztahu (3.15) nebo je možné je nalézt např. v [10]:

$$\begin{aligned} g_0 &= g_1 = g_3 = g_4 = 1,0000 \\ g_2 &= 2,0000 \end{aligned} \quad (4.6)$$

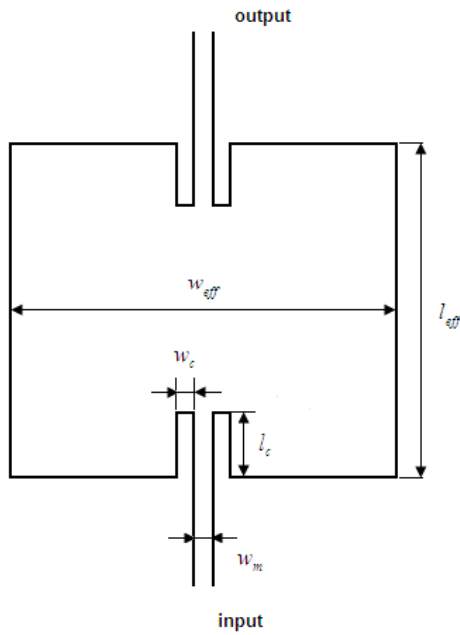
Zbývá určit externí činitele jakosti na vstupu a výstupu filtru a činitele vazby dosazením hodnot ze (4.5) a (4.6) do vztahu (3.23):

$$\begin{aligned} Q_{e1} &= \frac{g_0 g_1}{FBW} = \frac{1 \cdot 1}{0,03} = 33,33 \\ Q_{e3} &= \frac{g_3 g_4}{FBW} = \frac{1 \cdot 1}{0,03} = 33,33 \end{aligned} \quad ; \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned}
M_{1,2} &= \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}} = \frac{0,03}{\sqrt{1 \cdot 2}} = 0,0212 \\
M_{2,3} &= \frac{FBW}{\sqrt{g_2 g_3}} = \frac{0,03}{\sqrt{2 \cdot 1}} = 0,0212
\end{aligned}
\tag{4.8}$$

4.4 Výpočet fyzických rozměrů rezonátoru

Na obr. 25 je zobrazen uvažovaný tvar jednoho rezonátoru s příslušnými rozměry, které budou vypočteny nebo stanoveny pomocí modelování v CST Microwave Studio.



Obr. 25: Tvar motivu rezonátoru integrovaného do substrátu a jeho rozměry.

Efektivní šířku w_{eff} a délku l_{eff} dutinového rezonátoru integrovaného do substrátu lze získat z výpočtu rezonanční frekvence [9]:

$$f_{101} = \frac{c}{2\pi \cdot \sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{w_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{l_{eff}}\right)^2},
\tag{4.9}$$

kde rezonanční frekvence f_{101} je frekvence příslušného dominantního vidu v rezonátoru TE_{101} , c je rychlost světla ve vakuu, μ_r je relativní permeabilita, ϵ_r je relativní permitivita a kde efektivní šířku w_{eff} a efektivní délku l_{eff} lze vyjádřit pomocí vztahu (1.3):

$$w_{eff} = w - \frac{d^2}{0,95s}, \quad l_{eff} = l - \frac{d^2}{0,95s}.
\tag{4.10}$$

w a l v (4.9) jsou skutečná šířka a délka dutiny SIW vlnovodu s prokove. Význam parametrů w

a w_{eff} je patrný z obr. 9. Nejvyšší jakosti pro rezonátor bude dosaženo v případě, kdy bude šířka rezonátoru w rovna délce rezonátoru l . Zbývající rozměry z rovnice (4.10) mají význam průměru průchodek d a odstup mezi sousedními průchodkami s .

Efektivní šířka w_{eff} byla stanovena výpočtem ve vztahu (4.2) na hodnotu 20,9 mm. Známá je i střední frekvence $f_0 = 5$ GHz. Ačkoli je výše uvedená šířka vypočtena pro rozdílnou frekvenci, faktický rozdíl bude pouze v odlišné velikosti efektivní délky l_{eff} .

Efektivní délku rezonátoru stanovíme vyjádřením ze vztahu (4.9):

$$l_{eff} = \frac{\pi}{\sqrt{\left(\frac{f_{101} \cdot 2\pi \sqrt{\epsilon_r \mu_r}}{c}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{w_{eff}}\right)^2}} =$$

$$= \frac{\pi}{\sqrt{\left(\frac{5 \cdot 10^9 \cdot 2\pi \sqrt{4,2 \cdot 1}}{3 \cdot 10^8}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{20,9 \cdot 10^{-3}}\right)^2}} \cong 20,5 mm \quad (4.11)$$

V tomto návrhu je tedy využito efektivní šířky a délky. Je vhodné proto ještě jednou zmínit, že bočnice rezonátoru jsou pak modelovány jako konzistentní boční stěny namísto řady prokův použitých při realizaci. Této substituce lze využít díky výše zmíněné podobnosti SIW vlnovodu s ekvivalentním obdélníkovým vlnovodem. Tato záměna má výhody např. v podobě rychlejšího modelování struktury včetně obdržených výsledků, než kdyby v modelování struktury bylo použito prokův.

Vstupem a výstupem rezonátoru bude nesymetrické mikropáskové vedení s impedancí 50 Ω . Přejed mezi mikropáskovým vedením a rezonátorem byl naznačen na obr. 18. Tento přechod je převzat z [9]. Důvodem použití tohoto přechodu je možnost nastavení hodnoty externího činitele jakosti. Sekundárním důvodem je redukce činitele odrazu na vstupu a výstupu filtru.

Dále je nutné stanovit šířku mikropáskového vedení w_m ze známé hodnoty impedance vedení Z_0 , relativní permitivity substrátu ϵ_r a výšky substrátu h . Podle Wheelerovy aproximace [2]:

$$\frac{w}{h} = \frac{120\pi}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} - \frac{2}{\pi} - \left(\frac{2}{\pi} - \frac{\epsilon_r - 1}{3,7\epsilon_r}\right) \cdot \ln\left(\frac{120\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} - 1 + 1,84 \cdot \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r}\right) \quad \text{pro } w/h \geq 1$$

$$\frac{w}{h} = \frac{120\pi}{50\sqrt{4,2}} - \frac{2}{\pi} - \left(\frac{2}{\pi} - \frac{4,2 - 1}{3,7 \cdot 4,2}\right) \cdot \ln\left(\frac{120\pi^2}{50\sqrt{4,2}} - 1 + 1,84 \cdot \frac{4,2 - 1}{4,2}\right) = 1,9736 \quad (4.12)$$

$$w = h \cdot 1,9736 = 1,54 \cdot 10^{-3} \cdot 1,9736 = 3,0394 mm$$

Jelikož na navrhované střední frekvenci $f = 5$ GHz se začíná uplatňovat disperze základní elektromagnetické vlny v nesymetrickém mikropáskovém vedení, začínají parametry jako délka vlny, konstanta šíření či charakteristická impedance být závislé na kmitočtu [2]. Pro respektování disperze se zavádějí tzv. disperzní modely v nichž se aproximace rozšiřuje i do vyšších kmitočtů zavedením kmitočtové závislé efektivní permitivity $\epsilon_{ef}(f)$ a kmitočtové závislé efektivní šířky pásma $w_{ef}(f)$ [2]. Samotný výpočet pak probíhá pomocí iterační metody, jejíž výpočet je ukončen v případě, kdy se charakteristická impedance rovná požadované hodnotě, nebo hodnotě dostatečně blízké. Počet iteračních kroků může být značný. Proto se používá programů urč-

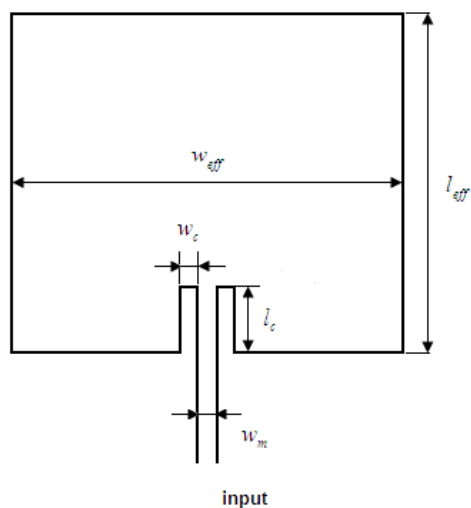
ných k syntéze mikropáskového vedení.

V CST Microwave Studio je dostupná funkce Impedance Calculation pomocí níž lze určit šířku mikropásku. Po zadání výše uvedených hodnot a nastavení frekvence na $f = 5$ GHz, stanoví tato funkce šířku mikropáskového vedení přibližně na 3,1 mm. Tato hodnota bude použita při modelování.

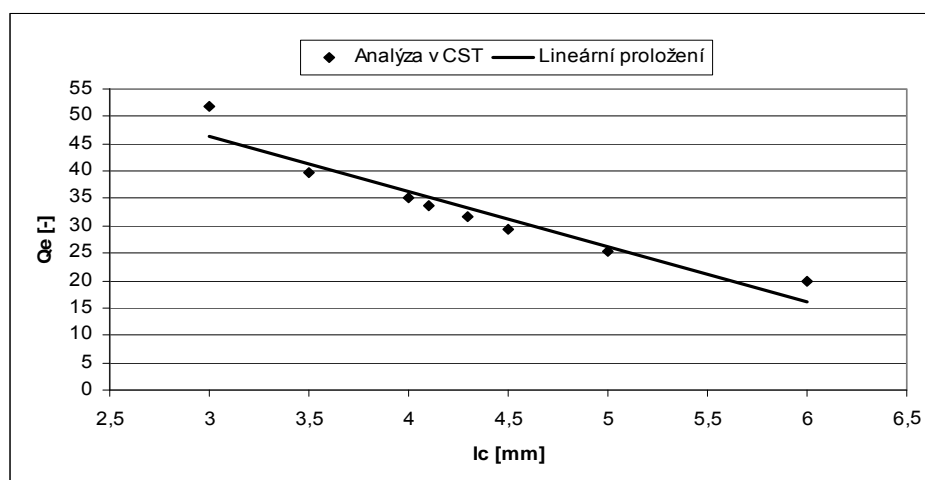
Zbývá určit rozměry w_c a l_c z obr. 25.

4.5 Stanovení závislosti činitele jakosti Q_e na parametru l_c

Ke stanovení externího činitele jakosti je třeba upravit rezonátor do podoby z obr. 26, kdy je zanedbán výstupní port [9]. Popis výpočtu hodnot externího činitele jakosti z frekvenčních charakteristik zjištěných s pomocí EM simulátoru byl popsán v podkapitole 3.6. Jelikož je stanovována závislost parametru l_c na Q_e , je třeba zvolit hodnotu parametru w_c . Byla zvolena hodnota $w_c = 0,5$ mm. Z grafu na obr. 27 lze odečíst $l_c = 4,1$ mm pro vypočtenou hodnotu externího činitele jakosti ze vztahu (4.7).



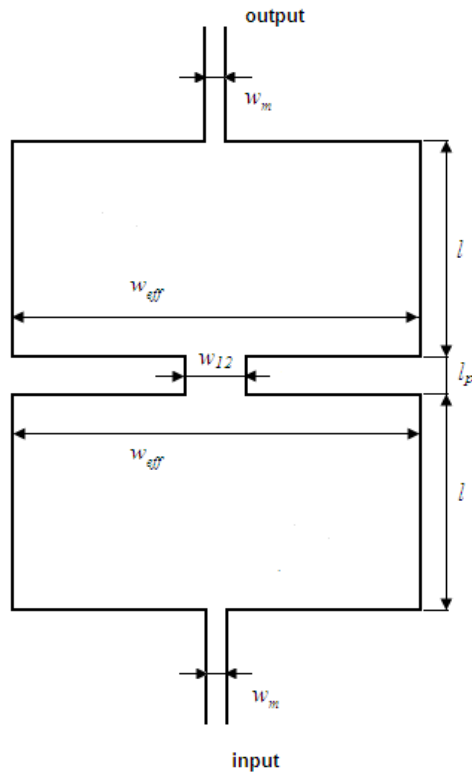
Obr. 26: Rezonátor pro simulaci v CST k určení hodnoty Q_e .



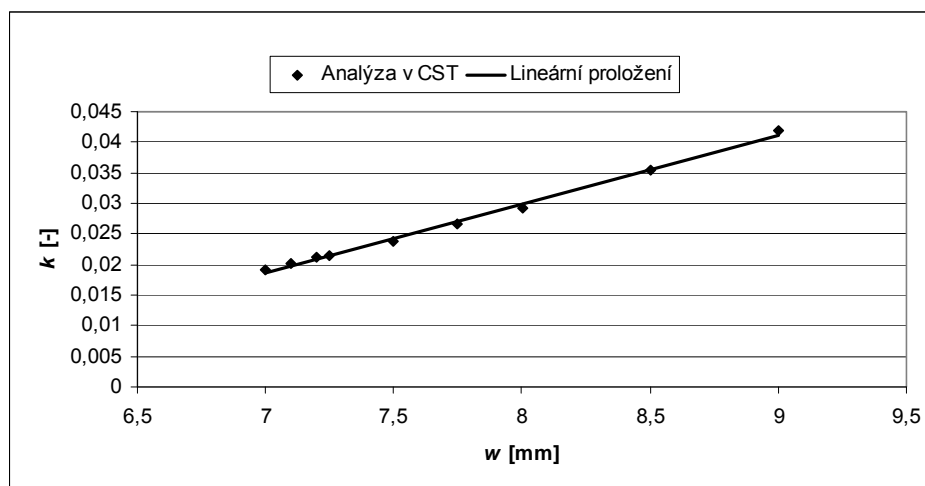
Obr. 27: Závislost externího činitele jakosti Q_e na rozměru l_c .

4.6 Stanovení závislosti činitele vazby k na parametru w

Postup stanovení závislosti činitele vazby k popsáný v podkapitole 3.6 lze získat z přenosových charakteristik struktury na obr. 28. Stejně jako v předchozím případě i zde je jeden z parametrů přechodu volitelný. V tomto případě je zvolena velikost parametru $l_p = 2$ mm a je krokována hodnota w_{12} v rozsahu hodnot, ve kterých se hodnota činitele vazby k blíží vypočtené hodnotě ze vztahu (4.7).



Obr. 28: Rezonátory pro simulaci v CST k určení hodnoty činitele vazby k .



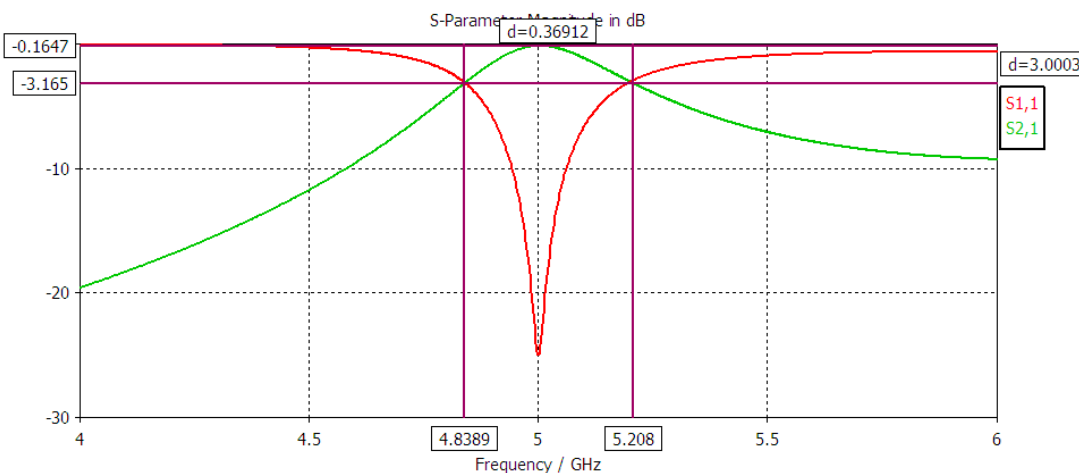
Obr. 29: Závislost činitele vazby k na rozměru w .

5 ANALÝZA FILTRU SIW NA SUBSTRÁTU FR4

Aplikováním hodnot získaných v předchozí kapitole na modely struktury filtru lze určit vlastnosti a chování filtru prostřednictvím přenosových charakteristik. Tato kapitola popisuje výsledky analýz filtrů na substrátu FR4, jehož vlastnosti byly charakterizovány v podkapitole 4.2.

5.1 Analýza filtru s jedním rezonátorem

Na obr. 30 jsou přenosové charakteristiky naladěného filtru tvořeného jedním rezonátorem tvaru z obr. 25. Přenosových charakteristik bylo dosaženo pro bezztrátový substrát. Je patrné, že přenos na rezonanční frekvenci je větší -0,2 dB a parametr S_{11} je menší než -25 dB.



Obr. 30: Přenosové charakteristiky rozptylových parametrů S_{11} a S_{21} pro jeden rezonátor.

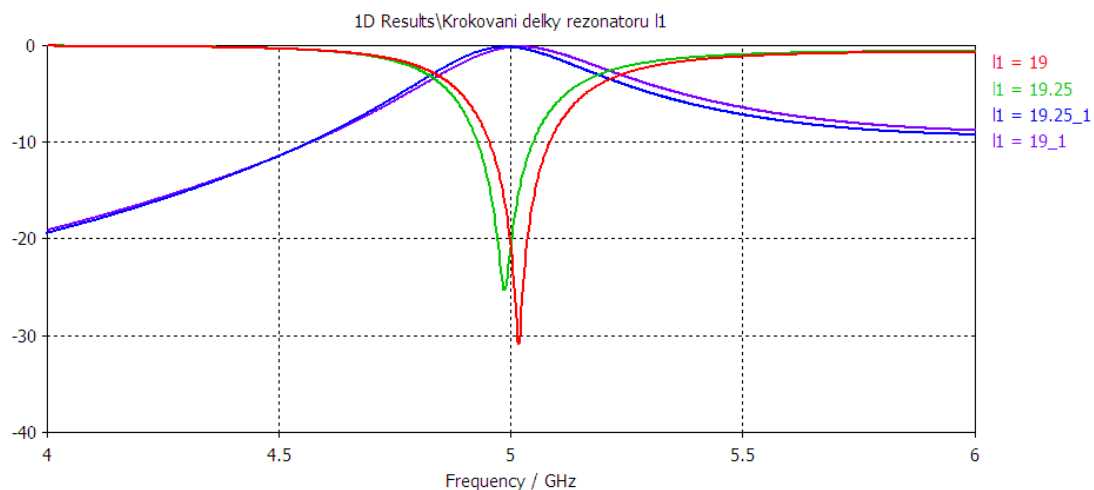
Dosažením do vztahu (3.27) lze určit činitel jakosti $Q = 14,5$.

5.1.1 Ladění filtru

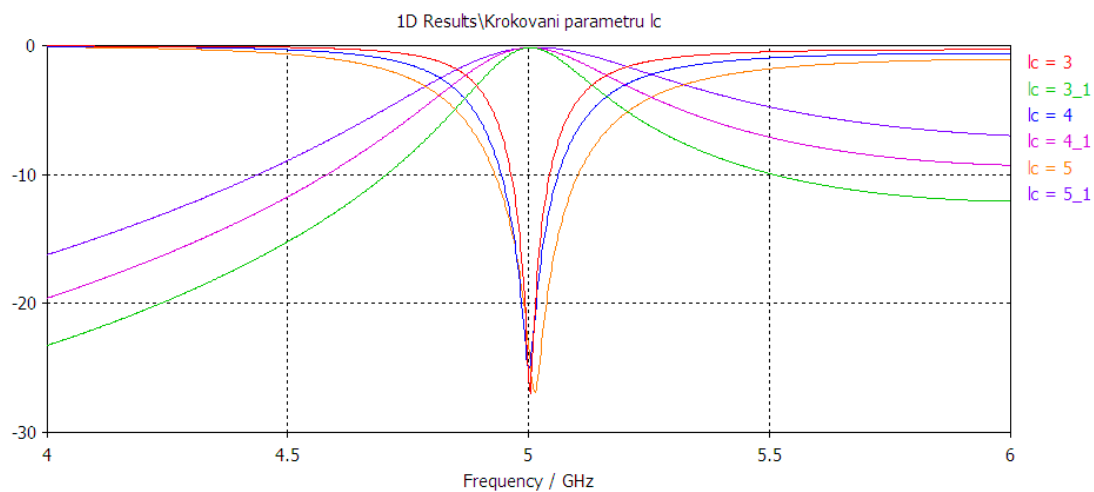
Pro jeden rezonátor budou krokovány tyto tři parametry: l_{eff} , l_c a w_c .

Změnou rozměru l_{eff} (l_1), konkrétně zmenšením rezonátoru od rozměru daným výpočtem v (4.11), lze naladit potřebnou rezonanční frekvenci.

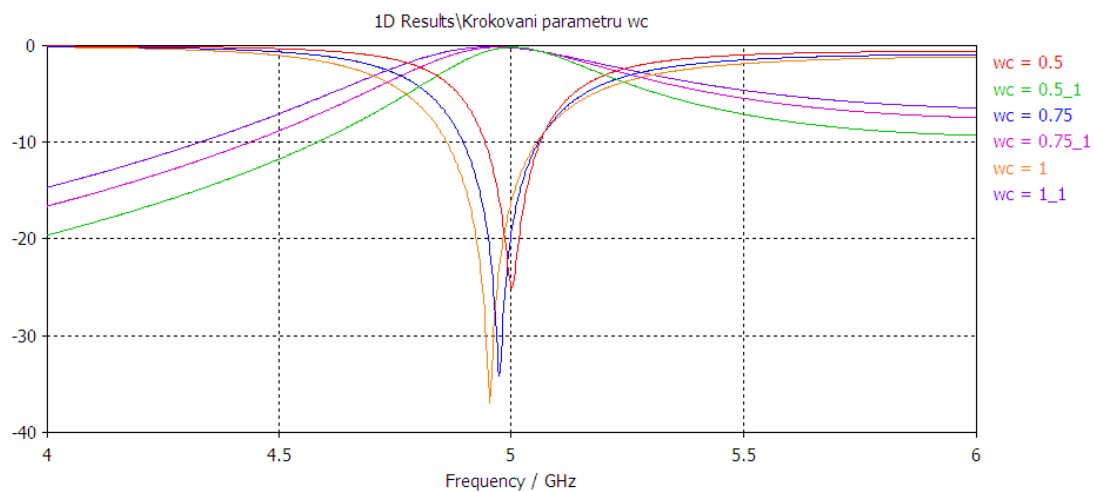
Rozměr parametru l_c ovlivňuje společně s rozměrem parametru w_c externí činitel jakosti Q_e . Zmenšením rozměru l_c či w_c dochází k výraznému nárůstu externího činitele jakosti a tak i samotné jakosti filtru. Hodnota rozměru parametru w_c zůstane při dalším ladění filtrů neměnná. Zde bude ale tento rozměr krokován, aby byl ukázán jeho vliv na rezonanční kmitočet a jakost filtru. Viz obr. 33. Stejně vlastnosti platí i pro parametr l_c .



Obr. 31: Krokování délky rezonátoru l_l .



Obr. 32: Krokování délky přechodu rezonátor-mikropáskové vedení l_c .



Obr. 33: Krokování šířky přechodu rezonátor-mikropáskové vedení w_c .

5.1.2 Shrnutí

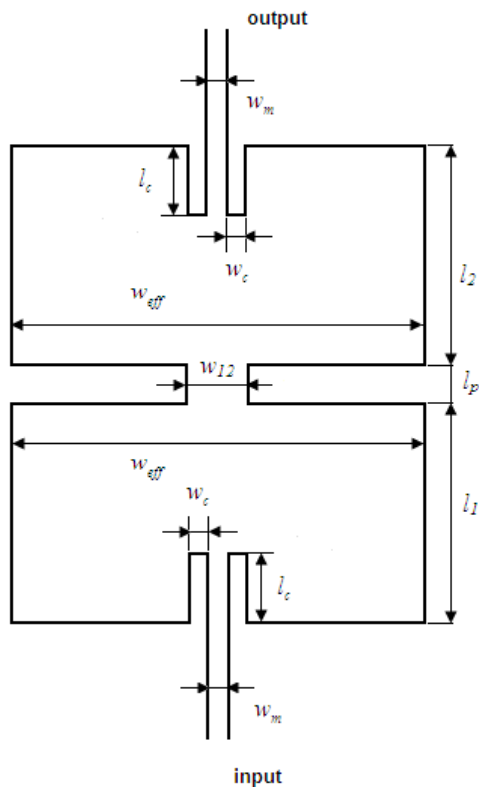
Z výše uvedených výsledků je patrné, že ladění rezonátoru není obtížné. Rozměr l_c by měl být prvně volen z grafu na obr. 27. Jelikož parametry l_c i w_c ovlivňují rezonanční kmitočet, je vhodné je ladit jako první. Rezonanční frekvence se následně naladí změnou rozměru l_l . Obr. 32 a obr. 33 dále zdůvodňuje, proč je pro nastavení externího činitele jakosti Q_e lepší měnit parametr l_c namísto parametru w_c , který zůstane dále neměnný. Při změně hodnoty parametru l_c se činitel odrazu S_{11} mění jen nepatrně, zatímco při změnách parametru w_c dochází k podstatně větším změnám včetně výraznějšího posunu rezonanční frekvence.

Následující tabulka obsahuje vyčíslení všech rozměrů z obr. 25 pro naladěný filtr z obr. 30.

Tab. 2: Přehled rozměrů naladěného rezonátoru z obr. 25.

Parametr	Velikost (mm)
w_c	0,5
w_{eff}	20,9
w_m	3,1
l_c	4
$l_{eff}(l_l)$	19,15

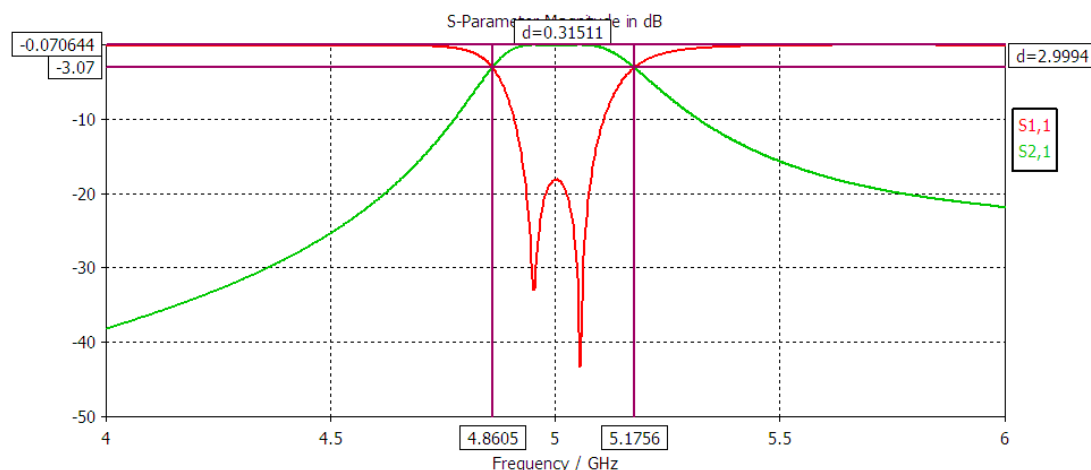
5.2 Analýza filtru se dvěma rezonátory



Obr. 34: Dva rezonátory v kaskádním zapojení s příslušnými rozměry.

Mezi nově sledované parametry, jejichž vliv na přenosové charakteristiky rozptylových paramet-

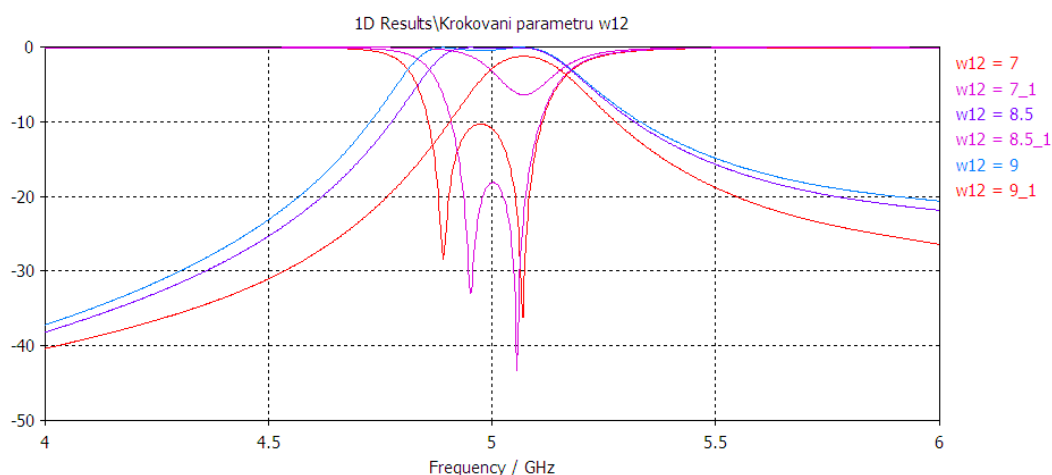
trů bude sledován, patří rozměry přechodového okna mezi rezonátory. Jmenovitě jsou tyto parametry označeny jako w_{12} a l_p . Viz obr. 34. K prvotní analýze budou použity rozměry parametrů z kapitoly 4 a 5.1.



Obr. 35: Přenosové charakteristiky rozptylových parametrů S_{11} a S_{21} pro dva rezonátory.

Z charakteristiky na obr. 35 je vidět, že činitel odrazu nabývá dvou minim. To vypovídá o rezonanci na dvou frekvencích, na kterých rezonují rezonátory. V oblasti přenosu je cílem vyhladit přenos S_{21} . Toho lze docílit vzájemnou vazbou mezi rezonátory.

5.2.1 Ladění filtru

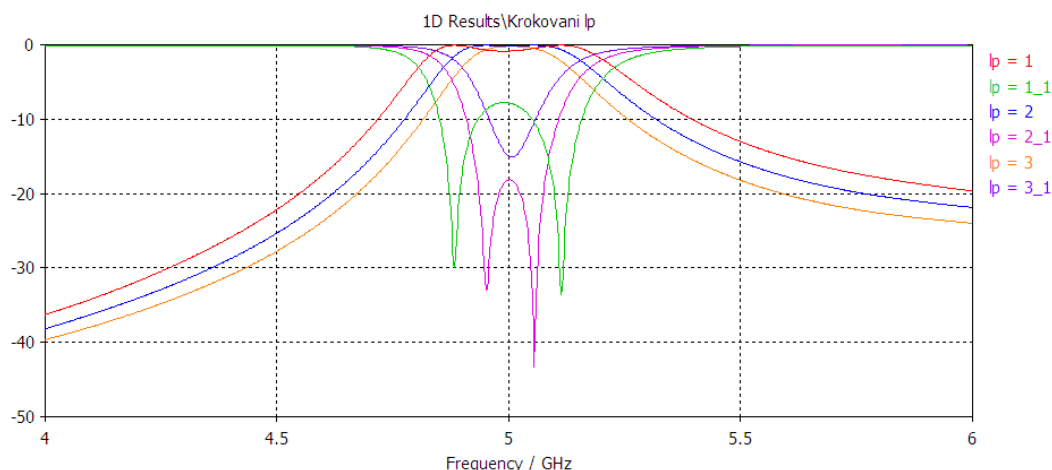


Obr. 36: Krokování šířky přechodu mezi rezonátory w_{12} .

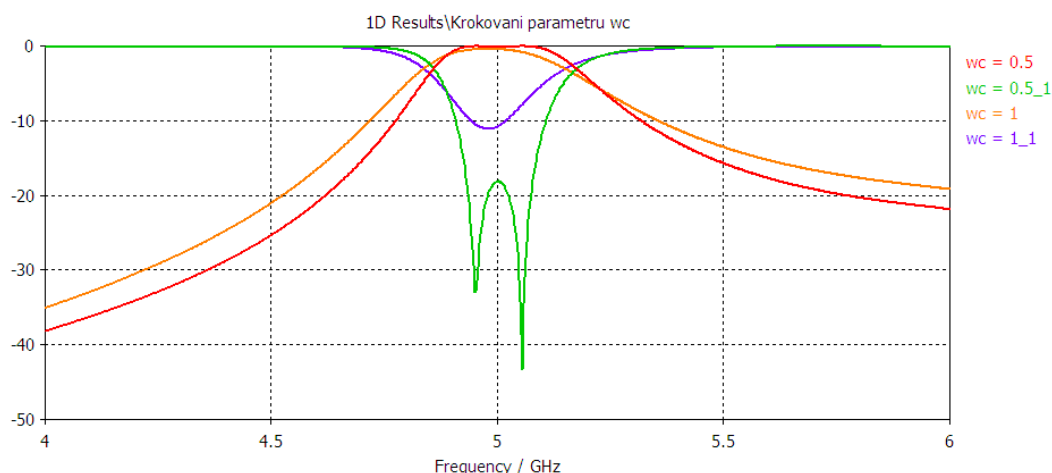
Vypočtené hodnotě činitele vazby ze vztahu (4.8) odpovídá rozměr parametru $w_{12} = 7,1$ mm odečtené z grafu v obr. 29. Z výše uvedených charakteristik je patrné, že z grafu odečtenou hodnotu parametru w_{12} je nutné zvětšit. Filtr se bez rozšíření přechodu chová, jako kdyby rezonoval na jediné frekvenci se špatným přizpůsobením.

Na dalším obrázku jsou zachyceny přenosové charakteristiky při krokování druhého rozměru přechodového okénka mezi rezonátory, parametru l_p . Z charakteristik je zřejmé, že při zvětšení délky l_p dojde k útlumu rezonancí v druhém rezonátoru podobně jako při nevhodně na-

stavené hodnotě w_{l2} . Řešením je zvětšení šířky okénka, tedy parametru w_{l2} . Z těchto dvou obrázků vyplývá, že parametr l_p neovlivňuje rezonanční frekvenci tak citelně jako parametr w_{l2} . Na druhou stranu rozměr parametru l_p musí být volen v menším a jemnějším rozsahu hodnot.



Obr. 37: Krokování délky přechodu mezi rezonátory l_p .



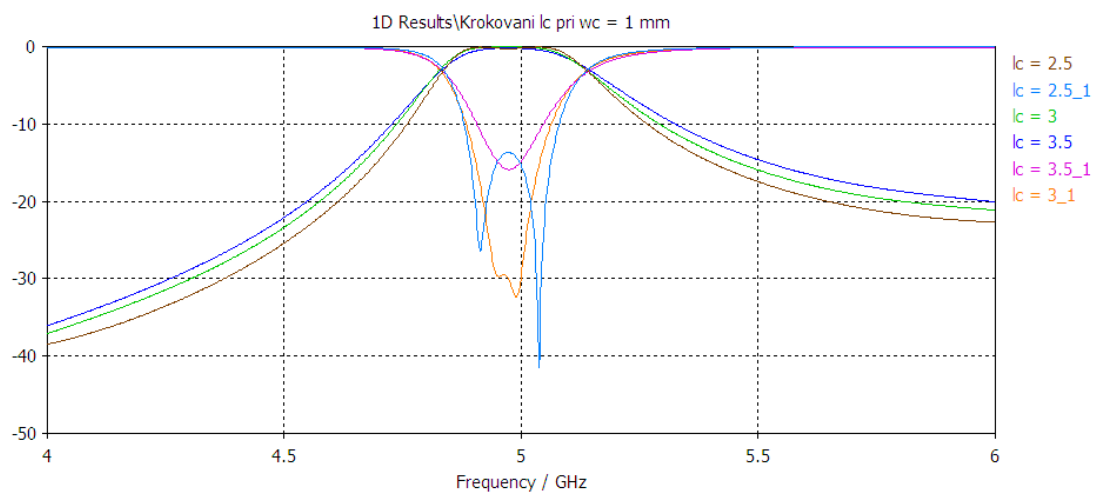
Obr. 38: Krokování šířky přechodu rezonátor-mikropáskové vedení w_c při $l_c = 4\text{mm}$.

Z obr. 38 a obr. 39 lze vyvodit závěr, že hodnoty w_c a l_c je možné volit pouze z jistého rozsahu hodnot. Při zvětšení rozměru parametru w_c se musí rozměr parametru l_c zmenšit.

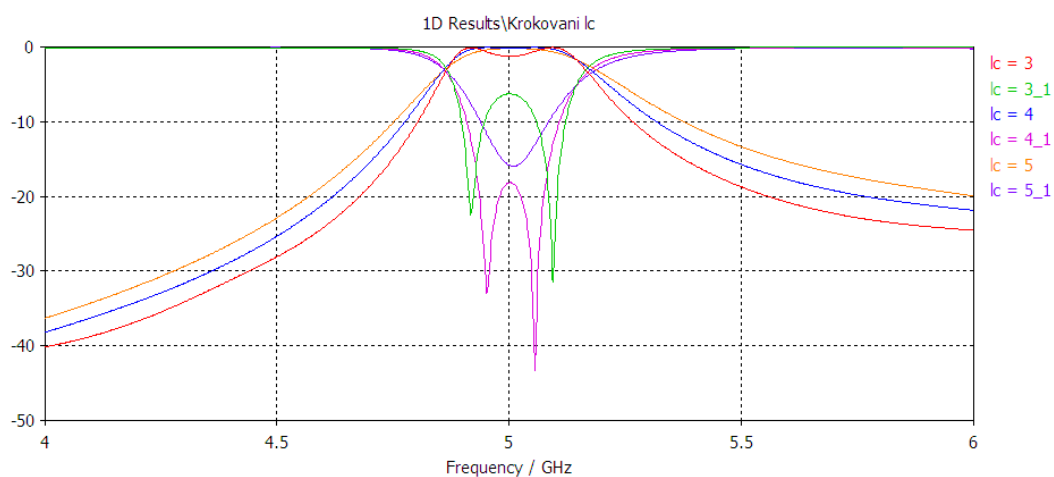
Obr. 41 deklaruje, že při ladění dvou rezonátorů v kaskádě musí být oba naladěny na stejnou frekvenci. Délky rezonátorů jsou tedy shodné a parametr $l_1 = l_2$.

5.2.2 Shrnutí

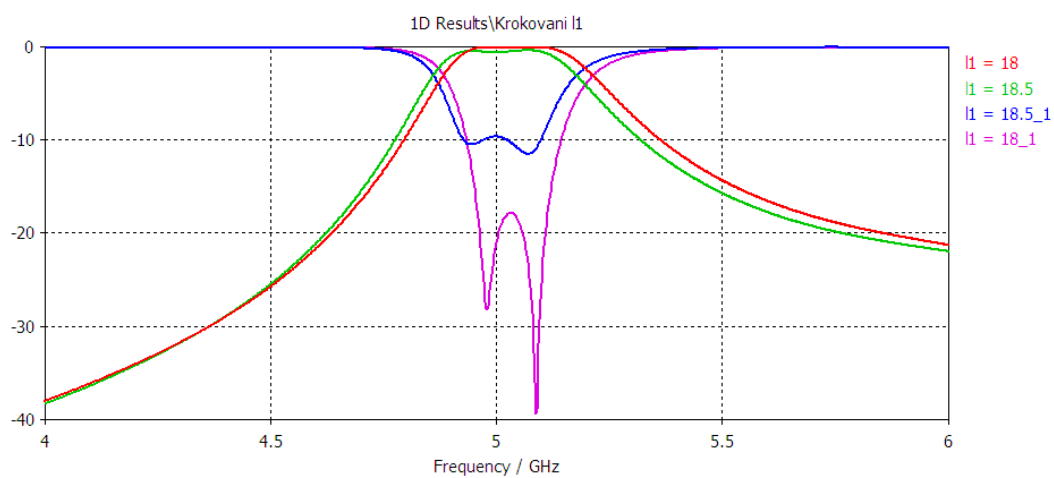
Postup ladění rezonátoru může být následující. Pomocí parametrů l_1 a l_2 se naladí přibližně střední kmitočet filtru. Velikostí délky přechodu rezonátor - mikropáskové vedení l_c se nastaví potřebná strmost kmitočtových charakteristik. Následně korekcí parametru w_{l2} se vyhladí přenosová část charakteristiky S_{21} . V případě potřeby se rezonátor opět vyladí délkami rezonátorů l_1 a l_2 , které jsou stejné délky.



Obr. 39: Krokování délky přechodu rezonátor-mikropáskové vedení l_c při $w_c = 1$ mm.



Obr. 40: Krokování délky přechodu rezonátor-mikropáskové vedení l_c při $w_c = 0,5$ mm.



Obr. 41: Krokování délky rezonátoru l_1 při $l_2 = 18$ mm.

V následující tabulce jsou vyčísleny všechny rozměry z obr. 34 pro obdržení přenosových charakteristik uvedených v obr. 35.

Tab. 3: Přehled rozměrů naladěného filtru ze dvou rezonátorů na obr. 34.

<i>Parametr</i>	<i>Velikost (mm)</i>	<i>Parametr</i>	<i>Velikost (mm)</i>
w_{l2}	8,5	l_1	18,25
w_{eff}	20,9	l_2	18,25
w_c	0,5	l_c	4
w_m	3,1	l_p	2

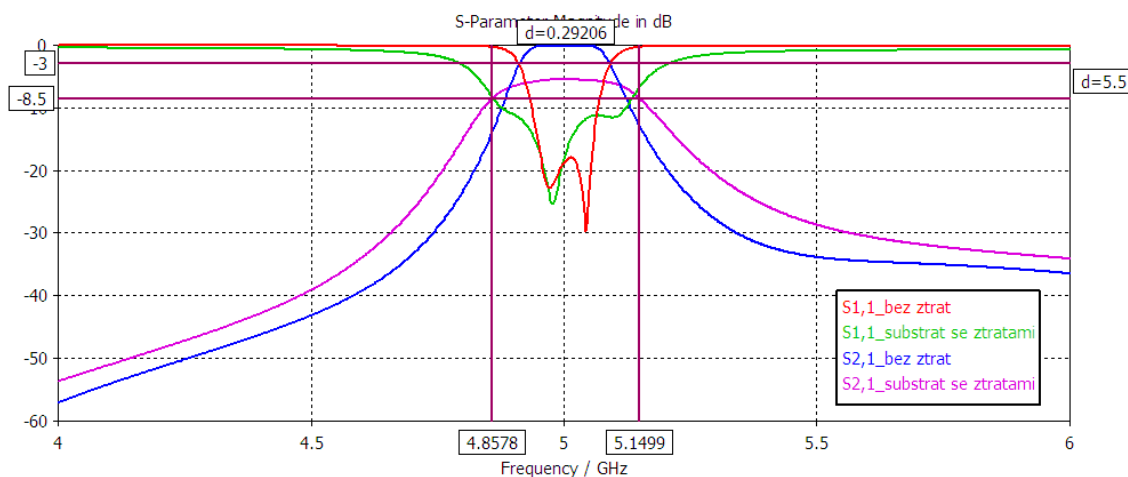
5.3 Analýza filtru se třemi rezonátory

Cílem analýzy s jedním a se dvěma rezonátory bylo objasnit vliv jednotlivých parametrů na přenosové charakteristiky filtru. Vyladění filtru se třemi rezonátory se pak řídí závěry získanými z předchozích analýz. V této části bude aplikován vliv ztrát v substrátu, které dosud nebyly uvažovány. Dále bude struktura modelována s prokovy namísto konzistentních bočních stěn, které tyto prokovy nahrazovaly. Efektivní rozměry rezonátorů pak budou nahrazeny skutečnými rozměry použitých při výrobě filtru.

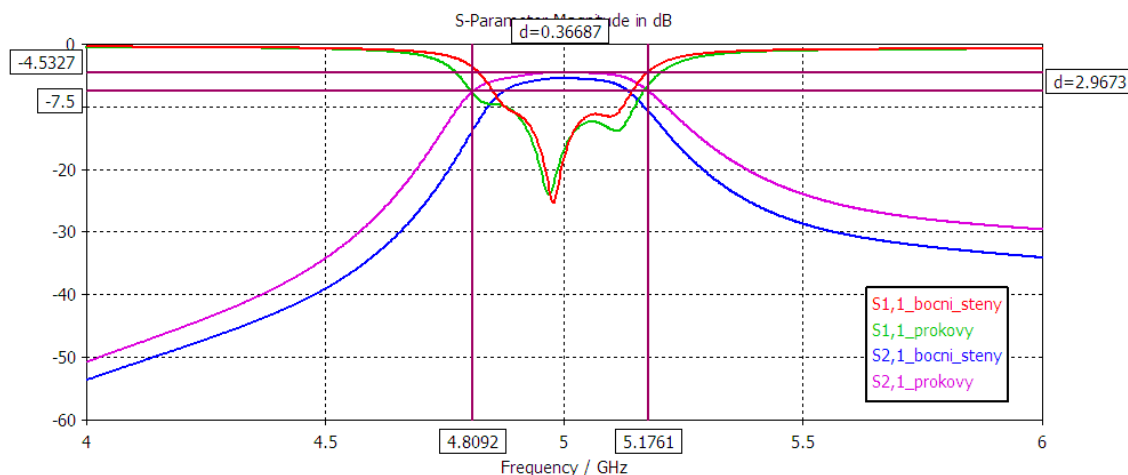
Analogicky k obr. 34 bude v případě této analýzy filtr tvořen zařazením třetího rezonátoru do kaskády.

Na obr. 42 jsou porovnány charakteristiky filtru na substrátu bez ztrát a se ztrátami. Je patrné, že vedle očekávaného poklesu přenosu v přenosové části charakteristiky dochází k rozšíření přenosové části.

Na obr. 43 je pak porovnání přenosových charakteristik při modelování s prokovy a konzistentními bočními stěnami. Výsledky modelování v CST Microwave Studio naznačují, že aplikací prokovů místo konzistentních bočních stěn dojde k dalšímu rozšíření přenosové části charakteristiky S_{21} . Z šířky pásma 291 MHz došlo k rozšíření na hodnotu téměř 363 MHz.



Obr. 42: Přenosové charakteristiky filtru při analýze substrátu bez ztrát a se ztrátami.



Obr. 43: Přenosové charakteristiky filtru při analýze s konzistentními bočními stěnami a prokovy.

5.3.1 Shrnutí

Analýza filtru se třemi rezonátory na ztrátovém substrátu s prokovy poukázala na dvě skutečnosti. První z nich je pokles přenosu v přenosových charakteristikách. Druhou skutečností je, že vlivem ztrát dochází k poklesu činitele jakosti filtru, což se odráží v růstu šířky pásma na 292 MHz místo navrhovaných 150 MHz, která podle analýzy v CST ještě vzroste na téměř 367 MHz v případě nahrazení konzistentních bočních stěn prokovy.

Z toho důvodu bylo přikročeno k návrhu filtru na substrátu ARLON 25N, který má v porovnání se substrátem FR4 o řád nižší ztráty, které jsou zřejmě příčinou nevyhovujících výsledků analýzy.

Tab. 4: Rozměry filtru se třemi rezonátory s konzistentními bočními stěnami na substrátu FR4.

Parametr	Velikost (mm)	Parametr	Velikost (mm)
w_{12}	8,25	l_1	18,6
w_{23}	8,5	l_2	17,9
w_{eff}	20,9	l_3	18,6
w_c	0,5	l_c	4
w_m	3,1	l_{12}	2
		l_{23}	2

Tab. 5: Rozměry filtru se třemi rezonátory s prokovy na substrátu FR4.

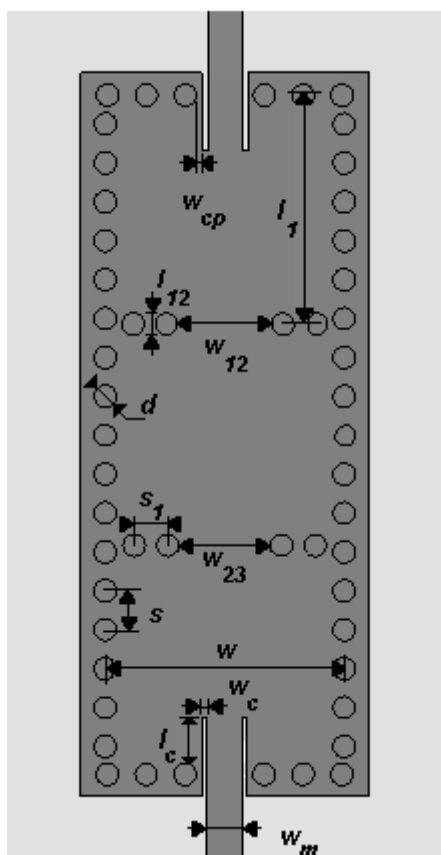
Parametr	Velikost (mm)	Parametr	Velikost (mm)
w_{12}	8,25	l_1	20,6
w_{23}	8,5	l_2	19,9
w	21,5	l_3	20,6
w_c	0,5	l_c	4
w_{cp}	0,5	l_{12}	2
w_m	3,1	l_{23}	2
s	3,5	d	2
s_l	3		

Význam uvedených parametrů je na obr. 44.

Velikost průměru prokovu d byla volena s ohledem na možnosti výroby. Dále musí být splněna podmínka $s/d < 2$. Přepočet efektivní šířky a délky w_{eff} a l_{eff} lze provést s pomocí vztahu (4.10):

$$\begin{aligned} w_{eff} &= w - \frac{d^2}{0,95s} \Rightarrow w = w_{eff} + \frac{d^2}{0,95s} = 20,9 + \frac{2^2}{3,5} = 22,1mm \\ l_{eff} &= l - \frac{d^2}{0,95s} \Rightarrow l = l_1 + \frac{d^2}{0,95s} = 18,6 + \frac{2^2}{3,5} = 19,8mm \end{aligned} \quad (5.1)$$

Porovnáním hodnot ze vztahu (5.1) a tab. 5 vyplývá, že vypočtené hodnoty je vhodné vyladit za pomoci EM simulátoru.



Obr. 44: Význam jednotlivých parametrů z tab. 5.

6 ANALÝZA FILTRU SIW NA SUBSTRÁTU ARLON 25N

Vzhledem k předpokladům danými simulacemi pro filtr na substrátu FR4 bylo přistoupeno na realizaci filtru na substrátu ARLON 25N.

6.1 Výpočet fyzických rozměrů rezonátoru

Zachováním hodnoty efektivní šířky rezonátoru w_{eff} ze vztahu (4.2) je nutné pouze znovu přepočítat efektivní délku rezonátoru l_{eff} , která se bude lišit v důsledku rozdílné permitivity substrátu.

Použitý substrát ARLON 25N má následující vlastnosti:

- Relativní permitivita $\epsilon_r = 3,4$;
- Činitel dielektrických ztrát $tg \delta = 0,002$;
- Výška substrátu $h = 1,524 \text{ mm}$.

Efektivní délka je tedy s použitím vztahu (4.9):

$$l_{eff} = \frac{\pi}{\sqrt{\left(\frac{f_{101} \cdot 2\pi \sqrt{\epsilon_r \mu_r}}{c}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{w_{eff}}\right)^2}} =$$

$$= \frac{\pi}{\sqrt{\left(\frac{5 \cdot 10^9 \cdot 2\pi \sqrt{3,4 \cdot 1}}{3 \cdot 10^8}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{20,9 \cdot 10^{-3}}\right)^2}} \cong 25,92 \text{ mm} \quad (6.1)$$

Dále je třeba stanovit šířku mikropáskového vedení w_m ze známé hodnoty impedance vedení Z_0 , relativní permitivity substrátu ϵ_r a výšky substrátu h . Podle Wheelerovy aproximace[2]:

$$\frac{w}{h} = \frac{120\pi}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} - \frac{2}{\pi} - \left(\frac{2}{\pi} - \frac{\epsilon_r - 1}{3,7\epsilon_r}\right) \cdot \ln\left(\frac{120\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} - 1 + 1,84 \cdot \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r}\right) \quad \text{pro } w/h \geq 1$$

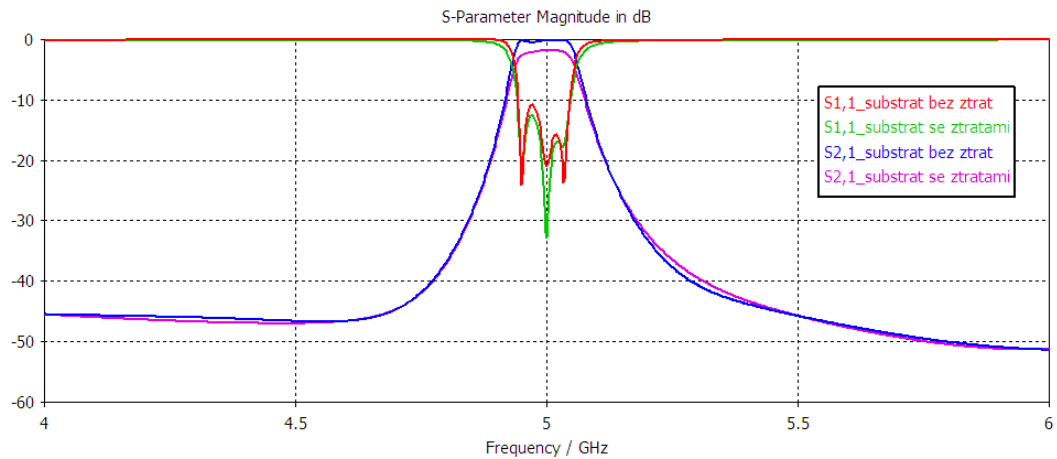
$$\frac{w}{h} = \frac{120\pi}{50\sqrt{3,4}} - \frac{2}{\pi} - \left(\frac{2}{\pi} - \frac{3,4 - 1}{3,7 \cdot 3,4}\right) \cdot \ln\left(\frac{120\pi^2}{50\sqrt{3,4}} - 1 + 1,84 \cdot \frac{3,4 - 1}{3,4}\right) = 2,3039 \quad (6.2)$$

$$w = h \cdot 1,9736 = 1,524 \cdot 10^{-3} \cdot 2,3039 = 3,51 \text{ mm}$$

Funkce Impedance Calculation dostupná v CST Microwave Studio pak stanovila šířku mikropáskového vedení na 3,54 mm. Ta bude použita při simulaci.

6.2 Analýza filtru se třemi rezonátory

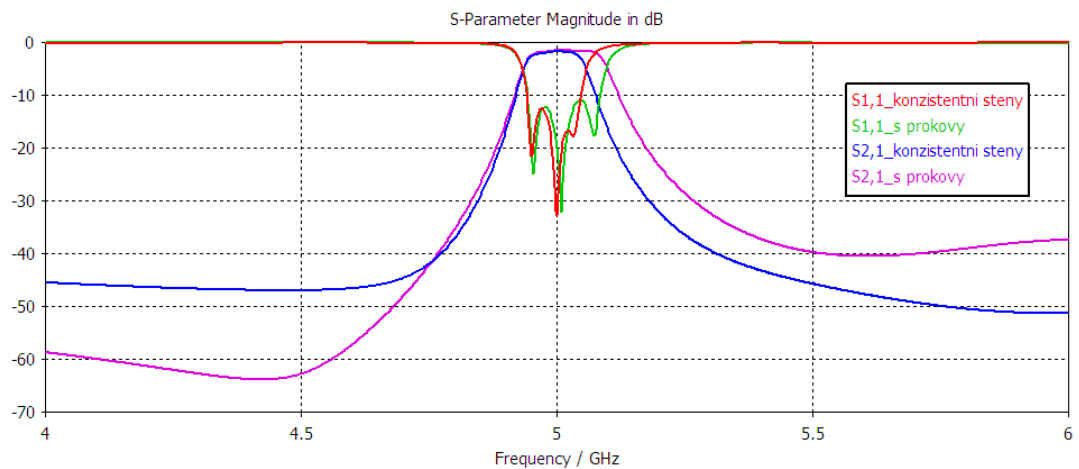
Veškeré zásady ladění filtru jsou totožné s těmi, které byly uvedeny v kapitole 5. Zde budou uvedeny charakteristiky, kterých bylo dosaženo na substrátu 25N pro bezeztrátové hodnoty, ztrátové hodnoty substrátu a simulaci s prokovy spolu s příslušnými rozměry.



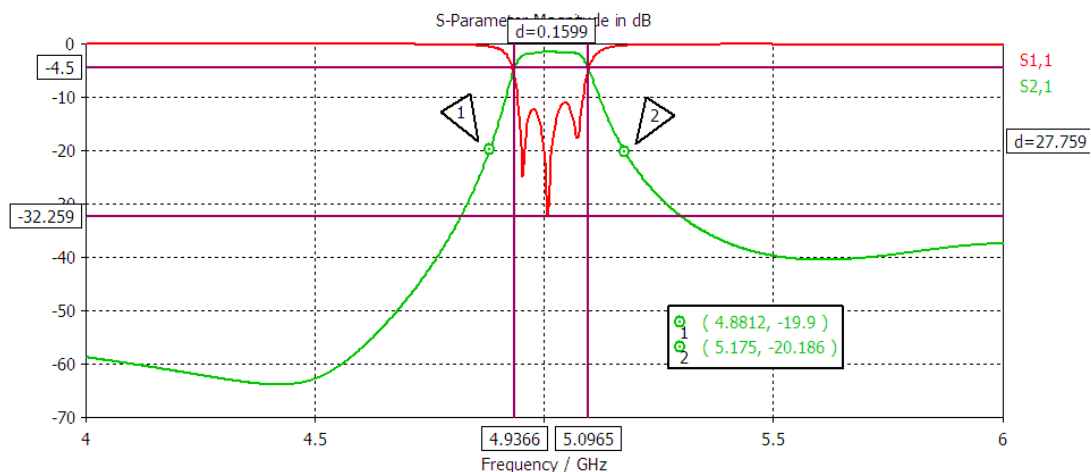
Obr. 45: Srovnání přenosových charakteristik rozptylových parametrů S_{11} a S_{21} pro substrát se ztrátami a bez ztrát.

Tab. 6: Rozměry filtru se třemi rezonátory na substrátu 25N s konzistentními bočními stěnami.

Parametr	Velikost (mm)	Parametr	Velikost (mm)
w_{12}	7,5	l_{1eff}	24,1
w_{23}	7,5	l_{2eff}	24
w_{eff}	20,9	l_{3eff}	24,1
w_c	0,5	l_c	3
w_m	3,54	l_{12}	2
		l_{23}	2



Obr. 46: Přenosové charakteristiky parametrů S_{11} a S_{21} pro model s prokovy a konzistentními stěnami.



Obr. 47: Přenos a strmost přenosových charakteristik filtru SIW při simulaci s prokovy.

Tab. 7: Rozměry filtru se třemi rezonátory na substrátu 25N s prokovy.

Parametr	Velikost (mm)	Parametr	Velikost (mm)
w_{12}	7,5	l_1	24,5
w_{23}	7,5	l_2	24,3
w_c	0,5	l_3	24,5
w_{cp}	0,5	l_c	3
w_m	3,54	l_{12}	2
w	21,5	l_{23}	2
s	3,5	d	2

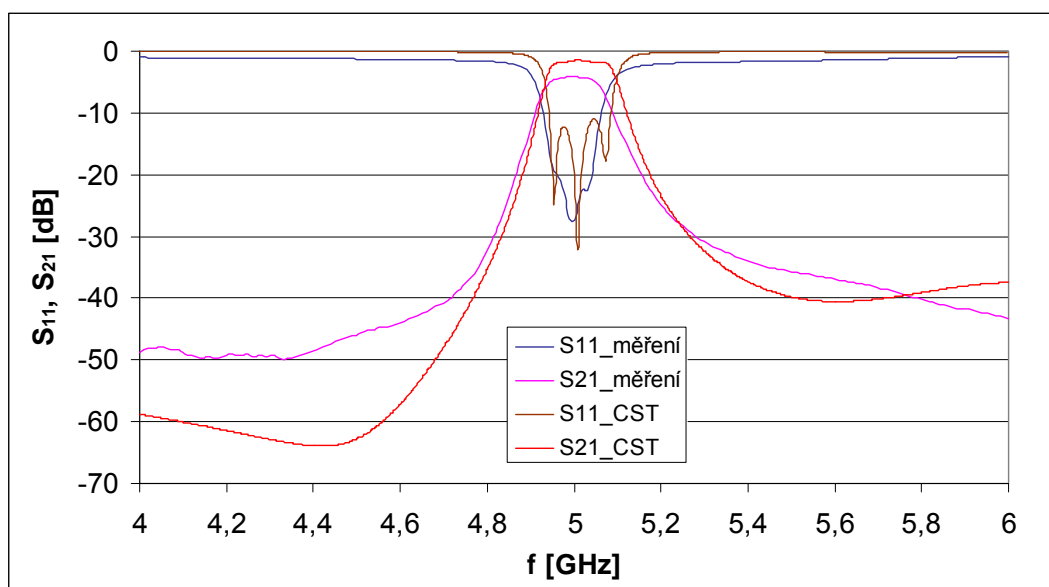
6.2.1 Shrnutí

Charakteristiky z obr. 47 vypovídají o dobré shodě s požadovanými vlastnostmi filtru, které byly popsány v kapitole 4. Šířka pásma je necelých 160 MHz. Strmost přenosové charakteristiky S_{21} je o něco větší než byl původní záměr.

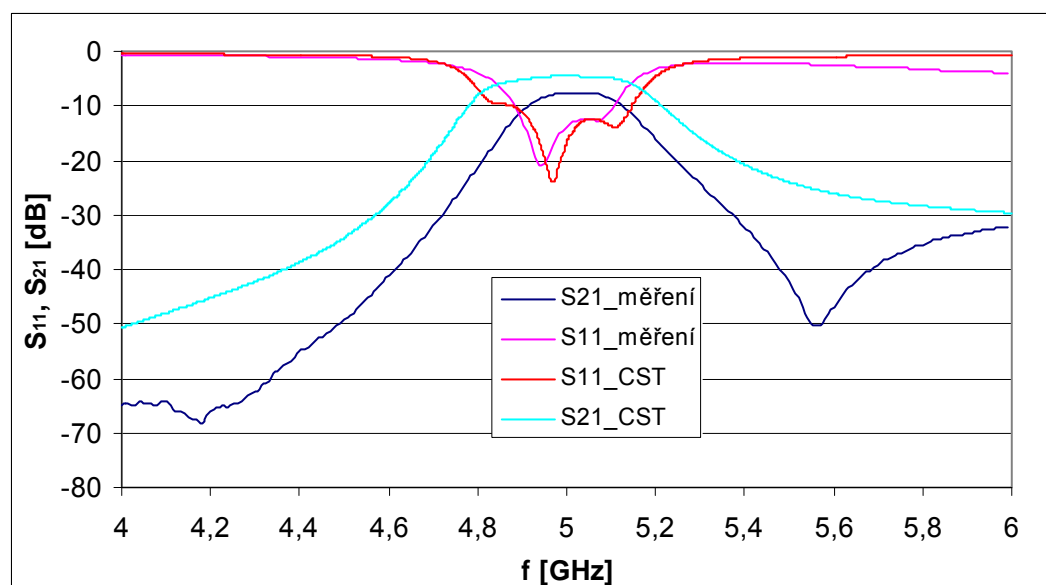
Význam rozměrů uvedených v tab. 7 je shodný s významem rozměrů parametrů v obr. 44.

7 VÝSLEDKY MĚŘENÍ

Oba filtry typu pásmová propust na substrátech FR4 a ARLON 25N byly realizovány a následně proměřeny na vektorovém obvodovém analyzátoru Rohde & Schwarz ZVL6. Filtr byl osazen konektory SMA.



Obr. 48: Srovnání přenosových charakteristik analýzy a měření pro filtr na substrátu ARLON 25N.



Obr. 49: Srovnání přenosových charakteristik analýzy a měření pro filtr na substrátu FR4.

Na obr. 48 a obr. 49 jsou přenosové charakteristiky obou realizovaných filtrů. Je zřejmé, že lepší shody mezi modelem v programu CST Microwave Studio a měřeným vzorkem je dosaže-

no v případě realizace filtru na substrátu ARLON 25N.

Střední frekvence pásmové propusti na tomto substrátu je přesně na frekvenci $f = 5$ GHz. Útlum na střední frekvenci je 4,2 dB a je tak o 2,7 dB vyšší než v případě modelu. Ten ale nezahrnuje útlum konektorů. Propustná šířka pásma je 149 MHz, což je v dobré shodě s navrhovanou hodnotou. Z charakteristik je rovněž patrné, že útlumu 20 dB je dosaženo dříve než na kmitočtu 4,8 GHz.

V případě filtru na substrátu FR4 je střední kmitočet vyladěn na $f = 5,03$ GHz. Útlum na střední frekvenci je 7,4 dB a je tak o 2,9 dB vyšší než v případě modelu, který rovněž nepočítá se ztrátami způsobených konektory. Propustná šířka pásma je 218 MHz. Útlumu 20 dB je dosaženo na kmitočtu 4,81 GHz. Hodnota činitele odrazu S_{11} na střední frekvenci je -12,5 dB.

ZÁVĚR

V souladu se zadáním byla popsána struktura vlnovodu SIW, jeho vlastnosti a chování vlny, která vlnovodem prochází na základě vybrané literatury. Na základě dostupné literatury byly dále popsány přechody vlnovodu SIW a běžně používaných planárních vedení. Stručně byl popsán program CST Microwave Studio a jeho klíčové vlastnosti, které vedly k výběru tohoto programu za účelem modelování filtru.

V další části byly modelovány vlnovody SIW na substrátu FR4 na jejichž základě byla vybrána střední frekvence navrhovaného filtru. Od výběru střední frekvence se odvíjí návrh filtru. Návrhu filtru předchází kapitola, ve které jsou zmíněny pojmy a vztahy související bezprostředně s návrhem tohoto filtru. Na základě ustanovených a vypočtených hodnot návrhu lze vypočíst fyzické rozměry rezonátoru.

Další část práce analyzuje model rezonátorů, kdy vhodnou volbou změn rozměrů parametrů rezonátorů je zjišťován vliv jednotlivých parametrů na chování filtru vyjádřené pomocí kmitočtových přenosových charakteristik rozptylových parametrů. Ladění filtru probíhá za zjednodušujících předpokladů, kdy jsou prokovy nahrazeny konzistentními bočními stěnami a zprvu se uvažuje model bezeztrátového substrátu. Po naladění filtru se postihnou i tyto zjednodušení a výsledkem je finální podoba přenosových charakteristik.

Stanovení závislosti činitele vazby a externího činitele jakosti na volených rozměrech parametrů rezonátoru bylo dosaženo za pomoci EM simulátoru. Rozměry těchto parametrů mají zásadní vliv na ostatní parametry a zároveň se ovlivňují navzájem. Z tohoto důvodu je nutná korekce některých rozměrů ve smyslu dosažení ideálního chování filtru reprezentovaného přenosovými kmitočtovými charakteristikami rozptylových parametrů a tím mírnému odchýlení se od hodnot daných výpočtem.

Vzhledem k předpokladům, které nastínila analýza filtru při návrhu filtru na substrátu FR4, bylo přistoupeno k realizaci filtru rovněž na substrátu ARLON 25N, který má o řád menší ztráty substrátu. Právě ztráty substrátu se jeví jako největší překážka při návrhu filtru na substrátu FR4 v kmitočtové oblasti několika GHz, ačkoliv výsledky měření na obvodovém analyzátoru jsou o něco lepší než výsledky modelování a nepotvrdil se tak předpoklad dalšího rozšíření přenosového pásma.

U filtru SIW na substrátu ARLON 25N byla při měření pozorována dobrá shoda přenosových charakteristik modelu a realizovaného filtru.

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] HANUS, S., SVAČINA, J. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika*. Skriptum. Brno. FEKT VUT v Brně, 2004. ISBN 80-214-2222-X.
- [3] UCHIMURA, H., TAKENOSHITA, T., FUJII, M. Development of a „Laminated Waveguide“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1998, vol. 46, no. 12, p. 2438-2443.
- [4] XU, F., WU, K. Guided-Wave and Leakage Characteristics of Substrate Integrated Waveguide, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2005, vol. 53, no. 1, p. 66-73.
- [5] 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.
- [6] RAYAS-SÁNCHEZ, J. E. An Improved EM-Based Design Procedure for Single-Layer Substrate Integrated Waveguide Interconnects with Microstrip Transitions, *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Signal Integrity and High-Speed Interconnects (IMWS2009-R9)*, 2009, p. 27-30.
- [7] CST MICROWAVE STUDIO 2010 – Workflow and Solver Overview [online]. CST – Computer Simulation Technology AG – [cit. 1.5.2010]. Dostupné na [www: <www.cadfamily.com/Download.asp?ID=302035>](http://www.cadfamily.com/Download.asp?ID=302035).
- [8] CHE, W., JI, X., WU, K. Dispersion Characteristics of SIRW and Its Equivalent Rectangular Waveguide, *Microwave Conference Proceedings, APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings*, 2005, 3 p.
- [9] CHEN, X., HONG, W., CUI, T., CHEN, J., WU, K. Substrate Integrated Waveguide (SIW) Linear Phase Filter, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2005, vol. 15, no. 11, p. 787-789.
- [10] HONG, J.-CH., LANCASTER, M. J. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York: John Wiley & Sons, 2001.
- [11] PETRŽELA, J. *Návrh analogových filtrů – návrh pasivních filtrů* [online]. Přednášky. Brno. FEKT VUT v Brně – [cit. 28.4.2011]. Dostupné na [www: < http://www.urel.feec.vutbr.cz/MTEO/belf/zakladni%20pojmy.pdf >](http://www.urel.feec.vutbr.cz/MTEO/belf/zakladni%20pojmy.pdf)

SEZNAM PŘÍLOH

Příloha A: Fotografie filtrů na substrátu FR4 a ARLON 25N

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRA- TEK

A	vzdálenost dvou řad prokovů
B	tloušťka substrátu
c	rychlost světla ve vakuu
C	kapacita
d	průměr prokovu
D	odstup prokovů od sériového vedení
f	frekvence
f_{c10}	mezí kmitočet
f_0	střední frekvence
h	výška vlnovodu
H	výška substrátu
l_{GCPW}	délka přenosového vedení GCPW
l_{SIW}	délka přenosového vedení SIW
$l_{\lambda/4}$	délka čtvrtvlnného vedení
L	indukčnost
L_p	délka mikropáskového vedení k portu
L_{SIW}	délka vlnovodu SIW
L_{tap}	délka přechodu mezi mikropáskovým vedením a vlnovodem SIW
m	vidové číslo m
n	vidové číslo n
s	vzájemný rozestup prokovů od jejich středu
S	šířka koplanárního vlnovodu
R_{leak}	koeficient úniku
Y	admittance
w	šířka vlnovodu
W	šířka vlnovodu
W_{eff}	ekvivalentní šířka SIW vlnovodu

W_p	šířka mikropáskového vedení
W_{SIW}	vnitřní šířka vlnovodu SIW
Z_{in}	vstupní impedance vedení
β_{eqv}	ekvivalentní míra přenosu
β_{GCPW}	míra přenosu uzemněného koplanárního vlnovodu
β_{SIW}	míra přenosu vlnovodu SIW
ε_r	relativní permitivita
ε_0	permitivita vakua
$\tan \delta$	ztrátový činitel
λ	vlnová délka
λ_g	délka procházející vlny vlnovodem
μ_0	permeabilita vakua
ω	úhlový kmitočet
S_{11}	činitel odrazu na vstupu
S_{11opt}	optimální činitel odrazu na vstupu
S_{21}	činitel přenosu
Z_{eqv}	ekvivalentní charakteristická impedance
Z_{GCPW}	charakteristická impedance uzemněného koplanárního vlnovodu
Z_{SIW}	charakteristická impedance vlnovodu SIW
GCPW	Grounded Coplanar Waveguide, uzemněný koplanární vlnovod
SIW	Substrate Integrated Waveguide, vlnovod integrovaný do substrátu
SiP	System-in-Package
SoS	System-on-Substrate
TE	transverzálně elektrická vlna

A FOTOGRAFIE FILTRŮ NA SUBSTRÁTU FR4 A ARLON 25N

