

UNIVERZITA PARDUBICE

Fakulta elektrotechniky a informatiky

Planární dělič výkonu 1 : 3

Lukáš Michlík

Diplomová práce
2017

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Akademický rok: 2015/2016

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Lukáš Michlík**
Osobní číslo: **I13385**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Komunikační a řídicí technologie**
Název tématu: **Planární dělič výkonu 1:3**
Zadávací katedra: **Katedra elektrotechniky**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Proveďte rozbor vlastností planárního děliče výkonu. V programu CST microwave studio realizujte parametrický model. Zjistěte dosažitelný rozsah dělicích poměrů mezi porty. Proveďte rozbor vlivu parametru substrátu na rozměry a ztráty děliče. Proveďte rozbor vlivu podléptání na změnu dělicích poměrů. Realizujte dělič pro pracovní kmitočet 3 GHz. Porovnejte změřené s-parametry prototypu se simulací v CST.

Rozsah grafických prací:

Rozsah pracovní zprávy:

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná**

Seznam odborné literatury:

POZAR, David M. Microwave engineering. 4th ed. Hoboken, NJ: Wiley, c2012, xvii, 732 p. ISBN 04-706-3155-4.

Vedoucí diplomové práce:

Ing. Vadim Závodný
Katedra elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce: **31. října 2015**

Termín odevzdání diplomové práce: **13. května 2016**



prof. Ing. Simeon Karamazov, Dr.
děkan



L.S.



Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 15. listopadu 2015

Prohlášení autora

Prohlašuji, že jsem tuto práci vypracoval samostatně. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č. 121/2000 Sb., autorský zákon, zejména se skutečností, že Univerzita Pardubice má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce jako školního díla podle § 60 odst. 1 autorského zákona, a s tím, že pokud dojde k užití této práce mnou nebo bude poskytnuta licence o užití jinému subjektu, je Univerzita Pardubice oprávněna ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které na vytvoření díla vynaložila, a to podle okolností až do jejich skutečné výše.

Souhlasím s prezenčním zpřístupněním své práce v Univerzitní knihovně.

V Pardubicích dne 18. 08. 2017

Lukáš Michlík

Poděkování

Na tomto místě bych rád poděkoval Ing. Vadimu Závodnému, Ph.D. za cenné připomínky a odborné rady, kterými přispěl k vypracování této diplomové práce, a také Ing. Tomáši Zálabskému za pomoc s výrobou a měřením této diplomové práce.

Dále bych rád poděkoval celé mě rodině, která mě podporovala po celou dobu mého studia.

Anotace

Diplomová práce se zabývá návrhem, modelováním a konstrukcí planárního děliče výkonu 1 : 3. V teoretické části jsou popsány a rozebrány základní vlastnosti a parametry výkonových děličů. Je zde popsán vliv zvoleného substrátu na rozměry a ztráty děliče. Dále byl navržen a vymodelován dělič výkonu v programu CST Microwave Studio na frekvenci 3 GHz. Po zhotovení optimalizovaného prototypu byly proměřeny jeho rozptylové parametry. V závěru jsou výsledky rozptylových parametrů navrženého modelu porovnány s reálným prototypem.

Klíčová slova

Planární dělič výkonu 1 : 3, Lim-Eom, rozptylové parametry, CST MWS, dělič výkonu na 3GHz.

Title

Planar Power Divider 1 : 3.

Annotation

The Diploma thesis is dedicated to analysis of design, modeling and construction of planar power divider 1 : 3. In the theoretical part are described basic principles and parameters of power dividers. There is described the influence on dimensions by chosen substrate in this chapter. In the next chapter, the power divider was designed and optimized in CST Microwave Studio on frequency 3 GHz. The real optimized prototype was measured on vector network analyzer. The scattering parameters from real prototype were evaluated and compared with scattering parameters from simulations.

Keywords

Planar power divider 1 : 3, Lim-Eom, scattering parameters, CST MWS, power divider on 3GHz.

Obsah

Seznam zkratk.....	8
Seznam obrázků	9
Seznam tabulek.....	10
Úvod	12
1 Teoretická část	13
1.1 Rozdělení elektrických obvodů.....	13
1.2 Vlastnosti a parametry homogenního vedení	13
1.3 Koaxiální vedení.....	15
1.4 Dvouvodičové vedení	16
1.5 Mikropáskové vedení	16
1.6 Rozptylové parametry	19
1.7 Čtvrtvlnný impedanční transformátor.....	21
1.8 Děliče výkonu, slučovače výkonu, směrové odbočnice.....	22
1.8.1 Wilkinsonův dělič výkonu	24
1.8.2 Směrové odbočnice	26
1.8.3 Lim-Eom dělič výkonu.....	29
2 Praktická část.....	33
2.1 Volba substrátu	33
2.2 Parametrický model CST Design studio.....	40
2.3 Model v CST Microwave studiu	45
3 Měření a porovnání vyrobeného modelu s modelem simulovaným v programu CST MWS.....	49
3.1 Měření rozptylových parametrů prototypu	49
3.2 Porovnání simulovaného modelu v programu CST MWS s vyrobeným prototypem	56
Závěr	57
Literatura	58
Přílohy.....	59
2.1 Volba substrátu	59
2.2 Parametrický model v CST Design studio	59
2.3 Model v CST Microwave studiu	59

Seznam zkratk

TEM	Transverzálně elektromagnetická vlna
CST	Computer Simulation Technology
MWS	MicroWave Studio
SMA	SubMiniature version A
3D	3 Dimension

Seznam obrázků

Obrázek 1 - Geometrie koaxiálního kabelu [2, 8]	15
Obrázek 2 - Geometrie nesymetrického mikropásku [2, 8]	16
Obrázek 3 - Geometrie nesymetrického mikropásku [2]	17
Obrázek 4 - Rozložení elektromagnetického pole (čárkovaná čára je pole magnetické a plná čára značí elektrické pole) [2].....	17
Obrázek 5 - Přibližné rozložení pole pro ϵ_{ef} [2].....	18
Obrázek 6 - Lineární N-bran [1]	20
Obrázek 7- Schéma čtvrtlínového transformátoru [1].....	22
Obrázek 8- a) dělič výkonu, b) slučovač výkonu [2]	23
Obrázek 9 - Dvoucestný Wilkinsonův dělič [5].....	24
Obrázek 10 - Kompenzovaný Wilkinsonův dělič výkonu [5].....	25
Obrázek 11 - Dvoucestný nesymetrický Wilkinsonův dělič výkonu [5]	26
Obrázek 12 - Různé typy směrovostí, symetrií a fázového posunu [6].....	27
Obrázek 13 - Schéma směrové odbočnice typu branch-line	28
Obrázek 14 -Schéma Lim-Eom děliče	29
Obrázek 15 Prostředí programu TXLINE 2003	34
Obrázek 16 - Graf vlivu parametrů substrátu na šířku pásku a) vliv tloušťky substrátu b) vliv $\tan\delta$ c) vliv ϵ_r	35
Obrázek 17 - Graf vlivu parametrů substrátu na délku pásku a) vliv tloušťky substrátu b) vliv $\tan\delta$ c) vliv ϵ_r na délku pásku.....	36
Obrázek 18 – Graf vlivu parametrů substrátu na útlum a) vliv tloušťky substrátu b) vliv ϵ_r Obrázek c) vlivu parametru $\tan\delta$ na útlum.....	38
Obrázek 19 - Graf závislosti změny impedance na tloušťce pásku.....	39
Obrázek 20 Makro pro výpočet impedancí v CST MWS studiu.....	40
Obrázek 21 Schéma děliče bez diskontinuit.....	41
Obrázek 22 Všechny Rozptylové parametry ideálního děliče bez diskontinuit	42
Obrázek 23 Rozptylové parametry pro dělicí poměr 1:1:1 pro obvod bez diskontinuit	42
Obrázek 24 T-dělič použitý v CST design studiu	43
Obrázek 25 Schéma děliče s diskontinuitami.....	43
Obrázek 26 Všechny rozptylové parametry s diskontinuitami.....	44
Obrázek 27 Rozptylové parametry pro poměr 1:1:1 s diskontinuitami	44
Obrázek 28 Model děliče s mikropásky vytvořených pomocí splinů	46

Obrázek 29 Model děliče se simulovanými porty 1 až 6	46
Obrázek 30 Rozptylové parametry 3D modelu.....	47
Obrázek 31 Rozptylové parametry 3D modelu pro dělicí poměr 1 : 1 : 1	47
Obrázek 32 Přejechod SMA konektoru na desku děliče.....	48
Obrázek 33 Finální zapojení děliče Lim-Eom	48
Obrázek 34 Vektorový obvodový analyzátor ZVL.....	49
Obrázek 35 Schéma zapojení pro měření koeficient odrazu (S11) pro bránu 1 (vlevo) a měření parametru S41 (vpravo).....	50
Obrázek 36- Reálný prototyp děliče Lim-Eom.....	50
Obrázek 37 - Porovnání rozptylového parametru S21 pro dělicí poměr 1:1:1.....	51
Obrázek 38 Porovnání rozptylového parametru S41 pro dělicí poměr 1:1:1	51
Obrázek 39 Porovnání rozptylového parametru S61 pro dělicí poměr 1:1:1	52
Obrázek 40 Porovnání rozptylového parametru S31 – izolace mezi porty 1 a 3 pro dělicí poměr 1:1:1.....	52
Obrázek 41 Porovnání rozptylového parametru S51 – izolace mezi porty 1 a 5 pro dělicí poměr 1:1:1.....	53
Obrázek 42 Porovnání rozptylového parametru S31 – izolace mezi porty 1 a 3 pro dělicí poměr 1:1:1.....	53
Obrázek 43 Porovnání parametrů odrazů jednotlivých bran pro dělicí poměr 1 : 1 : 1	54
Obrázek 44- Přenosy mezi branami pro dělicí poměr 4 : 1 : 1.....	55
Obrázek 45 - Přenosy mezi branami pro dělicí poměr 3 : 2 : 1.....	55

Seznam tabulek

Tabulka 1 - Parametry směrových odbočnic se třemi typy směrovosti [6].....	27
Tabulka 2 – Magnitudy rozptylových parametrů Lim-Eom děliče [7]	31
Tabulka 3 Hodnoty impedancí pro dělicí poměry 1 : 1 : 1 a 3 : 2 : 1.....	33
Tabulka 4 - Vstupní hodnoty v programu TXLINE.....	34
Tabulka 5 – Porovnání parametrů substrátu na frekvenci 3Ghz	35
Tabulka 6 Přehled substrátů s vypočítanými šířkami pásku pro charakteristickou impedanci Z0 se vstupními hodnotami z Tabulka 3.....	37
Tabulka 7 - Přehled substrátů s vypočítanými šířkami pásku pro charakteristickou impedanci Z2 se vstupními hodnotami z Tabulka 3.....	37
Tabulka 8 Změna impedance pro danou tloušťku pásku.....	39
Tabulka 9 Hodnoty šířek a délek mikropásku pro schéma bez diskontinuit.....	41

Tabulka 10 Hodnoty šířek a délek mikropásku pro schéma s diskontinuitou	44
Tabulka 11 Porovnání jednotlivých rozptylových parametrů pro dělicí poměr 1:1:1	45
Tabulka 12 Délky splinů mikropásků	45
Tabulka 13 Tabulka parametrů modelu SMA konektoru [9]	48
Tabulka 14 Porovnání dat na frekvenci 3GHz	53
Tabulka 15 Porovnání simulovaného modelu a reálného prototypu pro dělicí poměr 1 : 1 : 1	54
Tabulka 16 Porovnání výsledků přenosů mezi simulovaným a reálným modelem	56

Úvod

Děliče výkonu mají široké využití v mnoha různých aplikacích, ať už jde o anténní řady, kdy je nutno výkon dělit do jednotlivých obvodů nebo naopak výkon slučovat. Pokud je nutno jakkoliv usměrnit, kombinovat nebo rozdělit elektromagnetickou energii, lze tyto pasivní obvody využít.

Diplomová práce se zabývá děličem výkonu, který má kompletně planární strukturu bez jakýchkoliv interních rezistorů a jeho realizace je pomocí mikropásku výrobně nenáročná. Jeho další výhodou je, že při realizaci jedné struktury děliče, má na výstupu několik dělících poměrů a může být využit jako dvoucestný nebo třicestný dělič, případně slučovač výkonu. Tento dělič představili Jong-Sik Lim a Soon-Young Eom, proto je také někdy nazýván jako Lim-Eom dělič.

Cílem teoretické části je vysvětlit pojmy a uvést příklady děličů výkonu. V úvodu teoretické části jsou popsány vybrané typy vedení. Dále jsou popsány a vysvětleny rozptylové parametry nezbytné pro popis děličů výkonu. V závěru teoretické části jsou uvedeny příklady typů děličů výkonu a samotný Lim-Eom dělič.

V další části je popsán praktický návrh a modelování tohoto děliče. Je zde popsán výběr vhodných parametrů substrátu, a jejich vliv na samotný model. Prvotní analýza a model je vytvořen v CST Design studiu a následně je celá struktura vytvořena v CST Microwave studiu, kde probíhala finální simulace a optimalizace modelu na frekvenci 3GHz. K modelu byly také vymodelovány SMA konektory, které byly do finálního modelu připojeny jako submodely.

Po odladění modelu byl vyroben prototyp, jehož naměřené rozptylové parametry byly porovnány s nasimulovaným modelem v CST Microwave studiu. Na konci práce jsou výsledky zhodnoceny a porovnány.

1 Teoretická část

1.1 Rozdělení elektrických obvodů

Elektrické obvody se dělí na obvody se soustředěnými a rozloženými parametry. Obvody se soustředěnými parametry jsou takové obvody, jejichž geometrické rozměry jsou menší než vlnová délka λ [m]. Délku vlny lze vypočítat pomocí obecného vztahu (1.1).

$$\lambda = \frac{v}{f}, \quad (1.1)$$

kde v je rychlost šíření elektromagnetických vln v daném prostředí [$\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$],
 f značí frekvenci kmitů elektromagnetického vlnění [Hz].

Naopak pro elektrické obvody s rozloženými parametry platí, že jejich geometrické rozměry jsou srovnatelné nebo větší než vlnová délka λ . Příkladem mohou být mikrovlnné obvody v kmitočtovém pásmu od 300 MHz do 300 GHz [1].

1.2 Vlastnosti a parametry homogenního vedení

Pro obvody s rozloženými parametry existují speciální typy vedení pro přenos elektromagnetických vln. Z těchto vedení a dalších součástí lze sestavovat různé pasivní nebo aktivní mikrovlnné obvody, jakými jsou děliče výkonu, slučovače nebo směrové vazební členy a mnoho dalších. Jedno z nejčastěji používaných typů vedení pro obvody s rozloženými parametry jsou homogenní úseky vedení. Homogenní vedení se vyznačuje tím, že elektromagnetická vlna se šíří pouze podél jedné souřadné osy v obou směrech a podle této osy se parametry (charakteristiky) vedení nemění. Typem homogenních vedení mohou být například koaxiální vedení, dvou vodičové vedení, páskové vedení a vlnovod [1].

Pro komplexní amplitudy napětí a proudu šířící se homogenním vedením podél souřadné osy z v místě $z = z_0$, lze pro přímou vlnu napsat následující rovnici (1.2):

$$U_+(z_0) = U_{0+}e^{-j\gamma z_0}; I_{0+}(z_0) = I_{0+}e^{-j\gamma z_0}, \quad (1.2)$$

Pro zpětnou (odraženou) vlnu lze napsat rovnicí (1.3):

$$U_-(z_0) = U_{0-}e^{-j\gamma z_0}; I_{0-}(z_0) = -I_{0-}e^{j\gamma z_0}, \quad (1.3)$$

kde U_{\pm} jsou amplitudy napětí dopředné a zpětné vlny,
 I_{\pm} jsou amplitudy proudu dopředné a zpětné vlny,
 $U_{0\pm}, I_{0\pm}$ jsou konstanty,
 γ je konstanta šíření [m^{-1}].

Konstanta šíření γ vyjadřuje změnu amplitudy a fáze elektromagnetické vlny šířící se podél vedení.

Lze ji vyjádřit pomocí rovnice (1.4):

$$\gamma = \alpha + j\beta, \quad (1.4)$$

kde α je měrný útlum a je reálnou složkou konstanty šíření [Np.m^{-1}],
 β je měrný fázový posuv a představuje imaginární složku konstanty šíření [rad.m^{-1}].

Fázový posuv lze vyjádřit rovnicí (1.5):

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}. \quad (1.5)$$

Dalším důležitým pojmem je charakteristická impedance Z_0 , která vyjadřuje poměr amplitud napětí a proudů přímé vlny nebo vlny odražené. Rovnice (1.6) vyjadřující charakteristickou impedanci je:

$$Z_0 = \frac{U_0^+}{I_0^+} = \frac{-U_0^-}{I_0^-}. \quad (1.6)$$

Veličinu Γ nazýváme koeficientem odrazu a vyjadřuje poměr komplexních amplitud napětí odražené a dopadající vlny [1]. Koeficient odrazu lze vyjádřit rovnicí (1.7):

$$\Gamma = \frac{U_0^-}{U_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}, \quad (1.7)$$

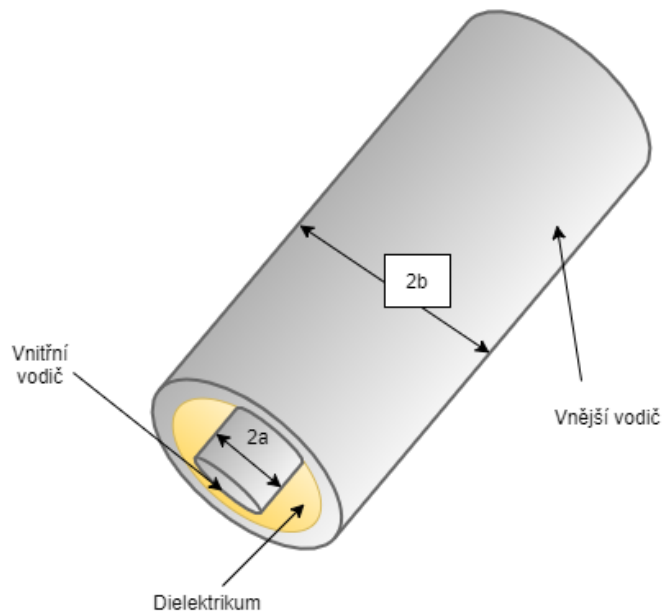
kde Z_L je impedance zátěže [Ω],
 Z_0 je charakteristická impedance [Ω].

Impedanci v jakémkoliv místě vedení lze napsat jako poměr celkového napětí a proudu na vedení (1.8) [1].

$$Z(z) = \frac{U_{celk}(t, z)}{I_{celk}(t, z)} = Z_0 \frac{[1 + \Gamma(z)]}{[1 - \Gamma(z)]}. \quad (1.8)$$

1.3 Koaxiální vedení

Tento typ vedení se skládá z vnějšího vodiče o poloměru b a vnitřního vodiče s poloměrem a . Mezi vnější a vnitřní vodič je vloženo dielektrikum. Výhodou je dobré stínění a ohebnost tohoto typu vedení. Koaxiální vedení je znázorněno na následujícím obrázku 1.



Obrázek 1 - Geometrie koaxiálního kabelu [2, 8]

Charakteristickou impedanci koaxiálního vedení lze vyjádřit rovnicí (1.9).

$$Z_c = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{b}{a} \approx \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{b}{a}, \quad (1.9)$$

- kde Z_0 je impedance volného prostředí $\approx 377 \Omega$,
- ϵ_r je relativní permitivita daného dielektrika,
- b je průměr vnějšího vodiče,
- a je průměr vnitřního vodiče.

Útlum na koaxiálním vedení je způsoben jak ztrátami na obou vodičích, tak i ztrátami v dielektriku. Výpočet ztrát na vodičích lze vypočítat dle vztahu (1.10):

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu_c}{\sigma_c}}, \quad (1.10)$$

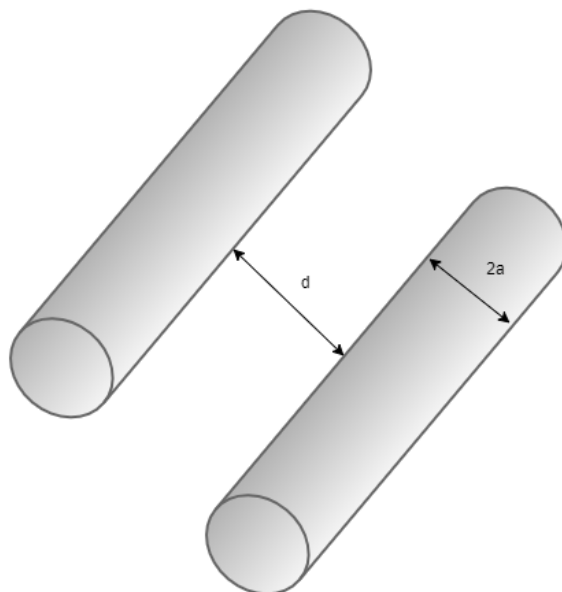
kde f je frekvence [Hz],

μ_c je permeabilita vodiče [$\text{H}\cdot\text{m}^{-1}$],

σ_c je vodivost vodiče [$\text{S}\cdot\text{m}^{-1}$].

1.4 Dvouvodičové vedení

Je to vedení se dvěma vodiči, které jsou paralelně vedeny vůči sobě ve vzdálenosti d . Toto vedení se nejvíce využívá pro rozvod malých výkonů na nízkých frekvencích. Vedení je znázorněno na obrázku 2.



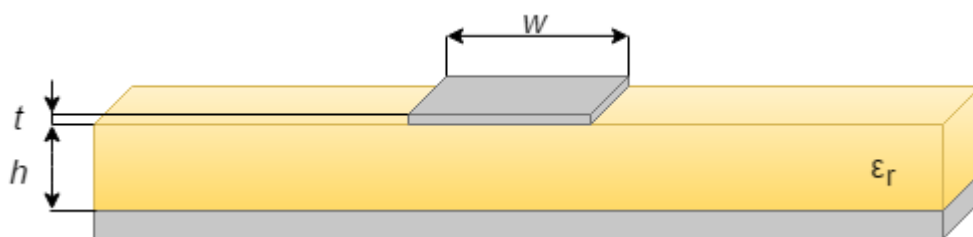
Obrázek 2 - Geometrie nesymetrického mikropásku [2, 8]

1.5 Mikropáskové vedení

Existuje mnoho typů vedení, přičemž každý typ vedení je vhodný pro určitou aplikaci. Naopak pro jinou aplikaci nemusí být vůbec použitelný. Nesymetrické mikropáskové vedení je jedním z nejčastěji používaných typů vedení. Zároveň je použito i v této práci. Důvodem

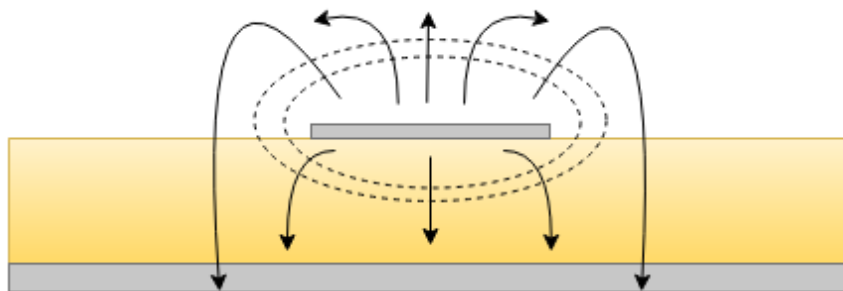
používání je snadná výroba, kdy jsou mikropásky tvořeny fotolitografickým procesem. Dalším z důvodů je snadné integrování do pasivních nebo aktivních mikrovlnných obvodů [2].

Mikropásek o šířce w a tloušťce t je vyroben z mědi nebo jiného kovu. Mikropásek je nanesen na substrát (dielektrikum) o výšce h a o určité relativní permitivitě ϵ_r vybraného materiálu. Zespu substrátu je vodivá zemnicí rovina zobrazeno na obrázku 3.



Obrázek 3 - Geometrie nesymetrického mikropásku [2]

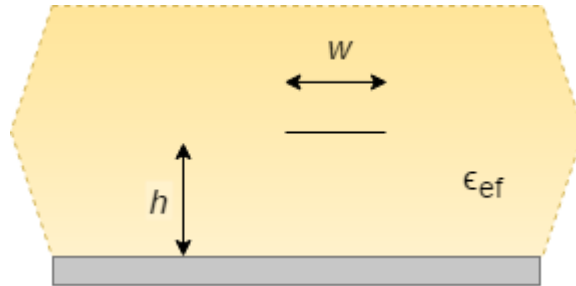
Jelikož u tohoto typu vedení zasahuje elektromagnetické pole do vzduchu i dielektrika, nelze popsat šíření vlny čistě jako TEM (Transverzálně Elektro-Magnetická), ale popisuje se pomocí kvazi-TEM vlny. Rozložení pole znázorňuje obrázek 4.



Obrázek 4 - Rozložení elektromagnetického pole (čárkovaná čára je pole magnetické a plná čára značí elektrické pole) [2]

Kvůli přechodu elektromagnetického pole mezi vzduchem a dielektrikem je definována efektivní dielektrická konstanta ϵ_{ef} , která vyjadřuje dielektrickou konstantu homogenního prvku obsahujícího vzduch a dielektrikum. Pomocí ϵ_{ef} se počítají další důležité parametry, jako je například charakteristická impedance Z_0 , fázová rychlost v_p nebo měrný útlum α [2].

Rozložení pole pro ϵ_{ef} je vidět na následujícím obrázku 5.



Obrázek 5 - Přibližné rozložení pole pro ϵ_{ef} [2]

Přičemž efektivní dielektrická konstanta splňuje podmínku (1.11):

$$1 < \epsilon_{ef} < \epsilon_r. \quad (1.11)$$

Pro určení rozměrů nesymetrického mikropásku existuje celá řada výpočtů, které jsou zjednodušením složitějšího matematického popisu mikropásku. Podle zdroje [2] lze efektivní dielektrickou konstantu mikropásku vypočítat pomocí rovnice (1.12):

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{w}}}, \quad (1.12)$$

kde h je tloušťka substrátu [m],

w je reálná šířka pásku [m],

ϵ_r je relativní permitivita materiálu substrátu [-].

Charakteristickou impedanci lze vypočítat pomocí následujícího vztahu (1.13) [2]:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right); & \frac{w}{h} \leq 1, \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ef}} \left[\frac{w}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1,444 \right) \right]}; & \frac{w}{h} \geq 1. \end{cases} \quad (1.13)$$

Naopak pro zadanou charakteristickou impedanci Z_0 a dielektrickou konstantu ϵ_r se poměr w/h získá vztahem (1.14) [2]:

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}; & \frac{w}{h} < 2, \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} \right]; & \frac{w}{h} > 2, \end{cases} \quad (1.14)$$

kde z rovnic (1.15) a (1.16) získáme:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right), \quad (1.15)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}. \quad (1.16)$$

Efektivní šířku mikropásku pro konečnou tloušťku mikropásku ($t \neq 0$) lze zapsat pomocí vztahu (1.17) a (1.18) [3]:

$$w_{ef} = w + 1,25 \frac{t}{\pi} \left[\ln \left(\frac{4\pi w}{t} \right) + 1 \right]; \quad \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi}, \quad (1.17)$$

$$w_{ef} = w + 1,25 \frac{t}{\pi} \left[\ln \left(\frac{2h}{t} \right) + 1 \right]; \quad \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi}, \quad (1.18)$$

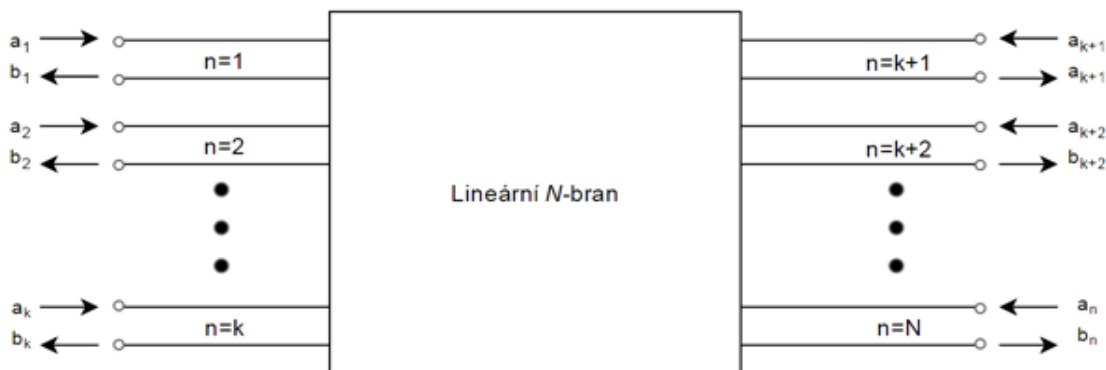
kde t [m] je tloušťka pásku.

Toto je jedna z možností, jak analyticky přistupovat k výpočtu parametrů nesympetrického vedení. Další možností je využití softwarových programů k tomu určených. Například program TXline od firmy AWR, který je volně šiřitelný nebo CST MWS obsahující makro na výpočet parametrů různých typu úseku vedení.

1.6 Rozptylové parametry

Lineární N-bran lze popsat pomocí impedanční nebo admitanční matice, také rozptylová matice umožňuje dokonale popsat vlastnosti daného N-branu. Zatímco impedanční a admitanční matice vyjadřují vztah mezi celkovými proudy a napětími na jednotlivých branách uvažovaného N-branu, rozptylová matice popisuje vztah mezi napěťovými vlnami vstupujícími do jednotlivých bran N-branu a napěťovými vlnami z těchto bran vystupujícími. Tyto napěťové vlny jsou pak ve vztahu k výkonům

elektromagnetických vln vstupujících do jednotlivých bran uvažovaného N-branu resp. z těchto bran vystupujících, znázorněno na obrázku 6 [1].



Obrázek 6 - Lineární N-bran [1]

Kde a_n značí amplitudy napětí vln, které do N-branu vstupují (dopadají),

b_n značí amplitudy napětí vln, které z N-branu vystupují (rozptylující).

Pro $n = 1$ až N .

Pro lineární N-bran existuje lineární vztah mezi amplitudou vlny vstupující do n-té brány a amplitudou vlny vystupující na n-té bráně. Tento vztah mezi branami lze vyjádřit jako soustavu rovnic (1.19) [1], [3]:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + \dots + S_{1N}a_N \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + \dots + S_{2N}a_N \\ &\vdots \\ b_N &= S_{N1}a_1 + S_{N2}a_2 + \dots + S_{NN}a_N \end{aligned} \quad (1.19)$$

Tyto rovnice lze přepsat do následujícího maticového tvaru (1.20) :

$$b \equiv \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix}; a \equiv \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix}; S \equiv \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix}, \quad (1.20)$$

kde a vyjadřuje sloupcový vektor amplitud napětí vln vstupujících,

b vyjadřuje sloupcový vektor amplitud napětí vln vystupujících,

S znázorňuje rozptylovou matici.

Rozptylová matice pro N-bran má N^2 koeficientů rozptylových parametrů (S-parametrů), tyto S-parametry jsou komplexní čísla obsahující magnitudu a fázi, obě tyto složky jsou ovlivněny procházejícím signálem N-branu a jsou definovány pro danou frekvenci a systémovou impedanci. Koeficienty S_{ii} na hlavní diagonále rozptylové matice jsou koeficienty odrazu pro i-tou bránu, protože vypovídají pouze o změně i-té brány, a to za podmínky, že jsou ostatní brány zakončeny charakteristickou impedancí. Naopak koeficient rozptylové matice S_{ij} , odpovídá přenosu z brány i (vstupní brána) do brány j (výstupní brána), pokud jsou ostatní brány zakončeny přizpůsobenou zátěží. Takto lze vyjádřit každou možnou cestu mezi libovolnými branami [3], [4].

Pro výkon odražený na bráně j , můžeme napsat vztah (1.21) [1]:

$$P_{odrj} = P_{dopj} |S_{jj}|^2, \quad (1.21)$$

kde P_{dopj} je výkon dopadající na j -tou bránu,

P_{odrj} je výkon odražený od j -té brány.

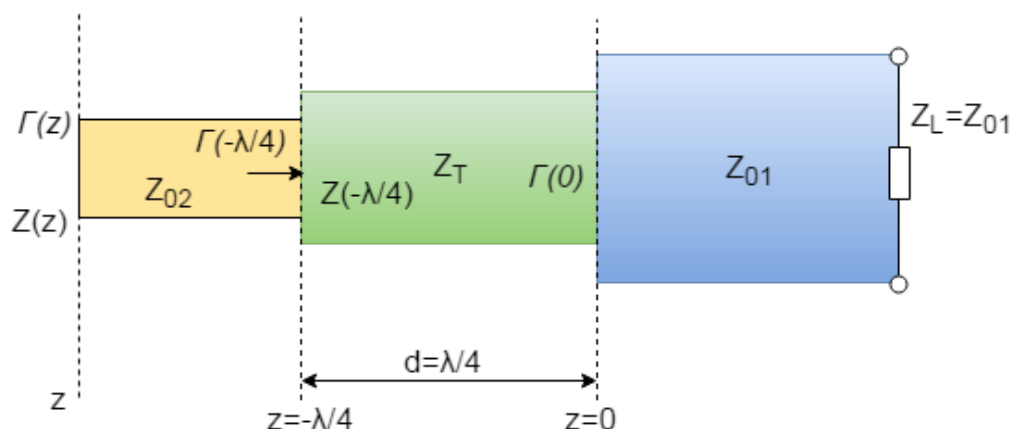
Pro výkon přenesený mezi bránami i, j , kdy $i \neq j$ můžeme napsat vztah (1.22) [1]:

$$P_{odrj} = P_{dopj} |S_{jj}|^2 P_{ij} = P_{dopj} |S_{ij}|^2. \quad (1.22)$$

1.7 Čtvrtvlnný impedanční transformátor

Velice často se u děličů vyskytuje tento dvojbran, který má délku $\lambda/4$. Jeho funkcí je bezodrazově propojit dva úseky vedení o různých charakteristických impedancích nebo k transformaci komplexních impedancí (např. kapacitního charakteru na induktivní, případně induktivního charakteru na kapacitní) [1].

Čtvrtvlnný transformátor je znázorněn na obrázku 7, kde propojuje dva úseky vedení o různé charakteristické impedanci.



Obrázek 7- Schéma čtvrtvlnného transformátoru [1]

Charakteristickou impedanci čtvrtvlnného transformátoru můžeme vypočítat za pomoci vzorce (1.23), pro výpočet impedance na libovolném místě vedení, kde Z_0 je nahrazeno Z_T :

$$Z(z) = Z_T \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)} \quad (1.23)$$

U bezztrátové vedení můžeme napsat (1.24) [1]:

$$Z(-\lambda/4) = Z_T \frac{Z_T}{Z_{01}} = Z_{02} \Rightarrow \Gamma(-\lambda/4) = 0 \Rightarrow \Gamma(z) = 0. \quad (1.24)$$

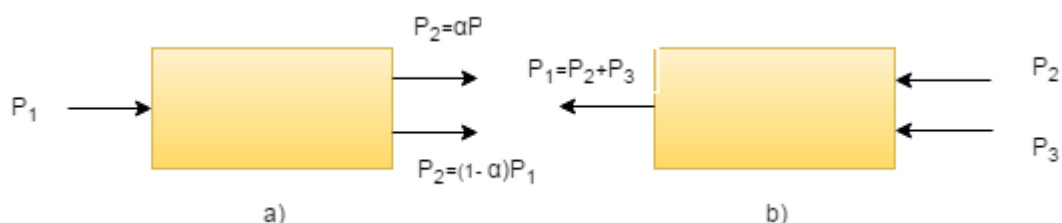
Výslednou charakteristickou impedanci čtvrtvlnného transformátoru můžeme zapsat v následujícím tvaru (1.25):

$$Z_T = \sqrt{Z_{01}Z_{02}}. \quad (1.25)$$

1.8 Děliče výkonu, slučovače výkonu, směrové odbočnice

Děliče výkonu, slučovače výkonu a směrové odbočnice jsou pasivní mikrovlnné prvky, které se používají při dělení výkonu v děliči je signál na vstupní bráně dělen do dvou a více signálů na výstupních branách s menším výkonem. Naopak slučovače výkonu přijímají signál na několika vstupních branách a slučují ho do výstupní brány. Tato situace je znázorněna na obrázku 8. Tyto mikrovlnné prvky mohou mít tři, čtyři a více bran a mohou být ideálně bezztrátové. Prvky se třemi branami mají podobu T-článků, které dělí výkon

většinou se symetrickým dělicím poměrem (3 dB) nebo případně asymetrickým. Signály na výstupních branách jsou většinou ve fázi. Prvky se čtyřmi branami mají podobu směrových odbočnic a hybridů, které mají signály mezi výstupními branami většinou posunuté o 90° nebo 180°. Také u hybridů a směrových odbočnic lze signál dělit symetricky nebo asymetricky [2].



Obrázek 8- a) dělič výkonu, b) slučovač výkonu [2]

Nejednodušší typ výkonového děliče je T-dělič, jehož struktura má tři brány. Jeho rozptylová matice bude tedy obsahovat devět rozptylových parametrů (1.26):

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{33} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

Pokud platí, že $S_{ij} = S_{ji}$, jde o reciproké obvody a rozptylová matice je symetrická kolem hlavní diagonály. Obecně, pokud pasivní obvod neobsahuje anizotropní materiál, bude obvod vždy reciprokový. Jestliže platí, že $S_{ij} \neq S_{ji}$, jedná se o n reciproké obvody, kdy typickým příkladem může být cirkulátor.

Pro návrh reciprokého obvodu je ideální bezztrátovost a přizpůsobené všechny brány. To však po konstrukční stránce není možné. Pokud jsou všechny brány impedančně přizpůsobené $S_{ii} = 0$ a obvod je reciprokový, rozptylová matice bude mít tvar (1.27) [2]:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{23} & 0 \end{bmatrix}. \quad (1.27)$$

Jestliže je obvod zároveň bezztrátový, musí platit zachování energie, což vede k následujícím podmínkám (1.28) – (1.33) [2]:

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1, \quad (1.28)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1, \quad (1.29)$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1, \quad (1.30)$$

$$S_{12}^* S_{23} = 0, \quad (1.31)$$

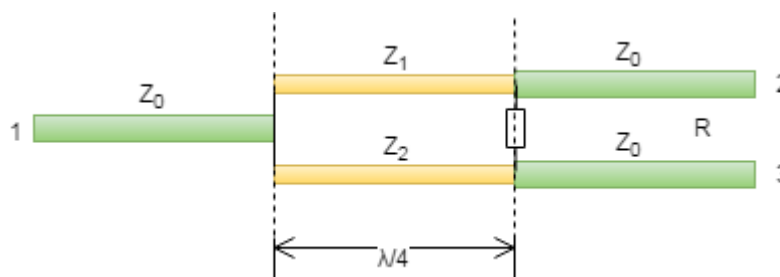
$$S_{23}^* S_{12} = 0, \quad (1.32)$$

$$S_{12}^* S_{13} = 0. \quad (1.33)$$

Z těchto podmínek vyplývá, že alespoň dva ze tří parametrů (S_{12} , S_{13} , S_{23}) musí být nulové. To vždy bude kolidovat s jednou z podmínek z rovnic (1.31) – (1.33). Z toho plyne, že struktura se třemi branami nemůže být zároveň bezztrátová, impedančně přizpůsobená a reciproká [2].

1.8.1 Wilkinsonův dělič výkonu

Vezměme v úvahu dvoucestný Wilkinsonův dělič výkonu, který má jednu vstupní bránu 1 a dvě brány výstupní 2, 3. Ke vstupní bráně je přiveden úsek vedení o charakteristické impedanci Z_0 . Ramena děliče jsou tvořeny úseky čtvrtvlnného vedení o impedanci Z_1 a Z_2 , které impedančně přizpůsobují vstupní impedanci vůči výstupní impedanci. Od výstupních bran jsou vedeny úseky o charakteristické impedanci Z_0 . Schéma je vidět na obrázku 9. Přičemž všechny brány jsou přizpůsobené a výstupní brány jsou od sebe izolované rezistorem. Princip izolace mezi výstupními branami je založen na šíření signálu dvěma cestami. Jedna cesta přes rezistor R a druhá přes dva čtvrt-vlnné úseky. Signál šířící se přes úseky se na bráně 3 o 180° fázově posune a signály se vzájemně odečtou [2].



Obrázek 9 - Dvoucestný Wilkinsonův dělič [5]

Výkon P_1 vstupující do brány 1, lze dělit v předepsaném poměru $K = P_2/P_3$ na výstupních branách 2 a 3. V případě, že $Z_1 = Z_2$, výkon se bude mezi výstupní brány dělit rovnoměrně s dělicím poměrem $K = 1$. Naopak jestliže $Z_1 \neq Z_2$, dělicí poměr nebude $K \neq 1$ a výkon se bude dělit nesymetricky.

Impedance pro rovnoměrné dělení výkonu Z_1 a Z_2 lze vypočítat pomocí vztahu (1.34) a (1.35):

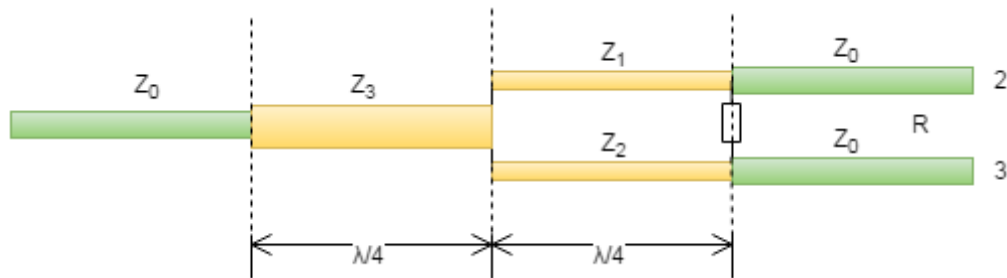
$$Z_1 = Z_2 = 2\sqrt{Z_0 Z_0} = \sqrt{2}Z_0, \quad (1.34)$$

$$R = 2Z_0 \quad (1.35)$$

Rozptylová matice má tvar (1.36):

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{33} & S_{33} \end{bmatrix}. \quad (1.36)$$

Pro zmenšení impedančního skoku a zvětšení šířky pásma se před dělič vkládá další čtvrt-vlnný úsek s impedancí Z_3 [5]. Schéma je znázorněno na obrázku 10.



Obrázek 10 - Kompenzovaný Wilkinsonův dělič výkonu [5]

Impedance jednotlivých větví Z_1, Z_2 a Z_3 lze vypočítat pomocí vztahů níže [5]:

$$Z_1 = Z_2 = \sqrt[4]{2}Z_0, \quad (1.37)$$

$$Z_3 = \frac{1}{\sqrt[4]{2}}Z_0, \quad (1.38)$$

$$K^2 = \frac{P_3}{P_2}, \quad (1.39)$$

$$Z_1 = Z_0\sqrt{K}, \quad (1.40)$$

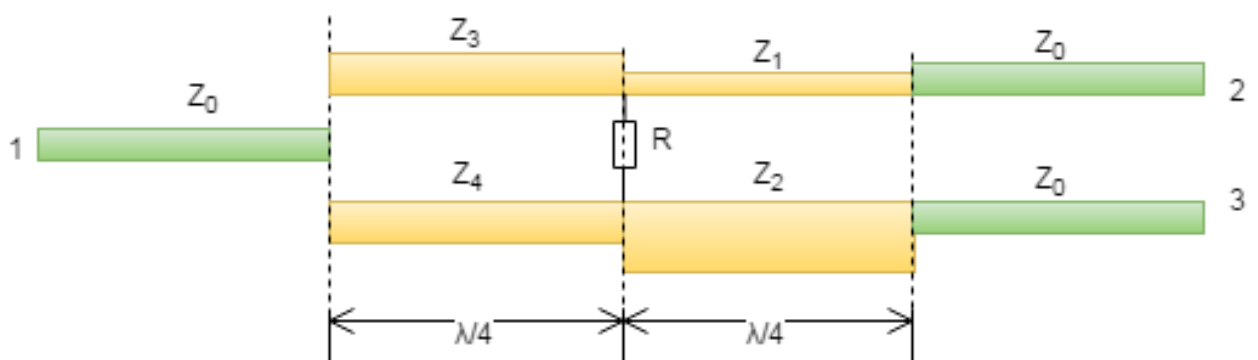
$$Z_2 = \frac{Z_0}{\sqrt{K}}, \quad (1.41)$$

$$Z_3 = Z_0 \sqrt{K(1 + K^2)}, \quad (1.42)$$

$$Z_4 = Z_0 \frac{1}{\sqrt{K}}, \quad (1.43)$$

$$R = Z_0 \left(K + \frac{1}{K} \right). \quad (1.44)$$

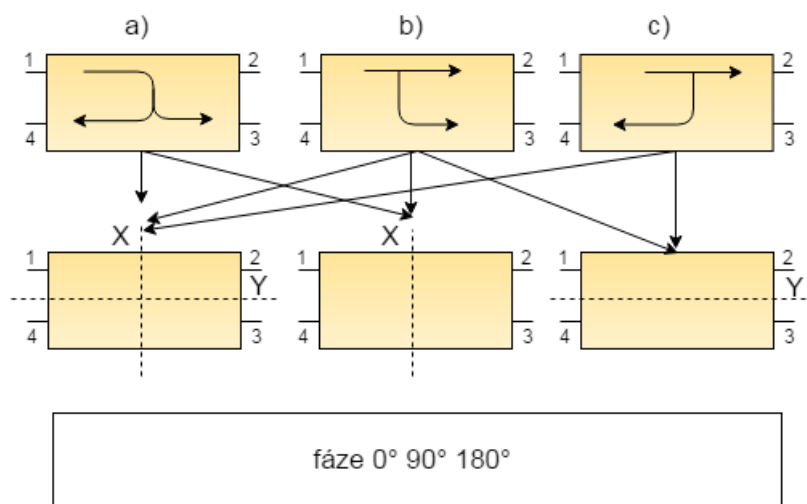
Schéma Wilkinsonova děliče pro dělení výkonu v nerovnoměrném poměru znázorňuje obrázek 11.



Obrázek 11 - Dvoucestný nesymetrický Wilkinsonův dělič výkonu [5]

1.8.2 Směrové odbočnice

Je to reciprokový čtyřbran, který má jednu vstupní bránu a dvě brány výstupní. Do čtvrté brány žádná energie nevstupuje, bude izolovaná. Při reálném použití se zakončuje charakteristickou impedancí pro bezodrazivost. Typy směrovostí odbočnic jsou znázorněny na obrázku 12.



Obrázek 12 - Různé typy směrovostí, symetrií a fázového posunu [6]

Důležité charakteristiky směrových odbočnic podle [6] jsou vypsány v tabulce 1:

Tabulka 1 - Parametry směrových odbočnic se třemi typy směrovostí [6]

	Typy směrovostí		
Parametry (dB)	a)	b)	c)
Vazební útlum	$C_{14} = 10\log\left(\frac{P_1}{P_4}\right)$	$C_{12} = 10\log\left(\frac{P_1}{P_2}\right)$	$C_{14} = 10\log\left(\frac{P_1}{P_2}\right)$
			$C_{14} = 10\log\left(\frac{P_1}{P_4}\right)$
Směrovost	$C_{42} = 10\log\left(\frac{P_4}{P_2}\right)$	$C_{24} = 10\log\left(\frac{P_2}{P_4}\right)$	$C_{14} = 10\log\left(\frac{P_1}{P_4}\right)$
			$C_{23} = 10\log\left(\frac{P_2}{P_3}\right)$
Izolace	$C_{12} = 10\log\left(\frac{P_1}{P_2}\right)$	$C_{14} = 10\log\left(\frac{P_1}{P_4}\right)$	$C_{12} = 10\log\left(\frac{P_1}{P_4}\right)$
			$C_{14} = 10\log\left(\frac{P_1}{P_4}\right)$
Vložný útlum	$C_{13} = 10\log\left(\frac{P_1}{P_3}\right)$	$C_{13} = 10\log\left(\frac{P_1}{P_3}\right)$	$C_{14} = 10\log\left(\frac{P_1}{P_4}\right)$
			$C_{12} = 10\log\left(\frac{P_1}{P_2}\right)$
Dělený výkon	$C_{14} - C_{13} = 10\log\left(\frac{P_3}{P_4}\right)$	$C_{12} - C_{13} = 10\log\left(\frac{P_3}{P_2}\right)$	$C_{12} - C_{14} = 10\log\left(\frac{P_4}{P_2}\right)$

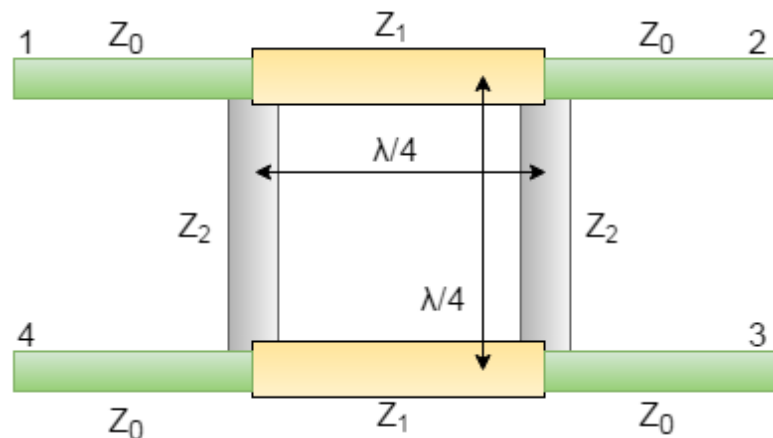
Rozptylovou maticí pro směrovost typu b) můžeme zapsat pomocí (1.45):

$$S = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -j\sqrt{1-k^2} & -k & 0 \\ -j\sqrt{1-k^2} & 0 & 0 & -k \\ -j\sqrt{1-k^2} & 0 & 0 & -j\sqrt{1-k^2} \\ 0 & -k & -j\sqrt{1-k^2} & 0 \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

kde k je napět'ový koeficient vazby,

j je imaginární jednotka, která vyjadřuje posun fáze.

Příkladem směrové odbočnice může být hybridní směrová odbočnice (branch-line). Její ramena jsou tvořena z částí o různých impedancích. Schéma odbočnice je znázorněno na obrázku 13.



Obrázek 13 - Schéma směrové odbočnice typu branch-line

Pokud je brána 1 buzena, výstupem budou brány 2 a 3. Brána 4 bude izolována. Signály na branách 2 a 3 budou fázově posunuty vůči sobě o 90° a vůči vstupnímu signálu o 90° a 180° . Výkon na vstupní bráně je dělen do výstupních bran symetricky, jestliže jsou impedance ramen shodné, tedy $Z_1 = Z_2$.

Pro účely analýzy a výpočtu je symetrie velice důležitou charakteristikou směrových odbočnic, přičemž analýza se provádí rozkladem do sudých a lichých vidů buzení [1, 6].

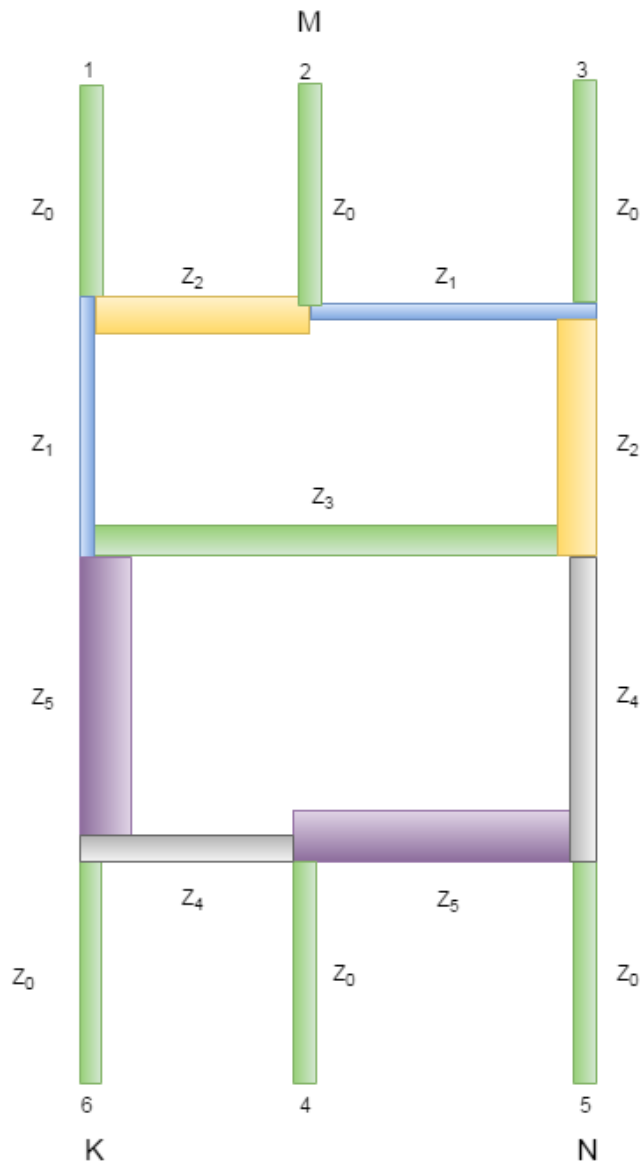
Sudý vid popisuje stav, kdy jsou brány napájeny signálem o stejné velikosti a polaritě. Lichý vid popisuje stav, kdy jsou brány napájeny signálem o stejné velikosti opačné polarity. Pro získání impedancí ramen Z_1, Z_2 je tedy nutné provést rozklad do sudých a lichých vidů.

Rozptylová matice má tvar: (1.46)

$$S = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}. \quad (1.46)$$

1.8.3 Lim-Eom dělič výkonu

Tento dělič má kompletně planární strukturu a nepotřebuje tedy žádné vnitřní rezistory jako například Wilkinsonův dělič. Touto planární strukturou je zajištěna snadná realizovatelnost. Obvod dosahuje výborných teoretických izolací jednotlivých bran a zároveň velmi dobrých teoretických přizpůsobeních na všech branách [7].



Obrázek 14 -Schéma Lim-Eom děliče

Je to reciprokový šestibran, který může fungovat jako dvoucestný nebo třícestný dělič s různými dělicími poměry, přičemž celá struktura děliče je neměnná. Zda obvod bude dvoucestný nebo třícestný, závisí na vybuzečné bráně. Schematicky je dělič znázorněn na obrázku 14 výše.

Rozptylové parametry tohoto děliče mohou být vyjádřeny jako funkce impedancí jednotlivých úseků vedení (1.47) [7].

$$S = [S_{ji}] = f_{ji}(Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5), \quad (1.47)$$

Zde je vidět rozptylová matice šestibranu (1.48):

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} & S_{15} & S_{16} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} & S_{24} & S_{25} & S_{26} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} & S_{34} & S_{35} & S_{36} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & S_{44} & S_{45} & S_{46} \\ S_{15} & S_{25} & S_{35} & S_{45} & S_{55} & S_{56} \\ S_{16} & S_{26} & S_{36} & S_{46} & S_{56} & S_{66} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & 0 & S_{14} & 0 & S_{16} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_{23} & 0 & S_{34} & 0 & S_{36} \\ S_{14} & 0 & S_{34} & 0 & S_{45} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{45} & 0 & S_{56} \\ S_{16} & 0 & S_{36} & 0 & S_{56} & 0 \end{bmatrix}. \quad (1.48)$$

kde $i, j = 1$ až 6 .

Pro rovnici (1.47) je nutno zachovat několik podmínek [7]:

- $Z_k (k = 1, 2, 4, 5) = 90^\circ = \lambda/4$,
- $Z_3 = 180^\circ = \lambda/2$.

Dělicí poměr $M: N: K$ pro dělič na výstupních bránách, lze impedance jednotlivých větví zapsat pomocí rovnic (1.49) - (1.55) [7]:

$$Z_1 = \sqrt{\frac{\Delta_1}{\Delta_2}} Z_0, \quad (1.49)$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{\Delta_1}{M}} Z_0, \quad (1.50)$$

$$Z_3 = Z_0, \quad (1.51)$$

$$Z_4 = \sqrt{\frac{\Delta_2}{N}} Z_0, \quad (1.52)$$

$$Z_5 = \sqrt{\frac{\Delta_2}{K}} Z_0, \quad (1.53)$$

kde

$$\Delta_1 = M + N + K, \quad (1.54)$$

$$\Delta_2 = N + K. \quad (1.55)$$

Tabulka 2 – Magnitudy rozptylových parametrů Lim-Eom děliče [7]

i \ j	1	2	3	4	5	6
1	0	$\frac{M}{\Delta_1}$	0	$\frac{N}{\Delta_1}$	0	$\frac{K}{\Delta_1}$
2	$\frac{M}{\Delta_1}$	0	$\frac{\Delta_2}{\Delta_1}$	0	0	0
3	0	$\frac{\Delta_2}{\Delta_1}$	0	$\frac{MN}{\Delta_1\Delta_2}$	0	$\frac{MK}{\Delta_1\Delta_2}$
4	$\frac{N}{\Delta_1}$	0	$\frac{MN}{\Delta_1\Delta_2}$	0	$\frac{K}{\Delta_2}$	0
5	0	0	0	$\frac{K}{\Delta_2}$	0	$\frac{N}{\Delta_2}$
6	$\frac{K}{\Delta_1}$	0	$\frac{MK}{\Delta_1\Delta_2}$	0	$\frac{N}{\Delta_2}$	0

Pokud tedy vezmeme bránu 1 za bránu vstupní, bude obvod fungovat jako třicístý dělič s dělicím poměrem 1 : 1 : 1. Výstupními branami budou brány 2, 4, a 6. Do bran 3 a 5 ideálně nepronikne žádná energie. Když budící bránou zvolíme bránu 3, dělicí poměr na výstupních branách bude 4 : 1 : 1 (brány 2, 4, 6). Zbylé brány 1, 5 jsou ideálně opět plně izolovány. Pro buzení do bran 4 nebo 6 získáme dělicí poměr 3 : 2 : 1 na výstupních branách 5, 1, 3. Pro využití dvoucestného děliče se budí brána 2 s dělicím poměrem 1 : 2 na výstupních branách 1, 3, nebo je buzena brána 5 s dělicím poměrem 1 : 1 na výstupních branách 4, 6.

Pro signál, který vstupuje do brány 1, je nejdelší cesta (S_{41}) k výstupní bráně 4 o délce jedné vlnové délky. Do brány 6 (S_{61}) je to polovina vlnové délky a do brány 2 (S_{21}) jedna čtvrtina vlnové délky. Je tedy patrné, že jednotlivé signály jsou vůči sobě fázově posunuty [4].

Třicestný dělič „Lim-Eom“ s výstupním dělicím poměrem $M : N : K$ může teoreticky nabývat libovolných kladných hodnot. Pro praktické využití je však doporučeno používat celá kladná čísla [7].

2 Praktická část

2.1 Volba substrátu

Pro zjištění impedancí jednotlivých větví byl vytvořen jednoduchý výpočtový vzorec, který je součástí přílohy 2.1. Ve vzorci je vstupem žádaný dělicí poměr $M : N : K$ a výstupem jsou impedance jednotlivých větví Z_1, Z_2, Z_4, Z_5 . Limitujícím prvkem pro rozsah dělicích poměrů je fyzická realizovatelnost jednotlivých impedančních větví, protože obecně pro velké hodnoty impedancí vycházejí úzké šířky pásků. Naopak pro malé impedance jsou velké šířky pásků. V kapitole 1.8.3 byly uvedeny vzorce pro výpočet impedancí jednotlivých větví děliče. Vypočítané hodnoty impedancí pro dělicí poměry $1 : 1 : 1$ a $3 : 2 : 1$ jsou uvedeny v tabulce 3. Při těchto dělicích poměrech získáme i další poměry v závislosti na buzené bráně, jak bylo ukázáno v kapitole 1.8.3. Pokud tedy známe impedance jednotlivých větví, je nutné vybrat vhodný substrát, tloušťku pásku a dopočítat šířku pásku.

Tabulka 3 Hodnoty impedancí pro dělicí poměry $1 : 1 : 1$ a $3 : 2 : 1$

Hodnoty impedancí pro dělicí poměr $1 : 1 : 1$ pro $M=N=K=1$			Hodnoty impedancí pro dělicí poměr $3 : 2 : 1$ pro $M=3; N=2; K=1$		
Z_0	Z_0	50Ω	Z_0	Z_0	50Ω
Z_1	$\cong 1,22 Z_0$	61Ω	Z_1	$\cong 1,41 Z_0$	$70,5 \Omega$
Z_2	$\cong 1,73 Z_0$	$86,5 \Omega$	Z_2	$\cong 1,41 Z_0$	$70,5 \Omega$
Z_3	Z_0	50Ω	Z_3	Z_0	50Ω
Z_4	$\cong 1,41 Z_0$	$70,5 \Omega$	Z_4	$\cong 1,22 Z_0$	61Ω
Z_5	$\cong 1,41 Z_0$	$70,5 \Omega$	Z_5	$\cong 1,73 Z_0$	$86,5 \Omega$

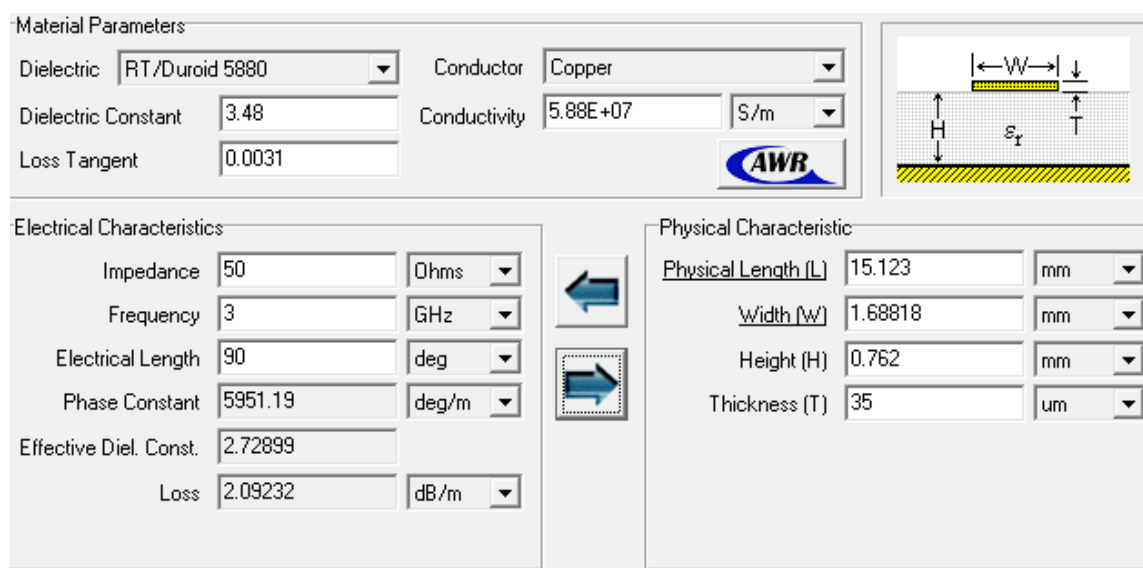
Pro rozbor vlivu parametrů substrátu na rozměry děliče jsem vybral charakteristickou impedanci 50Ω , která je typickou hodnotou pro vysokofrekvenční techniku. Počáteční délku úseku vedení jsem zvolil $\lambda/4$, která je typickou délkou používanou v děličích. Pro výpočet jednotlivých hodnot závislostí byl použit program TXline¹. Všechny vstupní hodnoty programu jsou uvedeny v tabulce 4.

¹ Volně šiřitelný program ze stránek <http://www.awrcorp.com/products/optional-products/tx-line-transmission-line-calculator>

Tabulka 4 - Vstupní hodnoty v programu TXLINE

Tloušťka mikropásku	t [mm]	0,018
Tloušťka substrátu	h [mm]	0,762
Frekvence	f [GHz]	3
Ztrátový činitel	$\tan\delta$	0,0031
Charakteristická impedance	Z_0 [Ω]	50
Čtvrtvlnný úsek	$\lambda/4$	90°
Relativní permitivita	ϵ_r [-]	3,48
Konduktivita	σ [$S \cdot m^{-1}$]	$5,88 \cdot 10^7$

Prostředí programu je znázorněno na obrázku 15.



Obrázek 15 Prostředí programu TXLINE 2003

Substráty mají mnoho různých parametrů, z nichž je možno si vybírat pro danou aplikaci. Mezi nejdůležitější parametry patří kmitočtové pásmo, relativní permitivita materiálu ϵ_r , ztrátový činitel $\tan\delta$, cena a mnoho dalších. Bylo tedy potřeba zjistit parametry vyhovující pro tento dělič. Důležitým kritériem volby byla zmíněná vhodná šířka mikropásku. Bylo nutné zajistit, aby SMA konektory na vstupech a výstupech obvodu děliče byly snadno pájitelné. Pro lepší a snazší manipulaci při samotném pájení jsem si nadefinoval šířku mikropásku, která bude minimálně 1,5x násobek šířky pájitelné části SMA konektoru. Dalším kritériem byla minimální šířka pásku, která je dána technologií výroby 0,2 mm,

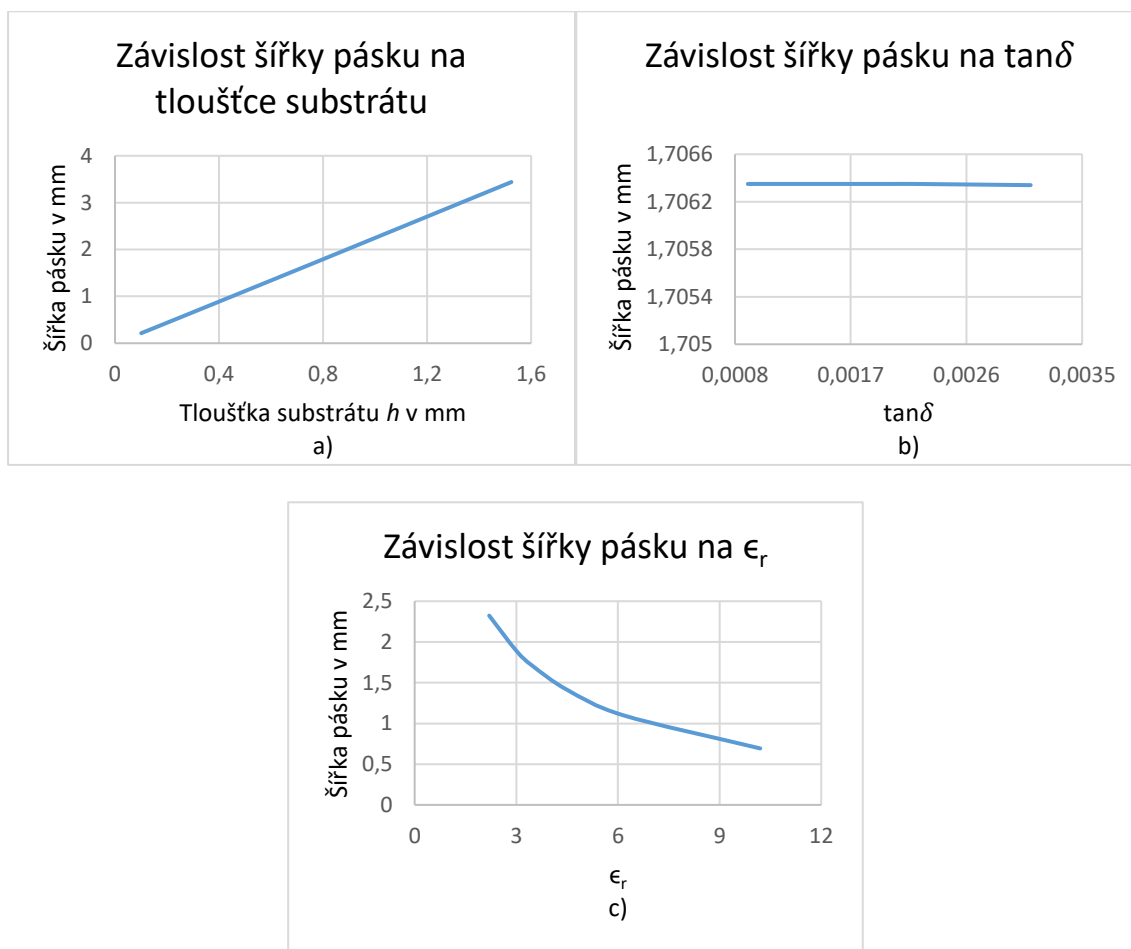
pokud by se volila šířka menší, mohlo by dojít k nežádoucím jevům. Maximální šířka mikropásku je dána čtvrtinou vlnové délky na daném kmitočtu 3 GHz.

Výrobci substrátů je celá řada například Taconic, Arlon nebo Rogers Corporation. Příklady vybraných substrátů od Rogers Corporation s různými relativními permitivitami ϵ_r a ztrátovými činiteli $\tan\delta$ jsou vypsány v tabulce 5.

Tabulka 5 – Porovnání parametrů substrátu na frekvenci 3GHz

Název substrátu	RT/duroid 5880	RO3003	RO4350B	TMM4	RO3006	RO3010
Relativní permitivita ϵ_r [-]	2,20	3,00	3,48	4,50	6,15	10,20
Ztrátový činitel $\tan\delta$ [-]	0,0009	0,0010	0,0031	0,0020	0,0020	0,0022

Obrázek 16 znázorňuje, že šířka pásku je přímo úměrná tloušťce substrátu h a s rostoucí výškou substrátu se šířka pásku zvětšuje. Při změně ztrátového činitele $\tan\delta$ je tloušťka pásku neměnná. Při vzrůstající relativní permitivitě ϵ_r šířka pásku klesá.



Obrázek 16 - Graf vlivu parametrů substrátu na šířku pásku a) vliv tloušťky substrátu b) vliv $\tan\delta$ c) vliv ϵ_r

S rostoucí tloušťkou substrátu h délka pásku klesá. Pro rostoucí hodnoty ztrátového činitele $\tan\delta$ je délka pásku konstantní. Pro rostoucí hodnoty relativní permitivity ϵ_r délka pásku klesá. Vše znázorňuje obrázek 17.



Obrázek 17 - Graf vlivu parametrů substrátu na délku pásku a) vliv tloušťky substrátu b) vliv $\tan\delta$ c) vliv ϵ_r na délku pásku

Volba substrátu má tedy vliv na výpočet šířek a délek jednotlivých pásků děliče při již známých hodnotách impedancí vypočítaných výše v tabulce 3. Z výpočtů byla získána nejmenší a největší hodnota impedancí děliče čili nejširší a nejužší hodnota mikropásku. Tabulka 6 znázorňuje vypočítané šířky pásků pro charakteristickou impedanci $Z_0 = 50 \Omega$ a tabulka 7 znázorňuje vypočítané hodnoty pro $Z_2 = 86.5 \Omega$, což je kritická, největší impedance pro dělicí poměr 1 : 1 : 1. Pomocí takto získaných hodnot rozměrů jednotlivých mikropásků jsem přistoupil k výběru vhodného substrátu.

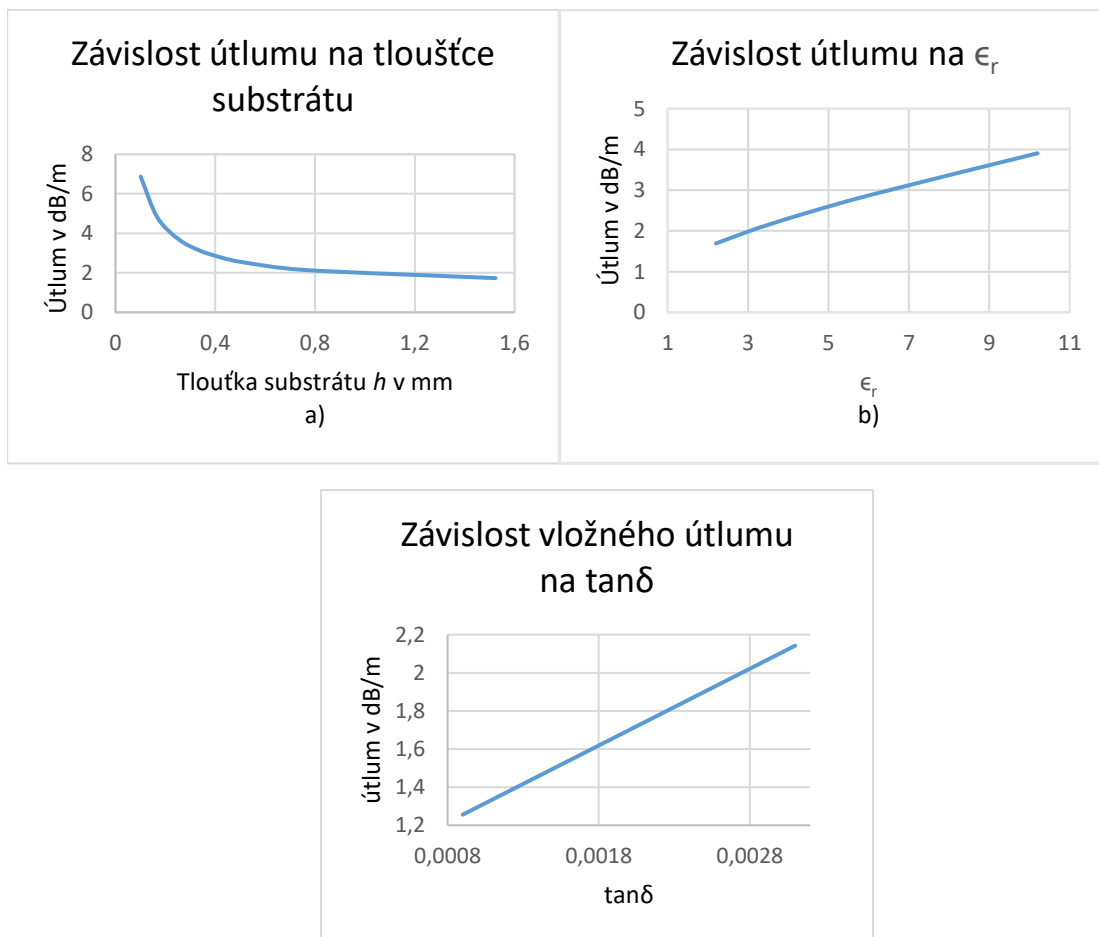
Tabulka 6 Přehled substrátů s vypočítanými šířkami pásku pro charakteristickou impedanci Z_0 se vstupními hodnotami z tabulky 3

Název substrátu	RT/duroid 5880	RO3003	RO4350B	TMM4	RO3006	RO3010
Relativní permitivita ϵ_r [-]	2,20	3,00	3,48	4,50	6,15	10,20
Ztrátový činitel $\tan\delta$ [-]	0,0009	0,0010	0,0031	0,0020	0,0020	0,0022
Tloušťka substrátu h						
0,004"(0,101 mm)	-	-	0,2149	-	-	-
0,005"(0,127 mm)	0,3744	0,3036	-	-	0,1737	0,1065
0,0066"(0,168 mm)	-	-	0,3650	-	-	-
0,010"(0,254 mm)	0,7628	0,6201	0,5585	-	0,3582	0,2229
0,0133"(0,338 mm)	-	-	0,7479	-	-	-
0,015"(0,381 mm)	1,1524	-	-	0,6986	-	-
0,0166"(0,422 mm)	-	-	0,9375	-	-	-
0,020"(0,508 mm)	1,5234	1,2557	1,1318	0,9363	-	-
0,025"(0,635 mm)	-	-	-	1,1743	0,915	0,5752
0,030"(0,762 mm)	-	1,8925	1,6459	1,4125	-	-
0,031"(0,787 mm)	2,4005	-	-	-	-	-
0,050"(1,28 mm)	-	-	-	2,3882	1,8646	1,1789
0,060"(1,524 mm)	-	3,813	3,4399	2,8513	-	-
0,062"(1,575 mm)	4,8325	-	-	-	-	-
0,125"(3,175 mm)	9,8998	-	-	-	-	-

Tabulka 7 - Přehled substrátů s vypočítanými šířkami pásku pro charakteristickou impedanci Z_2 se vstupními hodnotami z tabulky 3

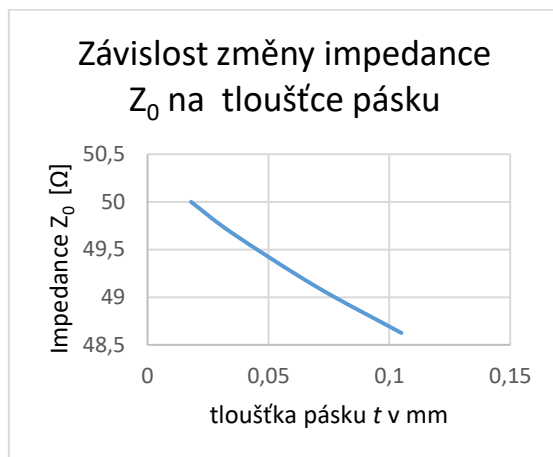
Název substrátu	RT/duroid 5880	RO3003	RO4350B	TMM4	RO3006	RO3010
Relativní permitivita ϵ_r [-]	2,20	3,00	3,48	4,5	6,15	10,2
Ztrátový činitel $\tan\delta$ [-]	0,0009	0,0010	0,0031	0,0020	0,0020	0,0022
0,004"(0,101 mm)	-	-	0,0671	-	-	-
0,005"(0,127 mm)	0,1354	0,1017	-	-	0,0423	0,0165
0,0066"(0,168 mm)	-	-	0,1195	-	-	-
0,010"(0,254 mm)	0,2858	0,217	0,1876	-	0,0954	0,0413
0,0133"(0,338 mm)	-	-	0,2546	-	-	-
0,015"(0,381 mm)	0,4375	-	-	0,2198	-	-
0,0166"(0,422 mm)	-	-	0,3218	-	-	-
0,020"(0,508 mm)	0,5897	0,4504	0,3908	0,2981	-	-
0,025"(0,635 mm)	-	-	-	0,3767	0,2585	0,12
0,030"(0,762 mm)	-	0,6849	0,5951	0,4554	-	-
0,031"(0,787 mm)	0,9248	-	-	-	-	-
0,050"(1,28 mm)	-	-	-	0,7784	0,5385	0,3099
0,060"(1,524 mm)	-	1,393	1,2129	0,9321	-	-
0,062"(1,575 mm)	1,877	-	-	-	-	-
0,125"(3,175 mm)	3,8619	-	-	-	-	-

Pro určení vlivu parametrů substrátu na útlum byly sestrojeny další závislosti, které jsou znázorněny na obrázku 18. Tloušťka pásku t je většinou 18, 35, 70, 105 μm . Tyto hodnoty na útlum nemají skoro žádný vliv. Je zřejmé, že s rostoucí tloušťkou substrátu h útlum klesá. Naopak útlum roste se zvyšující se relativní permitivitou ϵ_r . Útlum se také zvyšuje s větším ztrátovým činitelem $\tan\delta$.



Obrázek 18 Graf vlivu parametrů substrátu na útlum a) vliv tloušťky substrátu b) vliv ϵ_r . Obrázek c) vlivu parametru $\tan\delta$ na útlum

Na obrázku 19 je znázorněn vliv změny tloušťky pásku na charakteristickou impedanci 50Ω ,



Obrázek 19 Graf závislosti změny impedance na tloušťce pásku

Materiál RO4350B je v nabídce se standardní tloušťkou pásku $18\mu\text{m}$ a $35\mu\text{m}$. Pro větší tloušťku pásku se impedance zmenšuje. Změna impedance při změně tloušťky pásku je minimální. V tabulce 8 je uvedena změna impedance pro dané tloušťky pásku.

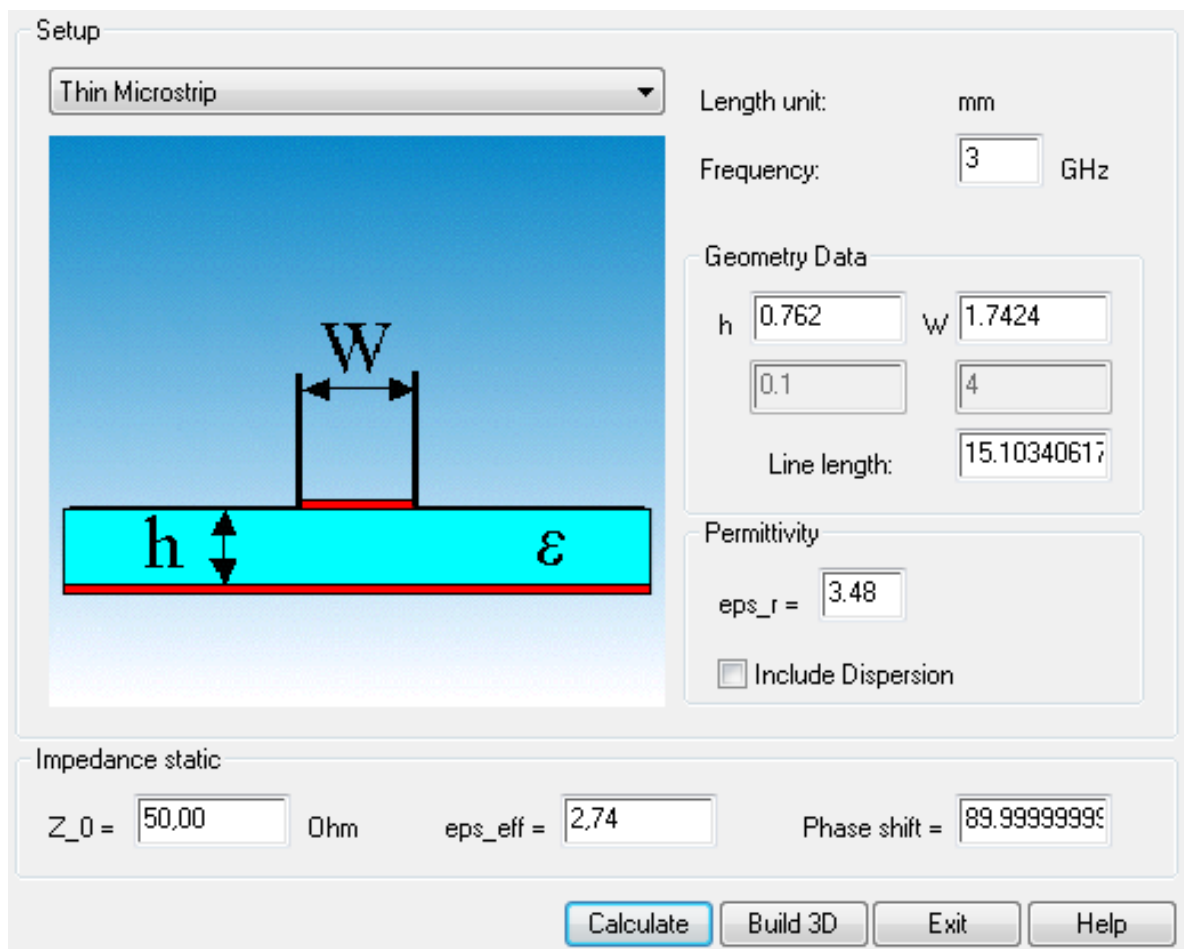
Tabulka 8 Změna impedance pro danou tloušťku pásku

Tloušťka pásku [μm]	Impedance [Ω]
18	50
35	49,67

Jako nejvhodnější substrát jsem zvolil materiál RO4350B s tloušťkou $0,762$ mm a relativní permitivitou $\epsilon_r = 3,48$ ze série RO4000, který je založen na bázi hydrokarbon/keramického laminátu. Důvodem volby tohoto materiálu je stabilní hodnota relativní permitivity, nízké hodnoty ztrátových činitelů, cena a dostupnost materiálu. V úvahu přicházel i RO4350B s tloušťkou $1,524$ mm, který by také vyhovoval, ovšem jeho cena by byla vyšší, tudíž byla preferována tloušťka $0,762$ mm.

2.2 Parametrický model CST Design studio

První parametrický model byl vytvořen v CST Design studiu, které využívá rychlé obvodové analýzy bez nutnosti velkých výpočtů elektromagnetického pole. Tvorba obvodů je založena na propojení jednotlivých bloků mezi sebou. CST studio ovšem využívá odlišný analytický model výpočtu mikropásku než TXLINE a pro přesnější modelování byly tedy hodnoty délek a šířek mikropásku přepočítány. Pro výpočet a korekci hodnot bylo využito makro z CST Microwave studia, znázorněno na obrázku 20. Nevýhodou je nemožnost zadat hodnoty požadovaných impedancí. Hodnoty se musí hledat pomocí zadávání šířky mikropásku. Jelikož jsem měl již vypočítané hodnoty z programu TXline, korekce hodnot byla mnohem snazší.



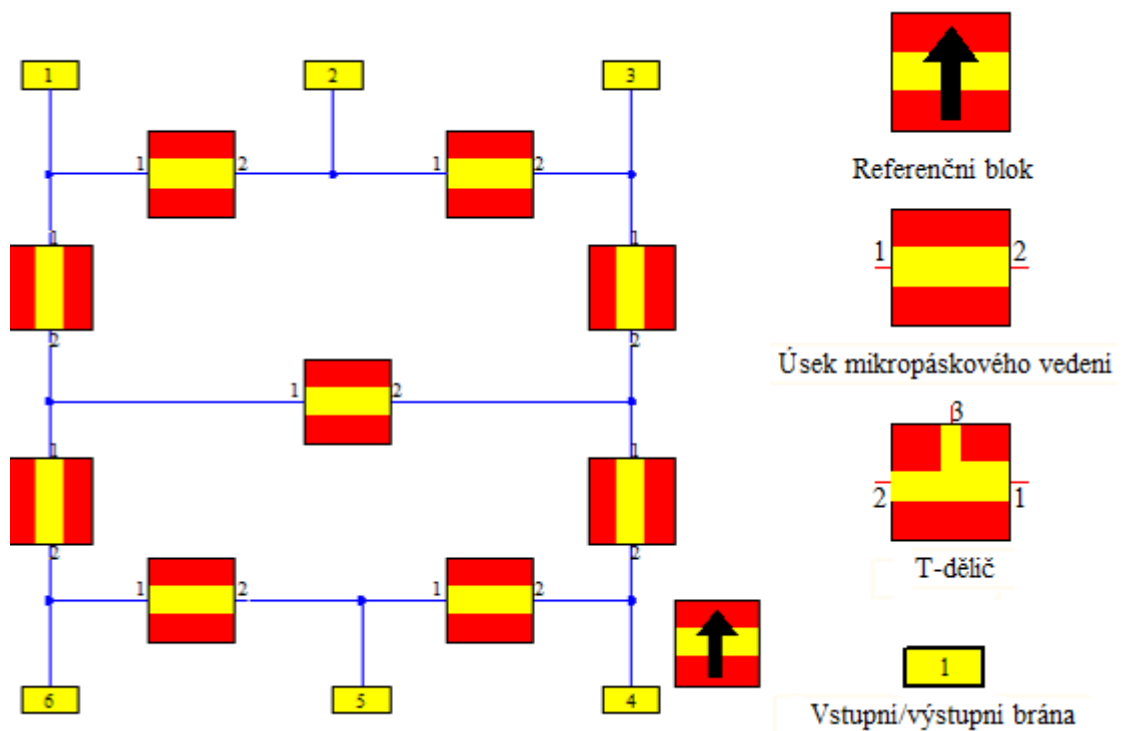
Obrázek 20 Makro pro výpočet impedancí v CST MWS studiu

Porovnání hodnot délek a šířek mikropásku z TXLINE a CST MWS pro dané impedance s vlnovou délkou $\lambda/4$, vyjímaje Z_3 o vlnové délce $\lambda/2$, jsou uvedeny v tabulce 9.

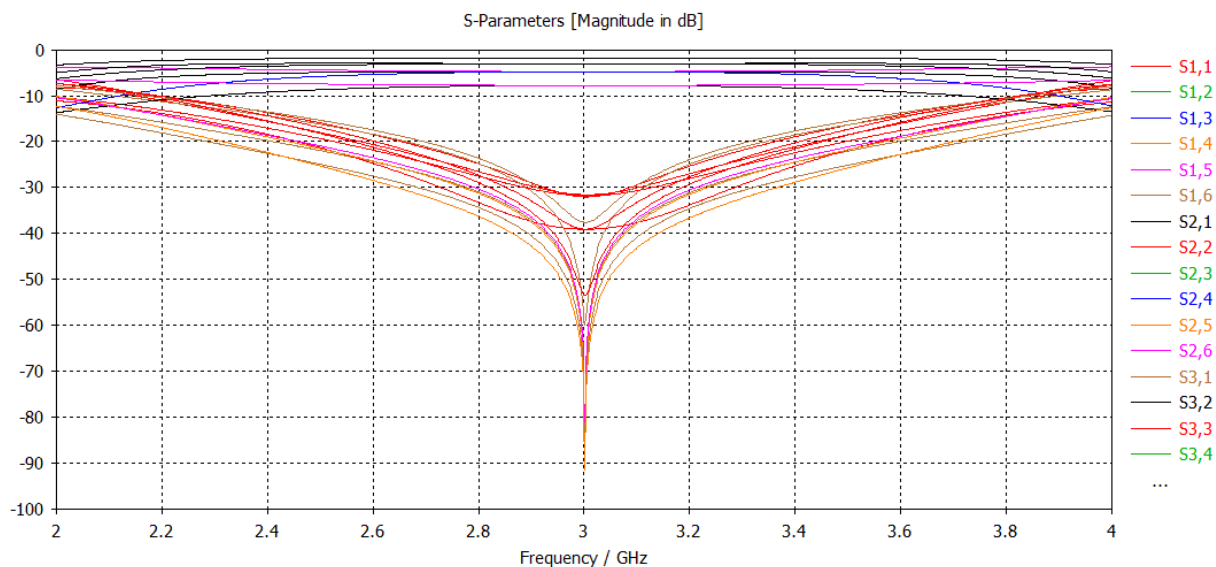
Tabulka 9 Hodnoty šířek a délek mikropásku pro schéma bez diskontinuit

	Hodnoty impedance [Ω]	Délky mikropásku L v mm		Šířky mikropásku W v mm	
		TXline	CST	TXline	CST
Z_0	50	15,0368	15,1034	1,7411	1,7424
Z_1	61,2372	15,24	15,2934	1,2434	1,2401
Z_2	86,6025	15,5875	15,6322	0,6343	0,6195
Z_3	50	30,0736	30,2068	1,7411	1,7424
Z_4	70,7107	15,3866	15,4351	0,9750	0,9463
Z_5	70,7107	15,3866	15,4351	0,9570	0,9463

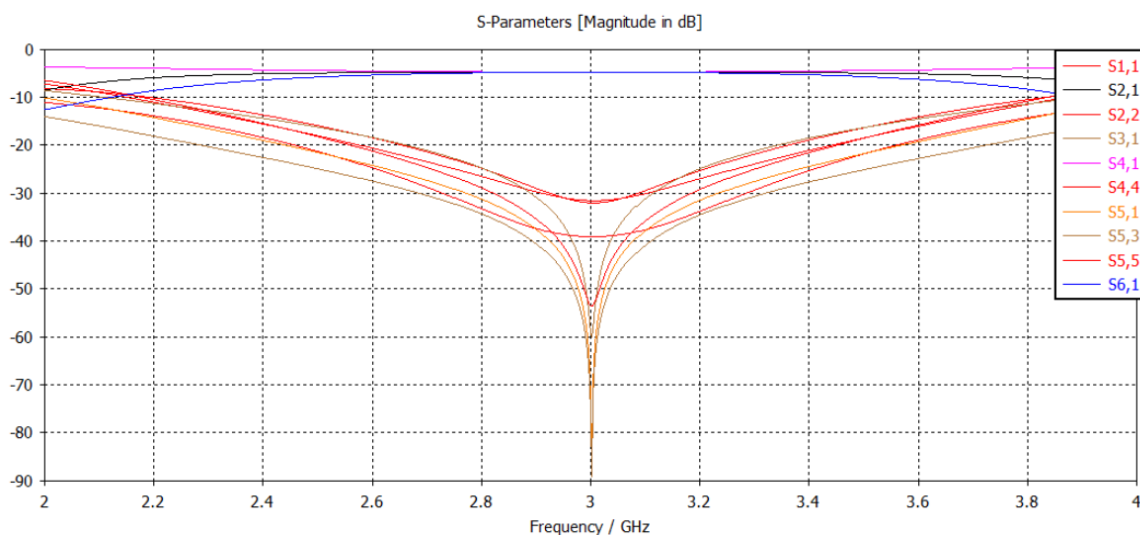
Schéma děliče je znázorněno na následujícím obrázku, kde zatím nebyly použity diskontinuity, T-články. Referenční blok obsahuje všechny parametry použitého substrátu. Blok Mikropáskového vedení obsahuje dvě brány, u kterých je možné zadávat šířky a délky mikropásku na jednotlivých branách. Schéma s popisem jednotlivých bloků je znázorněno na obrázku 21. Rozptylové parametry tohoto schématu jsou na obrázku 22 a obrázku 23.



Obrázek 21 Schéma děliče bez diskontinuit

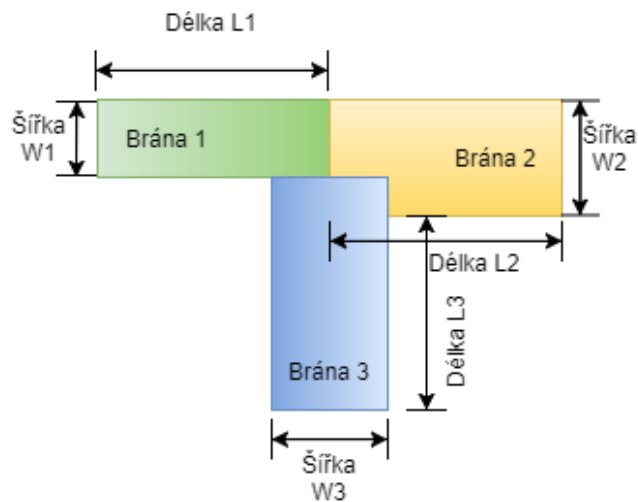


Obrázek 22 Všechny Rozptylové parametry ideálního děliče bez diskontinuit



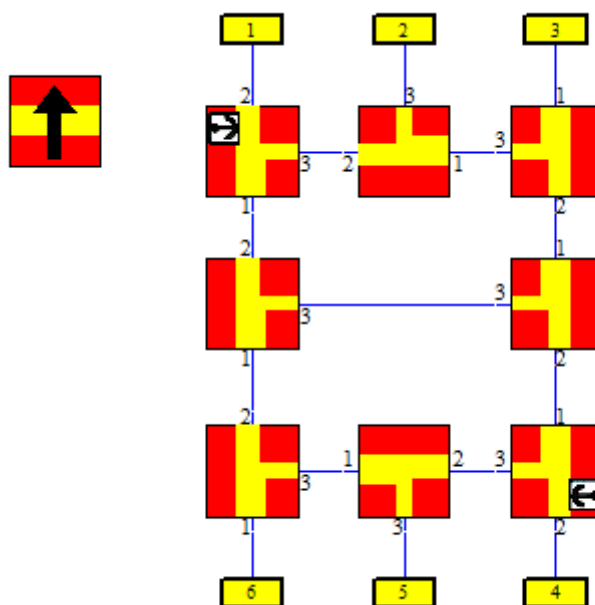
Obrázek 23 Rozptylové parametry pro dělicí poměr 1:1:1 pro obvod bez diskontinuit

V dalším kroku byly zakomponovány do návrhu obvodu bloky T-článků, které vnášejí do obvodů nespojitosti. Při použití T-článků je zapotřebí počítat s tím, že délky L_1 a L_2 jednotlivých bran 1 a 2 jsou počítány od středu osy šířky W_3 brány 3, a musí se při návrhu odečítat polovina šířky W_3 . Tato skutečnost je zobrazena na následujícím obrázku 24.

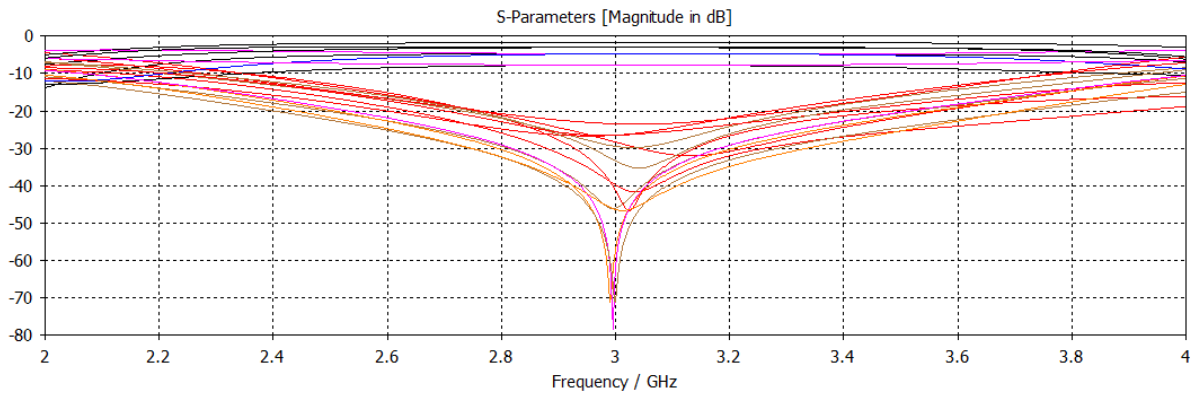


Obrázek 24 T-dělič použitý v CST design studiu

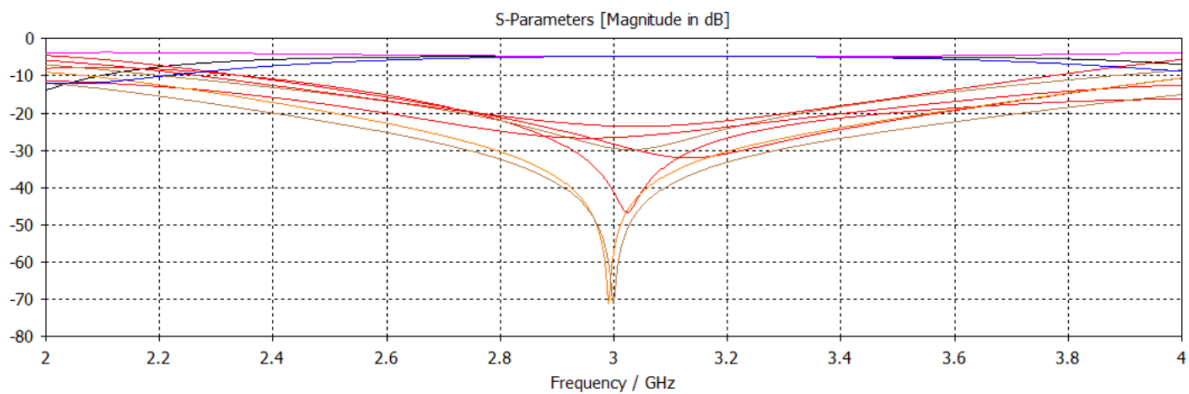
K optimalizaci délek a šířek byl použit nástroj Tune, Tento nástroj se změnou hodnot parametru mikropásku současně graficky znázorňuje vliv na rozptylové parametry děliče. Dalším použitým nástrojem byl Optimizer, ve kterém byly nastaveny požadované parametry a za pomoci předem definovaných cílů optimalizovány žádané parametry. Pro lepší stanovení cílů byly jednotlivé větve děliče rozděleny do více parametrů, Výsledné schéma je zobrazeno na obrázku 25. Grafy rozptylových parametrů jsou uvedeny níže na obrázku 26 a obrázku 27). Tabulka 10 ukazuje nově vypočteny hodnoty šířek a délek mikropásku.



Obrázek 25 Schéma děliče s diskontinuitami



Obrázek 26 Všechny rozptylové parametry s diskontinuitami



Obrázek 27 Rozptylové parametry pro poměr 1:1:1 s diskontinuitami

Tabulka 10 Hodnoty šířek a délek mikropásku pro schéma s diskontinuitou

	Z0	Z1	Z2	Z3	Z4	Z5
Délky mikropásku	15,0368	13,4611	13,3596	30,697	14,4472	16,0976
Šířky mikropásku	1,7424	1,2	0,9002	1,7424	0,8143	0,5846

Pro srovnání výstupních rozptylových parametrů mezi modelem bez diskontinuit a modelem s diskontinuitami byla vytvořena tabulka 11. V této tabulce je znázorněno, jak diskontinuity ovlivní model.

Tabulka 11 Porovnání jednotlivých rozptylových parametrů pro dělicí poměr 1:1:1

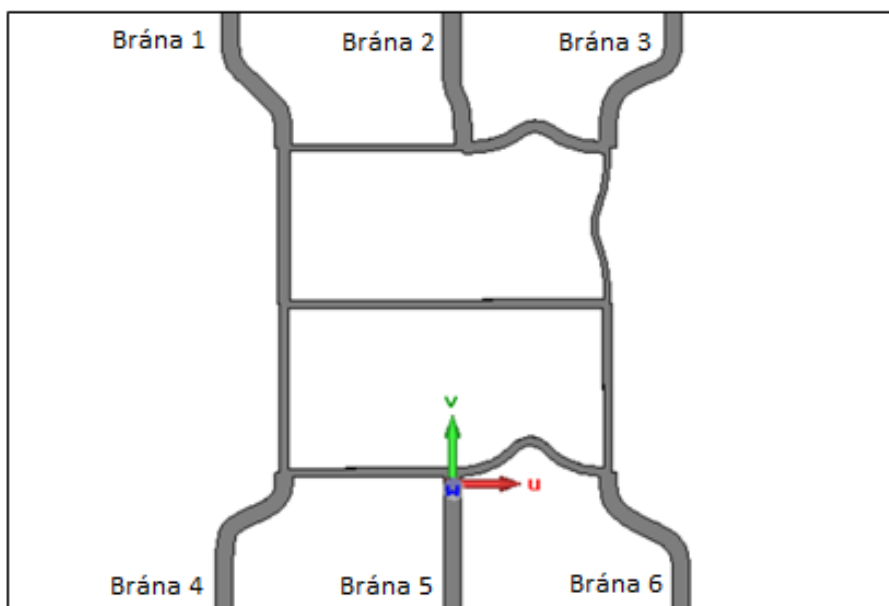
	Rozptylové parametry	Model bez diskontinuit	Model s diskontinuitou
Hodnoty Přenosů mezi branami [dB]	S21	-4,7756	-4,7655
	S41	-4,7739	-4,7955
	S61	-4,7722	-4,7684
Hodnoty izolací jednotlivých bran [dB]	S31	-59,2157	-29,4740
	S51	-73,5785	-57,2009
	S53	-76,5763	-71,1389
Hodnoty přizpůsobení na branách [dB]	S11	-32,0334	-41,1239
	S22	-31,5636	-28,3301
	S44	-39,0890	-26,5313
	S55	-53,4815	-23,4502

2.3 Model v CST Microwave studiu

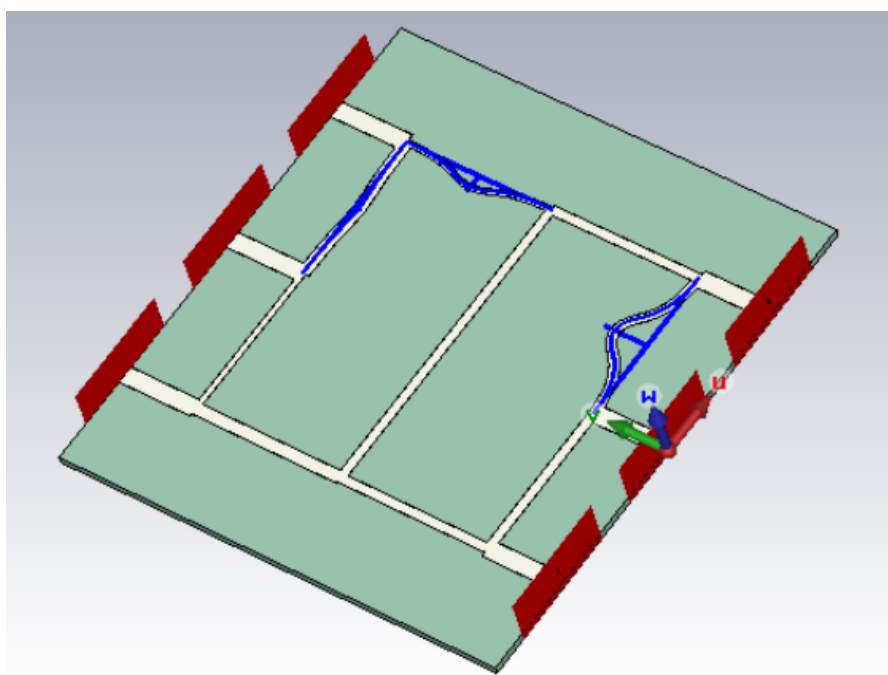
Pro lepší přiblížení reálnému dělicí a vytvoření 3D modelu se simulací elektromagnetického pole se využívá v CST studiu modul CST Microwave studio. Oproti modelu v Desing studiu se zde muselo počítat s délkami jednotlivých mikropásků tak, aby na sebe plynule navazovaly a nedocházelo k impedančním skokům. Jelikož některé mikropásky byly vypočteny s větší délkou, muselo se začít modelovat s mikropáskem nejkratším a postupovat k mikropásku nejdelšímu. Dlouhé pásky byly modelovány pomocí konstrukčních úseček, které vytvořily spliny představující samotný mikropásek. Model s pomocnými spliny je na následujícím obrázku 28. V tabulce 12 jsou uvedeny délky optimalizovaných délek jednotlivých mikropásku. Křivka mikropásku 1 s délkou 17,3657 mm se nachází mezi branami 5 a 6. Křivka mikropásku 2 s délkou 15,924 mm se nachází mezi bránou 3 a středovým mikropáskem. Křivka mikropásku 3 s délkou 15,0493 mm se nachází mezi branami 2 a 3. Tyto vymodelované křivky (spliny) jsou na obrázku 29.

Tabulka 12 Délky splinů mikropásků

Název splinu v CST	Krivka1	Krivka2	Krivka3
Délka splinu [mm]	17,3657	15,9248	15,0493

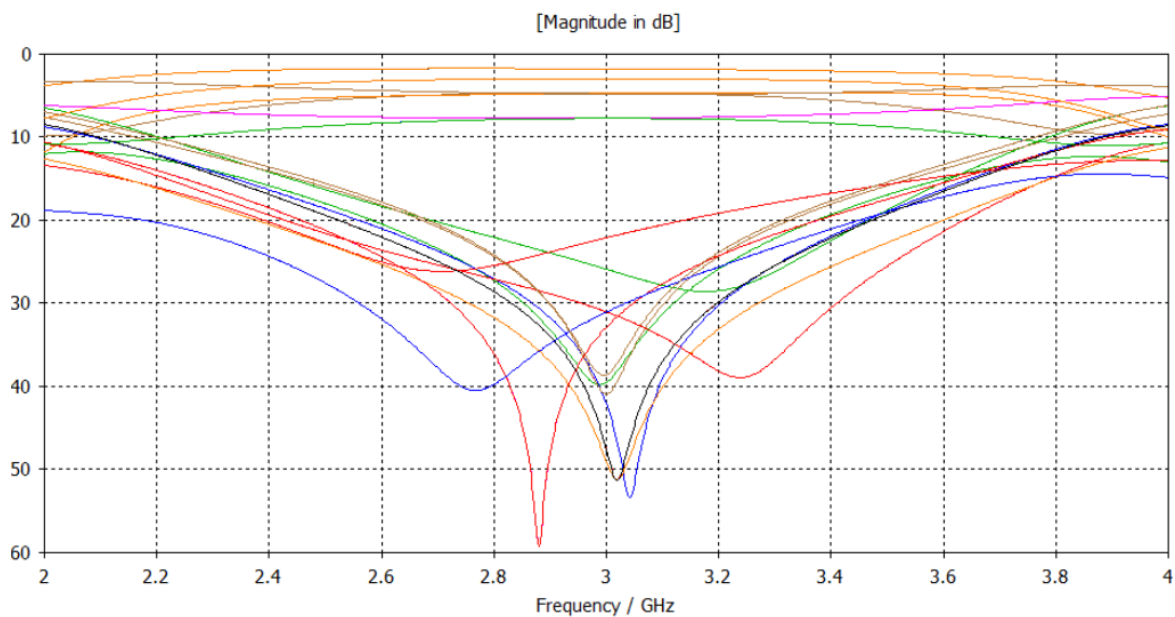


Obrázek 28 Model děliče s mikropásky vytvořených pomocí splinů

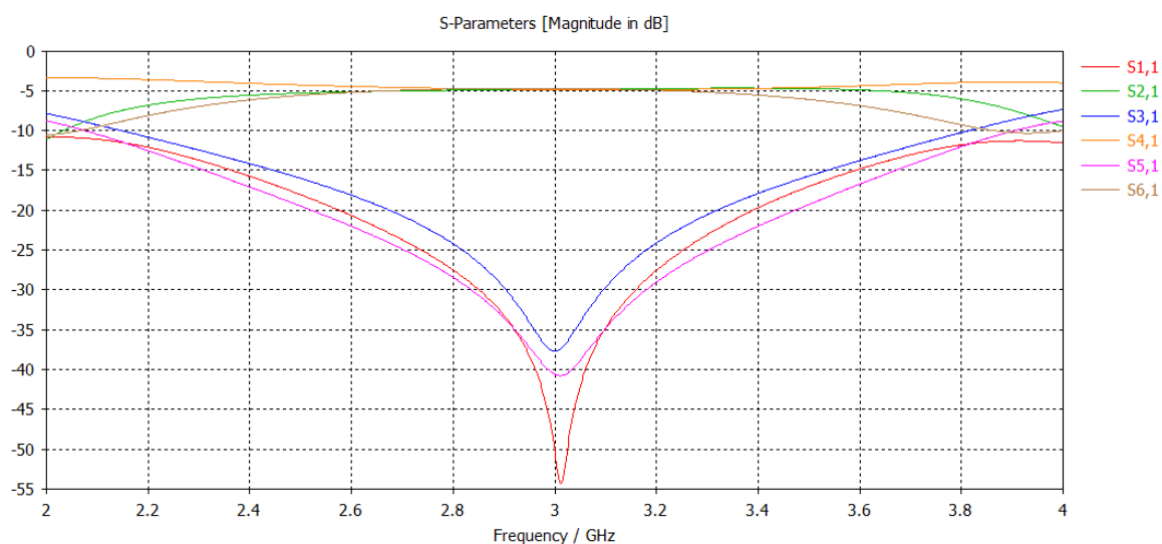


Obrázek 29 Model děliče se simulovanými porty 1 až 6

Výsledné rozptylové parametry modelu jsou na následujících obrázcích 30 a 31.

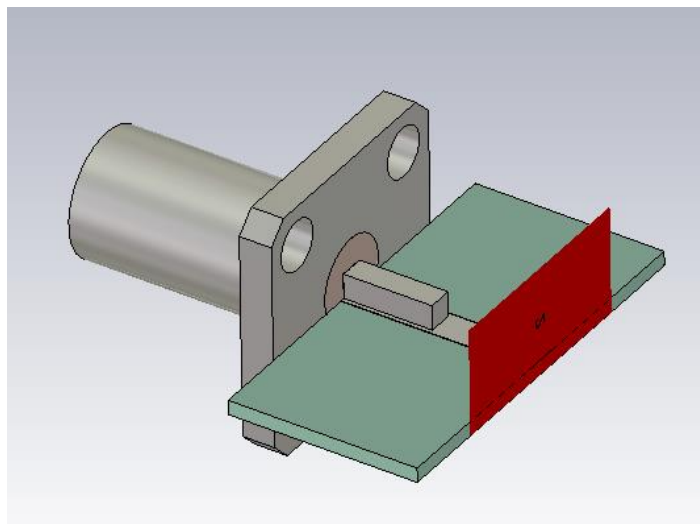


Obrázek 30 Rozptylové parametry 3D modelu



Obrázek 31 Rozptylové parametry 3D modelu pro dělicí poměr 1 : 1 : 1

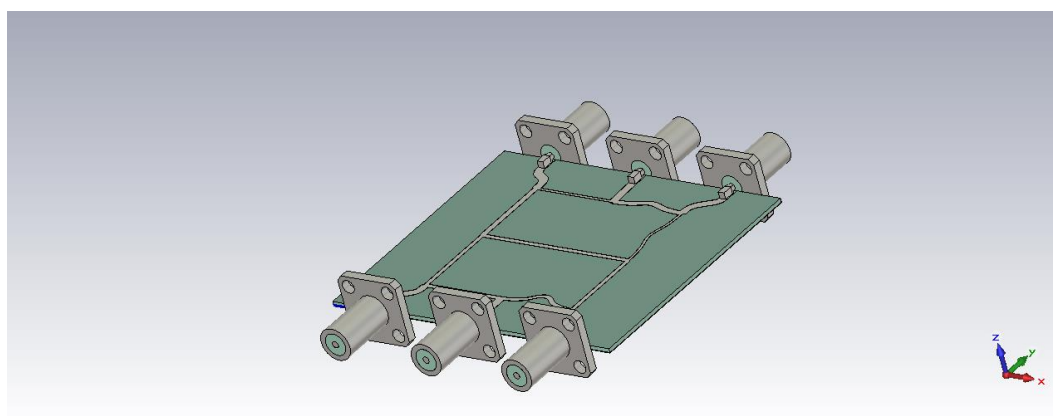
V dalším kroku byl vymodelován samostatně SMA konektor s částí desky děliče pro nasimulování přechodu a impedančního přizpůsobení mezi konektorem a deskou děliče. Model je znázorněn na obrázku 32. Všechny modely SMA konektorů byly do finálního modelu připojeny jako sub-modely. Celkový model je na obrázku 33. Jednotlivé parametry SMA modelu jsou uvedeny v tabulce 13.



Obrázek 32 Přechod SMA konektoru na desku děliče

Tabulka 13 Tabulka parametrů modelu SMA konektoru [9]

H	0,762	Výška desky substrátu
a	10	Rozměr desky šířka
b	10	Rozměr desky délka
t	0,018	Tloušťka pokovení
L0	1	Délka mikropásku
W0	1,7452	Šířka mikropásku
D1	1,3	Průměr pinu
D2	4,353	Průměr teflonu
L_SMA	12,9	Délka SMA konektoru
Tp	1,7	Tloušťka SMA pro šroubky
Lp	12,7	-
Hp	8,6	Vzdálenost děr pro šrouby
Dzdirky	2,6	Průměr děr pro šroubky
Dh	2,6	-
Tpp	10	Velikost bloku konektoru
k	6,34	Koeficient rozšíření portu

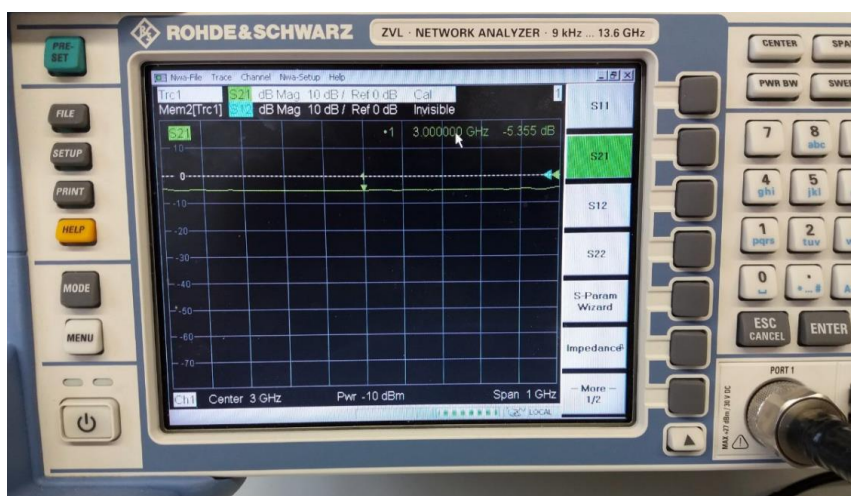


Obrázek 33 Finální zapojení děliče Lim-Eom

3 Měření a porovnání vyrobeného modelu s modelem simulovaným v programu CST MWS

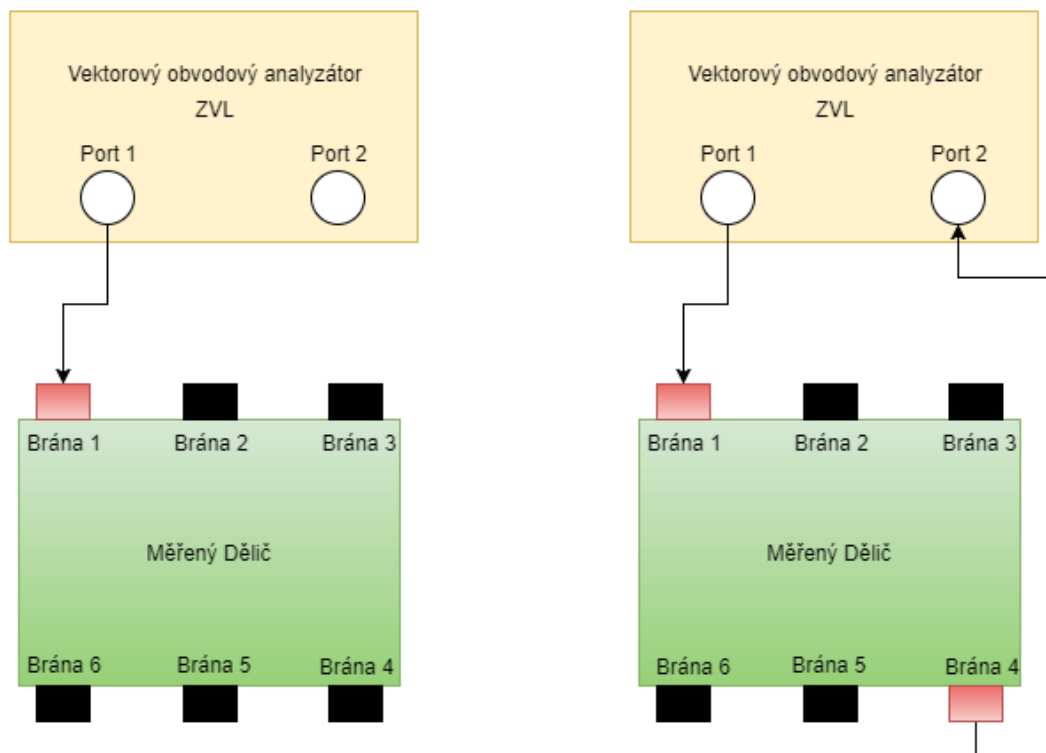
3.1 Měření rozptylových parametrů prototypu

Pro měření jednotlivých rozptylových parametrů (S_{11} , S_{21} , S_{31} atd.) byl použit vektorový obvodový analyzátor ZVL od firmy Rohde&Schwarz s rozsahem 9 kHz až 13,6 GHz. Vektorový analyzátor je znázorněn na obrázku 34.

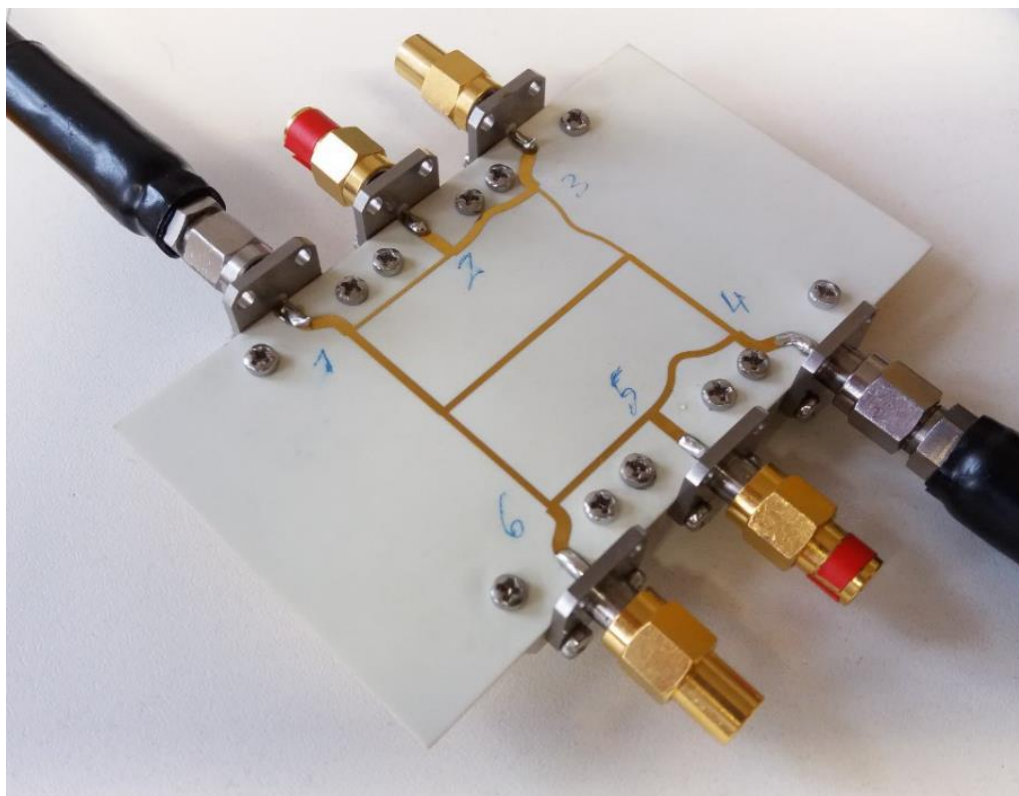


Obrázek 34 Vektorový obvodový analyzátor ZVL

Před samotným měřením bylo nutno nejdříve zkalibrovat obvodový vektorový analyzátor ve zvoleném měřicím rozsahu. Je nutné provést kalibraci pro odstranění vlivu vložného útlumu použitých kabelů a konektorů. Ke kalibraci byla využita kalibrační sada obsahující kalibrační přípravek Rohde&Schwarz ZVL s konektory naprázdno, nakrátko a přizpůsobenou impedancí. Pro měření odrazů od jednotlivých bran (S_{11} , S_{22} , S_{33} , S_{44} , S_{55} , S_{66}), musí být zbylé neměřené brány zakončeny přizpůsobenou impedancí, aby neovlivňovaly výsledky brány měřené. Pro měření rozptylových parametrů (S_{21} , S_{41} , S_{34} atd.) je schématické zapojení měřicí soustavy znázorněno na následujícím obrázku 35. Dále se měří průchody signálů dvojicemi bran pro získání zbylých rozptylových parametrů. Obrázek 36 zobrazuje měření reálného prototypu je rozptylových parametrů, kde je buzena brána 1, Brány 2, 3, 5, 6 jsou zakončeny přizpůsobenou impedancí a brána 4 je branou výstupní.

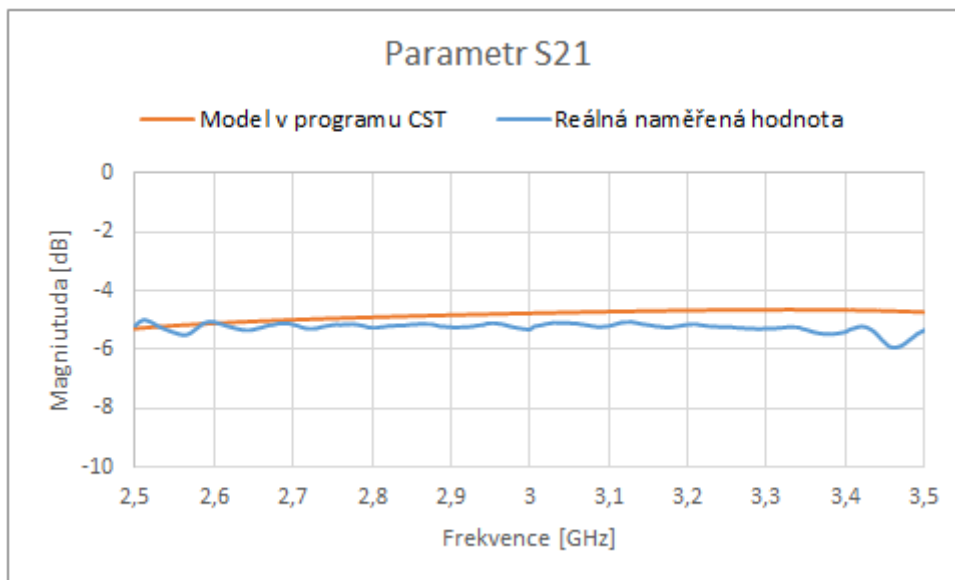


Obrázek 35 Schéma zapojení pro měření koeficient odrazu (S_{11}) pro bránu 1 (vlevo) a měření parametru S_{41} (vpravo)

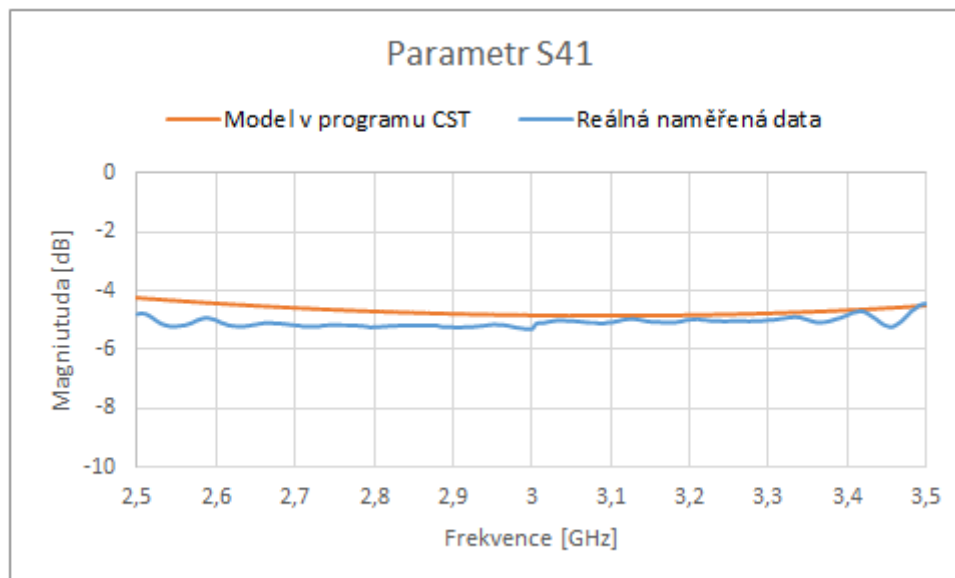


Obrázek 36- Reálný prototyp děliče Lim-Eom

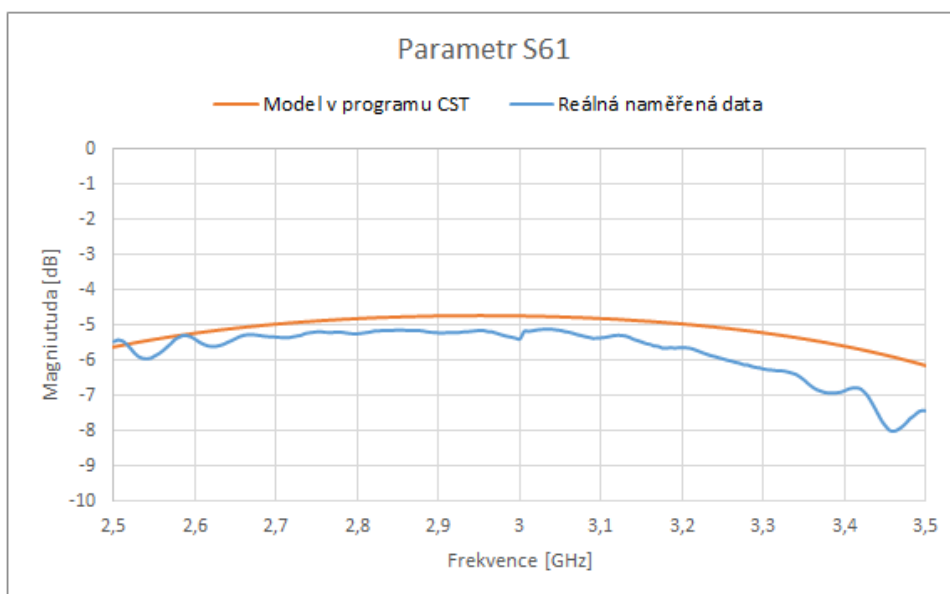
Měření bylo provedeno ve frekvenčním rozsahu 2,5GHz až 3,5GHz v prostorách Univerzity Pardubice, Výsledky mezi nasimulovanými a měřenými hodnotami modelovaného a reálného prototypu pro dělicí poměry 1 : 1 : 1, 4 : 1 : 1 a 3 : 2 : 1, byly vyneseny do grafů a jsou zobrazeny níže. Přenosy mezi vstupní branou 1 a výstupními branami 2,4 a 6 jsou znázorněny na obrázcích 37 až obrázek 39.



Obrázek 37 - Porovnání rozptylového parametru S21 pro dělicí poměr 1:1:1

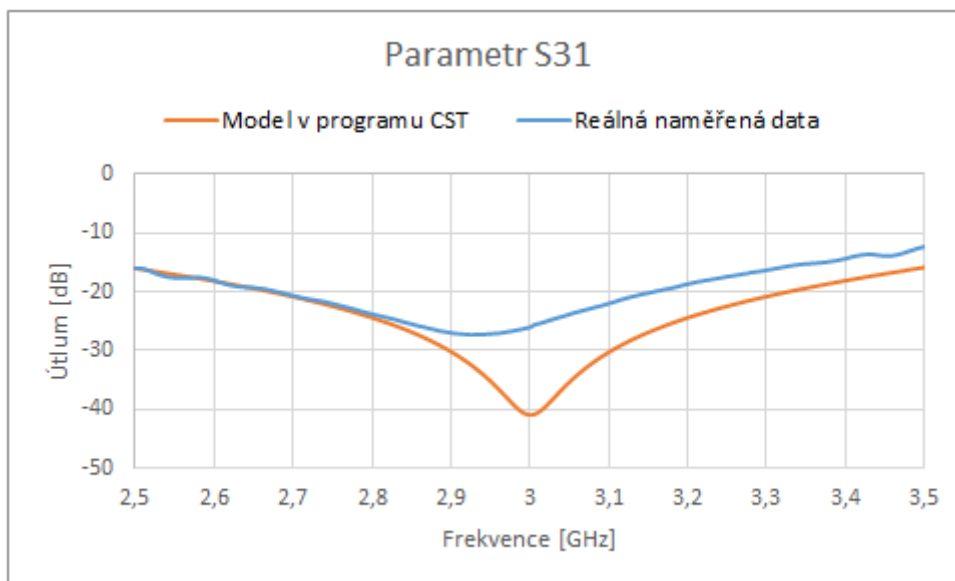


Obrázek 38 Porovnání rozptylového parametru S41 pro dělicí poměr 1:1:1

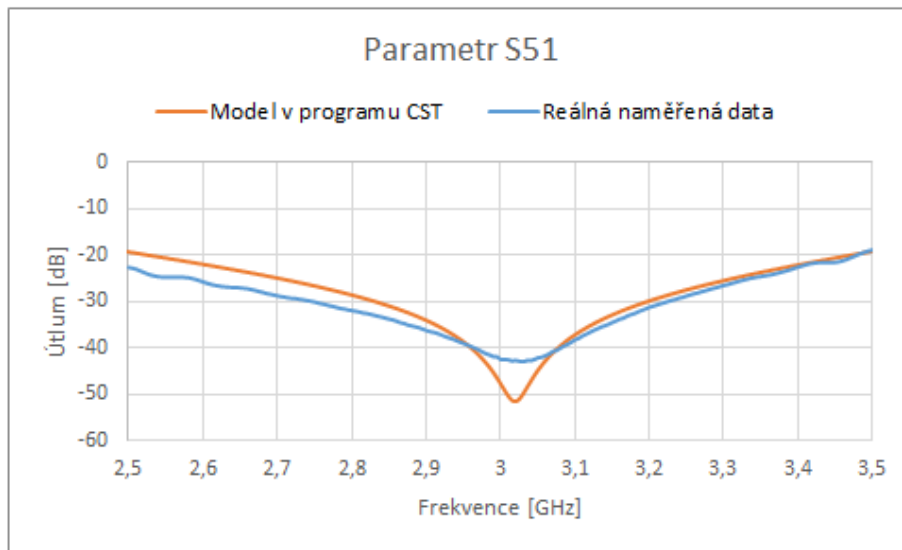


Obrázek 39 Porovnání rozptylového parametru S61 pro dělicí poměr 1:1:1

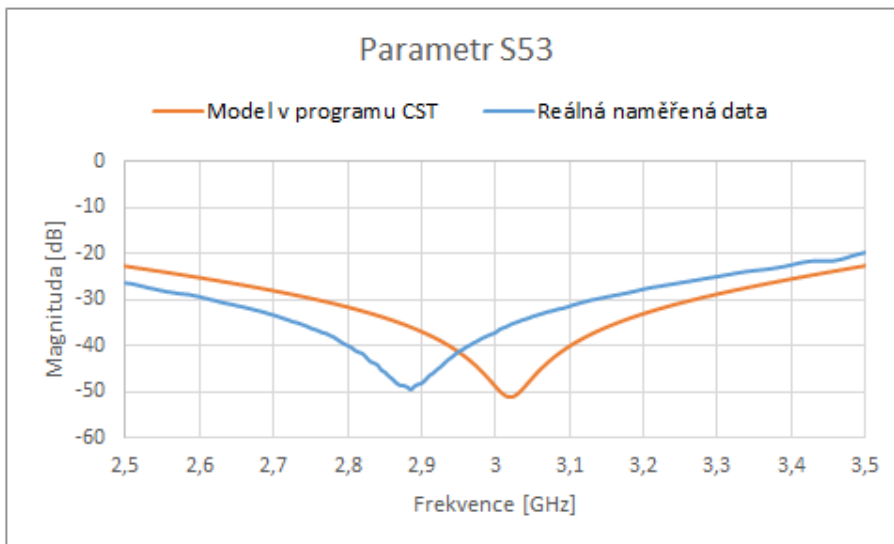
Porovnání izolací mezi jednotlivými porty pro dělicí poměry 1:1:1.



Obrázek 40 Porovnání rozptylového parametru S31 – izolace mezi porty 1 a 3 pro dělicí poměr 1:1:1

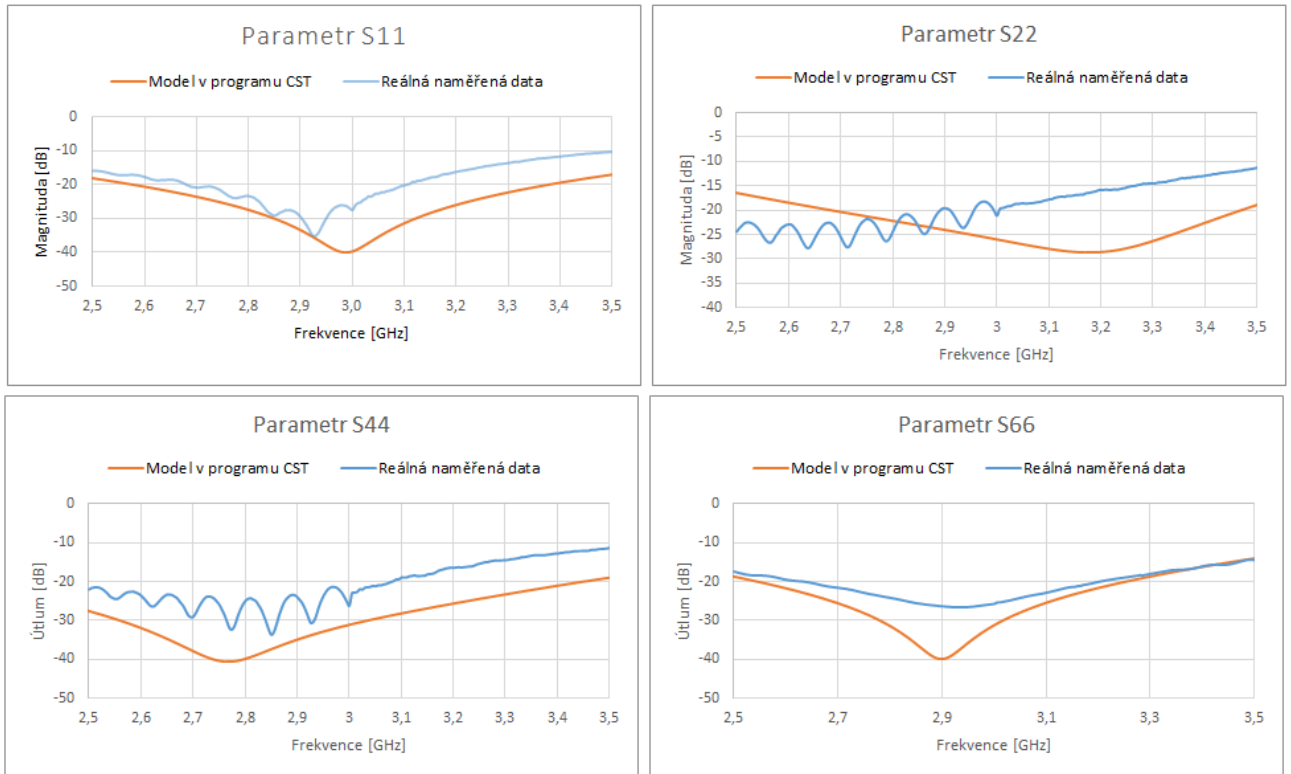


Obrázek 41 Porovnání rozptylového parametru S51 – izolace mezi porty 1 a 5 pro dělicí poměr 1:1:1



Obrázek 42 Porovnání rozptylového parametru S31 – izolace mezi porty 1 a 3 pro dělicí poměr 1:1:1

Tabulka 14 Porovnání dat na frekvenci 3GHz

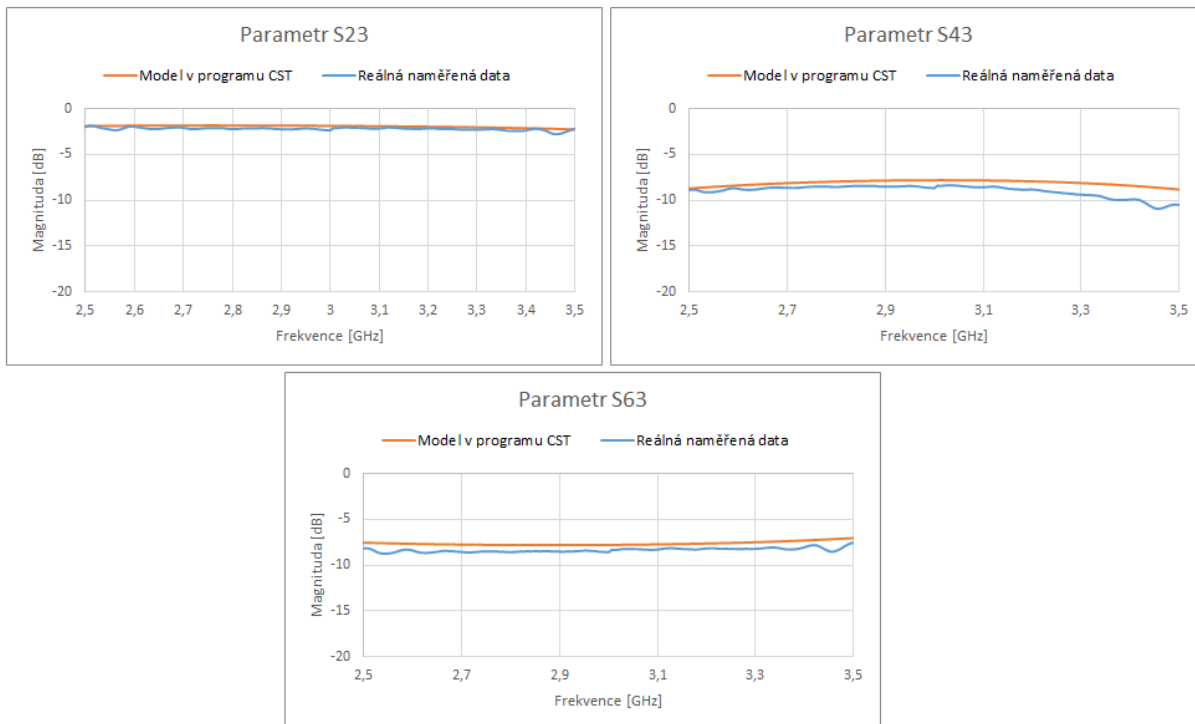


Obrázek 43 Porovnání parametrů odrazů jednotlivých bran pro dělicí poměr 1 : 1 : 1

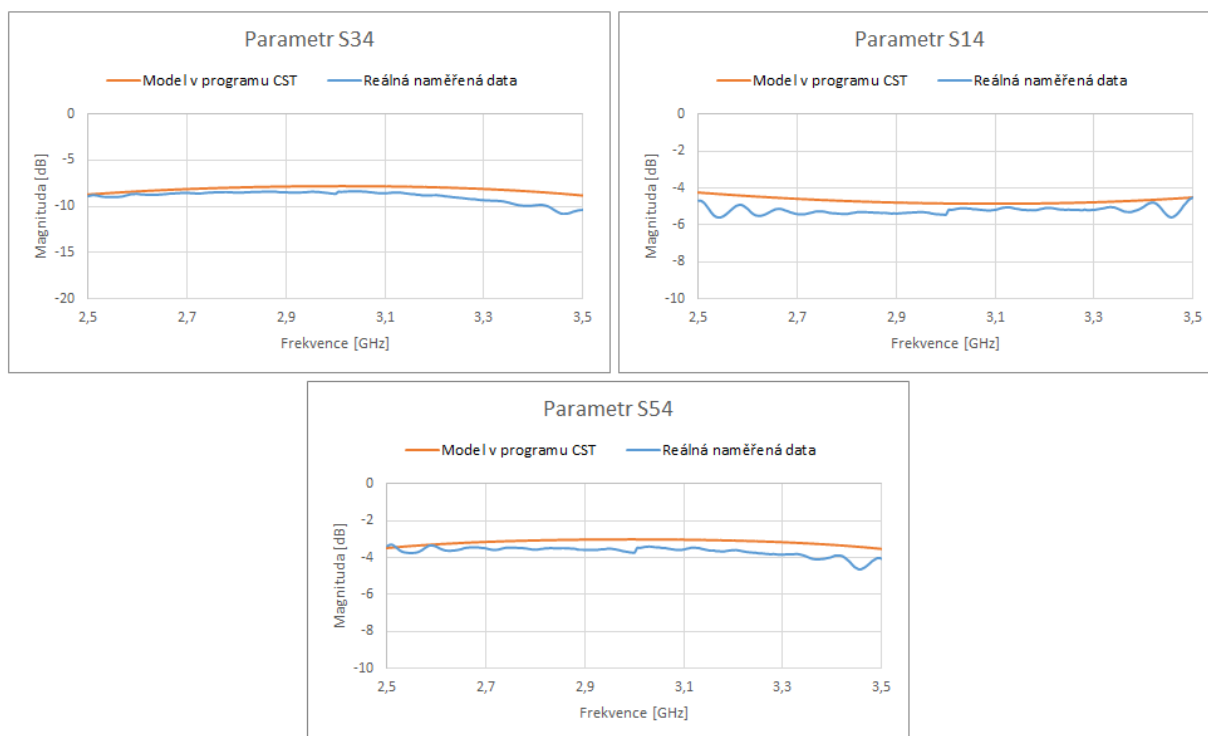
V následující tabulce 15 jsou číselně porovnány rozptylové parametry pro dělicí poměr 1 : 1 : 1. Z tabulky je možné vyčíst, že reálný model má mírně horší hodnoty rozptylových parametrů. Pro úplnost jsou uvedeny grafy dalších měřených rozptylových parametrů. Grafy jsou vyneseny na obrázku 44 a obrázku 45.

Tabulka 15 Porovnání simulovaného modelu a reálného prototypu pro dělicí poměr 1 : 1 : 1

Rozptylové parametry pro dělicí poměr 1 : 1 : 1 (3GHz)	Simulovaný model v programu CST [dB]	Reálná naměřená data prototypu [dB]
S11	-39,55	-27,49
S22	-25,93	-21,06
S44	-31,07	-26,13
S66	-31,19	-25,75
S21	-4,77	-5,32
S41	-4,85	-5,33
S61	-4,72	-5,37
S31	-40,90	-25,96
S51	-47,62	-42,37
S53	-49,03	-37,13



Obrázek 44- Přenosy mezi branami pro dělicí poměr 4 : 1 : 1



Obrázek 45 - Přenosy mezi branami pro dělicí poměr 3 : 2 : 1

3.2 Porovnání simulovaného modelu v programu CST MWS s vyrobeným prototypem

Měřený prototyp dosahoval téměř shodných výsledků jako simulovaný model. Malé odchylky ve výsledcích mohou být způsobeny tím, že při modelování nebyly vždy použity ztrátové materiály. Porovnání měřených a simulovaných hodnot přenosů pro dělicí poměry 1 : 1 : 1 a 4 : 1 : 1 na frekvenci 3GHz jsou pro přehlednost uvedeny v tabulce 16.

Tabulka 16 Porovnání výsledků přenosů mezi simulovaným a reálným modelem

Rozptylové parametry pro dělicí poměr 1 : 1 : 1		
	Simulované hodnoty	Reálné hodnoty
S23	-1,82602	-2,29
S43	-7,78557	-8,69
S63	-7,76864	-8,57
Rozptylové parametry pro dělicí poměr 4 : 1 : 1		
	Simulované hodnoty	Reálné hodnoty
S21	-4,77665	-5,32
S41	-4,85187	-5,33
S61	-4,72642	-5,37
Rozptylové parametry pro dělicí poměr 3 : 2 : 1		
	Simulované hodnoty	Reálné hodnoty
S34	-7,78568	-8,63
S14	-4,85184	-5,43
S54	-2,99974	-3,69

Závěr

Hlavním cílem této diplomové práce bylo navrhnout parametrický model planárního děliče výkonu 1 : 3 v programu CST Studio na frekvenci 3GHz. Provést rozbor vlastností substrátu a vlivy vlastností na samotný dělič. Vytvořit parametrický model následně tento model optimalizovat a provést porovnávací měření mezi reálným prototypem a simulovaným modelem.

První kapitola práce je věnována základním pojmům z teorie používané pro děliče výkonů. Jsou zde rozebrány vybrané základní typy vedení s důrazem na planární vedení, u kterého jsou uvedeny i vzorce pro výpočet geometrie vedení a charakteristické impedance. Dále zde jsou vysvětleny rozptylové parametry a jejich využití pro popis obvodů. V poslední, teoretické části, jsou uvedeny různé typy planárních děličů a jejich vlastnosti. Podrobně je zde popsán princip a funkce Lim-Eom děliče se vztahy pro výpočet impedancí jednotlivých větví děliče a výpočty dělicích poměrů.

Druhá kapitola je věnována návrhu a simulaci tohoto děliče. Vhodným vedením pro zvolený planární dělič je mikropásek popsáný v teoretické části. Jeho hlavní výhodou je cena a jednoduchá výrobní technologie. Dále bylo potřeba vybrat vhodný substrát pro desku děliče. Vybíral jsem z několika typů dielektrických materiálů, přičemž jako nejvýhodnějším zvoleným byl materiál RO3450B od firmy Rogers Corporation. V této kapitole jsou také uvedeny parametry substrátu a vliv na vlastnosti děliče.

Pro návrh a výpočet jednotlivých šířek a délek mikropásku byly hodnoty nejdříve navrženy v programu TXLINE, a poté pro přesnější modelování v CST Microwave studiu pomocí makra pro výpočet mikropásku.

Model děliče byl překreslen v CST Microwave studiu a optimalizován pro stabilní přenosy výkonů děliče. K modelu děliče byly také vymodelovány SMA konektory, které do finálního modelu byly připojeny jako submodely.

Deska děliče byla vyrobena společností PragoBoard, dle vyexportovaných vrstev a parametrů z CST Studia, Poté byly na desku připájeny SMA konektory a celý dělič byl změřen v prostorách Univerzity Pardubice. Poslední část je věnována a prezentaci výsledků reálného prototypu a modelu vytvořeného v programu CST Microwave Studiu, Výsledné rozptylové parametry modelu jsou prezentovány pro dělicí poměry 1 : 1 : 1 a 4 : 1 : 1,

V této diplomové práci byl prezentován postup, jak vymodelovat a sestavit Lim-Eom dělič s různými dělicími poměry. Samotný dělič by bylo dobré také zakomponovat do většího obvodu a ověřit funkčnost reálnou aplikací. Další zajímavostí by bylo vyzkoušet návrh tohoto děliče pro vysoké frekvence.

Literatura

- [1] BEZOUŠEK P, *Materiály k přednáškám z předmětu Pokročilé analogové obvody*.
- [2] POZAR, David M. *Microwave engineering*. 4th ed. Hoboken, NJ: Wiley, c2012. ISBN 0470631554.
- [3] MAZÁNEK, Miloš, Pavel PECHAČ a Jan VRBA. *Základy antén, šíření vln a mikrovlnné techniky*. Praha: Česká technika – nakladatelství ČVUT, 2008. ISBN 978-80-01-03997-7.
- [4] S-parameters-microwave, <https://www.microwaves101.com> [online], Tucson: P-N Designs, Inc., 2016 [cit. 2016-07-17], Dostupné z: <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/438-s-parameters-microwave-encyclopedia-microwaves101-com>
- [5] HOFFMANN, Karel. *Planární mikrovlnné obvody*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2000. ISBN 80-01-02115-7.
- [6] MALORATSKY, Leo G. *Passive RF & microwave integrated circuits*. Boston: Elsevier/Newnes, 2004. ISBN 0-7506-7699-x.
- [7] JONG-SIK LIM a SOON-YOUNG EOM. A new 3-way power divider with various output power ratios. In: *1996 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* [online]. IEEE, 1996, s. 785-788 [cit. 2017-08-31]. DOI: 10.1109/MWSYM.1996.511055. ISBN 0-7803-3246-6. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/511055/>
- [8] GOLIO, John Michael. *Microwave and RF product applications*. Boca Raton: CRC Press, c2003. ISBN 0-8493-1732-0.
- [9] Simulasi Antena Monopole 2.4 GHz dg Konektor SMA di C5T. In: Youtube [online]. 2015 [cit. 2017-08-31]. Dostupné z: <https://www.youtube.com/watch?v=2bkXWYw2YzU>

Přílohy

2.1 Volba substrátu

Soubor: pocitani pomeru.xlsx

Soubor: RO4000-LaminatesData-Sheet.pdf

2.2 Parametrický model v CST Design studio

Soubor: bez T-clanku.cst

Soubor: s T-clankem.cst

2.3 Model v CST Microwave studiu

Soubor: CST bez SMA.cst

Soubor: SMA_s_deskou.cst

Soubor: Lim-Eom.cst

Soubor: bottom_layer_cu.gbr

Soubor: middle_layer_RO4350B.gbr

Soubor: top_layer_cu.gbr