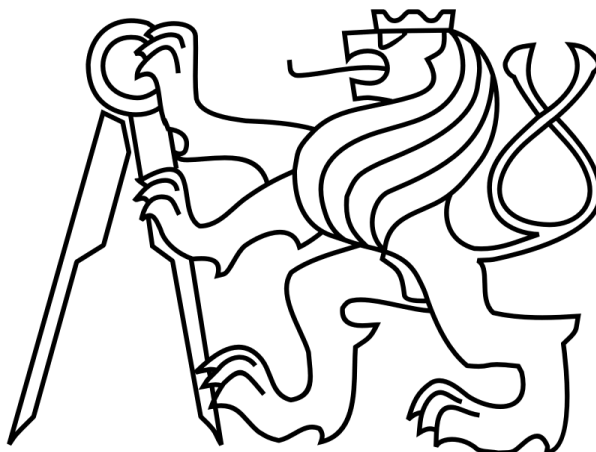


České vysoké učení technické v Praze

Fakulta elektrotechnická

katedra elektromagnetického pole



Diplomová práce

**Mikrovlnný dělič výkonu pro vysoké výkony
na frekvenci 18 GHz**

Autor: Bc. Marcel Šindler

Vedoucí: Ing. Tomáš Kořínek, Ph.D.

Konzultant: Ing. Ondřej Morávek, Ph.D.

2015

Prohlašuji, že jsem zadanou diplomovou práci „Mikrovlnný dělič výkonu pro vysoké výkony na frekvenci 18 GHz“ zpracoval sám s přispěním vedoucího práce a používal jsem pouze literaturu uvedenou na konci práce.

Datum

Podpis.....

Anotace

Tato diplomová práce se zabývá návrhem a praktickou realizací mikrovlnného děliče výkonu v mikropáskové struktuře, vhodného pro aplikace s vysokým výkonem na frekvenci 18 GHz. První část práce je věnována děličům výkonu a problematice mikrovlnných měření. Následující kapitola popisuje návrh a výrobu výkonového děliče. Další část práce se zabývá měřením na vektorovém analyzátoru. Změřené parametry děliče jsou porovnány s parametry simulovanými.

Annotation

This diploma thesis deals with design and realization of microwave power divider in microwave structure suitable for high-power applications on frequency 18 GHz. The first part of the thesis is focused on power dividers and problematics of microwave measurements. Following chapter describes design and manufacturing of power divider. Next part of thesis deals with measurement on vector network analyser. Parameters of measured power divider are compared to parameters acquired by simulation process.

Poděkování

Na tomto místě bych chtěl poděkovat Ing. Tomáši Kořínkovi, Ph.D. za cenné rady, připomínky a také za ochotu a pomoc při realizaci. Dále také Ing. Ondřeji Morávkovi, Ph.D. za cenné rady ke kalibracím.

Obsah

| | |
|---|----|
| Seznam zkratk a symbolů | 6 |
| 1. Úvod..... | 7 |
| 2. Teorie | 8 |
| 2.1. Planární děliče | 8 |
| 2.2. Kalibrace VNA | 16 |
| 2.3. Rozdělení kalibračních metod dle použití VNA | 17 |
| 2.4. Jednobranové kalibrační metody..... | 18 |
| 2.5. Dvoubranové kalibrační metody | 22 |
| 2.6. De-embedding..... | 26 |
| 2.7. Tříbranové kalibrační metody | 27 |
| 3. Návrh a realizace..... | 28 |
| 3.1. AWR | 28 |
| 3.2. Návrh planární kalibrační sady | 34 |
| 3.3. Výroba děliče | 35 |
| 4. Měření | 35 |
| 5. Výsledky | 37 |
| 5.1. Porovnání děliče Gysel pro různé substráty..... | 37 |
| 5.2. Porovnání děliče Gysel v obvodovém simulátoru a AXIEM..... | 39 |
| 5.3. Analýza výnosu..... | 41 |
| 5.4. Porovnání změřeného děliče Gysel a simulace v AXIEM..... | 53 |
| 6. Závěr | 58 |
| Literatura | 59 |
| Seznam příloh..... | 60 |

Seznam zkratek a symbolů

| | | |
|---------|--|---|
| RF | | rádiové vlny |
| SMD | | součástka určená pro povrchovou montáž |
| SMA | | koaxiální konektor (SubMiniature version A) |
| EM | | elektromagnetický |
| AXIEM | | simulátor elektromagnetického pole |
| MLIN | | mikropáskové vedení |
| MSUB | | substrát mikropáskového vedení |
| TLIN | | ideální bezeztrátové vedení |
| EXTRACT | | prvek pro výběr úseků vedení pro simulátor pole |
| STACKUP | | prvek pro přiřazení parametrů substrátu simulátoru pole |
| MCLIN | | vázané mikropáskové vedení |
| OPEN | | Kalibrační standard – otevřený konec |
| SHORT | | Kalibrační standard – zkrat |
| LOAD | | Kalibrační standard – přizpůsobená zátěž |
| MATCH | | Kalibrační standard – přizpůsobená zátěž |
| THROUGH | | Kalibrační standard – propojovací vedení |
| TOM | | “Through open match“ kalibrační postup |
| TRL | | “Through reflect line“ kalibrační postup |
| SOLT | | “Short open load through“ kalibrační postup |
| OSM | | “Open short match“ kalibrační postup |
| TOM-X | | “Through open match crosstalk“ kalibrační postup |
| TOSM | | “Through open short match“ kalibrační postup |
| DUT | | “Device under test“ testované zařízení |
| VNA | | Vektorový analyzátor |
| ZVA67 | | Vektorový analyzátor dostupný na katedře EM pole |

| | | |
|-----------------------|--------------|-----------------------------|
| f | (Hz) | frekvence |
| P | (W) | výkon |
| λ | (m) | vlnová délka |
| Γ_{DUT} | (-) | skutečný činitel odrazu DUT |
| M_{DUT} | (-) | změřený činitel odrazu DUT |
| a_i | (\sqrt{W}) | budící vlnová kvantita |
| b_i | (\sqrt{W}) | dopadající vlnová kvantita |
| $\text{tg } \delta$ | (-) | ztrátový činitel |

1. Úvod

Cílem diplomové práce bylo navrhnout mikrovlnný dělič výkonu v mikropáskové struktuře, vhodný pro aplikace s vyšším výkonem, dle dostupné literatury [3,4]. Dále zvolit dostupný substrát s ohledem na parametry a technologickou realizovatelnost děliče. Klíčové bylo dosažení maximální relativní šířky pásma, minimálního průchozího útlumu, maximální izolace mezi výstupními branami, dělicího poměru 1:1 a co nejlepšího přizpůsobení na všech branách. Následně dělič realizovat na dostupném substrátu a změřit jej na vektorovém analyzátoru obvodů dostupnou kalibrační metodou vhodnou pro tříbranové obvody [8]. Pro zvolenou kalibrační metodu navrhnout vhodnou planární kalibrační sadu, kterou bude možné použít pro přesné měření realizovaného děliče. V závěru porovnat výsledky dosažené měřením a v simulaci a rozebrat případné rozdíly a zdroje chyb v obou případech.

První kapitola popisuje problematiku výkonových děličů a kalibračních metod. Okrajově je v ní zastoupen rozbor jednotlivých typů děličů a srovnány jsou jejich výhody a nevýhody, této problematice je ponechán větší prostor v [14]. Zmíněny jsou běžné kalibrační techniky spolu s krátkým úvodem do problematiky mikrovlnných měření.

Druhá kapitola se zabývá návrhem a výrobou děliče a také planární kalibrační sady umožňující jeho přesné změření. Podstatná část návrhu byla provedena v prostředí simulačního softwaru „AWR Microwave Office“. Popisuje volbu typu děliče a substrátu. Popisuje návrh děliče od výběru struktury přes tvorbu layoutu až po konečnou výrobu. Uvedeny jsou zde možné postupy pro výpočet chybových parametrů modelu měřící trasy.

Třetí kapitola se zabývá vlastním měřením kalibrační sady a děliče na VNA. Obsaženy jsou v ní korekce, které byly aplikovány při měření obvodu.

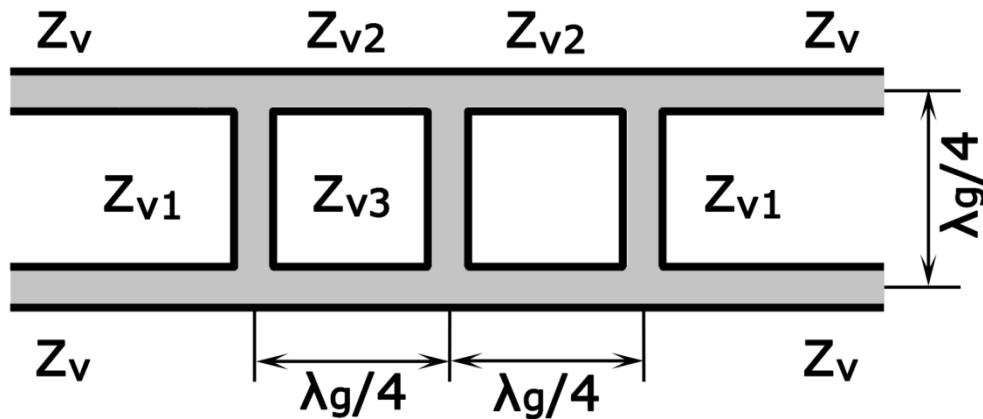
V poslední kapitole jsou porovnány výsledné s-parametry měřeného děliče spolu s jeho simulacemi z obvodového simulátoru a simulátoru EM pole AXIEM. Vysvětleny jsou zde důvody rozdílných průběhů jednotlivých s-parametrů a také zhodnocení dosažených výsledků spolu s analýzou citlivosti obvodu na změnu parametrů jeho součástek.

2. Teorie

2.1. Planární děliče

Varianta zapojení byla zvolena podle parametrů požadovaných v zadání. Ve většině aplikací je vhodné využít zapojení se stejným dělicím poměrem do všech výstupních portů. Takové zapojení bude vykazovat nejméně jednu rovinu symetrie. Navrhovaný dělič tedy bude osově symetrický z důvodu požadovaného dělicího poměru 1:1. Dle zadání má být dělič změřen dostupnou metodou vhodnou pro tříbranové obvody.

Směrové vazební členy jsou čtyřbrany, nepoužitou bránu lze však zakončit SMD rezistorem již v návrhu.



Obr. 2.1 Třípříčkový vazební člen, převzato z [15].

Charakteristické impedance 3 dB třípříčkového vazebního členu [15]:

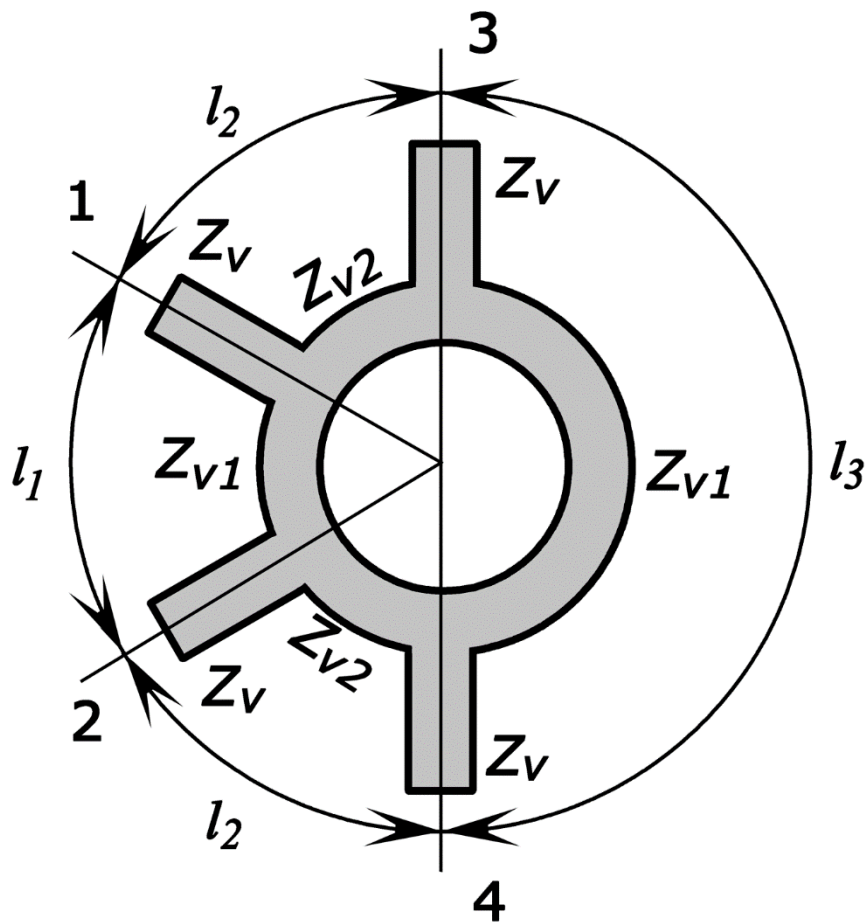
$$Z_{v1} = \frac{Z_v}{\sqrt{2} - 1} \quad (2.1)$$

$$Z_{v2} = Z_{v3} = \frac{Z_v}{\sqrt{2}} \quad (2.2)$$

Uvažujeme-li idealizovanou strukturu kruhového hybridního děliče a zároveň volíme [15]:

$$l_1 = \lambda_{g1}/4, l_2 = \lambda_{g2}/4, l_3 = 3\lambda_{g1}/4 \quad (2.3)$$

U kruhového hybridního členu mohou být signály na výstupních branách jak ve fázi, tak v protifázi, závisí na volbě vstupní brány.



Obr. 2.2 Kruhový vazební člen, převzato z [15].

Rozptylová matice idealizovaného kruhového hybridního členu [15]:

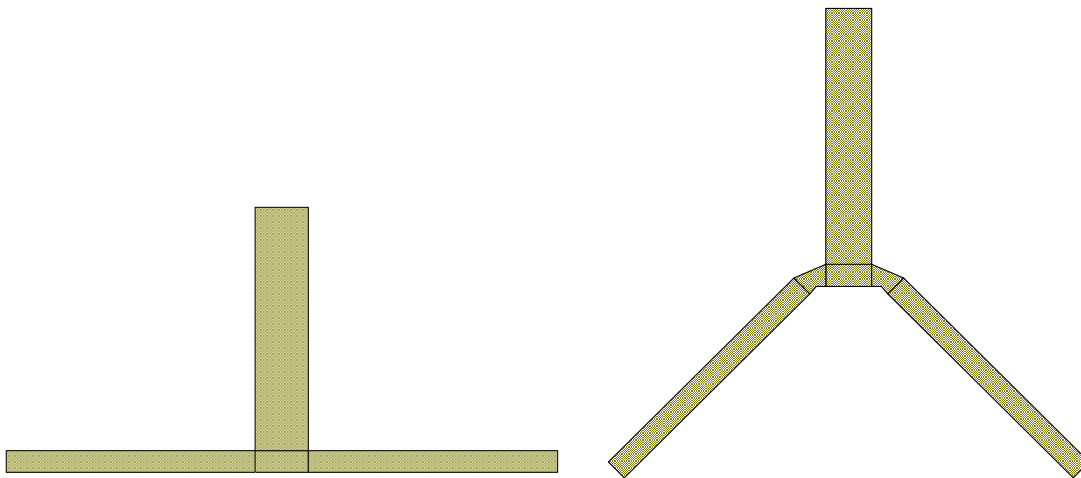
$$(\mathcal{S}) = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & S_{11} & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & S_{33} & S_{34} \\ S_0 & S_{13} & S_{34} & S_{33} \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

Pro 3 dB kruhový hybridní člen platí [15]:

$$l_1 = \lambda_{g1}/4, l_2 = \lambda_{g2}/4, l_3 = 3\lambda_{g1}/4 \quad (2.5)$$

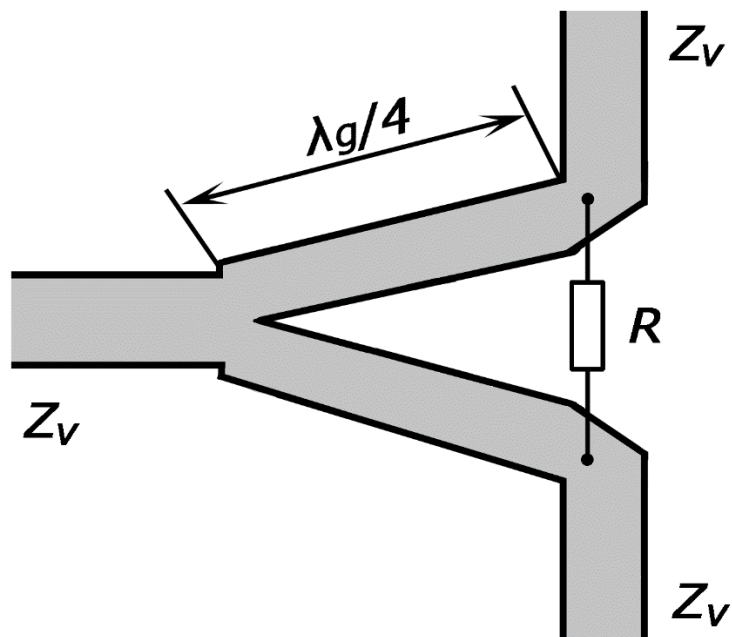
Třípříčkový vazební člen ani kruhový hybridní člen nemají přizpůsobený vstup v dostatečně širokém pásmu (obr. 2.5), navíc v krajních bodech frekvenčního pásma nevykazují požadovaný dělicí poměr 1:1.

Z technicky konstrukčně nejjednodušších řešení děliče výkonu se nabízí T a Y článek. Tyto struktury však nelze použít pro nedostatečnou izolaci výstupních portů (obr. 2.9).



Obr. 2.3 T článek (zleva) a Y článek.

Za velmi sofistikovanou modifikaci Y článku je považován dělič Wilkinson, který zajišťuje nízký vstupní odraz, dobrou izolaci výstupních portů a přizpůsobení všech portů. Dělič Wilkinson má dostatečnou relativní šířku pásma (obr. 2.5). Zřejmým omezením dvoucestného děliče Wilkinson ve výkonových aplikacích je pouze jeden rezistor. V takových systémech by jako důsledek nepřizpůsobení vznikalo stojaté vlnění, jehož napěťové špičky by mohly překročit průrazné limity [3].



Obr. 2.4 Schéma dvoucestného děliče Wilkinson, převzato z [15].

Pro přizpůsobení se volí hodnota rezistoru dle rovnice [1]:

$$R = 2Z_0 \quad (2.6)$$

V běžném provozu, kdy je dělič buzen pouze sudým videm, rezistor se neuplatní (veškerá energie ze vstupu jde do zátěže). Problém nastává při nepřizpůsobené zátěži obou ramen, kdy se část energie přenesou formou lichého vidu. Všechna energie šířící se formou lichého vidu se následně zatlumí v rezistoru, který je volen tak, aby i v nejhorším případě přizpůsobení byl schopen snést průchozí výkon. Podrobněji popisuje buzení děliče Wilkinson superpozicí lichého a sudého vidu publikace [14].

K rovnoměrnému rozdělení výkonu ze vstupního vedení do N výstupních bran, při zachování stejné fáze průchozích signálů a dostatečné izolace výstupních bran je zapotřebí, aby všechny úseky vedení plnily následující podmínky [15]:

$$l_1 = l_2 = l_3 = \dots = l_n = \frac{\lambda_g}{4} \quad (2.7)$$

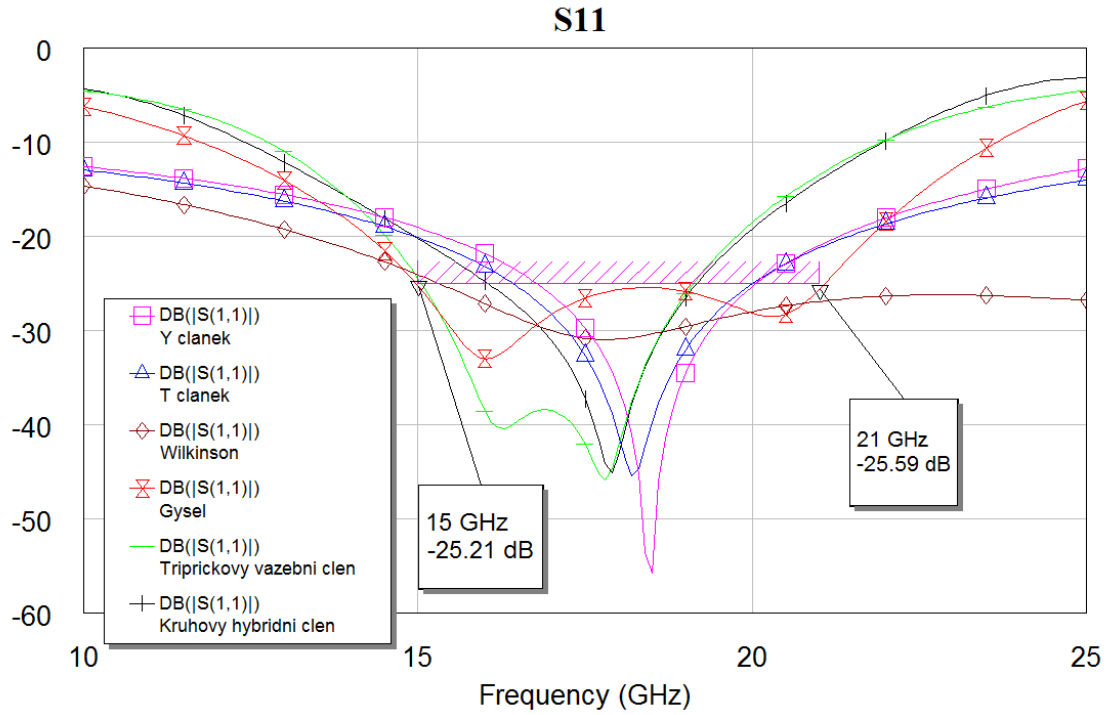
$$Z_{i1} = Z_{i2} = Z_{i3} = \dots = Z_{in} = Z_0 \sqrt{n} \quad (2.8)$$

$$R_{i1} = R_{i2} = R_{i3} = \dots = R_{in} = Z_0 \quad (2.9)$$

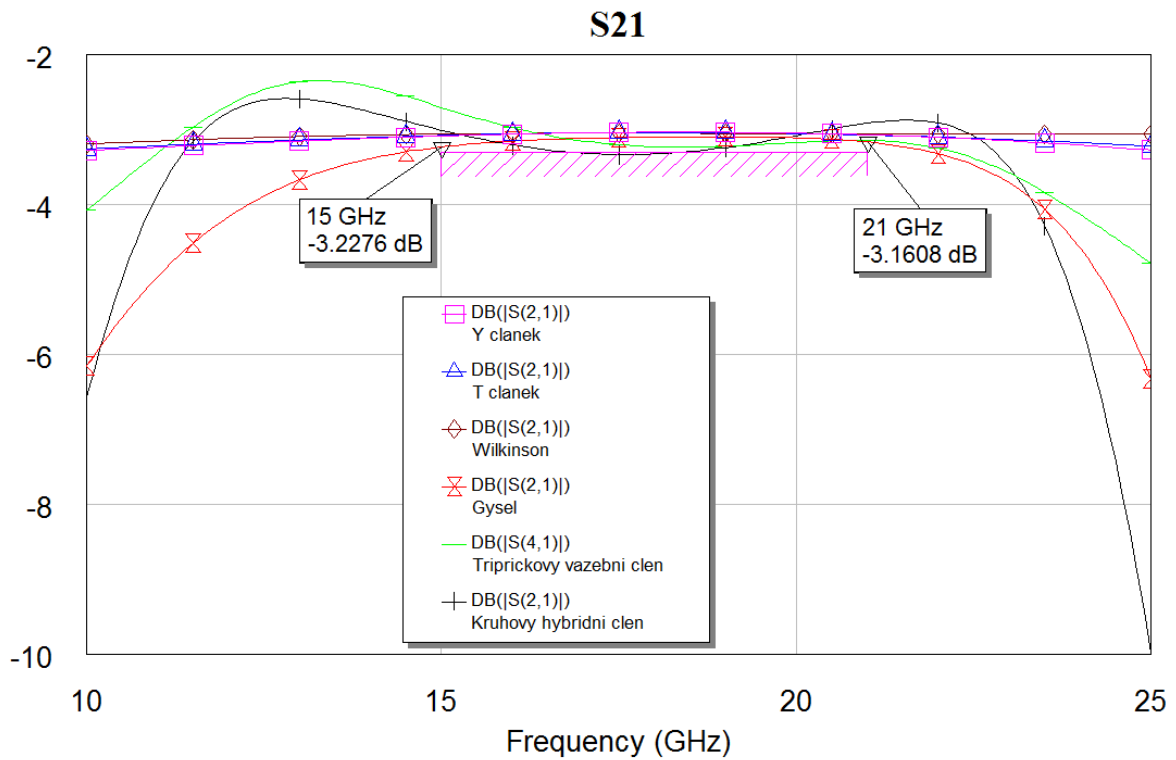
V případě dvoucestného děliče Wilkinson vykazují použité prvky na střední frekvenci impedance

$$Z_0 = 50\Omega, Z_{i1} = Z_{i2} = 50\sqrt{2} = 70,7\Omega.$$

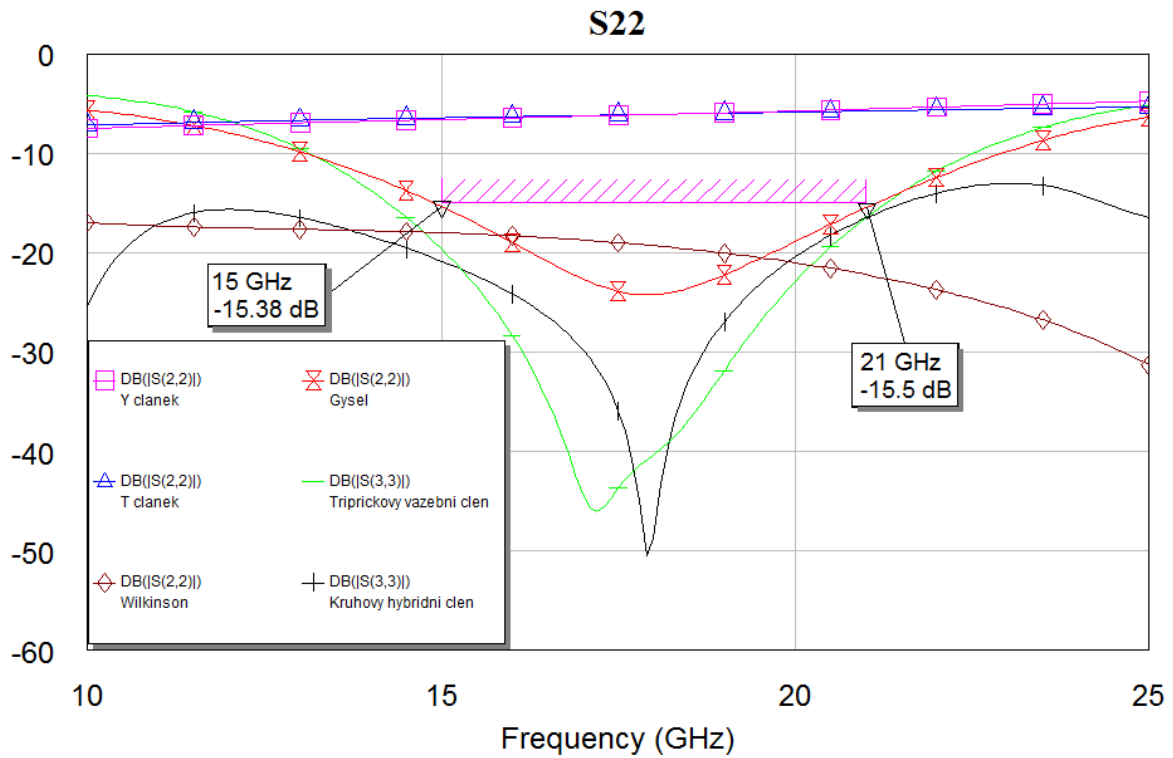
Jednou z modifikací děliče Wilkinson umožňující zmenšení impedančního skoku a zvětšení šířky pásma je předřazení čtvrtvlnného impedančního transformátoru před strukturu děliče [16].



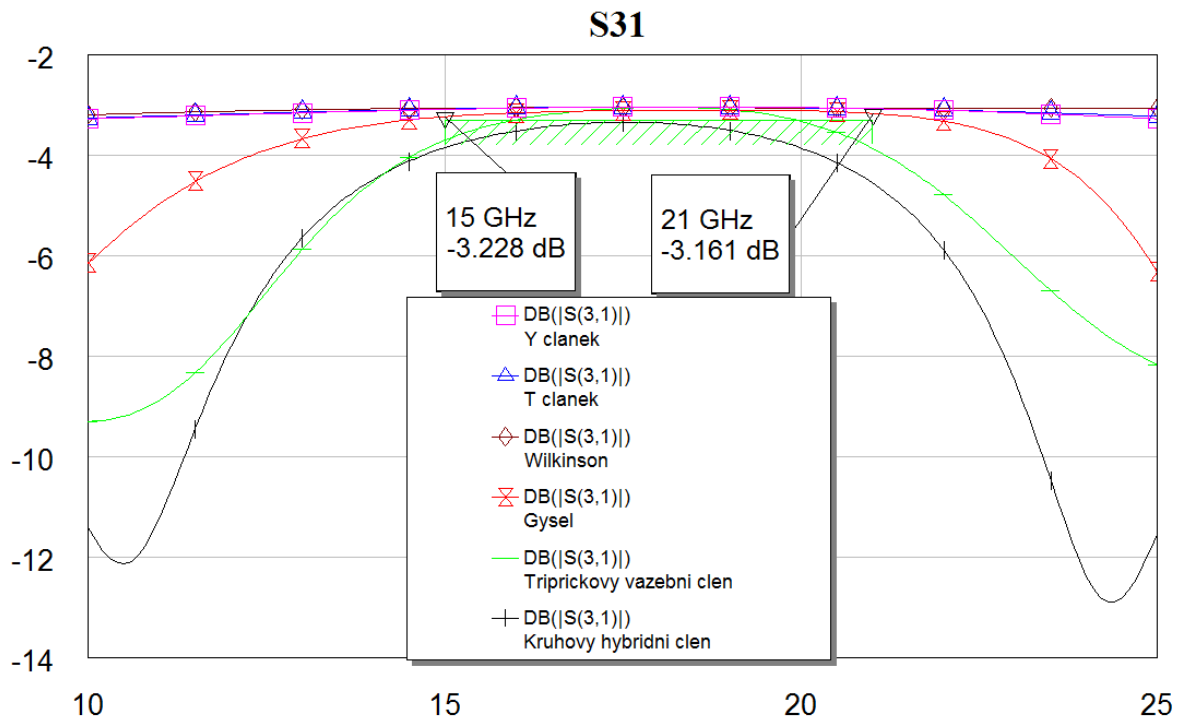
Obr. 2.5 Porovnání S_{11} parametrů dvoucestných děličů výkonu a vazebních členů, 5880NS.



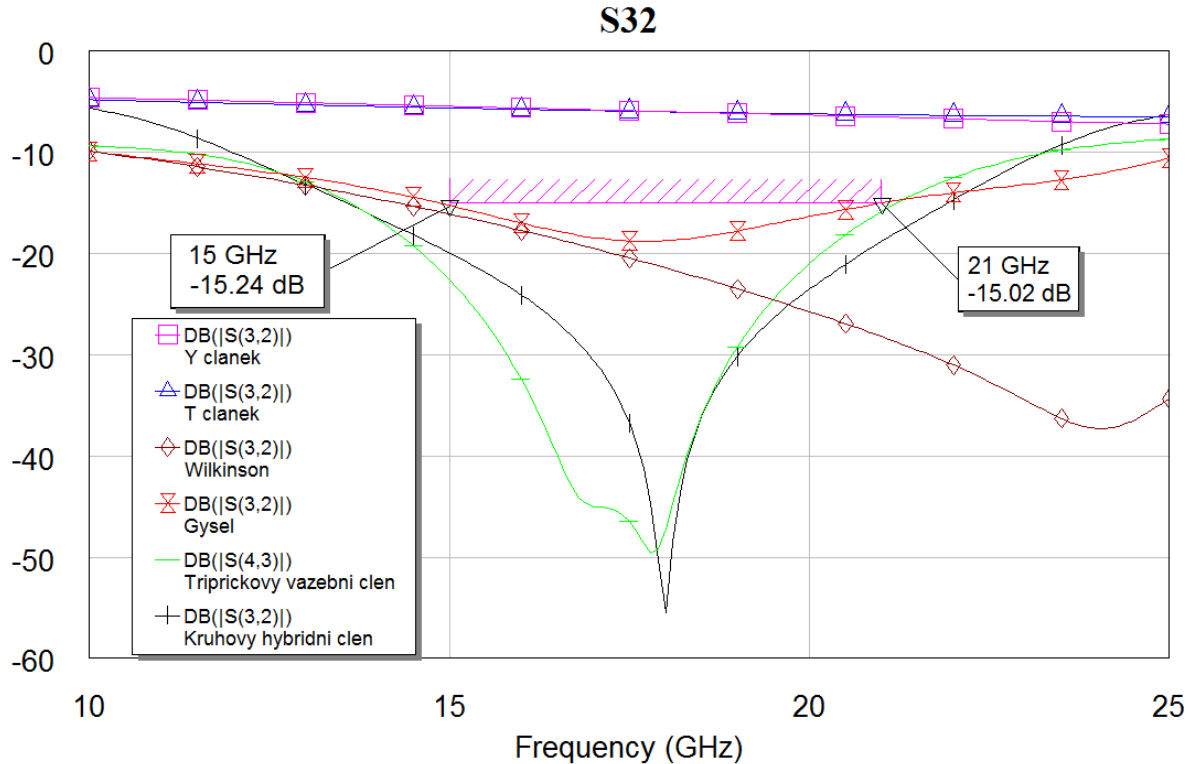
Obr. 2.6 Porovnání přenosových parametrů dvoucestných děličů výkonu a vazebních členů, 5880NS.



Obr. 2.7 Porovnání výstupního přizpůsobení dvoucestných děličů výkonu a vazebních členů, 5880NS.



Obr. 2.8 Porovnání přenosových parametrů dvoucestných děličů výkonu a vazebních členů (2. výstup), 5880NS.

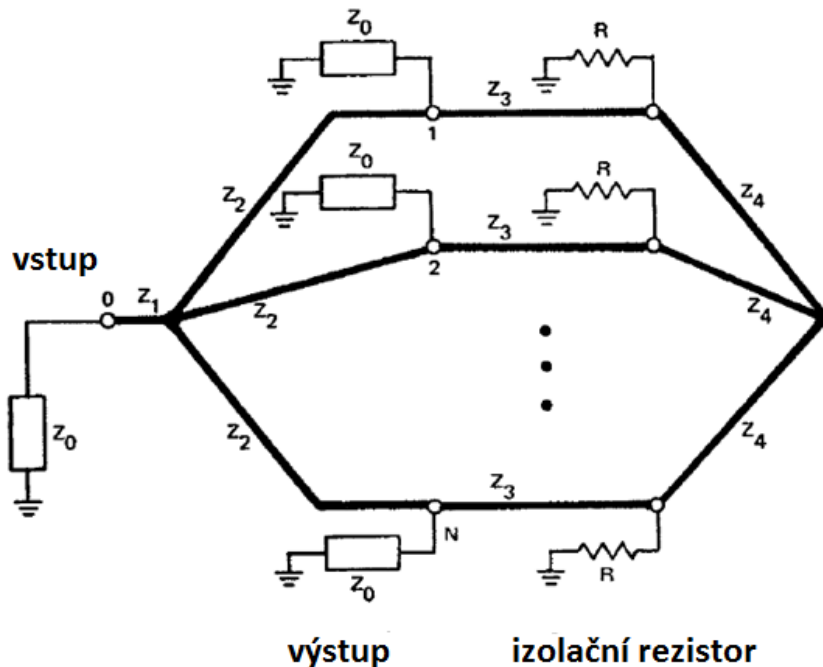


Obr. 2.9 Porovnání izolace výstupních bran dvoucestných děličů výkonu a vazebních členů, 5880NS.

Z výše uvedených grafů je patrné, že Y a T článek jsou pro požadavky návrhu výkonového děliče nevyhovující, protože nelze zajistit dostatečné přizpůsobení bran a zamezit přeslechům v obvodu. Dělič Wilkinson dosahuje požadovaných parametrů přenosu v dostatečně širokém frekvenčním pásmu, jeden zátěžový rezistor by však nemusel vydržet příliš velký průchozí výkon, zvláště při špatně přizpůsobené zátěži. Z uvedených důvodů byla pro detailní návrh využita struktura děliče Gysel.

Původní dělič Wilkinson [2] měl $Z_1 = Z_0$ a odpory uspořádané do hvězdy byly připojeny přímo mezi N výstupními porty. Dělič Gysel nahrazuje tyto odpory kombinací přenosových vedení a (izolačních) rezistorů R . Vedení o charakteristické impedanci Z_2 propojuje každý z výstupních portů se svým vlastním zátěžovým portem. Všechny zátěžové porty jsou propojeny prostřednictvím vedení o charakteristické impedanci Z_3 s plovoucím uzlem. Odpory hodnoty R svedené k zemi mohou být nahrazeny přenosovými vedeními o charakteristických impedancích R libovolné délky. Je vhodné, aby $R = Z_0$, ale možné jsou i jiné hodnoty. Hlavní výhodou tohoto děliče je schopnost zvládnout vysoký výkon, ta je zapříčiněna použitím zátěžových odporů. Protože odpory již neomezují výkon, celkovou schopnost snášet vysoké výkony určuje průrazné napětí jednotlivých úseků vedení. Přesné hodnoty impedancí závisí na konkrétních požadavcích na aplikaci (pracovní frekvence, počet bran). Některé

z modifikací děliče Gysel jsou uvedeny v publikaci [14]. Dělič lze zkonstruovat užitím páskového či mikropáskového vedení. Schopnost zvládat vysoké výkony ovlivňuje pouze průrazné napětí přenosových vedení a ztrátový tepelný výkon vedení [3].



Obr. 2.10 Schéma N-cestného děliče Gysel, převzato z [3].

Výhodami tohoto zapojení jsou jednoduchá geometrie a externí izolace (rezistory). Přenosové vedení se skládá z části o charakteristické impedanci Z_1 a N částech o charakteristické impedanci Z_2 . Všechna přenosová vedení jsou $\frac{1}{4}$ vlnové délky dlouhá pro střední frekvenci děliče. Podobně jako u děliče Wilkinson je konstrukce navržena tak, aby se signály buzené na výstupních branách setkaly na jiné výstupní bráně v protifázi a došlo k jejich vyrušení. K tomu dochází průchodem dvou úseků vedení o délce $\frac{1}{4} \lambda$ (sudý vid). Další cesta signálu vede skrz rezistor (lichý vid). Uvažujeme-li buzení výstupních bran lichým videm, nachází se v místě vstupního portu virtuální zem, která je úsekem vedení dlouhým $\frac{1}{4} \lambda$ transformována na otevřený konec, výkon z výstupní brány je proto sveden do rezistoru. Pro určení odezvy obvodu na buzení libovolnou dvojicí napětí se sečtou odezvy na buzení oběma vidy zvlášť.

2.2. Kalibrace VNA

Každé měření sebou přináší nejistotu měření charakterizující očekávanou statistickou odchylku naměřených hodnot od reálných. Rozlišují se dva typy nejistot:

- Nejistotu typu A způsobují náhodné chyby měření. Tuto nejistotu lze statisticky popsat, ale není možné ji systematicky opravit.
- Nejistotu typu B způsobují systematické chyby měření. Tyto chyby nastávají opakovaně a lze je systematicky opravit užitím výpočetních metod. Není však možné je odstranit zcela, neboť se ve výsledcích překrývají s chybami náhodnými.

Nežádoucí vlivy některých náhodných chyb lze při měření minimalizovat. Konkrétně teplotní drift, měříme-li na zařízení s dobrou teplotní stabilitou. Podstatné je měřit až poté, co VNA dosáhne stabilní teploty a už se dále nezahřívá. Jednotlivé časy potřebné pro stabilizaci teploty VNA se vzájemně liší, důležité je také udržet stabilní teplotu prostředí pro zamezení teplotních fluktuací. Je tedy vhodné, zbytečně se nedotýkat DUT během měření a kalibrů během kalibrace.

Problémem bývá i opakovatelnost měření, zejména v souvislosti s konektory a testovacími kabely VNA. V případě následných měření stejného DUT, kdy nebude stejná měřicí trasa, nebudou stejné ani výsledky. V měřicí trase může docházet i k několikanásobným odrazům například jako důsledek nedotaženého závitu. Pro zajištění opakovatelnosti měření je vhodné držet konektory čisté pomocí isopropylalkoholu a zajistit pevné spojení momentovým klíčem. Možné je též vhodným zařízením otestovat hloubku vniku vnitřního vodiče v souvislosti s referenční rovinou. Tento postup je vhodný především při testování nových nástrojů za účelem zamezení poškození stávajícího zařízení.

Systematické chyby se dělí na lineární a nelineární. Nelineární chyby zahrnují kompresní efekt. Ten nastává, pokud se měřicí nebo referenční přijímač přiblíží hornímu limitu výkonu (zpravidla pro výkony 0 dBm a vyšší). V opačném případě opět roste míra nejistoty klesajícím poměrem signálu a šumu (-60 dBm a méně). Oblast, kde ani jeden z výše zmíněných jevů není markantní lze nazývat lineární. Kompromisem bývá výstupní výkon testovacího portu -10 dBm [8]. Pro korekci lineárních systematických chyb měření se využívá kalibrace.

2.3. Rozdělení kalibračních metod dle použití VNA

N-portový vektorový analyzátor je poměrně nákladné zařízení, neboť je nutné zavést většinu komponent zvláště pro každý testovací port. Potom se jedná o kompletní 2N-portový VNA. Existují však i VNA s N+1 přijímacími porty. Ty postrádají referenční kanály pro každý z portů s výjimkou jednoho referenčního kanálu vedoucího od generátoru. Tím přicházíme o veškeré informace o vlnových kvantitách a_i na pasivních testovacích portech. Ty by mohly být využity ke sledování přeslechů pocházejících z přepínače v trase od generátoru [8].

Dalším zjednodušeným typem VNA je N-portový VNA s přepínací maticí. Důvodem konstrukce zjednodušených VNA je především cena, která prudce roste v případě kompletního vektorového analyzátoru s více než třemi testovacími porty. Nevýhodou tohoto typu VNA je fakt, že nelze současně měřit všechny dopadající vlny b_i , musí být měřeny sekvenčně. Pokud bereme v úvahu, že dvouportový VNA je schopen měřit současně pouze dva porty. K změření N-portového DUT je tedy nezbytné užití $\frac{1}{2}(N-1)$ kroků (přepnutí matice). Další nevýhoda spočívá v šíření signálů z DUT skrz přepínací matici na vstupu do testovacích portů, to má za následek přeslechy související s nedostatečnou izolací [4].

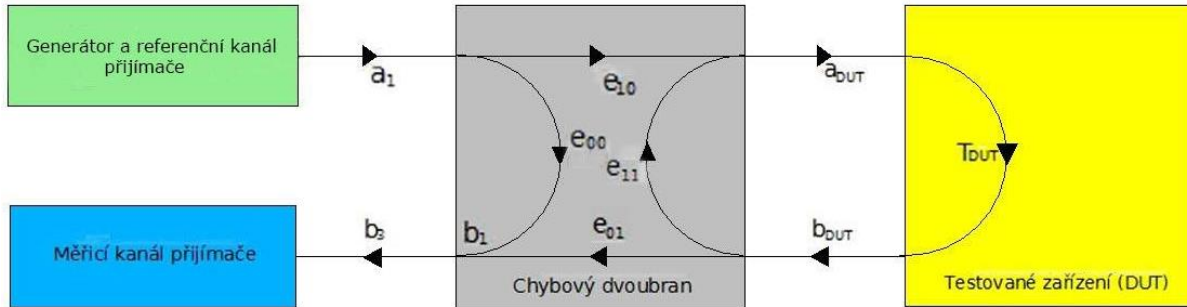
Díky rozdílnému konstrukčnímu řešení výše zmíněných VNA lze usuzovat, že výběr vhodné kalibrační metody se bude v jednotlivých případech lišit. Během kalibrace jsou určeny chybové parametry přenosové trasy. Počet chybových parametrů roste pro vícebranová měření. Některé z chybových parametrů se výrazněji podílí na zkreslení signálu v přenosové trase více než jiné. Pro zjednodušení jsou u některých chybových modelů zanedbány například přeslechy mezi porty. Z toho důvodu dochází k zjednodušení a chybové parametry lze určit z menšího počtu rovnic. Ty vycházejí ze znalosti parametrů měřených kalibrů na příslušných frekvencích. Přejít z přesnějšího chybového modelu na zjednodušený, pro změřenou kalibrační sadu, umožňují algoritmy přepočítávající chybové parametry.

Chybové modely lze obecně rozlišit podle počtu chybových parametrů, které uvažují:

- 3 prvkový model – OSM
- 7 prvkový model – TOM, TRL, TRM, TNA, UOSM
- 10 a 12 prvkový model - TOSM
- 15 prvkový model – TOM-X

2.4. Jednobranové kalibrační metody

Přibližme si metodu kalibrační metodu OSM. Všechny chybové parametry popisuje chybový dvoubran mezi testovacím portem a DUT. Referenční přijímač a generátor jsou nastaveny tak, aby dopadající vlna $b_1 = 0$. Ideální měřicí přijímač vykazuje budící vlnu $a_3 = 0$.



Obr. 2.11 Měřicí trasa jednoportového DUT.

Pro zjednodušení je v následujících výpočtech uvažován $\Gamma_M = 0$ (činitel odrazu měřeného kalibru “match“), moderní VNA jsou však schopné pracovat i s neidealizovaným “match“. Další zjednodušení nastává, stanoví-li se 1 z chybových parametrů (u kterého víme, že změřen funkčním VNA nebude nikdy nabývat hodnoty 0) na hodnotu 1. Pokud se zároveň vyjádří chybový dvoubran a DUT formou ekvivalentní zátěže, zjednoduší se rovnice pro měření činitele odrazu ekvivalentní zátěže Γ_E .

$$\Gamma_E = \frac{b_3}{a_1} = \frac{e_{01}e_{10}\Gamma_{DUT}}{1 - e_{11}\Gamma_{DUT}} \quad (2.10)$$

stanoví-li se $e_{01}=1$, změní se rovnice měření na:

$$M_{DUT} = \frac{b_3}{a_1} = \frac{e_{10}\Gamma_{DUT}}{1 - e_{11}\Gamma_{DUT}} \quad (2.11)$$

Tato úprava zahrnuje vliv parametru e_{01} na e_{10} (e_{01} není třeba přesně vypočítat, postačí znát jeho velikost v poměru k ostatním hodnotám). Změna se analogicky aplikuje na měřená data kalibrů “open“ a “short“.

$$M_O = \frac{b_3}{a_1} = \frac{e_{10}\Gamma_O}{1 - e_{11}\Gamma_O} \quad (2.12)$$

$$M_S = \frac{b_3}{a_1} = \frac{e_{10}\Gamma_S}{1 - e_{11}\Gamma_S} \quad (2.13)$$

Zjednodušení reálného činitele odrazu kalibru “match“ vede k přímému určení směrovosti e_{00} .

$$M_M = e_{00} \quad (2.14)$$

Chybu průchozí budící vlny z VNA do DUT reprezentuje parametr e_{10} (reflection tracking).

$$e_{10} = \frac{(\Gamma_O - \Gamma_S)(M_O - M_M)(M_S - M_M)}{\Gamma_O\Gamma_S(M_O - M_S)} \quad (2.15)$$

Třetí chybový parametr nezbytný pro kalibraci VNA k měření jednobranu e_{11} definuje přizpůsobení testovacího portu.

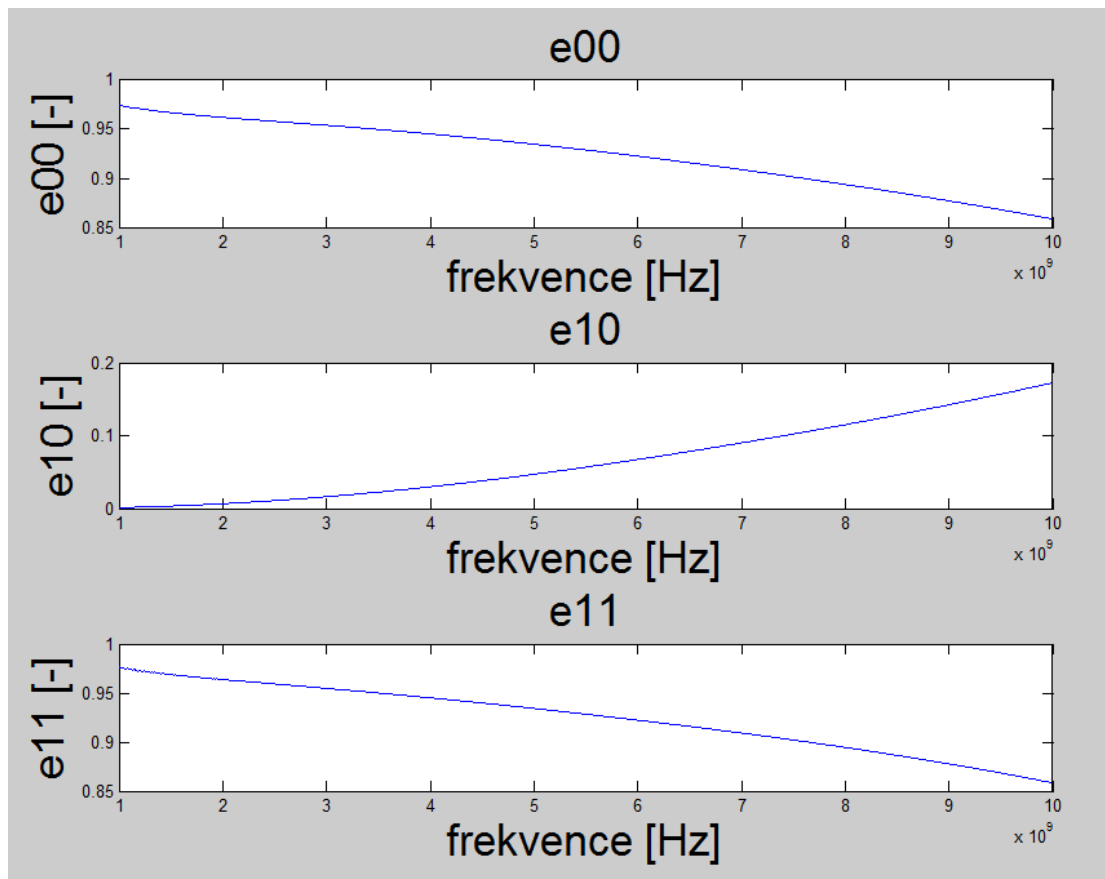
$$e_{11} = \frac{\Gamma_S(M_O - M_S) - \Gamma_O(M_S - M_M)}{T_O T_S (M_O - M_S)} \quad (2.16)$$

Skutečný činitel odrazu měřeného DUT popisuje rovnice:

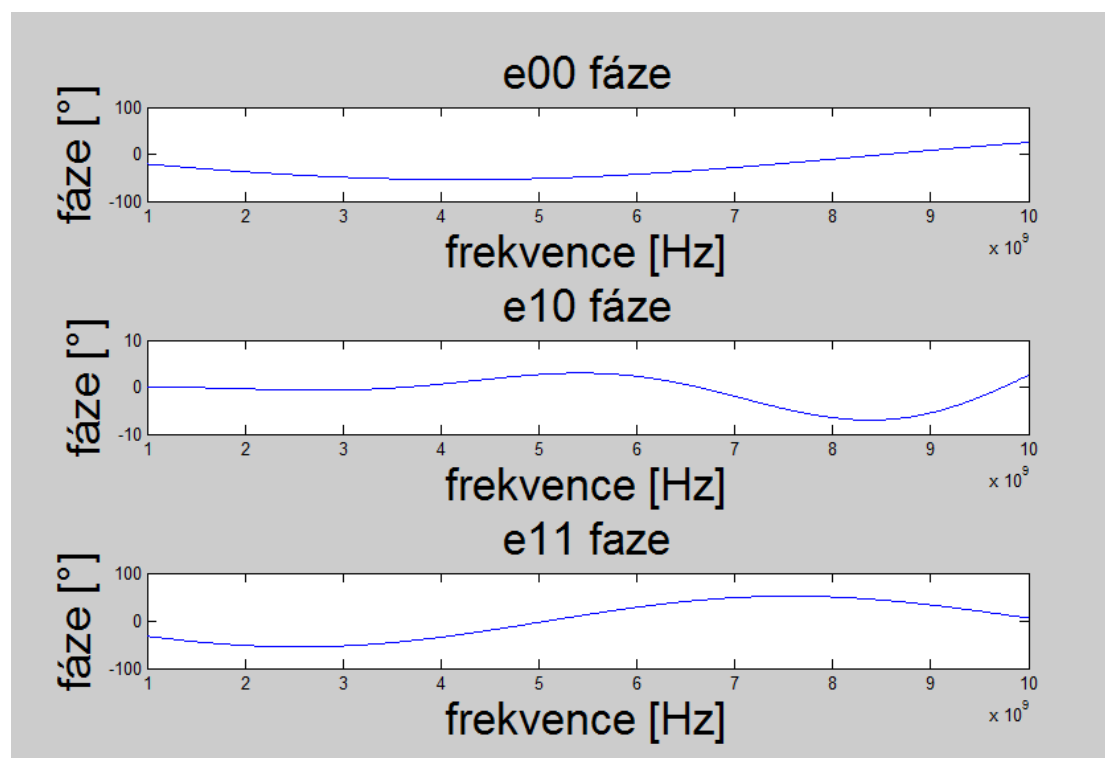
$$\Gamma_{DUT} = \frac{M_{DUT} - e_{00}}{e_{10} + e_{11}(M_{DUT} - e_{00})} \quad (2.17)$$

Výpočet chybových parametrů modelu měřicí trasy stejně jako určení výsledného činitele odrazu DUT zpracovává VNA. Všechny chybové parametry mají komplexní hodnotu a jejich určení vychází ze znalosti amplitudy a fáze budící vlny i vlny dopadající na testovací a referenční přijímač. Znalost parametrů měřených kalibrů během kalibrace (M_O, M_S, M_M) spolu s daty o kalibrech implementovaných ve VNA od výrobce ($\Gamma_O, \Gamma_S, \Gamma_M$) umožňují výpočet matice chybových parametrů a následnou korekci dat změřeného DUT ve všech frekvenčních bodech, ve kterých je známa kompletní informace o kalibrech i DUT, případně lze některé hodnoty interpolovat.

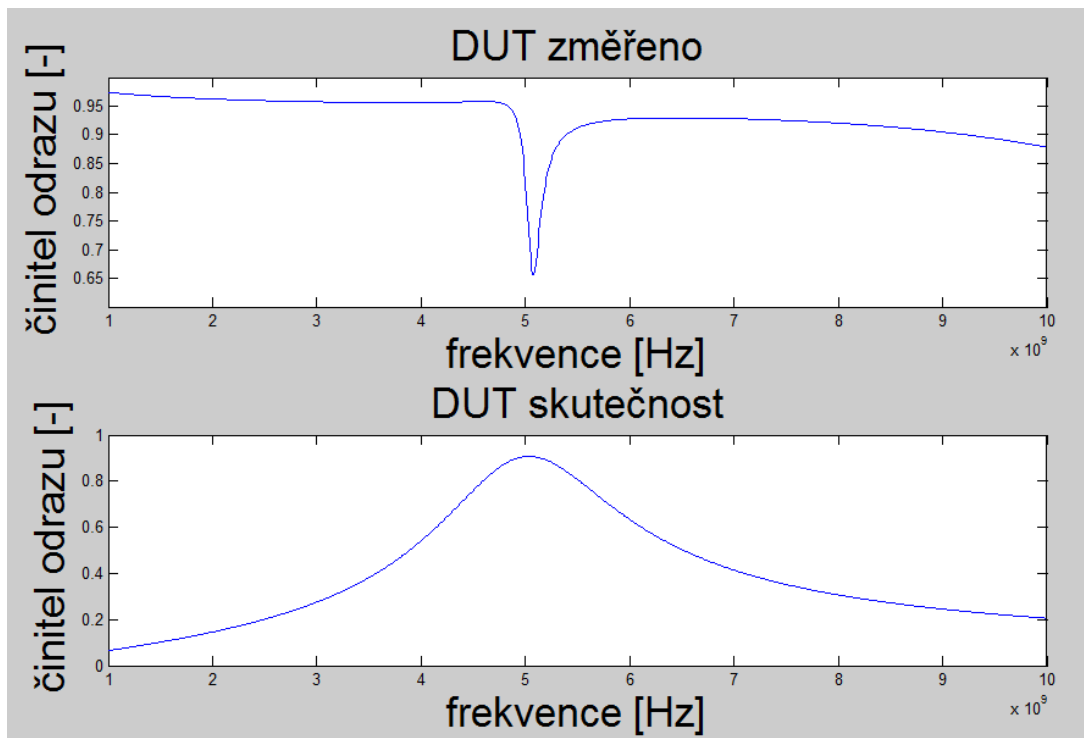
Příklad korekce dat měření jednobranu je pro ilustraci uvedena níže. Měřené hodnoty pochází z katedry elektromagnetického pole FEL ČVUT. K simulaci kalibrace a korekci naměřených dat byla použita metoda OSM. Pro usnadnění výpočtu byl chybový parametr normován e_{01} na hodnotu 1.



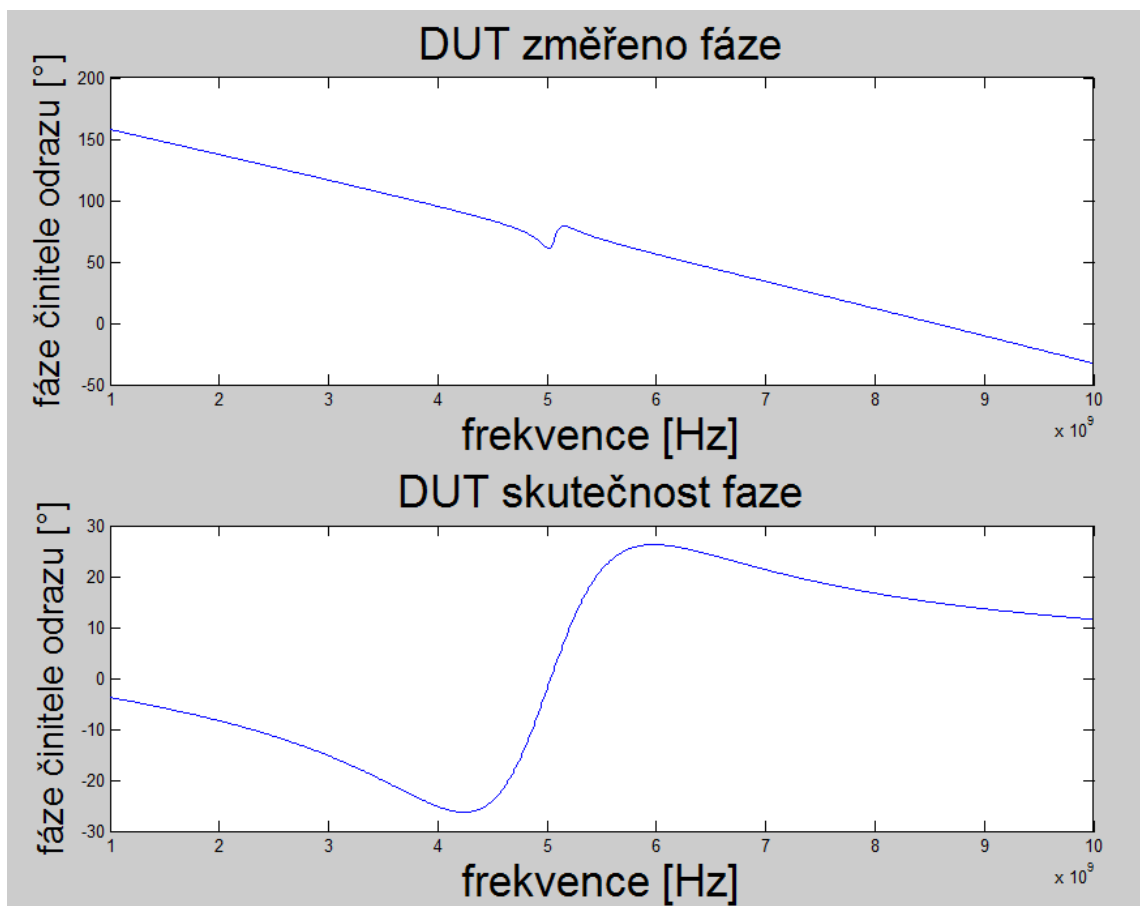
Obr. 2.12 Chybové parametry jednoportového měření.



Obr. 2.13 Chybové parametry jednoportového měření-fáze.



Obr. 2.14 Porovnání měřeného a korigovaného S_{11} parametru jednoportového DUT.



Obr. 2.15 Porovnání měřeného a korigovaného S_{11} parametru jednoportového DUT-fáze.

Z korigovaného činitele odrazu je patrné, že měřeným DUT byl rezonanční obvod laděný přibližně na 5 GHz.

Další možnou kalibrační metodou pro měření jednobranu na VNA je sada “open, short a posunutý short“. Určení chybových parametrů probíhá principiálně stejně pro jakékoliv 3 nezávisle měřené kalibry. Výpočet probíhá odlišně od předchozí metody. Znovu není třeba znát 1 z parametrů, pokud známe jeho poměrnou hodnotu k ostatním. Pro usnadnění výpočtu je zaveden parametr Δe .

$$\Delta e = e_{00}e_{11} - (e_{10}e_{01}) \quad (2.18)$$

Tato úprava transformuje změřené hodnoty DUT do následující rovnice:

$$M_{DUT} = \frac{e_{00} - \Delta e \Gamma_{DUT}}{1 - e_{11} \Gamma_{DUT}} \quad (2.19)$$

Chybové parametry jsou určeny soustavou lineárních rovnic:

$$e_{00} + M_1 \Gamma_1 e_{11} - \Gamma_1 \Delta e = M_1 \quad (2.20)$$

$$e_{00} + M_2 \Gamma_2 e_{11} - \Gamma_2 \Delta e = M_2 \quad (2.21)$$

$$e_{00} + M_3 \Gamma_3 e_{11} - \Gamma_3 \Delta e = M_3 \quad (2.22)$$

skutečný činitel odrazu DUT je spočten z měřených hodnot po zahrnutí chybových parametrů měřicí trasy:

$$\Gamma_{DUT} = \frac{M_{DUT} - e_{00}}{M_{DUT} e_{11} - \Delta e} \quad (2.23)$$

Po vyřešení soustavy rovnic uvedené výše lze s chybovými parametry pracovat analogicky s předchozí metodou a získat tak skutečný činitel odrazu DUT v celém požadovaném intervalu frekvencí.

2.5. Dvoubranové kalibrační metody

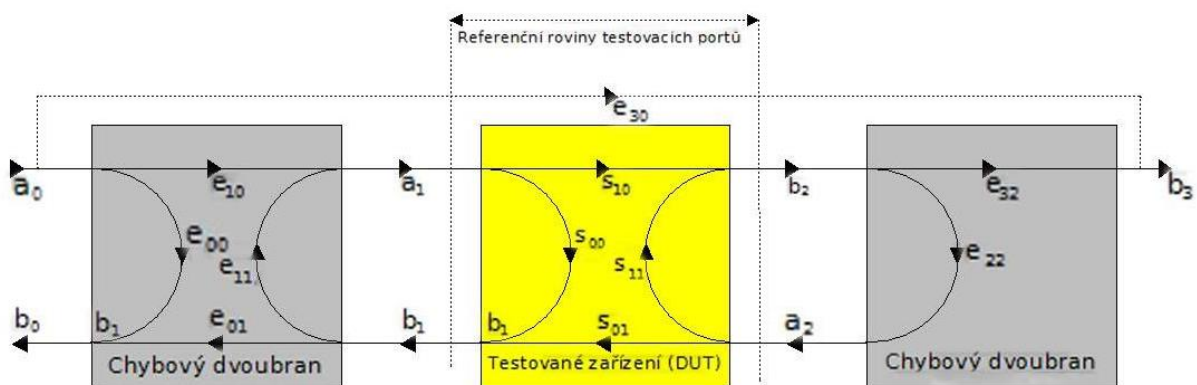
Pro měření na dvoubranovém VNA se čtyřmi přijímači (dvě dvojice měřících a referenčních kanálů) lze využít chybový model zahrnující sedm chybových parametrů. Příkladem je metoda TOM.

Uvažujeme-li chybový dvoubran na obou stranách DUT v měřicí trase mezi testovacími porty, získáme model obsahující osm chybových parametrů. Žádný z parametrů e_{10} , e_{32} , e_{23} a e_{01} nebude

nikdy nabývat hodnoty nula. Poměr vlnových čísel, z něhož vychází kalibrace, nebude narušen, pokud se jednomu z uvedených parametrů přiřadí libovolná hodnota, uvažujme $e_{32} = 1$.

Pro úplnou kalibraci je potřeba nejméně sedm rovnic. Běžně se používá převod S -parametrů na T -parametry, protože T -parametry prvků kaskádně seřazených v měřicí trase je možné mezi sebou jednoduše vynásobit a získat tak úplnou T matici. Z ní lze po kalibraci určit zpětně S -parametry obou chybových dvoubranů. Jejich znalost při měření umožní korekci dat měřeného DUT. Výpočet Γ_{DUT} matice následně převedené na S_{DUT} , matici S parametrů je implementován ve VNA. Pokud kalibrační metoda obsahuje soustavu více než sem rovnic, jedná se o metodu přeúřčenou.

Některé VNA disponují však pouze jedním referenčním kanálem. Do měřicí trasy je zahrnut i přepínač mezi generátorem a testovacími porty. V případě kompletního VNA by byl vliv přepínače kompenzován referenčním kanálem příslušného testovacího portu. Z toho důvodu se při jiných metodách využívá dopředného a zpětného chybového modelu. Typickým příkladem je metoda TOSM (SOLT) při které se obdobně jako u modelu se sedmi chybovými parametry stanoví jeden z parametrů pro dopředný i zpětný chybový model roven jedné (ten který nikdy nenabývá hodnoty nula). Metoda se skládá ze dvou soustav šesti rovnic o šesti neznámých. U chybového dvoubranu na výstupu je méně parametrů, protože výstupní testovací port není buzen signálem. Často dochází ke zjednodušení modelu s 12 prvkový na model 10 prvkový zanedbáním přeslechů mezi branami.



Obr. 2.16 Model dopředného měření.

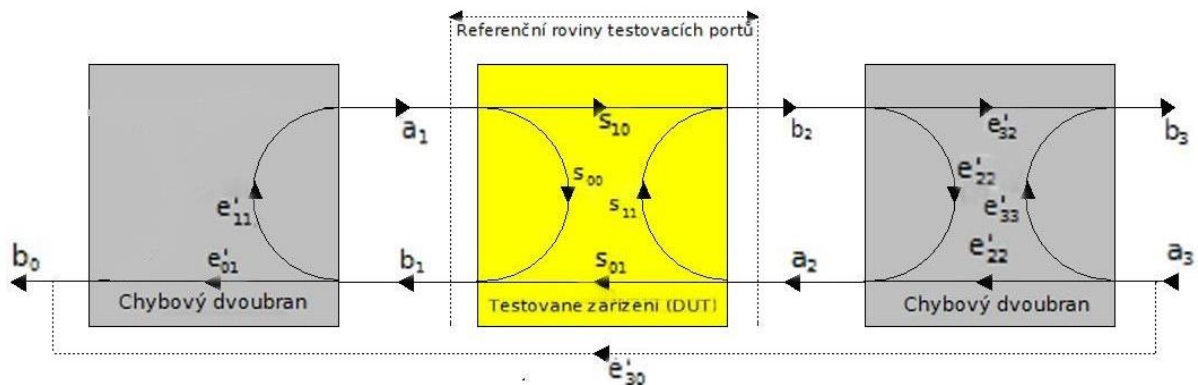
Metoda “through, open, short a prodloužený short“ byla použita k získání skutečných s -parametrů tranzistoru VMMK-1225 od výrobce Avago. Změřené s -parametry tranzistoru pochází z katedry elektromagnetického pole FEL ČVUT. Nejprve byla simulována v prostředí MATLAB kalibrace portu

1 prostřednictvím metody OS a posunutého short, uvedené v kapitole jednobraných kalibračních metod. Dalším krokem byla simulace přizpůsobené zátěže na obou portech. Simulovaný přenos s_{21} zároveň zatížených portů 1 a 2 (portů vzájemně nepropojených) odpovídá podle použitého chybového modelu přeslechu mezi testovacími porty e_{30} . Obdobně zpětný přenos odpovídá přeslechu z portu 2 do portu 1. Oba chybové parametry budou použity pro další výpočet dopředné a zpětné analýzy přenosové cesty. Informace o zbývajících ze šesti neznámých chybových parametrů dopředného chybového modelu obdržíme změřením kalibru “match“. Jedná se o chybové parametry:

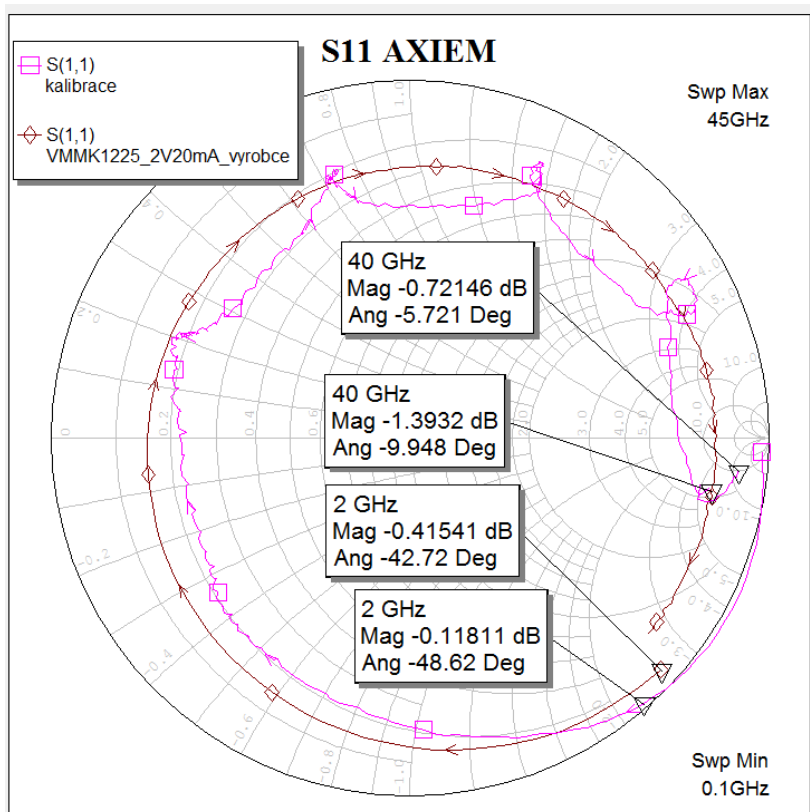
$$e_{22} = \frac{S_{11M} - e_{00}}{S_{11M}e_{11} - \Delta e} \quad (2.24)$$

$$e_{10}e_{32} = (S_{21M} - e_{30})(1 - e_{11}e_{22}) \quad (2.25)$$

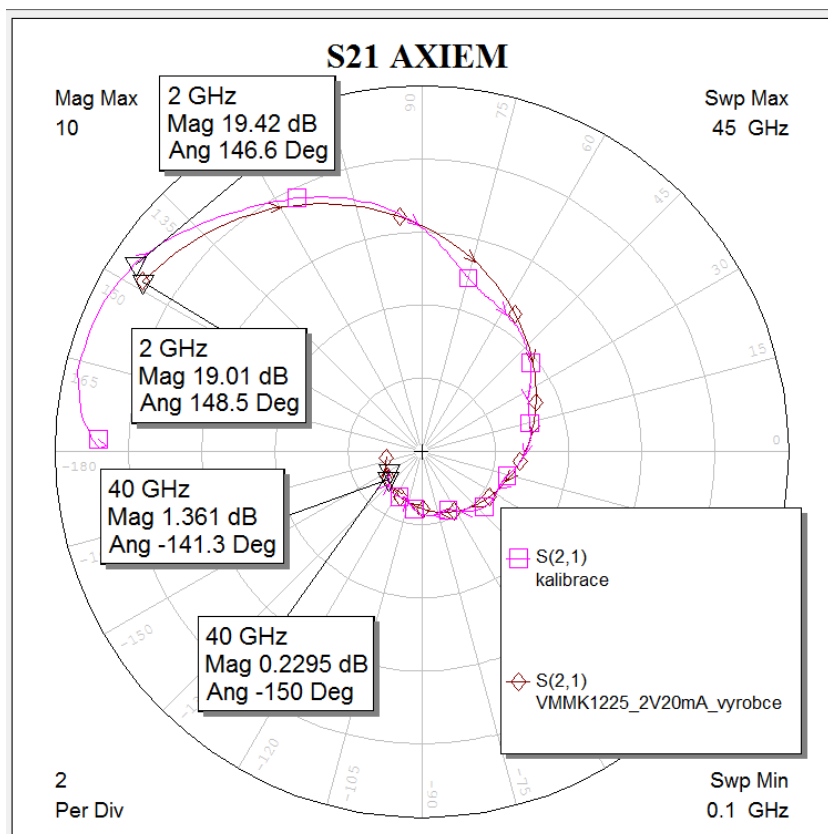
Stejný postup je aplikován pro zpětnou analýzu. Druhý z testovacích portů je opět zkalibrován metodou “open, short a prodloužený short“. Výpočet druhé sady chybových parametrů probíhá analogicky. Z 12 chybových parametrů dopředného a zpětného chybového modelu je určena směrovost. Provedené kalibrace umožňují korekci s-parametrů měřeného tranzistoru VMMK-1225.



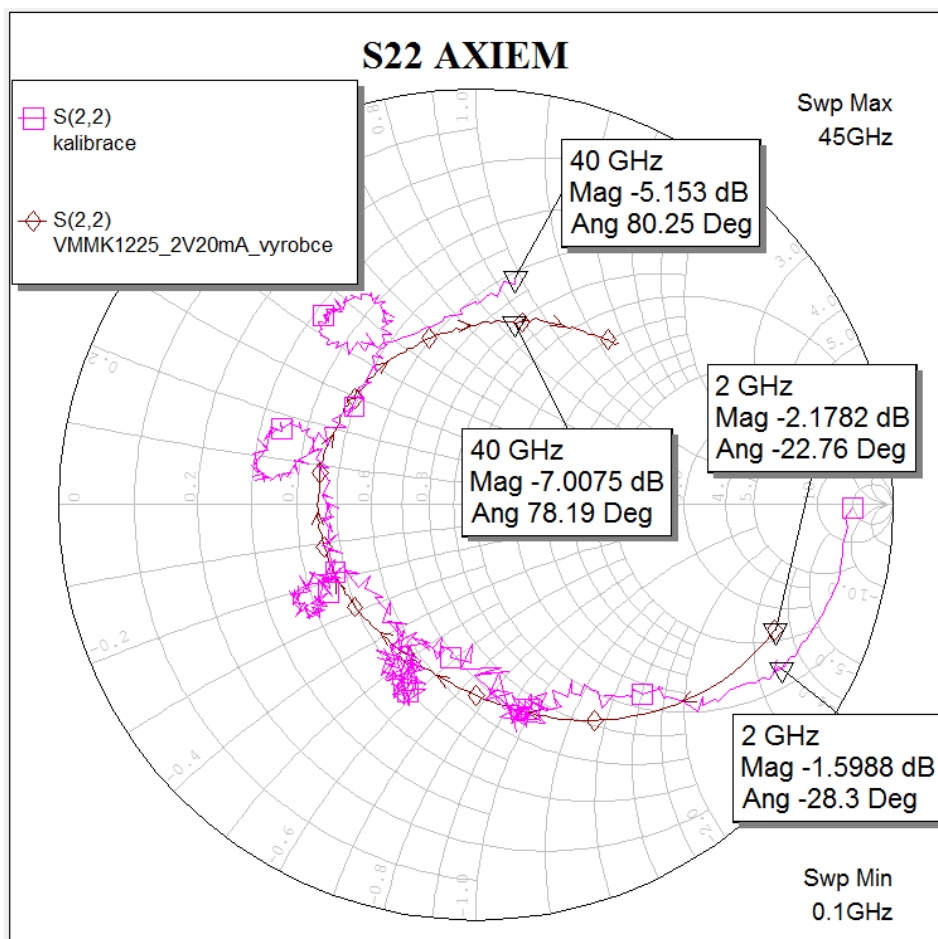
Obr. 2.17 Model zpětného měření.



Obr. 2.18 Porovnání S_{11} parametru tranzistoru VMMK 1225 po korekci s daty výrobce.



Obr. 2.19 Porovnání S_{21} parametru tranzistoru VMMK 1225 po korekci s daty výrobce.



Obr. 2.20 Porovnání S_{22} parametru tranzistoru VMMK 1225 po korekci s daty výrobce.

Z porovnání zkorigovaných S -parametrů a s -parametrů uvedených výrobcem lze říci, že se vzájemně blíží v celém frekvenčním pásmu, kde byly porovnány (2-40 GHz). Data získaná simulací kalibrace odpovídají skutečnosti jak amplitudou, tak i fází. Tranzistor zesiluje nejvíce na 2 GHz (obr. 2.19). Nesrovnalosti jsou způsobeny zejména užitím odlišné kalibrační metody.

2.6. De-embedding

Korigované s -parametry odpovídají referenční rovině uprostřed měřené součástky. Transformování parametrů na hranu pouzdra bylo provedeno v prostředí „AWR Microwave Office“, umožnil ho úsek koplanárního vedení o parametrech (relativní permitivitě, atd.) odpovídajících substrátu použitého u kalibrů a přívodních vedení tranzistoru. Referenční roviny obou portů byly jeho prostřednictvím posunuty na hranu pouzdra součástky. Pouzdro tranzistoru je 1 mm dlouhé. Transformaci s -parametrů do požadovaných rovin způsobí dva úseky vedení vykazující zápornou délku $l = -0,5$ mm.

2.7. Tříbranové kalibrační metody

Kalibrační metody TOSM, TRM a TRL lze pro víceportová měření použít. Bohužel jsou časově náročné. Alternativou jsou automatické kalibrace, které lze provést na ZVA67.

Počet chybových parametrů n -portové kalibrace závisí na použitém modelu, modely uvažující přeslechy mezi testovacími porty (pro budící vlnu i vlnu odraženou od DUT). Modely předpokládající, že k žádným přeslechům nedochází, obsahují $4N-1$ chybových parametrů. Naproti tomu modely zahrnující vliv přeslechů obsahují $4N^2-1$ chybových parametrů. Uvažujeme-li detailní model, je počet neznámých chybových parametrů pro tříbranové měření roven 35. K sestavení dostatečného počtu rovnic, za účelem vyčíslení chybových parametrů, je zapotřebí šest různých víceportových kalibračních standardů. Nelze však použít pouze kombinaci dvouportových standardů, je třeba znát alespoň jeden tříportový kalibrační standard. Tříportové kalibrační standardy se průmyslově nevyrábí, proto je nutné použít sadu pěti dvoubranových kalibračních standardů. Ze všech možných kombinací se nejlépe osvědčila TOSM [10]:

- LOAD-SHORT-OPEN
- SHORT-OPEN-LOAD
- OPEN-LOAD-SHORT
- THROUGH 1-2, LOAD na bránu 3
- THROUGH 1-3, LOAD na bránu 2

Ta zahrnuje všech 35 nezávislých lineárních rovnic potřebných pro kalibraci VNA na 3-portové měření. Během série měření uvedené výše, lze získat soustavu obsahující 5·9 lineárních rovnic. Při každém z pěti kroků je změřeno devět S -parametrů.

Při testování se tento chybový model oproti jednoduššímu modelu neuvažujícím chyby osvědčil, protože lépe popisuje nedostatečnou izolaci mezi testovacími porty, provedený experiment byl publikován v [10].

3. Návrh a realizace

3.1. AWR

Návrh děliče probíhal v prostředí AWR Microwave Office 2010. V počátku návrhu byly prostřednictvím obvodového simulátoru simulovány na návrhové frekvenci struktury děličů Wilkinson, Gysel a také články T a Y.

K dalšímu zkoumání byl zvolen dělič typu Gysel, protože jeho struktura je lépe uzpůsobena pro větší průchozí výkon. Původně byl pro výpočet S-parametrů děliče použit obvodový simulátor, který je jedním z nástrojů návrhového prostředí. Důvodem byla jeho vyšší rychlost oproti simulátoru EM pole. Výpočet struktury vychází z definovaných parametrů obvodu. Skládá se ze čtvrtvlnných úseků mikropáskového vedení různé charakteristické impedance, dvou SMD rezistorů o stejném odporu a prokovů. Jedná se tedy o kombinaci planární a SMD technologie. Prvek MLIN aproximuje vlastnosti mikropáskového vedení. To sebou nese informaci o délce a šířce mikropáskového vedení. Spolu s parametry substrátu vyjádřenými prvkem MSUB (permitivita, tloušťka pokovení, výška dielektrické vrstvy, ztrátový činitel $tg \delta$) obsahují kompletní informaci o části vedení.

Nejprve byla simulována struktura dvoucestného děliče Gysel navrženého úseky vedení TLIN a 100 Ω rezistory prozatím ještě modelem neuvažujícím parazitní vlastnosti, jednalo se tedy o idealizovanou strukturu. Prvek TLIN zahrnuje elektrickou délku ($\frac{1}{4} \lambda$ u všech použitých úseků vedení) a impedanci vedení při zvoleném středním kmitočtu 18 GHz. Požadované s-parametry děliče v celé šířce pásma, tzn. od 15 do 21 GHz (relativní šířka pásma $0, \overline{33}$), byly stanoveny na:

- odraz na vstupní bráně $S_{11} \leq -25 \text{ dB}$
- průchozího útlumu $S_{21} \leq -3,3 \text{ dB}$
- odraz na výstupních branách $S_{33} = S_{22} \leq -15 \text{ dB}$
- přeslech mezi výstupními branami $S_{32} \leq -15 \text{ dB}$

Největší důraz byl kladen na přizpůsobení vstupu, protože v jeho rovině má signál nejvyšší výkon. Pro požadované s-parametry byly stanoveny charakteristické impedance vedení pomocí optimalizace popsané v [14]:

- $Z_1 = 67,3 \Omega$

- $Z_2 = 75,5 \Omega$
- $Z_3 = 51,3 \Omega$

K dispozici byly na katedře Elektromagnetického pole FEL ČVUT níže uvedené substráty od výrobců Rogers a Taconic.

| Substrát | Relativní permitivita E_r [-] | Výška dielektrika h [mm] | Tloušťka pokovení T [mm] | Ztrátový činitel $tg d$ [-] |
|----------|---------------------------------|----------------------------|----------------------------|-----------------------------|
| RO4003C | 3,38 | 0,203 | 0,017 | 0,0027 |
| 6002NS | 2,91 | 0,254 | 0,015 | 0,0016 |
| TMM4 | 4,5 | 0,381 | 0,017 | 0,002 |
| 5880NS | 2,2 | 0,254 | 0,017 | 0,0009 |
| 5880LZ | 1,97 | 0,254 | 0,017 | 0,002 |
| RO4350B | 3,66 | 0,42164 | 0,017 | 0,0037 |
| RO3003 | 3 | 0,508 | 0,017 | 0,0013 |
| TLC-30 | 3,2 | 1,5748 | 0,035 | 0,003 |
| TLX-8 | 2,55 | 0,4826 | 0,018 | 0,0019 |
| RF-35 | 3,5 | 0,762 | 0,018 | 0,0018 |
| CER-10 | 9,5+/-0,5 | 0,635 | 0,035 | 0,0035 |
| RO4003C | 3,38 | 0,508 | 0,035 | 0,0027 |
| RO4350B | 3,66 | 0,762 | 0,018 | 0,0037 |
| TMM4 | 4,5 | 0,508 | 0,018 | 0,002 |
| TMM6 | 6 | 0,508 | 0,018 | 0,0023 |
| TMM10I | 9,8 | 0,508 | 0,018 | 0,002 |

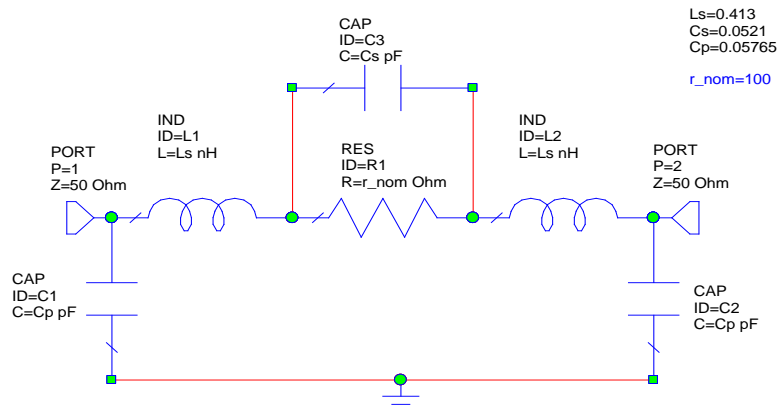
Tab. 3.1 Substráty dostupné na katedře EM pole.

Mikropásková struktura děliče Gysel byla simulována pro několik odlišných substrátů. Záměrně byly testovány substráty s vysokou i nízkou permitivitou, různou tloušťkou dielektrika i pokovení. Rozhodující pro technologickou realizovatelnost děliče bylo, aby šířky jednotlivých mikropáskových úseků vedení, odpovídajících charakteristické impedanci, nenabývali extrémních hodnot a byly snadno vyrobitelné. Velmi tenké úseky mikropáskového vedení by byly za užití dostupné leptací technologie realizovány s nedostatečnou přesností a jejich charakteristické impedance by se vzdalovaly od požadovaných hodnot. To by mělo za následek zhoršenou funkci obvodu. Další problém realizace by mohl nastat v souvislosti s kontaktem přívodních vedení děliče s charakteristickou impedancí 50Ω na pin konektoru. To musí být provedeno prostřednictvím konektoru spolehlivě pracujícího v okolí zadané frekvence. Rozměry pinu konektoru a šířky přívodních vedení na zvoleném substrátu si musí vzájemně co možná nejlépe odpovídat, aby nedocházelo k nežádoucímu nepřizpůsobení vedoucímu k několikanásobným odrazům v místě přechodu vlny z mikropáskového vedení do konektoru. Požadované parametry nejlépe splňoval substrát 5880NS od výrobce Rogers díky velmi nízkému

ztrátovému činiteli. Další vhodný byl substrát RO4003C od stejného výrobce s výškou dielektrika pouhých 0,203 mm, protože vykazoval nízký průchozí útlum.

V obvodu dvoucestného děliče Gysel je třeba použít dva rezistory. Zvoleny byly SMD rezistory 0603 s odchylkou $\pm 1\%$ od nominální hodnoty (řada E24). Jejich hodnoty lze na rozdíl od varianty Wilkinsonova děliče měnit. Náhradní obvod odvodil Hoffmann [6] pro rezistor 0805 a určil hodnoty parazitních prvků pro standardní montáž, obrácenou montáž s odporovou vrstvou směrem k substrátu a montáž s rezistorem položeným na bok kolmo k substrátu. Hodnoty parazitních prvků náhradního obvodu byly platné do 12 GHz pro rozsah hodnot odporu 1Ω až $1 \text{ M}\Omega$.

Obvod byl simulován s 50Ω , 62Ω , 100Ω a 120Ω rezistory. Pro všechny uvedené rezistory s výjimkou 100Ω vzrůstaly přeslechy v obvodu a docházelo k nepřizpůsobení výstupních bran. Pro simulaci byl použit níže vyobrazený model rezistoru, hodnoty jeho parazitních indukčností a kapacit jsou konstantní pro různé hodnoty odporu rezistoru a byly určeny tak, aby co nejvíce odpovídali chování změřeného 100Ω SMD rezistoru 0603 v pásmu od 4 do 20 GHz. Rezistor byl změřen na substrátu Arlon CuClad 233, tl. 0,5 mm, naměřená data pochází z katedry EM pole FEL ČVUT.



Obr. 3.1 Model SMD rezistoru.

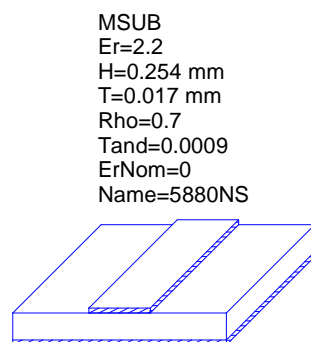
V tabulce 3.2 jsou uvedeny výsledné S -parametry nejvhodnějších ze simulovaných struktur. Dělič vykazuje požadované parametry v celé šířce pásma 15 – 21 GHz, relativní šířka pásma je tedy $0,3\overline{3}$. Níže je uvedena tabulka pro variantu děliče se 100Ω rezistory.

| parametr | velikost[mm] | parametr | velikost[mm] |
|-----------|--------------|-----------|--------------|
| W1 | 0,483 | W1 | 0,350 |
| W2 | 0,393 | W2 | 0,291 |
| W3 | 0,617 | W3 | 0,542 |
| W50 | 0,797 | W50 | 0,688 |
| Lambda4 | 2,681 | Lambda4 | 3,288 |
| Lambda4_1 | 2,401 | Lambda4_1 | 2,534 |
| Lambda4_2 | 3,197 | Lambda4_2 | 3,130 |

Tab. 3.2 Parametry děliče pro různé substráty 5880NS (vlevo) a RO4003C.

Substrát RO4003C má vyšší relativní permitivitu a tak i vyšší kapacitu. Navíc díky tenčí vrstvě dielektrika vykazuje nižší indukčnost a proto má při stejné šířce mikropásky nižší impedanci. Pro dosažení požadovaných impedancí je na substrátu RO4003C třeba tenčích mikropásků. V případě parametru w_2 může nastat problém s dostatečně přesnou realizací. Hodnoty impedancí substrátu 5880NS se pohybují v mezích snadno realizovatelných mikropáskovým vedením. V simulacích byly použity poměrně tenké substráty s nízkou permitivitou.

Pro další analýzu byla zvolena mikropásková struktura děliče Gysel na substrátu 5880NS.



Obr. 3.2 Použitý substrát 5880NS.

Schéma obvodu nyní zahrnuje diskontinuity a vedení má již reálnou délku, šířku a permitivitu. Délky jednotlivých úseků mikropásky se od sebe mohou značně lišit, neboť mají odlišnou šířku. Stejně dlouhé úseky mikropásky s jinou šířkou vykazují jinou elektrickou délku. Rezistory jsou nahrazeny přesnějším modelem popsaným výše v textu a jsou přidány prokovy i pájecí plošky.

Pro zpřesnění návrhu byl použit simulátor EM pole AXIEM. Obvodový simulátor používá odlišný výpočet a nezahrnuje přesné rozložení EM pole v reálné struktuře. Její layout můžeme z obvodu snadno exportovat. Obdobně probíhá i export EM struktury obvodu prostřednictvím prvků STACKUP a EXTRACT. Prvek EXTRACT určuje, které prvky obvodu budou simulovány v simulátoru EM pole (výběr úseku vedení pravým tlačítkem a asociace s prvkem EXTRACT ve vlastnostech prvku) a příslušnou hustotu diskretizační mřížky, ve kterých bude EM pole počítáno. Také odkazuje na dokument, ve kterém budou údaje o simulované struktuře uloženy. To je důležité při duplikaci schémat, aby nedocházelo k přepisování dat. Prvek STACKUP upřesňuje rozložení vlny zahrnutím například vzduchové vrstvy nad substrátem nebo podrobnější definicí jednotlivých vrstev vedení (vodivost kovových částí, relativní permitivity pro substráty s více vrstvami dielektrik).

Simulace v AXIEM, je poměrně časově náročná. Jedna iterace výpočtu s rozlišením 0,005 mm trvá několik minut za použití PC s procesorem i5 o taktu 3,4 GHz a 8 GB operační paměti. Délka výpočtu je značně závislá na hustotě diskretizační mřížky, ve kterých je EM pole počítáno, a složitosti obvodu. Nemá smysl sít více zahušťovat, pokud to nebude mít patrný vliv na dosažené výsledky. Vhodné je i přes časovou náročnost provést optimalizaci obvodu právě prostřednictvím simulátoru EM pole, protože reálné optimální délky a šířky mikropásky se mohou od výsledků obvodového simulátoru značně lišit.

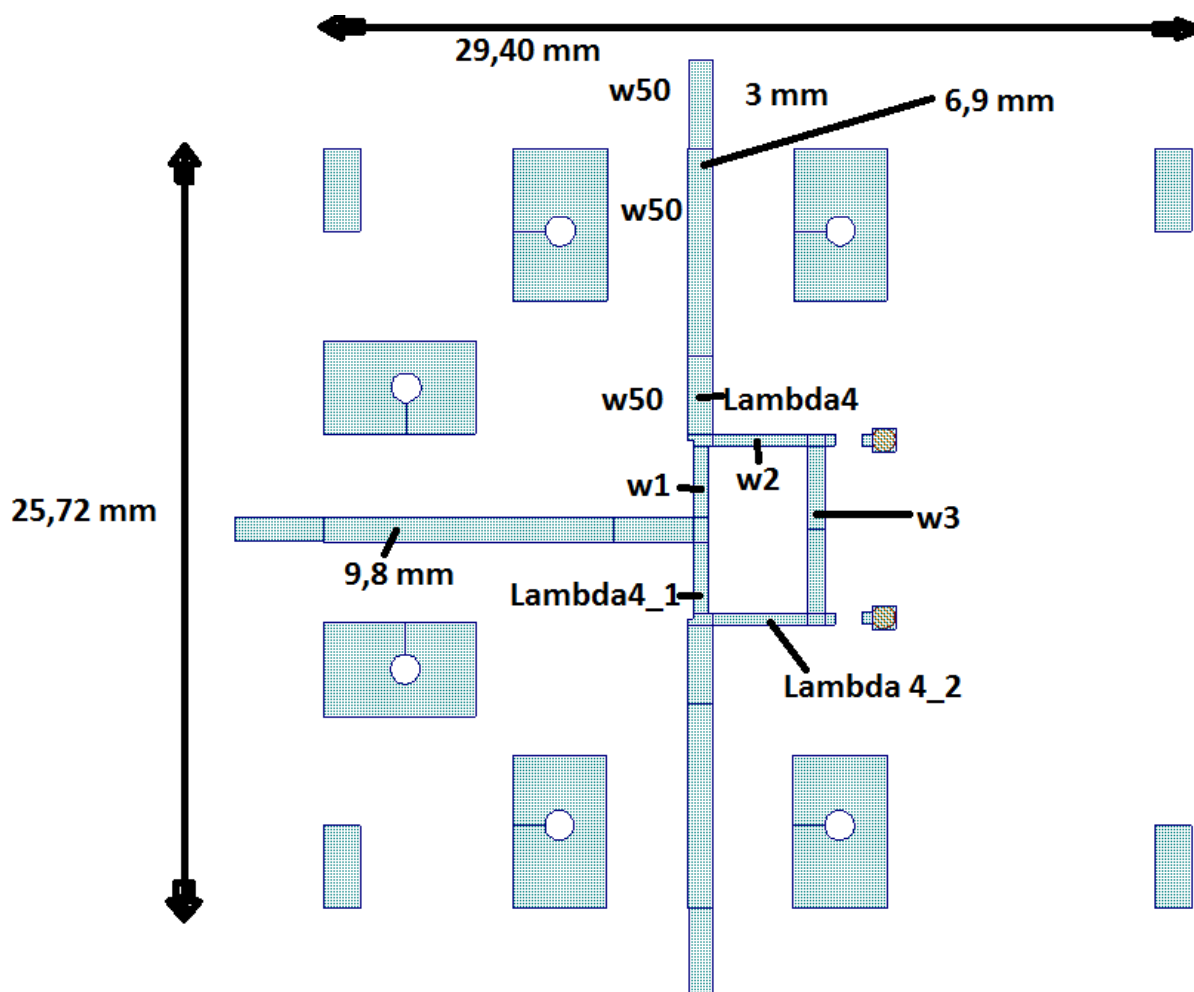
Při návrhu je žádoucí mít obvod co možná nejlépe přizpůsobený. Nestací pouze zajistit nízké odrazy na branách v simulátoru. Testovaný obvod totiž nezahrnuje vliv přívodních konektorů, proto výsledky dosažené v simulátoru neodpovídají realitě. Pro zpřesnění simulace lze do obvodu zanést před některou z bran LTUNER, tento prvek definuje odraz v příslušné rovině, přesněji řečeno jeho modul a fázi. Běžná hodnota modulu odrazu na SMA konektoru je -20 dB, tedy 1% výkonu [7]. Tato hodnota byla použita, protože přesné měření tohoto konektoru nebylo k dispozici. Oproti idealizovanému LTUNER se hodnota s frekvencí mění. V anglicky psané literatuře bývá tento vstupní odraz uveden prostřednictvím poměru stojatých vln. Fázi odrazu není snadné určit, protože vychází elektrické délky konektoru, jenž je určena reálnými rozměry konektoru a permitivitou materiálu ze kterého je vyroben.

Fáze odrazu se bude pro různé frekvence vstupního signálu periodicky opakovat v mezích od -180° do $+180^\circ$.

Struktura vlastního děliče je nyní v podstatě kompletní, zbývá doplnit přívodní vedení délky přibližně 1 cm pro montáž konektoru. Přesná délka přívodních vedení byla stanovena využitím optimalizace (obr. 3.3) v simulátoru EM pole AXIEM za účelem zajištění co možná nejlepších parametrů obvodu. S přihlédnutím k nepřizpůsobení, které zahrnuje montáž konektoru, nebude mít přesná délka přívodních vedení markantní vliv na funkci obvodu. Jedná se spíše o technologickou záležitost, kterou nelze zcela opomenout vzhledem k rozměrům konektoru. Dělič lze vyrobit v planární mikropáskové struktuře, nyní přichází na řadu export layoutu.

Pro usnadnění výroby jsou přidány ořezové značky do rohů obvodu v rovině kolmé na přívodní vedení. Ze stejného důvodu jsou přidány 3 mm přesahy pro všechna přívodní vedení, které musí být při konečné realizaci zabroušeny na přesnou hodnotu určenou ořezovými značkami (obr. 3.3). Přidány jsou též vrtací díry v místech montáže konektorů, aby nedošlo ke sklouznutí vrtáku po vrstvě mědi. Aby nedocházelo ke skluzu konektoru, nachází se v okolí vrtacích děr v layoutu plošky mědi. Na tato místa dosedne v konečné fázi montáže konektor. Přesná místa v layoutu byla zvolena pro konektor 1492-02A-5 firmy Southwest Microwave podle dokumentace produktu. Konektor pracuje do kmitočtu 50 GHz [17].

V této fázi lze exportovat gerber a připravit dělič pro výrobu, v něm jsou zahrnuty jen vrstvy layoutu „thick metal“ a „via“, které náleží měděným plochám na svrchní straně substrátu. Jinde bude holý substrát.



Obr. 3.3 Layout děliče Gysel.

3.2. Návrh planární kalibrační sady

Kalibrační sada potřebná pro kalibraci měřeného děliče obsahuje minimálně pět dvouportových kalibrů. Ty by měly být vyrobeny na stejném substrátu a o stejných rozměrech jako navržený dělič. Kalibrace se skládá minimálně z pěti kroků, při kterých jsou kalibry měřeny VNA.

Pro přesné změření děliče byla zvolena kalibrační metoda “short, open, posunutý open a through“. Navrženy byly kalibry na substrátu 5880NS. Voleny byly tři kalibry “open“, “short“, prodloužený “open“ a tři kalibry “through“. Počet kalibrů je navýšen z pěti na šest, tato úprava umožní přesnější změření děliče, protože přeúčtená kalibrační sada zahrnující kalibr “through 2-3“ lépe respektuje geometrii navrženého děliče. Kalibry by měly být vyrobeny na čtyřech deskách podle layoutů uvedených v příloze. Délky jednotlivých kalibrů mohou být různé, protože transformaci referenční roviny do požadovaných mezí umožňuje de-embedding. Podstatné je, aby se kalibry “open“, “short“ a prodloužený “open“ vešli na jednu desku. EM pole jednotlivých kalibrů by se na návrhové frekvenci

děliče neměla ovlivňovat. Kalibry zároveň nemohou být kratší než šest milimetrů, protože referenční rovina by odpovídala místu v děliči, kam zasahuje end-launch konektor. V tomto místě není pole homogenní a referenční rovina by z tohoto bodu nemohla být transformována.

Pro jednobranové kalibry byly voleny délky 9 a 12 mm. Kalibry “through“ jsou dlouhé 25 mm, jejich rozměry vychází z geometrie děliče, který je navržen na substrátu o rozměrech 30 x 30 mm. Layouty navržených kalibrů jsou uvedeny v příloze. Referenční roviny jednobraných kalibrů jsou od sebe vzdáleny více jak tři mm, jejich EM pole by se tedy na návrhové frekvenci neměla ovlivňovat.

3.3. Výroba děliče

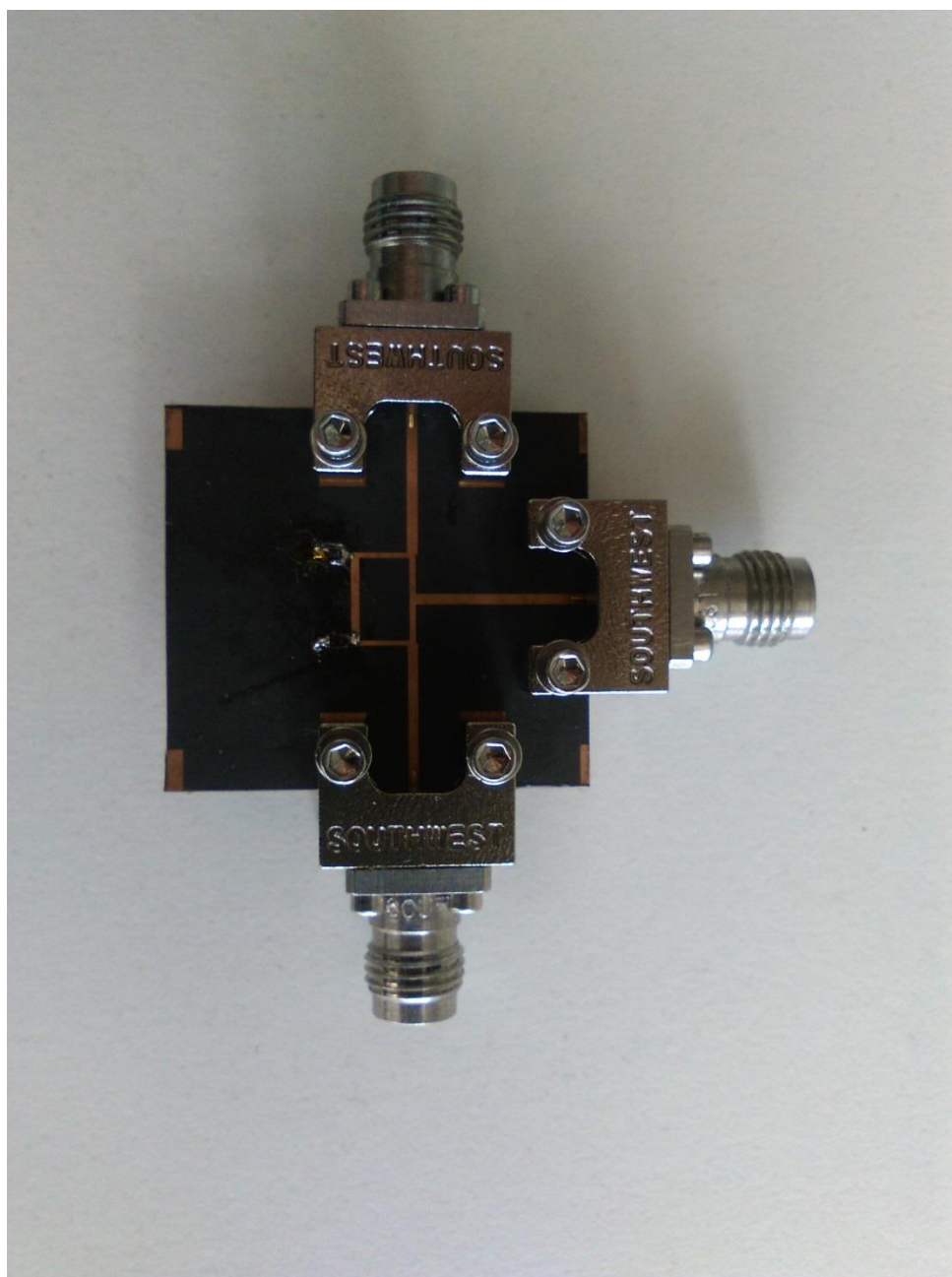
Po exportování gerberu byla vyrobena maska ve společnosti Amos Typografické studio s.r.o. Maska byla vyrobena osvitem při co nejvyšším rozlišení. Byl vystřižen substrát o rozměrech 30 x 30 mm. Deska byla důkladně očištěna od nečistot a osušena. Následoval nástřik fotorezistem. Deska byla ponechána v temnu, aby nedošlo k nežádoucímu ozáření. Doba potřebná pro zapůsobení fotorezistu se liší v závislosti na teplotě, ve které je substrát ponechán. Substrát byl umístěn na masku, zatížen, aby nedošlo k prohnutí a ozáření po dobu sedmi minut. Po očištění fotorezistu v NaOH byla zemnicí rovina desky podlepena izolepou, aby v leptacím roztoku nedošlo k jejímu odleptání. Obvod by měl být leptán po dobu přibližně čtyř minut, v této fázi je důležité obvod sledovat a ukončit leptání ihned potom co je měď mimo žadoucí úseky vedení odstraněna reakcí s roztokem. Při delší prodlevě by došlo k podleptání úseků vedení. Leptání probíhá ze začátku pozvolna, při opakované kontrole se však leptací roztok rozpohybuje a průběh leptání se urychluje.

Po očištění obvodu od leptacího roztoku byla sejmuta izolepa kryjící zemnicí rovinu a v obvodu byly za použití mikroskopu skalpelem vryty důlky v místech vrtacích značek a prokovů pro usnadnění vrtání. Pro vrtání prokovů byl použit nejprve vrták o průměru 0,6 mm a díra byla následně rozšířena vrtákem 0,8 mm. Důlky v konektorech byly rozšířeny vrtákem o průměru 1 mm a následně 1,8 mm. Do obvodu byly umístěny prokovy. Po připájení hrotovou páječkou byly přesahující úseky prokovů odstraněny. Následně byly připájeny dva SMD rezistory a dělič byl očištěn v isopropylalkoholu.

4. Měření

Dělič byl měřen na ZVA67 od R&S, který byl zkalibrován na 3 portech metodou TOSM použitím kalibrační sady 85056K. Použité 2,4 mm end-launch konektory (fungující do 50 GHz) nejsou

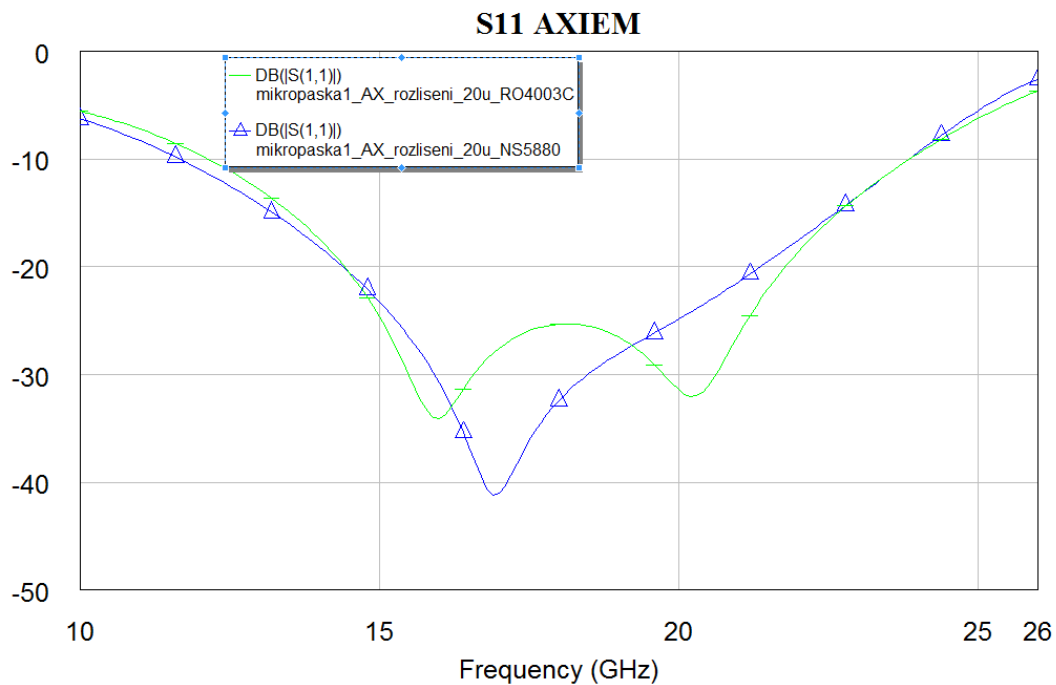
kompatibilní s konektory 2,92, popř. 3,5 mm VNA. Byl zaveden přechod z 3,5 na 2,4 mm. Další možnost byla odejmutí přechodů z 1,85 na 3,5 mm, které byly použity na samotné kabely, které jsou osazeny 1,85 mm konektory (ty jsou kompatibilní s 2,4 mm). Měřicí trasa neměla na výsledky vliv, protože použité přechody byly při kalibraci zahrnuty do chybového modelu - referenční rovina tedy byla po kalibraci na konci 2,4 mm konektorů připojených k děliči. Při měření musely být pečlivě vycentrovány piny konektorů. Dělič byl změřen v intervalu frekvencí od 12 do 24 GHz s krokem 10 MHz.



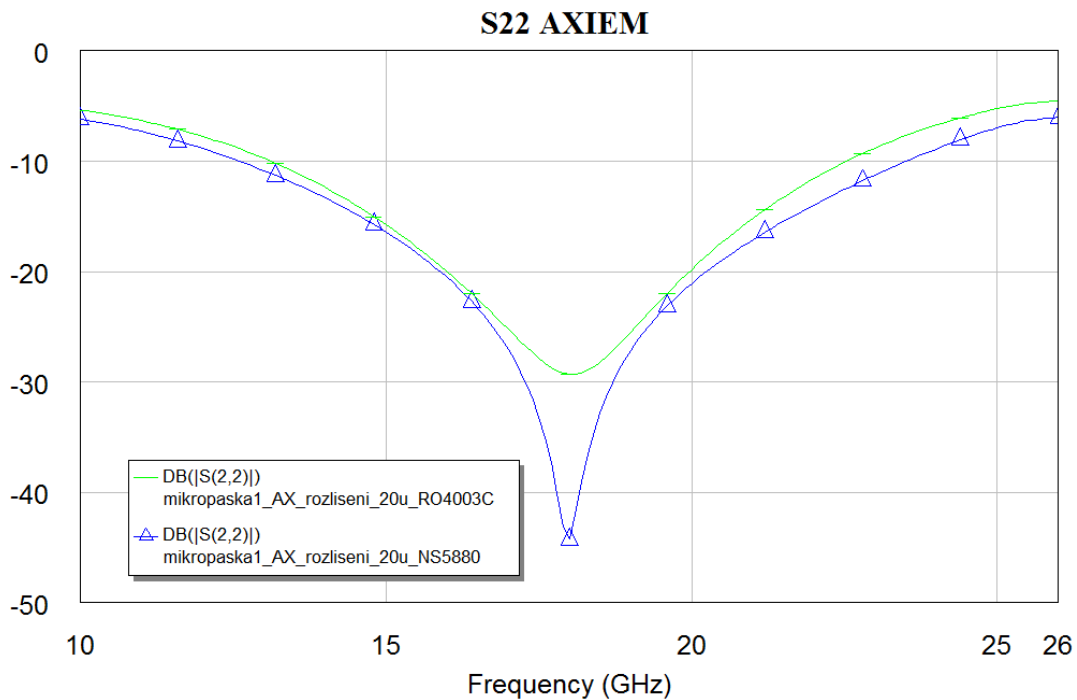
Obr. 4.1 Realizovaný výkonový dělič Gysel

5. Výsledky

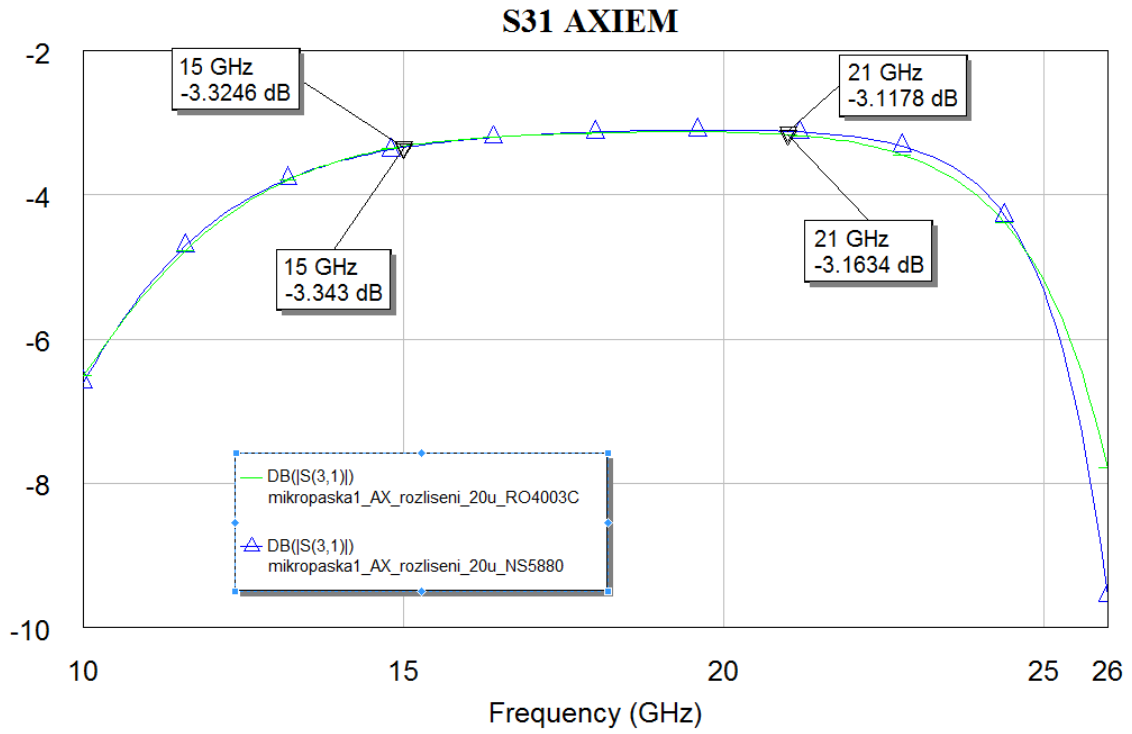
5.1. Porovnání děliče Gysel pro různé substráty



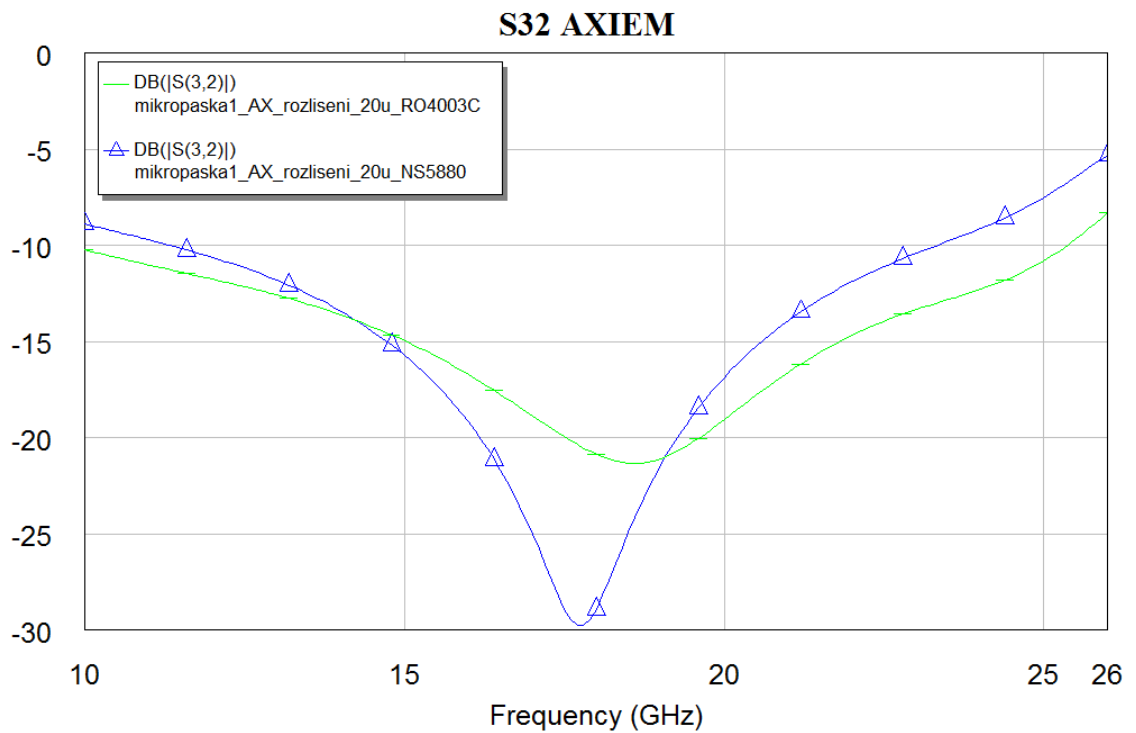
Obr. 5.1 Porovnání S_{11} parametrů, RO4003C, NS5880 – 100 Ω .



Obr. 5.2 Porovnání S_{22} parametrů, RO4003C, NS5880 – 100 Ω .



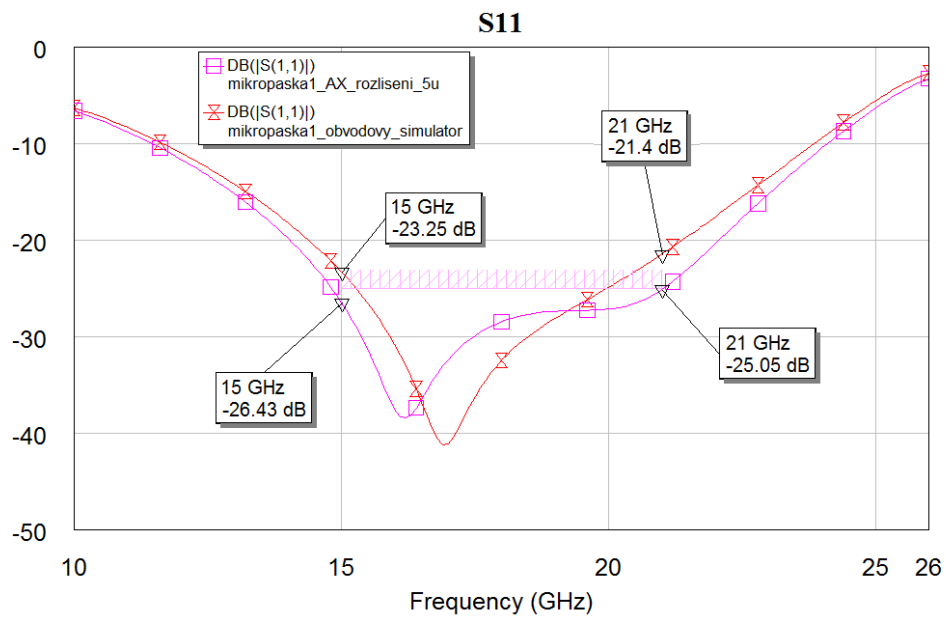
Obr. 5.3 Porovnání S_{31} parametrů, RO4003C, NS5880 – 100 Ω .



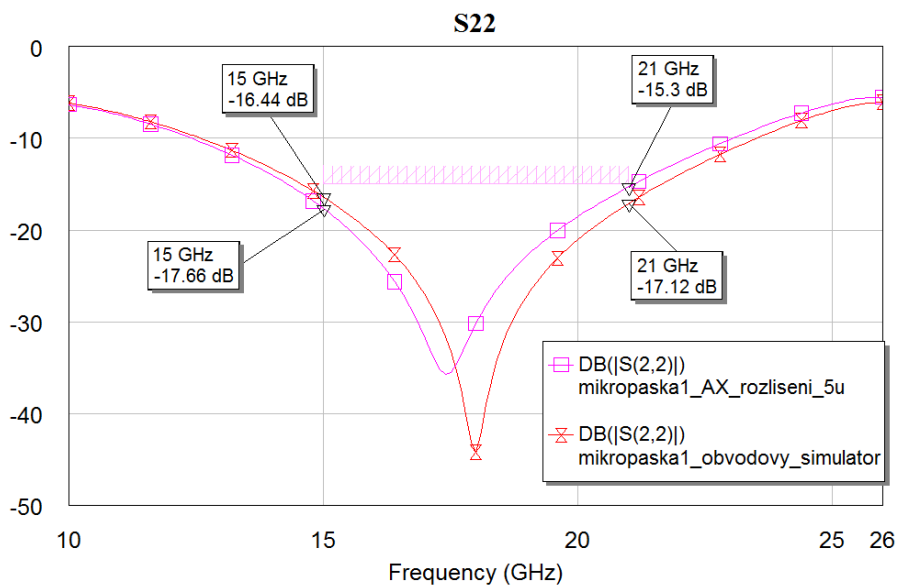
Obr. 5.4 Porovnání S_{32} parametrů, RO4003C, NS5880 – 100 Ω .

Z výše uvedených grafů lze říci, že S -parametry děliče Gysel navrženého na substrátech RO4003C a NS5880 splňují požadavky. S ohledem na technologickou realizovatelnost je volen dělič na substrátu NS5880. Z tabulky 3.2 je patrné, že jedna z požadovaných šířek mikropásky děliče na substrátu RO4003C je nižší, než 0,3 mm. S ohledem na přesnost leptání by mohl úsek vedení vykazovat značně rozdílnou charakteristickou impedanci, která by vedla ke zhoršení funkce děliče.

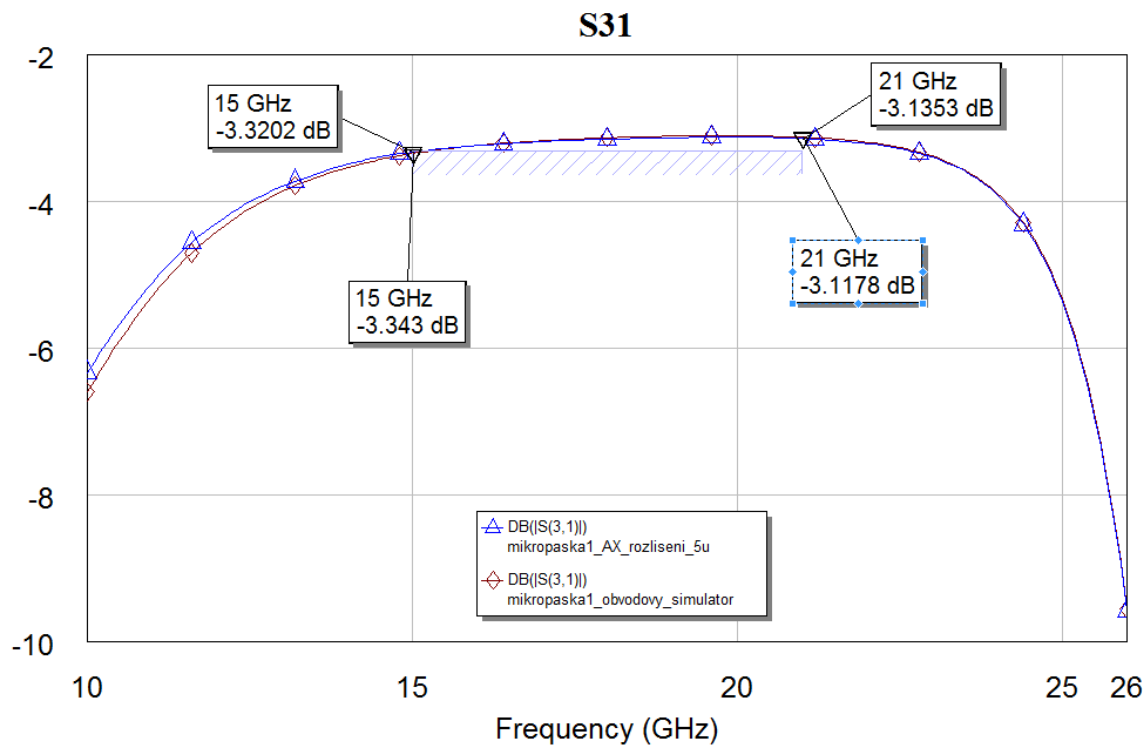
5.2. Porovnání děliče Gysel v obvodovém simulátoru a AXIEM



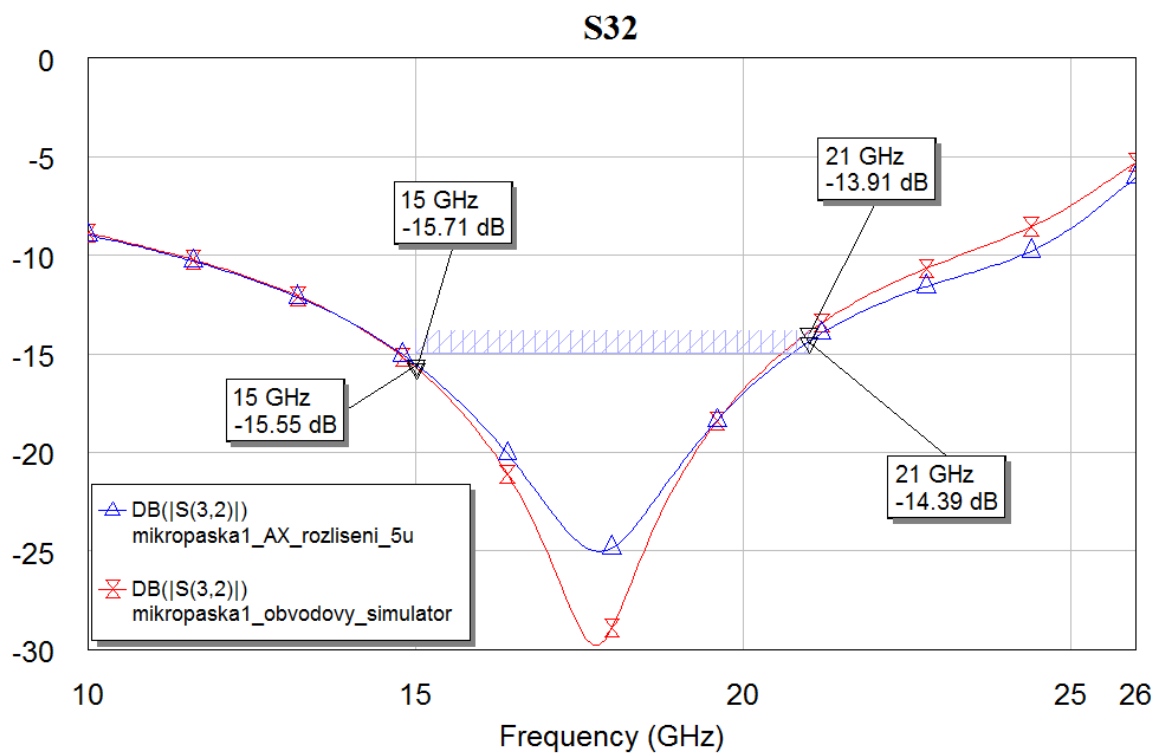
Obr. 5.5 Porovnání S_{11} parametrů, 5880NS – 100 Ω .



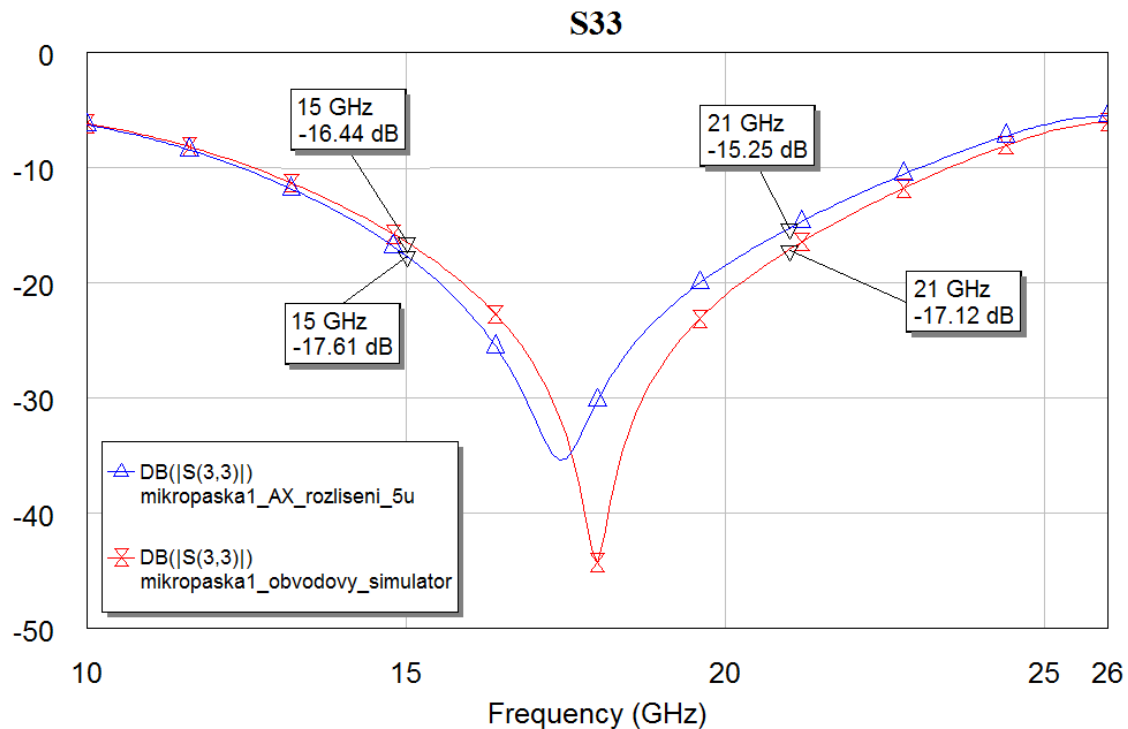
Obr. 5.6 Porovnání S_{22} parametrů, 5880NS – 100 Ω .



Obr. 5.7 Porovnání S_{31} parametrů, 5880NS – 100 Ω .



Obr. 5.8 Porovnání S_{32} parametrů, 5880NS – 100 Ω .



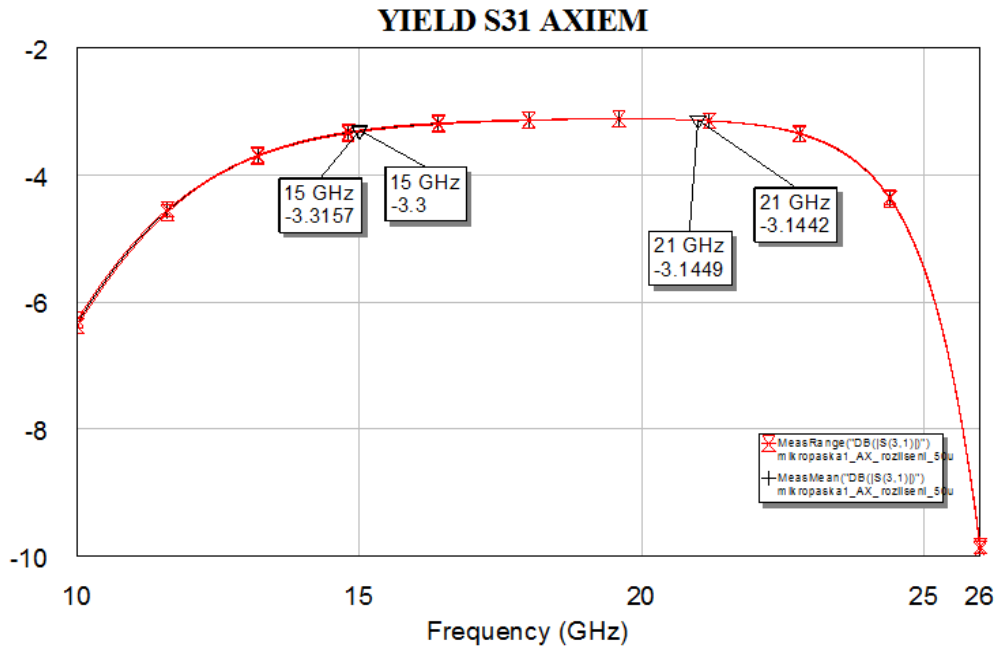
Obr. 5.9 Porovnání S_{33} parametrů, 5880NS – 100 Ω .

Z obrázku 5.5 je patrné, že struktura děliče Gysel optimalizovaná v AXIEM dosahuje oproti totožné struktuře simulované obvodovým simulátorem lepšího vstupního přizpůsobení. Konkrétní rozměry simulované struktury jsou uvedeny v tabulce 3.2. Dělič je navržen na substrátu 5880NS.

5.3. Analýza výnosu

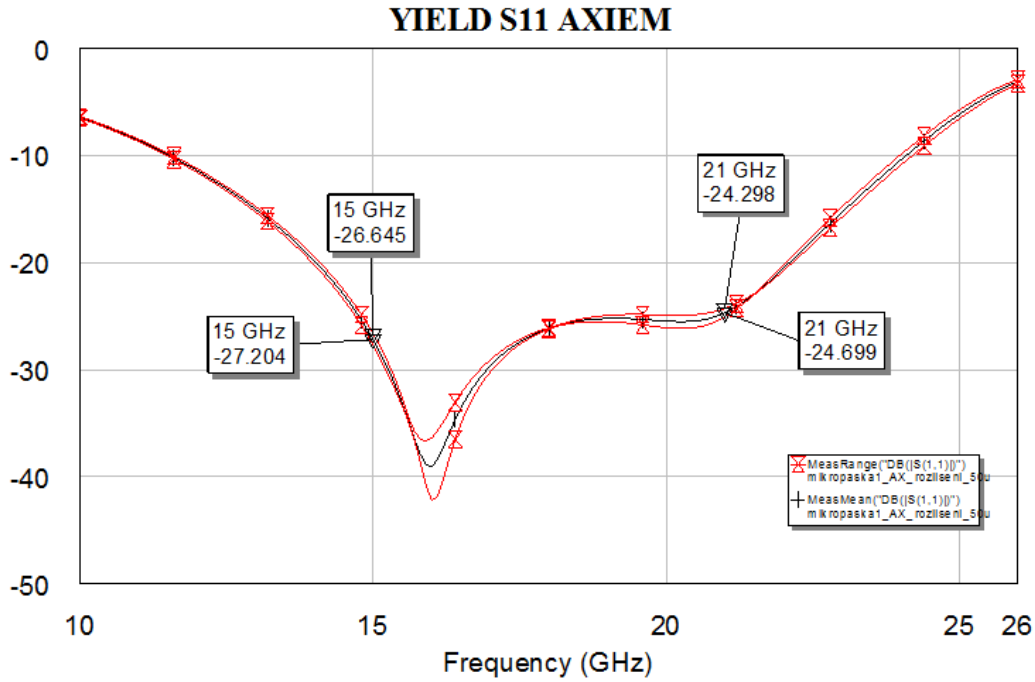
Analýza výnosu určuje citlivost požadovaných parametrů obvodu (vstupní odraz, průchozí útlum) na změnu parametru některého z jeho stavebních prvků. Lze očekávat znatelné zhoršení parametrů děliče, pokud se odpory rezistorů nebo šířky mikropásku budou od hodnot použitých v simulaci výrazně lišit. Výroba je omezena přesností leptací technologie, kterou lze v podmínkách katedry odhadnout na přibližně $\pm 0,01$ mm. Tato odchylka bude mít na délky vyleptaných úseků vedení jen nepatrný vliv, protože jsou mnohonásobně delší a jejich elektrická délka se výrazně nezmění. Nejvýznamnější vliv bude mít tato nepřesnost na požadované vyleptání šířky mikropáskového vedení. Ta určuje charakteristickou impedanci vedení a vzhledem k nízkým hodnotám se bude měnit v jednotkách Ω . Cílem této analýzy je určení citlivých parametrů. Pokud by bylo zjištěno, že požadované cíle by při uvažované odchylce nebyly splněny, lze znovu zavolat optimalizační proces nyní s jinými výchozími mezemi (viz kap 3.1) a hledat jiné řešení, které bude méně citlivé na změnu parametrů (optimalizační funkce bude mít v daném místě nižší gradient „ceny“ stanovených cílů). V níže uvedených grafech je

vyznačen aritmetický průměr a maximální hodnota. Analýza výnosu byla provedena pro všechny proměnné a S parametry. Níže jsou uvedeny výsledky analýzy výnosu šířek mikropásky pro parametry S_{11} , S_{21} , S_{22} a S_{32} . Protože je obvod osově symetrický a pasivní, není nutné prezentovat více parametrů. Pro ilustraci jsou uvedeny analýzy S -parametru pro rezistor a délku mikropásky, k Při analýze výnosu rezistorů 0603 byla stanovena přípustná odchylka od hodnoty $100 \Omega \pm 1\%$ (řada E24). Při analýze výnosu šířek mikropásky byla stanovena přípustná odchylka $\pm 5\%$.



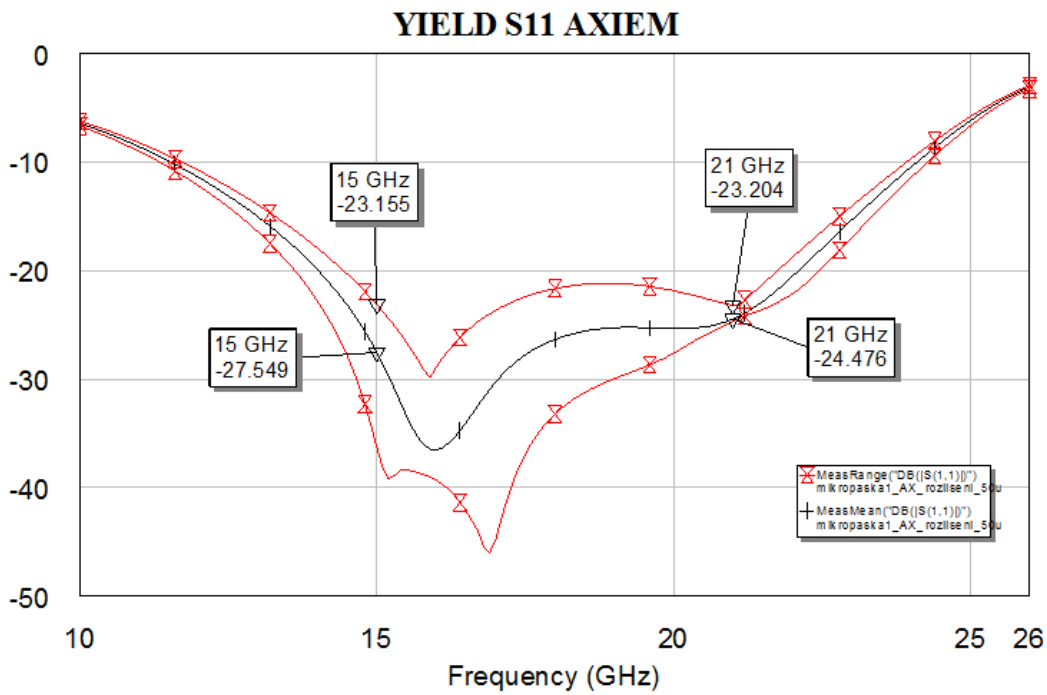
Obr. 5.10 Výnos S_{31} parametru, 5880NS 100Ω , analýza rezistorů.

Z obrázku výše je vidět, že rezistory řady E24, jsou pro výrobu děliče dostatečně přesné. Na další s -parametry děliče neměla přesnost rezistoru v mezích řady významný vliv. Proto zde nejsou uvedeny.

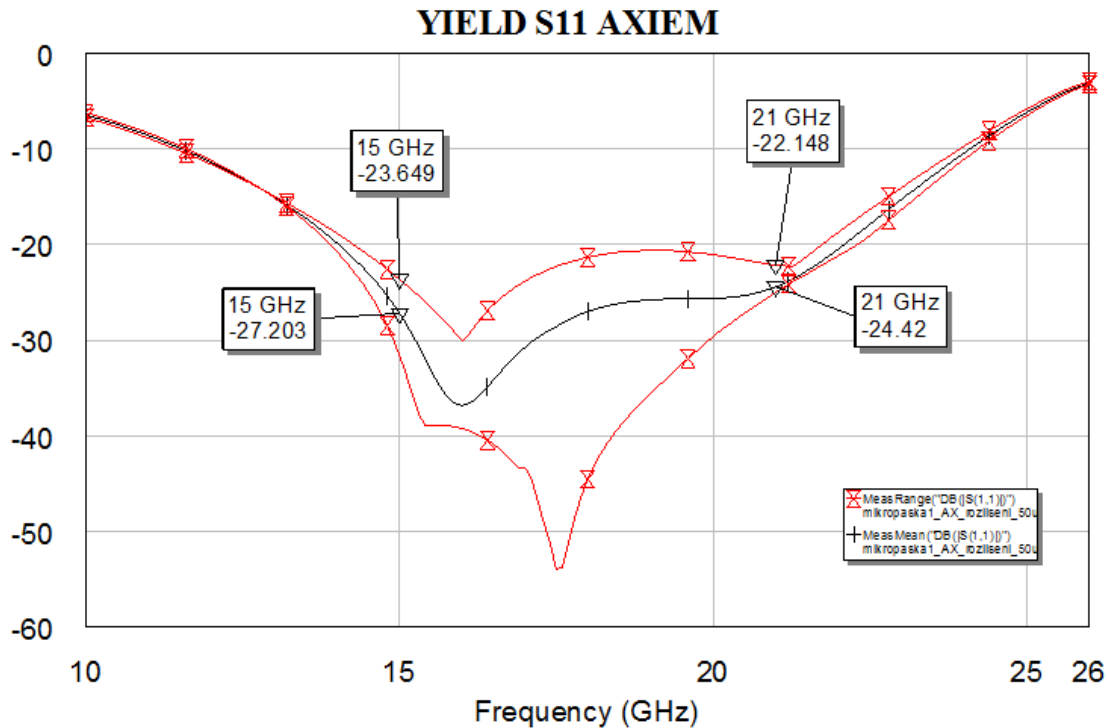


Obr. 5.11 Výnos S_{11} parametru, 5880NS 100 Ω , analýza lambda1.

Nepatrný vliv na funkci děliče má výše zobrazená tolerance délky mikropásky mezi vstupním a výstupními porty. Z důvodu zanedbatelnosti vlivu délky mikropásky na ostatní S -parametry, nejsou výsledky uvedeny.



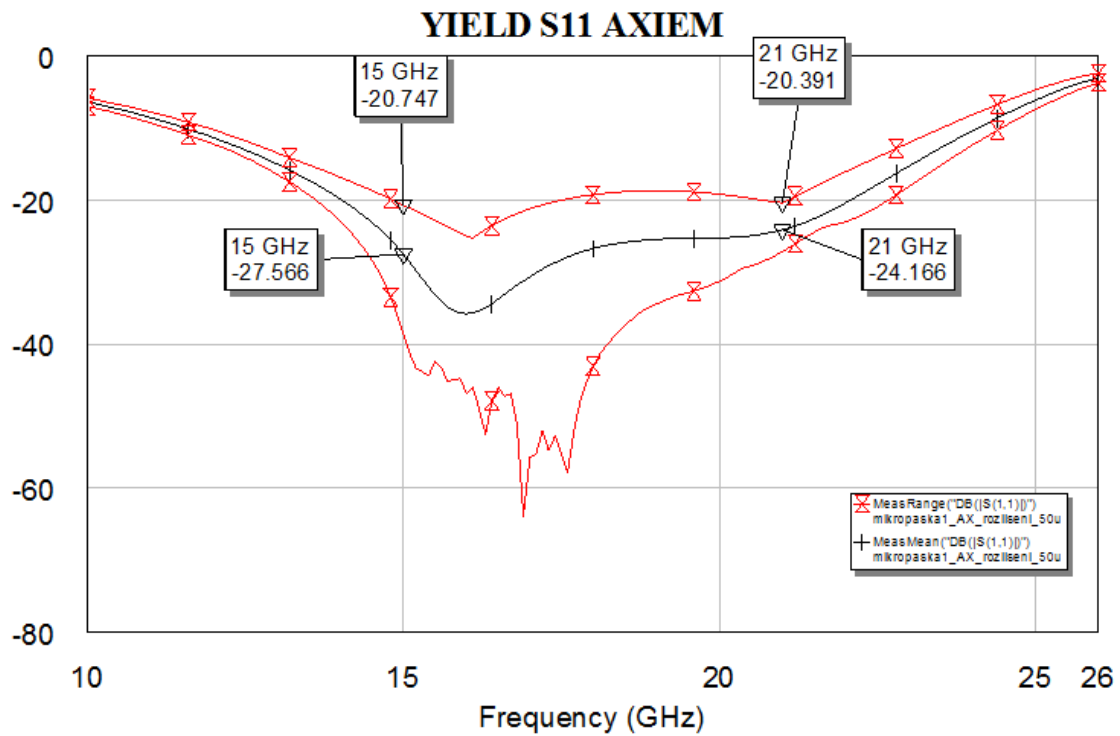
Obr. 5.12 Výnos S_{11} parametru, 5880NS 100 Ω , analýza w1.



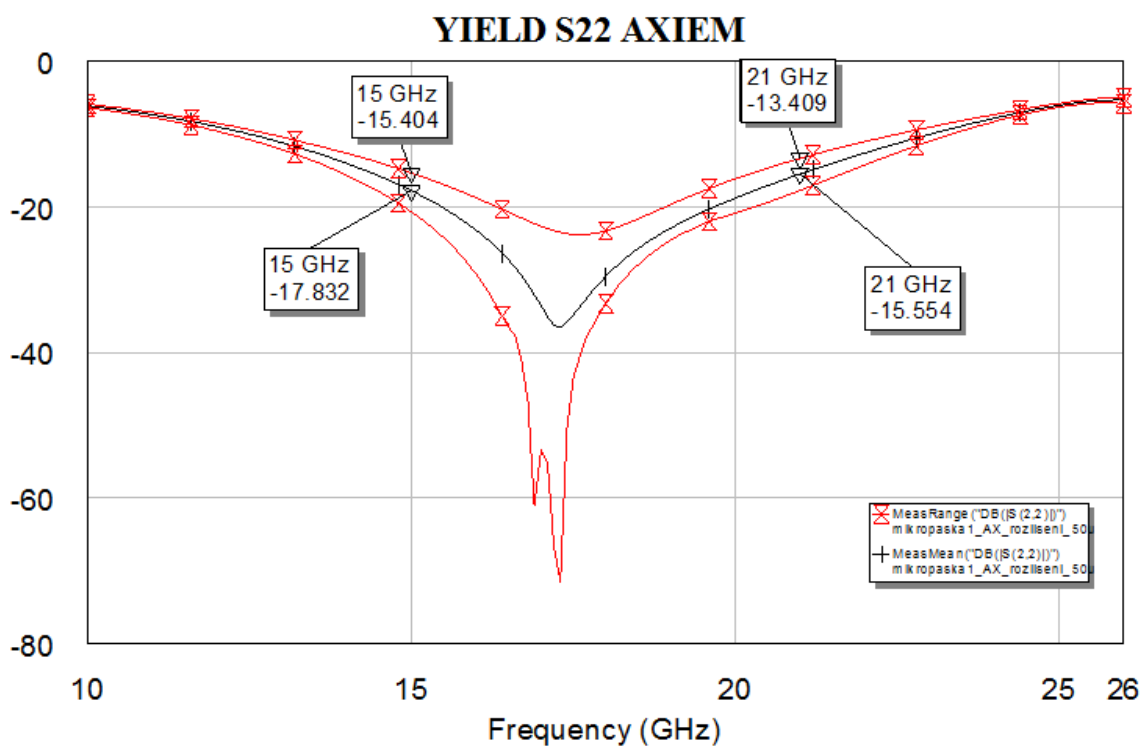
Obr. 5.13 Výnos S_{11} parametru, 5880NS 100 Ω , analýza $w50$.

Pro nepříznivé podmínky v rámci zadaných mezí tolerance šířky mikropásky zhorší S -parametry. V krajních bodech pásma (15 a 21 GHz), kde nabývaly parametry limitních hodnot požadovaných optimalizací, degradují S -parametry (odrazy, přeslechy) na změnu většiny vstupních parametrů o 1 – 2 dB, přenos přibližně o 0,03 dB. Nejcitlivěji reaguje vstupní přizpůsobení obvodu na přesnost šířek mikropásků $w1$ (obr. 5.12) a $w50$ (obr. 5.13). Jednotlivé rozměry jsou vyznačeny v layoutu (obr. 3.3). Lze očekávat zhoršení oproti optimalizovaným hodnotám až o 5 dB v pásmu kde by měl být dělič použit. Na ostatní S -parametry neměla tolerance šířky mikropásků natolik významný vliv, proto nejsou uvedeny. Pro dosažení přesnějších výsledků by bylo třeba vyššího počtu iterací, každý parametr v analýze nabýval 100 různých hodnot rovnoměrně rozložených, tak aby simuloval přesnost vyrobeného prvku. Pokud bude výroba děliče a přesnost jeho součástí splňovat meze zahrnuté v analýze výnosu, nemělo by dojít k výrazné degradaci S parametrů, protože optimalizační funkce neměla zvolené minimum natolik ostré, aby mírná změna parametrů ohrozila funkčnost obvodu.

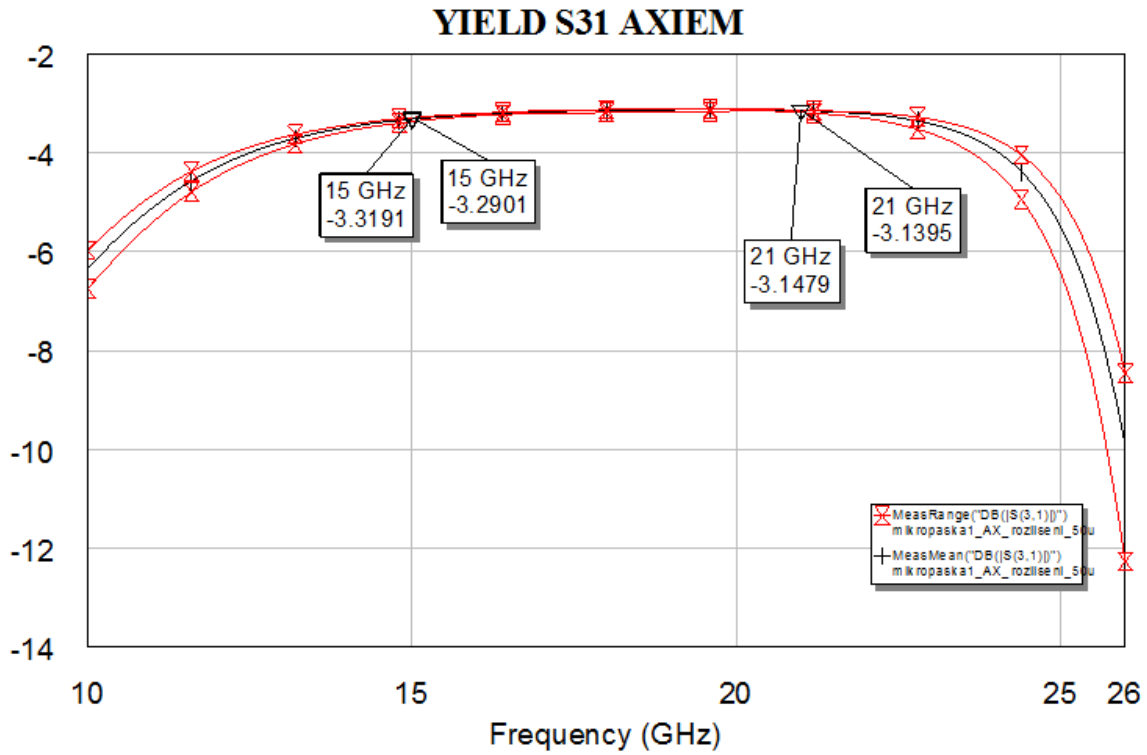
Zobrazí-li se citlivost obvodu na změnu všech parametrů zároveň ve výše uvedených mezích, nyní počítanou pro 300 iterací, dojde ke zhoršení S_{11} parametru v krajních bodech pásma na téměř -20 dB pro nejméně příznivou konstelaci parametrů v rámci přepokládané přesnosti vyleptání vedení a přesnosti výroby rezistorů.



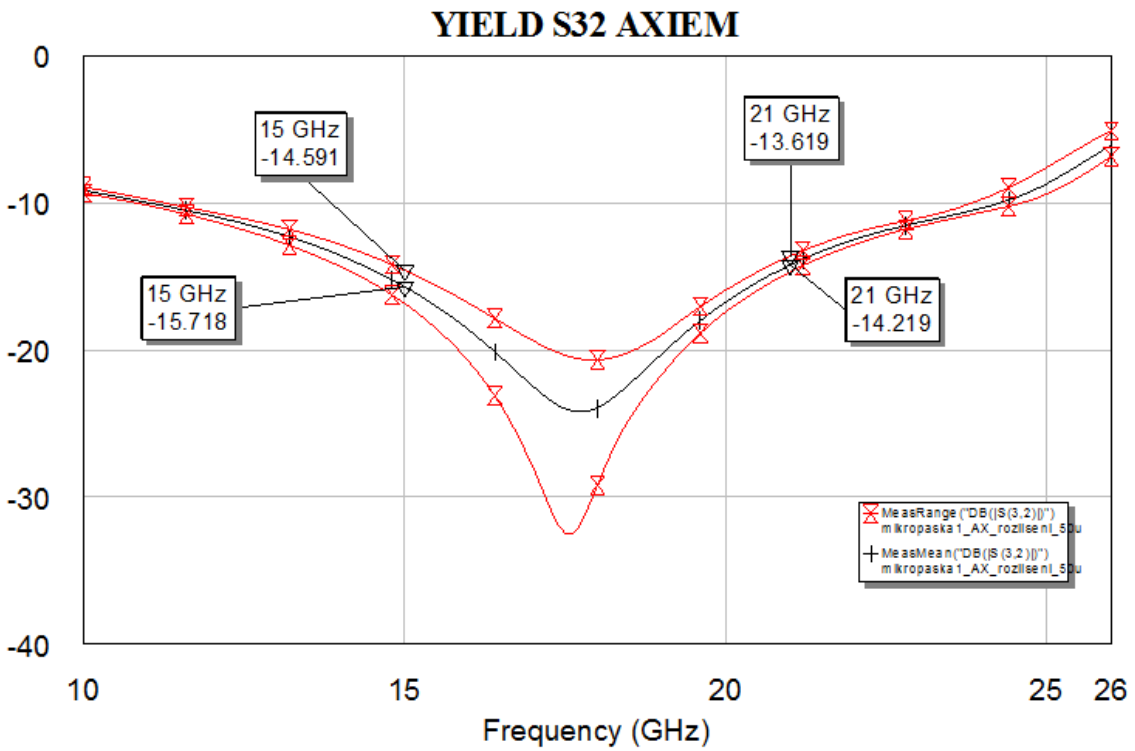
Obr. 5.14 Výnos S_{11} parametru, 5880NS 100 Ω , analýza všech parametrů.



Obr. 5.15 Výnos S_{22} parametru, 5880NS 100 Ω , analýza všech parametrů.



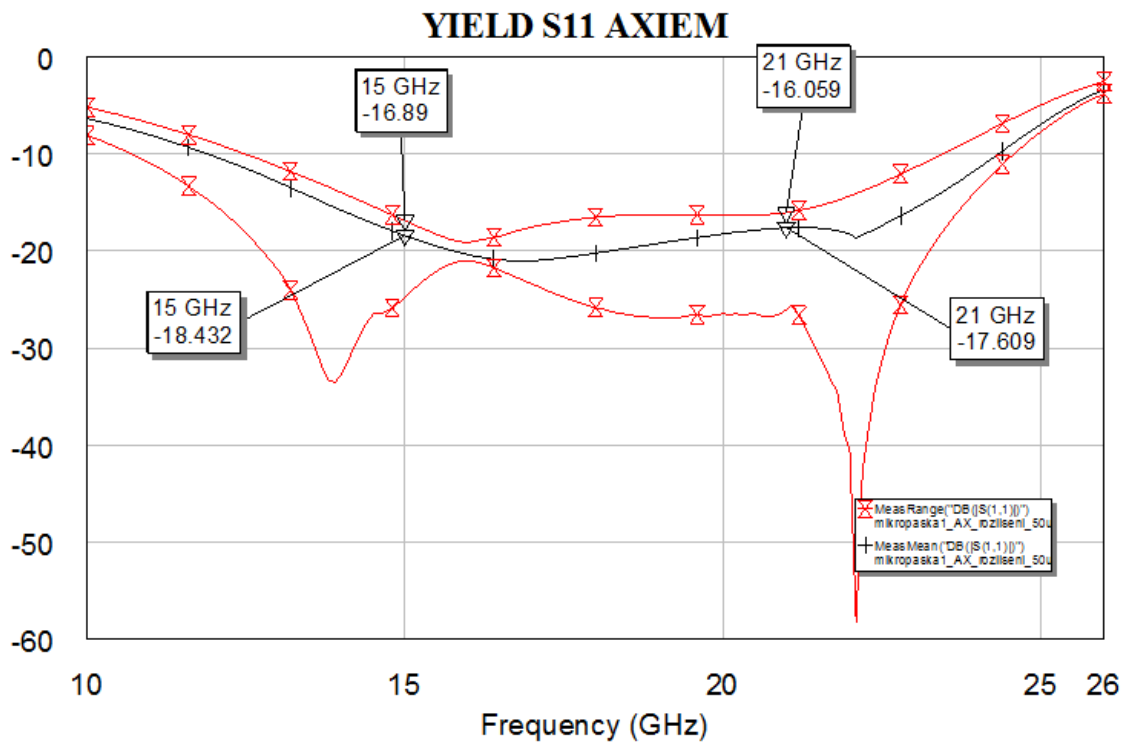
Obr. 5.16 Výnos S_{31} parametru, 5880NS 100 Ω , analýza všech parametrů.



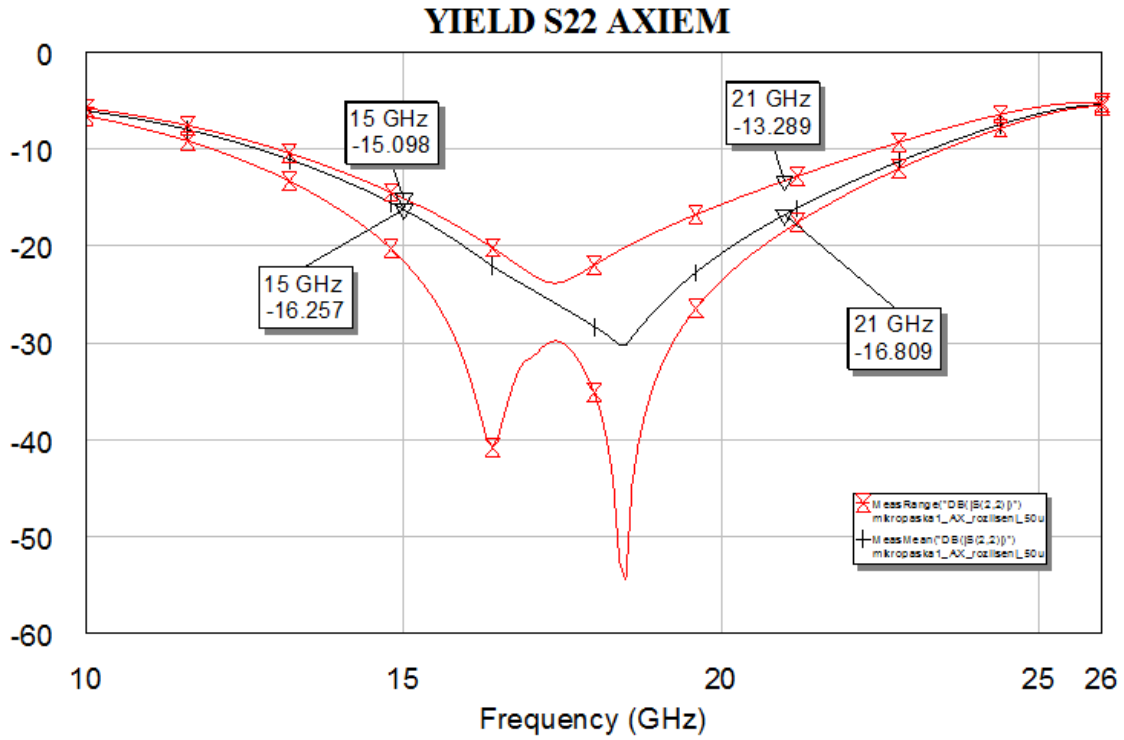
Obr. 5.17 Výnos S_{32} parametru, 5880NS 100 Ω , analýza všech parametrů.

Výnosová analýza rezistorů a všech délek a šířek mikropásků naznačuje, že by dělič při zachování uvažované přesnosti výroby měl fungovat.

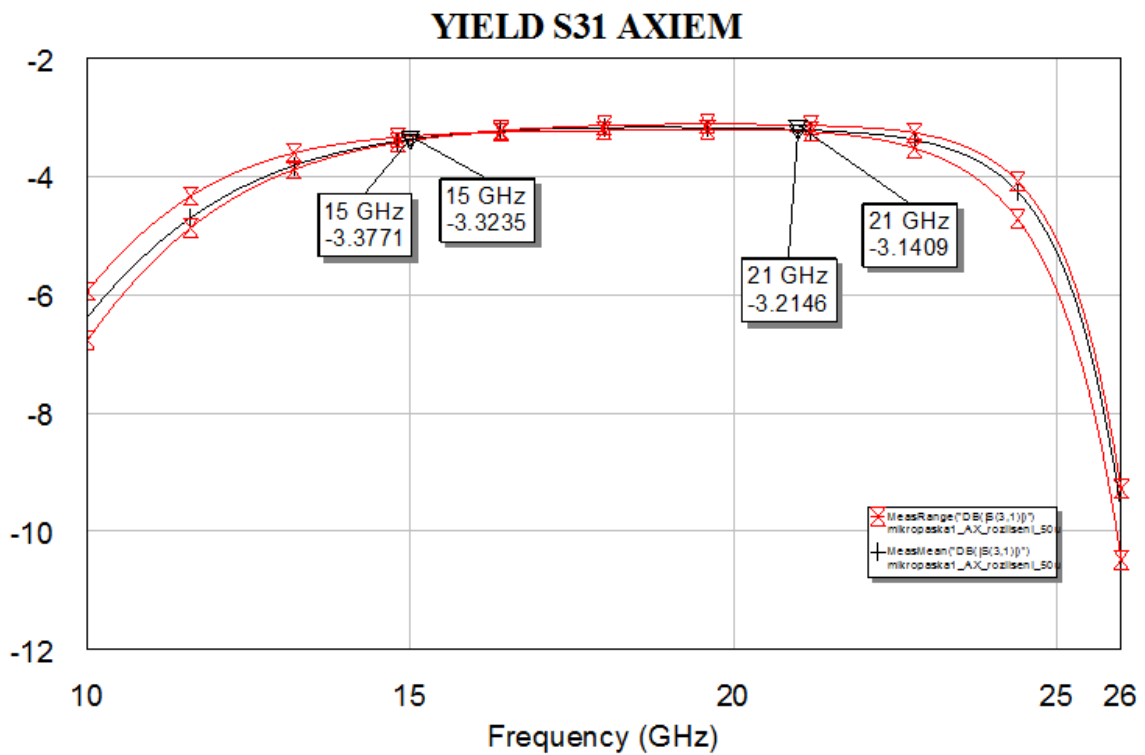
Nástroj lze použít i pro určení citlivosti obvodu na odraz a útlum end-launch konektoru. Činitel odrazu uvažujeme $\Gamma = 0,11$, této hodnotě odpovídají špičky stojatých vln 1,25 měřené výrobcem [7] end-launch konektoru 1892-04-5, ten pracuje až do kmitočtu 67 GHz, předpokládáme, že použité konektory v obvodu realizovaného děliče 1492-04-5 vykazují stejný činitel odrazu. Neznáme však fázi odrazu na konektoru (není k dispozici jeho přesný model). Konektor aproximuje prvek LTUNER (idealizovaná součástka s konstantními parametry pro všechny frekvence) a jeho fázi budeme měnit od -180° do 180° .



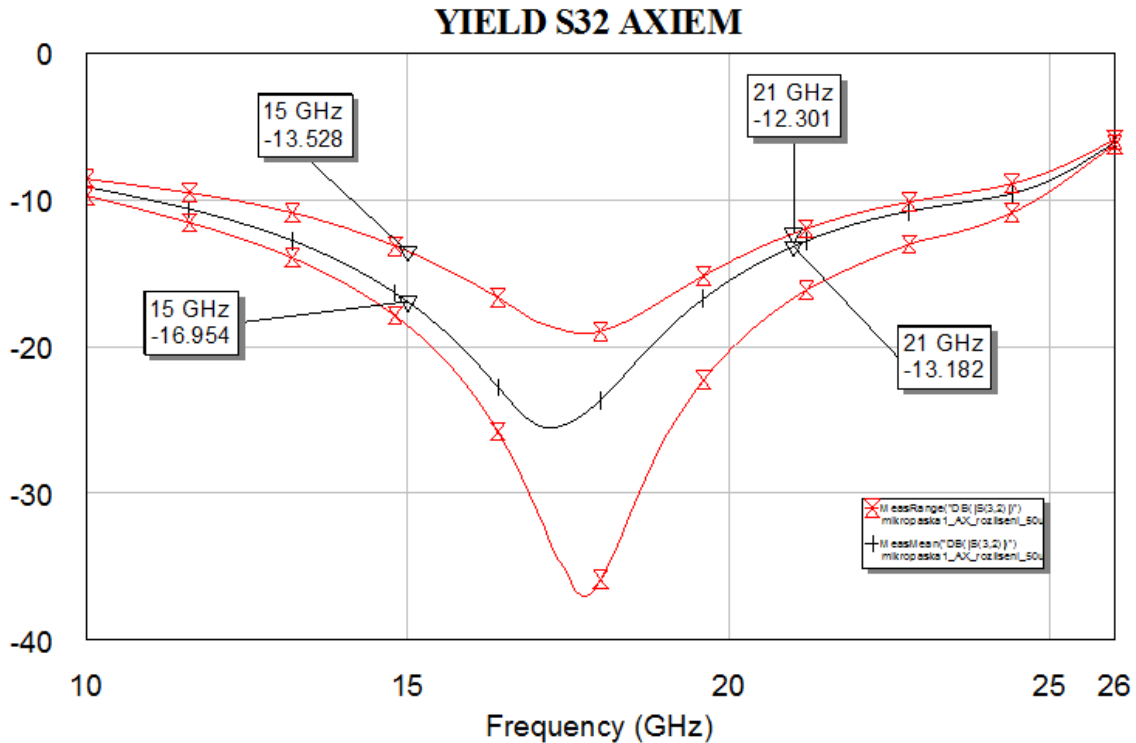
Obr. 5.18 Výnos S_{11} parametru, 5880NS 100 Ω , analýza modelu vstupního konektoru.



Obr. 5.19 Výnos S_{22} parametru, 5880NS 100 Ω , analýza modelu vstupního konektoru.



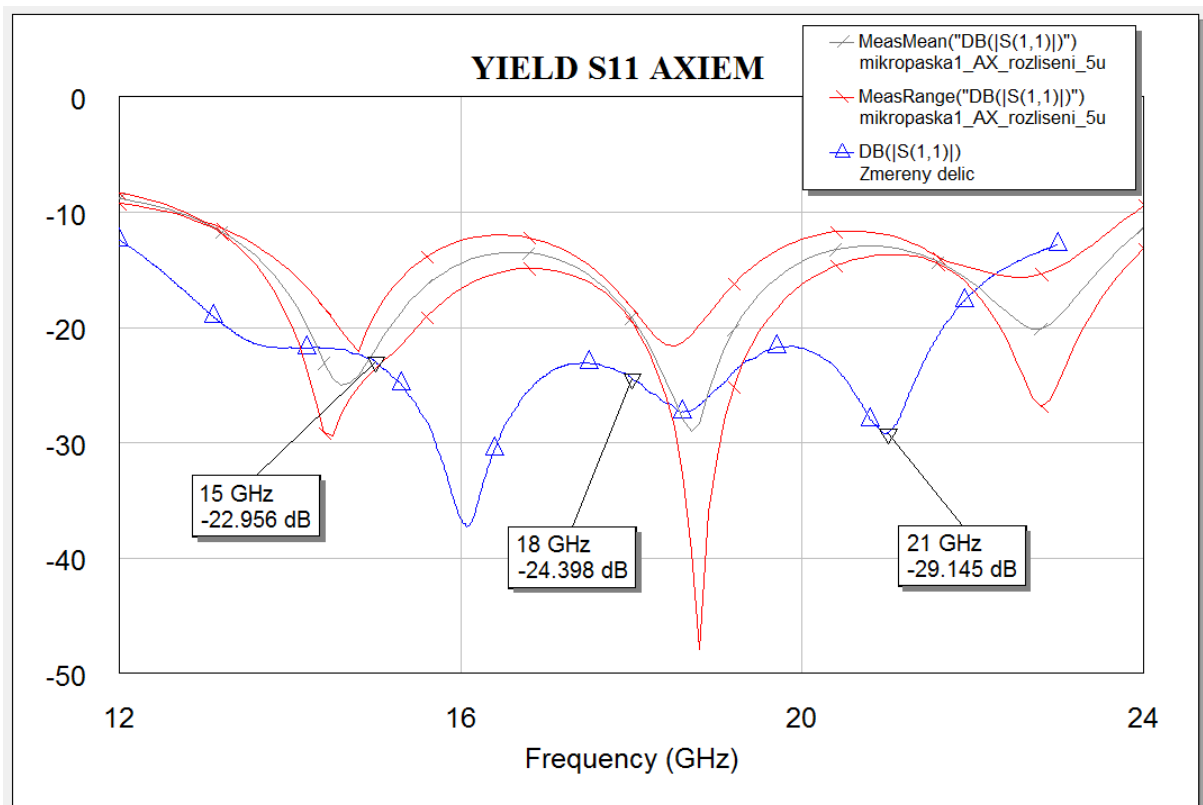
Obr. 5.20 Výnos S_{31} parametru, 5880NS 100 Ω , analýza modelu vstupního konektoru.



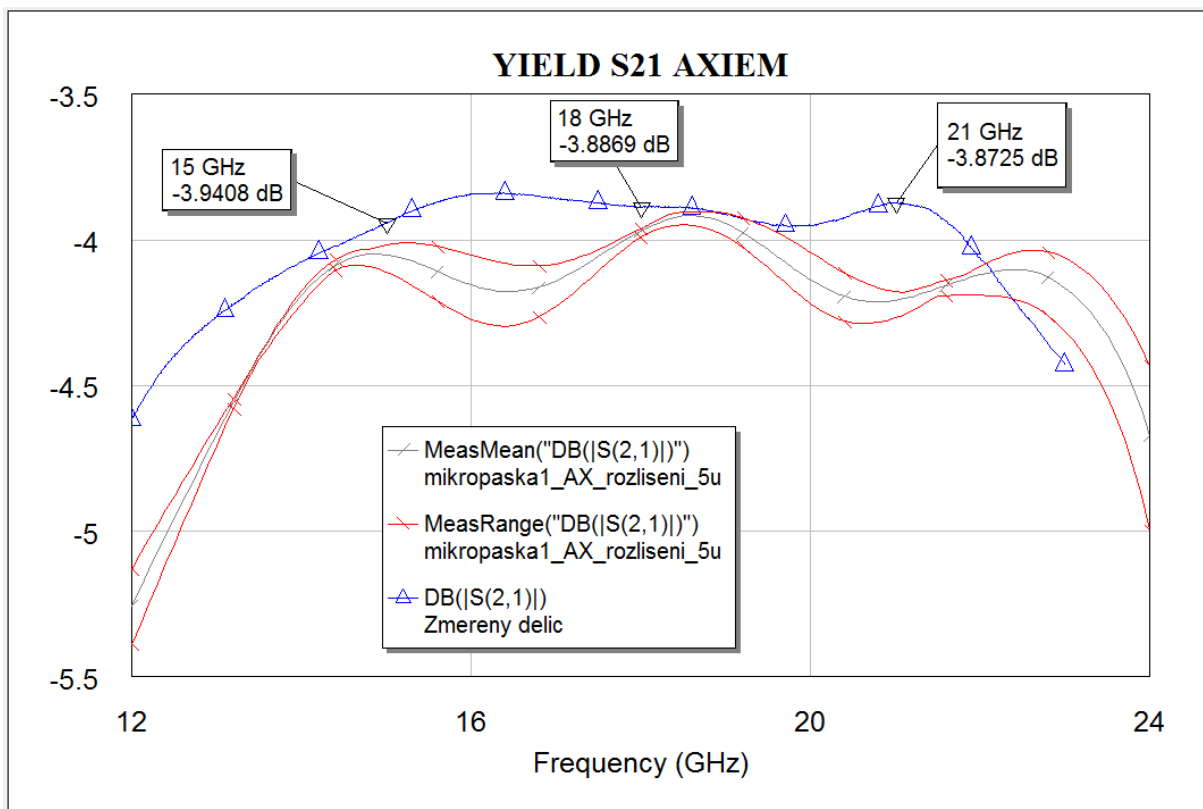
Obr. 5.21 Výnos S_{32} parametru, 5880NS 100 Ω , analýza modelu vstupního konektoru.

Výsledky ukazují výrazné zhoršení všech s-parametrů, důvodem je odraz 1% výkonu na vstupu do obvodu, maxima a minima korespondují se sečtením průchozích signálů, v rovinách bran ve fázi či v protifázi. Největší vliv na funkci obvodu bude mít konektor vstupní, protože průchozí signál má v jeho rovině nejvyšší výkon. Ze stejného důvodu bylo v kapitole 3.1 voleno optimalizační kritérium na model obvodu $S_{11} \leq -25$ dB.

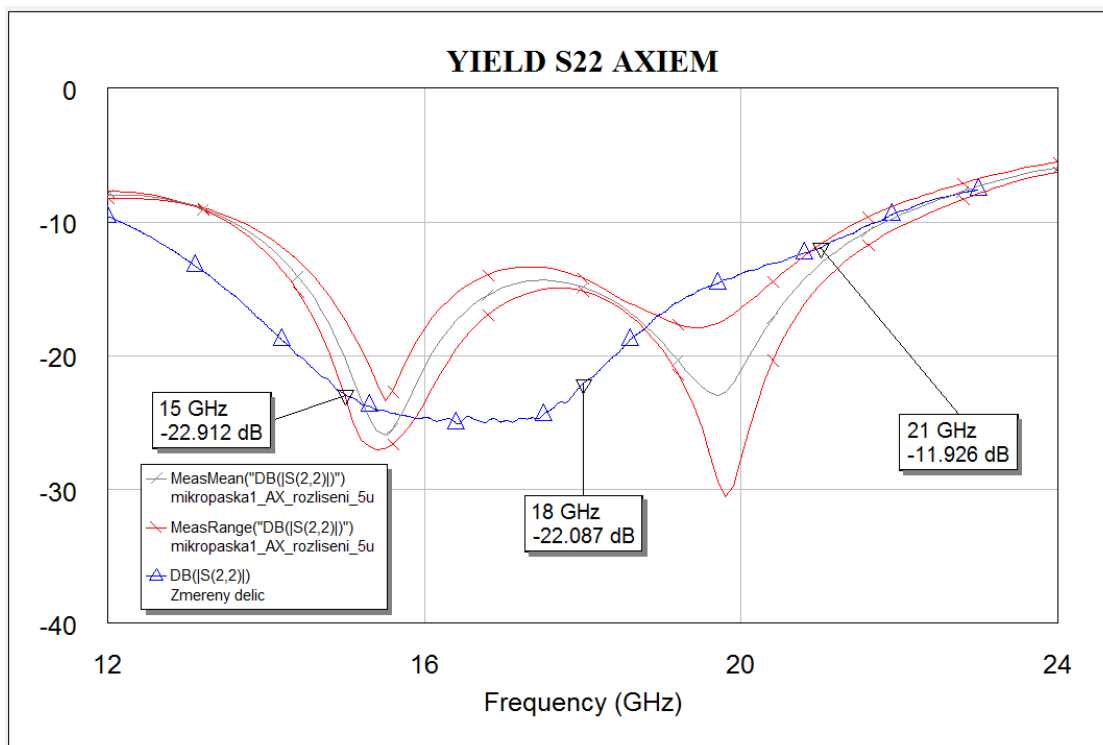
Výrobce konektorů [7] publikoval měřený průchozí útlum dvojice end-launch konektorů 1892-04-5 na mikropásce délky 2,54 cm konstruované na substrátu RO4003 s tloušťkou pokovení 20 μm . Útlum nabýval v pracovním kmitočtu děliče hodnoty přibližně 1 dB. V tomto útlumu je zahrnut průchozí útlum dvou konektorů i útlum mikropásky. Útlum ve skutečnosti poroste se vzrůstajícím kmitočtem. Deska výrobce konektorů měla podobné rozměry, tloušťku substrátu i použité konektory jako měřený dělič. Při 10 GHz vykazoval substrát podle dat výrobce ztrátový činitel $\text{tg } \delta$ 0,0027 [12] tato hodnota je vyšší než u substrátu použitého pro výrobu děliče – 0,0012 při 10 GHz. Jeden z jevů způsobujících útlum na konektorech je vyzařování konektoru [13].



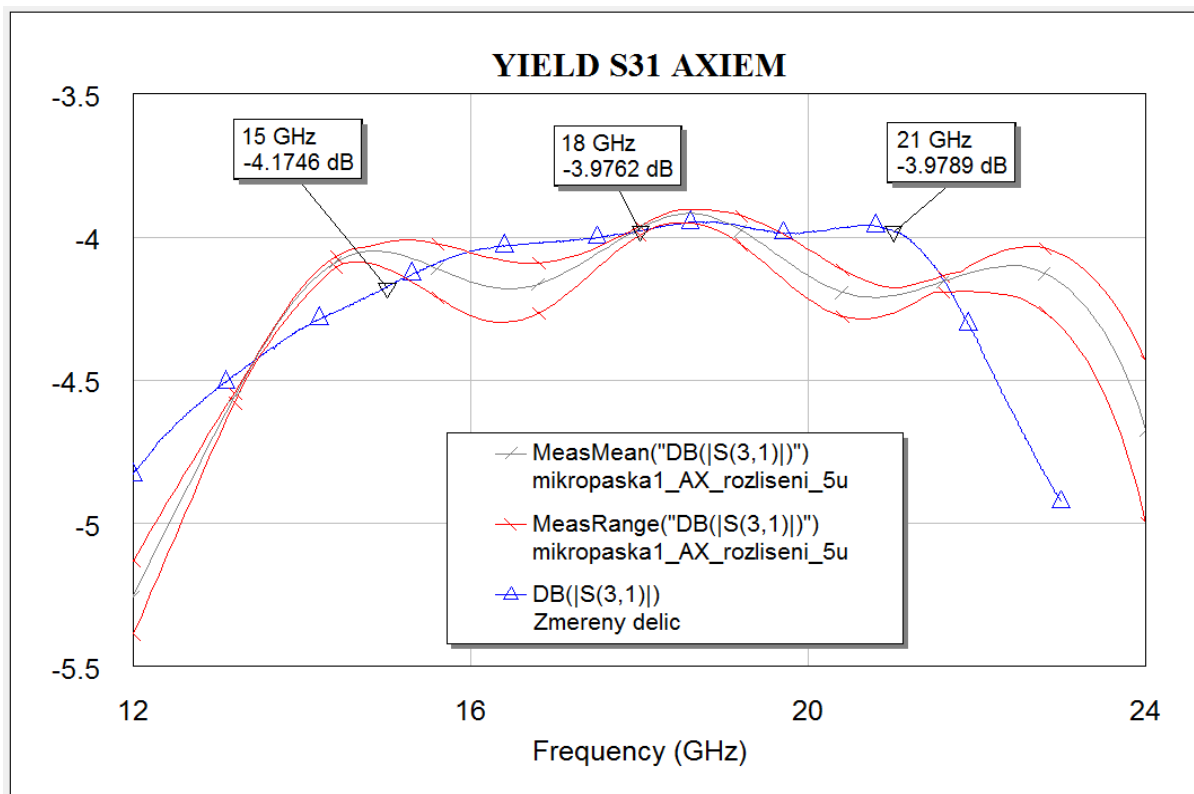
Obr. 5.22 Výnos S_{11} parametru, 5880NS 100 Ω , analýza přesného modelu konektorů.



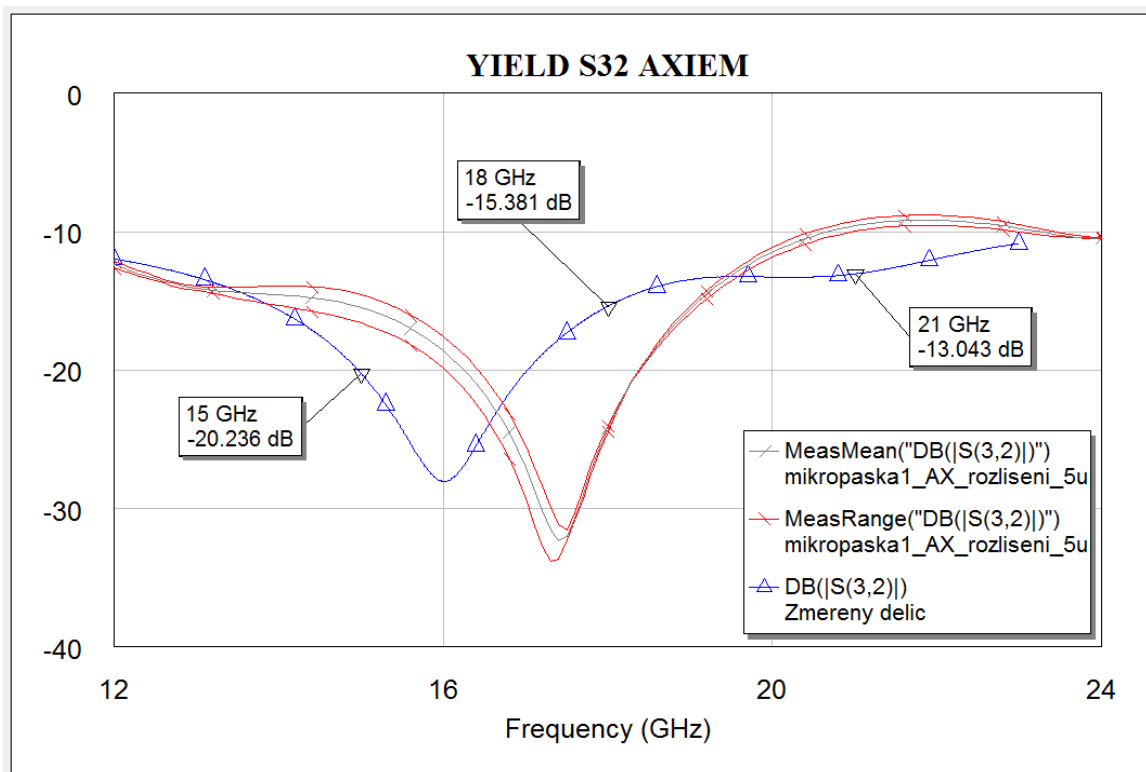
Obr. 5.23 Výnos S_{21} parametru, 5880NS 100 Ω , analýza přesného modelu konektorů.



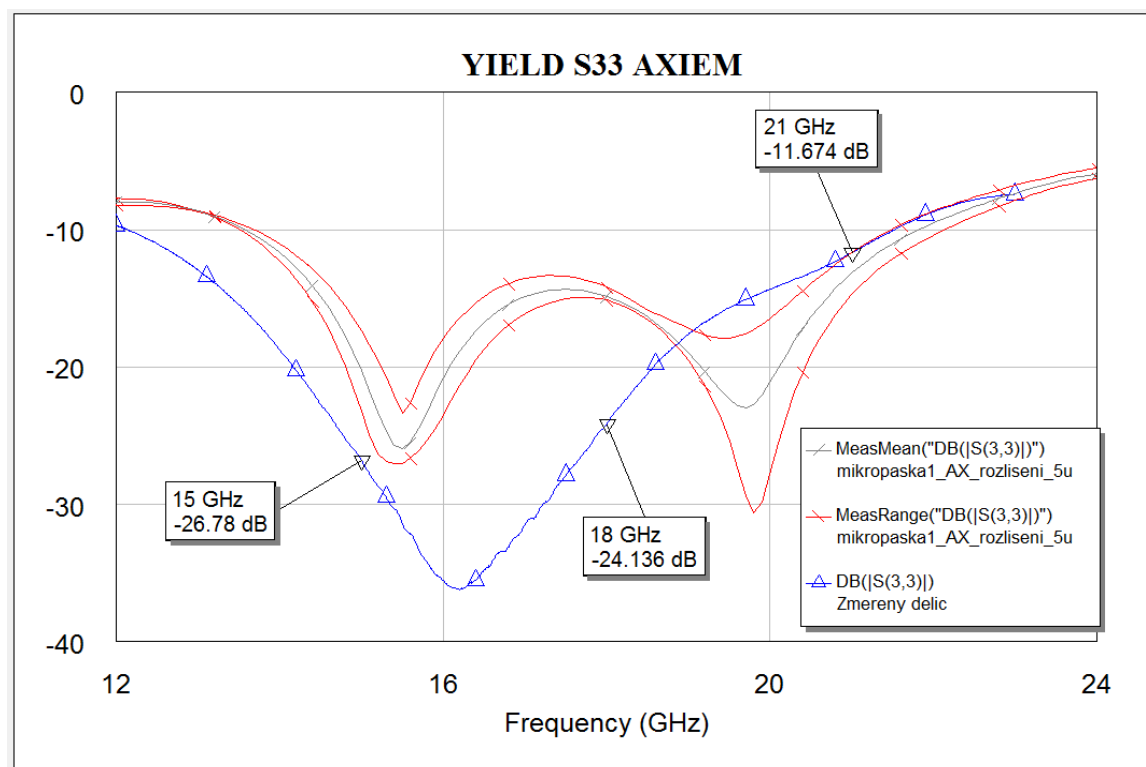
Obr. 5.24 Výnos S_{22} parametru, 5880NS 100 Ω , analýza přesného modelu konektorů.



Obr. 5.25 Výnos S_{31} parametru, 5880NS 100 Ω , analýza přesného modelu konektorů.



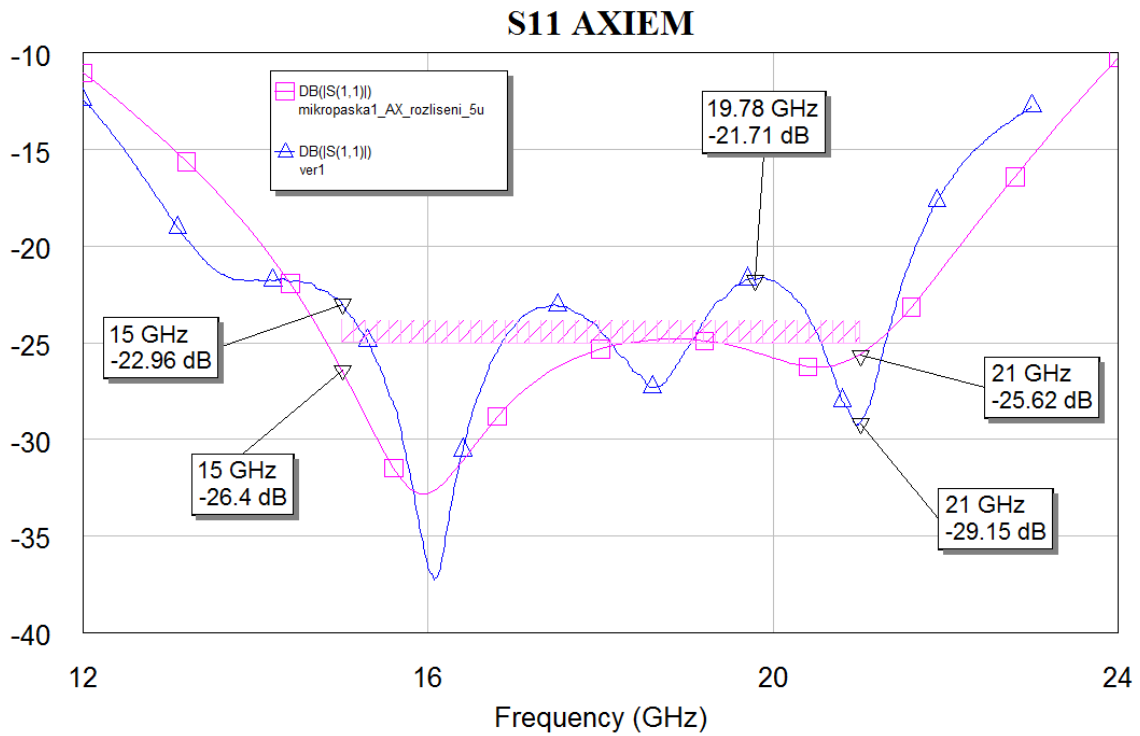
Obr. 5.26 Výnos S_{32} parametru, 5880NS 100 Ω , analýza přesného modelu konektorů.



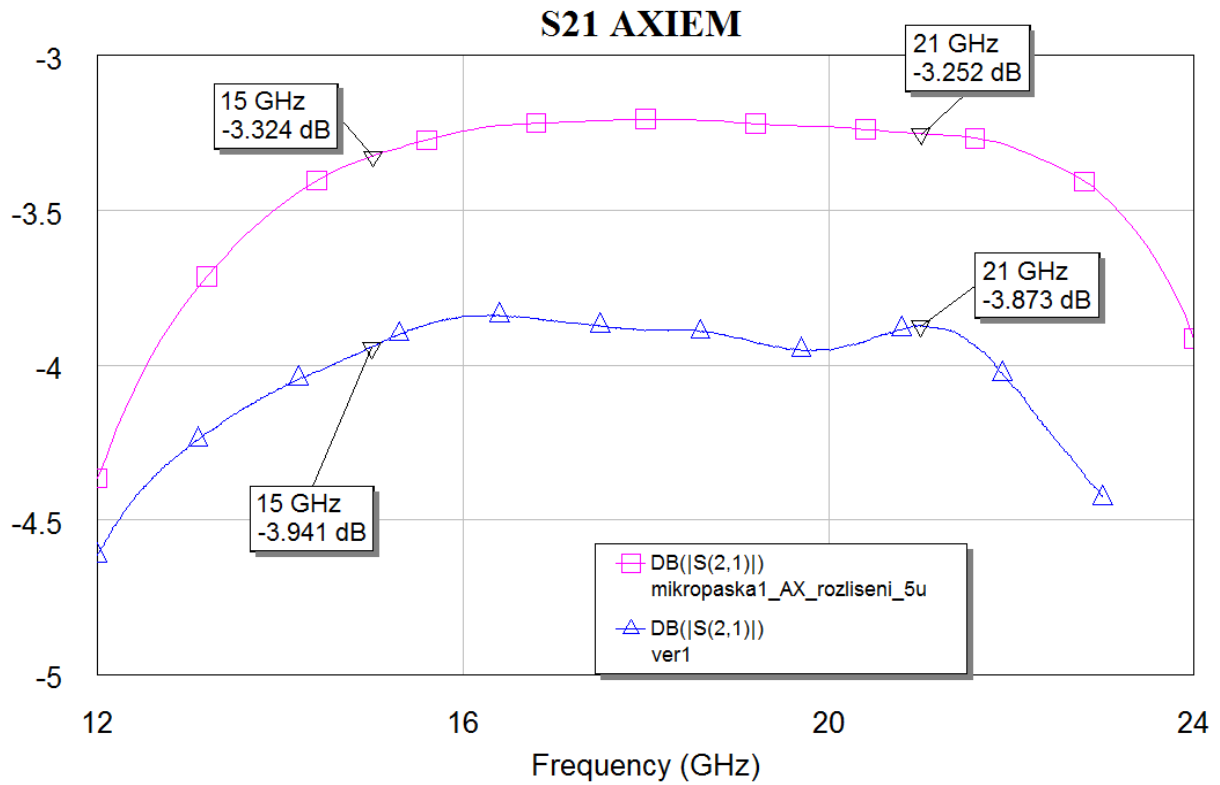
Obr. 5.27 Výnos S_{33} parametru, 5880NS 100 Ω , analýza přesného modelu konektorů.

Ve výše uvedených simulacích je odraz, nyní již všech konektorů modelován prvkem LTUNER s totožnými parametry jako v předcházející analýze konektoru, navíc jsou zavedeny atenuátory s útlumem 0,35 dB modelující průchozí útlum end-launch konektorů. Dle očekávání došlo ke zhoršení všech S -parametrů.

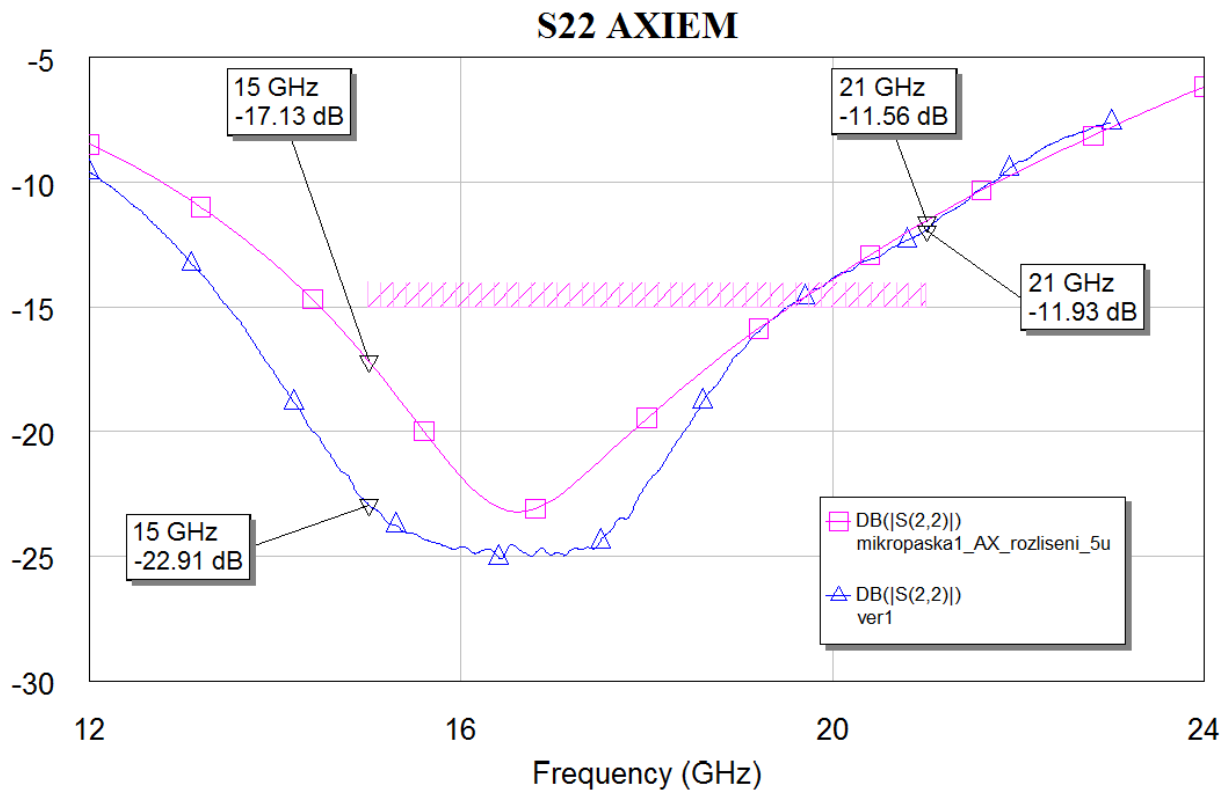
5.4. Porovnání změřeného děliče Gysel a simulace v AXIEM



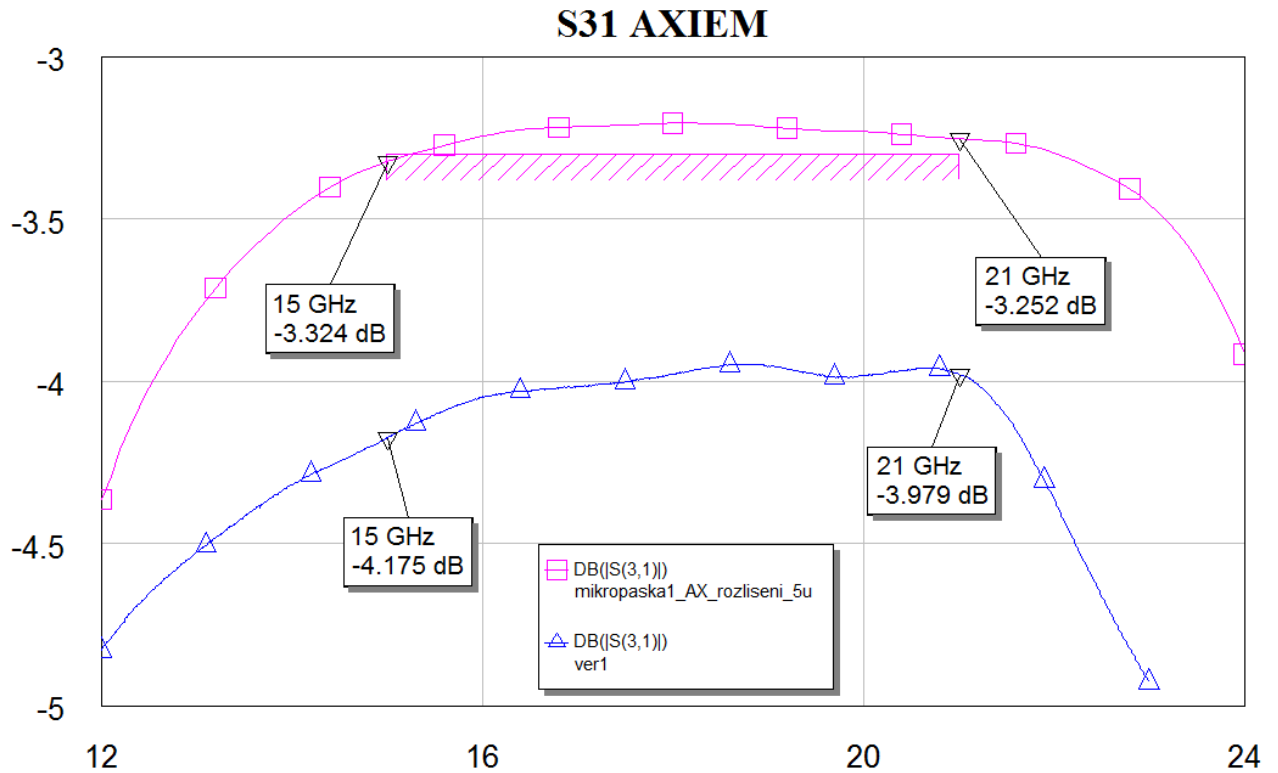
Obr. 5.28 Porovnání měřeného S_{11} parametru se simulací nezahrnující konektory, 5880NS – 100 Ω .



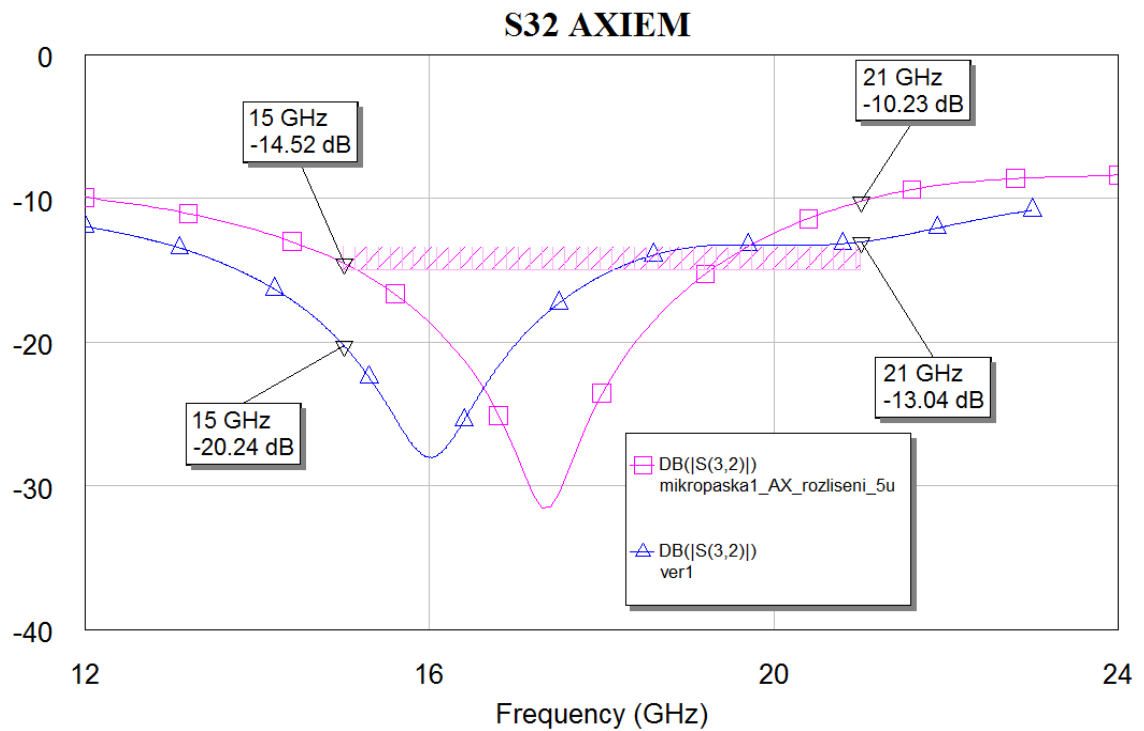
Obr. 5.29 Porovnání měřeného S_{21} parametru se simulací nezahrnující konektory, 5880NS – 100 Ω .



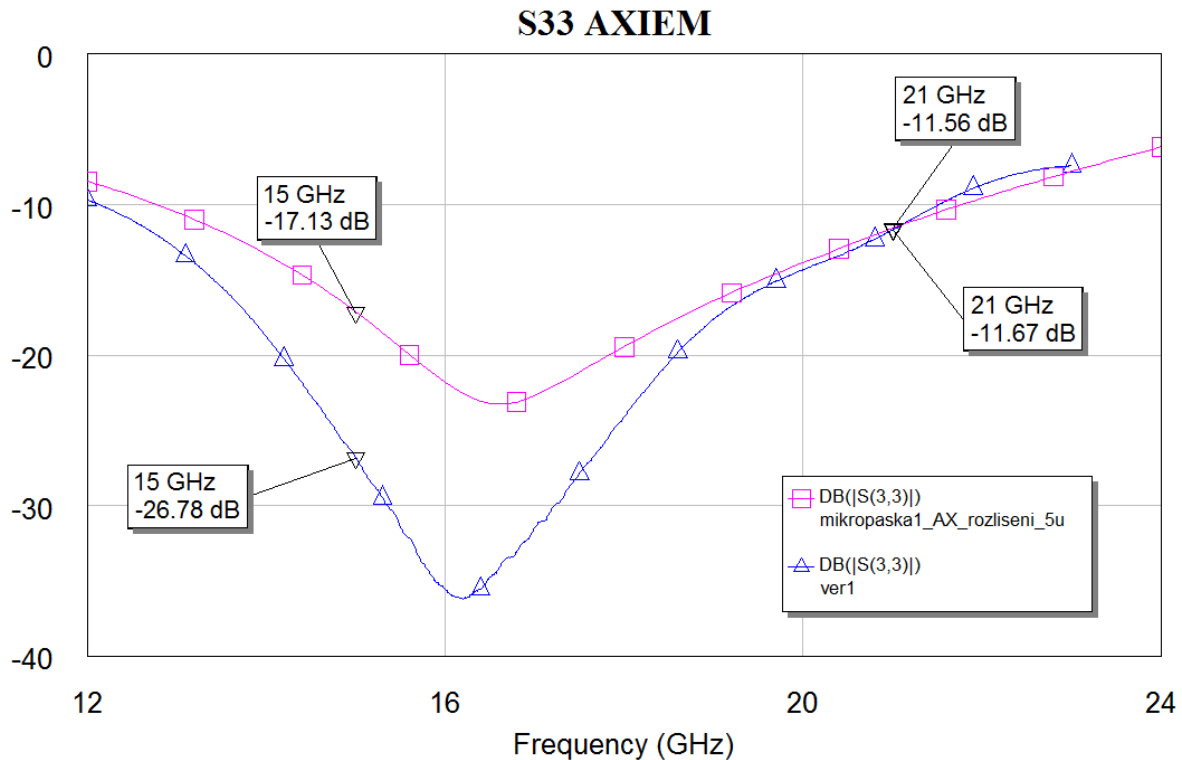
Obr. 5.30 Porovnání měřeného S_{22} parametru se simulací nezahrnující konektory, 5880NS – 100 Ω .



Obr. 5.31 Porovnání měřeného S_{31} parametru se simulací nezahrnující konektory, 5880NS – 100 Ω .

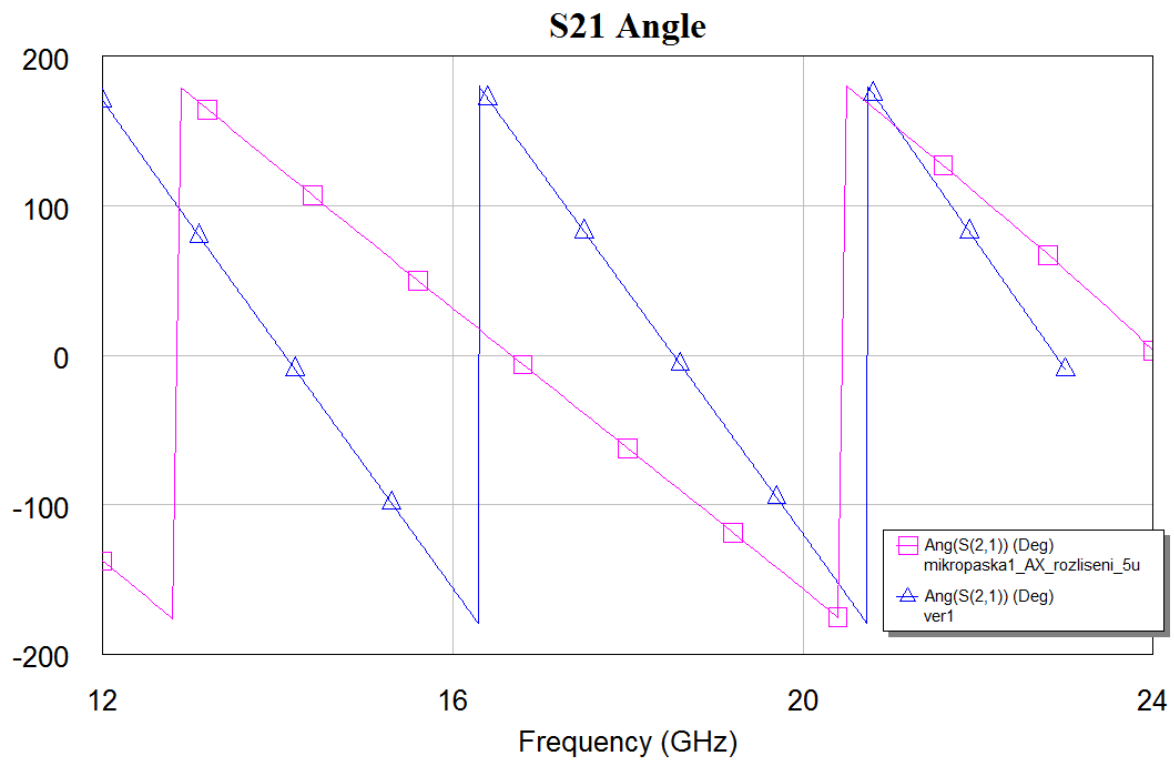


Obr. 5.32 Porovnání měřeného S_{32} parametru se simulací nezahrnující konektory, 5880NS – 100 Ω .



Obr. 5.33 Porovnání měřeného S_{33} parametru se simulací nezahrnující konektory, 5880NS – 100 Ω .

Z výše uvedených průběhů s-parametrů je patrné, že dělič je funkční a vlivem konektorů (které simulace neuvažuje) došlo ke zhoršení přenosu v celé šířce pásma přibližně o 0,6 dB do jednoho výstupu a 0,7 dB do druhého. Přibližně tedy o hodnotu odpovídající poklesu výkonové úrovně signálu na pracovním kmitočtu děliče po průchodu dvěma konektory 1892-04-05 [7]. Důsledkem přesnosti použitých postupů výroby bylo zhoršení výstupních přizpůsobení na okraji pásma z požadované hodnoty 15 dB na 11,5 dB. Tuto skutečnost lze s uvažováním analýzy konektorů (obr 5.22 - 5.27) a s přihlédnutím k lišícímu se přenosu do výstupů o 0,2 dB připisovat nepřesné realizaci děliče s užitím zařízení dostupného na katedře elektromagnetického pole FEL ČVUT. Realizace děliče byla omezena nejen přesností leptání (její vliv nastíněn v analýze výnosu), ale také pájením SMD rezistorů a prokůvů. Kvůli vysokému návrhovému kmitočtu děliče měla realizace prokůvů značný vliv na funkci obvodu, protože idealizované prokovy v simulaci se od skutečnosti značně liší. Podstatný vliv mělo i vycentrování pinů konektorů před měřením. Referenční roviny měřeného děliče přesně neodpovídají simulacím, proto dochází ke změně fáze v závislosti na frekvenci (obr. 5.34).



Obr. 5.34 Porovnání fáze měřeného S_{21} parametru se simulací, 5880NS – 100 Ω .

6. Závěr

Cílem diplomové práce byl návrh, realizace a změření mikrovlnného děliče v mikropáskové struktuře, vhodného pro aplikace s vyšším výkonem na frekvenci 18 GHz. Pro svou schopnost snášet vysoké výkony a jednoduchou strukturu byl volen dělič Gysel.

Mikropáskový dělič Gysel se 100 Ω rezistory byl navržen a realizován na substrátu 5880NS. Tato varianta dosahovala v simulacích nejlepších požadovaných parametrů, ostatní substráty vykazovaly příliš vysoký průchozí útlum v požadované šířce pásma nebo byly jeho rozměry obtížně realizovatelné (tab. 3.2). Pro svůj nízký ztrátový činitel substrátu dosahuje dělič v simulacích přijatelného průchozího útlumu v relativní šířce pásma 0, $\overline{33}$. Dělič funguje i při mírné změně parametrů, jak bylo zjištěno při analýze výnosu.

Před měřením byl ZVA67 kalibrován metodou TOSM. K přesnému změření děliče na ZVA67 byla zvolena kalibrační metoda “open, short, posunutý open, through“. Navržená kalibrační sada obsahuje šest kalibrů na šesti deskách substrátu 5880NS.

Změřené parametry realizovaného děliče se od simulovaných parametrů liší. V porovnání s hodnotami dosaženými simulací nejvíce degraduje přenos do obou výstupních portů. To bylo způsobeno použitím end-launch konektorů, které simulovaný dělič nezahrnoval (obr. 5.29) a v neposlední řadě přesností výroby umožňující zařízením katedry elektromagnetického pole FEL ČVUT. Přizpůsobení bran i přeslech mezi výstupními branami měřeného děliče odpovídá simulacím s ohledem na analýzu výnosu (obr. 5.14) zahrnující přesnost leptání. Požadovaný dělicí poměr 1:1 byl zachován, přenosy do obou ramen se liší o 0,2 dB v celé šířce pásma děliče. Lze předpokládat, že změření děliče na VNA kalibrovaném navrženou planární kalibrační sadou, by přineslo přesnější výsledky.

Obvodový simulátor lze považovat za dostatečně přesný nástroj pro úvodní stádium návrhu. V dalším kroku je však na místě použít AXIEM, protože simulace v něm lépe vystihuje skutečné chování obvodu. Struktura optimalizovaná obvodovým simulátorem nedosahuje při simulaci v AXIEM tak dobrých hodnot jako struktura optimalizovaná v AXIEM. Jednotlivé délky i šířky mikropásků obou struktur se liší, šířky přibližně o 5 - 10% a délky i více. Při porovnání S – parametrů struktury optimalizované v AXIEM v obou simulátorech se liší (obr. 5.5) v odrazech o jednotky dB a v přenosu o setiny dB. Vždy však záleží na konkrétní frekvenci.

Literatura

- [1] Thomas H. Lee, “*Planar Microwave Engineering: A Practical Guide to Theory, Measurement, and Circuits*,” 2004. Cambridge University Press (August 30, 2004). ISBN-13: 978-0521835268
- [2] E. Wilkinson, “*An n -way hybrid power divider*,” *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-8, no. 1, pp. 116–118, Jan. 1960.
- [3] U. H. Gysel, “*A new N -way power divider/combiner suitable for highpower applications*,” in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, May 1975, vol. 75, pp. 116–118.
- [4] L. Feng, C. Qing-Xin, G. Zhi, L. Zhe, “*Compact Broadband Gysel Power Divider With Arbitrary Power-Dividing Ratio Using Microstrip/Slotline Phase Inverter*,” *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 5, pp. 1226-1234, May 2012.
- [5] Z. Sun, L. Zhang, Y. Liu, and X. Tong, “*Modified Gysel power divider for dual-band applications*,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, no. 1, pp. 16–18, Jan. 2011.
- [6] Hoffmann, K., “*Equivalent Circuit of SMD Resistors 0805 – Influence of Mounting*,” In.: sborník konference COMITE'99, Pardubice, říjen 1999, str. 85 - 88
- [7] “*End Launch Connectors on a Microstrip Board*,” Southwest Microwave [online]. 2014[cit.2014-24-05]. Dostupné z: <http://mpd.southwestmicrowave.com/products/family.php?family=152>
- [8] M. Hiebel, “*Fundamentals of network analysis*“ 2005. Rohde&Schwartz GmbH & Co. KG Fifth edition 2011. ISBN- 978-3-939837-06-0
- [9] V. Teppati, A. Ferrero, M. Sayed, “*Modern RF and Microwave Measurement Techniques*“ 2013. Cambridge University Press reprinted 2014. ISBN- 978-1-107-03641-3
- [10] A. Ferrero, Member, IEEE, and F. Sanpietro “*A simplified algorithm for leaky network analyzer calibration*“ *IEEE MICROWAVE AND GUIDED WAVE LETTERS*. VOL. 5, NO. 4, APRIL 1995
- [11] D. Rytting “*Network Analyzer Error Models and Calibration Methods*“ Agilent Technologies
- [12] “*RO4000® Series High Frequency Circuit Materials*“ Rogers Corporation [online]. 2014[cit.2015-24-04]. Dostupné z: <https://www.rogerscorp.com/documents/726/acm/RO4000-Laminates---Data-sheet.pdf>
- [13] “*The Design & Test of Broadband Launches up to 50 GHz on Thin & Thick Substrates*“ Southwest Microwave [online].2014[cit.2015-24-04]. Dostupné z: <http://mpd.southwestmicrowave.com/showImage.php?image=287&name=The%20Design%20and%20Test%20of%20Broadband%20Launches%20up%20to%2050%20GHz%20on%20Thin%20and%20Thick%20Substrates>
- [14] M. Šindler, “*Mikrovlňný dělič výkonu pro vysoké výkony na frekvenci 18 GHz*“ Praha, 2014. Projekt individuální. ČVUT FEL

- [15] K. Hoffmann, "*Planární mikrovlnné obvody*" 2007, Vyd. 2, Nakladatelství ČVUT, Praha, 145 stran, ISBN:9788001037058
- [16] Parad, L.I., and Moznihan, R. L., "Split TEE Power Divider,; IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-13, No. 1, January 1965, pp 91-95"
- [17] "*End Launch Connectors*" Southwest Microwave [online]. 2014[cit.2014-24-05]. Dostupné z: http://mpd.southwestmicrowave.com/showImage.php?image=832&name=End_Launch_Connectors.pdf

Seznam příloh

Příloha 1 – Layout kalibrů "OS+"

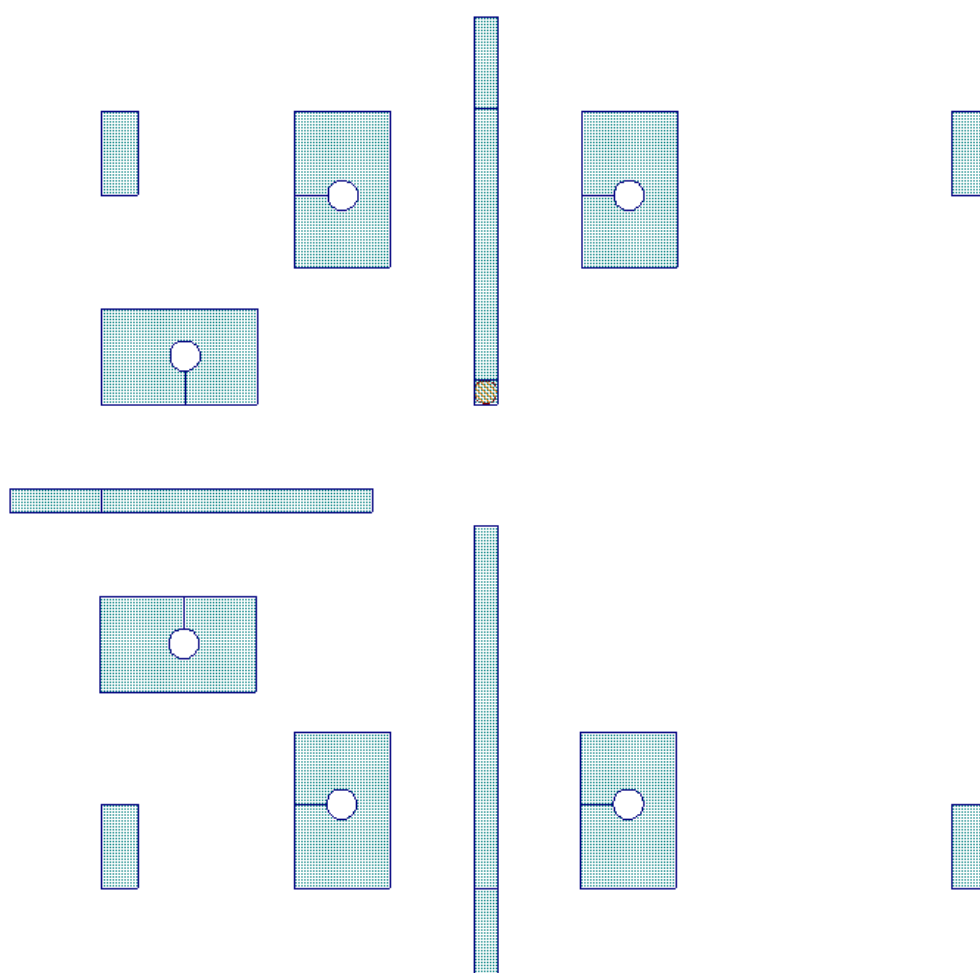
Příloha 2 – Layout kalibru "Through 1-2"

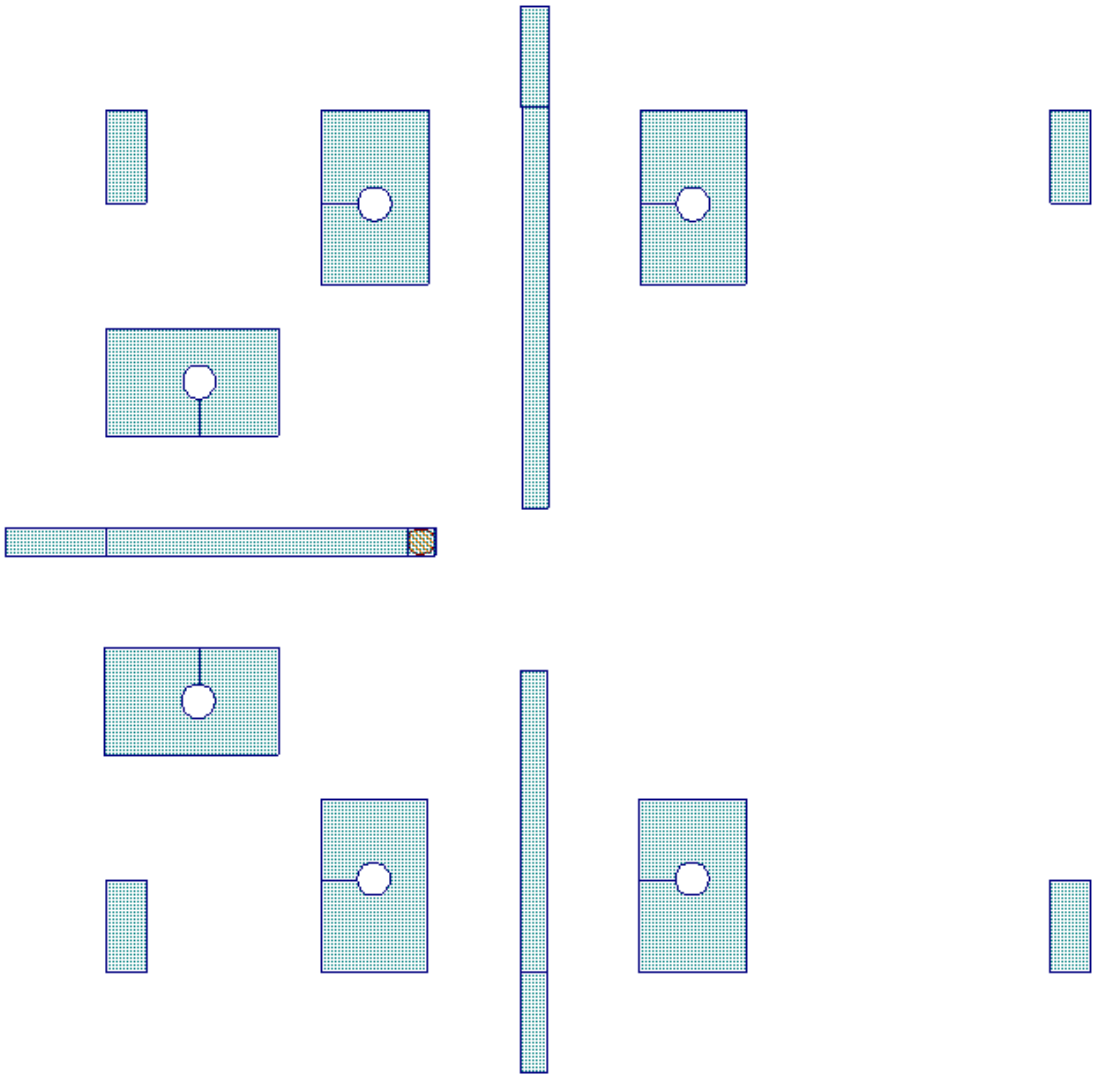
Příloha 3 – Layout kalibru "Through 1-3"

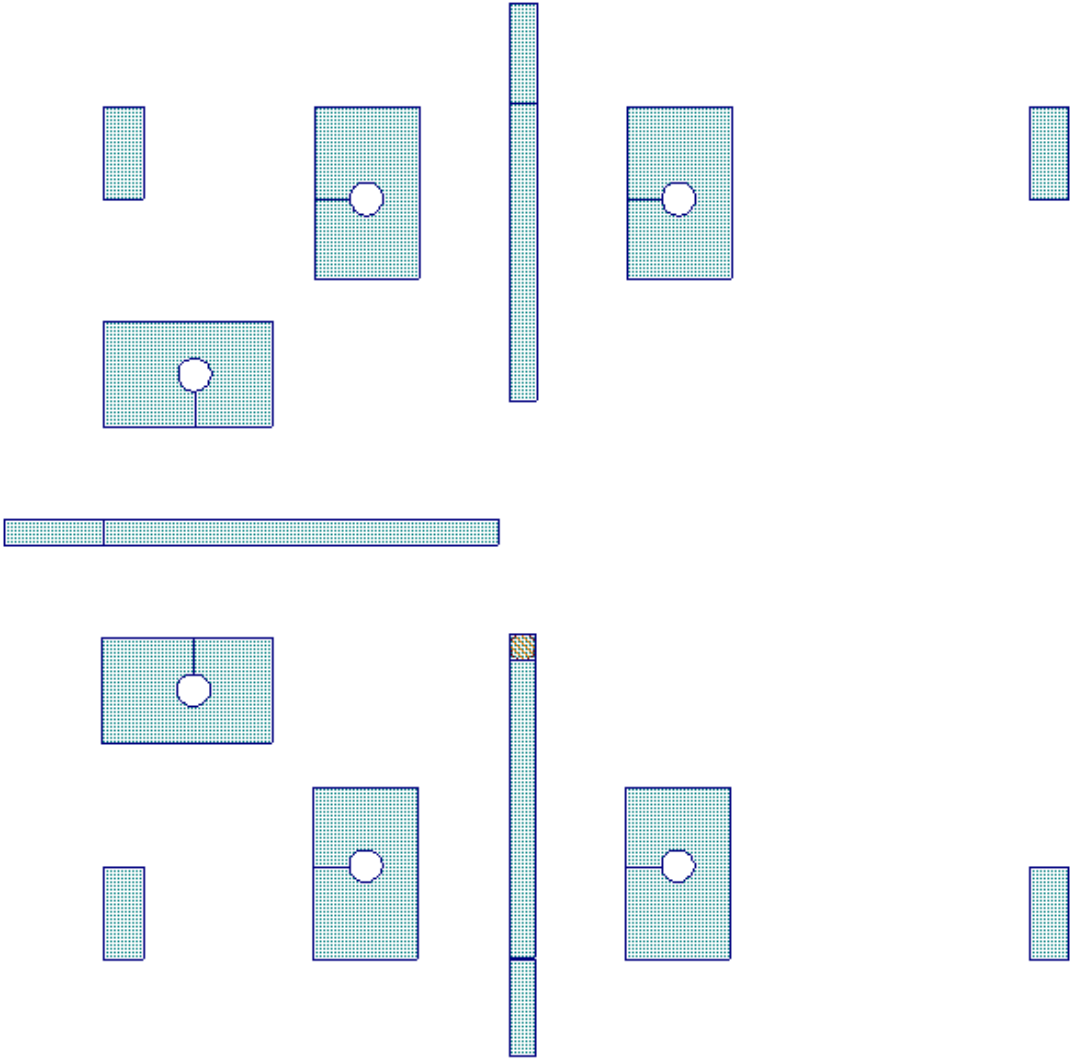
Příloha 4 – Layout kalibru "Through 2-3"

Příloha 5 – Blokový diagram testovací brány VNA

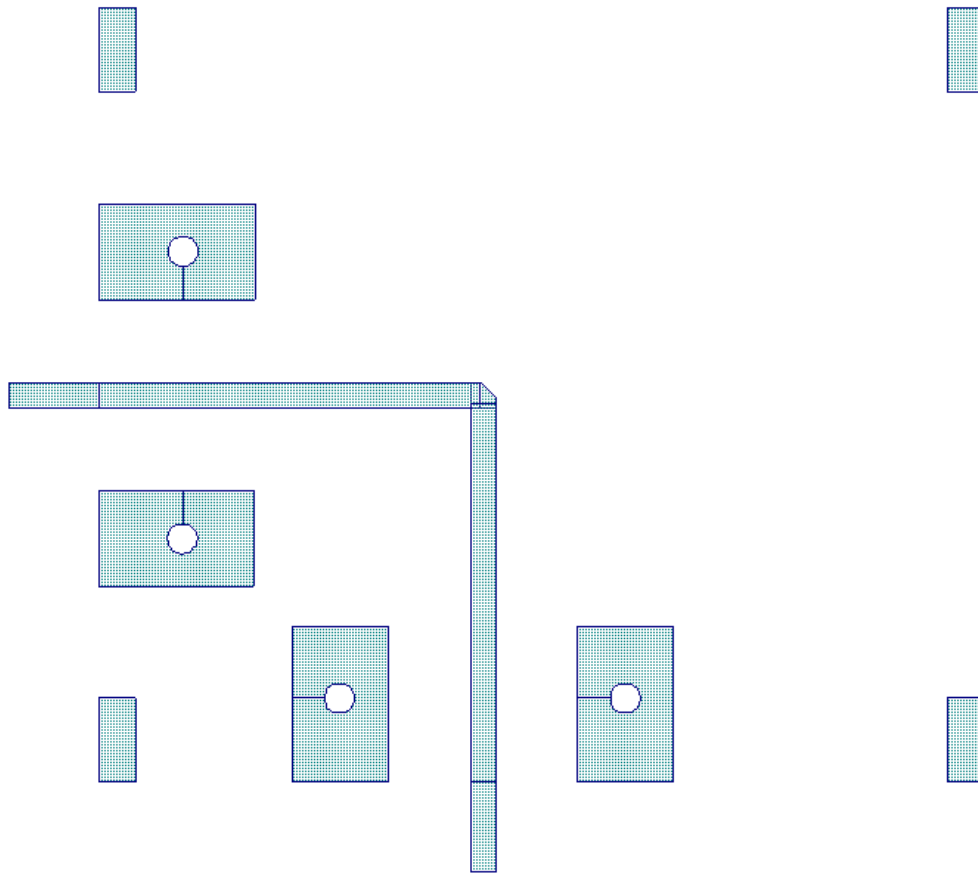
Příloha 1 – Layout kalibrů OS+



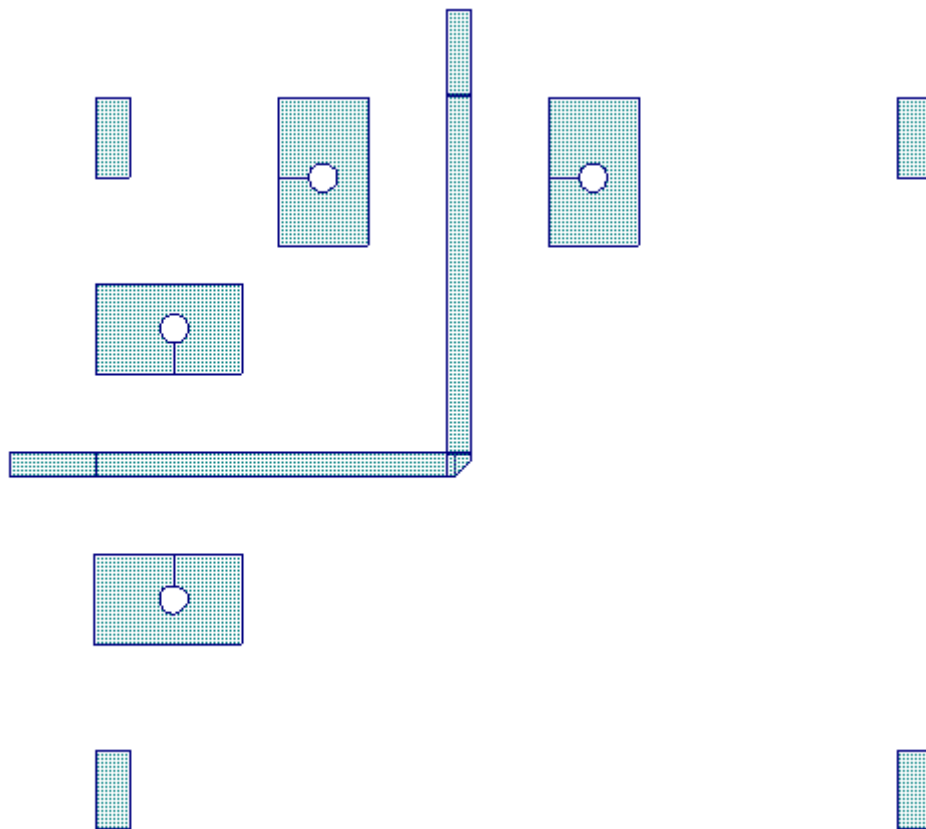




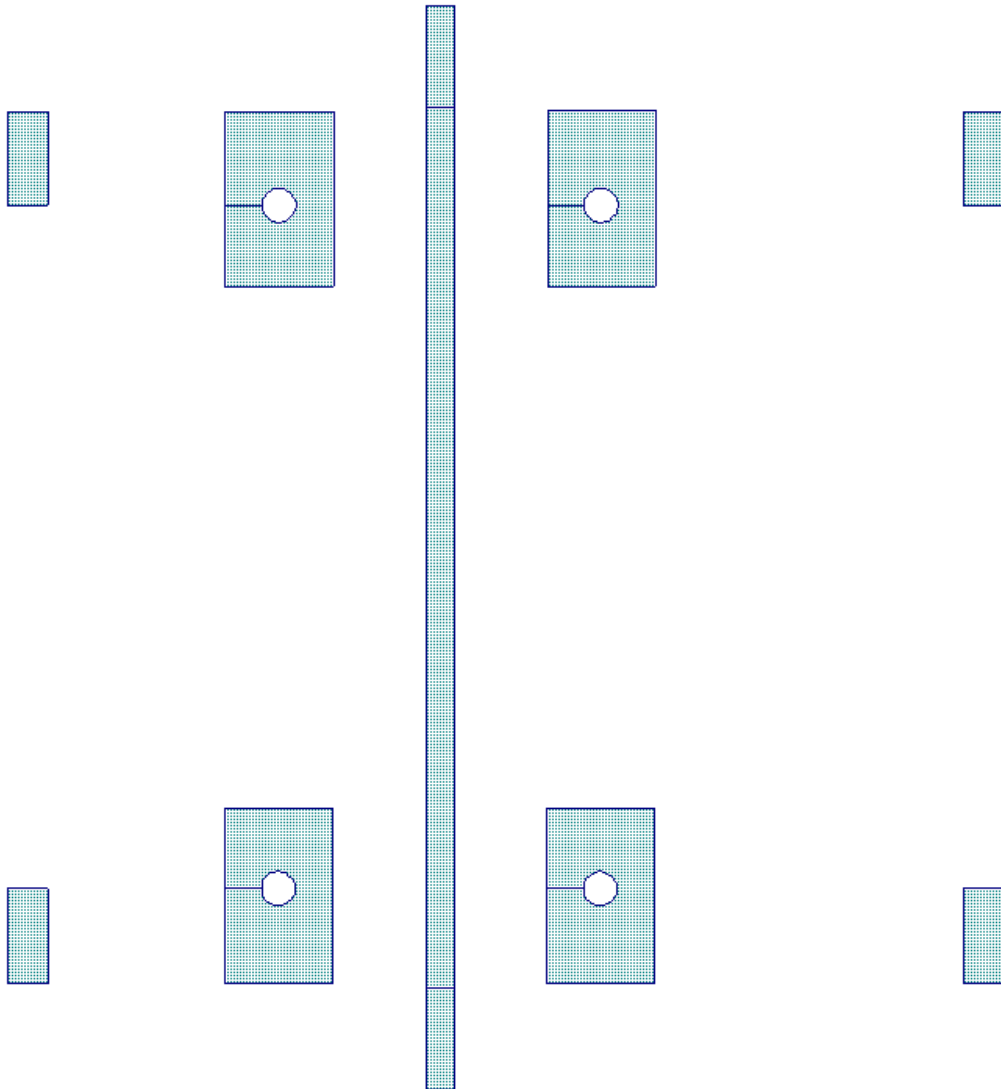
Příloha 2 – Layout kalibru “Through 1-2“



Příloha 3 – Layout kalibru “Through 1-3“



Příloha 4 – Layout kalibru “Through 2-3“



Příloha 5 – Blokový diagram testovací brány VNA

