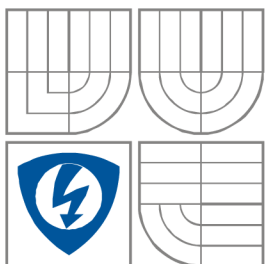


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A
KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

MĚŘENÍ NA VEKTOROVÉM OBVODOVÉM ANALYZÁTORU

MEASUREMENT ON THE VECTOR NETWORK ANALYSER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S PROJECT

AUTOR PRÁCE

Josef Lapčík

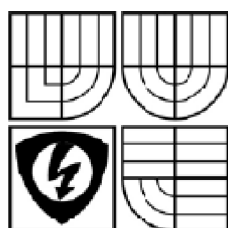
AUTHOR

VEDOUCÍ PRÁCE

Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.

SUPERVISOR

BRNO, 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Lapčík Josef

Ročník: 3

ID: 73018

Akademický rok: 2008/09

NÁZEV TÉMATU:

Měření na vektorovém obvodovém analyzátoru

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Podrobně se seznámte s obsluhou vektorového obvodového analyzátoru Rohde&Schwarz ZVL a možností měření jednotlivých pasivních i aktivních mikrovlnných obvodů. Na základě tohoto studia navrhnete jednoduché laboratorní přípravky např. pasivní mikropáskový filtr, pasivní směrovou mikropáskovou odbočnici. Dle vašeho návrhu realizujte několik vámi navržených obvodů a experimentálně ověřte jejich základní vlastnosti měření na vektorovém obvodovém analyzátoru.

V grafickém programovém prostředí Agilent VEE Pro 8.0 naprogramujte automatické měření základních parametrů vámi navržených mikropáskových obvodů pomocí vektorového obvodového analyzátoru Rohde&Schwarz ZVL. Dále v tomto programovém prostředí vytvořte přehledné ovládací prostředí. Vytvořený program opatřete stručným leč výstižným návodem, aby mohl posloužit jako podklady pro laboratorní úlohu pro laboratorní cvičení předmětu Radioelektronická měření.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Rohde&Schwarz, Operating Manual, R&S® ZVL Vector Network Analyzer. [online], [cit. 5.5.2008], 572 stran, dostupné na <http://www2.rohde-schwarz.com/file_7008/ZVL_Opman_004_V1_25.pdf>.

[2] HIEBEL, M., Fundamentals of Vector Network Analysis. Rohde&Schwarz, Mnichov 2007, ISBN 978-3-939037-06-0.

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 5.6.2009

Vedoucí práce: Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.

Konzultanti bakalářské práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Anotace

Bakalářská práce je zaměřena na použití vektorového obvodového analyzátoru pro měření činitele odrazu, přenosu a rozptylových parametrů. V práci jsou popsány hlavní části vektorového obvodového analyzátoru a princip analyzátoru s návazností na možné oblasti vzniku chyb. Dále jsou ukázány možnosti použití dnešních moderních vektorových obvodových analyzátorů v závislosti na jejich koncepci. Druhá část práce se zabývá návrhem filtrů a směrové odbočnice určených k proměření na analyzátoru. Je zde podrobně rozebrán návrh filtrů typu dolní propust, pásmová propust a čtvercové směrové odbočnice. Jsou přiloženy výsledky analýzy z programu *Ansoft Designer* a výsledky měření na vektorovém obvodovém analyzátoru. Poslední část práce je zaměřena na vytvoření aplikace v programovém prostředí Agilent VEE pro automatizované měření pomocí obvodového analyzátoru.

Klíčová slova:

Činitel odrazu, činitel přenosu, rozptylové parametry, skalární obvodový analyzátor, vektorový obvodový analyzátor, generátor, směrová odbočnice, kalibrace, dolní propust, pásmová propust.

Annotation

This bachelor project concerns with a vector network analyzer for measurement of reflection coefficient, carry coefficient and scattering coefficients. Main parts of vector network analyzer and principle of analyzer with relation to possible areas of error correction are described. Possibilities of using modern vector network analyzer are shown in relation to their conception. Second part of the project deals with design of filters and directional coupler designed for measuring on analyzer. Designs of lowpass filter, bandpass filter and branch-line directional coupler are describe in details. Results of filters analysis from program *Ansoft Designer* and results of measurement on vector network analyzer are appended. The last part of project focus on creation of application for automatic measurement on network analyzer in program interface Agilent VEE.

Key words:

Reflection coefficient, carry coefficient, scattering coefficients, scalar network analyzer, vector network analyzer, generator, directional coupler, calibration, lowpass, bandpass.

Bibliografická citace

LAPČÍK, J. *Měření na vektorovém obvodovém analyzátoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 39 s., 1 příloha. Vedoucí bakalářské práce Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Měření na vektorovém obvodovém analyzátoru jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 5. června 2009

.....

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Jiřímu Dřínovskému, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 5. června 2009

.....

podpis autora

Obsah

1	Úvod	- 1 -
2	Obvodový analyzátor	- 1 -
2.1	Činitel odrazu.....	- 1 -
2.2	Činitel přenosu	- 2 -
2.3	Rozptylové parametry	- 2 -
2.4	Kategorie obvodových analyzátorů	- 3 -
2.5	Hlavní části obvodových analyzátorů	- 3 -
2.5.1	Generátor	- 3 -
2.5.2	Směrová odbočnice	- 4 -
2.5.3	Zobrazovací jednotka	- 5 -
2.6	Princip vektorového obvodového analyzátoru	- 5 -
2.6.1	Chyby měření vektorovým obvodovým analyzátozem	- 6 -
2.7	Možná použití vektorových obvodových analyzátorů.....	- 6 -
3	Návrh filtrů	- 7 -
3.1	Obecný popis filtrů	- 7 -
3.2	Volba substrátu	- 7 -
3.3	Návrh mikropáskové dolní propusti	- 7 -
3.3.1	Určení rozměrů mikropáskových úseků	- 8 -
3.3.1.1	Šířky úseků mikropásku	- 9 -
3.3.1.2	Délky úseků mikropásku.....	- 9 -
3.3.2	Výsledná mikropásková dolní propust a její analýza.....	- 11 -
3.3.3	Závěrečné zhodnocení návrhu dolní propusti.....	- 13 -
3.4	Návrh mikropáskové pásmové propusti.....	- 13 -
3.4.1	Určení rozměrů mikropáskové pásmové propusti	- 14 -
3.4.2	Výsledná mikropásková pásmová propust a její analýza	- 16 -
3.4.3	Závěrečné zhodnocení návrhu pásmové propusti	- 18 -
4	Návrh směrové odbočnice	- 19 -
4.1	Obecný popis směrové odbočnice	- 19 -
4.2	Volba substrátu	- 19 -
4.3	Návrh mikropáskové směrové odbočnice	- 19 -
4.3.1	Určení rozměrů mikropáskové směrové odbočnice.....	- 20 -
4.3.2	Výsledná mikropásková směrová odbočnice a její analýza.....	- 22 -
4.3.3	Závěrečné zhodnocení návrhu směrové odbočnice.....	- 25 -
5	Automatizace měření pomocí prostředí Agilent VEE	- 26 -

5.1	Realizace aplikace pro řízení obvodového analyzátoru R&S ZVL	- 26 -
5.1.1	Použité příkazy pro obvodový analyzátor R&S ZVL	- 28 -
5.2	Závěrečné zhodnocení realizované aplikace	- 29 -
6	Závěr	- 30 -
7	Seznam použité literatury	- 31 -
8	Seznam symbolů a zkratk.....	- 32 -
9	Seznam příloh.....	- 32 -

1 Úvod

S rozvojem vysokofrekvenční (vf) techniky vznikala stále naléhavější potřeba měření vlastností těchto obvodů či celých vf systémů v širokém pásmu kmitočtů. Bylo přitom snahou zkonstruovat měřicí systém, který by byl schopen spojitého měření požadovaných parametrů v závislosti na kmitočtu. Tato technika tedy využívá měření s kmitočtovým rozmítáním.

Metody kmitočtového rozmítání mají proti měření na diskretních kmitočtech především tyto výhody:

- Vyšší rychlost;
- Názornější díky grafickému zobrazení měřených charakteristik;
- Poskytují úplnější informace o vlastnostech obvodu v celém vyšetřovaném pásmu;
- Nehrozí opomenutí rezonance mezi dvěma měřicími kmitočty;
- Vyšší přesnost řady parametrů jako je šířka pásma či strmost charakteristiky;
- Snazší automatizace;
- Proces lze pomocí počítače předem naprogramovat a poté řídit a vyhodnocovat.

2 Obvodový analyzátor

Jedná se o nejrozšířenější typ měřicího systému založeného na kmitočtovém rozmítání. Tyto přístroje měří a graficky zobrazují kmitočtové charakteristiky vyšetřovaného vf obvodu chápaného jako jednobran (dvojpol) nebo dvojbran (čtyřpol). Umožňují též softwarově vyhodnocovat a korigovat změřené průběhy.

2.1 Činitel odrazu

Impedančně přizpůsobený jednobran či dvojbran je v oblasti vf kmitočtů nejčastěji charakterizován (vstupním) napětovým činitelem odrazu definovaným podílem komplexních amplitud odražené a přímé napětové vlny v dané bráně

$$\rho = \frac{\overrightarrow{U_{odr}}}{\overrightarrow{U_{vst}}}. \quad [-] \quad (1)$$

Velikost činitele odrazu je obvodovými analyzátory vyjadřována obvykle v logaritmické míře v [dB] jak tzv. zpětný útlum (Return Loss) *RL*

$$RL = 20 \cdot \log \left| \frac{\overrightarrow{U_{odr}}}{\overrightarrow{U_{vst}}} \right| = 20 \cdot \log |\rho| = 20 \cdot \log \frac{PSV-1}{PSV+1}, \quad [-] \quad (2)$$

kde PSV je hodnota poměru stojatých vln.

Z komplexní hodnoty činitele odrazu ρ lze vypočítat odpovídající hodnotu impedance, na níž k odrazu vlny dochází

$$Z = Z_0 \cdot \frac{1+\rho}{1-\rho}, \quad [-] \quad (3)$$

kde Z_0 je charakteristická impedance brány připojení obvodu. Měření činitele odrazu tak plně nahrazuje impedanční měření v příslušných kmitočtových pásmech.

2.2 Činitel přenosu

Charakterizuje přenosové vlastnosti měřeného vf obvodu mezi jeho vstupní branou 1 a impedančně přizpůsobenou výstupní branou 2

$$\tau = \frac{\overrightarrow{U_{výst\ 2}}}{\overrightarrow{U_{vst\ 1}}} \quad [-] \quad (4)$$

Modul napětového přenosu $|\tau|$ je obvodovými analyzátoři obvykle vyjadřován v [dB] jako útlum (pasivního) dvojbranu L při $|\tau| < 1$, případně zisk (aktivního) dvojbranu G při $|\tau| > 1$

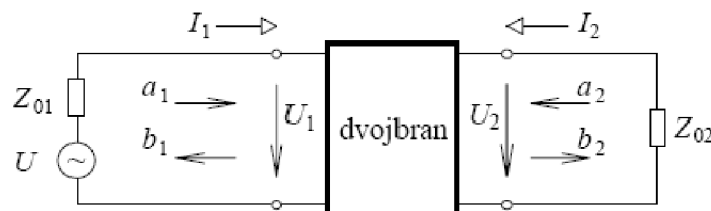
$$L = 20 \cdot \log \left| \frac{\overrightarrow{U_{výst\ 2}}}{\overrightarrow{U_{vst\ 1}}} \right| = 20 \cdot \log |\tau| \quad [-] \quad (5)$$

Argument činitele přenosu vyjadřuje fázový posuv výstupního signálu proti signálu vstupnímu.

Oba výše uvedené parametry se měří u moderních vf analyzátořů jako rozptylové parametry s_{11} (ρ) a s_{21} (τ) – viz kapitola 2.3.

2.3 Rozptylové parametry

Uvažujme dvojbran napájený zdrojem napětí U s vnitřní impedancí Z_{01} . Zdroj je s dvojbranem spojen vedením s charakteristickou impedancí Z_{01} . Podél vedení se šíří přímá vlna a_1 a vlna odražená b_1 . Dvojbran je zatížen impedancí Z_{02} , kterou spojuje s dvojbranem vedení s charakteristickou impedancí Z_{02} . Podél vedení se šíří přímá vlna b_2 a vlna odražená a_2 .



Obr. 1 Rozptylové parametry dvojbranu

Rozptylový parametr s_{11} je činitelem odrazu na vstupu dvojbranu za podmínky, že na výstupu je dvojbran dokonale přizpůsoben:

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad [-] \quad (6)$$

Parametr s_{12} je přenos dvojbranu z jeho výstupu na vstup (zpětný přenos) za podmínky dokonalého přizpůsobení vstupu:

$$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad [-] \quad (7)$$

Parametr s_{21} je přímý přenos – od zdroje k zátěži, při dokonale přizpůsobené zátěži:

$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad [-] \quad (8)$$

Parametr s_{22} je činitelem odrazu na výstupu dvojbranu za podmínky jeho dokonalého přizpůsobení na vstupu:

$$s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad [-] \quad (9)$$

Vztahy (6) – (9) lze zapsat maticově následujícím způsobem:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad [-] \quad (10)$$

2.4 Kategorie obvodových analyzátorů

Na příkladech parametrů ρ , τ a s vidíme, že se jedná o komplexní čísla. Přesto je někdy dostatečné charakterizovat daný obvod pouze velikostí příslušných parametrů. Těmto požadavkům se přizpůsobilo konstrukční řešení obvodových analyzátorů, takže dnes existují ve dvou kategoriích:

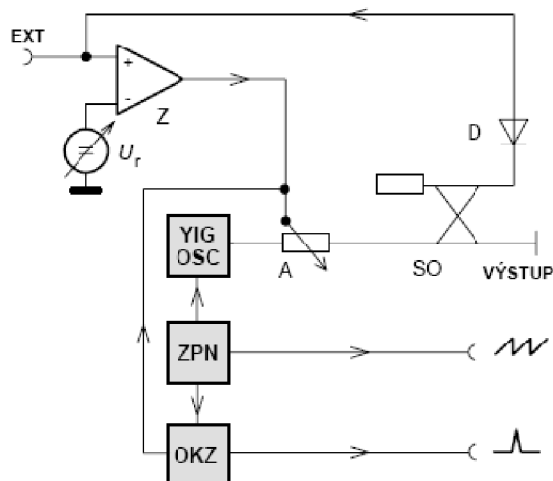
- Skalární obvodové analyzátorů (*Scalar Network Analyser – SNA*) – poskytují informaci pouze o velikosti (modulu) daného parametru v závislosti na f ;
- Vektorové obvodové analyzátorů (*Vector Network Analyser - VNA*) – umožňují měření komplexních veličin.

2.5 Hlavní části obvodových analyzátorů

2.5.1 Generátor

Hlavní částí každého obvodového analyzátoru je vř **generátor**, jehož kmitočet se spojitě mění v celém požadovaném pásmu. Tyto rozmítané generátory pro měřicí účely (tzv. voblery) musí splňovat následující požadavky:

- Lineární rozmítání kmitočtu výstupního signálu přes celé pracovní pásmo. Generátor obsahuje výstupní rozmítacího (obvykle pilovitého) napětí, jehož okamžitá hodnota udává okamžitou hodnotu kmitočtu vř signálu. Zároveň se toto napětí přivádí na horizontální vstup zobrazovací jednotky a vytváří tak kmitočtovou horizontální osu.
- Dostatečný výstupní výkon umožňující měření v širokém dynamickém rozsahu. Výstupní výkon přitom musí být konstantní přes celé kmitočtové pásmo rozmítání. Generátor je proto vybaven vnitřní smyčkou zpětné vazby (**ALC – Automatic Leveling Control**).
- Výstupní signál generátoru musí být kmitočtově stabilní pro zaručení dostatečné přesnosti úzkopásmových měření a měření na pevných kmitočtech. Výstupní signál nesmí být zkreslen vyššími harmonickými složkami.



Obr. 2 Polovodičový kmitočtově rozmítaný generátor (YIG OSC – oscilátor s kuličkou YIG, A – atenuátor PIN)

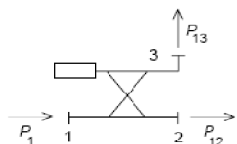
Na obr. 2 je principiální schéma koncepce rozmítaného generátoru. Základní oscilátor generátoru je osazen vř bipolárním či unipolárním tranzistorem. Generátory pro velmi široké rozmítání např. od desítek MHz do desítek GHz bývají řešeny jako širokopásmové tranzistorové nebo varaktorové násobiče kmitočtu základního stabilního oscilátoru na požadované vysoké kmitočty. Rozmítání se uskutečňuje magnetickým laděním feromagnetického rezonátoru osazeného feritovým prvkem (kuličkou z ytrium iron garnetu YIG). Pilovitým rozmítacím napětím ze zdroje ZPN se lineárně mění stejnosměrné magnetické pole elektromagnetu, v němž je YIG rezonátor uložen. Tím se lineárně mění jeho feromagnetický rezonanční kmitočet a tedy kmitočet signálu oscilátoru.

Pomocí směrové odbočnice SO a detektoru D je z výstupu generátoru odebírán vzorek výstupního signálu a jeho velikost je na vstupu diferenčního zesilovače Z srovnávána s nastavenou referenční úrovní U_r . Rozdílovým napětím z tohoto zesilovače se pak ovládá útlum elektronicky řízeného vř zesilovače A a tím i výstupní výkon generátoru. Celý tento obvod tedy tvoří smyčku zpětné vazby pro udržování konstantního výstupního napětí. Změnou napětí U_r řídíme výstupní výkon generátoru. Na A se přivádí i impulzy kmitočtových značek odvozené z rozmítacího pilovitého napětí v obvodu kmitočtových značek OKZ.

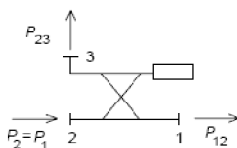
2.5.2 Směrová odbočnice

Další důležité obvody obvodových analyzátorů jsou **obvody pro rozdělení signálů**. Ty jsou často realizovány **směrovými odbočnicemi**. Směrová odbočnice umožňuje vzájemně oddělit signál postupující v jednom směru (napětovou vlnu přímou) od signálu šířícího se opačným směrem (napětová vlna odražená).

Míru oddělení vyjadřuje směrovost (*Directivity*) D



$$D = 10 \cdot \log \frac{P_{23}}{P_{13}}, \quad [\text{dB}] \quad (11)$$



Obr. 3 K definici směrovosti a vazebního útlumu.

kde význam jednotlivých veličin ukazuje obr. 3. U ideální odbočnice je $P_{23} = 0$ a směrovost $D = \infty$. V praktických případech by hodnota D neměla klesnout pod 25 ~ 30 dB v celém kmitočtovém pásmu. Hodnota směrovosti je jedním z hlavních faktorů ovlivňujících přesnost měření obvodovými analyzátorů.

Dále je odbočnice charakterizována svým vazebním útlumem C (*Coupling*) mezi branami 1 a 3, jehož hodnota má být konstantní v celém pásmu.

$$C = 10 \cdot \log \frac{P_{13}}{P_1} \quad [\text{dB}] \quad (12)$$

V případě méně kvalitních směrových odbočnic jsou rozmítané generátory vybaveny korekčními obvody, pomocí nichž lze elektronicky korigovat změny vazebního útlumu odbočnice v daném kmitočtovém pásmu. Výstupní výkon generátoru tedy není konstantní, ale odpovídá kmitočtové charakteristice směrové odbočnice tak, aby výsledná úroveň signálu za odbočnicí byla konstantní v celém rozmítaném pásmu kmitočtů. Tak je tedy dosaženo kompenzace směrových odbočnic v širokých kmitočtových pásmech.

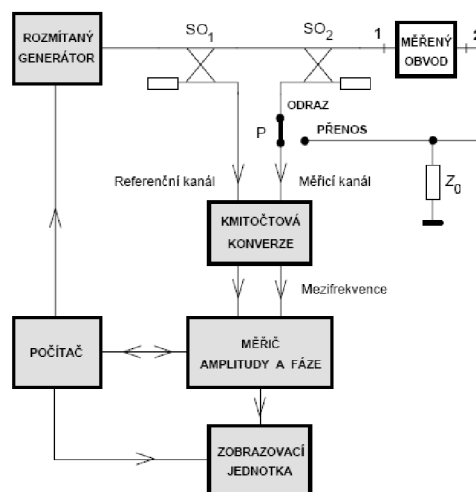
2.5.3 Zobrazovací jednotka

U moderních obvodových analyzátorů se používá LCD obrazovka napojena na několikakanalový osciloskop pro současné zobrazení více charakteristik. Zobrazení je možné v několika režimech – kromě běžného pravoúhlého zobrazení, polárního zobrazení v radiálních souřadnicích např. i zobrazení v podobě Smithova impedančního diagramu. Pravoúhlé zobrazení je přitom vertikálně vždy logaritmické, cejchované v [dB].

2.6 Princip vektorového obvodového analyzátoru

Na obr. 4 je principiální schéma nejčastější koncepce vektorového obvodového analyzátoru. Část vstupního signálu (přímé vlny) je směrovou odbočnicí SO_1 oddělena do referenčního kanálu a spolu se signálem v měřicím kanálu (odraženou vlnou ze vstupu měřeného obvodu nebo vlnou na výstupu obvodu) přiváděna do kmitočtového konvertoru (směšovače). Zde jsou oba signály převedeny na nižší mezifrekvenční kmitočet pomocí koherentního vzorkování nebo fázově zavěšeného superheterodynního směšování. Poté jsou oba signály na nižším kmitočtu zpracovány vektorovým voltmetrem, na jehož výstupu jsou údaje o velikosti a vzájemné fázi. Při konstantní úrovni vstupního signálu jde vlastně o velikost odrazu či přenosu (podle polohy přepínače P) a o hodnotu jeho fázového úhlu (argumentu).

Kmitočtová konverze je nutná pouze pro měření vysokých frekvencí, neboť na těchto frekvencích je realizace fázově citlivého voltmetru prakticky nemožná. Konverze zároveň zvětšuje i dynamický rozsah analyzátoru.



Obr. 4 Principiální schéma vektorového obvodového analyzátoru.

Údaje z vektorového voltmetru jsou vedeny do zobrazovací jednotky a zobrazeny na obrazovce či na zapisovači. V automatickém analyzátoru jsou uvedené veličiny nejprve digitalizovány, poté korigovány počítačem na základě kalibračních údajů a pak zobrazeny.

Z výše napsaného vyplývá, že je nutné analyzátor před vlastním měřením nejprve **kalibrovat**. Při kalibraci se nastaví stejné útlumy a stejné fázové posuvy v referenčním a v měřicím kanálu, přičemž vyšetřovaný obvod je nahrazen kalibračním obvodem se známými vlastnostmi. V případě analyzátoru Rohde&Schwarz ZVL se jako kalibr užívá širokopásmový zkrat, otevřený konec, přizpůsobená zátěž (charakteristická impedance) a přímé spojení vstupu a výstupu měřeného obvodu (pro kalibraci činitele přenosu).

Dnešní moderní koncepce vektorových analyzátorů, využívajících mikroprocesory umožnila výrazné zrychlení měřicího procesu, přičemž je prováděna počítačová korekce podle kalibračních údajů uložených v analyzátoru a např. rychlá Fourierova transformace pro zobrazení výsledků v kmitočtové i časové oblasti. Analyzátor R&S ZVL obsahuje tak jako většina dnešních analyzátorů plnohodnotné PC, kde pod operačním systémem Windows XP běží aplikace pro daný typ použití analyzátoru (v tomto případě spektrální analyzátor či právě vektorový obvodový analyzátor).

Doba po jakou je zkalibrovaný analyzátor schopen udržet si požadovanou přesnost se nazývá obecně jako **stabilita** analyzátoru. Díky počítačové kalibraci je totiž možno vykompenzovat téměř všechny nedostatky, kterými vnitřní části analyzátoru disponují, a proto je stabilita jedním z nejdůležitějších parametrů určující kvalitu daného analyzátoru.

2.6.1 Chyby měření vektorovým obvodovým analyzátozem

Velké množství chyb se dá vykompenzovat kalibrací, ale i tak zůstávají především chyby vyvolané nedokonalostmi složité elektroniky obvodových analyzátorů. Tyto chyby vytváří především obvody kmitočtové konverze a fázově citlivý mezifrekvenční voltmetr. Způsobované chyby jsou přitom většinou nelineární a nejsou proto plně odstranitelné úvodní kalibrační systémem ani následnou počítačovou korekcí. Chyby elektronické části tak tvoří rozhodující část celkové chyby měření obvodovým analyzátozem.

2.7 Možná použití vektorových obvodových analyzátozem

Existuje veliké spektrum obvodů, které lze analyzovat obvodovým analyzátozem a to od jednoduchých zařízení jako jsou filtry a zesilovače až po komplexní moduly používané v komunikačních satelitech.

Obvodové analyzátozem jsou používány jak ve výzkumu, tak pro testovací účely ve výrobě. Při kombinaci s jednou či více anténami se stane radarovým systémem. Systémy tohoto typu mohou být použity k detekci neviditelných materiálových defektů bez použití X-ray technologie. Dále pro měření hustoty materiálu bez fyzického kontaktu, tloušťky vrstev materiálu včetně tloušťky laku apod.

Existují dva přístupy pro stavbu vektorových obvodových analyzátozem, které značně určují budoucí možnosti použití:

- Obvodové analyzátozem založené na *homodyne* principu, které mají pouze jeden oscilátor. Tento oscilátor poskytuje budící signál a je také užíván pro zpracování odezvy. Tyto analyzátozem jsou relativně levné, ale díky mnoha technickým limitům jsou vhodné pouze pro jednoduché aplikace.
- Druhým typem jsou obvodové analyzátozem založené na *heterodyn* principu, které už jsou určeny pro precizní měření obvodů a mezi něž patří i analyzátozem R&S ZVL.

3 Návrh filtrů

V této kapitole je popsán postup návrhu mikropáskových filtrů. Bude provedena jejich analýza v návrhovém programu *Ansoft Designer 2.2* a následné ověření vlastností pomocí vektorového obvodového analyzátoru R&S ZVL.

3.1 Obecný popis filtrů

Mikrovlnné filtry hrají velmi důležitou roli na vstupu nízkošumového zesilovače na přijímací straně komunikačního řetězce. Anténou je totiž přijímána směs signálů, z nichž je zapotřebí vybrat pouze to pásmo kmitočtů, které obsahuje užitečný signál.

Filtry tedy pracují na velmi vysokých kmitočtech, kde je délka vlny relativně krátká a je srovnatelná s rozměry komponentů, ze kterých jsou elektronické obvody sestaveny. Klasické cívky a kondenzátory tedy nelze na těchto kmitočtech používat. U cívek vznikají velmi vysoké ztráty ve feritovém jádru, dále hrají významnou roli vzájemné kapacity mezi závity. Z toho plyne, že při těchto kmitočtech samotná indukčnost nemusí ani hrát hlavní roli ve výsledných vlastnostech cívky. V případě kondenzátorů dochází ke značným ztrátám v použitém dielektriku a vlastní indukčnosti přívodů mohou taktéž převládnout nad samotnou kapacitou kondenzátorů.

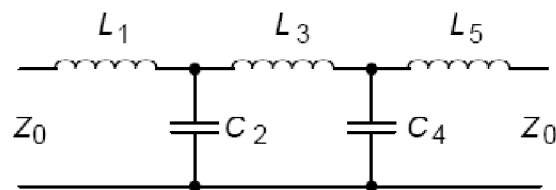
Z výše uvedených důvodů bývají indukčnosti a kapacity realizovány pomocí úseků vedení. Při návrhu budou konkrétně využita vedení mikropásková.

3.2 Volba substrátu

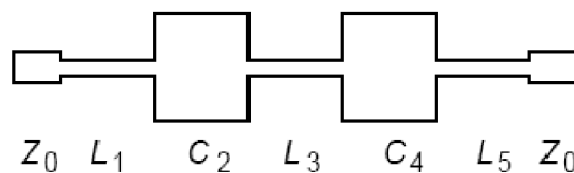
Dolní strana substrátu je spojitě pokovená a je uzemněna. Horní strana substrátu slouží k vytvoření planárního motivu filtru. Z důvodu velmi dobré stability byl zvolen materiál N25 s relativní permitivitou $\epsilon_r = 3,28$ a tloušťkou 1,56 mm.

3.3 Návrh mikropáskové dolní propusti

Na obr. 5 je znázorněno schéma dolní propusti, která je koncipována jako kaskáda článků s indukčnostmi v přímé větvi a kapacitami ve větvi příčné. Při sestavování tohoto filtru z úseků vedení, realizujeme indukčnosti jako úzké pásky, u nichž převažuje indukční charakter a kapacita mezi páskem a zemí hraje minoritní roli díky malé ploše „horní elektrody“. Naopak kapacity realizujeme páskem širokým, kde díky velké ploše „horní elektrody“ hraje dominantní roli právě kapacita. Motiv odpovídajícího mikropáskového filtru je znázorněn na obr. 6. Pásky na vstupu a výstupu filtru jsou navrženy tak, aby jejich charakteristická impedance byla 50 Ω .



Obr. 5 Elektrické schéma dolní propusti.



Obr. 6 Motiv mikropáskového filtru odpovídající elektrickému schématu na obr. 5.

Pro zjednodušení se lze na široký úsek kapacitou dívat jako na úsek vedení, který je na konci naprázdno – následný úzký mikropásek je navázán na velmi krátký úsek hrany kapacitou, takže hlavní roli hraje rozptylové pole na volných úsecích stěny na výstupu. Vezmeme-li tedy pro kapacitor vztah popisující impedanci vedení zakončeného naprázdno, můžeme kapacitu tohoto vedení vyjádřit vztahem:

$$C = \frac{1}{\omega Z_{0C}} \tan(\beta l_C), \quad [F] \quad (13)$$

kde ω značí pracovní úhlovou frekvenci, Z_{0C} je charakteristická impedance širokého vedení, β značí konstantu šíření a l_C je délka širokého vedení. Kapacita je tedy nepřímo-úměrná charakteristické impedanci.

Při stejném zjednodušení lze na úzké vedení nahlížet jako na vedení na konci nakrátko. Jeho indukčnost můžeme vyjádřit ze vztahu pro impedanci vedení na konci nakrátko:

$$L = \frac{Z_{0L}}{\omega} \tan(\beta l_L), \quad [H] \quad (14)$$

kde Z_{0L} je charakteristická impedance úzkého vedení a l_L je jeho délka.

Charakteristickou impedanci mikropáskového vedení lze vypočítat podle vztahu (15):

$$Z_{0v} = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \frac{h}{w_{ef}}, \quad [\Omega] \quad (15)$$

kde h je výška dielektrického substrátu, ϵ_{ef} značí efektivní permitivitu a w_{ef} efektivní šířku mikropásku. Tento vztah ukazuje, že úzký mikropásek má skutečně velkou charakteristickou impedanci => velkou indukčnost, kdežto široký mikropásek má malou charakteristickou impedanci => velkou kapacitu.

3.3.1 Určení rozměrů mikropáskových úseků

Dolní propust má mít mezní kmitočet $f = 1$ GHz ($\omega = 2\pi 10^9$ rad/s), zvlnění v propustném pásmu pod 0,1 dB a impedance na vstupu a výstupu filtru je $Z_0 = 50 \Omega$. Pro Čebyševův průběh přenosové charakteristiky a třetí řád filtru platí následující hodnoty prvků prototypové dolní propusti:

$$g_0 = g_4 = 1, \quad [-] \quad (16a)$$

$$g_1 = g_3 = 1,0316, \quad [-] \quad (16b)$$

$$g_2 = 1,1474. \quad [-] \quad (16c)$$

Uvedené hodnoty platí pro normovaný mezní kmitočet $\Omega_C = 1$.

Z hodnot g_0 až g_4 a Ω_C lze určit velikosti indukčností a kapacit filtru:

$$L_1 = \frac{Z_0 g_1}{\omega g_0} \Omega_C = 8,209 \text{ nH}, \quad (17a)$$

$$L_3 = \frac{Z_0 g_3}{\omega g_0} \Omega_C = 8,209 \text{ nH}, \quad (17b)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega Z_0} g_0 g_2 \Omega_C = 3,652 \text{ pF}. \quad (17c)$$

Nyní přejdeme na výpočet rozměrů pásků, které budou vypočítané parametry realizovat. Rozměry závisí na parametrech vybraného substrátu pro výrobu filtru (substrát N25 s relativní permitivitou $\epsilon_r = 3,28$ a tloušťkou 1,56 mm). Zanedbáváme případné ztráty.

3.3.1.1 Šířky úseků mikropásku

Je třeba vhodně zvolit charakteristické impedance kapacitních a indukčních úseků. Jak bylo řečeno výše – u indukčního úseku musí být charakteristická impedance co největší. Velmi úzké pásky jsou však náročné na technologii výroby a taky je lze snadno poškodit. V našem případě zvolíme $Z_{0L} = 93 \Omega$ (přibližně $2 \times Z_0$). U kapacitních úseků musí být naopak charakteristická impedance co nejmenší. Příliš široké pásky však taky nejsou vhodné, protože zabírají velkou plochu substrátu. V našem případě zvolíme $Z_{0C} = 24 \Omega$ (přibližně $0,5 \times Z_0$).

Pro výpočet šířky mikropásku s požadovanou charakteristickou impedancí je třeba nejdříve vypočítat pomocné proměnné:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left[0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right], \quad [-] \quad (18a)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}, \quad [-] \quad (18b)$$

kde za ϵ_r se dosadí 3,28 a za Z_0 charakteristickou impedancí toho úseku vedení, jehož šířku chceme počítat.

Konečně šířku úseku mikropáskového vedení určíme na základě hodnot pomocných proměnných A a B . Pro $A > 1,52$ platí:

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2}, \quad [-] \quad (19a)$$

pro $A \leq 1,52$ platí:

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\}. \quad [-] \quad (19b)$$

Ve vztazích (19a) a (19b) značí W šířku počítaného úseku vedení, h je výška dielektrického substrátu (1,56 mm) a ϵ_r jeho relativní permitivita (3,28).

Po aplikaci vztahů (18) a (19) pro náš příklad, vychází:

- $W = 3,6$ mm - pro vstupní a výstupní pásek;
- $W_L = 1,1$ mm – pro indukční úseky;
- $W_C = 10$ mm – pro kapacitní úsek.

3.3.1.2 Délky úseků mikropásku

Ted' když známe potřebné šířky úseků mikropásku vypočítané na základě jejich charakteristické impedance a použitím substrátu, zbývá určit délky úseků, které závisí na délce vlny na jednotlivých úsecích.

$$\lambda_d = \frac{c}{f_c \sqrt{\epsilon_{ef}}}, \quad [m] \quad (20)$$

kde c je rychlost světla ve volném prostředí s parametry vakua, f je kmitočet a ϵ_{ef} efektivní permitivita.

Efektivní permitivitu pro pásek širší než výška substrátu vypočítáme podle:

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \quad \text{pro } \frac{W}{h} \geq 1, \quad [-] \quad (21a)$$

a pro pásek užší než výška substrátu podle:

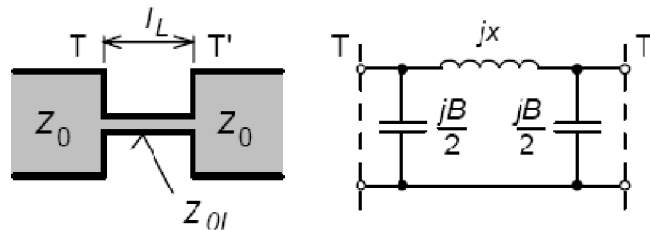
$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left\{ \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right\} \quad \text{pro } \frac{W}{h} \leq 1. \quad [-] \quad (21b)$$

Za W dosadíme šířku vedení daného úseku, h je výška substrátu (1,56 mm) a ε_r je relativní permitivita substrátu (3,28).

Po aplikaci vztahů (20) a (21) pro náš příklad, vychází:

- $\varepsilon_{ef} = 2,60$ a $\lambda = 186$ mm – pro vstupní a výstupní pásek;
- $\varepsilon_{ef} = 2,41$ a $\lambda_L = 193$ mm – pro indukční úseky;
- $\varepsilon_{ef} = 2,81$ a $\lambda_C = 179$ mm – pro kapacitní úsek.

Nejprve se zaměříme na **indukční úsek**, jehož náhradní schéma je znázorněno na obr. 7. Hlavním parametrem je indukčnost v přímé větvi, která odpovídá indukčnosti úzkého mikropásku. Příčné kapacity na vstupu a výstupu představují parazitní kapacity, způsobené pahýly širokého vedení.



Obr. 7 Náhradní schéma indukčního úseku mikropáskového vedení.

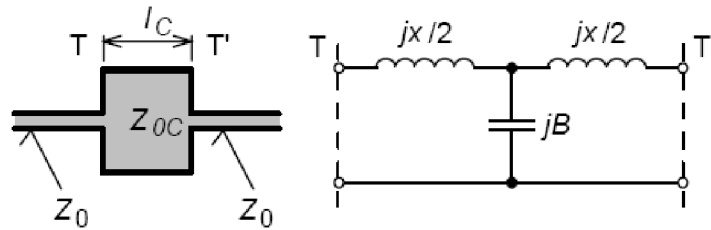
Parametry v náhradním schématu lze určit podle:

$$x = Z_{0L} \sin \left(\frac{2\pi}{\lambda_L} l_L \right), \quad [\Omega] \quad (22a)$$

$$\frac{B}{2} = \frac{1}{Z_{0L}} \tan \left(\frac{\pi}{\lambda_L} l_L \right), \quad [S] \quad (22b)$$

kde Z_{0L} je charakteristická impedance induktivního úseku, λ_L je délka vlny na induktivním úseku a l_L je fyzická délka induktivního úseku.

Kapacitní úsek je znázorněn na obr. 8. Hlavním parametrem je kapacita v příčné větvi, která odpovídá kapacitě širokého mikropásku. Podélné indukčnosti na vstupu a výstupu představují parazitní indukčnosti, způsobené pahýly úzkého vedení.



Obr. 8 Náhradní schéma kapacitního úseku mikropáskového vedení.

Parametry v náhradním schématu lze určit podle:

$$B = \frac{1}{Z_{0C}} \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_C} l_C\right), \quad [\text{S}] \quad (23a)$$

$$\frac{x}{2} = Z_{0C} \tan\left(\frac{\pi}{\lambda_C} l_C\right), \quad [\Omega] \quad (23b)$$

kde Z_{0C} je charakteristická impedance kapacitního úseku, λ_C je délka vlny na kapacitním úseku a l_C je fyzická délka kapacitního úseku.

Při zanedbání parazitní kapacity u induktivního úseku lze ze vztahu (22a) vypočítat jeho délku:

$$\omega L = Z_{0L} \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_L} l_L\right), \quad [\Omega] \quad (24a)$$

$$l_L = \frac{\lambda_L}{2\pi} \sin^{-1}\left(\frac{\omega L}{Z_{0L}}\right) = 18,05 \text{ mm}. \quad (24b)$$

Při zanedbání parazitní indukčnosti u kapacitního úseku lze ze vztahu (23a) vypočítat jeho délku:

$$\omega C = \frac{1}{Z_{0C}} \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_C} l_C\right), \quad [\text{S}] \quad (25a)$$

$$l_C = \frac{\lambda_C}{2\pi} \sin^{-1}(\omega C Z_{0C}) = 16,61 \text{ mm}. \quad (25b)$$

Požadujeme-li zpřesnění vypočítaných délek úseků, musíme je dosadit do vztahů popisujících impedanci daných úseků včetně parazitních parametrů:

$$\omega L = Z_{0L} \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_L} l_L\right) + Z_{0C} \tan\left(\frac{\pi l_C}{\lambda_C}\right), \quad [\Omega] \quad (26a)$$

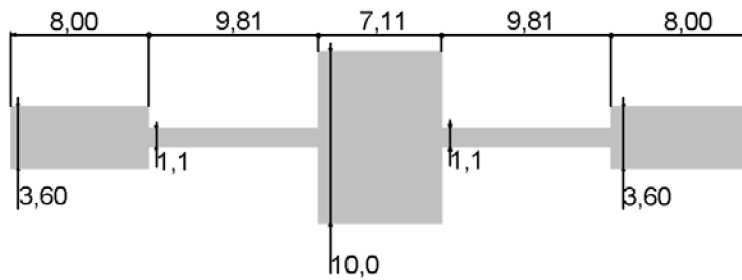
$$\omega C = \frac{1}{Z_{0C}} \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_C} l_C\right) + \frac{2}{Z_{0L}} \tan\left(\frac{\pi l_L}{\lambda_L}\right). \quad [\text{S}] \quad (26b)$$

Nyní je zapotřebí délky úseků l_L a l_C v soustavě rovnic (26) měnit tak, aby byly rovnice splněny s dostatečnou přesností. Výsledek tohoto zpřesnění je na obr. 9 v následující kapitole.

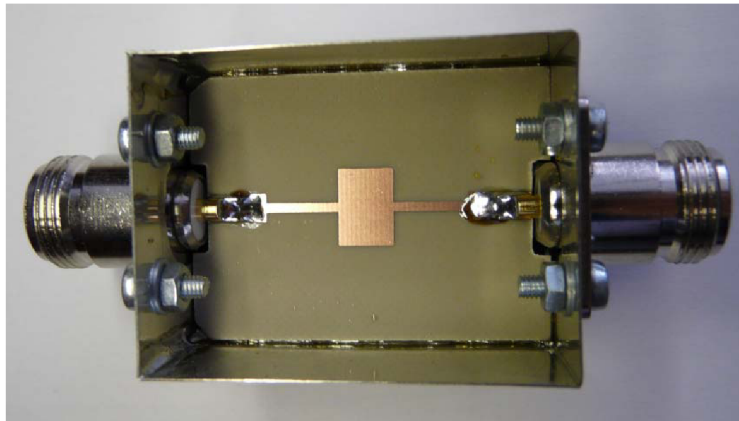
3.3.2 Výsledná mikropásková dolní propust a její analýza

Návrh filtru je kompletní, zbývá však ověřit jeho vlastnosti s pomocí programu *Ansoft Designer*. Program nabízí k ověření návrhu tři různé nástroje. Využijeme z nich modul pro modelování planárních struktur momentovou metodou – numerická analýza.

Filtr namodelujeme podle obr. 9 znázorňujícího rozměry výsledného návrhu – vstupní a výstupní úseky mikropásku jsou prodlouženy kvůli technologickým požadavkům. Na obr. 10 je již uvedena fotografie praktické realizace dolní propusti.

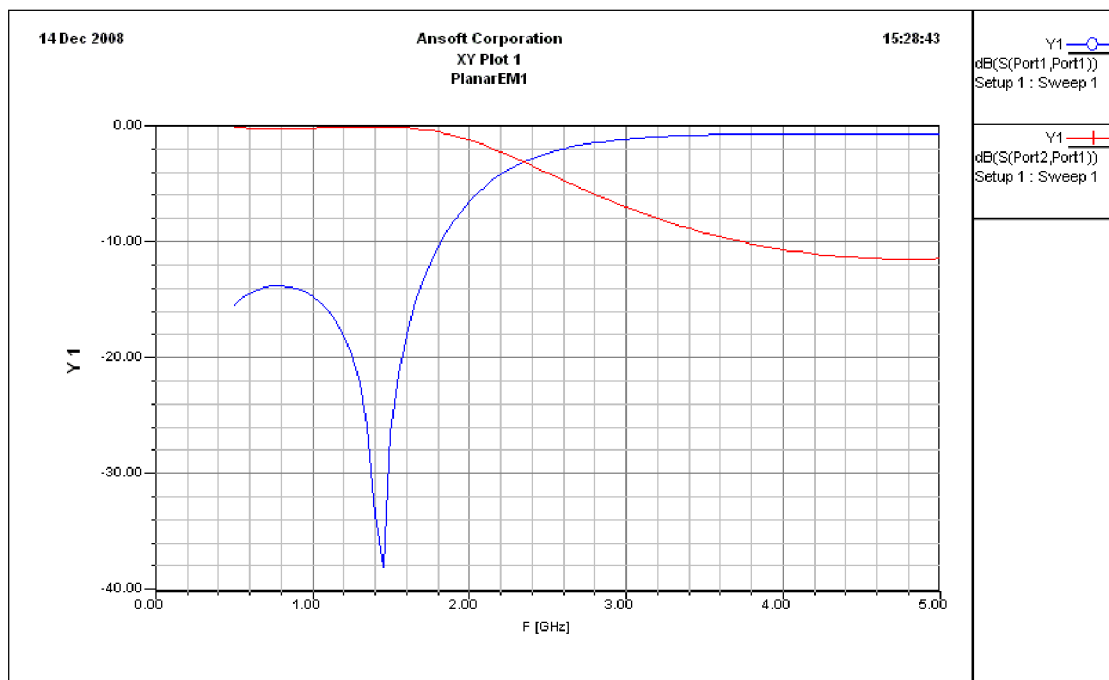


Obr. 9 Motiv navržené dolní propusti
Rozměry jsou uvedeny v [mm].



Obr. 10 Praktická realizace mikropáskové dolní propusti.

V programu provedeme analýzu ve frekvenčním rozsahu 0,5 GHz až 5 GHz, abychom získali komplexní představu o chování filtru v pásmu frekvencí, pro něj je určen. Výsledek analýzy je znázorněn na obr. 11.



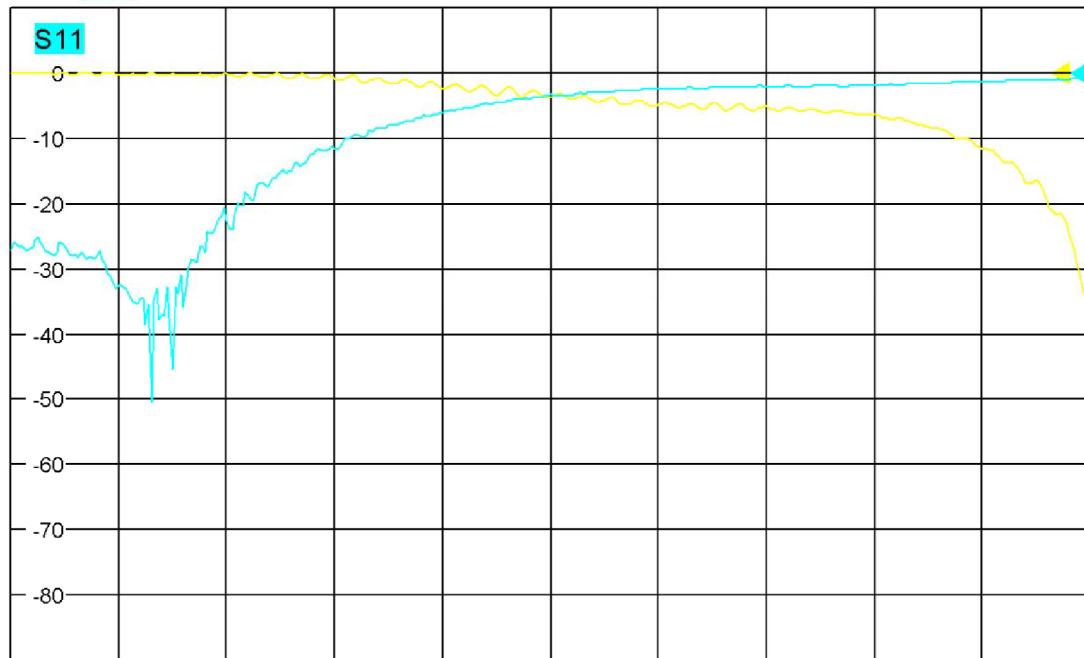
Obr. 11 Analýza dolní propusti v modulu pro numerickou analýzu planárních struktur.

Nyní zbývá ověřit výsledek numerické analýzy v programu *Ansoft Designer* měřením samotného filtru vektorovým obvodovým analyzátozem. Výsledek je znázorněn na obr. 12.



Trc1 S21 dB Mag 10 dB / Ref 0 dB Cal int
Trc2 S11 dB Mag 10 dB / Ref 0 dB Cal int

1



Ch1 Start 500 MHz Pwr -10 dBm Stop 4.6 GHz

Obr. 12 Analýza dolní propusti vektorovým obvodovým analyzátozem R&S ZVL.

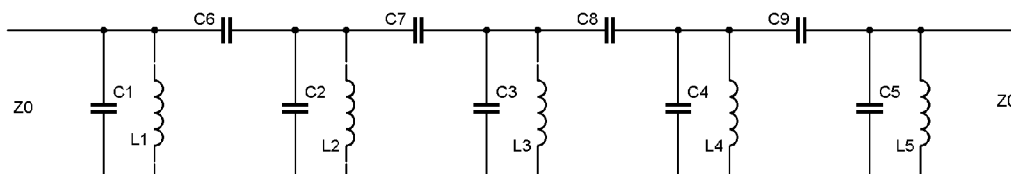
3.3.3 Závěrečné zhodnocení návrhu dolní propusti

Výsledek analýzy z vektorového obvodového analyzátozu neodpovídá zcela přesně výsledkům získaným numerickou analýzou v programu *Ansoft Designer*. Minimum s_{11} je posunuto přesně na 1 GHz namísto 1,45 GHz, strmost jeho následného nárůstu je mírně menší stejně jako strmost poklesu parametru s_{21} , který celkově vykazuje při poklesu odlišnost průběhu s prudkým poklesem od 4 GHz. Jako lepší se však jeví hodnota s_{11} v oblasti propustnosti a to okolo -30 dB, přičemž analýza předpokládala hodnotu okolo -15 dB.

Vektorový obvodový analyzátoz musel být před měřením kalibrován pro oba rozptylové činitele v celém měřeném frekvenčním pásmu.

3.4 Návrh mikropáskové pásmové propusti

Na obr. 13 je znázorněno schéma pásmové propusti 5. řádu, která je koncipována jako kaskáda paralelních rezonančních obvodů, mezi nimiž je navíc kapacitní vazba. Rezonanční obvody realizujeme pomocí půl-vlnných *U-rezonátorů* (neboli tzv. *hairpin* rezonátorů) a kapacitní vazbu snadno pomocí jejich vzájemného odstupu. Motiv odpovídajícího mikropáskového filtru je znázorněn na obr. 14. Pásky na vstupu a výstupu filtru jsou opět navrženy tak, aby jejich charakteristická impedance byla 50 Ω.



Obr. 13 Elektrické schéma pásmové propusti 5. řádu.



Obr. 14 Motiv mikropáskového filtru odpovídající elektrickému schématu na obr. 12.

3.4.1 Určení rozměrů mikropáskové pásmové propusti

Pásmová propust má mít šířku pásma 20 % ($FBW = 0,2$) na střední kmitočet $f_0 = 2$ GHz. Zvlnění v propustném pásmu pod 0,1 dB a impedance na vstupu a výstupu filtru je $Z_0 = 50 \Omega$. Pro Čebyševův průběh přenosové charakteristiky a pátý řád filtru platí následující hodnoty prvků prototypové dolní propusti:

$$g_0 = g_6 = 1, \quad [-] \quad (27a)$$

$$g_1 = g_5 = 1,1468, \quad [-] \quad (27b)$$

$$g_2 = g_4 = 1,3712, \quad [-] \quad (27c)$$

$$g_3 = 1,9750. \quad [-] \quad (27d)$$

Uvedené hodnoty platí pro normovaný mezní kmitočet $\Omega_c = 1$.

Z hodnot g_0 až g_6 a Ω_c dolní propusti lze určit parametry pásmové propusti:

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW}, \quad [-] \quad (28a)$$

$$Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW}, \quad [-] \quad (28b)$$

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{pro } i=1 \text{ až } n-1, \quad [-] \quad (28c)$$

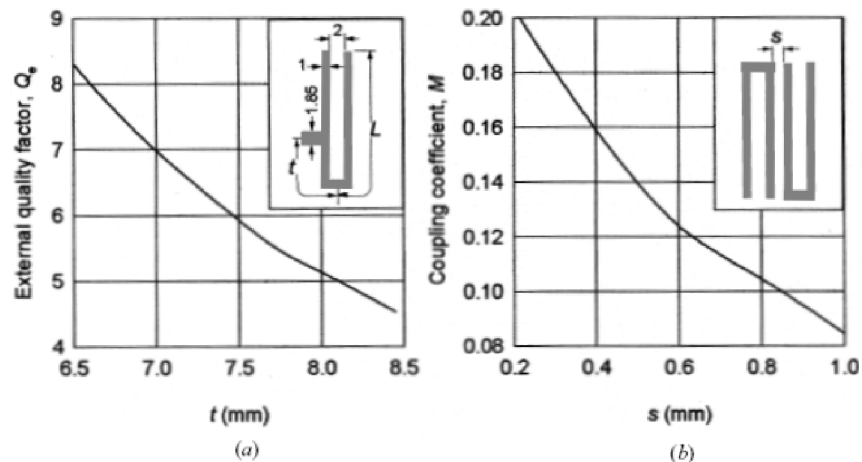
kde Q_{e1} a Q_{en} jsou činitele vnější kvality rezonátorů na vstupu a výstupu a $M_{i,i+1}$ jsou činitele vazby mezi sousedními rezonátory. Pro nás vychází následující parametry:

$$Q_{e1} = Q_{e5} = 5,734, \quad (29a)$$

$$M_{1,2} = M_{4,5} = 0,160, \quad (29b)$$

$$M_{2,3} = M_{3,4} = 0,122. \quad (29c)$$

Rozměry rezonátorů závisejí na parametrech vybraného substrátu pro výrobu filtru (substrát N25 s relativní permitivitou $\epsilon_r = 3,28$ a tloušťkou 1,56 mm). Provedeme celo-vlnnou EM simulaci pro získání činitelů Q a M vůči fyzickým rozměrům. Získáme tak dvě návrhové křivky – viz obr. 15.



Obr. 15 Návrhové křivky získané celo-vlnnou EM simulací pro návrh *hairpin-line* mikropáskové pásmové propusti. (a) Číselník vnější kvality, (b) Číselník vazby.

Použité rezonátory mají šířku mikropáskového vedení 1 mm a ramena rezonátoru jsou od sebe vzdálena 2 mm. Další rozměr rezonátoru znázorněný jako L je přibližně dlouhý $\lambda_{g0}/4$, kde λ_{g0} je délka vlny na vedení při střední frekvenci (podrobněji počítáno v kap. 3.3.1.2) a v našem případě:

$$L = 20,4 \text{ mm} . \quad (30)$$

Pásky na vstupu a výstupu jsou původně navrženy s charakteristickou impedancí $Z_0 = 50 \Omega$. Jejich šířka však byla namísto 3,6 mm (viz kap. 3.3.1.1) zvolena $W = 3,1 \text{ mm}$ a to z důvodu lepších výsledků simulace filtru. Na obr. 15 v grafu (a) můžeme vidět, že pozice pásky je označena jako t a křivka znázorňuje závislost vnějšího číselníku kvality $Q_e = f(t)$. Graf (b) na obr. 15 znázorňuje závislost číselníku vazby M proti mezeře mezi dvěma sousedními rezonátory s opačnou orientací $M = f(s)$.

Na základě požadovaných hodnot vnějšího číselníku kvality Q_e a číselníku vazby M (29a-c) určíme z grafů hodnoty t a s pro výsledný návrh filtru znázorněný na obr. 16.

Poznámka:

Hodnotu t lze „odhadnout“ i pomocí navržené rovnice:

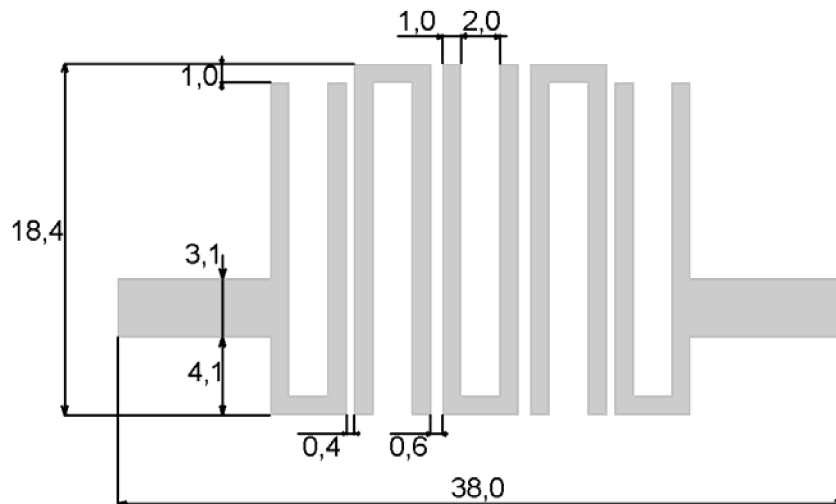
$$t = \frac{2L}{\pi} \sin^{-1} \left(\sqrt{\frac{\pi Z_0 / Z_r}{2 Q_e}} \right), \quad [\text{mm}] \quad (31)$$

kde Z_r je charakteristická impedance rezonátoru, Z_0 je charakteristická impedance přizpůsobovacích úseků (50Ω) a L je $\lambda_{g0}/4$ dlouhý (viz výše).

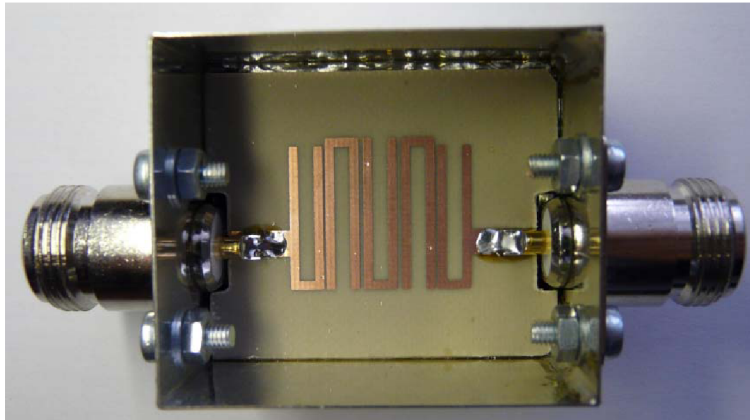
Tato rovnice ignoruje efekt nespojitosti v bodě připojení přizpůsobovacího mikropásku stejně jako vliv vazby mezi dvěma rameny rezonátoru. Nicméně poskytuje obecně dobrý odhad hodnoty t .

3.4.2 Výsledná mikropásková pásmová propust a její analýza

K analýze opět využijeme modul pro modelování planárních struktur momentovou metodou (numerická analýza) v programu *Ansoft Designer*. Filtr namodelujeme podle obr. 16 znázorňujícího rozměry výsledného návrhu. Vstupní a výstupní rezonátor je mírně zkrácený kvůli vyvážení účinku přizpůsobovacích mikropásků k vedlejšímu rezonátoru. Vstupní a výstupní úseky mikropásku jsou prodlouženy kvůli technologickým požadavkům. Na obr. 17 je již vyfocena praktická realizace pásmové propusti.

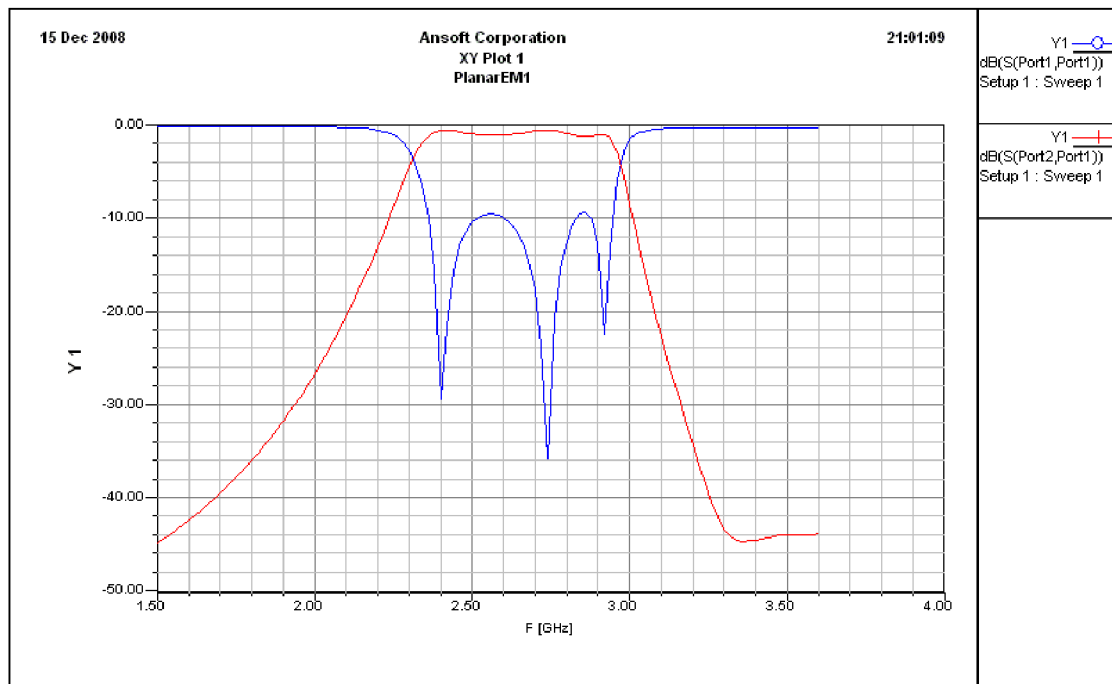


Obr. 16 Motiv navržené pásmové propusti
Rozměry jsou uvedeny v [mm].



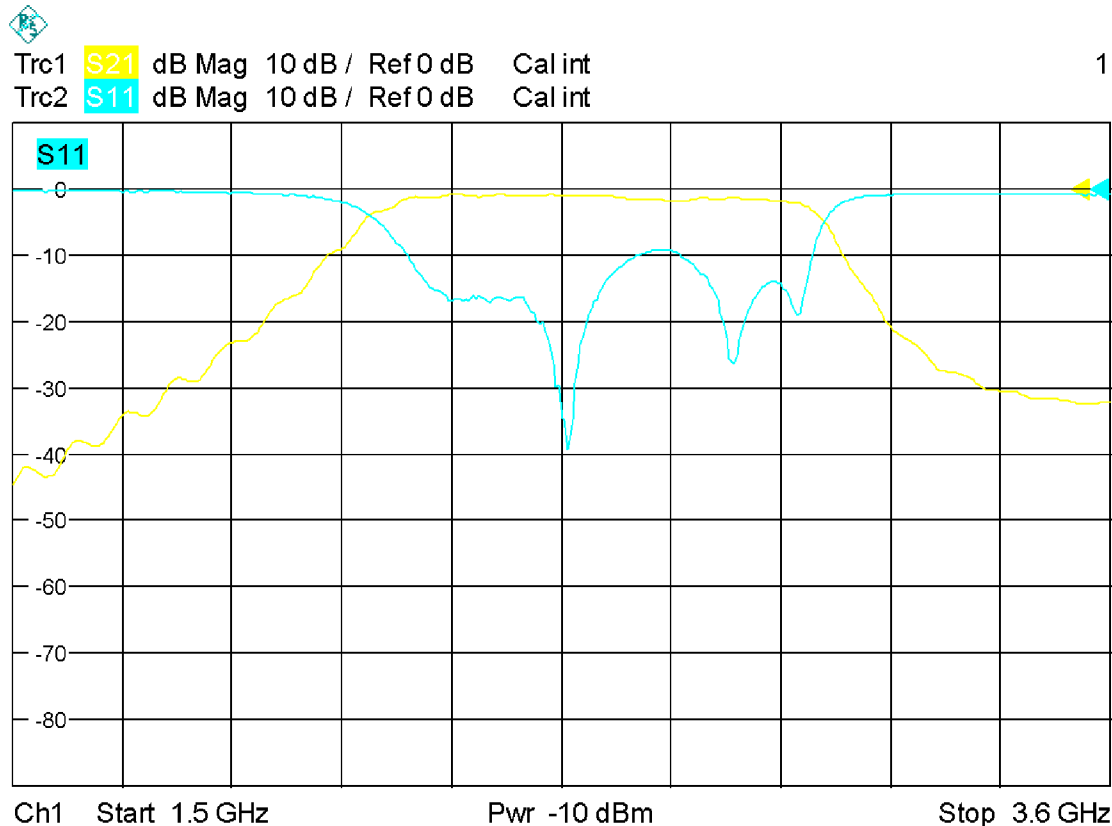
Obr. 17 Praktická realizace mikropáskové pásmové propusti.

V programu provedeme analýzu ve frekvenčním rozsahu 1,5 GHz až 3,6 GHz, abychom získali komplexní představu o chování filtru v pásmu frekvencí, pro něž je určen. Výsledek analýzy je znázorněn na obr. 18.



Obr. 18 Analýza pásmové propusti v modulu pro numerickou analýzu planárních struktur.

Nyní opět zbývá ověřit výsledek numerické analýzy v programu *Ansoft Designer* analýzou samotného filtru vektorovým obvodovým analyzátozem. Výsledek je znázorněn na obr. 19.



Obr. 19 Analýza pásmové propusti vektorovým obvodovým analyzátozem R&S ZVL.

3.4.3 Závěrečné zhodnocení návrhu pásmové propusti

Výsledek analýzy z vektorového obvodového analyzátoru odpovídá výsledkům numerické analýzy filtru v programu *Ansoft Designer*. Odlišnost je v mírném zvýšení středního kmitočtu o přibližně 50 MHz. Zcela stejný není průběh parametru s_{11} v pásmu propustnosti, což ovšem nemá vliv na použitelnost filtru.

Vektorový obvodový analyzátor musel být před měřením kalibrován pro oba rozptylové činitele v celém měřeném frekvenčním pásmu.

4 Návrh směrové odbočnice

V této kapitole je popsán návrh mikropáskové směrové odbočnice. Je provedena její analýza v návrhovém programu *Ansoft Designer 2.2* a následně ověřeny její vlastnosti pomocí vektorového obvodového analyzátoru R&S ZVL.

4.1 Obecný popis směrové odbočnice

V mikrovlnné technice je často požadováno odbočit část mikrovlnného výkonu. K tomuto účelu slouží směrové odbočnice, které zároveň nesmí vnášet přídavné odrazy nebo velké utlumení daného signálu.

Odbočnice tedy opět pracují na velmi vysokých kmitočtech v pásmu ultra krátkých vln (UKV) až super krátkých vln (SKV), kde je délka vlny relativně krátká a je srovnatelná s rozměry komponentů, ze kterých jsou elektronické obvody sestaveny. Proto se využívá mikropáskových směrových odbočnic, které jsou určeny pro menší výkony a kterými se budu zabývat. Pro větší výkony se používají směrové odbočnice vytvořené z vlnododů.

Směrové odbočnice se používají v různých děličích a sdružovačích signálu, v měřicích přístrojích včetně vektorových obvodových analyzátorů (viz kapitola 2.5.2) a v dalších mikrovlnných obvodech.

4.2 Volba substrátu

Dolní strana substrátu je spojitě pokovená a je uzemněná. Horní strana substrátu slouží k vytvoření planárního motivu směrové odbočnice. Z důvodu velmi dobré stability byl stejně jako v případě mikropáskových filtrů zvolen materiál N25 s relativní permitivitou $\epsilon_r = 3,28$ a tloušťkou 1,56 mm.

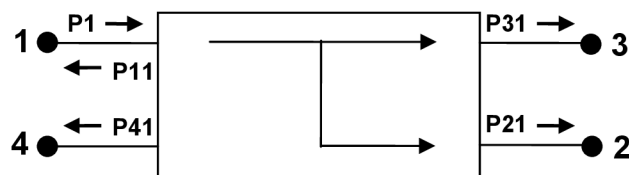
4.3 Návrh mikropáskové směrové odbočnice

Věta o existenci ideální směrové odbočnice [6]:

Reciproční bezztrátový a totálně přizpůsobený čtyřbran je ideální směrovou odbočnicí.

Rozptylová matice $[S]$ je symetrická a prvky hlavní diagonály jsou nulové. Pak je v každém řádku a sloupci ještě jeden nulový prvek, neexistuje tedy vazba mezi daným ramenem a některým jiným.

Jedná se tedy o čtyřbran znázorněný na obr. 20, kde jedna (první) brána je vstupní (budící), dvě brány jsou výstupní - druhá charakterizována vazebním (C) a třetí vložným (IL) útlumem na kmitočtu návrhu, do čtvrté brány ideálně neproniká žádný výkon – tato brána je u reálné odbočnice impedančně přizpůsobena kvůli bezodrazovosti.



Obr. 20 Principiální schéma směrové odbočnice.

Vazební útlum (*Coupling*):

$$C = 10 \log \frac{P_1}{P_{21}} = 20 \log \frac{1}{|S_{21}|}, \quad [\text{dB}] \quad (32)$$

Vložný útlum (*Insertion Loss*):

$$IL = 10 \log \frac{P_1}{P_{31}} = 20 \log \frac{1}{|S_{31}|}, \quad [\text{dB}] \quad (33)$$

Izolace (*Isolation*):

$$I = 10 \log \frac{P_1}{P_{41}} = 20 \log \frac{1}{|S_{41}|}, \quad [\text{dB}] \quad (34)$$

Směrovost (*Directivity*):

$$D = 10 \log \frac{P_{21}}{P_{41}} = 20 \log \frac{|S_{21}|}{|S_{41}|}, \quad [\text{dB}] \quad (35)$$

Vztah mezi vazebním útlumem, izolací a směrovostí:

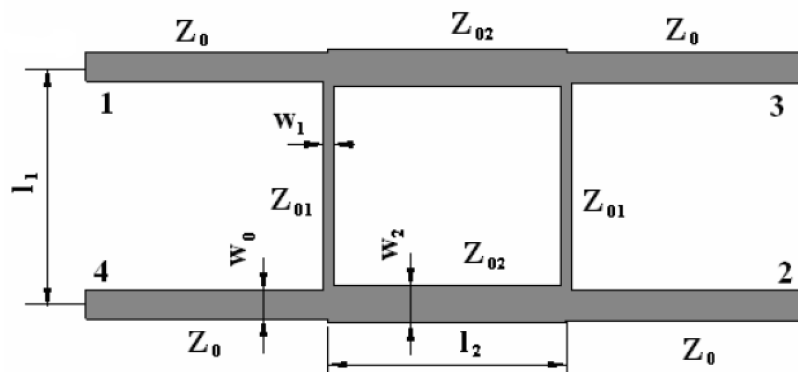
$$I = C + D, \quad [\text{dB}] \quad (36)$$

Zpětný útlum (*Return Loss*):

$$RL = 10 \log \frac{P_1}{P_{11}} = 20 \log \frac{1}{|S_{11}|}, \quad [\text{dB}] \quad (37)$$

Existuje několik typů směrových odbočnic, které se liší tvarem a provedením – jedná se o čtvercové (příčkové T), prstencové (kruhové), směrové odbočnice z vázaných vedení, interdigitální (Langeho), širokopásmové a kombinovaný vazební člen (kombinace mikropáskového a štěrbinového vedení).

Směrová odbočnice je navrhována pro jeden (střední) kmitočet f_0 a požadovaný vazební útlum C . Na základě těchto parametrů se určí rozměry odbočnice, pro které jsou navíc důležité parametry zvoleného substrátu (v našem případě N25) a charakteristická impedance připojeného vedení – 50Ω . Pro návrh byla zvolena čtvercová směrová odbočnice, která je znázorněna na obr. 21.



Obr. 21 Motiv mikropáskové čtvercové směrové odbočnice.

4.3.1 Určení rozměrů mikropáskové směrové odbočnice

Směrová odbočnice má mít střední kmitočet $f_0 = 1,5 \text{ GHz}$, vazební útlum $C = 6 \text{ dB}$. Impedance na vstupu a výstupech odbočnice je 50Ω . Samotný návrh lze provést buď celý pomocí výpočtů, což je ovšem velmi náročné a neefektivní. Lepší metoda je využití návrhového programu *Ansoft Designer*, pomocí něhož je možné určit rozměry mikropáskových úseků na základě vypočtených hodnot Z_{02} a Z_{01} pomocí vztahů (38), (39).

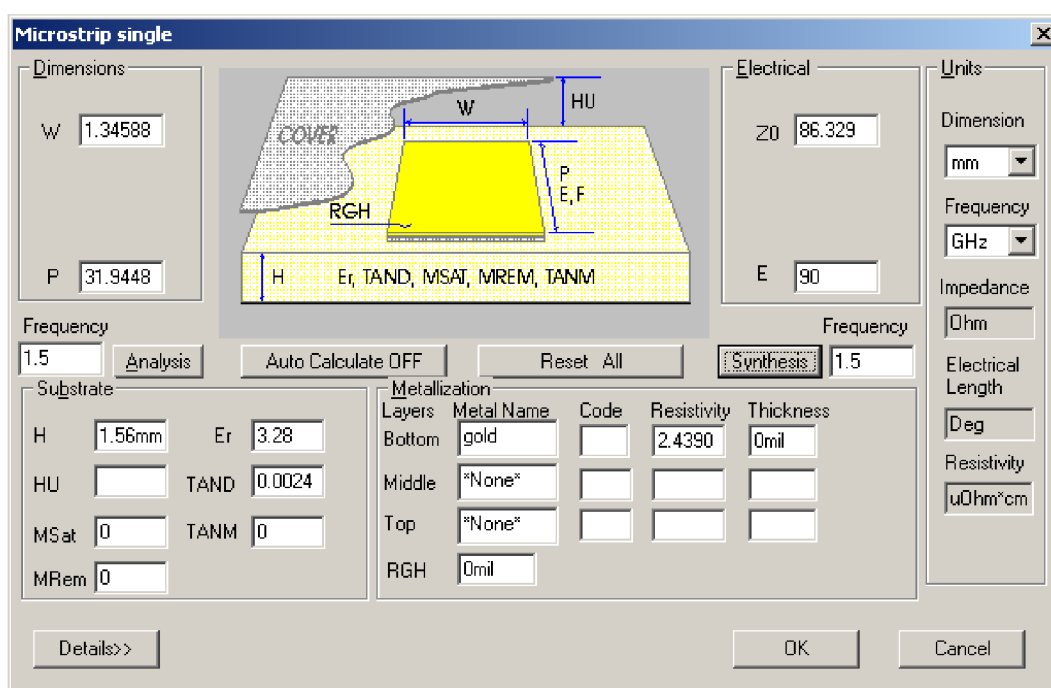
$$Z_{02} = Z_0 \sqrt{1 - \frac{1}{10^{\frac{C}{10}}}}, \quad [\Omega] \quad (38)$$

$$Z_{01} = Z_0 Z_{02} \sqrt{\frac{1}{Z_0^2 - Z_{02}^2}}, \quad [\Omega] \quad (39)$$

Po aplikaci vztahů (38) a (39) pro náš příklad vychází:

- $Z_{01} = 86,329 \Omega$;
- $Z_{02} = 43,267 \Omega$.

Program *Ansoft Designer* obsahuje přímo „kalkulačku“ pro počítání mikropáskového vedení. Uživatelské okno je na obr. 22. Dostaneme se do něj pomocí Circuit/TRL/Microstrip/Single. Zde zadáváme hodnotu $Z_0 = Z_{01}$ případně $Z_0 = Z_{02}$, E značí elektrickou délku mikropásku, která je v našem případě 90° pro čtvrtvlnnou délku vedení. Dále zadáváme frekvenci návrhu (1,5 GHz) a parametry zvoleného substrátu (N25). Po stisknutí **Synthesis** získáme šířku mikropásku W a jeho čtvrtvlnnou délku P.



Obr. 22 Okno programu Ansoft Designer pro návrh mikropáskového vedení.

Všechny vypočtené rozměry získané pomocí *Ansoft Designer* na základě Z_{01} a Z_{02} pro substrát N25 jsou uvedeny v tabulce 1 spolu s konečnými rozměry mikropásků, které oproti vypočteným byly mírně upraveny na základě výsledků numerické analýzy v programu, která ukazovala při vypočtených rozměrech vyšší střední frekvenci, na základě čehož byly rozměry l_1 a l_2 zvětšeny.

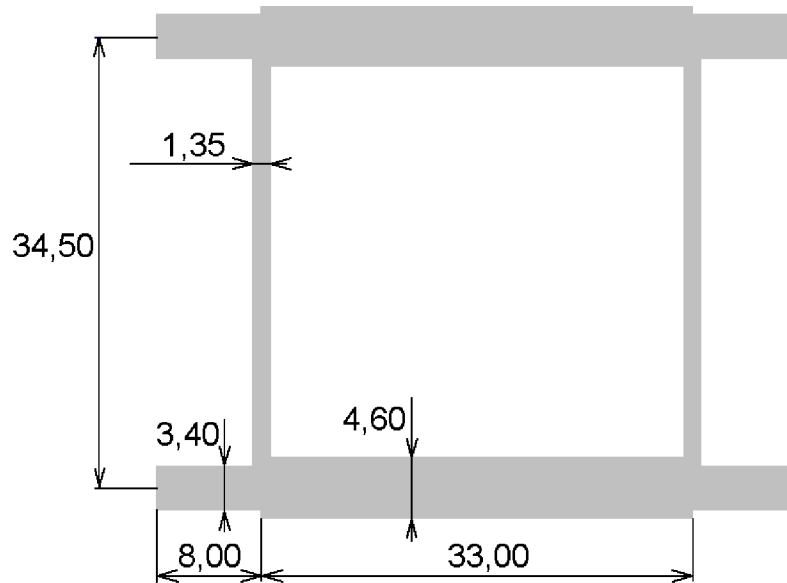
Rozměry mikropásků vypočtené pomocí <i>Ansoft Designer</i>	
$W_1 = 1,34588 \text{ mm}$	$W_2 = 4,60296 \text{ mm}$
$l_1 = 31,9448 \text{ mm}$	$l_2 = 30,5621 \text{ mm}$
Konečné rozměry mikropásků	
$W_1 = 1,35 \text{ mm}$	$W_2 = 4,60 \text{ mm}$
$l_1 = 34,5 \text{ mm}$	$l_2 = 33,0 \text{ mm}$

Tab. 1 Rozměry mikropáskového vedení pro směrovou odbočnici.

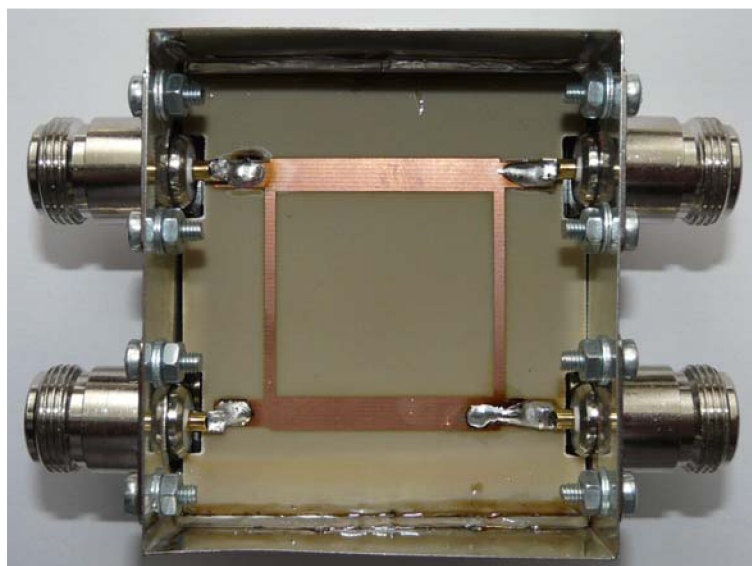
Rozměry přizpůsobovacích mikropásků jsou v základu zvoleny tak, aby jejich charakteristická impedance byla opět 50Ω , přičemž jsou mírně upraveny na základě lepších výsledků numerické analýzy.

4.3.2 Výsledná mikropásková směrová odbočnice a její analýza

K analýze opět využijeme modul pro modelování planárních struktur momentovou metodou (numerická analýza) v programu *Ansoft Designer*. Směrovou odbočnici namodelujeme podle obr. 23 znázorňujícího rozměry výsledného návrhu. Vstupní a výstupní úseky mikropásku jsou prodlouženy na 8 mm kvůli technologickým požadavkům. Na obr. 24 je již vyfocena praktická realizace směrové odbočnice.

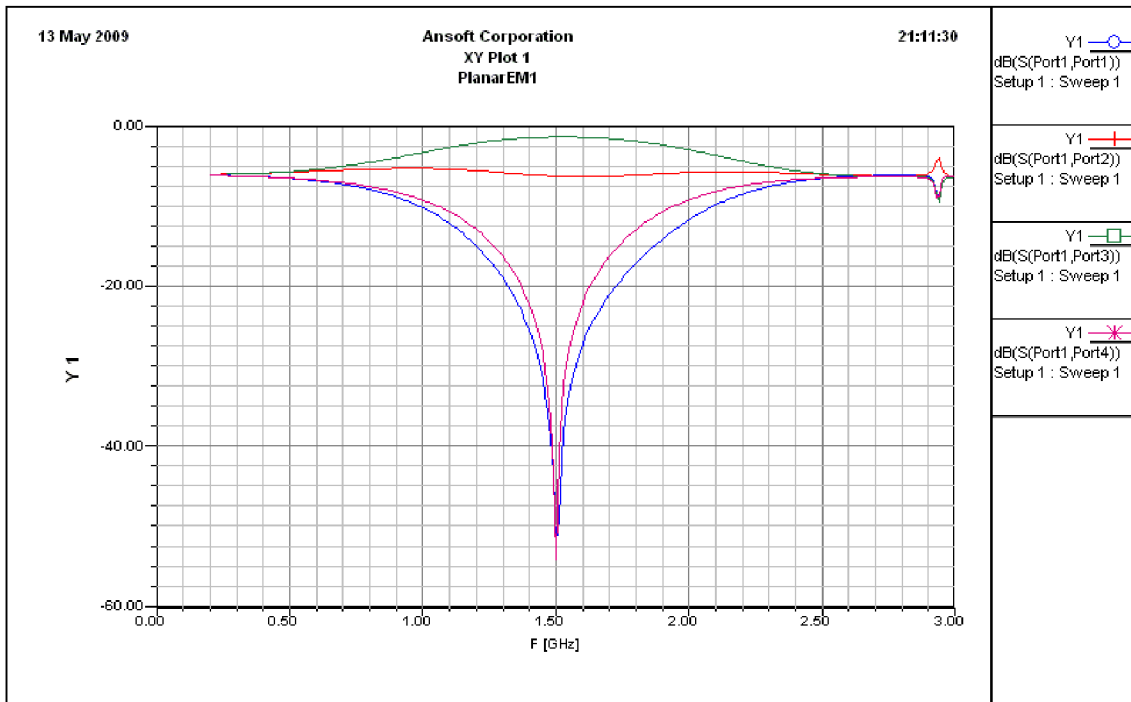


Obr. 23 Motiv navržené směrové odbočnice
Rozměry jsou uvedeny v [mm].



Obr. 24 Praktická realizace mikropáskové směrové odbočnice.

V programu provedeme analýzu ve frekvenčním rozsahu 0,2 GHz až 3,0 GHz, abychom získali komplexní představu o chování směrové odbočnice v pásmu frekvencí, pro něž je určena. Výsledek analýzy je znázorněn na obr. 25.

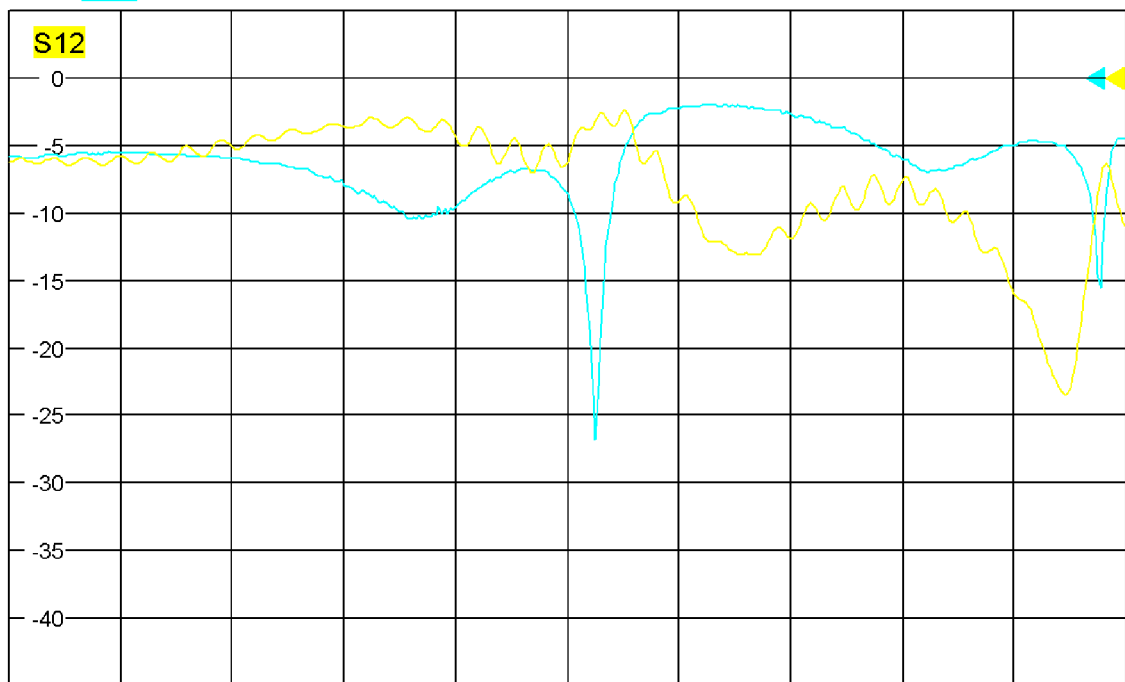


Obr. 25 Analýza směrové odbočnice v modulu pro numerickou analýzu planárních struktur.

Nyní opět zbývá ověřit výsledek numerické analýzy v programu *Ansoft Designer* analýzou samotné odbočnice vektorovým obvodovým analyzátozem. Výsledky jsou znázorněny na třech obrázcích z důvodu pouze 2portového analyzátozu - obr. 26, 27, 28. Pozor na různý význam parametru s_{12} v jednotlivých grafech!



Trc1 **S12** dB Mag 5 dB / Ref 0 dB Cal int 1
 Trc2 **S11** dB Mag 5 dB / Ref 0 dB Cal int



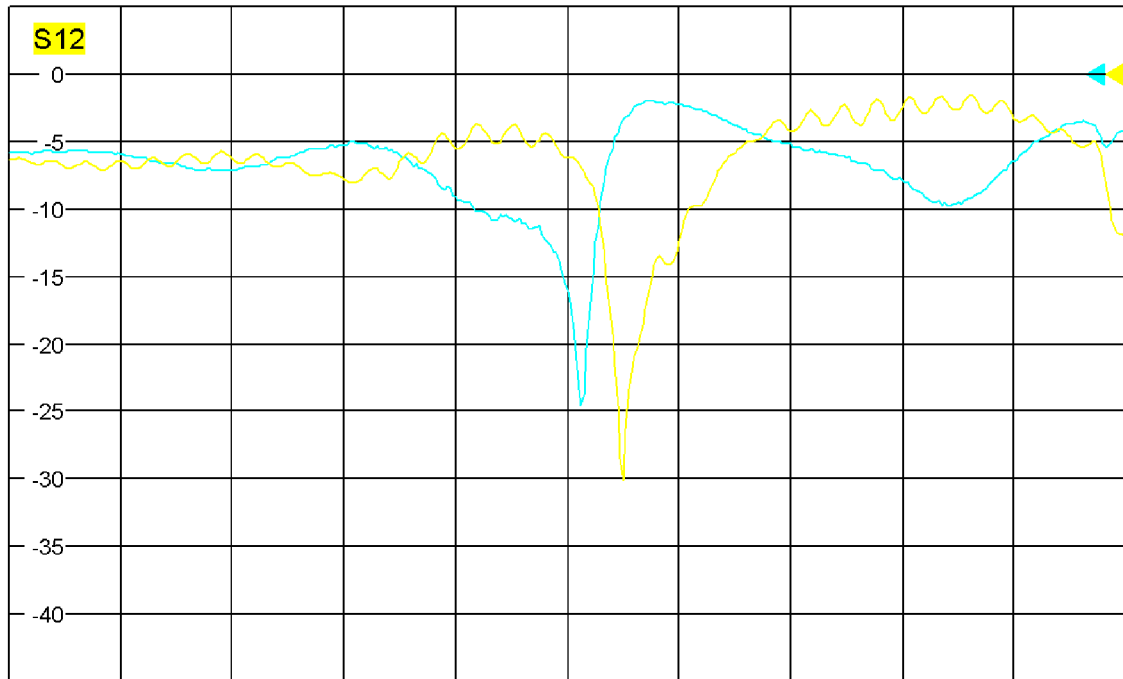
Ch1 Start 200 MHz Pwr -10 dBm Stop 3 GHz

Obr. 26 Analýza směrové odbočnice vektorovým obvodovým analyzátozem R&S ZVL
 Parametr s_{11} zeleně, parametr s_{12} (vazební útlum C) oranžově.



Trc1 **S12** dB Mag 5 dB / Ref 0 dB Cal int
Trc2 **S11** dB Mag 5 dB / Ref 0 dB Cal int

1



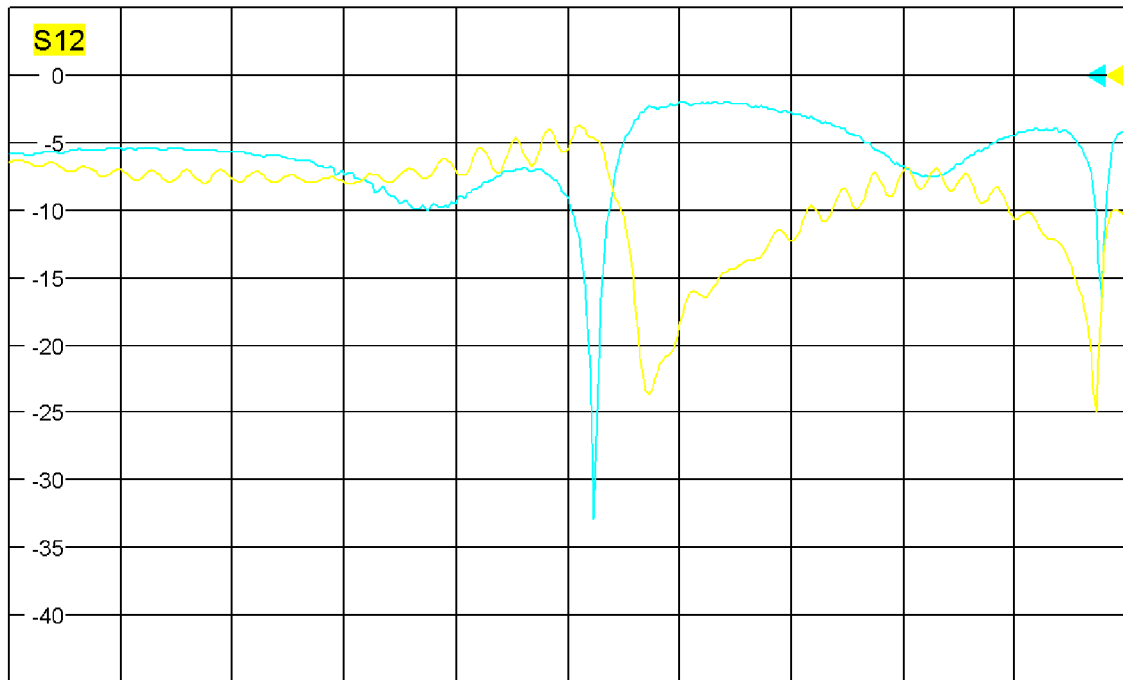
Ch1 Start 200 MHz Pwr -10 dBm Stop 3 GHz

Obr. 27 Analýza směrové odbočnice vektorovým obvodovým analyzátozem R&S ZVL
Parametr s_{11} zeleně, parametr s_{13} (vložený útlum IL) oranžově.



Trc1 **S12** dB Mag 5 dB / Ref 0 dB Cal int
Trc2 **S11** dB Mag 5 dB / Ref 0 dB Cal int

1



Ch1 Start 200 MHz Pwr -10 dBm Stop 3 GHz

Obr. 28 Analýza směrové odbočnice vektorovým obvodovým analyzátozem R&S ZVL
Parametr s_{11} zeleně, parametr s_{14} (izolace I) oranžově.

4.3.3 Závěrečné zhodnocení návrhu směrové odbočnice

Změřený parametr s_{11} vykazuje oproti výsledkům numerické analýzy směrové odbočnice posunutí středního kmitočtu na 1,67 GHz proti předpokládaným 1,5 GHz. Parametr s_{12} – vazební útlum C (obr. 26) má značně odlišný průběh oproti předpokladu s výrazným poklesem nad 1,77 GHz. Naopak na středním kmitočtu 1,67 GHz má hodnotu o 3 dB vyšší, což je výsledek mnohem lepší. Parametr s_{13} – vložený útlum IL (obr. 27) má na středním kmitočtu hodnotu okolo -6 dB, ale na frekvenci 1,77 GHz vykazuje propad na hodnotu -30 dB. Na tomto kmitočtu vykazuje pokles na hodnotu -23 dB i poslední analyzovaný parametr s_{14} – izolace I (obr. 28).

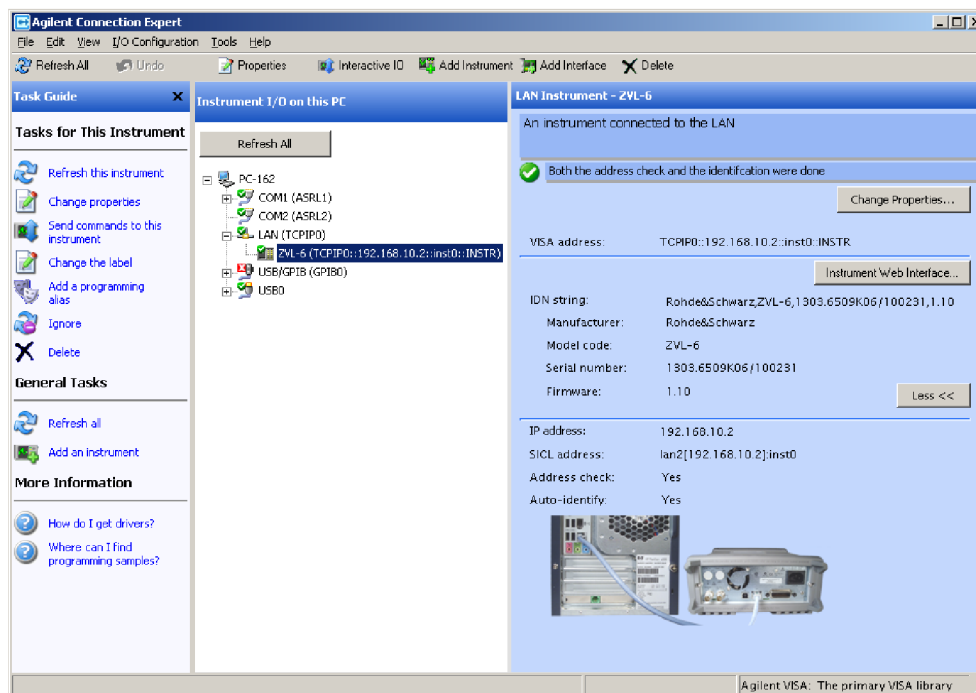
Z výše uvedeného plyne, že společným znakem hlavních odlišností průběhů je právě frekvence 1,77 GHz, která je velmi blízko střednímu kmitočtu 1,67 GHz, a tedy je pravděpodobnou příčinou menší nepřesnost výroby, na kterou je návrh velmi citlivý, protože střední kmitočty se posouvá viditelně s desetinami až setinami milimetru rozměru mikropáskového vedení, z něhož je odbočnice sestavena.

Vektorový obvody analyzátor musel být před měřením kalibrován pro oba rozptylové činitele v celém měřeném frekvenčním pásmu a nepřipojené brány byly zakončeny impedancí 50 Ω .

5 Automatizace měření pomocí prostředí Agilent VEE

Programové prostředí VEE (*Visual Engineering Environment*) od firmy Agilent slouží pro tvorbu automatizovaných měřicích pracovišť. Umožňuje komunikaci s měřicími přístroji pomocí rozhraní: RS-232, LAN, GPIB a USB. Komunikace je prováděna pomocí knihovny VISA, která je součástí programového balíčku Agilent IO Libraries Suite. V případě, že chceme měřicí přístroje ovládat z jiných programových prostředí, jako například C++, využívá se hlavičkového souboru *visa.h*.

Pro orientaci v připojených zařízeních slouží program *Agilent Connection Expert*, který je neustále spuštěn. Okno programu je zobrazeno na obr. 29 (je zde vidět, že je aktuálně připojen obvodový analyzátor R&S ZVL). Lze tak zjistit informační řetězce připojených zařízení a otestovat komunikaci se zařízením.

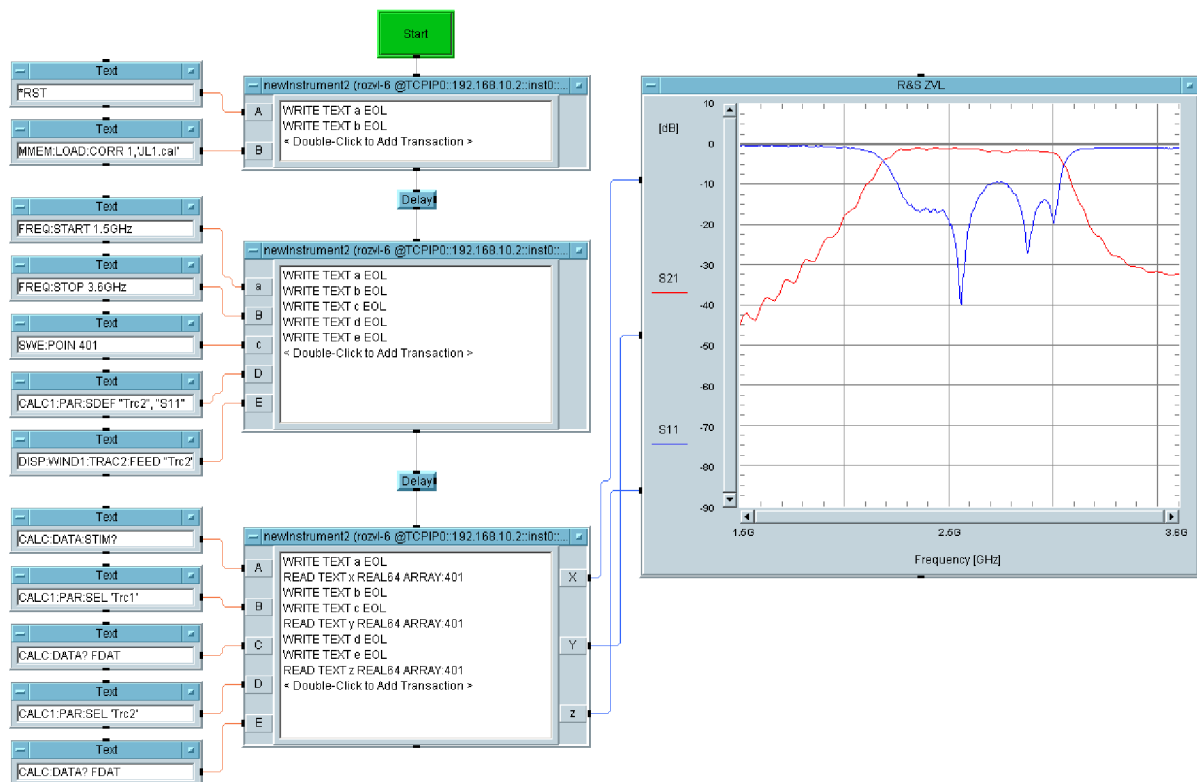


Obr. 29 Agilent Connection Expert.

5.1 Realizace aplikace pro řízení obvodového analyzátoru R&S ZVL

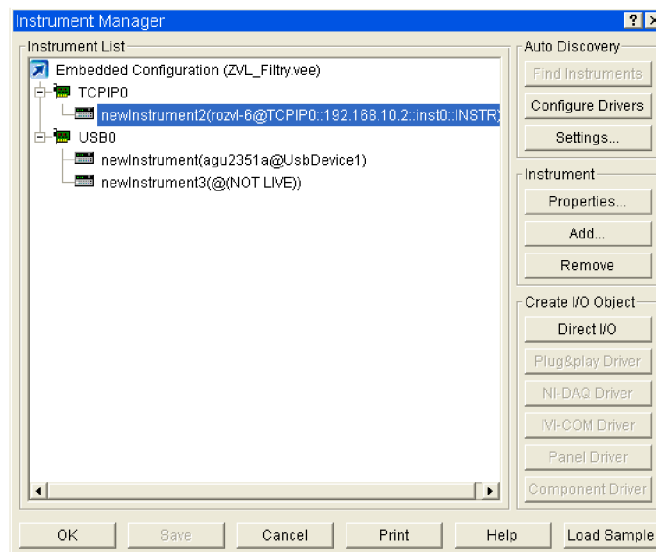
Cílem aplikace bude zobrazení změřených průběhů rozptylových parametrů v závislosti na frekvenci pro oba filtry a směrovou odbočnici. Vektorový obvodový analyzátor R&S ZVL je k PC připojen přes sběrnici LAN. Řízení analyzátoru probíhá s pomocí textových příkazů pro vykonání jednotlivých nastavení a úkonů. Tyto příkazy nalezneme v *R&S ZVL Operating Manual*. Pro kontrolní ověření komunikace lze použít příkaz `*IDN?`, který vrací identifikační informace. Příkazy umožňují vykonání všech potřebných nastavení analyzátoru i následné odeslání změřených hodnot z analyzátoru do počítače k dalšímu zpracování. Při sestavování aplikace je mnohdy potřeba dát pozor na pořadí zadávaných příkazů. Je taky důležité, aby prvním příkazem bylo resetování všech nastavení analyzátoru (`*RST`), protože to je stav, ze kterého dále vycházíme při zadávání příkazů. Pomocí příkazu je dokonce načtena, v analyzátoru uložená, kalibrace, po které je nutno vložit zpoždovací smyčku, aby nedošlo k chybám při následném měření. Po spuštění aplikace až do jejího dokončení se na displeji analyzátoru zobrazí „Remote Control Active“, což upozorňuje na zablokování manuálního ovládní na analyzátoru.

Aplikace je zobrazena na obr. 30. Celý projekt začíná objektem **Start**, který se nachází v položce Flow/Start. Tímto objektem se spouští vždy program k němu připojený pomocí „virtuálního“ vodiče.



Obr. 30 Aplikace pro řízení vektorového obvodového analyzátoru R&S ZVL.

Virtuální vodič, kterým je předáváno řízení programu a tedy pořadí vykonávaných objektů, vede do objektu **Direct I/O**, který slouží pro komunikaci s měřicími přístroji. Objekt lze nalézt v I/O-Instrument manager, po kliknutí se objeví okno, které je zobrazeno na obr. 31. V tomto okně jsou zobrazeny všechny připojené měřicí přístroje, přiřazené k příslušným komunikačním sběrnicím. Objekt **Direct I/O** vybereme kliknutím na položku Direct I/O vpravo.



Obr. 31 Instrument manager.

Uprostřed okna Direct I/O je napsáno <Double-Click to Add Transaction>. Tento řádek slouží pro přidání příkazu. Na obr. 30 jsou vidět konkrétní příkazy ve všech třech objektech Direct I/O v aplikaci. Rozdělení do více objektů je kvůli přehlednosti. Je důležité uvědomit si, že příkazy se v rámci objektu vykonávají sekvenčně po řádcích. Jsou použity relace WRITE TEXT x EOL, kde x zastupuje vstupní proměnnou, EOL (*End Of Line*) je znak pro zakončení komunikace a význam je „zapiš text x do měřicího přístroje“. Relace READ TEXT x REAL64 ARRAY:401, kde x zastupuje výstupní proměnnou, má význam „čti text z měřicího přístroje a výsledek ve formátu pole reálných hodnot o počtu prvků 401 zapiš na výstup x“. Data pro vykonání příkazů vstupují tedy do objektu Direct I/O z jednotlivých vstupů a to ve formě textu, který je zapsán v objektu **Text** Constant – jedná se o příkazy pro obvodový analyzátor R&S ZVL (viz kapitola 5.1.1). Objekt **Text** Constant nalezneme v záložce Data/Constant - Text.

V jednotlivých objektech Direct I/O jsou vždy příkazy pro vykonání určitého celku operací:

1. Direct I/O – načtení kalibrace ze souboru v analyzátoru;
2. Direct I/O – nastavení analyzátoru před měřením;
3. Direct I/O – měření a vynesení hodnot do grafu.

Mezi objekty Direct I/O jsou po cestě virtuálního vodiče vloženy zpožďovací členy **Delay** pro zpoždění 1 s. Tyto objekty nalezneme v záložce Flow/Delay. Jsou zde nutné pro správné vykonání příkazů v jednotlivých objektech Direct I/O.

Objekt **X vs Y Plot** nalezneme v záložce Display/X vs Y Plot. Slouží pro zobrazení změřených hodnot ve formě grafu a je tak zakončením celé aplikace. Na osu x je přivedeno pole reálných hodnot měřených frekvencí. Jelikož u obou filtrů i směrové odbočnice měříme vždy rázem dva rozptylové parametry, jsou objektu nastaveny dva vstupy osy y, na které jsou přivedeny taktéž změřená pole reálných hodnot z posledního objektu Direct I/O.

5.1.1 Použité příkazy pro obvodový analyzátor R&S ZVL

Příkazy jsou uvedeny v pořadí, jak je aplikace předává do obvodového analyzátoru R&S ZVL:

- *RST – RESET, resetuje všechna nastavení analyzátoru do defaultních hodnot;
- MMEM:LOAD:CORR 1,'JL1.cal' – načte kalibraci uloženou v analyzátoru pod názvem 'JL1.cal' pro kanál 1;
- FREQ:STAR 200MHz – nastaví počáteční frekvenci na 200 MHz;
- FREQ:STOP 4.6GHz – nastaví konečnou frekvenci na 4.6 GHz;
- SWE:POIN 401 – nastaví počet bodů měřeného průběhu na 401;
- CALC1:PAR:SDEF 'Trc2','S11' – přidá průběh Trc2 parametru s_{11} pro kanál 1;
- DISP:WIND1:TRAC2:FEED 'Trc2' – zobrazí průběh Trc2 do aktivního okna (okno 1), nový průběh se automaticky stává aktivní;
- CALC:DATA:STIM? – dotaz na hodnoty osy x aktivního průběhu, je vráceno 401 hodnot frekvence;
- CALC1:PAR:SEL 'Trc1' – vybere Trc1 jako aktivní průběh;
- CALC:DATA? FDAT – dotaz na hodnoty aktivního průběhu (Trc1), je vráceno 401 změřených hodnot;
- CALC1:PAR:SEL 'Trc2' – vybere Trc2 jako aktivní průběh;

- `CALC:DATA? FDAT` – dotaz na hodnoty aktivního průběhu (`Trc2`), je vráceno 401 změřených hodnot.

5.2 Závěrečné zhodnocení realizované aplikace

Aplikace byla realizována zcela podle vytyčeného cíle díky širokému spektru příkazů pro vektorový obvodový analyzátor R&S ZVL. Je snadno použitelná pro měření obou filtrů i směrové odbočnice. Změny nastavení například šířky měřeného frekvenčního pásma jsou realizovatelné pouhou úpravou parametrů příslušných příkazů.

Aplikace velmi usnadňuje měření v případě, že jej provádíme opakovaně s menšími obměnami a zároveň přenesením změřených dat do PC dává prostor k jejich dalšímu zpracování.

6 Závěr

Pomocí mikropáskového vedení byly navrženy mikrovlnné filtry dolní propust a pásmová propust, které byly doplněny navíc o mikrovlnnou směrovou odbočnici. Oba filtry i směrová odbočnice byly prakticky realizovány. Porovnání změřených vlastností pomocí vektorového obvodového analyzátoru R&S ZVL a vlastností předpokládaných z numerické analýzy v návrhovém programu *Ansoft Designer* vyšlo poměrně dobře pro oba filtry, což potvrzuje správnost postupu jejich návrhu. U směrové odbočnice se vyskytly značnější odchylky, které však mají společné znaky, jimiž je zřejmě nepřesnost výroby, při realizaci mikropáskové struktury. Návrh je citlivý na desetiny až setiny milimetru rozměru mikropáskového vedení a je proto potřeba výrobu provést co nejpřesněji pro zachování požadovaných vlastností.

V další části práce je provedena automatizace měření pomocí programového prostředí Agilent VEE. Automatizaci měření bylo možné provést v plném rozsahu požadavků díky širokému spektru příkazů pro vektorový obvodový analyzátor R&S ZVL. Automatizovaná aplikace velmi usnadňuje měření a má též výhodu v tom, že uživatel nemusí nastavovat nic přímo na obvodovém analyzátoru a tedy ani nehrozí riziko nějaké závažné chyby, jako například nastavení vysokého výkonu pro měření, která by vedla k poškození analyzátoru.

Na závěr byl vytvořen návrh laboratorní úlohy pro studenty magisterského studia pro předmět Radioelektronická měření. V této laboratorní úloze budou studenti proměřovat vlastnosti realizovaných mikropáskových filtrů a směrové odbočnice. Dalším úkolem studentů je i návrh vlastního ovládacího programu pro řízení vektorového obvodového analyzátoru R&S ZVL. Pro tyto studenty je připraven i laboratorní návod se všemi pro ně nezbytnými informacemi. Tento návod je také součástí této bakalářské práce ve formě přílohy.

7 Seznam použité literatury

- [1] Rohde&Schwarz, *Operating Manual, R&S® ZVL Vector Network Analyzer*. [online], [cit. 5.2.2009], 572 stran, dostupné na <http://www2.rohde-schwarz.com/>.
- [2] Hiebel M., *Fundamentals of Vector Network Analysis*. Rohde&Schwarz, Mnichov 2008, ISBN 978-3-939837-06-0.
- [3] Hong Jia-Sheng, Lancaster M. J., *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley & Sons, Inc., 2001, ISBN 0-471-38877-7.
- [4] Raida Z., *Počítačové řešení komunikačních systémů*. Elektronické skriptum, Brno: FEKT VUT v Brně, 2002.
- [5] Svačina J., Jakubová I., *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika*. Elektronické skriptum, Brno: FEKT VUT v Brně, 2003, ISBN 80-214-2480-X.
- [6] Svačina, J., *Mikrovlnné integrované obvody*. Učební text postgraduálního studia, FEKT VUT v Brně.
- [7] Orság, P., *Mikropáskové vazební směrové a hybridní členy*. Diplomová práce, FEKT VUT v Brně.

8 Seznam symbolů a zkratk

ρ	Napěťový činitel odrazu
RL	Zpětný útlum
Z_0	Charakteristická impedance
Z_{01}	Impedance mikropásku směrové odbočnice
Z_{02}	Impedance mikropásku směrové odbočnice
PSV	Poměr stojatých vln
τ	Napěťový činitel přenosu
L	Útlum
G	Zisk
s_{11}	Činitel odrazu na vstupu
s_{12}	Zpětný přenos
s_{21}	Přímý přenos
s_{22}	Činitel odrazu na výstupu
D	Směrovost
C	Vazební útlum
IL	Vložný útlum
I	Izolace
RL	Zpětný útlum
C	Kapacita
L	Indukčnost
f	Frekvence
f_0	Střední frekvence
ω	Úhlová rychlost
ϵ_r	Relativní permitivita
Ω_c	Normovaný mezní kmitočet
W	Šířka mikropáskového vedení
P	Délka mikropáskového vedení
h	Výška substrátu
ϵ_{ef}	Efektivní permitivita
λ_d	Délka vlny na vedení
Q_e	Činitele vnější kvality rezonátorů
M_i	Činitele vazby mezi sousedními rezonátory
E	Elektrická délka
VEE.....	Visual Engineering Environment

9 Seznam příloh

Příloha 1. Laboratorní úloha

Příloha 1 - Laboratorní úloha: Automatizované měření na vektorovém obvodovém analyzátoru

Cílem laboratorní úlohy je seznámení se s možnostmi automatizovaného měření pomocí vektorového obvodového analyzátoru řízeného aplikací v programovém prostředí Agilent VEE.

Zadání laboratorní úlohy

- 1) Seznamte se se základním nastavením vektorového obvodového analyzátoru Rohde&Schwarz ZVL a ovládáním grafického programového prostředí Agilent VEE Pro 8.0.
- 2) Navrhněte program pro nastavení vektorového obvodového analyzátoru pro současně měření rozptylových parametrů s_{11} a s_{21} mikropáskových filtrů a směrové odbočnice.
- 3) Navržený program doplňte o přenesení a zobrazení změřených průběhů obou rozptylových parametrů.

Teoretický úvod

Obvodový analyzátor je nejrozšířenější typ měřicího systému založeného na kmitočtovém rozmítání. Tyto přístroje měří a graficky zobrazují kmitočtové charakteristiky vyšetřovaného vf obvodu chápaného jako jednobran (dvojpól) nebo dvojbran (čtyřpól). Umožňují též softwarově vyhodnocovat a korigovat změřené průběhy.

Parametry měřené obvodovými analyzátorů jsou komplexní čísla. Přesto je někdy dostatečné charakterizovat daný obvod pouze velikostí příslušných parametrů. Těmto požadavkům se přizpůsobilo konstrukční řešení obvodových analyzátorů, takže dnes existují ve dvou kategoriích:

- Skalární obvodové analyzátorů (*Scalar Network Analyser – SNA*) – poskytují informaci pouze o velikosti (modulu) daného parametru v závislosti na f ;
- **Vektorové obvodové analyzátorů** (*Vector Network Analyser - VNA*) – umožňují měření komplexních veličin. Do této skupiny patří i R&S ZVL.

Existuje veliké spektrum obvodů, které lze analyzovat obvodovým analyzátořem a to od jednoduchých zařízení jako jsou filtry a zesilovače až po komplexní moduly používané v komunikačních satelitech.

Obvodové analyzátorů jsou používány jak ve výzkumu, tak pro testovací účely ve výrobě. Při kombinaci s jednou či více anténami se stane radarovým systémem. Systémy tohoto typu mohou být použity k detekci neviditelných materiálových defektů bez použití X-ray technologie. Dále pro měření hustoty materiálu bez fyzického kontaktu, tloušťky vrstev materiálu včetně tloušťky laku apod.

V této laboratorní úloze proměříte mikropáskové filtry dolní propust, pásmová propust a směrovou odbočnici.

Mikrovlnné filtry hrají velmi důležitou roli na vstupu nízkošumového zesilovače na přijímací straně komunikačního řetězce. Anténou je totiž přijímána směs signálů, z nichž je zapotřebí vybrat pouze to pásmo kmitočtů, které obsahuje užitečný signál.

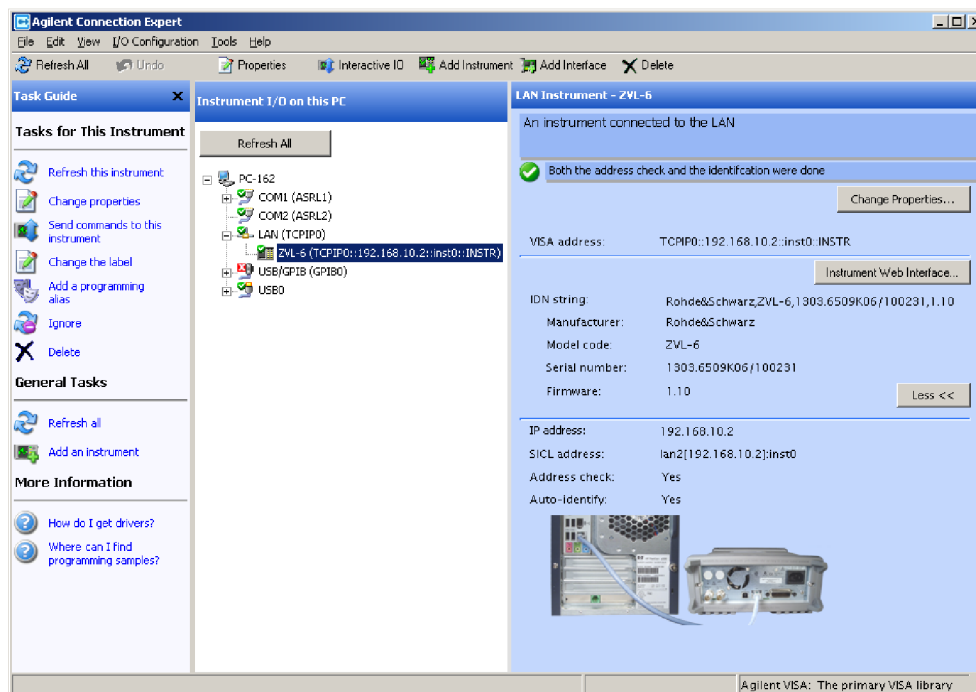
V případě směrové odbočnice je požadováno odbočit část mikrovlnného výkonu. Používají se v různých děličích a sduřovačích signálu, v měřicích přístrojích včetně vektorových obvodových analyzátorů a v dalších mikrovlnných obvodech.

Filtry i odbočnice tedy pracují na velmi vysokých kmitočtech, kde je délka vlny relativně krátká a je srovnatelná s rozměry komponentů, ze kterých jsou elektronické obvody sestaveny. Klasické cívky a kondenzátory tedy nelze na těchto kmitočtech používat. U cívek vznikají velmi vysoké ztráty ve feritovém jádru, dále hrají významnou roli vzájemné kapacity mezi závity. Z toho plyne, že při těchto kmitočtech samotná indukčnost nemusí ani hrát hlavní roli ve výsledných vlastnostech cívky. V případě kondenzátorů dochází ke značným ztrátám v použitém dielektriku a vlastní indukčnosti přívodů mohou taktéž převládnout nad samotnou kapacitou kondenzátorů.

Z výše uvedených důvodů bývají indukčnosti a kapacity realizovány pomocí úseků vedení. V tomto případě jsou použita vedení mikropásková určená pro menší výkony.

Programové prostředí VEE (*Visual Engineering Environment*) od firmy Agilent slouží pro tvorbu automatizovaných měřicích pracovišť. Umožňuje komunikaci s měřicími přístroji pomocí rozhraní: RS-232, LAN, GPIB a USB. Komunikace je prováděna pomocí knihovny VISA, která je součástí programového balíčku Agilent IO Libraries Suite.

Pro orientaci v připojených zařízeních slouží program *Agilent Connection Expert*, který je neustále spuštěn. Okno programu je zobrazeno na obr. 1. Vektorový obvodový analyzátor R&S ZVL je k PC připojen přes sběrnici LAN.



Obr. 1 Agilent Connection Expert.

Postup měření

1) Kalibrace vektorového obvodového analyzátoru R&S ZVL se provádí spuštěním kalibrace z menu analyzátoru a poté podle pokynů na analyzátoru připojováním daného vstupu kalibrační sady. **Pro potřeby laboratorní úlohy je v obvodovém analyzátoru uložena potřebná kalibrace pod názvem 'JL1.ca1'.** V aplikaci pro řízení analyzátoru bude vaším úkolem tuto kalibraci načíst jako aktivní.

Řízení analyzátoru probíhá s pomocí textových příkazů pro vykonání jednotlivých nastavení a úkonů. Tyto příkazy nalezneme v *R&S ZVL Operating Manual*. Pro kontrolní ověření komunikace lze použít příkaz `*IDN?`, který vrací identifikační informace. Pro zadání příkazu do obvodového analyzátoru vložíme objekt **Direct I/O**, který slouží pro komunikaci s měřicími přístroji. Objekt lze nalézt v I/O-Instrument manager. V tomto okně jsou zobrazeny všechny připojené měřicí přístroje, přiřazené k příslušným komunikačním sběrnicím. Objekt **Direct I/O** vybereme kliknutím na položku Direct I/O vpravo. Uprostřed okna Direct I/O je napsáno <Double-Click to Add Transaction>. Tento řádek slouží pro přidání příkazu.

2) Pro změření obou rozptylových parametrů v požadovaném frekvenčním rozsahu a na požadovaný počet bodů je potřeba nejdříve analyzátor nastavit. Součástí nastavení je i použití uložené kalibrace 'JL1.cal'. K tomu využijeme již vloženého objektu Direct I/O. Příkazy, kterých můžete využít, jsou uvedeny níže.

- `*RST` – RESET, resetuje všechna nastavení analyzátoru do defaultních hodnot;
- `MMEM:LOAD:CORR 1,'JL1.cal'` – načte kalibraci uloženou v analyzátoru pod názvem 'JL1.cal' pro kanál 1;
- `FREQ:CEN 2.4GHz` – nastaví centrální frekvenci na 2,4 GHz (může se lišit podle měřeného prvku);
- `FREQ:SPAN 4.4GHz` – nastaví frekvenční rozsah na 4,4 GHz (může se lišit podle měřeného prvku);
- `FREQ:STAR 200MHz` – nastaví počáteční frekvenci na 200 MHz (může se lišit podle měřeného prvku);
- `FREQ:STOP 4.6GHz` – nastaví konečnou frekvenci na 4.6 GHz (může se lišit podle měřeného prvku);
- `SWE:POIN 401` – nastaví počet bodů měřeného průběhu na 401;
- `DISP:WIND1:TRAC1:Y:PDIV 5` – nastaví měřítko osy Y na 5 dB (podle potřeby);
- `DISP:WIND1:TRAC1:Y:RLEV 0` – nastaví referenční úroveň osy Y na 0 dB (podle potřeby);
- `CALC1:PAR:SDEF 'Trc2','S11'` – přidá průběh Trc2 parametru s_{11} pro kanál 1;
- `DISP:WIND1:TRAC2:FEED 'Trc2'` – zobrazí průběh Trc2 do aktivního okna (okno 1), nový průběh se automaticky stává aktivní;

Je důležité uvědomit si, že příkazy jsou v rámci objektu vykonávány sekvenčně po řádcích. Některé příkazy mohou navíc vyžadovat pro své správné provedení určitý čas. Proto je v těchto případech nutné vložení zpoždění 1 s za příkaz. Požadovaný program může mít následující vývojový diagram:

1. Restart vektorového obvodového analyzátoru;
2. Načtení kalibrace 'JL1.cal';
3. Nastavení šířky měřeného frekvenčního pásma;
4. Nastavení počtu bodů měření;
5. Přidání a zobrazení měření rozptylového parametru s_{11} .

3) Program vytvořený v bodu 2) je potřeba nyní doplnit o přečtení změřených hodnot obou průběhů rozptylových parametrů a následné zobrazení. K získání hodnot lze použít následující příkazy:

- `CALC:DATA:STIM?` – dotaz na hodnoty osy x aktivního průběhu, je vráceno 401 hodnot frekvence;
- `CALC:DATA? FDAT` – dotaz na hodnoty aktivního průběhu, je vráceno 401 změřených hodnot;
- `CALC1:PAR:SEL `Trc1'` – vybere `Trc1` jako aktivní průběh;

Po zadání příkazu pro přečtení hodnot aktivního průběhu se zamyslete, co bude výsledkem a především, jakým následným příkazem v objektu Direct I/O tyto hodnoty vyvedete k dalšímu zpracování.

Nyní již zbývá změřené průběhy pouze zobrazit, k tomu je vhodný např. objekt **X vs Y Plot**, který nalezneme v záložce Display/X vs Y Plot. Samozřejmě zde budou zobrazeny oba průběhy současně stejně jako na obvodovém analyzátoru.

Po skončení měření proveďte reset obvodového analyzátoru příkazem `*RST`.

Literatura

[1] Rohde&Schwarz, *Operating Manual, R&S® ZVL Vector Network Analyzer*. [online], [cit. 5.5.2008], 572 stran, dostupné na <http://www2.rohde-schwarz.com/>.