

UNIVERZITA PARDUBICE

Fakulta elektrotechniky a informatiky

Návrh úzkopásmového mikrovlnného obvodového
analyzátoru

Lukáš Ambrus

Diplomová práce

2014

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Akademický rok: 2013/2014

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Lukáš Ambrus**
Osobní číslo: **I12441**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Komunikační a řídicí technologie**
Název tématu: **Návrh úzkopásmového mikrovlnného obvodového analyzátoru**
Zadávací katedra: **Katedra elektrotechniky**

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

Práce se bude zabývat návrhem a sestavením úzkopásmového mikrovlnného analyzátoru. V úvodní teoretické části popište principy funkce, rozdělení a metody měření. V praktické části proveďte otestování analyzátoru na sestavě firmy Steinel. Naměřená data vyhodnoťte a zpracujte.

Rozsah grafických prací:

Rozsah pracovní zprávy:

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

- [1] URBANEC, T.; SVACINA, J. Software support for six-port measurement system. Meas. Sci. Rev, 2004, 4: 22-26.
- [2] RYTTING, Doug. Network analyzer error models and calibration methods. White Paper, September, 1998.
Dostupné z http://www-ee.uta.edu/online/adavis/ee5349/NA_Error_Models_and_Cal_Methods.pdf
- [3] BILIK, Vladimír. Six-port Measurement Technique: Principles, Impact, Applications. 1998.
Dostupné z: <http://www.s-team.sk/download/SixPortTechnique.pdf>
- [4] HADDADI, Kamel a Tuami LASRI. One decade microwave forward network analyzer based on the multi-port technique. Progress In Electromagnetics Research C. 2012, s. 105-118. DOI: 10.2528/PIERC12042704.
Dostupné z: <http://www.jpier.org/PIERC/pier.php/paper=12042704>.
- [5] LAVERGHETTA, Thomas S. Modern microwave measurement and techniques. Norwood: Artech House, 1988, xv, 541 s. ISBN 08-900-6307-9.
- [6] TYSL, Václav. Obvody a technika velmi vysokých kmitočtů II. 2. vydání. Praha : Ediční středisko ČVUT, 1988, 173 s.
- [7] HOFFMANN, Karel a Přemysl HUDEC. Vysokofrekvenční a mikrovlnná měření. Vyd. 1. Praha: ČVUT, 2006, 111 s. ISBN 80-010-3442-9.

Vedoucí diplomové práce:

Ing. Richard Capalini, CSc.
Steinel Technik Pardubice

Datum zadání diplomové práce:

31. října 2013

Termín odevzdání diplomové práce:

16. května 2014



prof. Ing. Simeon Karamazov, Dr.
děkan

L.S.

Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 15. listopadu 2013

Prohlášení autora

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

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

Souhlasím s prezenčním zpřístupněním své práce v Univerzitní knihovně.

V Pardubicích dne 22. 08. 2014

Lukáš Ambrus

Poděkování

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce panu Ing. Richardu Capalini, CSc. za poskytnuté materiály, cenné rady, připomínky a návrhy v průběhu práce. Dále bych chtěl poděkovat firmě Steinel Technik, kde jsem měl možnost tuto diplomovou práci realizovat. Díky také patří Ing. Jiřímu Paarovi a Ing. Aleši Jelínkovi za poskytnuté přípravky a programy pro sběr dat. Dále bych rád poděkoval všem studentům a kamarádům, kteří mi byli nápomocni v průběhu studia a především rodině, která mě vždy v studiu podporovala.

Anotace

Diplomová práce se zabývá návrhem a sestavením úzkopásmového mikrovlnného obvodového analyzátoru. Součástí práce je i vytvoření vhodného programu pro analýzu naměřených dat a dále výpočtu činitele odrazu a fázového posunu mezi přímým a odraženým signálem na měřeném objektu. V práci jsou dále popsány metody, které lze použít pro měření. Jedná se o metodu six-portu a metodu s využitím směšovače, která byla nakonec v práci použita. Získanými výsledky jsou vypočtené průběhy a data koeficientu odrazu a fázového posunu. Tyto výsledky jsou porovnávány s matematicky odvozenými modely, které odpovídají naměřeným datům. Pomocí těchto parametrů mohou být dané objekty dále vyvíjeny.

Klíčová slova

skalární obvodový analyzátor, vektorový obvodový analyzátor, koeficient odrazu, fázový posuv, kalibrace, chybový model

Title

Design of a narrowband microwave network analyzer

Annotation

The thesis deals with the design and composition of a narrowband microwave network analyser. A part of this thesis is creating a suitable program to analyse the measured data and calculate the reflection coefficient and the phase shift between the direct and the reflected signal at the device under test. The work also describes the methods which we can use for measurement. It is a method with six-port and a method using the mixer which was ultimately used. The obtained results are calculated data of a reflection coefficient and a phase shift with corresponding graphs. These results are compared with the mathematically derived models which correspond to the measured data. Various devices can be further developed using these parameters.

Keywords

scalar network analyzer, vector network analyzer, reflection coefficient, phase offset, calibration, error model

Obsah

Seznam zkratk	8
Seznam obrázků	9
Seznam tabulek	12
Úvod	13
1 Popis mikrovlnných obvodů a jejich vlastností	15
1.1 Mikrovlnné obvody	15
1.2 Koeficient odrazu	16
1.3 Impedance na vedení	19
1.4 Výkon přenášený dopadající a odraženou vlnou	19
1.5 Vznik stojatých vln	21
1.6 Rozptylové parametry.....	22
2 Obvodový analyzátor	24
2.1 Komponenty měřící sestavy	24
2.1.1 Rozmítaný mikrovlnný generátor	25
2.1.2 Frekvenční rezonátor (Frequency meter)	26
2.1.3 Atenuátory	27
2.1.4 Vedení.....	28
2.1.5 Koaxiální přepínače	31
2.1.6 Diodové detektory	32
2.1.7 Dvojitý balanční směšovač	34
2.1.8 Selektivní 1kHz zesilovač	36
2.1.9 Přípravky k získání dat	36
2.1.10 Programy pro získání dat	36
2.1.11 Koaxiální kalibrační prvky	36
3 Skalární obvodový analyzátor	38
3.1 Obvodové řešení skalárního analyzátoru.....	38
3.2 Nastavení měřícího pracoviště.....	39
3.3 Postup měření koeficientu odrazu	39
3.4 Zpracování naměřených dat.....	41
3.4.1 Metoda nejmenších čtverců – obecný postup.....	44
3.4.2 Použití MNC pro naměřená data	45

4	Vektorový obvodový analyzátor	50
4.1	Metoda šestibranu (six-portu).....	50
4.1.1	Optimální nastavení	54
4.1.2	Kalibrace.....	56
4.2	Metoda využívající směšovače	57
4.2.1	Teoretický model systému.....	60
4.2.2	Kalibrace a chybový model	77
4.3	Postup vektorového měření	83
4.3.1	Nastavení měřícího pracoviště.....	83
4.3.2	Postup měření	84
5	Aplikace NetworkAnalyzer.....	85
5.1	Ovládání skalární měření.....	85
5.2	Ovládání vektorového měření	86
5.3	Grafické zobrazení.....	87
5.4	Získané výsledky měření	88
5.4.1	Skalární měření.....	91
5.4.2	Vektorové měření	99
	Závěr	102
	Literatura	104
	Příloha A – Zdrojový kód aplikace	106

Seznam zkratek

NA	network analyzer
VKV	velmi krátké vlny
UKV	ultra krátké vlny
TEM	transverzálně elektromagnetická vlna
RL	return loss – útlum odrazu
PSV	poměr stojatých vln
TE	transverzálně elektrická vlna
TM	transverzálně magnetická vlna
ZBS	zero Bias Schottky
RF	radio frequency
LO	local oscilator signal
SNA	scalar network analyzer
OSM	open, Short, Match
USB	universal seriál bus
DUT	device under test
MNČ	metoda nejmenších čtverců
VNA	vector network analyzer
HT	Hilbertova transformace
GUI	graphical user interface
OLED	Organic light-emitting diode
E	intenzita elektrického pole
H	intenzita magnetického pole

Seznam obrázků

Obrázek 1.1 - Postupná a odražená vlna.....	16
Obrázek 1.2 - Poměr mezi přímou a odraženou vlnou	18
Obrázek 1.3 - Vznik stojatého vlnění	21
Obrázek 1.4 - Lineární N-bran	22
Obrázek 2.1 - Měřicí pracoviště	24
Obrázek 2.2 - Rozmítaný generátor TESLA QTZ 900 12	25
Obrázek 2.3 - Frekvenční rezonátor - vnitřní pohled [14].....	26
Obrázek 2.4 - Frekvenční rezonátor	26
Obrázek 2.5 - a) Pevný atenuátor [7]; b) přepínatelný atenuátor [8]; c) kontinuálně proměnný atenuátor	27
Obrázek 2.6 - Zleva "PI" článek, "T" článek.....	27
Obrázek 2.7 - Typy vlnovodů.....	28
Obrázek 2.8 - Struktura koaxiálního vedení [9]	30
Obrázek 2.9 - Směrová odbočnice (directional coupler).....	30
Obrázek 2.10 - Příklad směrová odbočnice.....	31
Obrázek 2.11 - Koaxiální přepínače	32
Obrázek 2.12 - VA charakteristika ZBS diody [6].....	33
Obrázek 2.13 - Zjednodušený náhradní obvod širokopásmového detektoru	33
Obrázek 2.14 - Použitý diodový detektor	34
Obrázek 2.15 - Schéma dvojité balančního směšovače.....	35
Obrázek 2.16 - Dvojité balanční směšovač	35
Obrázek 2.17 - Selektivní zesilovač	36
Obrázek 2.18 - Smithův diagram s vyznačenými body kalibračních přípravků	37
Obrázek 2.19 - Kalibrační prvky - Open (vlevo nahoře), Short (vpravo nahoře), Match (dole).....	37
Obrázek 3.1 - Blokové schéma skalárního analyzátoru	38
Obrázek 3.2 - Kalibrační křivky V^+ a V^- při připojeném zkratu, hraniční frekvence	40
Obrázek 3.3 - DUT (pevný atenuátor 10dB + zkrat).....	40
Obrázek 3.4 - Výřez naměřených dat v Excelu získaných pomocí aplikace Network analyzer.....	41
Obrázek 3.5 - Naměřené kalibrační křivky, průběh koeficientu odrazu - útlum 10dB se zkratem	42
Obrázek 3.6 - Sít' kalibrační křivky $C[m,k]$ a průběh změřeného koeficientu odrazu $R[k]$. 43	
Obrázek 3.7 - Střední kvadratická chyba polynom 2. stupně.....	46
Obrázek 3.8 - Střední kvadratická chyba polynom 3. stupně.....	46
Obrázek 3.9 - Výsledný koeficient odrazu skalárního měření – 10dB útlum zakončený zkratem	48
Obrázek 3.10 - Nakalibrované křivky včetně vypočteného koef. odrazu Γ_{DUT}	48
Obrázek 4.1 - Blokové schéma metody mikrovlnného šestibranu	50
Obrázek 4.2 - Geometrická interpretace vztahu (4.12, 4.13, 4.14)	52
Obrázek 4.3 - Obecné vyjádření	53

Obrázek 4.4 - Příklad neprotnutí kružnic v jednom bodě.....	54
Obrázek 4.5 - Možné zapojení šestibranu realizovaného vlnovody	55
Obrázek 4.6 - Možné řešení šestiportu pomocí mikropáskového vedení [2]	55
Obrázek 4.7 - Blokové schéma vektorového měření.....	57
Obrázek 4.8 - Příklad výstupního signál před detekcí 1kHz	58
Obrázek 4.9 - Příklad výstupního signál po detekci 1kHz	58
Obrázek 4.10 - Obálky naměřených signálů	59
Obrázek 4.11 - Vytvořený model signálu.....	62
Obrázek 4.12 - Short - změřený signál	62
Obrázek 4.13 - Spektrum modelu.....	63
Obrázek 4.14 - Short - amplitudové spektrum	63
Obrázek 4.15 - Open - změřený signál a amplitudové spektrum	63
Obrázek 4.16 - Match - změřený signál a amplitudové spektrum.....	64
Obrázek 4.17 - Wilkinsonův dělič - změřený signál a amplitudové spektrum	64
Obrázek 4.18 - Porovnání imaginárních částí	67
Obrázek 4.19 - Fáze signálu Match	68
Obrázek 4.20 - Match - změřený signál a obálka kalibračního přípravku	69
Obrázek 4.21 - Match - Detail obálky kalibračního přípravku.....	69
Obrázek 4.22 - Match - Decimace obálky signálu	70
Obrázek 4.23 - Match - Nalezená minima.....	70
Obrázek 4.24 - Match - Fáze signálu.....	71
Obrázek 4.25 - Match - $\cos(vt)$	72
Obrázek 4.26 - Match - $\sin(vt)$	72
Obrázek 4.27 - Match - Porovnání $\cos(vt)$ a $\sin(vt)$	73
Obrázek 4.28 - Match - Parametr r_a	74
Obrázek 4.29 - Match - Parametr r_b	74
Obrázek 4.30 - Signál kalibračního prvku Match a jeho odpovídající obálka	75
Obrázek 4.31 - Match - r_b po decimaci vzorků.....	75
Obrázek 4.32 - Match - reálná a imaginární část r_b	76
Obrázek 4.33 - Chybový model.....	77
Obrázek 4.34 - Použitý chybový model	80
Obrázek 4.35 - Ověření chybového modelu	83
Obrázek 5.1 - Ukázka aplikace NetworkAnalyzer	85
Obrázek 5.2 - Ukázka skalárního měření Wilkinsonova děliče	86
Obrázek 5.3 - Ukázka vektorového měření Wilkinsonova děliče	86
Obrázek 5.4 - Porovnání průběhů skalárního a vektorového měření Wilkinsonova děliče	87
Obrázek 5.5 - Smithův diagram - Wilkinsonův dělič.....	87
Obrázek 5.6 - Graf v polárních souřadnicích - Wilkinsonův dělič.....	88
Obrázek 5.7 - Kalibrační prvky - Open (vlevo nahoře), Short (vpravo nahoře), Match (dole).....	89
Obrázek 5.8 - Wilkinsonův dělič.....	89
Obrázek 5.9 - Posouvač fáze	90
Obrázek 5.10 - 3dB atenuátor (15542)	90

Obrázek 5.11 - 10dB atenuátor.....	90
Obrázek 5.12 - Otevřený konec - naměřený průběh.....	91
Obrázek 5.13 - Otevřený konec vedení – vypočítaný průběh (vpravo detail).....	91
Obrázek 5.14 - Zkrat - naměřený průběh	92
Obrázek 5.15 - Zkrat – vypočítaný průběh (vpravo detail)	92
Obrázek 5.16 - Přizpůsobené vedení (Match) - naměřený průběh	93
Obrázek 5.17 - Přizpůsobené vedení (Match) – vypočítaný průběh (vpravo detail).....	93
Obrázek 5.18 - Wilkinsonův dělič - naměřený průběh.....	94
Obrázek 5.19 - Wilkinsonův dělič – vypočítaný průběh (vpravo detail)	94
Obrázek 5.20 - Atenuátor 10dB Agilent – naměřený průběh.....	95
Obrázek 5.21 - Atenuátor 10dB Agilent – vypočítaný průběh (vpravo detail)	95
Obrázek 5.22 - 3dB atenuátor (15542) zakončený zkratem - naměřený průběh.....	96
Obrázek 5.23 - 3dB atenuátor (15542) zakončený zkratem – vypočítaný průběh (vpravo detail)	96
Obrázek 5.24 - Posouvač fáze (max) - naměřený průběh.....	97
Obrázek 5.25 - Posouvač fáze (max) – vypočítaný průběh (vpravo detail)	97
Obrázek 5.26 - Posouvač fáze (min) - naměřený průběh	98
Obrázek 5.27 - Posouvač fáze (min) – vypočítaný průběh (vpravo detail).....	98
Obrázek 5.28 - Otevřený konec vedení	99
Obrázek 5.29 - Zkrat.....	99
Obrázek 5.30 - Přizpůsobené vedení (Match)	99
Obrázek 5.31 - Wilkinsonův dělič.....	100
Obrázek 5.32 - Pevný útlum Agilent 10dB	100
Obrázek 5.33 - Pevný 3dB útlum (15542) zakončený zkratem.....	100
Obrázek 5.34 - Posouvač fáze – max	101
Obrázek 5.35 - Posouvač fáze - min.....	101

Seznam tabulek

Tabulka 1.1 - Kmitočtové rozsahy	15
Tabulka 1.2 - PSV, G pro různé moduly koeficientu odrazu	20

Úvod

Práce se zabývá návrhem a sestavením úzkopásmového mikrovlnného analyzátoru.

V mikrovlnné technice, a nejen v té, je analýza vlastností kmitočtově závislých obvodů, jako je např. měření rozptylových parametrů, velice časté. Jedním z důvodů je také neustálý vývoj v této oblasti. Pro tyto analýzy obvodů jsou využívány obvodové analyzátory (NA), které zvládají tato měření v širokém kmitočtovém rozsahu a jejich provozní frekvence se pohybují od několika jednotek Hz až do desítek GHz.

Měření se dělí na měření skalární a vektorová. U skalárních měření, jak již název napovídá, je možné měřit pouze skalární veličiny, tedy pouze jejich velikost. Tento typ měření se uplatňuje v případech, kdy nám stačí znát např. pouze mikrovlnné výkony obvodů, činitel odrazu nebo útlum. U vektorových měření získáváme navíc k modulu dané veličiny také její argument, tzn. fázi. Tohoto typu měření se využívá např. k určení impedance obvodu. Jelikož jsou obecně skalární nebo vektorové analyzátory celkem drahá zařízení, jsou hledány jiné alternativy měření. Těmito alternativními způsoby měření se zabývá i tato práce.

První kapitola se především zabývá obecnými vlastnostmi mikrovlnných obvodů. Jsou zde obecně popsány mikrovlnné obvody a parametry, které se dají měřením získat, např. koeficient odrazu, výkony, poměr stojatých vln a rozptylové parametry obvodu.

Druhá kapitola je věnována sestavě obvodového analyzátoru. Je zde zobrazeno měřící pracoviště a dále tu jsou konkrétně popisovány jednotlivé použité přípravky této sestavy.

Názvem třetí kapitoly je „Skalární obvodový analyzátor.“ V této části práce jsou obecně popsány vlastnosti skalárního analyzátoru a je zde uvedeno i jeho blokové schéma. Dále je uvedeno nastavení pracoviště pro tento typ měření a postup, kterým jsou získávána data od jednotlivých připojených přípravků. V následující podkapitolách je uvedeno zpracování těchto dat, kalibrace detektorů a vyhodnocení skalárního měření.

Ve 4. kapitole je popsán další typ obvodového analyzátoru, a to analyzátoru vektorového. Na začátku jsou uvedeny jeho základní vlastnosti. Následuje popis metod, díky kterým je možné provádět vektorová měření bez využití drahých vektorových analyzátorů. Jako první je uvedena metoda využívající lineární šestibran. V této části je tato metoda popsána včetně matematického vyjádření. Dále jsou v této kapitole uvedeny možné výsledky, optimální nastavení pracoviště, příklady zapojení a kalibrace šestiportu. Další metoda, která je v této práci využita, je metoda s dvojitě balančním směšovačem. V této podkapitole je uveden matematický model, na který byla tato metoda aplikována. Jsou zde porovnávány průběhy signálů vypočtených z modelu a konkrétní získané signály použitých přípravků. Také jsou zde uvedeny další postupy výpočtu výsledného koeficientu odrazu a jeho fáze. Tyto výpočty jsou doplněny odpovídajícími průběhy. Součástí této podkapitoly je i kalibrace této metody s využitím chybového modelu. Ke konci této části je popsáno nastavení měřícího pracoviště a postup měření.

V poslední 5. kapitole je popsána vytvořená aplikace a její ovládání pro konkrétní typ měření. Na závěr práce jsou uvedeny naměřené výsledky skalárního i vektorového měření pro jednotlivé kalibrační prvky a DUT.

1 Popis mikrovlnných obvodů a jejich vlastností

1.1 Mikrovlnné obvody

Mikrovlnnými obvody jsou označovány obvody, které pracují ve frekvenční oblasti přibližně od 300 MHz do 300 GHz. Vlnové délky se tedy pohybují v rozmezí od 1m do 1mm. V tabulce 1.1 jsou uvedeny kmitočtové rozsahy mikrovln. Směrem k nižším kmitočtům mikrovlnná pásma přecházejí na pásma VKV a směrem k vyšším kmitočtům přecházejí v infračervené záření.

Kmitočtový rozsah	Označení	
30 MHz – 300 MHz	metrové vlny (velmi krátké vlny) VKV	Mikrovlny
300 MHz – 3 GHz	decimetrové vlny (ultra krátké vlny) UKV	
3 GHz – 30 GHz	centimetrové vlny	
30 GHz – 300 GHz	milimetrové vlny	
300 GHz – 3 THz	submilimetrové vlny	

Tabulka 1.1 - Kmitočtové rozsahy

Mikrovlnné obvody v závislosti na požadovaných vlastnostech se obvykle vytvářejí jako „kombinace různých typů vedení a jejich úseků s komponentami, které mohou mít charakter prvků se soustředěnými parametry.“ [29] Zpravidla tak vzniká tzv. mnohobran, jehož vstupní/výstupní brány mohou tvořit mikrovlnná vedení, např. vlnovod, koaxiální nebo mikropásková vedení.

Na nižších kmitočtech se často využívají obvody se soustředěnými parametry, jejichž základní vlastností je fakt, že jejich geometrická velikost $l \ll \lambda$, kde λ je vlnová délka zpracovávaného signálu.

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

kde v rychlost šíření elektromagnetických vln v daném prostředí

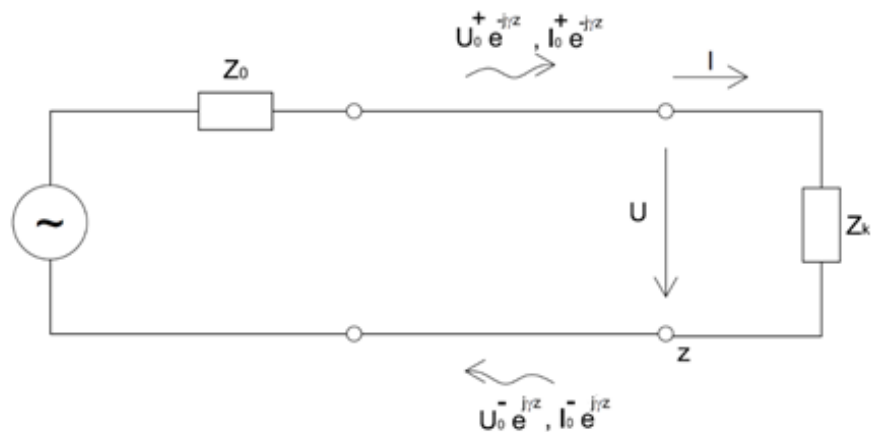
f kmitočet elektromagnetických kmitů

Obvody, pro které platí podmínka $l \approx \lambda$ se nazývají obvody s rozloženými (rozprostřenými) parametry, které jsou spojitě rozloženy po celém objemu.

1.2 Koeficient odrazu

Koeficient odrazu představuje komplexní číslo a je typickým pojmem v oblasti mikrovlnné techniky. Je definován jako poměr amplitud napětí odražené a dopadající vlny kdekoli na vedení. Hodnota útlumu odrazu vyjadřuje o kolik dB je odražený výkon zatlučený oproti výkonu vlny dopadající.

Pokud se tedy v kladném směru podél vedení (ve směru osy z) šíří dopadající vlna U^+ a v určitém místě narazí na překážku, kde je obecně jiná charakteristická impedance, dojde k odrazu vlny U^- , která se poté začne šířit opačným směrem.



Obrázek 1.1 - Postupná a odražená vlna

Kde

$$U = U_0^+ e^{-j\gamma z} + U_0^- e^{j\gamma z}, \quad (1.2)$$

$$I = I_0^+ e^{-j\gamma z} - I_0^- e^{j\gamma z}, \quad (1.3)$$

Vlnový průběh:

$$U^\pm(t, z) = U_0^\pm \cdot e^{(j\omega t + j\varphi_\pm)} e^{\pm j(-\gamma z)}, \quad (1.4)$$

$$I^\pm(t, z) = \pm I_0^\pm \cdot e^{(j\omega t + j\varphi_\pm)} e^{\pm j(-\gamma z)}, \quad (1.5)$$

kde U^\pm, I^\pm jsou fázory napětí a proudu dopadající (+) a odražené (-) vlny

U_0^\pm, I_0^\pm jsou amplitudy napětí a proudu dopadající a odražené vlny

z místo na vedení

j imaginární složka

γ	je tzv. konstanta šíření, $\gamma = \alpha - j\beta$
φ_{\pm}	počáteční fáze
ω	kruhový kmitočet
t	časová konstanta
α	je měrný útlum [Np.m ⁻¹], který vyjadřuje tlumení šířící se vlny na jednotku délky vedení
β	je fázový posuv [rad.m ⁻¹], vyjadřující změnu fáze šířící se vlny na jednotku délky

Vzorce (1.4) a (1.5) lze upravit:

$$U^{\pm}(t, z) = U_0^{\pm} \cdot e^{\pm(-\alpha z)} e^{j\omega t \pm j(-\beta z) + j\varphi_{\pm}}, \quad (1.6)$$

$$I^{\pm}(t, z) = \pm I_0^{\pm} \cdot e^{\pm(-\alpha z)} e^{j\omega t \pm j(-\beta z) + j\varphi_{\pm}}, \quad (1.7)$$

kde $e^{\pm(-\alpha z)}$ představuje zeslabení vln v průběhu šíření

$e^{(j\omega t \pm j(-\beta z) + j\varphi_{\pm})}$ představuje vlny, šířící se podél osy z:

- znaménko + v kladném směru osy z
- znaménko - v záporném směru osy z

Celkové napětí (vztah 1.8) a proud na vedení (vztah 1.9), kterým se šíří jeden vid TEM se rovná součtu napětí a proudu dopadající a odražené vlny.

$$U_{celk}(t, z) = U_0^+ e^{(-\alpha z)} e^{(j\omega t - j\beta z + j\varphi_+)} + U_0^- e^{(\alpha z)} e^{(j\omega t + j\beta z + j\varphi_-)}, \quad (1.8)$$

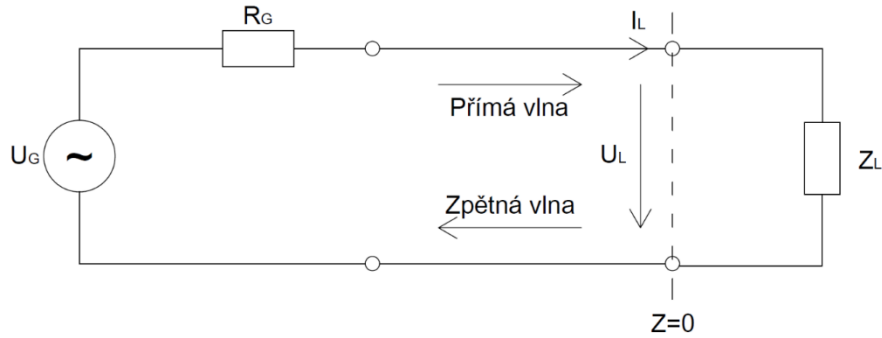
$$I_{celk}(t, z) = I_0^+ e^{(-\alpha z)} e^{(j\omega t - j\beta z + j\varphi_+)} - I_0^- e^{(\alpha z)} e^{(j\omega t + j\beta z + j\varphi_-)}, \quad (1.9)$$

Rovnici (1.7) lze pomocí charakteristické impedance vyjádřit následovně:

$$I_{celk}(t, z) = \frac{1}{Z_0} \left[U_0^+ \cdot e^{(-\alpha z)} e^{(j\omega t - j\beta z + j\varphi_+)} - U_0^- e^{(\alpha z)} e^{(j\omega t + j\beta z + j\varphi_-)} \right], \quad (1.10)$$

kde Z_0 charakteristická impedance vedení

$$Z_0 = \frac{U^+}{I^+} = -\frac{U^-}{I^-}, \quad (1.11)$$



Obrázek 1.2 - Poměr mezi přímou a odraženou vlnou

Poměr mezi amplitudou přímé a odražené vlny je dán podmínkou zátěže na konci vedení (obrázek 1.2):

$$Z_L = \frac{U_L}{I_L}, \quad (1.12)$$

kde

$$U_L = U_{celk}(t, z=0) = U_0^+ e^{(j\omega t + j\varphi_+)} + U_0^- e^{(j\omega t + j\varphi_-)}, \quad (1.13)$$

$$I_L = I_{celk}(t, z=0) = \frac{1}{Z_0} \left[U_0^+ e^{(j\omega t + j\varphi_+)} - U_0^- e^{(j\omega t + j\varphi_-)} \right], \quad (1.14)$$

Po dosazení rovnic (1.13) a (1.14) do vztahu (1.12) je získána impedance na konci vedení.

$$Z_L = \frac{U_L}{I_L} = Z_0 \frac{1 + \frac{U_0^-}{U_0^+} e^{j(\varphi_- - \varphi_+)}}{1 - \frac{U_0^-}{U_0^+} e^{j(\varphi_- - \varphi_+)}} = Z_0 \frac{1 + \Gamma(z=0)}{1 - \Gamma(z=0)} \quad (1.15)$$

kde Γ koeficient odrazu

Napěťový koeficient odrazu $\Gamma(z=0)$ je tedy definován jako poměr komplexních amplitud napětí vlny odražené a vlny dopadající.

$$\Gamma(z=0) = \frac{U_0^-}{U_0^+} e^{j(\varphi_- - \varphi_+)}, \quad (1.16)$$

Kdekoliv na vedení lze koeficient odrazu vyjádřit následovně:

$$\Gamma(z) = \frac{U^-(t, z)}{U^+(t, z)} = \frac{U_0^- e^{(j\omega t + j\varphi_-)} e^{j\gamma z}}{U_0^+ e^{(j\omega t + j\varphi_+)} e^{-j\gamma z}} = \Gamma(z=0) e^{+2j\gamma z}, \quad (1.17)$$

Závislost na čase je u napětí a proudu stejná, proto se hodnota $e^{(j\omega t)}$ vykrátí. Dále je patrné, že koeficient odrazu není funkcí času a závisí pouze na poloze z vedení.

1.3 Impedance na vedení

Z poměru celkového napětí a proudu je možné určit impedanci v kterémkoliv místě z na vedení.

$$Z(z) = \frac{U_{celk}(t, z)}{I_{celk}(t, z)} = Z_0 \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)}, \quad (1.18)$$

Pro koeficient odrazu $\Gamma(z)$ tedy platí vztah:

$$\Gamma(z) = \frac{Z(z) - Z_0}{Z(z) + Z_0}, \quad (1.19)$$

1.4 Výkon přenášený dopadající a odraženou vlnou

Výkon dopadající vlny je určen vztahem:

$$P^+ = \frac{1}{2} \frac{1}{Z_0} |U^+|^2, \quad (1.20)$$

kde P^+ výkon dopadající vlny

Výkon zpětnou vlnou je určen vztahem:

$$P^- = -\frac{1}{2} \frac{1}{Z_0} |U^-|^2, \quad (1.21)$$

kde P^- výkon vlny odražené

Pro poměr výkonů obou vln platí:

$$\frac{P^-}{P^+} = \frac{|U^-|^2}{|U^+|^2} = |\Gamma|^2, \quad (1.22)$$

Vztah odraženého výkonu je roven:

$$P^- = P^+ |\Gamma|^2, \quad (1.23)$$

Výkon prošlý do zátěže s koeficientem odrazu je potom roven:

$$P_P = P^+ - P^- = P^+ (1 - |\Gamma|^2), \quad (1.24)$$

Největší poměr mezi výkony je v místě zátěže. V tomto místě je dopadající vlna nejmenší a vlna odražená největší. Avšak při pasivní zátěži musí být odražená vlna menší než dopadající.

Velmi často se modul koeficientu odrazu $|\Gamma|$ vyjadřuje v jednotkách dB jako útlum odrazů (Reflection Loss, Return Loss, RL). Hodnota RL udává, o kolik je výkon odražené vlny menší než výkon vlny dopadající.

$$RL = \Gamma_{dB} = -20 \log |\Gamma|, \quad (1.25)$$

kde RL útlum odrazů

V následující tabulce 1.2 je přehled některých hodnot přenosu výkonu G přes rozhraní prostředí s impedancemi Z_0 a Z . Dále jsou spočteny poměry stojatých vln (PSV) pro různé moduly koeficientu odrazu. Mimo to je uvedeno, kolik procent dopadajícího výkonu se odráží. Parametr přenosu výkonu odpovídá vztahu:

$$G = 1 - |\Gamma|^2, \quad (1.26)$$

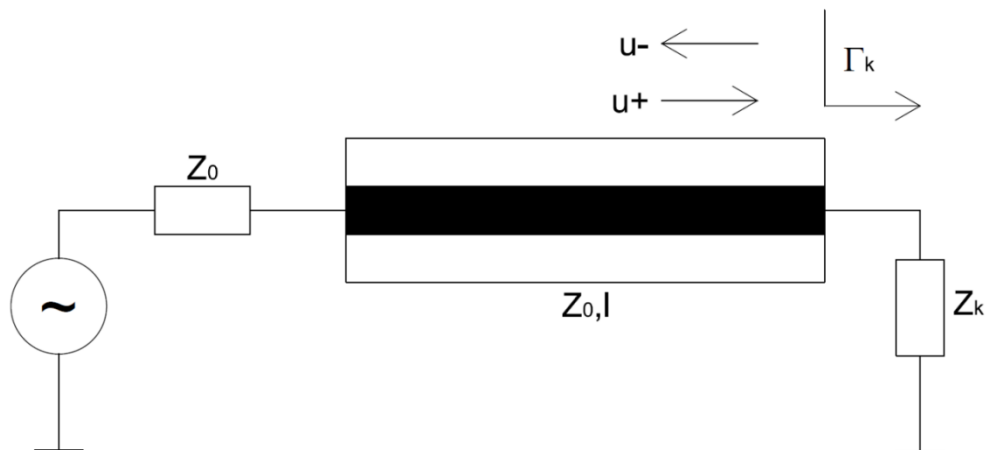
kde G přenos výkonu

$ \Gamma [-]$	$\Gamma_{dB} [dB]$	PSV [-]	G [-]	$G_{dB} [-]$	Odražený dopadající výkon [%]
0,01	40	1,02	0,9999	-0,00043	0,01
0,1	20	1,22	0,99	-0,0436	1
0,2	14	1,5	0,96	-0,177	4
0,3	10,45	1,86	0,91	-0,41	9
0,4	8	2,3	0,84	-0,757	16
0,5	6	3	0,75	-1,25	25
0,6	4,4	4	0,64	-1,94	36
0,7	3,1	5,7	0,51	-2,92	49
0,8	1,9	9	0,36	-4,44	64
0,9	0,9	19	0,19	-7,21	81
0,99	0,09	100	0,0199	-17	98
1	0	∞	0	∞	100

Tabulka 1.2 - PSV, G pro různé moduly koeficientu odrazu

1.5 Vznik stojatých vln

Stojaté vlnění vzniká tehdy, je-li některý z aktivních rozměrů obvodu nebo systému srovnatelný s vlnovou délkou. To znamená, že podél vedení existují místa s velmi rozdílným výsledným napětím, proudem a velmi rozdílnou výslednou impedancí. Vlastnosti systému potom mohou být závislé na místě, kde budou připojeny jednotlivé komponenty a na délce propojovacího vedení mezi nimi. To je v praxi nepřijatelné. [6]



Obrázek 1.3 - Vznik stojatého vlnění

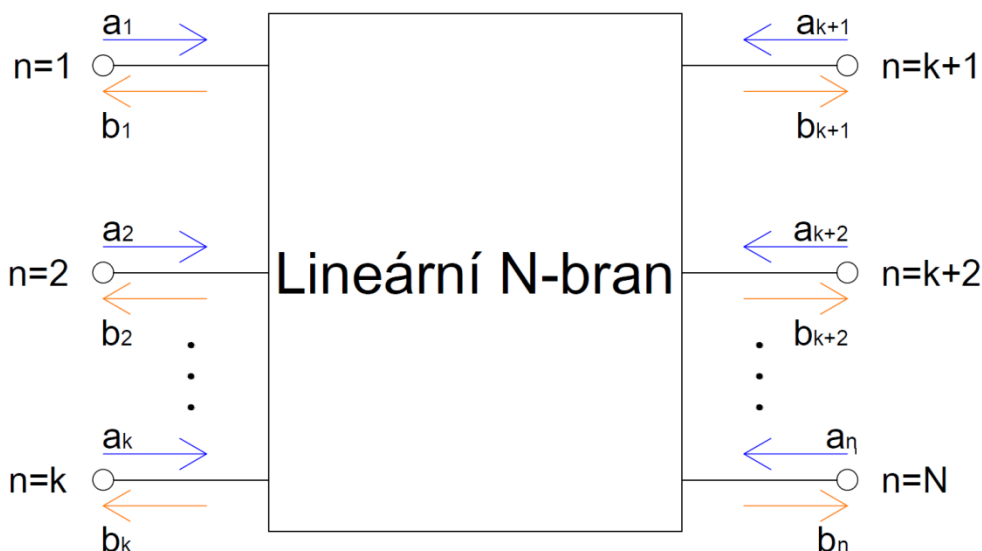
Při odrazu vzniká na vedení odražená vlna U^- , která se v každém místě na vedení sčítá s určitou fází s vlnou postupnou U^+ . Když se tyto vlny sčítají ve fázi, vzniká součtové napětí U_{\max} . Naopak když se sčítají v protifázi, vzniká součtové napětí U_{\min} . Takto vzniká součtová stojatá vlna, kdy se modul napětí rovná $U = U^+ + U^-$. Stojaté vlnění je definováno parametrem PSV, kde PSV se rovná:

$$PSV = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma_K|}{1 - |\Gamma_K|}, \quad (1.27)$$

kde	PSV	poměr stojatých vln
	U_{\max}, U_{\min}	součtová napětí, kdy jsou vlny sečteny buď ve fázi, nebo v protifázi
	Γ_K	hodnota koeficient odrazu

1.6 Rozptylové parametry

Jakýkoliv mikrovlnný obvod lze popsat pomocí rozptylových parametrů neboli S-parametrů. Tyto parametry jsou definovány jako poměry amplitud napětí vln vstupujících nebo vystupujících z bran lineárního N-branu.



Obrázek 1.4 - Lineární N-bran

Parametry a_n představují amplitudy napětí vln vstupujících do N-branu a naopak parametry b_n jsou amplitudy napětí vln vystupujících z bran N-branu.

Vztah mezi amplitudami dopadajících a odražených vln lze u lineárního N-branu vyjádřit v maticové formě rovnicí:

$$\mathbf{b} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{a}, \quad (1.28)$$

kde: \mathbf{b} je sloupcový vektor amplitud rozptýlených vln

\mathbf{a} je sloupcový vektor amplitud dopadajících vln

\mathbf{S} je tzv. rozptylová matice $\|S_{mn}\|$

$$\mathbf{b} = \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{pmatrix}; \quad \mathbf{a} = \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{pmatrix}; \quad \mathbf{S} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{pmatrix}, \quad (1.29)$$

Po dosazení do rovnice $\mathbf{b}=\mathbf{S} \cdot \mathbf{a}$ jsou získány následující vztahy:

$$\begin{aligned}
b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + \dots + S_{1N}a_N \\
b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + \dots + S_{2N}a_N \\
&\vdots = \vdots + \dots + \vdots + \vdots \\
b_N &= S_{N1}a_1 + S_{N2}a_2 + \dots + S_{NN}a_N
\end{aligned}
\tag{1.30}$$

Prvky S_{kk} rozptylové matice umístěné na hlavní diagonále udávají velikost koeficientu odrazu obvodu na n -té bráně, pokud jsou všechny ostatní brány zakončeny charakteristickými impedancemi.

Prvky S_{ik} ($i \neq k$), tedy prvky umístěné mimo hlavní diagonálu představují přenosy z brány k do brány i , přičemž ostatní brány musí být zakončeny ideální přizpůsobenou zátěží.

Výkon odražený od k -té brány je vyjádřen vztahem:

$$P_{odk} = P_{dopk} |S_{kk}|^2, \tag{1.31}$$

a výkon přenášený z brány k do brány i je roven:

$$P_{ik} = P_{dopk} |S_{ik}|^2, \tag{1.32}$$

- kde P_{odk} odražený výkon od k -té brány
- P_{dopk} výkon dopadající na k -tou bránu
- P_{ik} výkon přenášený z brány k na bránu i
- S_{ik} rozptylové parametry představující přenos z brány na bránu
- S_{kk} rozptylové parametry představující koeficient odrazu na n -té bráně

Např.

s_{11} - činitel odrazu, s_{21} - činitel přenosu v přímém směru, s_{21} - činitel zpětného přenosu a s_{22} - výstupní činitel přenosu

2 Obvodový analyzátor

Mikrovlňný obvodový analyzátor (Network analyzer, NA) je měřicí zařízení, které pracuje zásadně s fázory, tzn., že počítá s harmonickými signály. NA se používá k měření vlastností mikrovlňných prvků a obvodů v širokém pásmu kmitočtů. Tyto obvody nebo prvky, které lze analyzovat, mají jednu či více vstupních/výstupních bran. Příkladem takovýchto obvodů mohou být například filtry, zesilovače nebo děliče kmitočtu, u kterých jsou zjišťovány konkrétní elektrické vlastnosti.

Pro měření v širokém pásmu kmitočtů jsou používány generátory s kmitočtovým rozmítáním. Tato metoda je mnohem rychlejší a s pomocí grafického nebo optického zobrazení průběhů je mnohem názornější než měření na diskretních kmitočtech. Další výhodou jsou podrobnější informace o vlastnostech obvodu v celém měřeném pásmu kmitočtů. Tím jsou zaznamenány i rychlé změny parametrů obvodů, např. rezonance mezi dvěma měřicími kmitočty, které mohou být při diskretním měření zapomenuty.

Obvodové analyzátory mohou být používány například pro testování kontroly kvality produktů. Pokud se k tomuto zařízení připojí jedna či více antén, lze jej využít jako jednoduchý radar nebo jako zařízení pro analýzu struktur materiálů. [10]

2.1 Komponenty měřicí sestavy

Jedná se v podstatě o historickou sestavu, jejíž základ je tvořen z rozmítaného generátoru, útlumů, úseků vlnodů, dvojice směrových odbočnic, přepínačů, detektorů, směšovače, 1kHz zesilovače a přípravků firmy Steinel Technik.



Obrázek 2.1 - Měřicí pracoviště

2.1.1 Rozmítaný mikrovlnný generátor

Obecně je základním prvkem rozmítaného generátoru napětím říditelný oscilátor VCO, jehož frekvence je rychle měněna řídicím napětím. Za VCO následuje zesilovač, modulátor, oddělovací zesilovač, proudem říditelný atenuátor s diodami PIN, výstupní zesilovač a výstupní směrová vazba. Výstupní mikrovlnný signál je modulován amplitudovou modulací pomocí vnitřního generátoru obdélníkového napětí 1kHz a modulátoru (tlačítko AM MOD). Tato modulace je výhodná při následném zpracování. [6]

Konkrétně používaný rozmítaný generátor TESLA QTZ 900 12 se skládá z části elektronické (zdrojová část, obvody vysokého napětí, zesilovače pro stabilizaci výkonu, elektronické značky, zdroj rozmítaného napětí a modulačního napětí, ovládací přepínače) a mikrovlnné (mikrovlnný zdroj, směrová odbočnice, mikrovlnné čidlo, funkční měnič a dvě nezávislé kmitočtové značky), která je výměnná.



Obrázek 2.2 - Rozmítaný generátor TESLA QTZ 900 12

2.1.2 Frekvenční rezonátor (Frequency meter)

Tento přípravek se používá k určení frekvence neznámého zdroje signálu. Skládá se ze zkratované rezonanční dutiny, která rezonuje na polovině vlnové délky. V této dutině je otvor v E-rovině a v dolní části je píst, který mění rezonanční kmitočet.



Obrázek 2.3 - Frekvenční rezonátor - vnitřní pohled [14]

Otáčením horního černého kroužku se pohybuje uvnitř dutiny pístem nahoru a dolů a tím se mění rezonanční kmitočet, který se odečítá ze stupnice mezi dvěma bílými pruhy pomocí kurzoru. Frekvenční rezonátory jsou tvořeny buď s vlnodovými vstupy, nebo pomocí koaxiálních vstupů. [14]



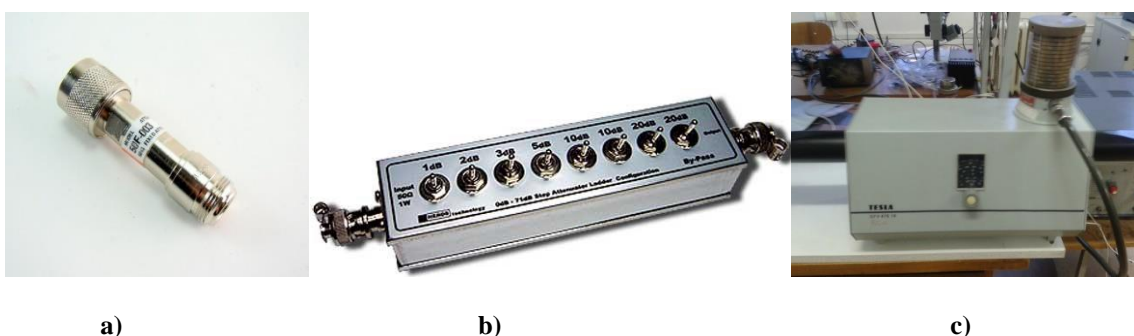
Obrázek 2.4 - Frekvenční rezonátor

2.1.3 Atenuátory

Atenuátory neboli útlumové členy jsou zařízení (přípravky), které slouží ke snížení úrovně signálu například na výstupu vf generátoru nebo na vstupech citlivých měřicích přístrojů. Také mohou být použity pro potlačení odrazů v měřicí trase.

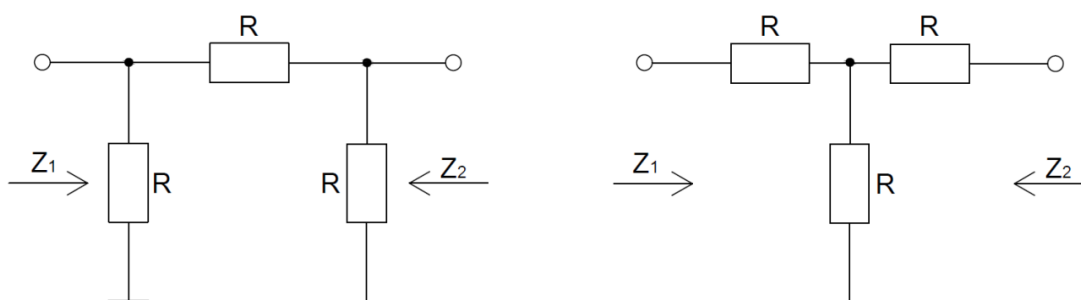
Tyto útlumové členy mohou být podle konstrukce rozděleny do kategorií:

- pevné atenuátory
- proměnné atenuátory
 - proměnné po skocích
 - proměnné kontinuálně



Obrázek 2.5 - a) Pevný atenuátor [7]; b) přepínatelný atenuátor [8]; c) kontinuálně proměnný atenuátor

Atenuátory mohou být tvořeny například jako odporové:



Obrázek 2.6 - Zleva "PI" článek, "T" článek

V této práci je použit kontinuálně proměnný zeslabovač, který je využíván k plynulému nastavování výkonu u skalárního měření. Je zapojen mezi generátorem a připojenou zátěží a slouží tak i jako izolační a přizpůsobovací prvek. Atenuátor je složen z úseku vlnovodu s přírubami, ve kterém je umístěn posuvný skleněný pásek. [6, 15, 30]

2.1.4 Vedení Spojovací vlnovody

Vlnovody jsou kovové trubice, jejichž příčné rozměry jsou srovnatelné s vlnovou délkou. Jsou vyrobeny z mosazné trubky s dvěma přírubami. Vnitřní stěny jsou stříbřeny a rhodiovány z důvodu snížení ztrát v kovu. Vnější povrch je upraven lakovacím emailem.

Nejčastějšími tvary vlnovodu jsou tvary obdélníkového nebo kruhového. Ve speciálních případech mohou mít i tvar písmene Π nebo H . Tyto typy vlnodů jsou širokopásmovější než obdélníkový vlnovod, avšak mohou přenášet menší výkony.



Obrázek 2.7 - Typy vlnodů

Vlnovodem se šíří elektromagnetická vlna, pokud je její kmitočet větší než kmitočet mezní. Pokud tato podmínka neplatí, znamená to podkritickou frekvenci a vlna se ve vlnovodu exponenciálně tlumí.

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

$$\lambda_m = \frac{2\sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}, \quad (2.2)$$

kde f_m je mezní kmitočet

λ_m je mezní vlnová délka

ϵ_r relativní permitivita dielektrika vyplňujícího vlnovod

m, n jsou vidová čísla

a, b jsou rozměry obdélníkového vlnovodu

Vlnovodem se šíří elektromagnetické vlny ve směru jeho osy. Šíří se tak vlny příčně elektrické TE_{mn} a příčně magnetické TM_{mn} . Konstanty m, n představují vidová čísla. V případě vlnovodu označují, kolik půlvln stojatého vedení je naskládáno ve směrech

příčných souřadnic. Například u vidu TE_{10} , což je dominantní vid (vid s nejmenším kritickým kmitočtem) obdélníkového vlnovodu, je ve směru x jedna půlvlna podélné složky vektoru intenzity magnetického pole. Ve směru y je tato složka konstantní, protože zde neexistuje žádná půlvlna stojaté vlny. Vlna TEM se vlnovodem nešíří, protože ke svému šíření potřebuje minimálně dva vodiče (př. koaxiální vedení, symetrická dvojlinka).

Druhy vln:

- Vlna TEM, tzv. transversálně elektricko - magnetická, která nemá podélné složky intenzity elektrického pole E ani intenzity magnetického pole H , mají jen transversální složky pole (siločáry elektrického a magnetického pole jsou navzájem kolmé a navíc jsou kolmé i na směr šíření vlny po vedení). Ty mají v příčném řezu stejné rozložení E a H jako statické pole.
- Vlna příčně elektrická TE_{mn} má v podélném směru složku intenzity elektrického pole (ve směru šíření vlny) nulovou a intenzitu magnetického pole nenulovou. Písmena m, n značí příslušný vid.
- Vlna příčně magnetická TM_{mn} má naopak intenzitu elektrického pole nenulovou a intenzitu magnetického pole nulovou.

Vlnovody se používají v pásmu od několika stovek MHz až do stovek GHz. Pro vyšší kmitočty jsou rozměry vlnovodu řádově v desetinách milimetrů, tudíž konstrukce je obtížná. Na těchto kmitočtech se tedy používají tzv. nadrozměrné vlnovody, ve kterých se šíří více vidů současně. Naopak na nižších kmitočtech rozměry a váha značně rostou. Při těchto rozměrech by vlnovody zabíraly mnoho místa, tudíž jsou využívány jiné typy vedení, např. koaxiální vedení.

Ve srovnání s koaxiálním kabelem mají vlnovody menší ztráty, umožňují přenos větších výkonů a zcela eliminují vyzáření do okolí. Nevýhodou je, že jsou oproti koaxiálnímu vedení úzkopásmové, neumožňují přenos stejnosměrné složky a mají větší pořizovací cenu. [10]

Vlnovodové přechody

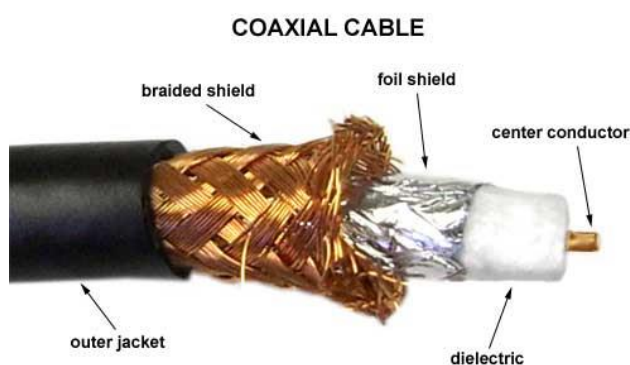
Přechody koaxiál-vlnovod slouží k přenosu mikrovlnného výkonu mezi vlnovodem a koaxiálním vedením s minimálními ztrátami. Přechod je tvořen krátkým vlnovodem, který je na konci zkratován. V určité vzdálenosti od zkratu je přechod tvořený anténkou, která představuje prodloužený úsek středního vodiče koaxiálního vedení. Tato anténka je rovnoběžná s vektorem E ve vlnovodu. [30]

Koleno H – 90°

Vlnovodová kolena jsou využívána u složitějších sestav a slouží ke změně trasy vlny o 90° v rovině H (rovina rovnoběžná s širší stranou vlnovodu). [30]

Koaxiální vedení

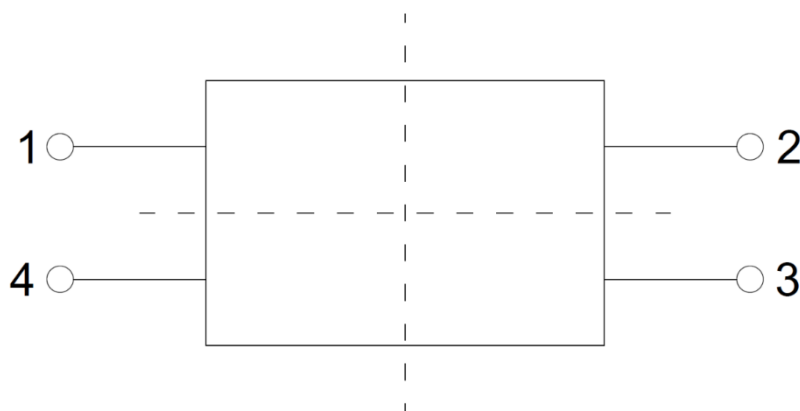
Koaxiální vedení můžeme považovat za zvláštní typ dutého kovového vlnovodu. Skládá se z vnějšího vodiče (stínění) a vodiče vnitřního. Tyto dva vodiče jsou dále odděleny nevodivou vrstvou. V tomto typu vedení se šíří vlna TEM. Siločáry tedy leží pouze v příčné rovině a mají stejný průběh jak pro vysokofrekvenční tak pro stejnosměrný signál. Jelikož má vid TEM nulový mezní kmitočet, může se koaxiálem šířit i stejnosměrný signál s nulovou frekvencí. Kromě vlny TEM se mohou vedením šířit i vlny TM a TE a pak mluvíme o souosém (koaxiálním) vedení, kde dominantním videm je vid TE_{11} . Výhodou oproti vlnovodu je možnost přenosu celého frekvenčního pásma včetně stejnosměrné složky, flexibilita a relativně snadná výroba. Mezi nevýhody patří vyšší útlum a nemožnost přenosu velkých výkonů.[25]



Obrázek 2.8 - Struktura koaxiálního vedení [9]

Směrové odbočnice

Směrové odbočnice (directional coupler) představují reciprokový bezztrátový čtyřbran. Principem odbočnice je, že dva vývody slouží pro přenos přímého signálu (např. 1 → 2), jeden výstup slouží k detekci odraženého signálu (např. výstup 4, tedy 2 → 4) a poslední výstup (např. 3) je zakončen izolací. Tím je dosažena správná směrovost.



Obrázek 2.9 - Směrová odbočnice (directional coupler)

Vlastnosti:

- Impedanční přizpůsobení na všech branách, tzn. $S_{11}=S_{22}=S_{33}=S_{44}$
- Symetrický vzhledem k oběma naznačeným osám
- $S_{41}=S_{32}=0$

$$D = -10 \log |S_{41}|^2, \quad (2.3)$$

kde D směrovost [dB]
 S_{41} rozptylový parametr – přenos mezi branami 4 a 1

- $S_{31}=S_{42}=\beta$ napěťový koeficient vazby

$$L = -10 \log |S_{31}|^2, \quad (2.4)$$

kde L vazba [dB]
 S_{31} rozptylový parametr – přenos mezi branami 3 a 1

Obvykle bývá $|\beta| \leq 0,7$ pak $|S_{21}|^2 \geq 0,5$



Obrázek 2.10 - Příklad směrová odbočnice

2.1.5 Koaxiální přepínače

Obecně přepínače slouží k přepínání signálu. V tomto případě jsou využity přepínače se třemi koaxiálními vedeními, které mají společnou zem. Uvnitř těchto přepínačů je z prostředního vedení vyveden jazýček, který přepíná mezi zbývajícími koaxiálními výstupy. V tomto zapojení jsou využity mechanické přepínače.

Účelem přepínačů v této práci je přepínání mezi skalárním měřením, kdy signál je dále zpracováván diodovými detektory, a vektorovým měřením, kde následuje dvojitý balanční směřovač.



Obrázek 2.11 - Koaxiální přepínače

2.1.6 Diodové detektory

Jako detektory se využívají především Schottkyho diody, které pro vysoké kmitočty mají nízký odpor a kapacitu přechodu. Z důvodu větší pohyblivosti jsou typu N.

Základem každého detektoru je detekční dioda. V mikrovlonné technice je využívána nejčastěji Schottkyho dioda v provedení ZBS („Zero Bias Schottky“), kde koleno VA charakteristiky prochází 0. Matematicky ji lze popsat:

$$I = I_s \left(e^{\frac{Ue}{nktT}} - 1 \right), \quad (2.5)$$

kde k je Boltzmanova konstanta, $k=1,37 \cdot 10^{-23}$ [J/K]

T je absolutní teplota [K]

n je tzv. činitel ideálnosti $n=1, 1 \div 2$

e je náboj elektronu $e=1,602 \cdot 10^{-19}$ [C]

I_s je zpětný saturovaný proud

Malá úroveň signálu:

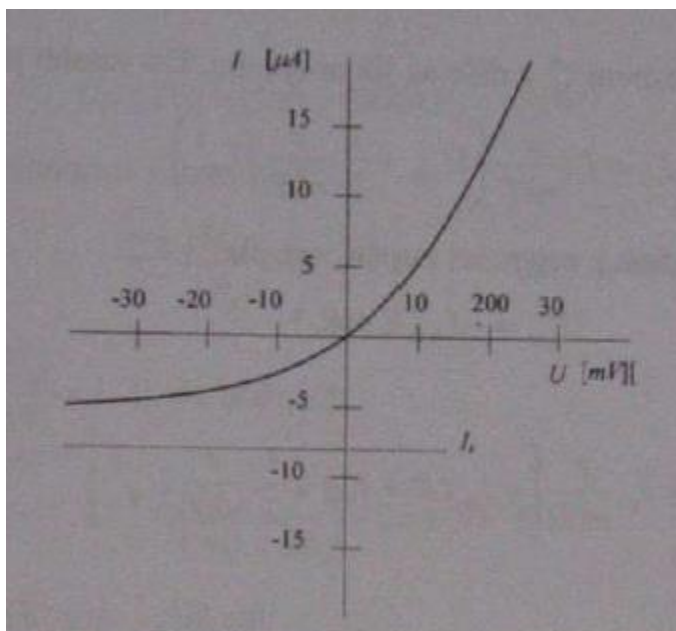
napětíové zpracování - $R_z \rightarrow \infty$; usměrněné napětí je úměrné dopadajícímu výkonu a detektor pracuje v kvadratické oblasti VA charakteristiky diody

proudové zpracování - $R_z=0$; usměrněný proud je úměrný vysokofrekvenčnímu výkonu

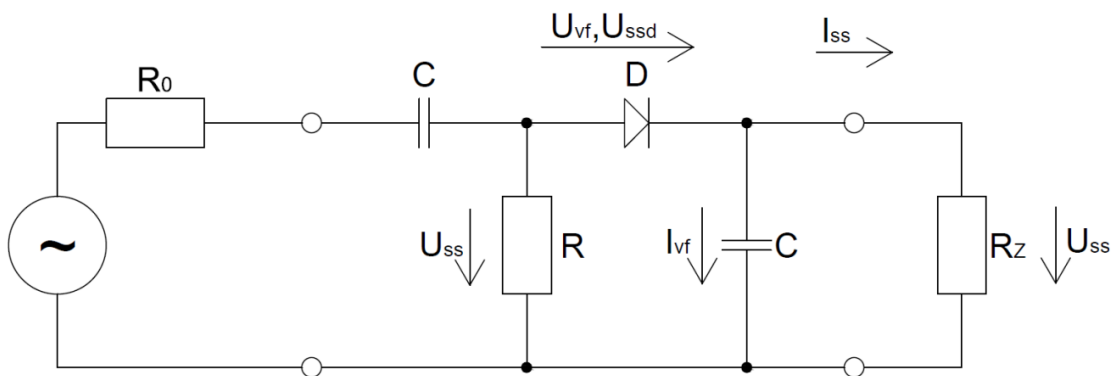
Velká úroveň signálu:

kondenzátor C se nabíjí na špičkové hodnoty napětí. Pro $R_z \rightarrow \infty$ detektor pracuje v lineární oblasti VA charakteristiky diody a platí $U_{ss} \approx P_{vf}$

Na následujících obrázcích je znázorněna VA charakteristika ZBS diody (obrázek 2.12) a zjednodušený náhradní obvod širokopásmového detektoru (obrázek 2.13) se zanedbáním parazitních prvků detekční diody. [6]



Obrázek 2.12 - VA charakteristika ZBS diody [6]



Obrázek 2.13 - Zjednodušený náhradní obvod širokopásmového detektoru



Obrázek 2.14 - Použitý diodový detektor

2.1.7 Dvojitý balanční směšovač

Tento typ směšovačů se skládá ze dvou nevyvážených do vyvážených transformátorů a z diodového můstku, kde jsou nejčastěji použity Schottkyho bariérové diody s nízkým odporem a dobrou vysokofrekvenční odezvou. Mezi výhody těchto směšovačů patří zvýšená linearita, lepší potlačení rušení a izolace mezi všemi porty.

Je-li dvojitý balanční směšovač (double-balanced mixer (DBM)) použit jako fázový detektor, pak signály LO a RF jsou na stejném kmitočtu a platí následující vztahy:

$$\begin{aligned}
 IF_{out} = & A_1 \cos\left[(\omega_{LO} - \omega_{RF})t - (\Phi_{LO} - \Phi_{RF})\right] + \\
 & + A_2 \cos\left[(\omega_{LO} + \omega_{RF})t - (\Phi_{LO} + \Phi_{RF})\right] + \quad , \quad (2.6) \\
 & + \text{frekvence vyššího řádu}
 \end{aligned}$$

Platí tedy, že se kmitočty $\omega_{LO} = \omega_{RF}$. Z tohoto vyplývá, že vztah má tvar:

$$\begin{aligned}
 IF_{out} = & A_1 \cos(\Phi_{LO} - \Phi_{RF}) + A_2 \cos(2\omega t) + \quad , \quad (2.7) \\
 & + \text{frekvence vyššího řádu}
 \end{aligned}$$

Filtrací jsou odstraněny vyšší kmitočty, takže výsledný vztah má tvar:

$$IF_{out} = A_1 \cos(\Phi_{LO} - \Phi_{RF}), \quad (2.8)$$

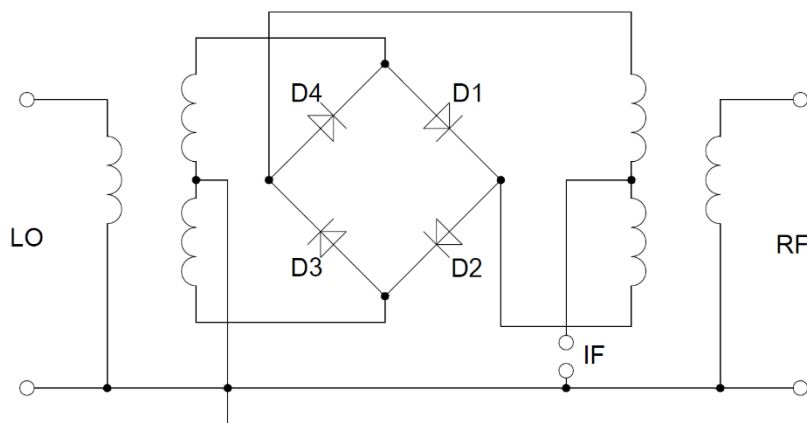
kde IF_{out} výstupní proud

A_1, A_2 amplitudy signálu

ω_{LO}, ω_{RF} kruhové kmitočty signálů LO, RF

Φ_{LO}, Φ_{RF} fázové úhly signálů LO, RF

Když je rozdíl fázového úhlu $\pm 90^\circ$ mezi signály RF a LO, pak výstupní napětí je nulové. Naopak pokud je rozdíl 0° , na výstupu je maximální kladná hodnota napětí. Při 180° je na výstupu maximální záporná hodnota napětí. Na obrázku 2.15 je uvedeno schéma dvojitě balančního směšovače a na obrázku 2.16 je uveden již konkrétně používaný směšovač. [15, 16]



Obrázek 2.15 - Schéma dvojitě balančního směšovače



Obrázek 2.16 - Dvojitý balanční směšovač

2.1.8 Selektivní 1kHz zesilovač

Tento typ zesilovače zesiluje pouze v úzkém pásmu kolem 1kHz. Může měřit intenzitu signálu. Na výstupu je 1kHz signál detekován pomocí detektoru, který je součástí tohoto zesilovače.



Obrázek 2.17 - Selektivní zesilovač

2.1.9 Přípravky k získání dat

K získání naměřených dat byly využity přípravky vyhotovené ve firmě STEINEL Technik s.r.o. od p. Ing. Jiřího Paara a p. Ing. Aleše Jelínka.

2.1.10 Programy pro získání dat

K uložení naměřených údajů byly využity programy firmy STEINEL Technik s.r.o. od p. Ing. Jiřího Paara a p. Ing. Aleše Jelínka (aplikace Network Analyzer).

2.1.11 Koaxiální kalibrační prvky

Ke kalibraci skalárního analyzátoru bylo použito zkratované vedení (Short). Podle něj byly nakalibrovány křivky pro různé úrovně útlumu. U vektorového měření byly použity kalibrační prvky zkrat (Short), otevřený konec vedení (Open) a přizpůsobený obvod (Match).

Match

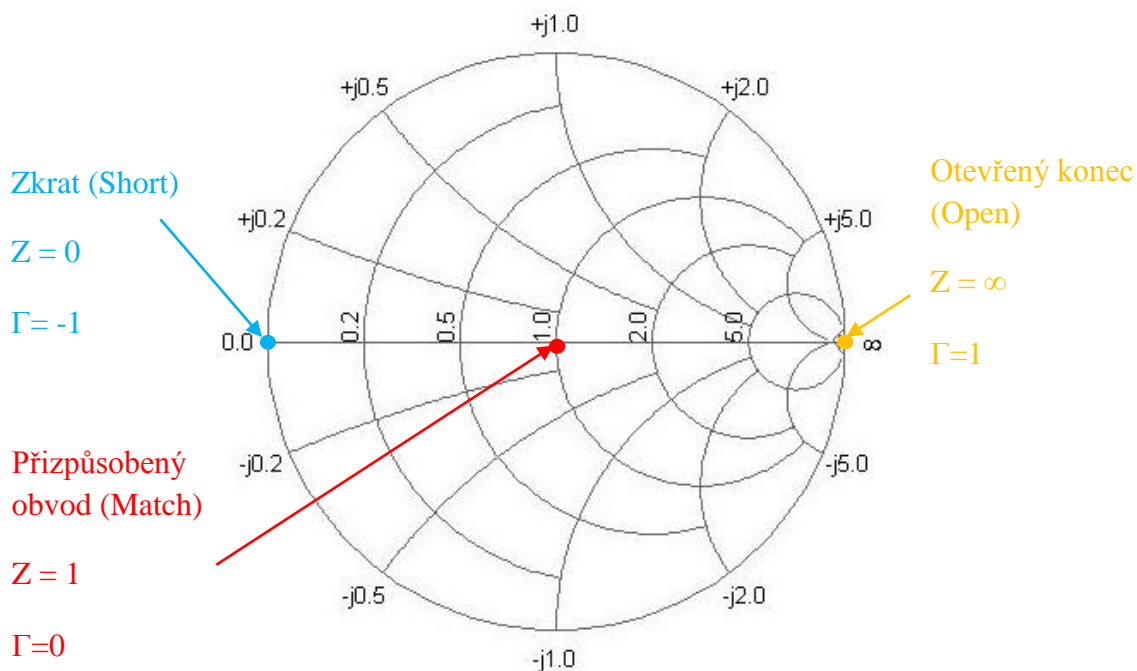
Kalibrační prvek Match je přesná širokopásmová impedance, jejíž hodnota odpovídá impedanci systému. V této práci je použit posuvný přizpůsobený obvod, u kterého bylo stanoveno, že jeho koeficient odrazu se rovná 0.

Short

Zkrat ve vlnovodech je tvořen pomocí kovové destičky přišroubované na přírubu konektoru. U koaxiálních vedení je zkrat realizován uvnitř konektoru. Koeficient odrazu se v ideálním případě rovná 1 a fáze odpovídá 180°.

Open

Otevřený konec ve vlnovodu nelze realizovat z důvodu velkého vyzařování. Na koaxiálním vedení je vyzařování mnohem menší a lze dále potlačit prodloužením vnějšího vodiče přes konec vnitřního vodiče. Koeficient odrazu v ideálním případě by měl být rovný 1 s fází 0° . [6]



Obrázek 2.18 - Smithův diagram s vyznačenými body kalibračních přípravků

Na obrázku 2.18 jsou zobrazeny ideální parametry kalibračních prvků. Používané kalibrační prvky jsou zobrazeny na obrázcích 2.19. U těchto přípravků bylo rozhodnuto, že jsou ideální.



Obrázek 2.19 - Kalibrační prvky - Open (vlevo nahoře), Short (vpravo nahoře), Match (dole)

3 Skalární obvodový analyzátor

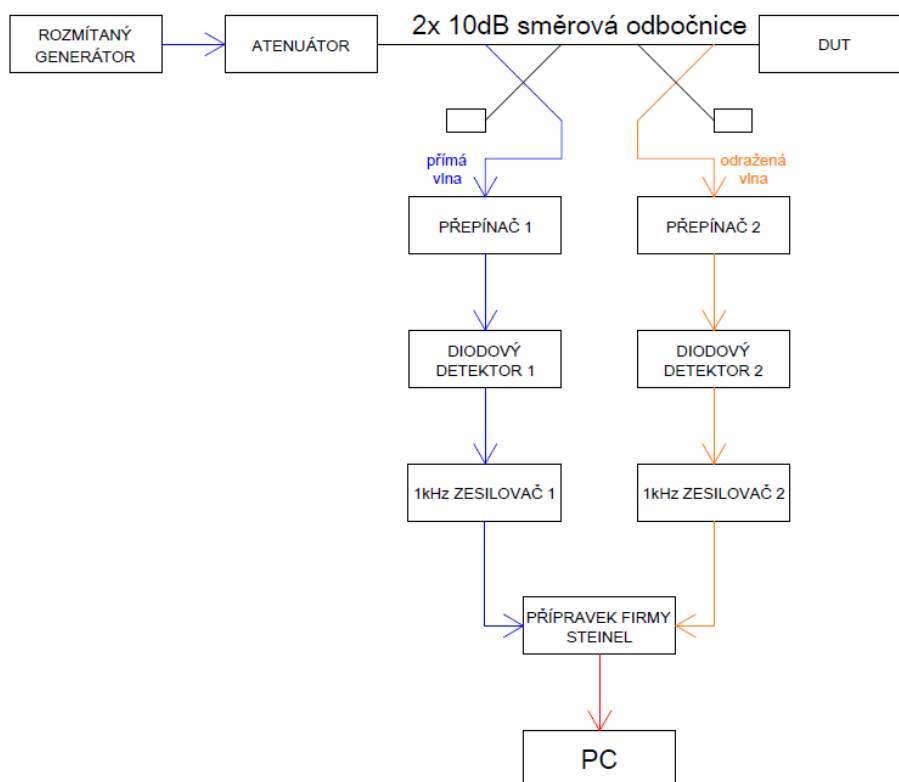
Skalární analyzátor (SNA – Scalar Network Analyzer) je druh obvodového analyzátoru, který měří pouze poměr amplitud odražené a přímé vlny testovaného přípravku DUT. Při měření koeficientu odrazu měří tedy pouze jeho absolutní hodnotu $|\Gamma|$.

Obecné shrnutí vlastností skalárního obvodového analyzátoru:

- Měří jen absolutní hodnotu přenosu a odrazů, neměří fázi
- Jednoduchá a rychlá kalibrace
- Jednoduchá obsluha přístroje
- Relativně levné přístroje
- Nelze opravit některé systematické chyby, které mohou vznikat například vlivem odrazů v měřící trase

3.1 Obvodové řešení skalárního analyzátoru

Na obrázku 3.1 je zobrazeno blokové schéma sestavy analyzátoru pro skalární měření parametrů.



Obrázek 3.1 - Blokové schéma skalárního analyzátoru

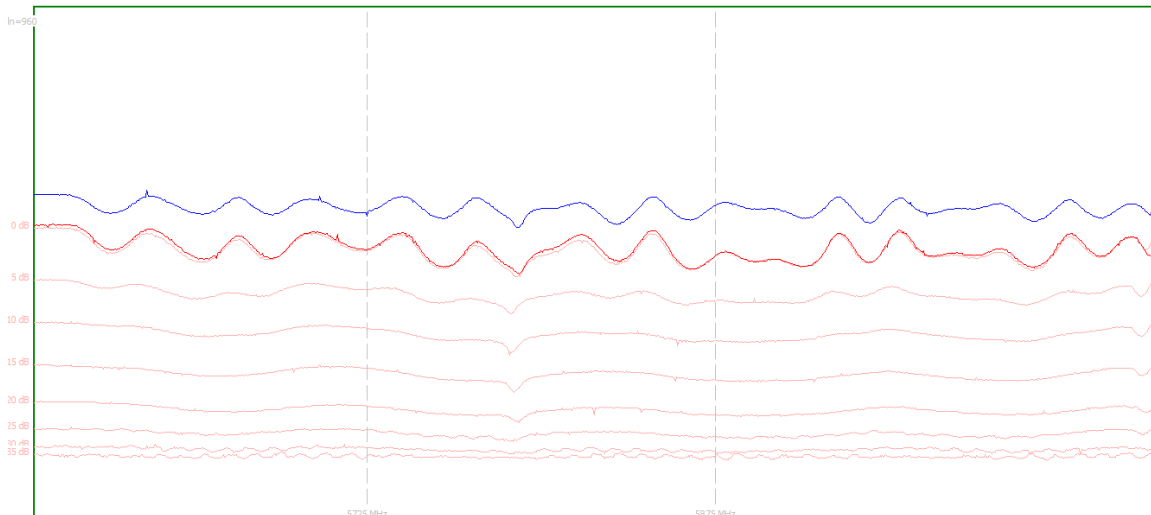
3.2 Nastavení měřícího pracoviště

Na začátku měření je nutné nastavit na jednotlivých připojených přípravcích správné hodnoty parametrů, nebo je nastavit do správné polohy. Čili na rozmítaném generátoru je nastaven kmitočtový rozsah od 5500MHz až do 5900MHz. Dále je na generátoru nastavena rychlost rozmítání a amplitudová modulace. Následujícími prvky jsou atenuátory, na kterých je nastaven z počátku útlum na hodnotu 0dB. Koaxiální přepínače jsou přepnuty do takové polohy, kdy je signál dále veden na diodové detektory. Signály z detektorů jsou přivedeny na vstupy 1kHz zesilovačů, na kterých lze podle potřeby nastavit útlum +20dB. Za nimi následuje jeden z přípravků firmy Steinel Technik, který je dále propojen s notebookem pomocí kabelu USB. Na něm je spuštěn program Network Analyzer pro získání a zobrazení dat, který byl naprogramován panem Ing. Alešem Jelínkem.

3.3 Postup měření koeficientu odrazu

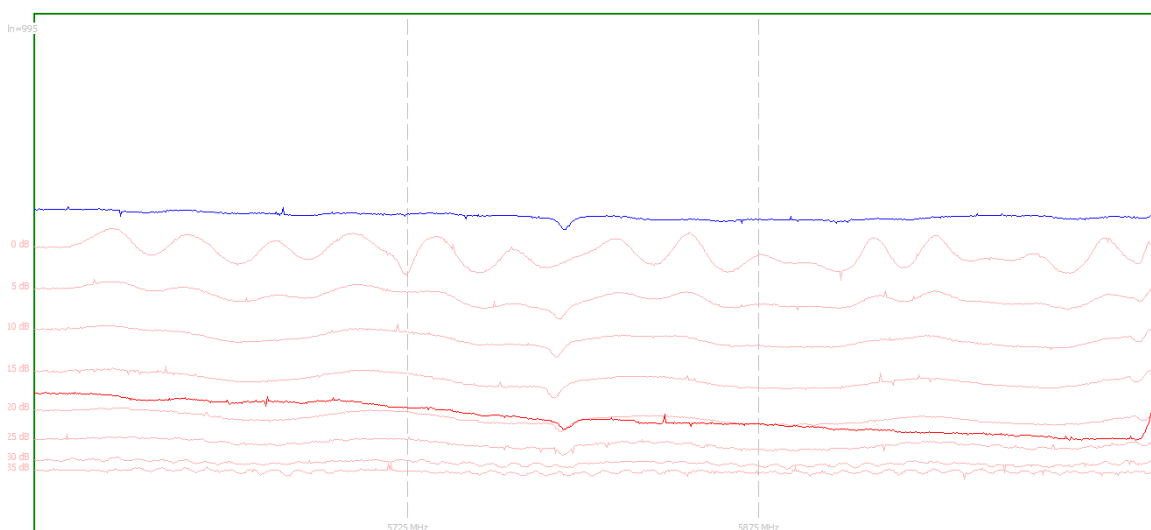
- Pro kalibraci byl zvolen zkrat
- Pro zobrazení a uložení naměřených hodnot byl použit program Network Analyzer, který byl vytvořen p. Ing. Alešem Jelínkem.
- Na frekvenčním rezonátoru (frequency meter) byly postupně nastaveny hraniční kmitočty na hodnoty 5725MHz a 5875MHz. Současně v programu byly tyto kmitočty též nastaveny a pomocí tlačítka „Calib F“ byly uloženy na odpovídajících místech. Tyto hraniční kmitočty jsou na obrázku 3.2 zobrazeny čerchovanými čarami spolu s odpovídajícími kmitočty.
- Pomocí kontinuálně proměnného atenuátoru byly nastavovány různé hodnoty útlumu. V tomto případě byl zvolen krok po 5dB v rozsahu od 0dB až do 35dB. Pro každou hodnotu útlumu byla za pomoci daného softwaru zaznamenána odpovídající kalibrační křivka. Výsledkem je sít' křivek při zkratovaném vedení, viz obrázek 3.2.

Obecně měřené hodnoty odpovídají napětím V^+ , představující přímý signál, a V^- , představující signál odražený. Tato napětí jsou získávána z diodových detektorů. Na obrázku 3.2 je ukázka z aplikace Network Analyzer. Vyobrazená modrá křivka představuje konkrétně napětí V_0^+ , což je referenční přímý signál při 0dB. Naopak červené křivky, které byly zaznamenávány pro různé hodnoty útlumu, představují hodnoty V_m^- . Dolní index m označuje zvolený útlum (0-35dB). Na obrázku 3.2 zvýrazněná červená křivka odpovídá konkrétně útlumu 0dB při zkratovaném konci vedení.



Obrázek 3.2 - Kalibrační křivky V^+ a V^- při připojení zkratu, hraniční frekvence

Po této kalibraci byl kontinuálně proměnný atenuátor opět nastaven na útlum 0dB. Následně byl na koaxiální konec připojen přípravek, neboli DUT (device under test) a byla zaznamenána odpovídající křivka V_{DUT}^- , která je červeně zobrazena na obrázku 3.3. V tomto případě změřený průběh odpovídá 10dB atenuátoru, který byl zakončen zkratem.



Obrázek 3.3 - DUT (pevný atenuátor 10dB + zkrat)

Data, odpovídající zobrazeným křivkám (např. na obrázku 3.3), včetně nastavených útlumů a kmitočtu byla uložena do tabulkového programu Microsoft Excel. Ukázku těchto uložených dat vyobrazuje obrázek 3.4. Název tohoto souboru, pro použití k dalšímu zpracování, může mít libovolný název, např. Data.xlsx. Příklad kompletních uložených dat je uveden na příloženém CD.

3.4 Zpracování naměřených dat

Na následujícím obrázku 3.4 je ukázán výřez naměřených dat.

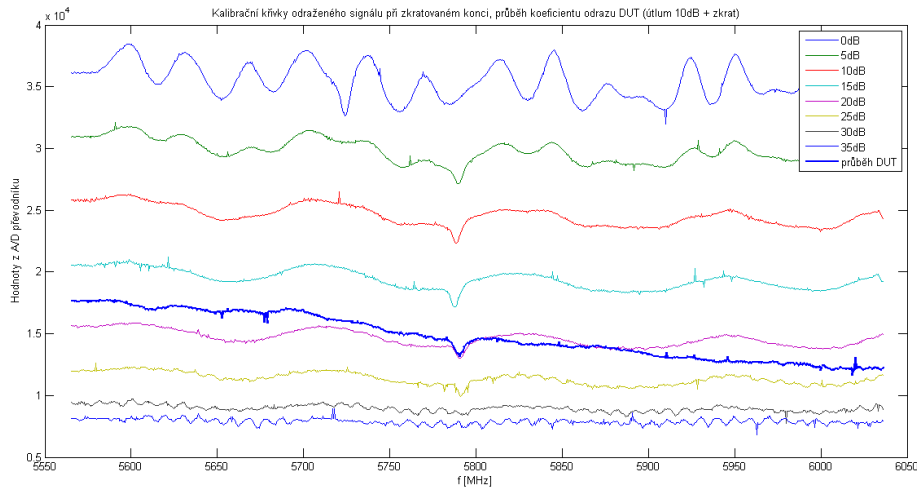
	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P	Q	R	S	T	U	V	W	
1	Kalibrace F:																							
2		5875	638																					
3		5725	329																					
4																								
5		F[MHz]:																						
6		5565,3	5565,8	5566,3	5566,7	5567,2	5567,7	5568,2	5568,7	5569,2	5569,7	5570,1	5570,6	5571,1	5571,6	5572,1	5572,6	5573,1	5573,5	5574	5574,5	5575		
7	[CH 0/ref]																							
8	[CH basic]																							
9		Kalibrace dB:																						
10	V_m^-	0	36160	36096	36096	36160	36224	36160	36096	36160	36160	36160	36096	36096	36160	36160	36224	36160	36160	36096	36160	36096	36160	
11		5	30912	30976	30976	30912	30912	30912	30976	30976	30976	30976	30912	30912	30912	30912	30912	30912	30976	30976	30976	30912	30976	
12		10	25856	25856	25856	25856	25728	25856	25792	25856	25920	25856	25728	25856	25856	25792	25728	25920	25728	25856	25920	25728	25856	
13		15	20544	20544	20544	20544	20480	20544	20544	20544	20608	20608	20544	20608	20608	20480	20480	20544	20480	20608	20480	20480	20544	
14		20	15680	15680	15616	15680	15616	15680	15680	15616	15488	15552	15552	15616	15616	15616	15680	15616	15680	15616	15680	15616	15680	
15		25	11968	11968	11968	11968	11968	11968	11968	11968	11904	11968	11904	11968	12032	12032	12096	12032	12096	12032	12032	11968	12032	
16	30	9472	9408	9344	9344	9344	9280	9344	9344	9280	9472	9408	9344	9536	9472	9472	9344	9472	9216	9344	9344	9344		
17	35	8128	8128	8128	8128	8128	8128	8128	8064	8064	8000	7936	8000	8000	8000	8064	8064	8128	8320	8128	8128	8256		
18		dB																						
19		Křivka:																						
20	V_{DUT}^-	[dB]	17664	17664	17664	17664	17600	17664	17600	17600	17600	17600	17600	17664	17664	17664	17664	17664	17664	17664	17664	17664	17536	
21		[dB]	17,62	18	18	17,62	17,53	17,62	18,06	17,9	17,9	17,9	18,06	17,77	17,62	17,62	17,46	17,83	17,83	17,83	17,77	17,96		
22	[CH ref]																							
23		Kalibrace dB:																						
24	V_0^+	0	40256	40256	40256	40256	40384	40256	40256	40320	40256	40256	40256	40320	40256	40256	40320	40256	40320	40192	40320	40320	40256	

Obrázek 3.4 - Výřez naměřených dat v Excelu získaných pomocí aplikace Network analyzer

V zobrazeném výřezu jsou zvýrazněny následující naměřené hodnoty, které jsou dále zpracovávány pomocí programu Matlab.

- Modré označení - kmitočet v MHz (f)
- Žluté označení - nakalibrované hodnoty útlumu v dB (dB).
- Oranžové označení - data kalibračních křivek odraženého signálu (V_m^-), kde m představuje jednotlivé hodnoty útlumu (0-35dB)
- Šedé označení – data, která odpovídají připojenému DUT (V_{DUT}^-)
- Zelené označení - data referenční křivky přímého signálu pro hodnotu útlumu 0dB (V_0^+)

Na obrázku 3.5 jsou zobrazeny křivky, které odpovídají datům, změřených pomocí aplikace Network Analyzer. Sít křivek, která odpovídá nakalibrovaným hodnotám 0-35dB, znázorňuje hodnoty V_m^- . Tučnější modrá křivka zobrazuje změřené hodnoty připojeného přípravku DUT (průběh DUT). Ve výřezu jsou tato data označena jako V_{DUT}^- .



Obrázek 3.5 - Naměřené kalibrační křivky, průběh koeficientu odrazu - útlum 10dB se zkratem

Koeficient odrazu je definován jako poměr vlny odražené a vlny přímé, viz obrázek 1.2. Činitel odrazu pro měřený objekt je v tomto případě definován vztahem (3.1).

$$|\Gamma_{R dB}| = 20 \log \left| \frac{V_{DUT}^-}{V_0^+} \right|, \quad (3.1)$$

kde V_0^+ hodnoty získané z detektoru (postupná vlna)

V_{DUT}^- hodnoty získané z detektoru (odražená vlna při zkratovaném vedení)

$|\Gamma_{R dB}|$ koeficient odrazu v jednotkách dB při připojení DUT

Pro síť kalibračních křivek odpovídá vztah (3.2)

$$|\Gamma_{C dB}| = 20 \log \left| \frac{V_m^-}{V_0^+} \right|, \quad (3.2)$$

kde V_0^+ hodnoty získané z detektoru (postupná vlna)

V_m^- hodnoty získané z detektoru (odražená vlna při zkratovaném vedení pro nastavené hodnoty útlumu)

$|\Gamma_{C dB}|$ koeficient odrazu v jednotkách dB odpovídající síti křivek při zkratovaném konci vedení

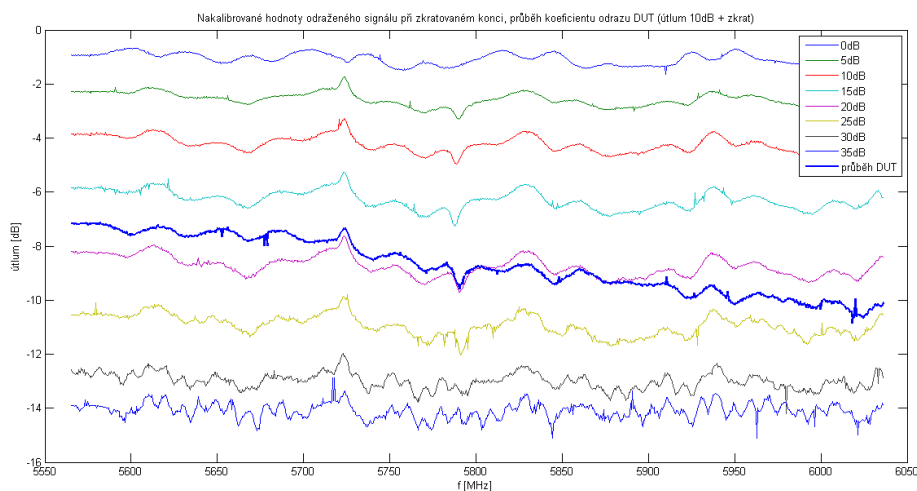
Výše uvedené vztahy byly aplikovány na naměřené hodnoty a byly tak vypočítány koeficienty odrazu pro každou hodnotu kmitočtu. V práci (v Matlabu) byl konkrétně pro naměřené hodnoty křivek V_m^- použit vztah (3.3) a pro výpočet hodnot odrazu signálu V_{DUT}^- vztah (3.4).

$$C[m, k] = 20 \log \left(\frac{V_m^-[m, k]}{V_0^+[k]} \right), \quad (3.3)$$

kde C změřené hodnoty odrazu kalibračních křivek v dB
m řádek s hodnotami odpovídající jednotlivým nakalibrovaným dB
k sloupec s hodnotami odpovídající jednotlivým kmitočtům f

$$R[k] = 20 \log \left(\frac{V_{DUT}^-[k]}{V_0^+[k]} \right), \quad (3.4)$$

kde R změřený koeficient odrazu DUT v dB



Obrázek 3.6 - Sít' kalibrační křivky C[m,k] a průběh změřeného koeficientu odrazu R[k]

Porovnáním křivek na obrázku 3.3, získaného za pomoci aplikace, s křivkami na obrázku 3.6 lze zpozorovat, že výsledné průběhy nejsou stejné, neodpovídají nastaveným hodnotám dB, které jsou uvedeny i v legendě. Z tohoto důvodu bylo nutné provést kalibraci diodových detektorů, z nichž každý měl jinou citlivost, tzn., že stejným hodnotám přiváděného výkonu každý z detektorů přiřadil jinou hodnotu stejnosměrného napětí.

K získání odpovídajících hodnot koeficientu odrazu měřeného přípravku bylo zapotřebí nakalibrovat sít' křivek, které jsou uvedeny na obrázku 3.6 pod legendou 0-35dB. Ke kalibraci byla využita metoda nejmenších čtverců (MNČ).

3.4.1 Metoda nejmenších čtverců – obecný postup

Principem této metody je, aby součet čtverců (druhých mocnin) naměřených hodnot y_i a funkčních hodnot $f(x_i)$ pro stejnou hodnotu x_i byl co nejmenší, tj.

$$\sum_{i=1}^n (f(x_i) - y_i)^2 \rightarrow \min, \quad (3.5)$$

kde x_i funkční hodnoty

y_i naměřené hodnoty

Funkce $y=f(x)$ je funkce s neznámými koeficienty a její tvar závisí na vztahu mezi x a y .

Pro lineární aproximaci platí:

$$\sum_{i=1}^n (ax_i + b - y_i)^2 \rightarrow \min, \quad (3.6)$$

kde a, b neznámé parametry

Tato úloha dále vede na řešení soustavy lineárních rovnic:

$$\begin{aligned} a \sum_{i=1}^n x_i + bn &= \sum_{i=1}^n y_i \\ a \sum_{i=1}^n x_i^2 + b \sum_{i=1}^n x_i &= \sum_{i=1}^n x_i y_i \end{aligned}, \quad (3.7)$$

Získanou soustavu lze zapsat pomocí matic:

$$\underbrace{\begin{pmatrix} \sum_{i=1}^n x_i y_i \\ \sum_{i=1}^n y_i \end{pmatrix}}_Y = \underbrace{\begin{pmatrix} \sum_{i=1}^n x_i^2 & \sum_{i=1}^n x_i \\ \sum_{i=1}^n x_i & n \end{pmatrix}}_X \underbrace{\begin{pmatrix} A_1 \\ A_0 \end{pmatrix}}_A, \quad (3.8)$$

$$\text{neboli } \mathbf{Y} = \mathbf{XA}$$

kde n počet řádků naměřených dat

A_i hledané parametry

Parametry A byly spočítány následujícím způsobem:

$$\mathbf{A} = \mathbf{inv}(\mathbf{X})\mathbf{Y}, \quad (3.9)$$

3.4.2 Použití MNČ pro naměřená data

Pro aproximaci naměřených dat byla použita aproximace polynomem, pro kterou obecně platí vztah:

$$y = A_p x^p + \dots + A_1 x + A_0, \quad (3.10)$$

kde y počítaný parametr

x změřený parametr

p stupeň polynomu

A_p vypočítané parametry MNČ

Pro ověření těsnosti proložení dat polynomem byla spočítána střední kvadratická chyba neboli rozptyl.

$$\sigma^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^m \left(dB - \left(A_3 C[:,k]^3 + A_2 C[:,k]^2 + A_1 C[:,k] + A_0 \right) \right)^2, \quad (3.11)$$

kde σ^2 střední kvadratická odchylka

dB je sloupcový vektor nakalibrovaných hodnot dB

m počet řádků u parametru C

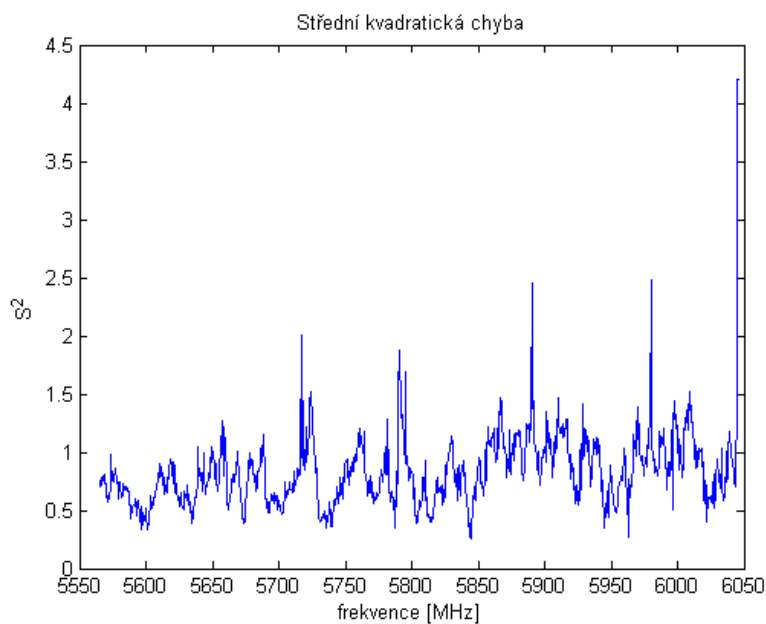
k počet sloupců (odpovídá počtu změřených kmitočtů)

A_i koeficienty spočítané za pomoci MNČ

$C[:,k]$ je sloupec hodnot koeficientu odrazu všech naměřených kalibračních křivek odpovídajících daným nakalibrovaným hodnotám dB při daném kmitočtu k

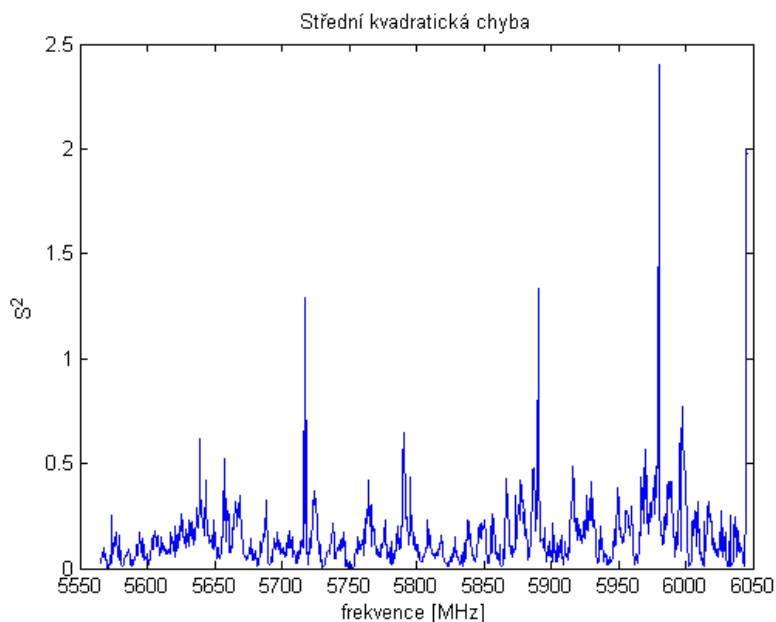
Volba stupně polynomu:

1) Polynom 2. stupně – parabola



Obrázek 3.7 - Střední kvadratická chyba polynom 2. stupně

2) Polynom 3. stupně



Obrázek 3.8 - Střední kvadratická chyba polynom 3. stupně

Z průběhů bylo zjištěno, že menší rozptyl je u polynomu 3. stupně. Z tohoto důvodu je aproximace metodou nejmenších čtverců prováděna pro polynom 3. stupně, kterému odpovídá výsledný vztah (3.12).

$$y = A_3x^3 + A_2x^2 + A_1x + A_0, \quad (3.12)$$

Po dosazení naměřených hodnot C a dB je získána soustava rovnic, která lze vyjádřit v maticovém tvaru následovně:

$$\underbrace{\begin{pmatrix} \sum_{i=1}^k dB.(C[:,k])^3 \\ \sum_{i=1}^k dB.(C[:,k])^2 \\ \sum_{i=1}^k dB.(C[:,k])^1 \\ \sum_{i=1}^k dB \end{pmatrix}}_b = \underbrace{\begin{pmatrix} \sum_{i=1}^k (C[:,k])^6 & \sum_{i=1}^k (C[:,k])^5 & \sum_{i=1}^k (C[:,k])^4 & \sum_{i=1}^k (C[:,k])^3 \\ \sum_{i=1}^k (C[:,k])^5 & \sum_{i=1}^k (C[:,k])^4 & \sum_{i=1}^k (C[:,k])^3 & \sum_{i=1}^k (C[:,k])^2 \\ \sum_{i=1}^k (C[:,k])^4 & \sum_{i=1}^k (C[:,k])^3 & \sum_{i=1}^k (C[:,k])^2 & \sum_{i=1}^k (C[:,k])^1 \\ \sum_{i=1}^k (C[:,k])^3 & \sum_{i=1}^k (C[:,k])^2 & \sum_{i=1}^k (C[:,k]) & n \end{pmatrix}}_X \underbrace{\begin{pmatrix} A_3 \\ A_2 \\ A_1 \\ A_0 \end{pmatrix}}_A, \quad (3.13)$$

kde dB je sloupcový vektor nakalibrovaných hodnot dB

$C[:,k]$ je sloupec hodnot (označeno $:$) koeficientu odrazu všech naměřených kalibračních křivek odpovídajících daným nakalibrovaným hodnotám dB při daném kmitočtu k

n počet řádků u parametru C

Ze vztahu (3.13) byly vyjádřeny neznámé parametry A . Tomuto vyjádření odpovídá vztah (3.14):

$$\mathbf{A} = \mathbf{inv}(\mathbf{X}) \cdot \mathbf{b}, \quad (3.14)$$

kde X označení matice 4×4

$\mathbf{inv}(X)$ inverzní matice k matici X

A, b označení sloupcových vektorů

Výsledkem metody nejmenších čtverců jsou tedy vypočítané hodnoty koeficientů A_i . Tyto parametry jsou počítány pro každý kmitočet.

Pro výpočet hledaného koeficientu odrazu $|\Gamma_{DUT}|$ byla použita rovnice (3.12). Za naměřené hodnoty x je dosazen parametr R (změřené odrazy DUT v dB). Výsledkem je rovnice (3.15).

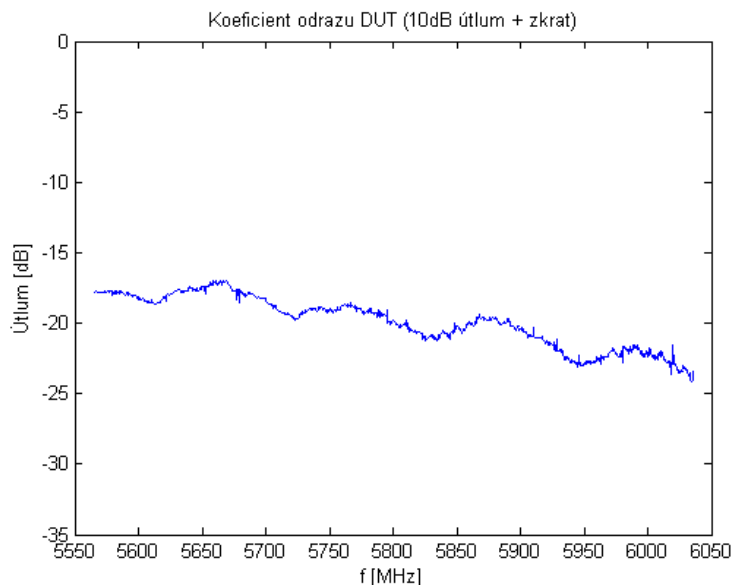
$$|\Gamma_{DUT}[k]| = R[k]^3 A_3 + R[k]^2 A_2 + R[k] A_1 + A_0 \quad [dB], \quad (3.15)$$

kde $|\Gamma_{DUT}[k]|$ vypočítaná hodnota koeficientu odrazu pro kmitočet k

$R[k]$ naměřené hodnoty parametru $R[k]$

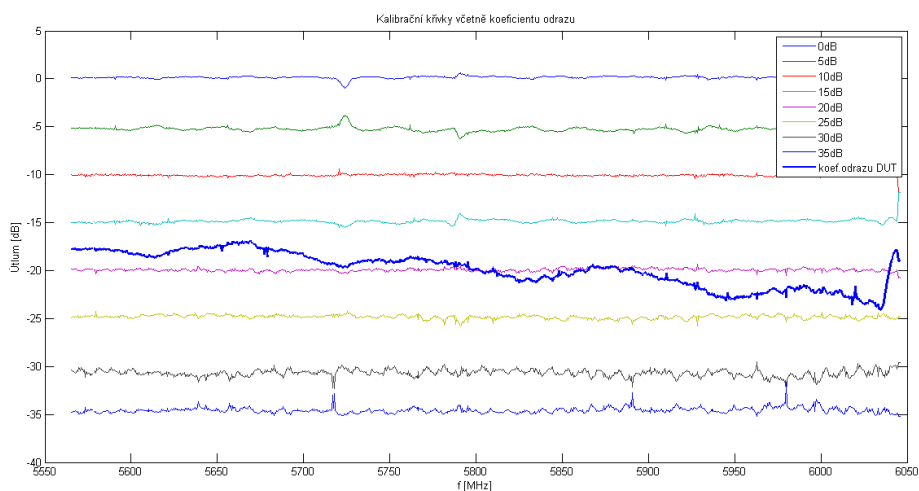
A_i vypočtené koeficienty MNC

Na obrázku 3.9 je zobrazen příklad vypočítaného koeficientu odrazu pro 10dB útlum zakončený zkratem. Tento výsledek se zcela neshoduje s naměřeným průběhem (obrázek 3.3). Je to způsobeno tím, že začátek a konec byl u tohoto výsledku ořezán o 20 bodů z důvodu výskytu možných chyb v datech.



Obrázek 3.9 - Výsledný koeficient odrazu skalárního měření – 10dB útlum zakončený zkratem

Pokud místo parametru x ve vztahu (3.12) dosadíme do rovnice hodnoty C (změřené odrazy kalibračních křivek v dB), získáme velice podobné výsledky jako u obrázku 3.3. Na obrázku 3.10 je uveden výsledek tohoto výpočtu. Zde již zobrazené nakalibrované křivky odpovídají ze začátku nastaveným hodnotám dB. Na obrázku je uveden i koeficient odrazu 10dB atenuátoru se zkratem.



Obrázek 3.10 - Nakalibrované křivky včetně vypočteného koef. odrazu Γ_{DUT}

Z důvodu nepoužití kalibrace na začátku tohoto měření, není tento typ měření zcela přesný. Tento nedostatek řeší následující vektorové měření, kde je již použita kalibrační metoda pomocí přípravku OPEN, SHORT a MATCH.

Ukázka skriptu z Matlabu je uvedena na přiloženém CD včetně popisu kódu.

4 Vektorový obvodový analyzátor

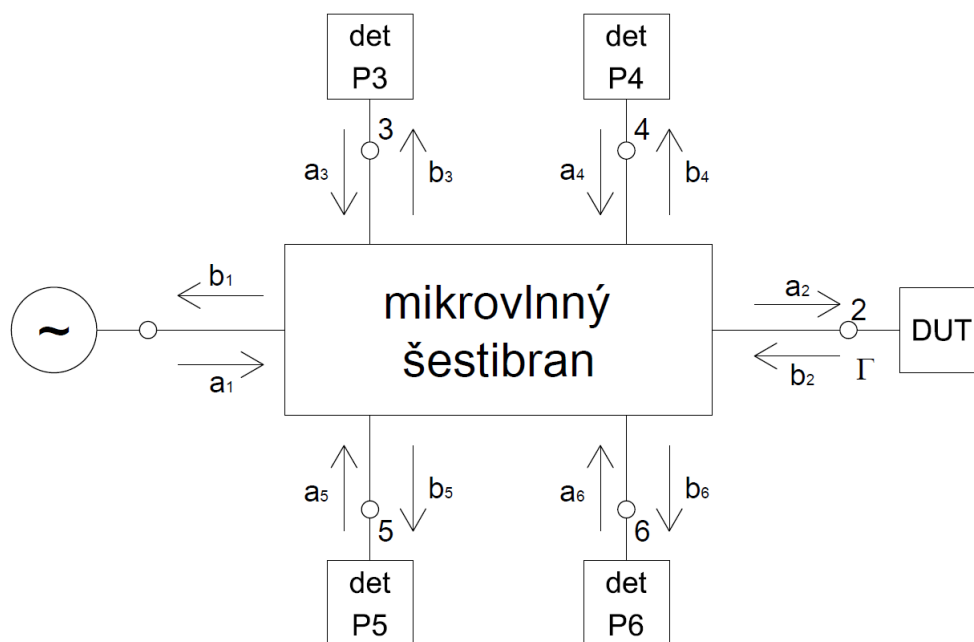
Vektorový analyzátor (VNA – Vector Network Analyzer) je dalším druhem obvodového analyzátoru. Oproti SNA měří komplexní koeficient odrazu nebo přenosu a také fázový posuv mezi postupnou a odraženou vlnou.

Obecné shrnutí vlastností:

- měří modul i fázi přenosu a odrazu
- často složitá a zdlouhavá kalibrace
- náročnější obsluha oproti SNA
- cenově dražší přístroje
- lze používat i ve skalárním režimu
- možnost korekce systematických chyb vzniklých při měření v plném rozsahu

4.1 Metoda šestibranu (six-portu)

Šestibran je lineární pasivní prvek, který slouží k měření komplexního činitele odrazu připojeného objektu. K portu 1 je připojen generátor mikrovlnného signálu a k portu 2 je připojen měřený objekt, neboli DUT. Na zbylých branách (3-6) je měřen dopadající výkon (P_3 - P_6) pomocí připojených detektorů (det).



Obrázek 4.1 - Blokové schéma metody mikrovlnného šestibranu

Na branách s detektory se obecně koeficient odrazu vyjádří podle vztahu:

$$\Gamma_i = \frac{a_i}{b_i}, \quad (4.1)$$

kde Γ_i je koeficient odrazu na i-té bráně
 a_i vlna odražená na i-té bráně
 b_i vlna dopadající na i-té bráně

Na bráně 2, k níž je připojen měřený objekt a na kterém je hledán činitel odrazu, platí vztah

$$\Gamma = \frac{a_2}{b_2} \equiv \frac{a}{b}, \quad (4.2)$$

System založený na six-portu lze popsat následujícími rovnicemi pro měření výkonu na branách 3 až 6:

$$P_3 = |Aa + Bb|^2, \quad (4.3)$$

$$P_4 = |Ca + Db|^2, \quad (4.4)$$

$$P_5 = |Ea + Fb|^2, \quad (4.5)$$

$$P_6 = |Ga + Hb|^2, \quad (4.6)$$

kde $P_3 \dots P_6$ jsou výkony na portech 3-6
 $A \dots H$ jsou komplexní konstanty charakterizující šestibran
 a vlna odražená na portu 2
 b vlna dopadající na port 2

„Z praktických důvodů, kterými může být například amplitudová nestabilita generátoru“ [11], je vhodné zvolit jednu komplexní konstantu ($A \dots H$) rovnou 0, tedy $A=0$. Potom hodnota výkonu na portu 3 odpovídá pouze výkonu z generátoru.

$$P_3 = |Bb|^2 \rightarrow |b|^2 = \frac{P_3}{|C|^2}, \quad (4.7)$$

Dále je možné vztahy (4.4-4.6) upravit pomocí vztahu (4.2).

$$P_4 = |C|^2 |b|^2 |\Gamma - q_4|^2, \quad (4.8)$$

$$P_5 = |E|^2 |b|^2 |\Gamma - q_5|^2, \quad (4.9)$$

$$P_6 = |G|^2 |b|^2 |\Gamma - q_6|^2, \quad (4.10)$$

Kde koeficienty q představují substituci a odpovídají vztahům:

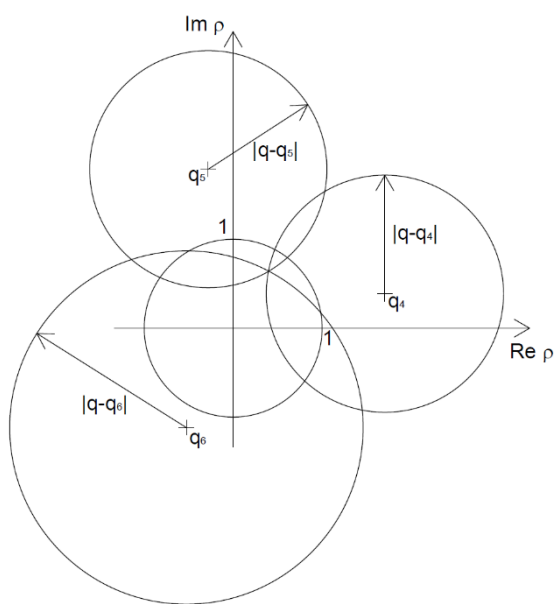
$$q_4 = -\frac{D}{C}, q_5 = -\frac{F}{E}, q_6 = -\frac{H}{G}, \quad (4.11)$$

Předchozí rovnice byly dále upraveny pomocí vztahu (4.7):

$$|\Gamma - q_4|^2 = \frac{P_4}{P_3} \left| \frac{B}{C} \right|^2, \quad (4.12)$$

$$|\Gamma - q_5|^2 = \frac{P_5}{P_3} \left| \frac{B}{E} \right|^2, \quad (4.13)$$

$$|\Gamma - q_6|^2 = \frac{P_6}{P_3} \left| \frac{B}{G} \right|^2, \quad (4.14)$$

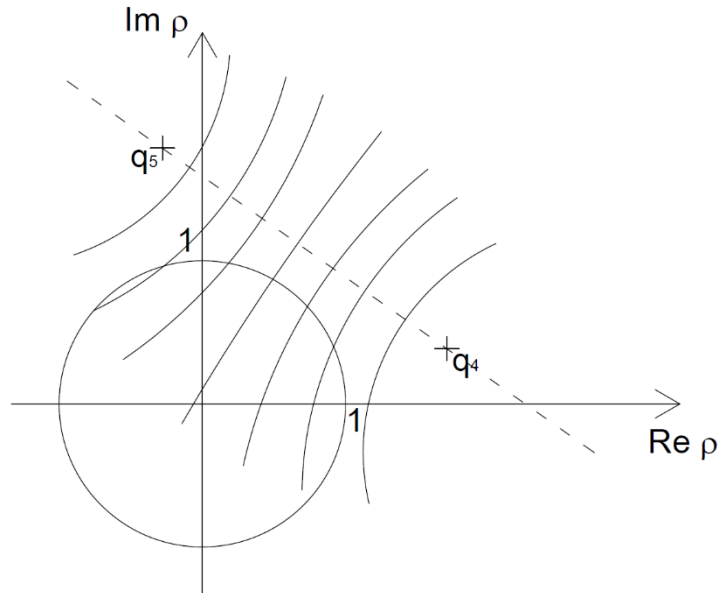


Obrázek 4.2 - Geometrická interpretace vztahu (4.12, 4.13, 4.14)

Na obrázku 4.2 jsou zobrazeny geometrické interpretace vztahů 4.12, 4.13 a 4.14. 2D prostor zde tvoří jednotková kružnice, která odpovídá všem pasivním prvkům s $|\Gamma| \leq 1$, a kružnice se středy v bodech q_4, q_5, q_6 a s odpovídajícími poloměry $|\Gamma - q_4|, |\Gamma - q_5|, |\Gamma - q_6|$. V ideálním případě se všechny kružnice protnou v jednom bodě, který odpovídá hledanému koeficientu odrazu.

V obecnějším případě platí vztah (4.15), což je poměr vztahů (4.8) a (4.9), který vyjadřuje též kružnici ležící na přímce spojující dva body, např. q_4 a q_5 . V tomto případě střed kružnice závisí na poměru výkonů.

$$\frac{|\Gamma - q_4|^2}{|\Gamma - q_5|^2} = \frac{P_4}{P_5} \left| \frac{E}{C} \right|^2, \quad (4.15)$$

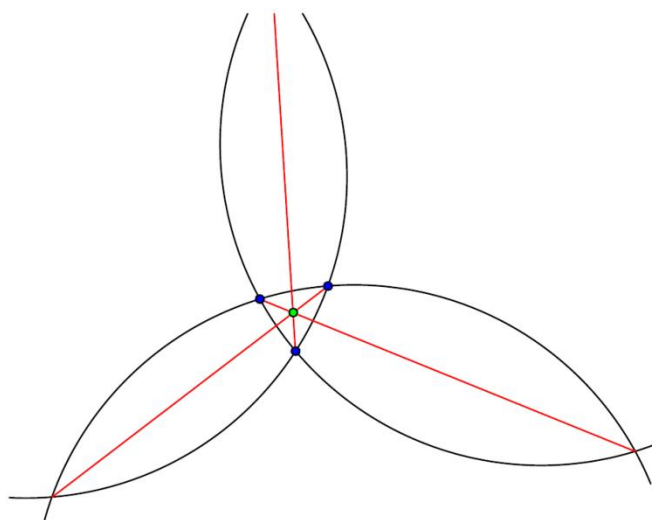


Obrázek 4.3 - Obecné vyjádření

V praxi se však kružnice nemusí protínat pouze v jednom bodě. Pak koeficient odrazu je dán průsečíkem úseček a_4, a_5, a_6 . Toto vede k jednoduchému vzorci:

$$\Gamma = \frac{c_3 P_3 + c_4 P_4 + c_5 P_5 + c_6 P_6}{m_3 P_3 + m_4 P_4 + m_5 P_5 + P_6} + j \frac{s_3 P_3 + s_4 P_4 + s_5 P_5 + s_6 P_6}{m_3 P_3 + m_4 P_4 + m_5 P_5 + P_6}, [2] \quad (4.16)$$

kde $c_3 \dots c_4, s_3 \dots s_6, m_3 \dots m_5$ reálné parametry, další forma kalibračních konstant
 $P_3 \dots P_6$ výkony na odpovídajících branách



Obrázek 4.4 - Příklad neprotnutí kružnic v jednom bodě

Čerpáno z literatury [2, 11, 27]

4.1.1 Optimální nastavení

- 1) Výkon na referenčním detektoru by měl být úměrný pouze výkonu signálu z generátoru a neměl by být ovlivňován připojenou zátěží
- 2) Vzdálenost středů q-bodů od počátku souřadného systému by měla být min 2
- 3) K dosažení minimálních chyb by měly být q-body (středů kružnic) rozmístěny kolem jednotkové kružnice s rozestupem $\Psi=120^\circ$

Poté ideální vzdálenost mezi detektory je:

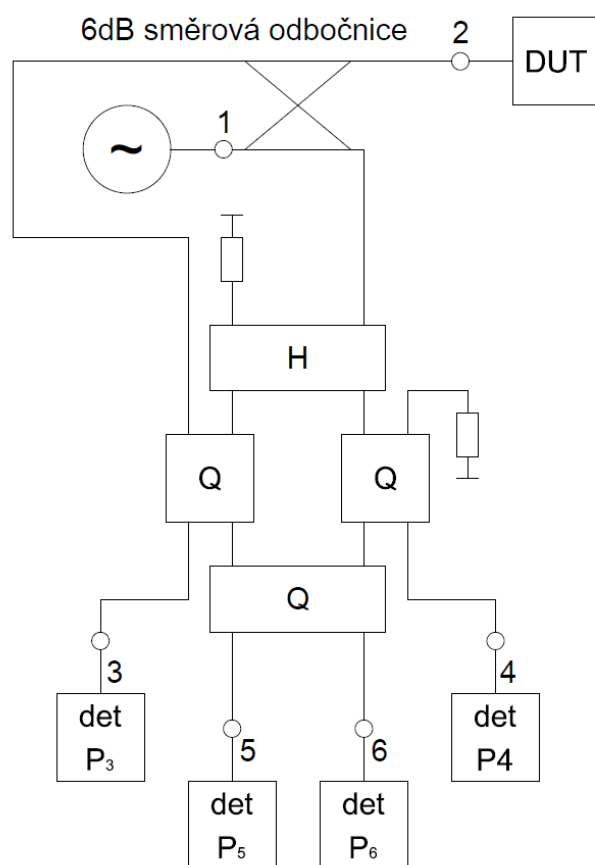
$$l_x = \frac{\Psi \lambda}{2\pi}, \quad (4.17)$$

kde l_x neznámá vzdálenost mezi detektory

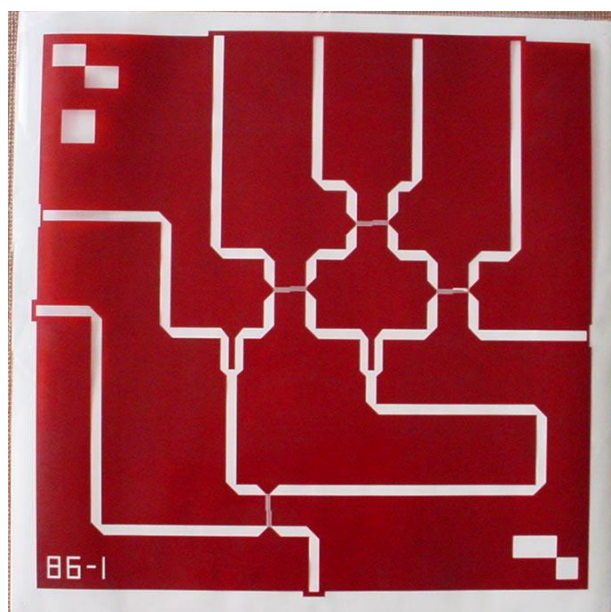
Ψ fázové rozestupy mezi detektory

λ vlnová délka

Na následujícím obrázku 4.5 je zobrazeno možné zapojení šestibranu pomocí vlnovodu. Obvod H představuje v zapojení hybridní člen (180°) a Q obvody jsou kvadraturní členy (90°). Nevýhodou tohoto zapojení jsou především rozměry. Jinou možností je vytvořit šestiport pomocí mikropáskového vedení, např. podle obrázku 4.6. [2, 11, 27]



Obrázek 4.5 - Možné zapojení šestibranu realizovaného vlnovody



Obrázek 4.6 - Možné řešení šestiportu pomocí mikropáskového vedení [2]

4.1.2 Kalibrace

Pro účely kalibrace je vhodnější použít vztah (4.18).

$$\Gamma = r + jx = \frac{\sum_{i=1}^4 (F_i + jG_i)P_i}{\sum_{i=1}^4 H_i P_i}, \quad [11] \quad (4.18)$$

kde Γ je hledaný koeficient odrazu

F_i, G_i, H_i jsou reálné konstanty popisující šestibran

P_i jsou změřené výkony na odpovídajících branách

Tento vztah můžeme v obecném případě normovat například vůči parametru H_4 . Pro získání neznámého činitele odrazu je nutné znát 11 konstant šestibranu. Rozdělením vztahu (4.18) na reálnou a imaginární část vzniknou dvě rovnice (4.19) a (4.20):

$$\sum_{i=1}^4 F_i P_i - r \sum_{i=1}^3 H_i P_i = r P_4, \quad (4.19)$$

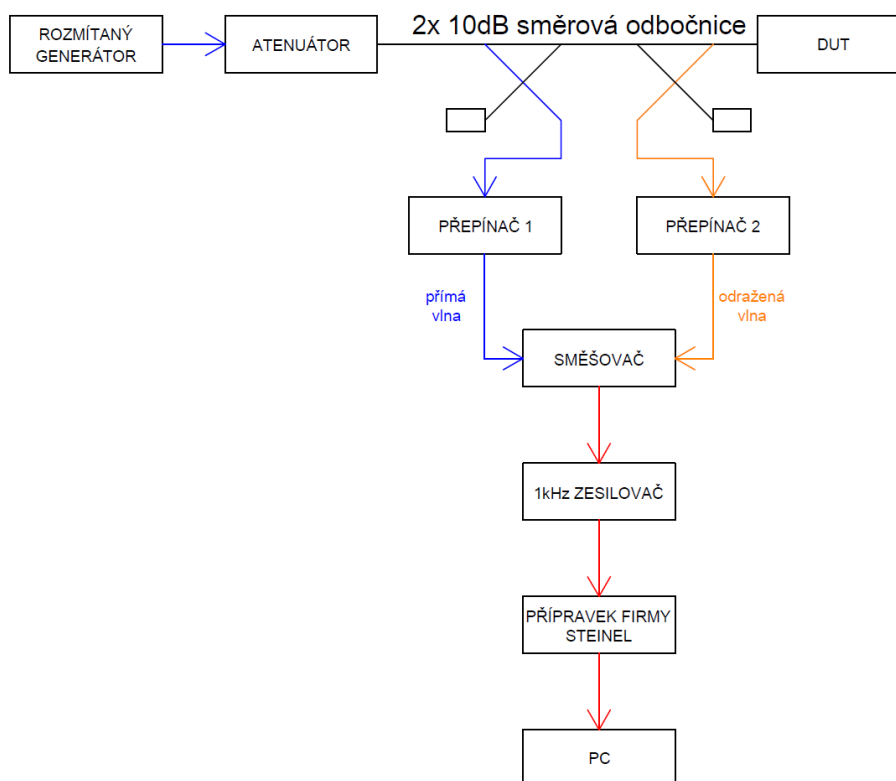
$$\sum_{i=1}^4 G_i P_i - x \sum_{i=1}^3 H_i P_i = x P_4, \quad (4.20)$$

Nyní pomocí 7 známých impedancí lze provést celou kalibraci, při níž se získají neznámé konstanty a vypočítá se tak hledaný koeficient odrazu. Avšak tato metoda nemusí být zcela úspěšná v případě šumu či při nepřesném měření. Proto se mohou použít jiné a výpočetně složitější kalibrační metody využívající například posuvného zkratu, neznámých impedancí nebo částečně známých impedancí. [10]

4.2 Metoda využívající směšovače

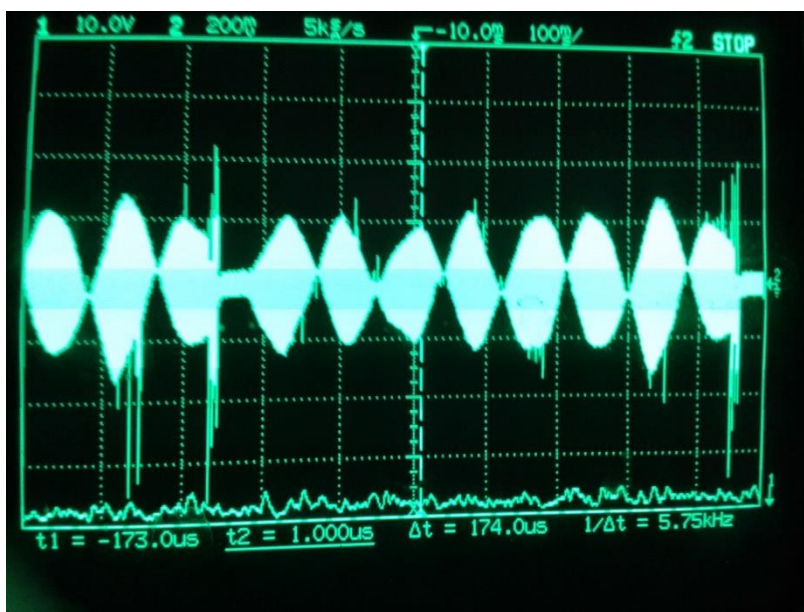
V této práci byla k získání výsledků vektorového měření využita právě tato metoda. V porovnání s detektory, používaných u skalárního měření, je směšovač citlivější. U této metody je využíván dvojitě balanční směšovač ve funkci fázového detektoru a vytváří pouze reálnou část rozdílového signálu. Vhodnější by však bylo využití směšovače kvadraturního, na jehož výstupu jsou získávány kosinové a sinové složky.

Na obrázku 4.7 je uvedeno blokové schéma, které odpovídá měřicímu pracovišti.

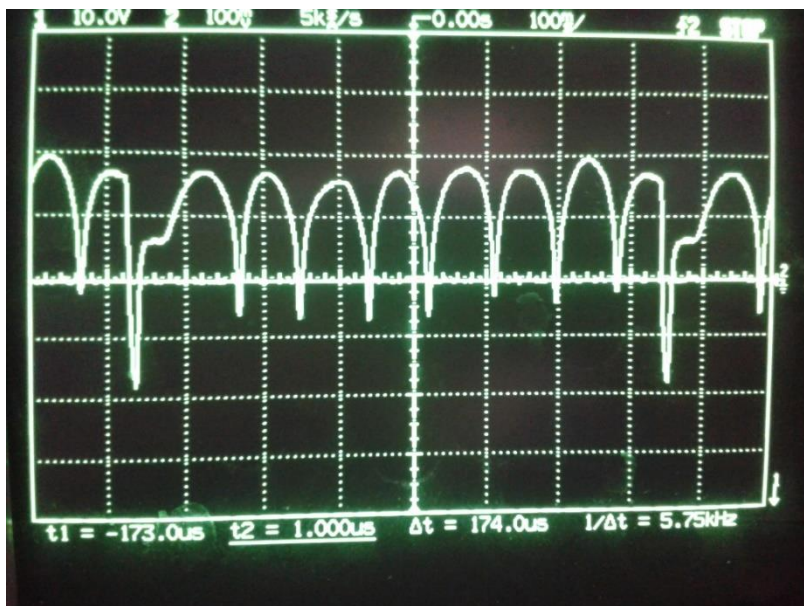


Obrázek 4.7 - Blokové schéma vektorového měření

Na obrázcích 4.8 a 4.9 jsou pomocí osciloskopu zobrazeny průběhy výstupního signálu ze směšovače s amplitudovou modulací. Tyto signály jsou získávány za 1kHz zesilovačem, jehož součástí je 1kHz detektor. Za zesilovačem jsou vyvedeny tedy dva výstupy. Jedním z nich je získáván signál před detektorem, viz obrázek 4.8. S tímto signálem je dále pracováno. Druhým výstupem je získáván signál za detektorem, viz obrázek 4.9 (tento výstup byl použit u skalárního měření). Tento signál vznikl tak, že detektor vzal pouze kladné složky signálu a detekoval amplitudy.

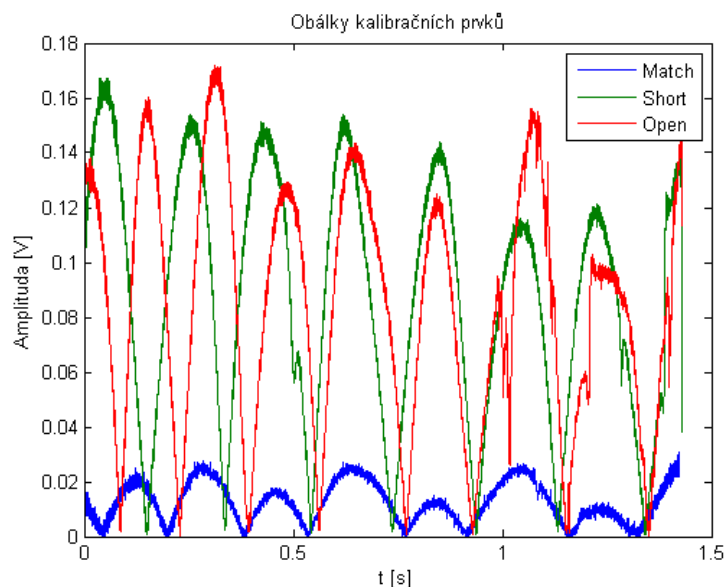


Obrázek 4.8 - Příklad výstupního signál před detekcí 1kHz



Obrázek 4.9 - Příklad výstupního signál po detekci 1kHz

Na výstupu směšovače byly změřeny průběhy (např. obrázek 4.8) jednotlivých kalibračních prvků. Těmto prvkům odpovídají průběhy na obrázcích 4.12, 4.15 a 4.16. U těchto naměřených signálů se mění jejich amplitudy a minima daných průběhů jsou vůči sobě různě posunuty (obrázek 4.10). Rozdílné posunutí mezi signály znázorňuje změny fáze a různá amplituda signálu znázorňuje změny amplitudy koeficientu odrazu. K těmto naměřeným signálům byl vytvořen matematický model (vztahy 4.21 až 4.29). Zvolený postup výpočtu v této práci není úplně ideální a matematicky čistý.



Obrázek 4.10 - Obálky naměřených signálů

Pro lepší znázornění oněch posunutí jsou zobrazeny obálky těchto naměřených kalibračních signálů (obrázek 4.10).

4.2.1 Teoretický model systému

K naměřeným průběhům, jako je například signál na obrázku 4.8, byl vytvořen matematický model tak, aby přibližně odpovídal naměřeným signálům.

Na úvod byly vytvořeny amplitudově modulované signály u_G (4.21) a u_L (4.22), které vstupují do směšovače. Jedná se o signál z generátoru (u_G) a o signál odražený od zátěže (u_L).

$$u_G = U_G \sin(\omega t + \varphi_G) + U_G U_M \sin(\omega t + \varphi_G) \sin(\nu t + \varphi_M), \quad (4.21)$$

$$u_L = U_L \sin(\omega t + \varphi_L) + U_L U_M \sin(\omega t + \varphi_L) \sin(\nu t + \varphi_M), \quad (4.22)$$

kde u_G, u_L modulované signály – přímý a odražený na vstupu směšovače

U_G, U_L, U_M amplitudy – přímý signál, odražený signál, modulovaný signál v generátoru

ω úhlový kmitočet, $\omega = 2\pi f$, kde f je frekvence

t čas

$\varphi_G, \varphi_L, \varphi_M$ počáteční fáze

ν úhlové frekvence $\nu = 2\pi f_c t$, kde f_c je nosná frekvence $\cong 1\text{kHz}$

Ve směšovači se proudy diodami obecně vyjadřují mocninou řadou, viz vztah (4.23).

$$i = g \cdot u + g \cdot u^2 + g \cdot u^3 + \dots, \quad (4.23)$$

kde i proud diodou

u napětí na diodě

g převodní impedance

V dvojitě balančním směšovači je důležitá pouze druhá mocnina součtového signálu. Ostatní složky jsou blízké nule. Výsledkem tohoto procesu je tedy vztah (4.24), který představuje vyjádření mezifrekvenčního proudu. Získávaná napětí měříme na zátěži, v tomto případě 1kHz zesilovači, kterou protéká daný proud.

$$\begin{aligned} (u_G + u_L)^2 = & U_G^2 \sin^2(\omega t + \varphi_G) + U_G^2 U_M^2 \sin^2(\omega t + \varphi_G) \sin^2(\nu t + \varphi_M) + \\ & + U_L^2 \sin^2(\omega t + \varphi_L) + U_L^2 U_M^2 \sin^2(\omega t + \varphi_L) \sin^2(\nu t + \varphi_M) + \\ & + 2U_G U_L \sin(\omega t + \varphi_G) \sin(\omega t + \varphi_L) + \\ & + 2U_G U_L U_M \sin(\omega t + \varphi_G) \sin(\omega t + \varphi_L) \sin(\nu t + \varphi_M) + \\ & + 2U_G U_L U_M \sin(\omega t + \varphi_G) \sin(\nu t + \varphi_M) \sin(\omega t + \varphi_L) + \\ & + 2U_G U_L U_M^2 \sin(\omega t + \varphi_G) \sin(\omega t + \varphi_L) \sin^2(\nu t + \varphi_M) \end{aligned}, \quad (4.24)$$

Vztah (4.25) odpovídá signálu po filtraci DP, která propustí pouze kmitočty ν .

$$\begin{aligned}(u_G + u_L)^2 &= 4U_G U_L U_M \sin(\nu t + \varphi_M) \sin(\omega t + \varphi_G) \sin(\omega t + \varphi_L) = \\ &= 4U_G U_L U_M \sin(\nu t + \varphi_M) \frac{1}{2} [\cos(\varphi_G - \varphi_L) - \cos(2\omega t + \varphi_G - \varphi_L)] =, \quad (4.25) \\ &= \underline{\underline{2U_G U_L U_M \sin(\nu t + \varphi_M) \cos(\varphi_G - \varphi_L)}}\end{aligned}$$

Platí, že

$$|\rho| = \frac{U_L}{U_G}, \quad (4.26)$$

$$\rho = |\rho| e^{j\varphi_R}, \quad (4.27)$$

kde ρ koeficient odrazu

φ_R fáze refrakce

Poté lze vztah (4.25) upravit takto:

$$(u_G + u_L)^2 = 2U_G^2 U_M |\rho| \sin(\nu t + \varphi_M) \cos(\varphi_G - \varphi_L), \quad (4.28)$$

Po detekci byl získán vztah (4.29):

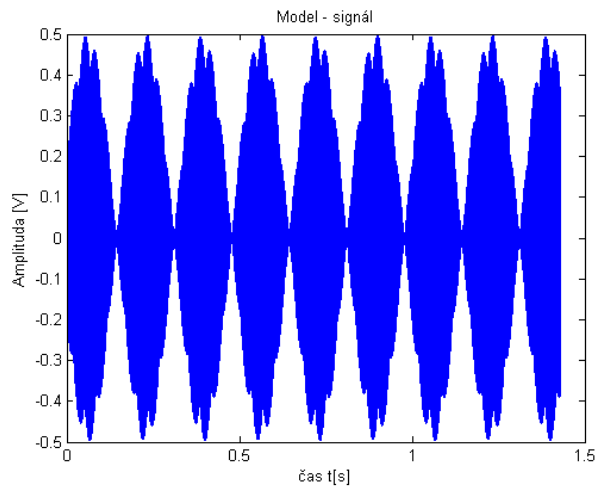
$$u_D = C |\rho| \sin(\nu t) \cos(\Delta\varphi(t)), \quad (4.29)$$

kde C konstanta

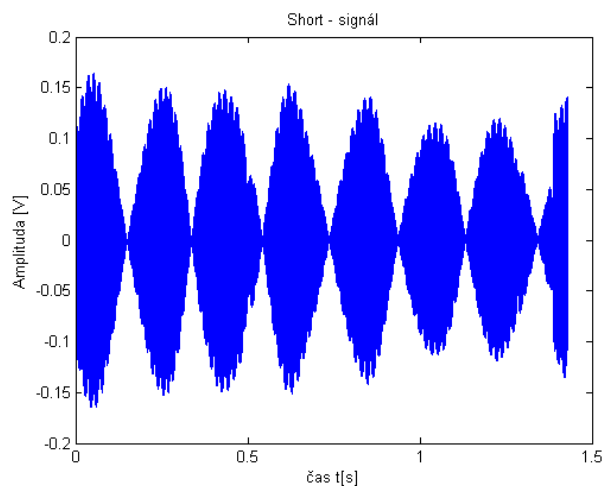
$\Delta\varphi(t)$ časově proměnná fáze

u_D detekovaný signál

Na obrázcích 4.11 a 4.12 jsou pro ukázkou zobrazeny průběhy vytvořeného modelu a kalibračního prvku Short. Podle uvedeného průběhů lze říci, že odvozený matematický model přibližně odpovídá naměřenému signálu.



Obrázek 4.11 - Vytvořený model signálu



Obrázek 4.12 - Short - změřený signál

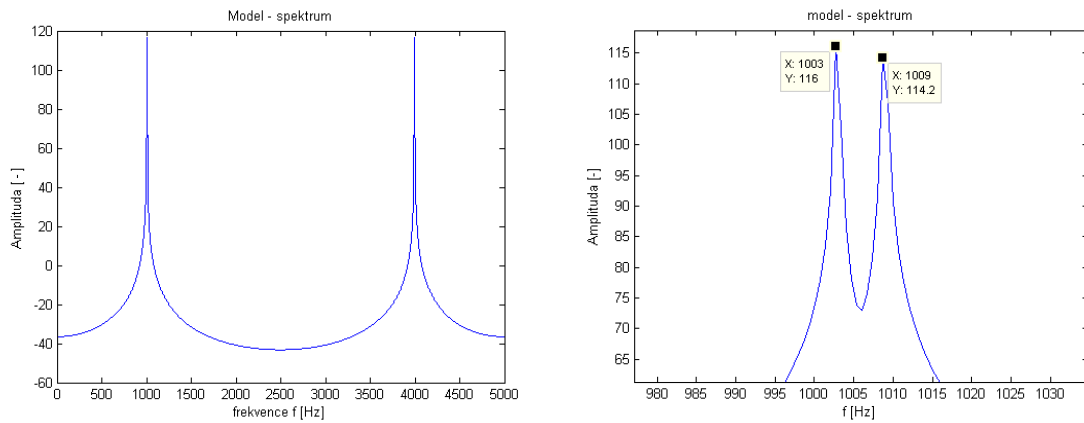
Roznásobením goniometrických funkcí sinus a cosinus pomocí následujícího součtového vzorce (4.30) ve vztahu (4.29)

$$\sin(\alpha)\cos(\beta) = \frac{1}{2} [\sin(\alpha - \beta) + \sin(\alpha + \beta)], \quad (4.30)$$

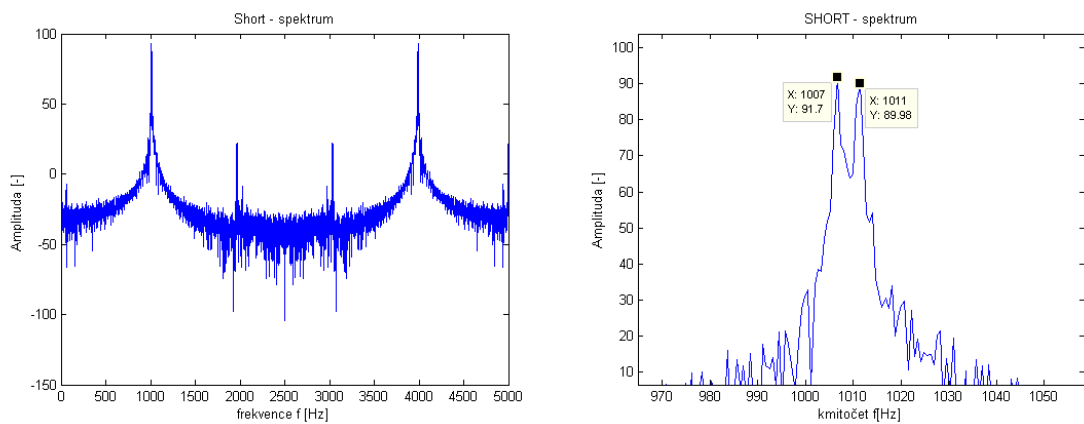
byl získán výsledný vztah (4.31).

$$u_D = C|\rho|\sin(\nu t)\cos(\Delta\varphi(t)) = C|\rho|\frac{1}{2} [\sin(\nu t - \Delta\varphi(t)) + \sin(\nu t + \Delta\varphi(t))], \quad (4.31)$$

Na obrázcích 4.13 a 4.14 jsou ukázky amplitudových spekter modelu a signálu při připojení zkratu na konci vedení. Parametry $(\nu t - \Delta\varphi(t))$ a $(\nu t + \Delta\varphi(t))$ vytvářejí v amplitudových spektrech špičky na daných kmitočtech. Těmto parametrům odpovídají v modelu hodnoty 1003Hz a 1009Hz. U amplitudového spektra zkratu jsou hodnoty frekvencí velice podobné, a to 1007Hz a 1011Hz.

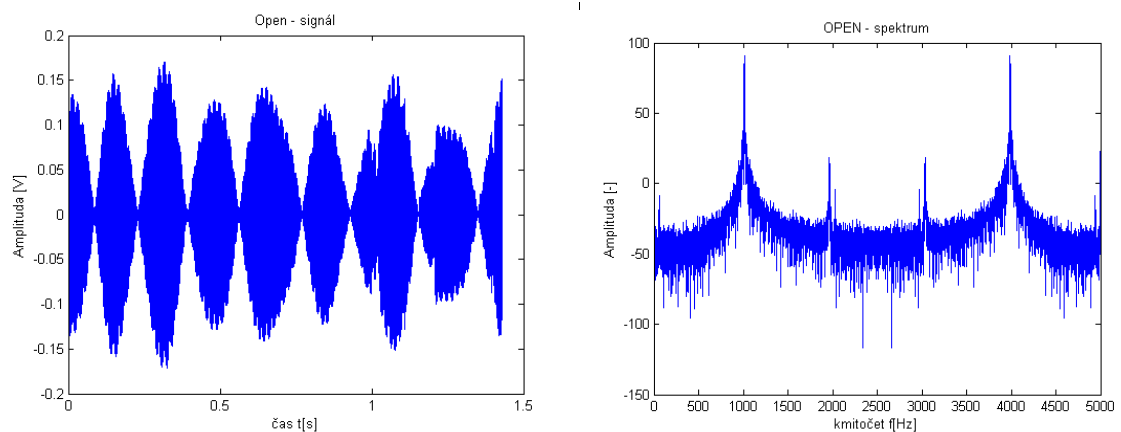


Obrázek 4.13 - Spektrum modelu

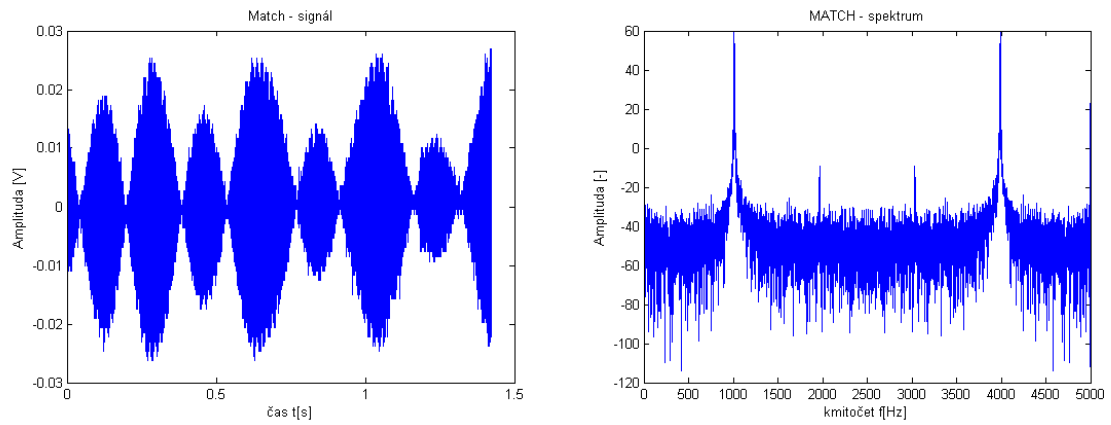


Obrázek 4.14 - Short - amplitudové spektrum

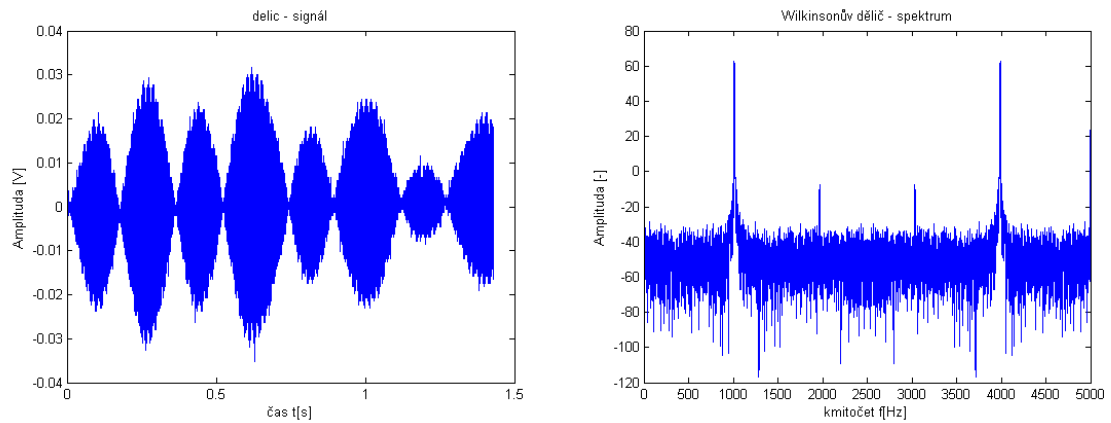
Na dalších obrázcích jsou průběhy zbylých kalibračních prvků Open a Match a jednoho zvoleného DUT (Wilkinsonův dělič). Na pravé straně jsou změřené průběhy jmenovaných přípravků a na straně levé jsou k nim zobrazeny odpovídající amplitudová spektra.



Obrázek 4.15 - Open - změřený signál a amplitudové spektrum



Obrázek 4.16 - Match - změřený signál a amplitudové spektrum



Obrázek 4.17 - Wilkinsonův dělič - změřený signál a amplitudové spektrum

Dalším krokem bylo získání imaginární složky detekovaného signálu. K této operaci byla využita Hilbertova transformace.

Hilbertova transformace

Hilbertova transformace (HT) se používá k vytvoření analytického signálu, což je uměle vytvořený signál z výchozího (reálného) signálu.

Obecný postup řešení:

1. Vychází z reálného pásmového signálu $x(t)$, kterému odpovídá spektrum $X(\omega)$.
2. Je vytvořen pomocný signál $y(t)$ ($Y(\omega)=X(\omega)\cdot\text{sign}(\omega)$), který je čistě imaginární.
3. Pomocný signál je vydělen imaginární jednotkou a tím je získán tzv. sdružený signál, který je již reálný

$$\hat{y}(t) = \frac{y(t)}{j}, \quad (4.32)$$

kde $y(t)$ vytvořený pomocný signál

$\hat{y}(t)$ sdružený signál

4. Je vytvořen analytický signál

$$z(t) = x(t) + j\hat{y}(t), \quad (4.33)$$

kde $z(t)$ je analytický signál,

$x(t)$ je původní reálný signál, $\text{Re}\{z(t)\}$

Pomocný signál je v časové oblasti definován jako konvoluce signálu $x(t)$ a signálu, jehož spektrum je rovno $\text{sign}(\omega)$, čemuž odpovídá vztah $\frac{j}{\pi t}$. Pomocný signál, který je ryze imaginární, je vyjádřen dle vzorce (4.34).

$$y(t) = x(t) * \frac{j}{\pi t} = \frac{j}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(t')}{(t-t')} dt', \quad (4.34)$$

A sdružený signál lze vyjádřit následovně:

$$\hat{y}(t) = \frac{y(t)}{j} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(t')}{(t-t')} dt', \quad (4.35)$$

Vztah (4.35) je nazýván Hilbertovou transformací.

Pro výpočet Hilbertovi transformace v této práci byla diskretní Fourierova transformace [33].

$$y[m] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \left(BH[k] \cos\left(\frac{2\pi}{N} km\right) + AH[k] \sin\left(\frac{2\pi}{N} km\right) \right)$$

$$\text{pro } k = 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad AH[k] = 2A[k] \quad BH[k] = 2B[k], \quad (4.36)$$

$$\text{pro } k = 0, \frac{N}{2} \quad AH[k] = A[k] \quad BH[k] = 0$$

$$\text{pro } k = \frac{N}{2} + 1, \dots, N - 1 \quad AH[k] = 0 \quad BH[k] = 0$$

kde $y[m]$ sdužený signál
 N počet vzorků
 m vzorky $0 \dots N$
 k $k=0 \dots N-1$
 BH, AH Fourierův obraz imaginární části analytického signálu
 $A[k], B[k]$ počítané Fourierovy koeficienty (4.37, 4.38)

Koeficienty $A[k]$ a $B[k]$ jsou definovány podle následujícího vzorce pomocí rychlé Fourierovy transformace z reálné části signálu:

$$A[k] = \sum_{m=0}^{N-1} x[m] \cos\left(\frac{2\pi}{N} km\right), \quad (4.37)$$

$$B[k] = - \sum_{m=0}^{N-1} x[m] \sin\left(\frac{2\pi}{N} km\right), \quad (4.38)$$

$$x[m] = \frac{2}{N} \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} \left(A[k] \cos\left(\frac{2\pi}{N} km\right) - B[k] \sin\left(\frac{2\pi}{N} km\right) \right) + A[0] + A\left[\frac{N}{2}\right], \quad (4.39)$$

kde $x[m]$ originální (reálný) signál

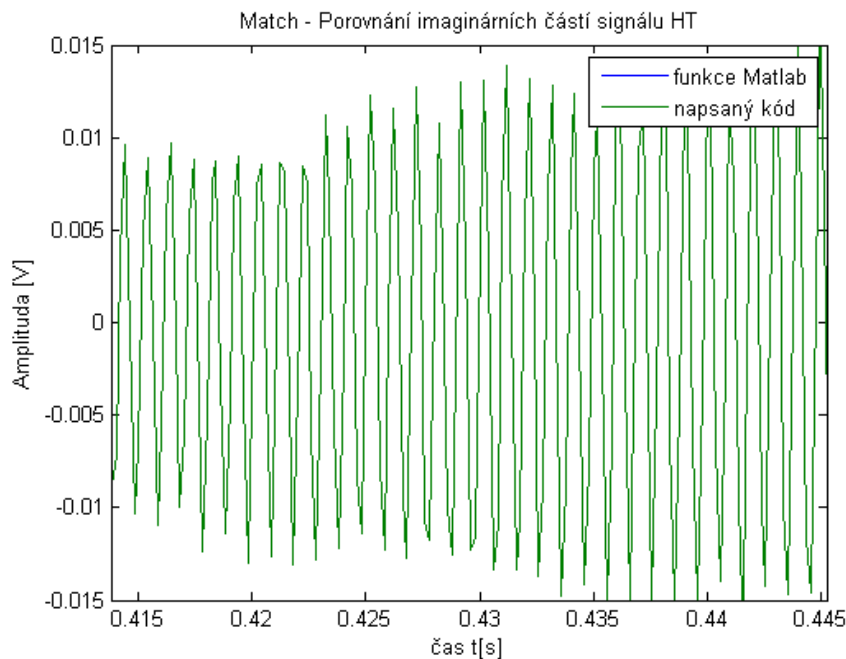
Následující kód odpovídá Hilbertově transformaci a slouží k vypočtení imaginární části analytického signálu.

```

%% Odvození a výpočet Hilbertovi transformace
% Výpočet koeficientů A(k) a B(k)
for k = 0:(delka-1)
    for m = 0:(delka-1)
        A(m+1) = signal(m+1)*cos((2*pi*k*m)/delka);
        B(m+1) = signal(m+1)*sin((2*pi*k*m)/delka);
    end
    Ak(k+1) = sum(A);
    Bk(k+1) = -sum(B);
End
%výpočet imaginární části analytického sig.
for m = 0:(delka-1)
    for k = 0:(delka-1)
        if(k >= 1 && k<=(ceil(delka/2)-1))
            AH = 2*Ak(k+1);
            BH = 2*Bk(k+1);
        elseif(k == 0 || k == ceil(delka/2))
            AH = Ak(k+1);
            BH = 0;
        elseif(k>=(ceil(delka/2)+1) && k<=(delka-1))
            AH = 0;
            BH = 0;
        end
        y(k+1) = (BH*cos((2*pi*k*m)/delka)+AH*sin((2*pi*k*m)/delka));
    end
    yk(m+1) = (1/delka)*sum(y);
end

```

Na obrázku 4.18 je zobrazen detail porovnání průběhů HT, odpovídající výše zobrazenému kódu a funkci, která je součástí Matlabu. Jak je z průběhu patrné, výsledky jsou totožné.



Obrázek 4.18 - Porovnání imaginárních částí

Funkce v Matlabu je definována jako $x = \text{hilbert}(xr)$, kde x je analytický signál a xr je reálný signál, čemuž odpovídají původní data. Tato funkce je dále v programu využívána z důvodu rychlejšího výpočtu.

Po HT vznikají na okrajích signálů různé diskontinuity, které jsou dále v programu odstraněny.

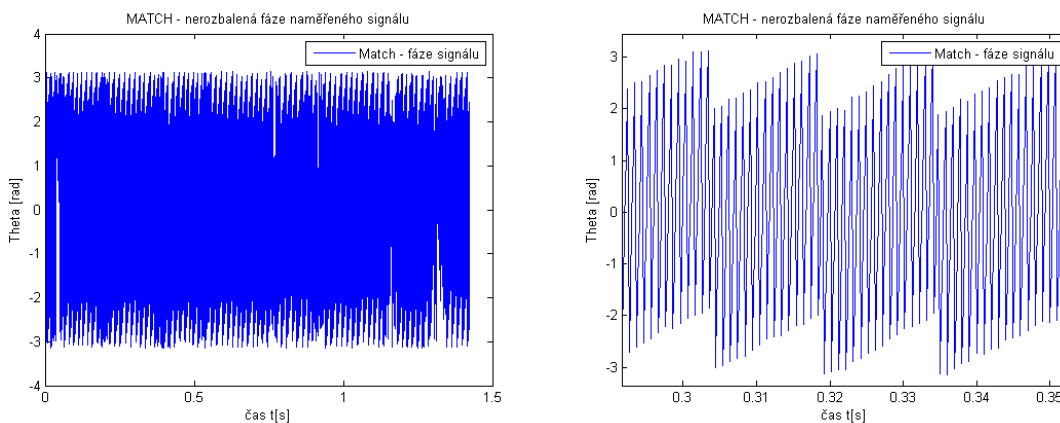
Použitím HT na detekovaný signál u_D byla získána k reálné části i část imaginární. Z těchto hodnot byla dále vypočítána obálka (vztah 4.40) a fáze signálu (vztah 4.41).

$$V = \sqrt{\text{Re}(u_D)^2 + \text{Im}(u_D)^2}, \quad (4.40)$$

$$\text{tg}(\nu t) = \frac{\text{Im}(u_D)}{\text{Re}(u_D)} \rightarrow (\nu t) = \text{arctg} 2 \left(\frac{\text{Im}(u_D)}{\text{Re}(u_D)} \right), \quad (4.41)$$

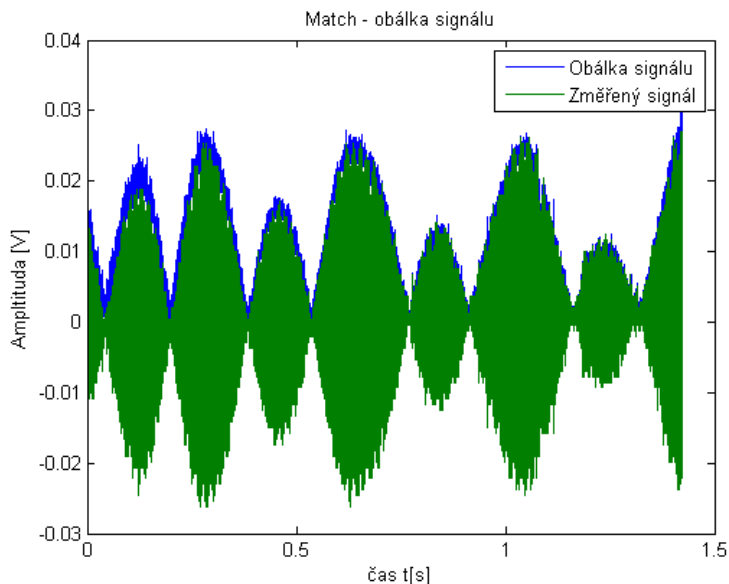
- kde
- V obálka signálu
 - u_D detekovaný signál
 - $\text{Re}(u_D)$ reálná část detekovaného signálu u_D
 - $\text{Im}(u_D)$ imaginární část detekovaného signálu u_D
 - (νt) fáze signálu

K výpočtu fáze se využilo goniometrické funkce $\text{arctg} 2$, která vrací hodnoty v intervalu $(-\pi, \pi)$. V tomto případě máme jasný podíl dvou čísel. Díky tomu lze přesně určit, v jakém kvadrantu se daná hodnota nachází. Na obrázku 4.19 je uveden příklad vypočítané fáze podle vztahu (4.41).



Obrázek 4.19 - Fáze signálu Match

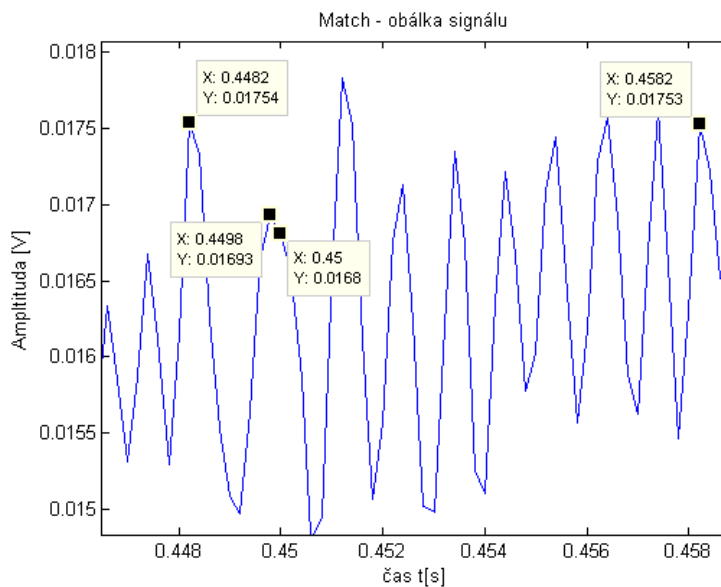
Získané obálky naměřených dat jsou zašuměny. Z tohoto důvodu je použita decimace signálu. Na následujících obrázcích jsou pro znázornění zobrazeny signály připojeného kalibračního prvku Match.



Obrázek 4.20 - Match - změřený signál a obálka kalibračního přípravku

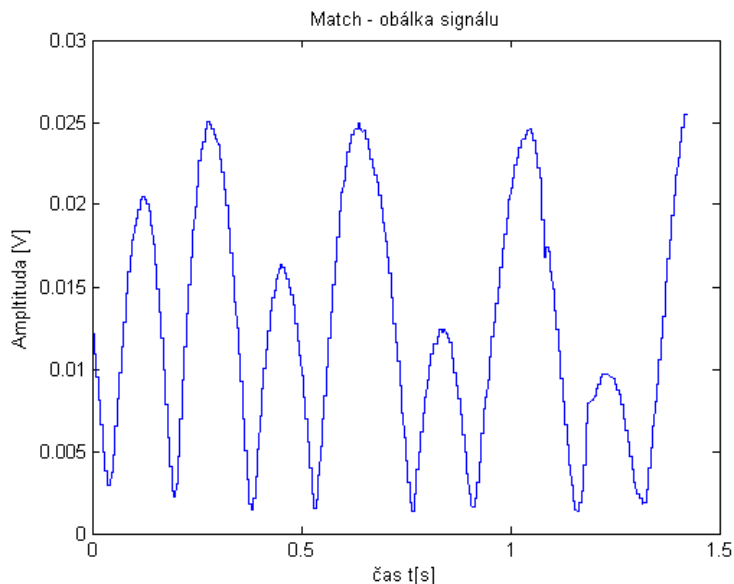
V tomto případě se jedná v podstatě o nakvantování obálky signálu. Bylo zvoleno okno o velikosti 10 piků, čemuž odpovídá délka přibližně 10ms. Rozestup mezi jednotlivými vzorky je 0,2ms. Z toho vyplývá, že počet vzorků v oknu je roven:

$$\frac{10ms}{0,2ms} = 50 \text{ vzorkům} \quad (4.42)$$



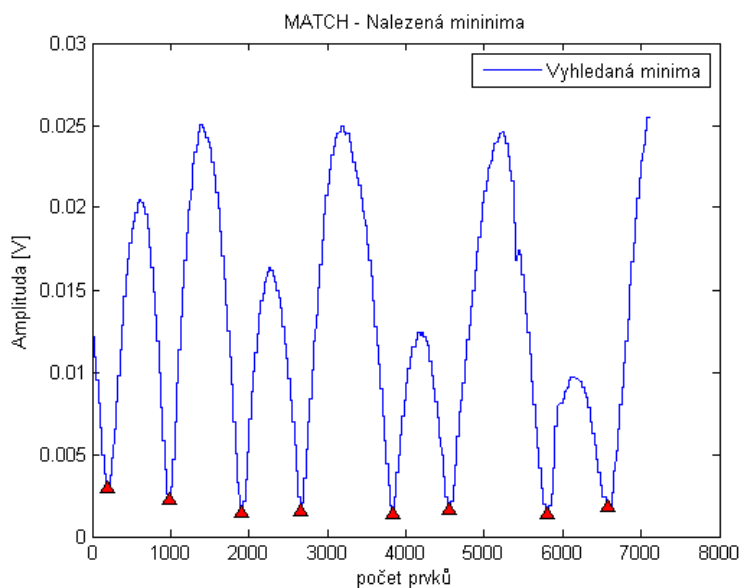
Obrázek 4.21 - Match - Detail obálky kalibračního přípravku

Následně je z 50 vzorků vypočtena vždy střední hodnota. Aby se tyto oblasti překrývaly, je posouvání nastaveno po 25 vzorcích. Výsledný průběh po decimaci je zobrazen na následujícím obrázku.



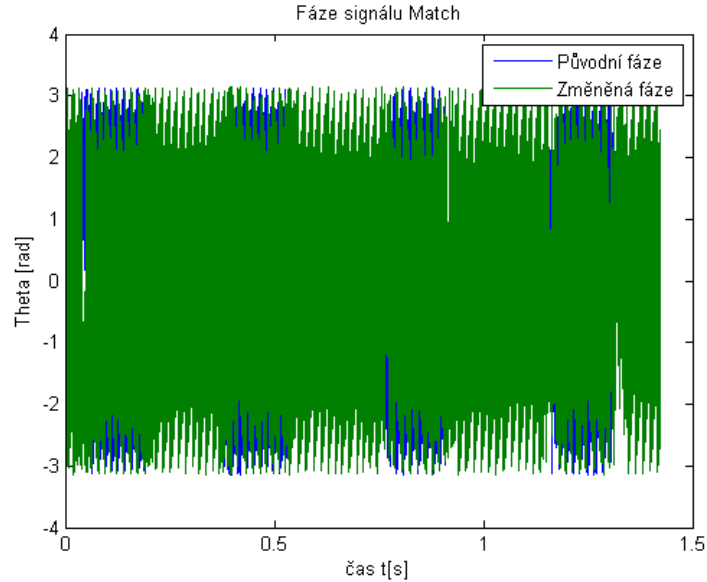
Obrázek 4.22 - Match - Decimace obálky signálu

Ve výsledcích dále bylo zjištěno, že získáváme absolutní hodnotu obálky i v modelu signálu. Z průběhu spočítané fáze signálu (obrázek 4.19) bylo zjištěno, se daná fáze je bodech minima obálky otáčena o π . Dalším postupem k vyřešení tohoto problému bylo nutné otočit fázi signálu právě o hodnotu π a změnit tak signál ze sudé funkce na lichou. Z průběhu decimované obálky byly identifikovány odpovídající pozice minima. Na obrázku 4.23 jsou tyto minima zvýrazněna červenými trojúhelníky.



Obrázek 4.23 - Match - Nalezená minima

Následně tyto hodnoty pozic byly použity pro otočení vypočítané fáze (vztah 4.41) signálu o π , čili určité části fáze byly vynásobeny -1. Na následujícím průběhu je znázorněna původní fáze a fáze po otočení o 180° .



Obrázek 4.24 - Match - Fáze signálu

Na začátku měření byl získán detekovaný signál u_D , který přibližně odpovídá odvozenému vztahu (4.43).

$$u_D = C|\rho|\sin(\nu t)\cos(\Delta\varphi(t)), \quad (4.43)$$

Změnou fáze, popsané výše, došlo ke změně znamének. Tím byl získán signál u_D' . Na tento signál byla aplikována HT a tak byl získán analytický signál u_D' , který se rovná součtu reálného detekovaného signálu (vztah 4.44) a k němu odpovídajícího signálu imaginárního (4.45).

$$\operatorname{Re}(u_D') = C|\rho|\sin(\nu t)\cos(\Delta\varphi(t)), \quad (4.44)$$

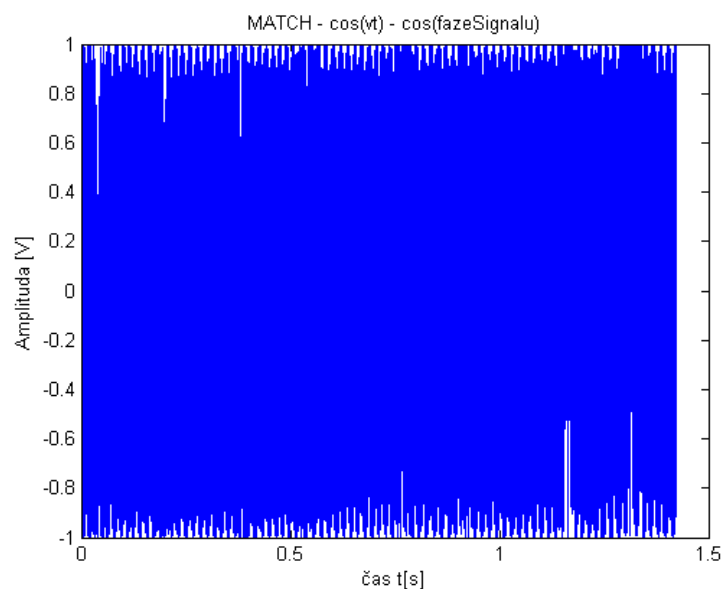
$$\operatorname{Im}(u_D') = C|\rho|\cos(\nu t)\cos(\Delta\varphi(t)), \quad (4.45)$$

Podílem výše uvedených vztahů byla spočítána fáze signálu (νt) podle vztahu (4.41) a poté byla v daných úsecích otočena o 180° , jak je uvedeno výše. Z této fáze byly následně počítány složky cosinus a sinus, tzn. složky $\cos(\nu t)$ a $\sin(\nu t)$. Tyto hodnoty jsou vypočítány podle vztahů (4.46 a 4.47). Tímto byla získána modulační funkce.

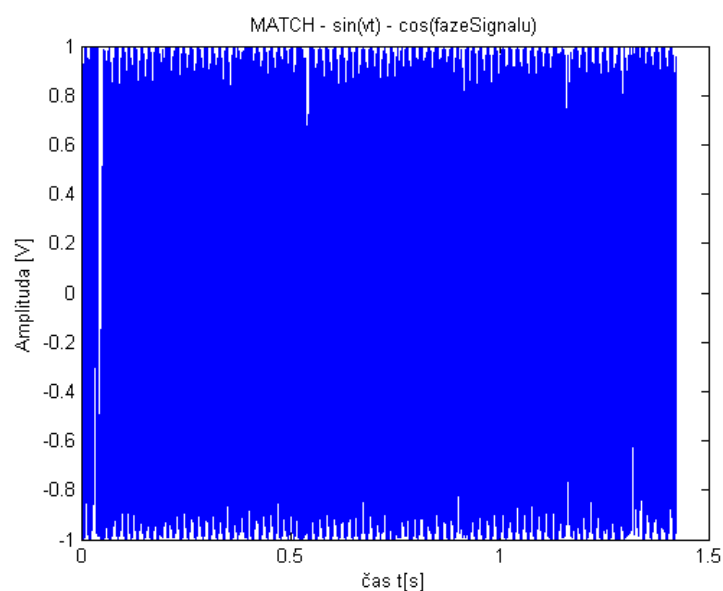
$$\cos(\nu t) = \cos\left(\arctg 2\left(\frac{\operatorname{Im}(u_D')}{\operatorname{Re}(u_D')}\right)\right), \quad (4.46)$$

$$\sin(\nu t) = \sin\left(\arctg 2\left(\frac{\text{Im}(u_{D'})}{\text{Re}(u_{D'})}\right)\right), \quad (4.47)$$

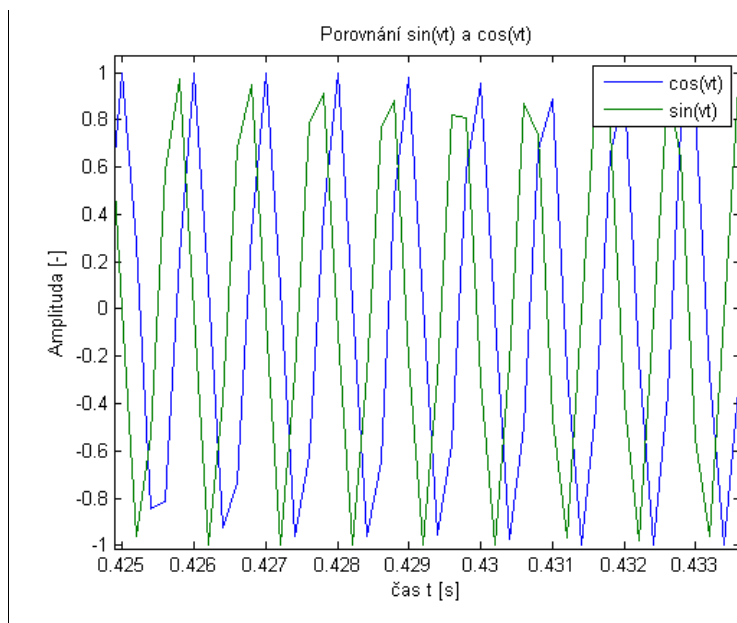
Výsledky výpočtu složek $\cos(\nu t)$ a $\sin(\nu t)$ jsou znázorněny na následujících obrázcích 4.25 a 4.26. V grafu 4.27 je zobrazen detail průběhů těchto složek.



Obrázek 4.25 - Match - $\cos(\nu t)$



Obrázek 4.26 - Match - $\sin(\nu t)$



Obrázek 4.27 - Match - Porovnání $\cos(vt)$ a $\sin(vt)$

Pro zbylé neznámé hodnoty detekovaného signálu u_D , byl zvolen parametr r , odpovídající následujícímu vztahu (4.48).

$$r = C|\rho|\cos(\Delta\varphi(t)), \quad (4.48)$$

kde r demodulovaný signál

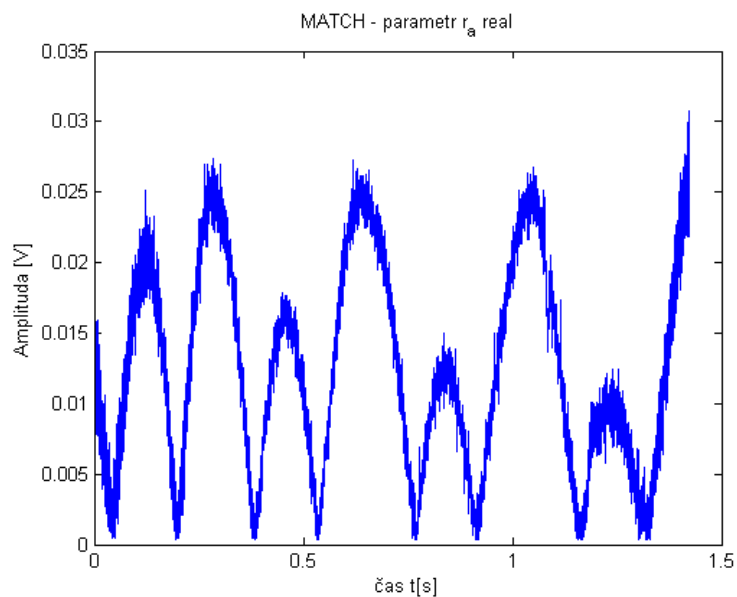
C konstanta

Dalším postupem byl výpočet parametrů r_a (reálná část analytického signálu u_D') a r_b (imaginární část analytického signálu u_D') podle vztahů (4.49) a (4.50).

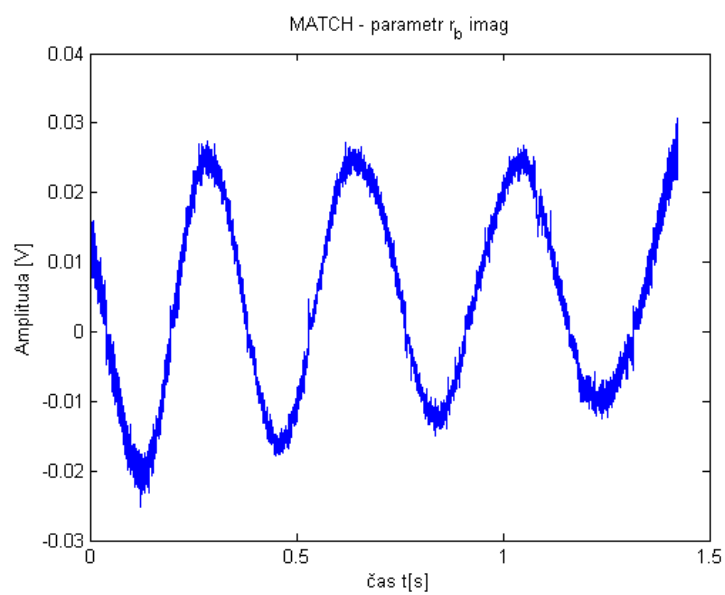
$$r_a = \frac{\operatorname{Re}(u_D')}{\cos(vt)}, \quad (4.49)$$

$$r_b = \frac{\operatorname{Im}(u_D')}{\sin(vt)}, \quad (4.50)$$

Na obrázku 4.28 je zobrazen průběh odpovídající r_a , který znázorňuje absolutní hodnotu obálky. Z obrázku 4.29 je patrné, že parametr r_b (vztah 4.50) odpovídá hledané obálce, tedy odpovídá demulaci získaného signálu.

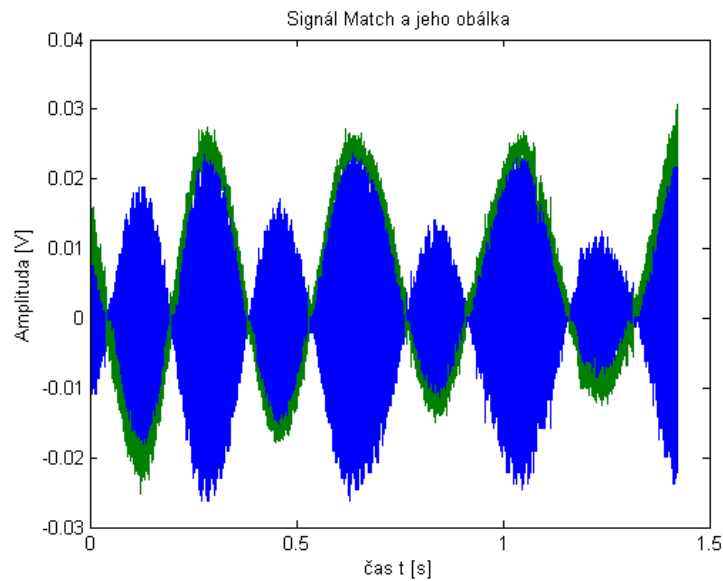


Obrázek 4.28 - Match - Parametr r_a



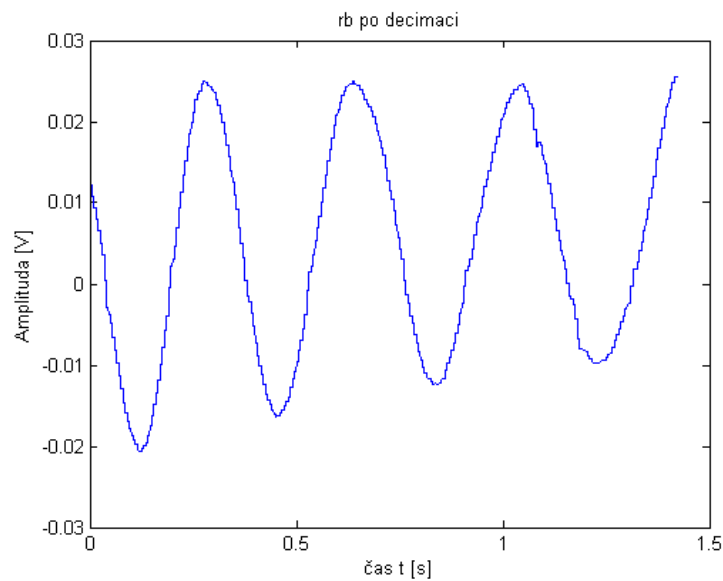
Obrázek 4.29 - Match - Parametr r_b

Na následujícím obrázku (4.30) je pro příklad uveden signál kalibračního prvku Match a k němu odpovídající průběh obálky (r_b), který tento signál kopíruje.



Obrázek 4.30 - Signál kalibračního prvku Match a jeho odpovídající obálka

Z důvodu zašumění obálky byla opět provedena decimace. Bylo vybráno opět okno o 50 vzorcích, z nichž byla vypočítána střední hodnota. Dále bylo okno posunováno po 25 vzorcích. Výsledný průběh je zobrazen níže.

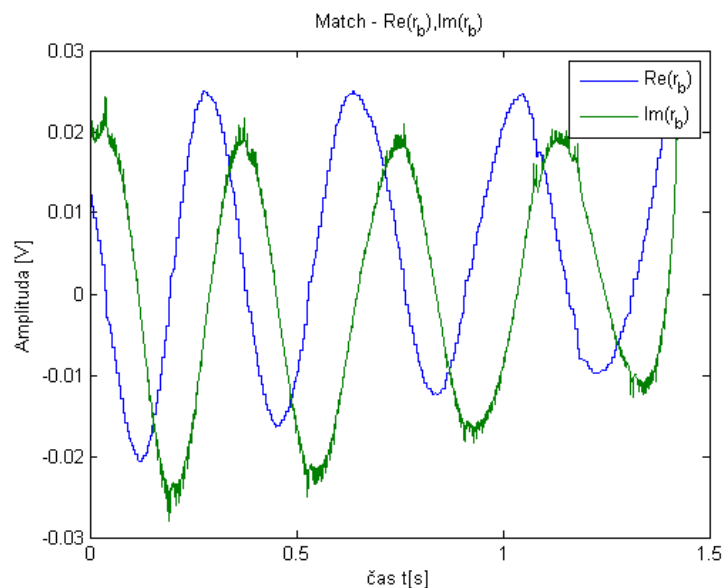


Obrázek 4.31 - Match - r_b po decimaci vzorků

Signál r je obecně definovaný jako komplexní signál. Tudíž na signál r_b použijeme Hilbertovu transformaci, abychom získali imaginární část.

$$r_b = C|\rho|\cos(\Delta\varphi(t)) = \frac{\text{Im}(u_D')}{\sin(\nu t)} \rightarrow HT, \quad (4.51)$$

Po aplikaci HT na parametr r_b (vztah 4.50) byla získána požadovaná imaginární část. Na obrázku 4.32 jsou zobrazeny průběhy komplexního signálu r_b , tedy jeho reálná a imaginární část.



Obrázek 4.32 - Match - reálná a imaginární část r_b

Po Hilbertově transformaci byl tedy získán komplexní signál, který byl hledán.

$$r = \text{Re}(r_b) + j \text{Im}(r_b), \quad (4.52)$$

Tento postup byl proveden pro všechny kalibrační prvky (Open, Short, Match) a měřený objekt DUT. Tím byly získány komplexní signály r , na které je dále aplikován chybový model, z něhož je získávána hledaná amplituda a fáze koeficientu odrazu.

4.2.2 Kalibrace a chybový model

Vektorové analyzátoři poskytují vysokou přesnost měření pomocí kalibrace měřeného objektu. Používá se k tomu matematický vektorový chybový model. Tento chybový model charakterizuje systematické chybové parametry (error terms) měřením známých kalibračních standardů.

V této práci je použita kalibrace pomocí prvků Open, Short a Match (kalibrace OSM) a dále je použit jednoportový chybový model, který při měření odrazu generuje následující 3 systematické chybové výrazy:

a) e_{00} - chyba směrovosti

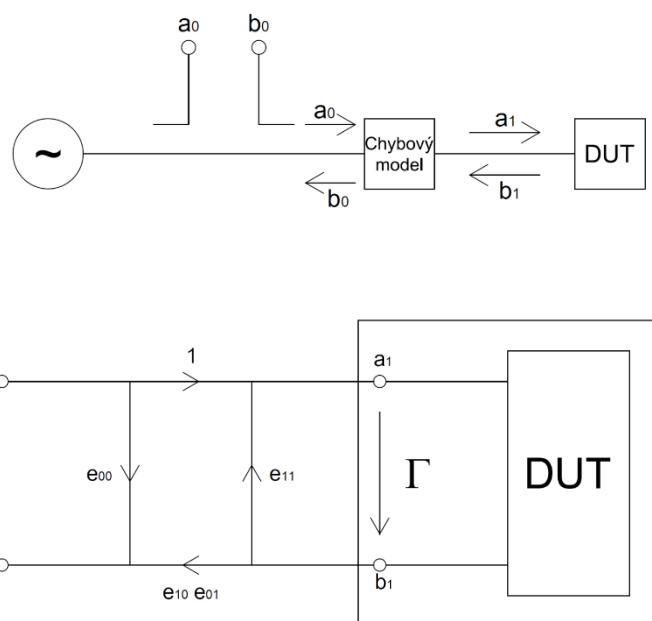
V ideálním případě se na detektor, detekující odraz, dostane signál pouze odražený od měřeného DUT. Ve skutečnosti se na tento detektor dostává i malé množství referenčního signálu.

b) e_{11} – zdrojová chyba

V ideálním případě veškerý odražený signál od DUT je měřen na detektoru. Ve skutečnosti může dojít k několika vnitřním odrazům mezi analyzátořem a DUT. Tyto odrazy jsou potom kombinovány s dopadajícím signálem.

c) $e_{10}e_{01}$ – chyba sledování

V ideálním případě při měření odrazů jsou frekvenční odezvy přijímačů totožné. Ve skutečnosti tomu však není a dochází k frekvenční odezvě chyby sledování. Je to tedy vektorový součet všech testovaných změn, u kterých se amplituda a fáze mění jako funkce kmitočtu.



Obrázek 4.33 - Chybový model

Změřením 3 známých standardů jsou získány 3 rovnice o 3 neznámých chybových výrazech.

Změřený koeficient:

$$\Gamma_M = \frac{b_0}{a_0} = \frac{e_{00} - \Delta_e \Gamma}{1 - e_{11} \Gamma}, \quad (4.53)$$

Parametry chybového modelu:

$$\Delta_e = e_{00}e_{11} - (e_{10}e_{01}), \quad (4.54)$$

$$e_{00} + \Gamma_1 \Gamma_{M1} e_{11} - \Gamma_1 \Delta_e = \Gamma_{M1}, \quad (4.55)$$

$$e_{00} + \Gamma_2 \Gamma_{M2} e_{11} - \Gamma_2 \Delta_e = \Gamma_{M2} \quad (4.56)$$

$$e_{00} + \Gamma_3 \Gamma_{M3} e_{11} - \Gamma_3 \Delta_e = \Gamma_{M3} \quad (4.57)$$

kde	Γ_M	změřený činitel odrazu
	$\Gamma_{1,2,3}$	koeficient odrazu OSM (vztah 4.58)
	b_0	vlna odražená
	a_0	vlna postupná
	$e_{00}, e_{11}, e_{10}, e_{01}$	parametry chybového modelu

Při kalibraci OSM jsou dosazovány do rovnic (4.55), (4.56), (4.57) ideálně hodnoty:

$$\begin{aligned} \Gamma_1 &= \Gamma_{Open} = 1 \\ \Gamma_2 &= \Gamma_{Short} = -1, \\ \Gamma_3 &= \Gamma_{Match} = 0 \end{aligned} \quad (4.58)$$

Po vyjádření neznámých parametrů e_{00} , e_{11} , Δ_e je vyjádřen skutečný koeficient odrazu:

$$\Gamma = \frac{\Gamma_M - e_{00}}{\Gamma_M e_{11} - \Delta_e}, \quad (4.59)$$

kde Γ skutečný koeficient odrazu

Čerpáno z literatury [1, 17].

Ke kalibraci jsou použity známé kalibrační přípravky Open, Short a Match. Lepší kalibrační metodou je kalibrace pomocí 3 zkratů. Tyto zkraty mají odlišné, ale přesné délky. V chybovém modelu odpovídají této kalibraci rovnice (4.55, 4.56, 4.57), z nichž se určí neznámé chybové výrazy, a dopočítá se pak výsledný koeficient odrazu.

Při kalibraci pomocí prvků Match, Open a Short se do chybového modelu dosazovaly postupně hodnoty koeficientu odrazu, odpovídající právě kalibračním standardům, tedy hodnoty podle vztahu (4.58). Tím byly získány neznámé parametry. V případě kalibrace pomocí 3 zkratů se dosazují hodnoty:

$$\Gamma = |\Gamma|e^{j\varphi}, \quad (4.60)$$

kde φ fáze, záleží na délce zkratu

$|\Gamma|$ činitel odrazu, pro zkrat rovný 1

Jestliže délka vlny ve volném prostoru je na 5,8GHz rovna přibližně 51mm, pak délka vlny v koaxiálním kabelu se rovná přibližně 35mm, pokud budeme uvažovat koeficient zkrácení 0,7.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{5,8 \cdot 10^9} \cong 51mm, \quad (4.61)$$

$$\lambda_{koax} = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}} = 51,0,7 \cong 35mm, \quad (4.62)$$

kde λ vlnová délka ve volném prostoru,

λ_{koax} vlnová délka v koaxiálním kabelu,

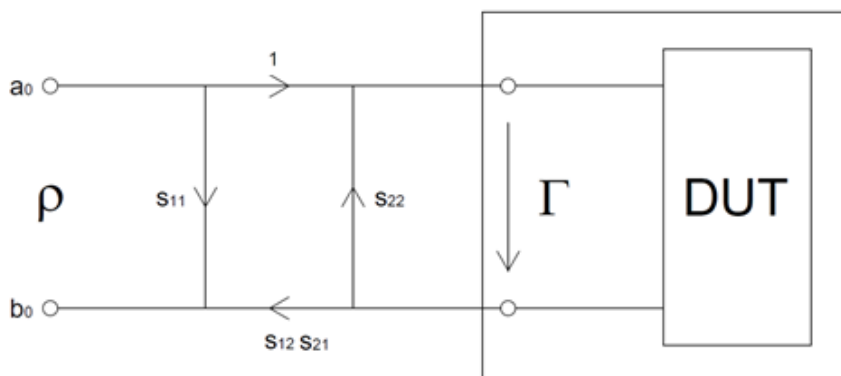
c rychlost šíření vlny ve volném prostoru,

f frekvence vlnění,

$\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$ koeficient zkrácení, který odpovídá hodnotě $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \cong 0,7$

Délka vlny v koaxiálním kabelu má na 5,8GHz délku přibližně 35mm. To odpovídá fázi 360°, tedy od $-\pi$ do $+\pi$. Fáze mezi jednotlivými zkraty musí být posunuta o 120°, což znamená, že délky koaxiálu budou řešeny s rozstupem 12mm.

V této práci je použit chybový model, který odpovídá obrázku 4.34.



Obrázek 4.34 - Použitý chybový model

Základní rovnice chybového modelu (4.63) odpovídající vztahu r (4.52):

$$U_1^2 \rho = \left(s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma}{1 - s_{22}\Gamma} \right) U_1^2, \quad (4.63)$$

kde $U_1^2 \rho$ hodnota odpovídající vztahu r pro kalibrační prvky a DUT

$s_{11}, s_{12}, s_{21}, s_{22}$ parametry chybového modelu

Γ hledaný koeficient odrazu

Za hledaný koeficient odrazu $\Gamma(U_1^2 \rho)$ u vztahu (4.63) byly dosazeny hodnoty 0,1 a -1 a tím vznikly tři rovnice, které odpovídají postupně připojovaným kalibračním přípravkům ($\Gamma_{short} = -1, \Gamma_{open} = 1, \Gamma_{match} = 0$).

$$r_{match} = U_1^2 s_{11}, \quad (4.64)$$

$$r_{open} = U_1^2 s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}U_1^2}{1 - s_{22}}, \quad (4.65)$$

$$r_{short} = U_1^2 s_{11} - \frac{s_{12}s_{21}U_1^2}{1 + s_{22}}, \quad (4.66)$$

kde $r_{Match}, r_{Open}, r_{Short}$ demodulované signály kalibračních prvků

U_1^2 konstanta

$s_{11}, s_{12}, s_{21}, s_{22}$ parametry chybového modelu

Z rovnic (4.64, 4.65, 4.66) jsou vyjádřeny neznámé parametry chybového modelu

$$\underline{U_1^2 s_{11}} = r_{match}, \quad (4.67)$$

$$r_{open} = r_{match} + \frac{s_{12}s_{21}U_1^2}{1 - s_{22}}, \quad (4.68)$$

$$r_{short} = r_{match} - \frac{s_{12}s_{21}U_1^2}{1 + s_{22}}, \quad (4.69)$$

Po úpravě:

$$(r_{open} - r_{match})(1 - s_{22}) = s_{12}s_{21}U_1^2, \quad (4.70)$$

$$(r_{short} - r_{match})(1 + s_{22}) = -s_{12}s_{21}U_1^2, \quad (4.71)$$

Dále jsou předchozí rovnice (4.70, 4.71) sečteny a postupnou úpravou jsou získány zbývající neznámé parametry chybového modelu

$$(r_{open} - r_{match}) - (r_{open} - r_{match})s_{22} + (r_{short} - r_{match}) + (r_{short} - r_{match})s_{22} = 0, \quad (4.72)$$

$$s_{22}(r_{short} - r_{open}) = -(r_{open} - 2r_{match} + r_{short}), \quad (4.73)$$

$$\underline{s_{22} = \frac{2r_{match} - r_{short} - r_{open}}{r_{short} - r_{open}}}, \quad (4.74)$$

Odvozené parametry chybového modelu:

$$U_1^2 s_{11} = r_{match}, \quad (4.75)$$

$$s_{22} = \frac{2r_{match} - r_{short} - r_{open}}{r_{short} - r_{open}}, \quad (4.76)$$

$$s_{12}s_{21}U_1^2 = (r_{open} - r_{match})(1 - s_{22}), \quad (4.77)$$

Činitel odrazu měřeného objektu DUT je vyjádřen následovně:

$$r_{DUT} = s_{11}U_1^2 + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma U_1^2}{1 - s_{22}\Gamma}, \quad (4.78)$$

$$(r_{DUT} - s_{11}U_1^2)(1 - s_{22}\Gamma) = s_{12}s_{21}\Gamma U_1^2, \quad (4.79)$$

$$r_{DUT} - s_{11}U_1^2 = s_{12}s_{21}U_1^2\Gamma + r_{DUT}s_{22}\Gamma - s_{11}s_{22}U_1^2\Gamma, \quad (4.80)$$

$$\Gamma(r_{DUT}) = \frac{r_{DUT} - s_{11}U_1^2}{r_{DUT}s_{22} + s_{12}s_{21}U_1^2 - s_{11}U_1^2s_{22}}, \quad (4.81)$$

kde $\Gamma(r_{DUT})$ hledaný činitel odrazu přípravku DUT

Parametr $\Gamma(r_{DUT})$ je komplexní signál. Z něj je následně vypočtena absolutní hodnota, která představuje amplitudu koeficientu odrazu.

$$|\Gamma(r_{DUT})| = \sqrt{\text{Re}(\Gamma(r_{DUT}))^2 + \text{Im}(\Gamma(r_{DUT}))^2}, \quad (4.82)$$

kde $|\Gamma(r_{DUT})|$ amplituda činitele odrazu

Vztah pro vyjádření činitele odrazu v dB:

$$\Gamma(r_{DUT})_{dB} = 20 \log(|\Gamma(r_{DUT})|), \quad (4.83)$$

kde $\Gamma(r_{DUT})_{dB}$ amplituda činitele odrazu vyjádřená v jednotkách dB

Fáze je vyjádřena jako poměr imaginární a reálné části $\Gamma(r_{DUT})$

$$\Theta(r_{DUT}) = \frac{\text{Im}(\Gamma(r_{DUT}))}{\text{Re}(\Gamma(r_{DUT}))}, \quad (4.84)$$

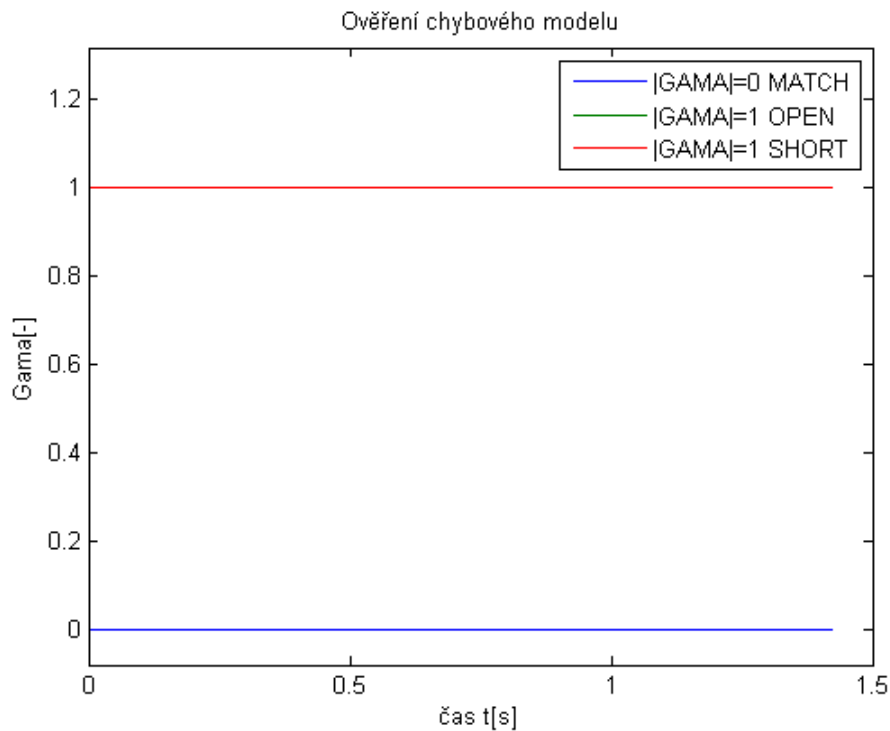
kde $\Theta(r_{DUT})$ fáze činitele odrazu

Pro ověření správnosti chybového modelu jsou místo parametru r_{DUT} dosazovány parametry r_{Match} , r_{Open} , r_{Short} a je vypočítána absolutní hodnota koeficientu odrazu.

$$|\Gamma(r_{Match})| = \frac{r_{Match} - s_{11}U_1^2}{r_{Match}s_{22} + s_{12}s_{21}U_1^2 - s_{11}U_1^2s_{22}} = 0 \quad (4.85)$$

$$|\Gamma(r_{Open})| = \frac{r_{Open} - s_{11}U_1^2}{r_{Open}s_{22} + s_{12}s_{21}U_1^2 - s_{11}U_1^2s_{22}} = 1, \quad (4.86)$$

$$|\Gamma(r_{Short})| = \frac{r_{Short} - s_{11}U_1^2}{r_{Short}s_{22} + s_{12}s_{21}U_1^2 - s_{11}U_1^2s_{22}} = 1, \quad (4.87)$$



Obrázek 4.35 - Ověření chybového modelu

4.3 Postup vektorového měření

4.3.1 Nastavení měřícího pracoviště

Po skalárním měření musí dojít k menším změnám v zapojení. Jednou ze změn je přepnutí přepínačů do druhé polohy, čímž jsou signály přivedeny na vstupy dvojitého balančního směšovače. Koaxiální kabel z výstupu jednoho z detektorů je připojen k výstupu ze směšovače. Druhý konec koaxiálního kabelu je připojen k jinému 1kHz zesilovači, u kterého je vyveden výstup ještě před kHz filtrem. Následuje přípravek pro získání dat, který je nutné též zaměnit. Druhý přípravek včetně programu, kterým jsou získávána data, byl vytvořen panem Ing. Jiřím Paarem. S počítačem je opět propojen pomocí kabelu USB. Tento přípravek je na rozdíl od toho prvního nutné napájet navíc ze stejnosměrného zdroje napětím 30V. Ke správné funkci přípravku je dále zapotřebí nastavit jinou časovou synchronizaci na rozmítaném generátoru. Při správném nastavení této synchronizace se u přípravku rozsvítí červená LED.

4.3.2 Postup měření

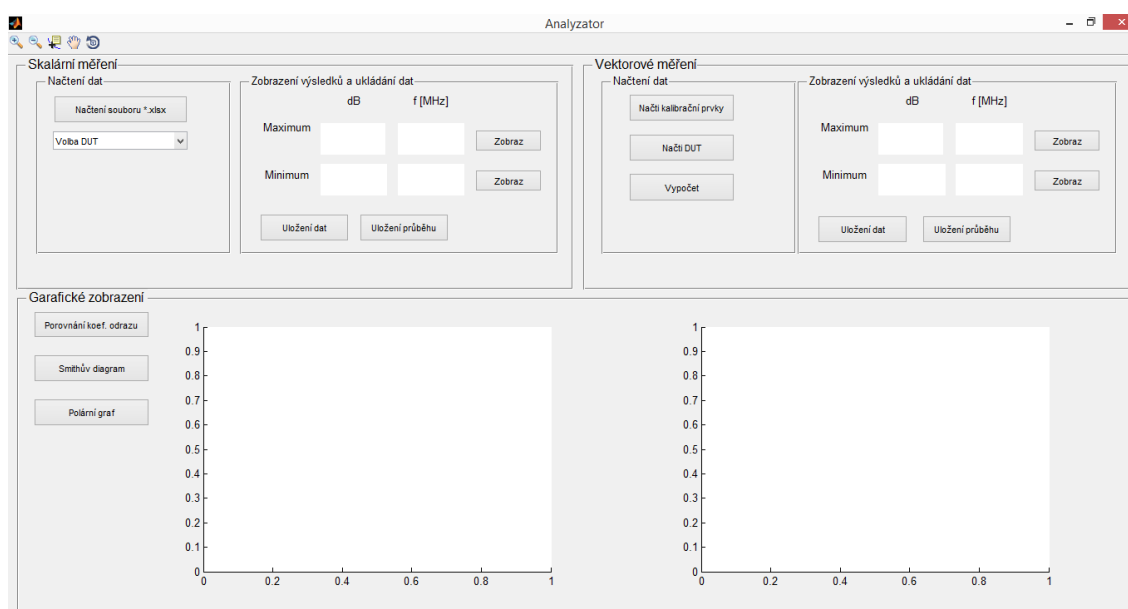
Na vlnovodový přechod jsou postupně připojovány kalibrační prvky (Open, Short a Match) a objekty, u nichž chceme zjistit koeficient odrazu a fázi. Pořadí připojení těchto prvků je libovolné. U každého prvku jsou pomocí programu od společnosti KNX odebrána data signálu. Data jsou ukládána ve formátu *.csv. Pojmenování u měřených přípravků je libovolné (např. dělič.csv), avšak kalibrační prvky musí být přesně pojmenovány, tzn. match.csv, open.csv a short.csv. Je to z důvodu rozeznání prvků při nahrávání těchto dat do aplikace.

5 Aplikace NetworkAnalyzer

Pro zpracování dat jak ze skalárního, tak z vektorového měření byl zvolen simulační program Matlab a pro následné jednodušší ovládání jeho grafické prostředí GUI. Aby tato simulace pracovala na všech počítačích, tedy i bez nainstalovaného Matlabu, bylo zapotřebí vytvořit aplikaci. K tomu byl využit Matlab Builder (deploytool), kam byl nahrán hlavní m-soubor včetně vytvořených funkcí. Výsledkem je aplikace NetworkAnalyzer.exe. Součástí balíku je též Matlab Compiler Runtime, který je nutné nainstalovat na počítačích, kde není nainstalován Matlab.

Pokud to lze, je výhodné mít naměřená data v jednom souboru s tímto programem.

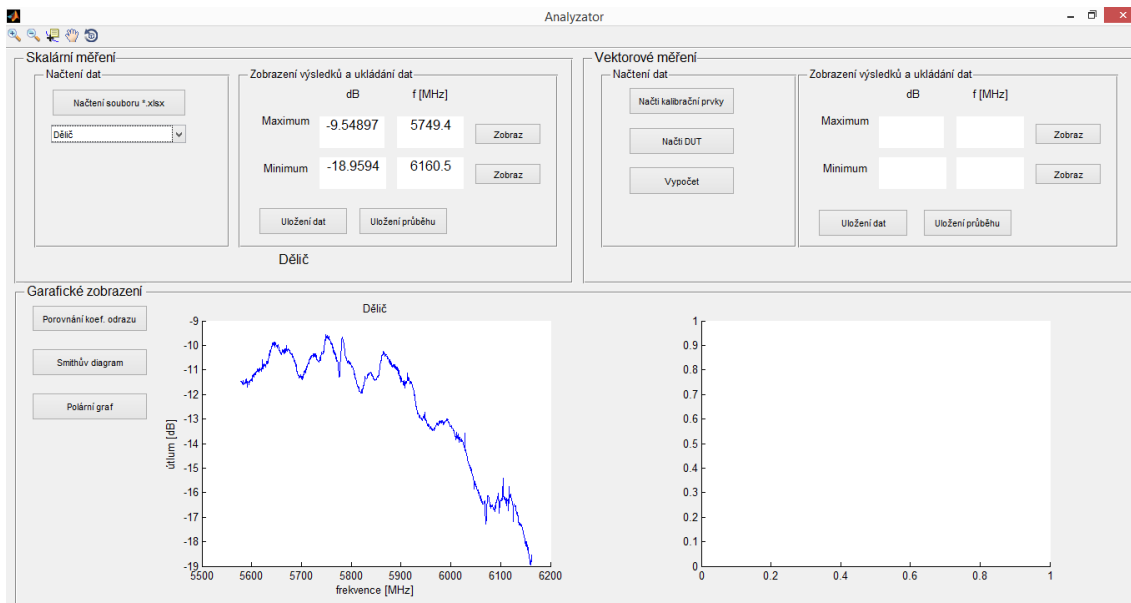
Tato aplikace je uvedena na přiloženém CD jak ve formě skriptů v Matlabu, tak ve formě aplikace NetworkAnalyzer.exe (Analyzátor).



Obrázek 5.1 - Ukázka aplikace NetworkAnalyzer

5.1 Ovládání skalární měření

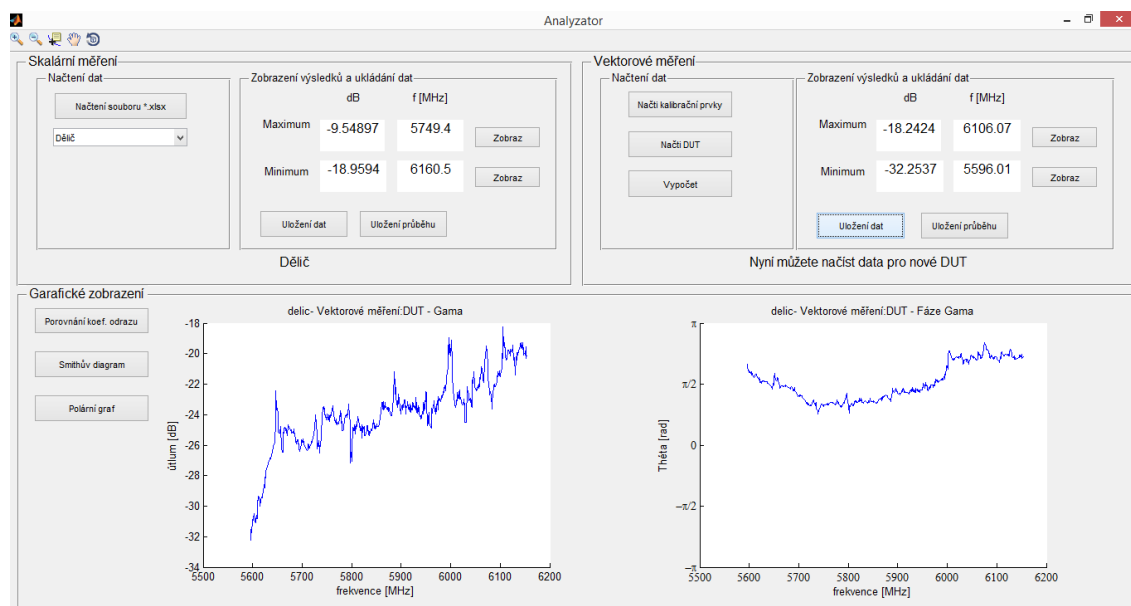
U skalárního měření stačí pouze kliknout na tlačítko „Načtení souboru *.xlsx.“ Po načtení dat je zvolen v popupmenu daný přípravek a poté již následuje výpočet. Na následujícím obrázku je ukázka průběhu koeficientu odrazu na Wilkinsonově děliči. Součástí výpočtu je i zobrazení hodnot minima a maxima útlumu včetně kmitočtu, kde se tyto veličiny nacházejí. Pomocí tlačítek „Zobraz“ jsou tyto hodnoty zobrazeny značkami v průběhu. Pro ukládání slouží tlačítka „Uložení dat“, po kterém jsou data nahrána do souboru „Skalární měření.xls“, a „Uložení průběhu“, jehož výsledek je obrázek ve formátu *.png, např. Dělič – koeficient odrazu (SNA).



Obrázek 5.2 - Ukázka skalárního měření Wilkinsonova děliče

5.2 Ovládání vektorového měření

U vektorového měření je nejdříve nutné stisknutí tlačítka „Načti kalibrační prvky.“ Dalším krokem je stisknutí tlačítka „Načti DUT“, u kterého se objeví okno pro výběr požadovaného DUT. Po načtení veškerých dat zbývá stisknutí tlačítka „Výpočet“. Následně se objeví průběhy koeficientu odrazu a jeho fáze. Jako u skalárního měření je zobrazeno minimum a maximum. Ukládání dat a průběhů je stejné, až na odlišné názvy (např. Dělič – koeficient odrazu (VNA).png, Dělič - Fáze (VNA).png, Vektorové měření.xlsx).

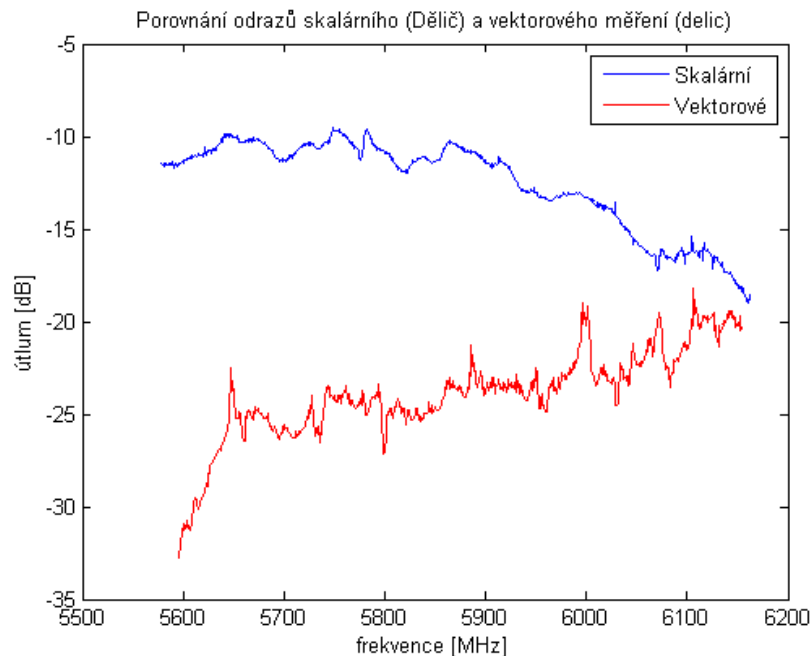


Obrázek 5.3 - Ukázka vektorového měření Wilkinsonova děliče

5.3 Grafické zobrazení

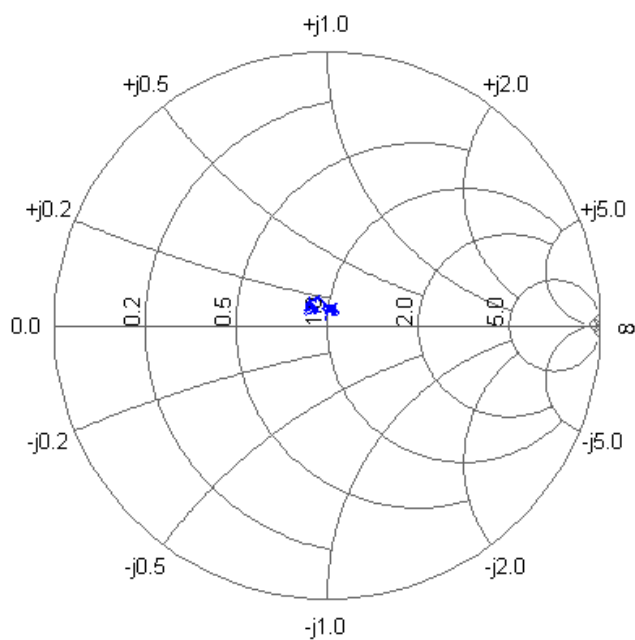
V okně grafického zobrazení je možné zvolení dalších 3 průběhů:

- 1) Porovnání průběhů koeficientu odrazu skalárního a vektorového měření.



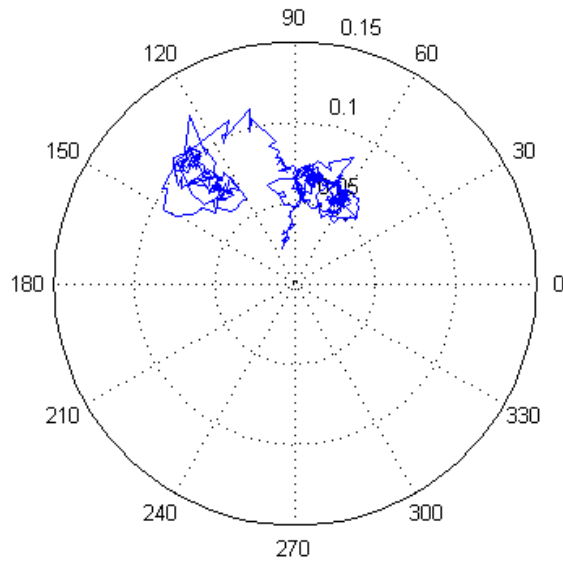
Obrázek 5.4 - Porovnání průběhů skalárního a vektorového měření Wilkinsonova děliče

- 2) Smithův diagram, který graficky v komplexní rovině znázorňuje závislost činitele odrazu na impedanci



Obrázek 5.5 - Smithův diagram - Wilkinsonův dělič

3) Graf v polárních souřadnicích s úhlem Θ a poloměrem $|\Gamma|$.



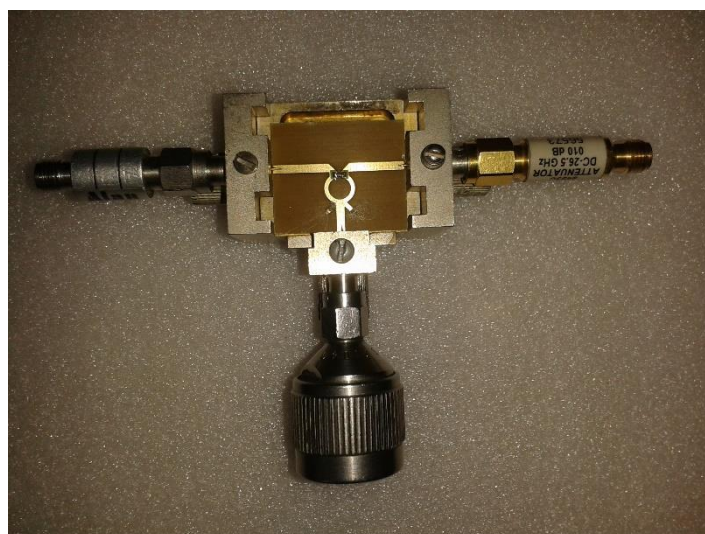
Obrázek 5.6 - Graf v polárních souřadnicích - Wilkinsonův dělič

5.4 Získané výsledky měření

V této části jsou v podkapitolách skalárního a vektorového měření zobrazeny výsledné průběhy amplitudy činitele odrazu a jeho fáze (obrázky 5.12 – 5.35) pro jednotlivé měřené prvky (obrázky 5.7 – 5.11), které byly ve firmě Steinel Technik testovány.



Obrázek 5.7 - Kalibrační prvky - Open (vlevo nahoře), Short (vpravo nahoře), Match (dole)



Obrázek 5.8 - Wilkinsonův dělič



Obrázek 5.9 - Posouvač fáze

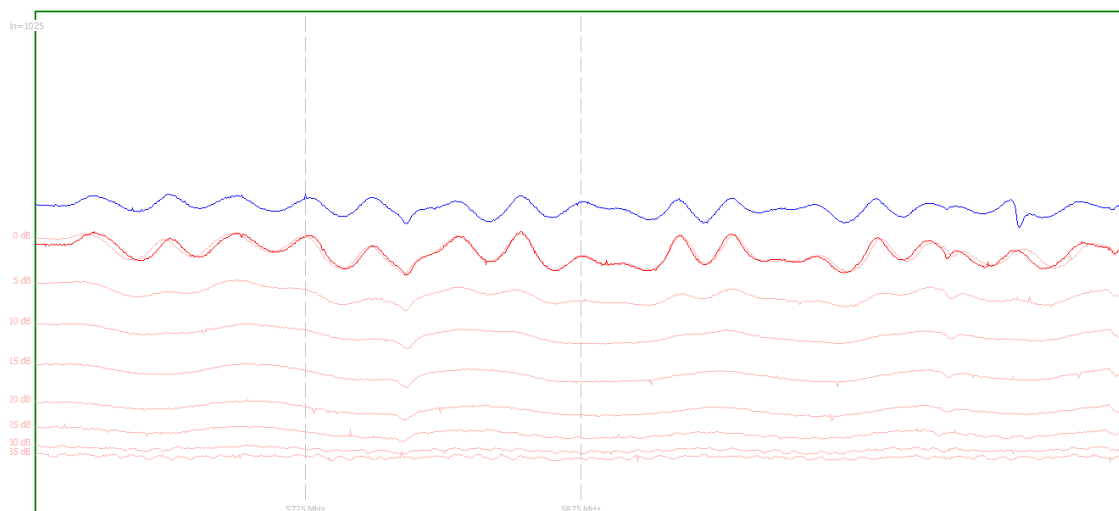


Obrázek 5.10 - 3dB atenuátor (15542)

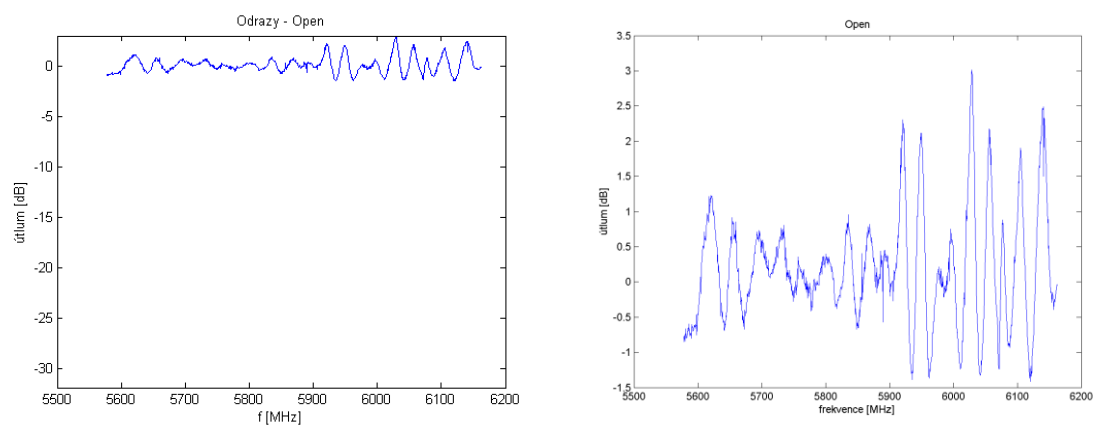


Obrázek 5.11 - 10dB atenuátor

5.4.1 Skalární měření Otevřený konec vedení

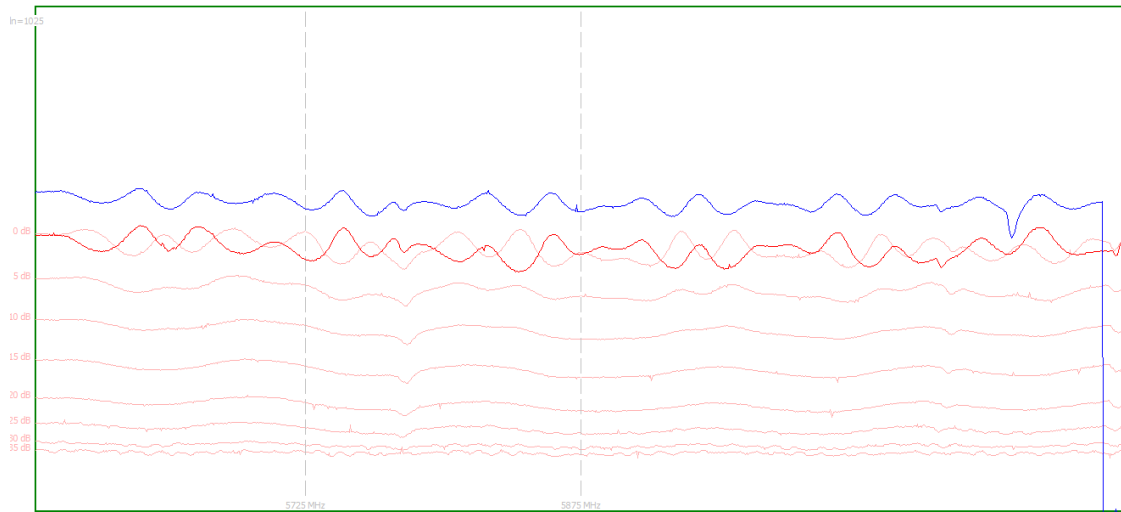


Obrázek 5.12 - Otevřený konec - naměřený průběh

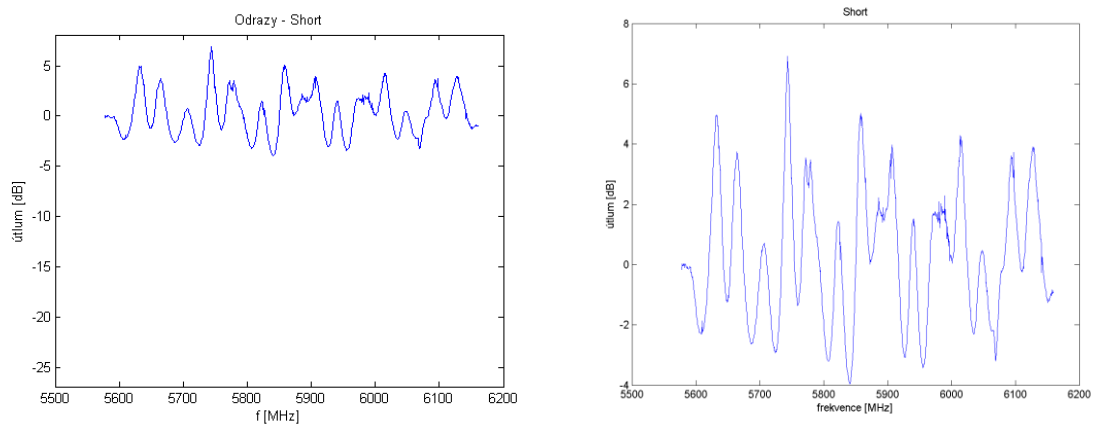


Obrázek 5.13 - Otevřený konec vedení – vypočítaný průběh (vpravo detail)

Zkrat

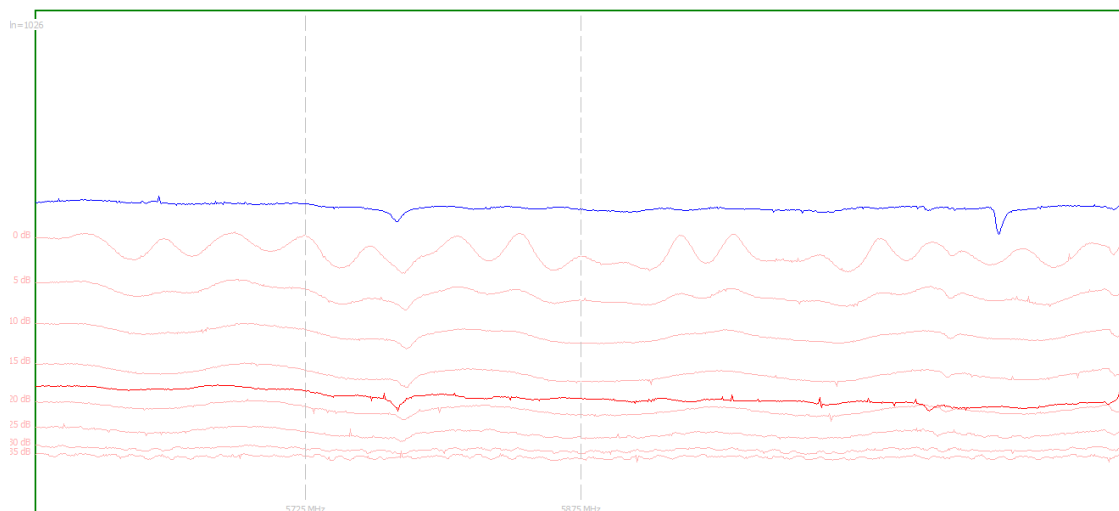


Obrázek 5.14 - Zkrat - naměřený průběh

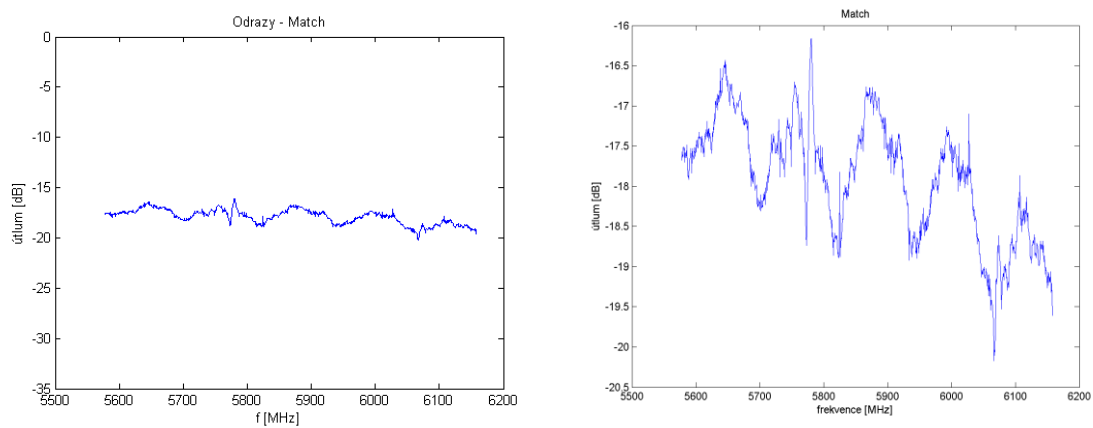


Obrázek 5.15 - Zkrat – vypočítaný průběh (vpravo detail)

Přizpůsobený obvod

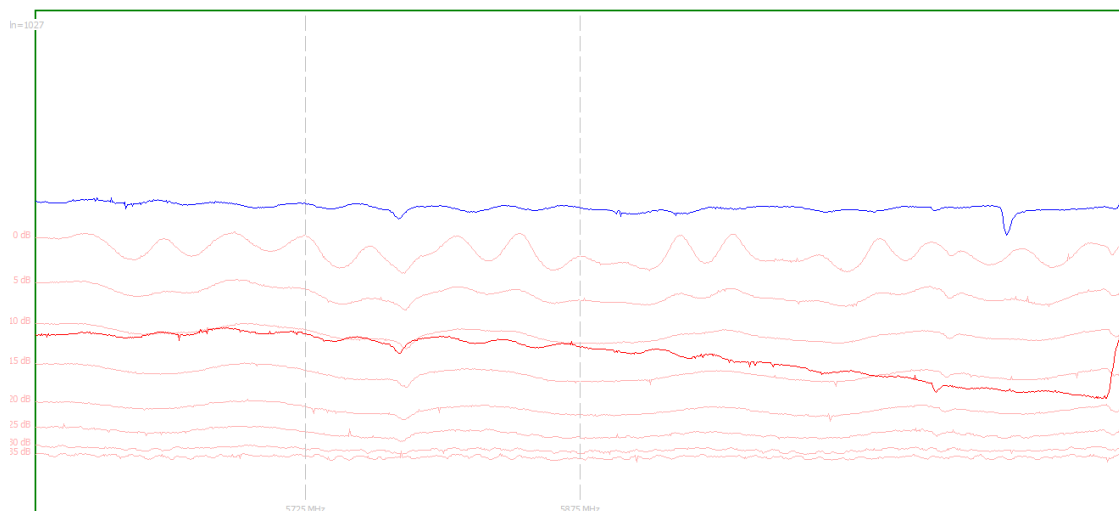


Obrázek 5.16 - Přizpůsobené vedení (Match) - naměřený průběh

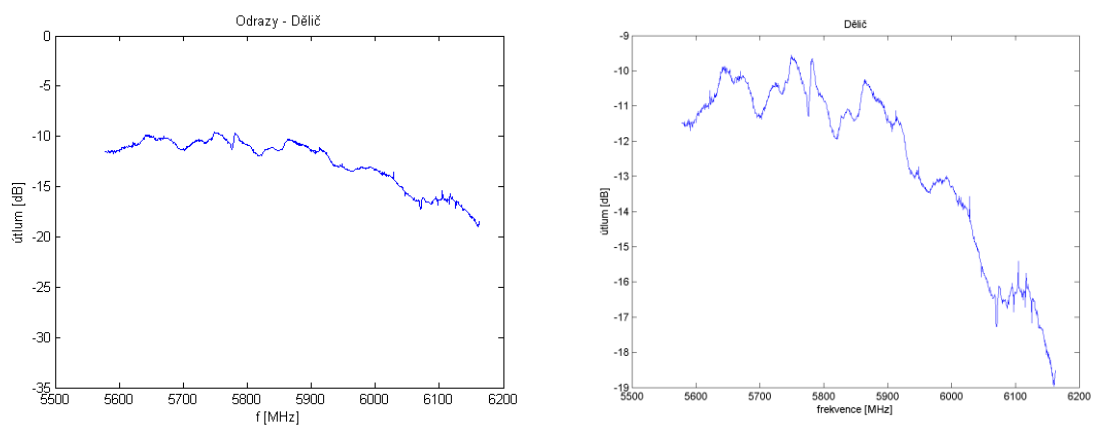


Obrázek 5.17 - Přizpůsobené vedení (Match) – vypočítaný průběh (vpravo detail)

Wilkinsonův dělič

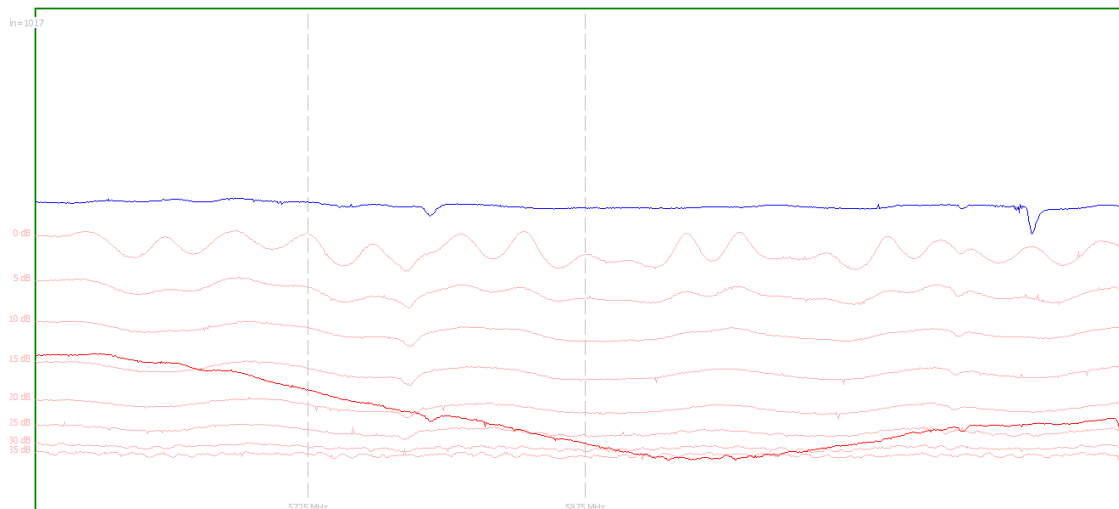


Obrázek 5.18 - Wilkinsonův dělič - naměřený průběh

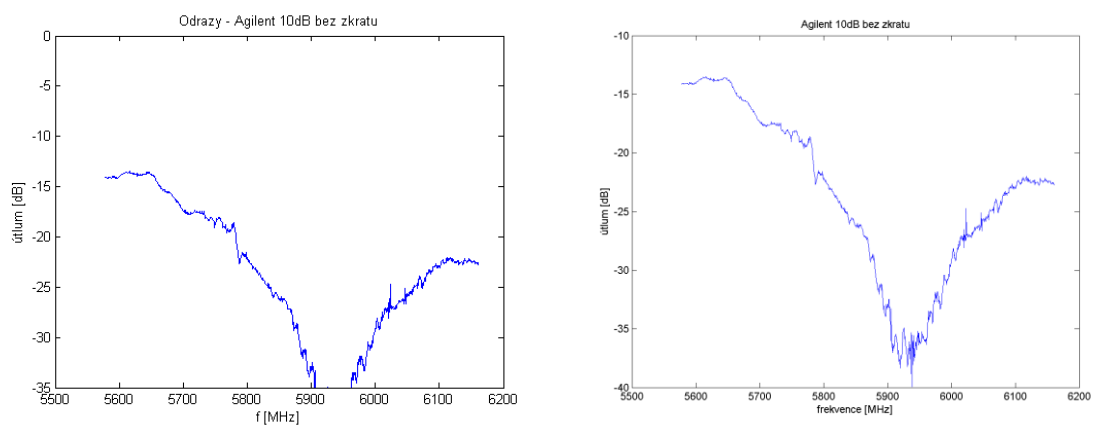


Obrázek 5.19 - Wilkinsonův dělič – vypočítaný průběh (vpravo detail)

Útlum 10dB Agilent

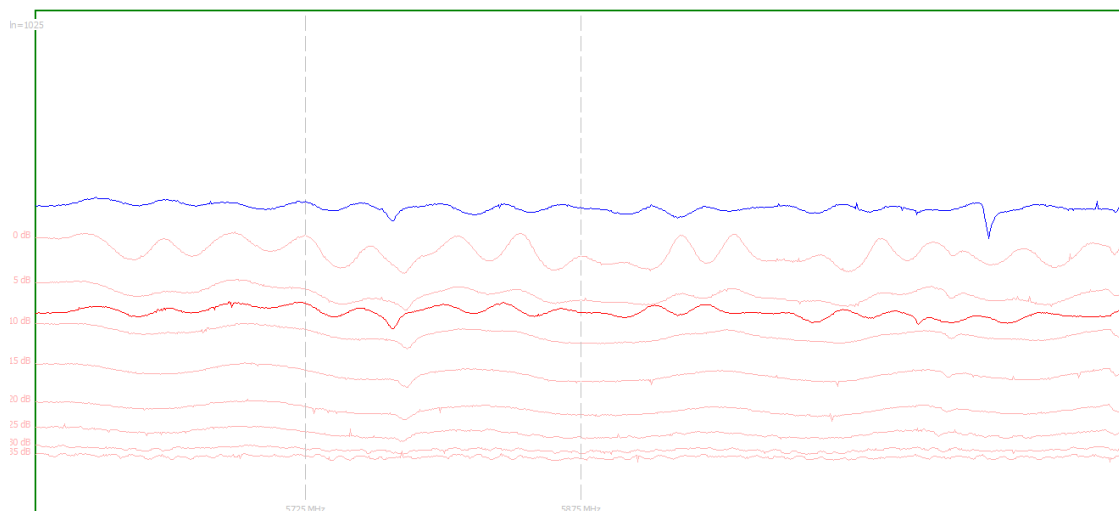


Obrázek 5.20 - Atenuátor 10dB Agilent – naměřený průběh

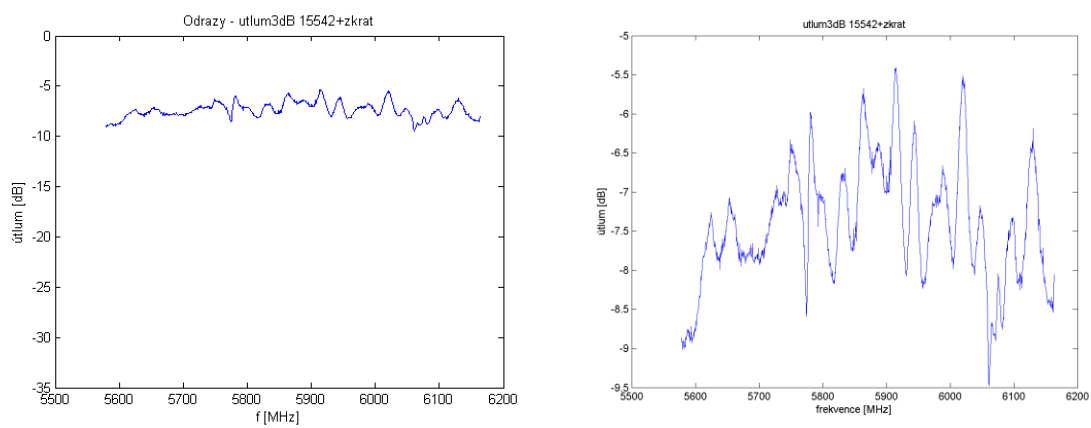


Obrázek 5.21 - Atenuátor 10dB Agilent – vypočítaný průběh (vpravo detail)

Útlum 3dB + zkrat

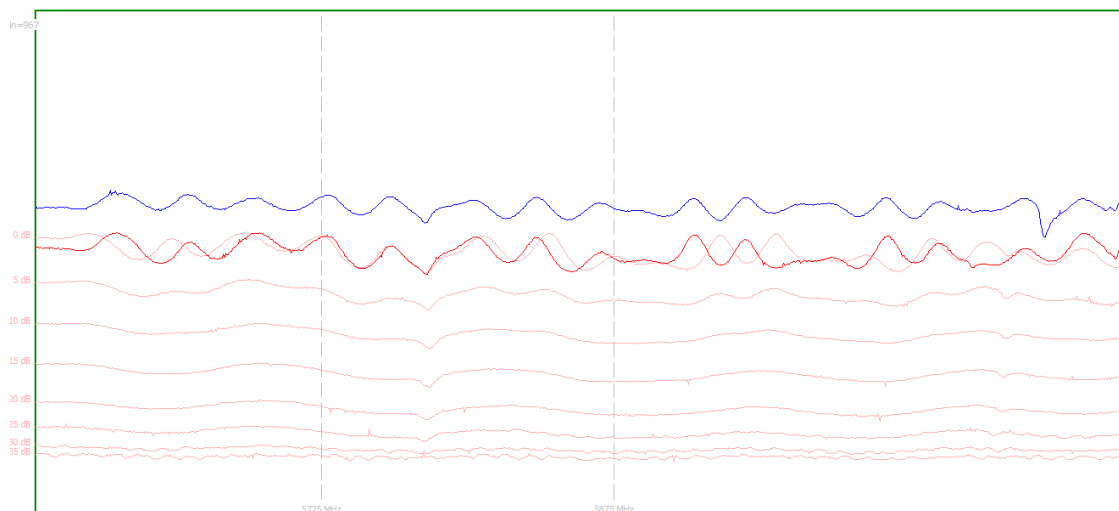


Obrázek 5.22 - 3dB atenuátor (15542) zakončený zkratem - naměřený průběh

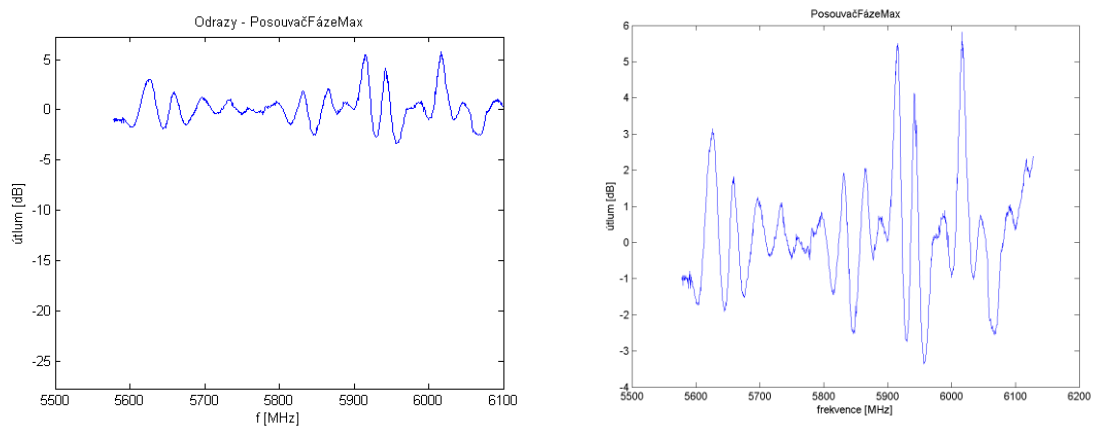


Obrázek 5.23 - 3dB atenuátor (15542) zakončený zkratem – vypočítaný průběh (vpravo detail)

Posouvač fáze – maximum

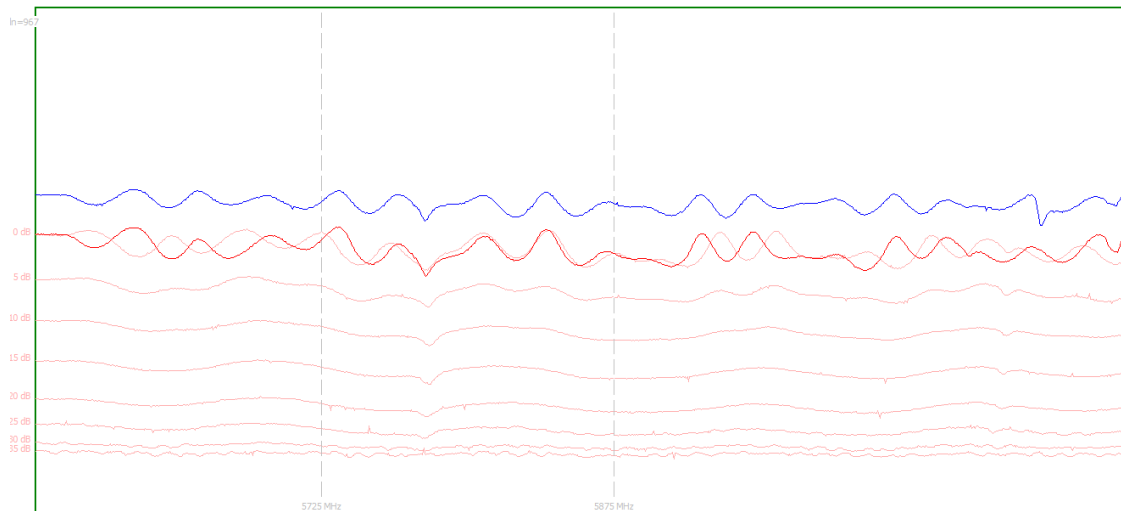


Obrázek 5.24 - Posouvač fáze (max) - naměřený průběh

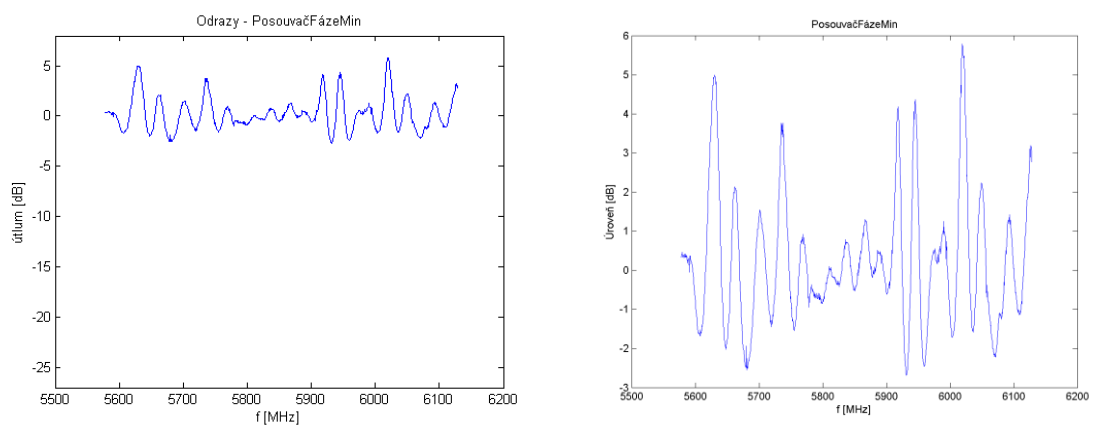


Obrázek 5.25 - Posouvač fáze (max) – vypočítaný průběh (vpravo detail)

Posouvač fáze – minimum



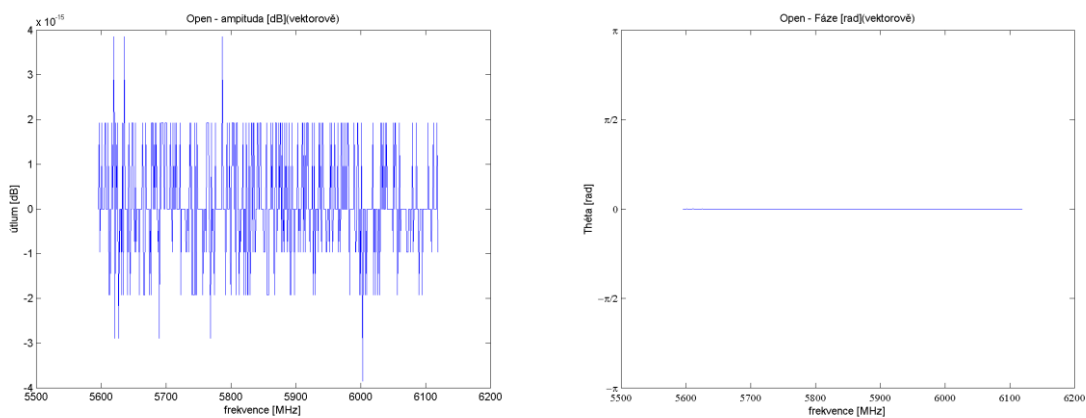
Obrázek 5.26 - Posouvač fáze (min) - naměřený průběh



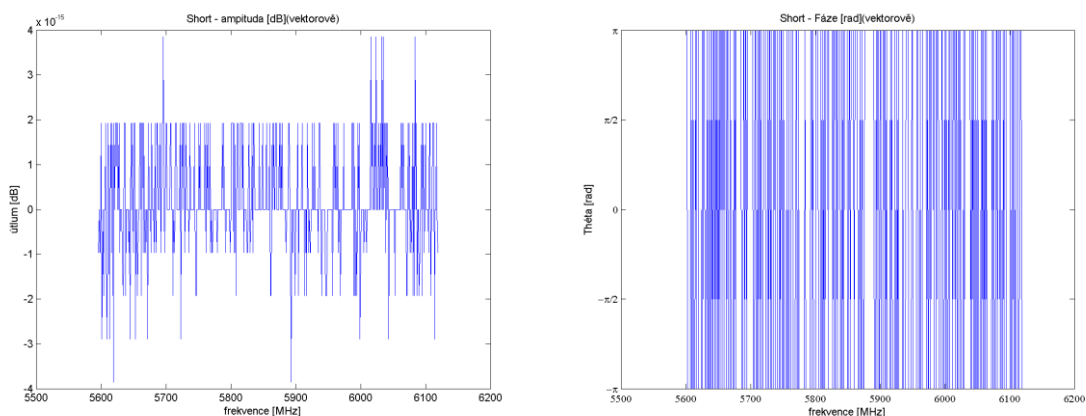
Obrázek 5.27 - Posouvač fáze (min) – vypočítaný průběh (vpravo detail)

5.4.2 Vektorové měření

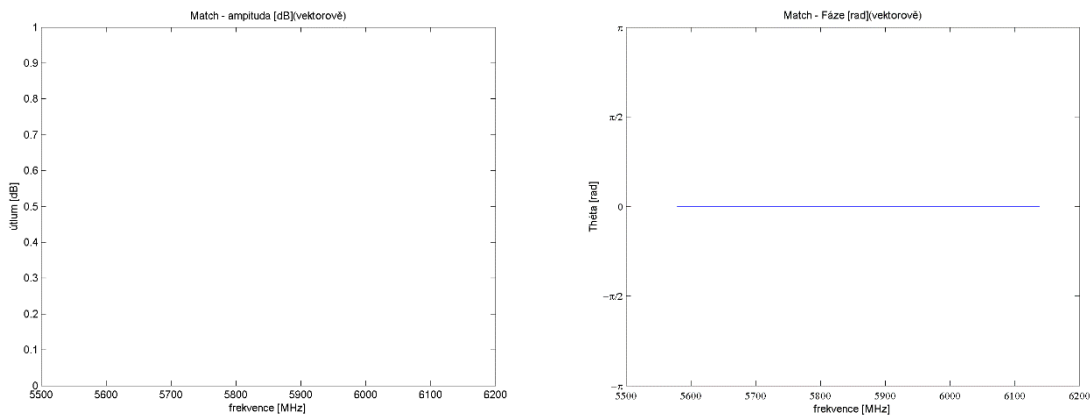
Na pravé straně jsou zobrazeny amplitudy koeficientu odrazu a na levé fáze.



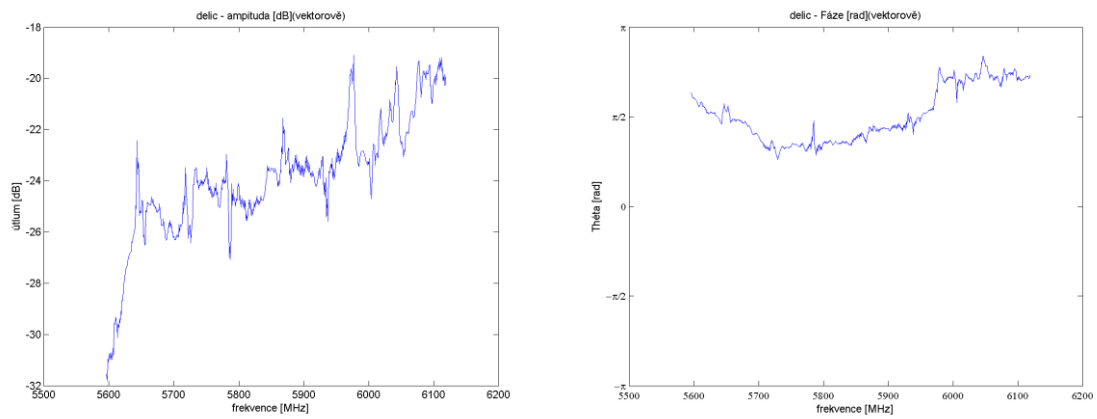
Obrázek 5.28 - Otevřený konec vedení



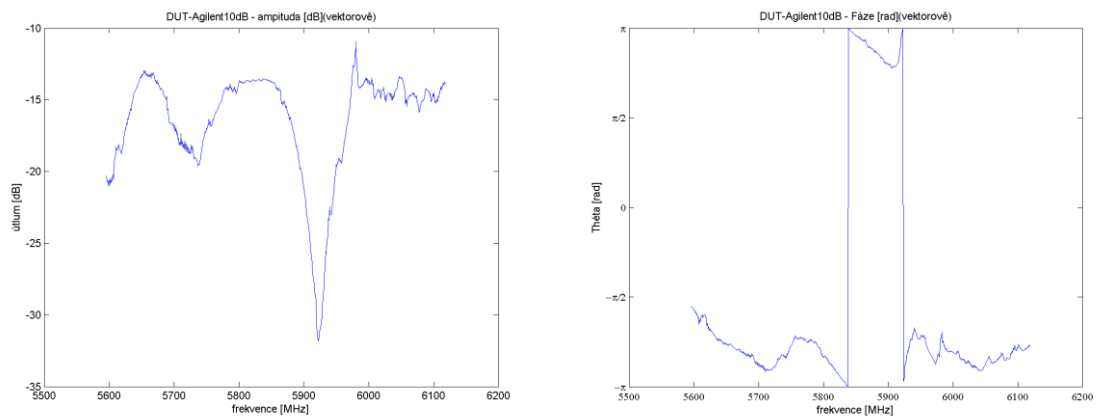
Obrázek 5.29 - Zkrat



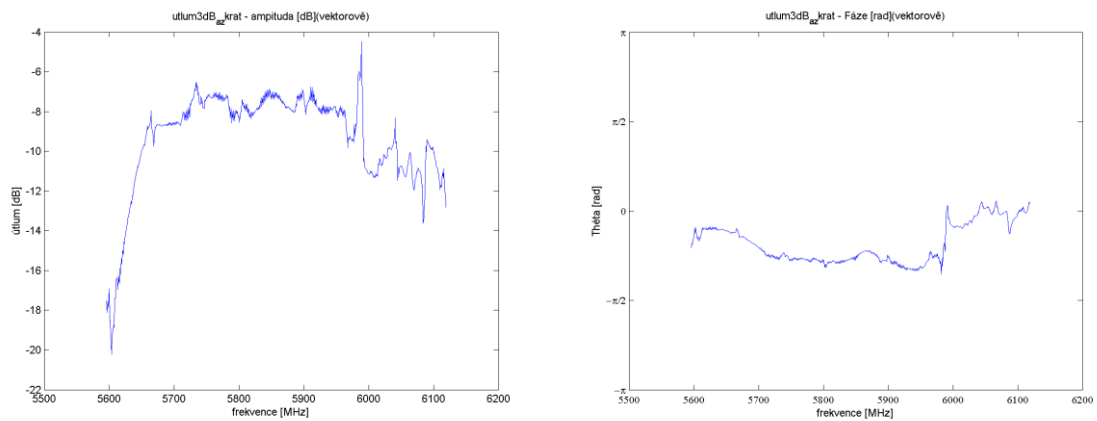
Obrázek 5.30 - Přizpůsobené vedení (Match)



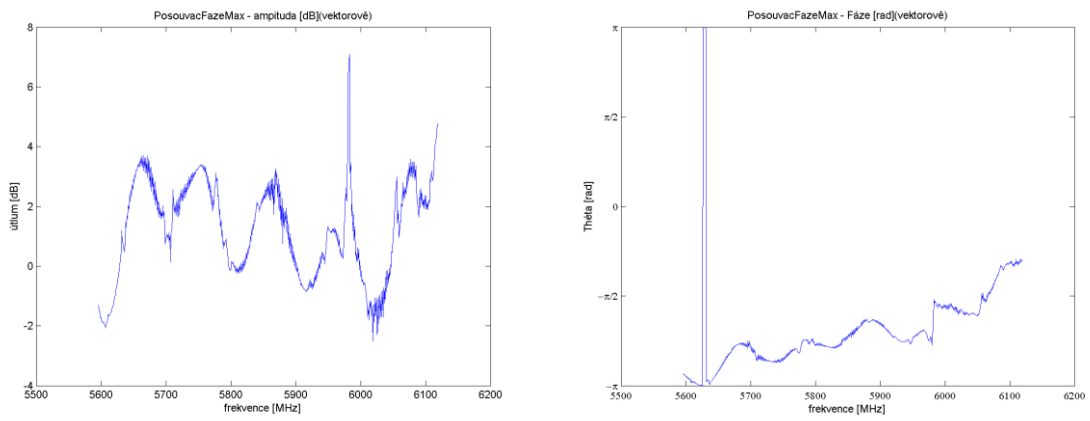
Obrázek 5.31 - Wilkinsonův dělič



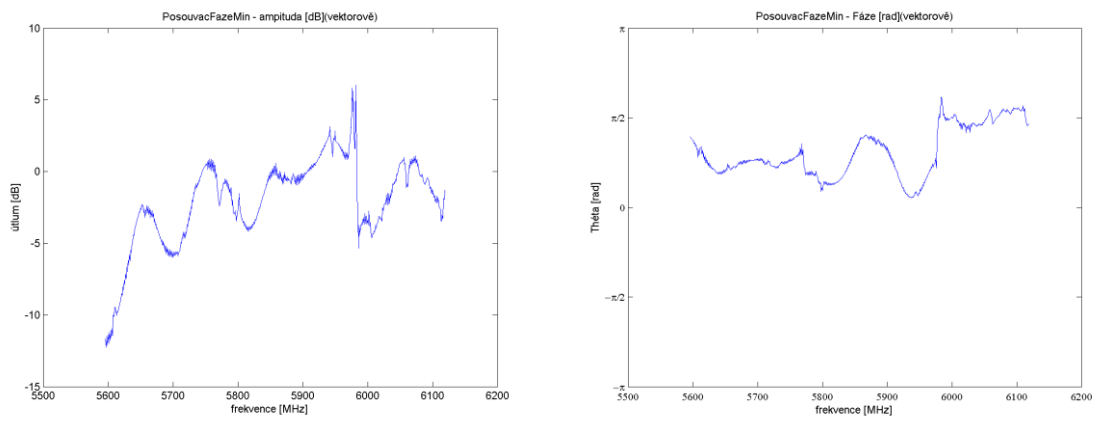
Obrázek 5.32 - Pevný útlum Agilent 10dB



Obrázek 5.33 - Pevný 3dB útlum (15542) zakončený zkratem



Obrázek 5.34 - Posouváč fáze – max



Obrázek 5.35 - Posouváč fáze - min

Závěr

V teoretické části této práce je obecné seznámení s obvodynými analyzátory a jejich funkcí. Následně byla hledána možná řešení pro sestavu analyzátoru, jenž by splňoval jak měření skalární, tak měření vektorová.

Jedním z hlavních úkolů této práce bylo tedy sestavení mikrovlnného analyzátoru. K sestavení byly použity výše zmíněné prvky. Příruby vlnovodů byly k sobě pevně sešroubovány tak, aby nedocházelo k případným ztrátám. Ostatní části této sestavy byly propojeny pomocí koaxiálních kabelů. K přepínání mezi skalárním a vektorovým měřením, tedy k přepínání mezi detektory a směšovačem, bylo použito vysokofrekvenčních přepínačů. Ke sběru dat byly využity přípravky firmy Steinel Technik.

V prvotním stádiu sestavy bylo pro zobrazování výsledků použito starého osciloskopu. Problémem bylo, že nebylo možné získávat data. Proto byl jako zobrazovací jednotka použit notebook s programem, který u skalárního měření též zobrazoval průběhy v reálném čase a sloužil i pro sběr dat a záznam zobrazovaných průběhů. Tento program byl vytvořen Ing. Aleš Jelínkem ve firmě Steinel Technik. Získávaná data byla ukládána do tabulkového programu Excel. Tyto uložené hodnoty však neodpovídaly nakalibrovaným křivkám, které byly zobrazeny pomocí aplikace. Z tohoto důvodu byla nakalibrována zobrazená síť křivek. K získání správných hodnot a tedy i průběhů byla využita aproximace polynomem s využitím MNC pro výpočet neznámých koeficientů A_i . Veškeré tyto výpočty byly prováděny v programu Matlab. Po dosažení naměřených hodnot a vypočtených hodnot A_i do rovnice polynomu 3. stupně byly získány požadované průběhy, které se příliš nelišily od průběhů zobrazovaných pomocí aplikace p. ing. Jelínka. Naměřené výsledky připojených DUT jsou uvedeny v podkapitole 5.4.1.

Po vyřešení skalárního měření bylo měření převedeno na měření vektorové. U tohoto typu analyzátoru byla nakonec zvolena metoda s použitím jednoduchého směšovače. Ke sběru dat muselo být využito jiného přípravku a programu, který byl vytvořen Ing. Jiřím Paarem. Prvním úkolem bylo navrhnout vhodný matematický model, který by přibližně odpovídal signálům připojených prvků. Byly navrženy dva signály modulované amplitudovou modulací, které představovaly vstupní signály do směšovače. Matematickými úpravami byla získána rovnice, která odpovídala výstupnímu signálu ze směšovače. Dalšími matematickými operacemi bylo dosaženo konečné podoby matematického modelu. Na princip tohoto modelu bylo následně aplikováno celé měření. Později bude možná pořízen směšovač kvadraturní, pak by se tato metoda výrazně zjednodušila. Na obrázcích 4.11 až 4.14 jsou pro porovnání zobrazeny průběhy signálů a amplitudová spektra modelu a kalibračního prvku Short. Tyto získané průběhy byly velice podobné, tudíž bylo usouzeno, že navržený matematický model byl zvolen správně. V dalších krocích výpočtu bylo však zjištěno, že model není úplně zcela přesný a byly provedeny úpravy (např. otočení fáze) k dosažení správných hodnot. Pro dosažení hledaných průběhů činitele odrazu a fáze byl aplikován jednoportový chybový model a kalibrace OSM. Z chybového modelu byly odvozeny díky známým kalibračním prvkům chybové parametry a z toho byl následně

vypočten odvozený koeficient odrazu a jeho fáze. Získané průběhy vektorového měření koeficientu odrazu a fáze u kalibračních prvků odpovídají skutečnosti. Útlum otevřeného konce vedení odpovídá 0dB a fáze je rovna 0° . U zkratu je útlum opět 0dB a fáze kmitá mezi $\pm 180^\circ$. U přizpůsobeného prvku Match je útlum nekonečný a fáze je nulová. Správnost modelu byla dokázána i výslednými průběhy ověřující chybový model (obrázek 4.35). Při porovnání naměřených průběhů skalárního a vektorového měření u měřených přípravků došlo k odlišnostem. Jedním z možných důvodů je ten, že při skalárním měření nebyla použita žádná kalibrace, tudíž v tomto případě by mělo být vektorové měření přesnější. Dalším důvodem také může být stárí některých přípravků. Měření fáze též odpovídá očekávaným výsledkům. Na přípravku posouvače fáze bylo též odzkoušeno měření koeficientu odrazu a fáze. Podle teoretických předpokladů by se amplituda při posuvu neměla měnit a fáze ano. Z naměřených průběhů (obrázky 5.34, 5.35), kdy byl posuvník v jednom případě v maximu a ve druhém případě v minimu. Fáze se u obou průběhů liší, což odpovídá teoretickým předpokladům. U průběhu koeficientu odrazu jsou však také mírné odlišnosti, což může být způsobeno stárím tohoto přípravku.

Tento princip výpočtu u vektorového měření lze využít v dalších oblastech radarové techniky.

Literatura

- [1] RYTTING, Doug. Network analyzer error models and calibration methods. White Paper, September, 1998. Dostupné z: http://www-ee.uta.edu/online/adavis/ee5349/NA_Error_Models_and_Cal_Methods.pdf
- [2] BILIK, Vladimír. Six-port Measurement Technique: Principles, Impact, Applications. 1998. Dostupné z: <http://www.s-team.sk/download/SixPortTechnique.pdf>
- [3] HADDADI, Kamel a Tuami LASRI. One decade microwave forward network analyzer based on the multi-port technique. Progress In Electromagnetics Research C. 2012, s. 105-118. DOI: 10.2528/PIERC12042704. Dostupné z: <http://www.jpier.org/PIERC/pier.php?paper=12042704>
- [4] LAVERGHETTA, Thomas S. *Modern microwave measurement and techniques*. Norwood: Artech House, 1988, xv, 541 s. ISBN 08-900-6307-9.
- [5] TYSL, Václav. *Obvody a technika velmi vysokých kmitočtů II*. 2. vydání. Praha : Ediční středisko ČVUT, 1988, 173 s.
- [6] HOFFMANN, Karel a Přemysl HUDEC. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná měření*. Vyd. 1. Praha: ČVUT, 2006, 111 s. ISBN 80-010-3442-9.
- [7] Obrázek - pevný atenuátor, [online, cit. 2014-08-01]. Dostupné z http://social.mavin.com/pictures/ec/50f003_1.jpg
- [8] Obrázek - přepínatelný atenuátoru, [online, cit. 2014-08-01]. Dostupné z: http://herostechnology.co.uk/all_media/attenuator/ladder_ATT_Shadow.jpg
- [9] Obrázek – struktura koaxiálního kabelu, [online, cit. 2014-08-01]. Dostupné z: <https://files.cablewholesale.com/mailimages/coaxcable.jpg>
- [10] Multimediální učebnice: Elektromagnetické vlny, Mikrovlnná technika. UREL. [online]. [cit. 2014-08-01]. Dostupné z: <http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia/index.php>
- [11] URBANEC, Tomáš. Speciální metody mikrovlnných vektorových měření. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 90 s. Vedoucí disertační práce prof. Ing. Jiří Svačina, CSc., [online],[cit. 2014-08-01]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=3508
- [12] BEZOUŠEK, Pavel. Materiály k přednáškám z předmětu Pokročilé analogové obvody
- [13] BEZOUŠEK, Pavel. Materiály k přednáškám z předmětu Signály a soustavy
- [14] Microwave Encyclopedia [online]. [cit. 2014-08-01]. Dostupné z: <http://www.microwaves101.com/encyclopedias/587-frequency-meters>
- [15] Radio-Electronics.com: Resources and analysis for electronics engineers [online]. [cit. 2014-08-01]. Dostupné z: <http://www.radio-electronics.com/>
- [16] Mini-Circuits [online]. [cit. 2014-08-01]. Dostupné z: <http://www.minicircuits.com/app/AN41-001.pdf>
- [17] Measurements Errors [online]. [cit. 2014-08-01]. Dostupné z: http://na.tm.agilent.com/pna/help/latest/S3_Cals/Errors.htm#errdir
- [18] MathWorks: MATLAB and Simulink for Technical Computing [online]. [cit. 2014-08-01]. Dostupné z: <http://www.mathworks.com/>

- [19] BALLO, David. HEWLETT-PACKARD COMPANY. *Network Analyzer Basics* [online]. U.S.A: Hewlett-Packard Company, 1998 [cit. 2014-08-01]. Dostupné z: <http://whites.sdsmt.edu/classes/ee481/nabasics.pdf>
- [20] TŮMA, Jiří. *Zpracování signálů získávaných z mechanických systémů užitím FFT*. Praha: Sdělovací technika, 1997, 174 s. ISBN 80-901-9361-7.
- [21] VÁGNER, Petr. Přednášky z předmětu Vysokofrekvenční technika, VUT BRNO, 2012
- [22] LAPČÍK, Josef. *Měření na vektorovém obvodovém analyzátoru: Basic measurement on the Vector network analyzer*. Brno: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 1 elektronický optický disk [CD-ROM / DVD]. Dostupné z: <https://dspace.vutbr.cz/handle/11012/3022?show=full>
- [23] KRUPPA, W. a K.F. SODOMSKY. An Explicit Solution for the Scattering Parameters of a Linear Two-Port Measured with an Imperfect Test Set (Correspondence) [online]. [cit. 2014-08-01]. DOI: 10.1109/TMTT.1971.1127466. Dostupné z: http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&arnumber=1127466&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D1127466
- [24] SVAČINA, Jiří. Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika: Návody pro mikrovlnné laboratorní experimenty. 1. vyd. Brno: VUT FEKT, 2003. 58 s. ISBN 80-214-2480-X.
- [25] HANUS, Stanislav a Jiří SVAČINA. Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika: Přednášky. Vyd. 2., dopl. Brno: VUT FEKT, 2002. 210 s. ISBN 80-214-2222-X.
- [26] DVOŘÁK, Radek. Širokopásmová vektorová měření. Brno, 2013. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/11012/26980>. Disertační práce. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce Urbanec, Tomáš.
- [27] ENGEN, G.F. The Six-Port Reflectometer: An Alternative Network Analyzer. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1977, vol. 25, issue 12, s. 1075-1080. DOI: 10.1109/TMTT.1977.1129277. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1129277>
- [28] DŘÍNOVSKÝ, Jiří, Tomáš FRÝZA, Václav RŮŽEK a Josef LAPČÍK. Radioelektronická měření [online]. Vyd. 1. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2012. 75 s. ISBN 978-80-214-4495-9. Dostupné z: www.urel.feec.vutbr.cz/~drinovsky/?download=mrem_skripta.pdf
- [29] MAZÁNEK, Miloš, Pavel PECHAČ a Jan VRBA. Základy antén, šíření vln a mikrovlnné techniky. Vyd. 1. Praha: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2008, 103 s. ISBN 978-80-01-03997-7.
- [30] FAJMON, Josef a ŠTOLPA, Milivoj. Měřicí pracoviště pro mikrovlnná měření komunikačních zařízení.
- [31] TEXAS INSTRUMENTS. Stellaris LM3S811 Uživatelský manuál. Austin: Texas Instruments, 2010, 35 s. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ug/spmu030b/spmu030b.pdf>
- [32] Materiály poskytnuté vedoucím práce
- [33] ČÍŽEK, Václav. Diskrétní Fourierova transformace a její použití. Vyd. 2. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1981. 160 s.

Příloha A – Zdrojový kód aplikace

Na tomto místě jsem chtěl uvést ukázkou kódu aplikace NetworkAnalyzer z programu Matlab. Jelikož je tento program vytvořen v grafickém prostředí GUI, je tudíž včetně veškerých popisků velice obsáhlý. Z tohoto důvodu zde není uveden. Avšak celá aplikace je uvedena na příloženém CD.