

UNIVERZITA PARDUBICE

Fakulta elektrotechniky a informatiky

Horizontální rozvod signálu pro fázovanou anténní
soustavu sekundárního radiolokátoru

Tomáš Zálabský

Diplomová práce
2012

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Tomáš Zálabský**
Osobní číslo: **I10376**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Komunikační a řídicí technologie**
Název tématu: **Horizontální rozvod signálu pro fázovanou anténní soustavu sekundárního radiolokátoru**
Zadávací katedra: **Katedra elektrotechniky**

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

Úkolem studenta bude navrhnout horizontální rozvod signálu k vybraným vertikálním řadám fázované anténní soustavy sekundárního přehledového radiolokátoru tak, aby amplitudy a fáze výstupních signálů odpovídaly požadovanému rozložení. Student navrhne topologii rozvodu, vybere typ homogenního vedení a typy děličů výkonu s ohledem na minimální přídavný útlum. Podle podrobné specifikace rozvodu navrhne rozměry děličů a na zhotovených vzorcích ověří dosažené parametry měřením.

Rozsah grafických prací:

Rozsah pracovní zprávy:

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

Seznam odborné literatury:

Bezoušek P. , Šedivý P., Radarová technika, ČVUT Praha, 2005

Prokop J., Vokurka J., Šíření elektromagnetických vln a antény, SNTL Praha, 1980

Tysl V., Růžička V.: Teoretické základy mikrovlnné techniky, SNTL Praha 1989

Svačina J.: Mikrovlnné integrované obvody. Učební text postgraduálního studia "Mikrovlnná technika", VUT Brno 1988

Vrba J. : Měření na centimetrových vlnách. NADAS 1978

Vedoucí diplomové práce:

prof. Ing. Pavel Bezoušek, CSc.

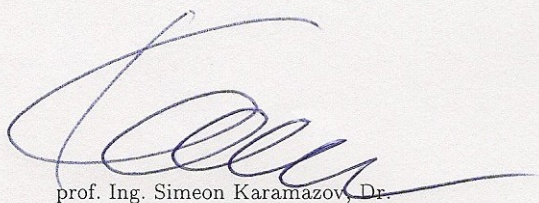
Katedra elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce:

7. listopadu 2011

Termín odevzdání diplomové práce:

18. května 2012



prof. Ing. Simeon Karamazov, Dr.

děkan



L.S.



Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.

vedoucí katedry

V Pardubicích dne 15. listopadu 2011

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 24. 7. 2012

Tomáš Zálabský

Poděkování

Na tomto místě bych rád poděkoval vedoucímu práce panu, prof. Pavlu Bezouškovi, CSc., za uvedení do problematiky návrhu rozvodů signálu antény sekundárního radaru, za cenné rady, návrhy a připomínky v průběhu celé práce. Chtěl bych také poděkovat panu, Ing. Vítězslavi Krčmářovi Ph.D. a panu Ing. Martinu Medunovi z firmy T-CZ, kteří mi pomáhali s realizací jednotlivých částí. Dále bych chtěl poděkovat panu, Ing. Vadimovi Závodnému Ph.D. za seznámení se simulačním softwarem. V neposlední řadě bych rád poděkoval svoji rodině za podporu během celé práce a studia.

Anotace

Tato diplomová práce se zabývá problematikou konstrukce rozvodů signálu u antény sekundárního přehledového radaru. Obsahuje výběr vhodného typu vedení a provedení děličů výkonu, možnosti simulace rozptylových parametrů děličů ve speciálním softwaru, konstrukční návrhy jednotlivých děličů výkonu a následně problematiku měření jejich parametrů měřicími přístroji. V neposlední řadě je součástí této práce návrh konstrukčního řešení postranních horizontálních rozvodů signálu.

Klíčová slova

Sekundární přehledový radar, dělič výkonu typu branch-line, Wilkinsonův dělič výkonu, zavěšené páskové vedení, mikropáskové vedení, horizontální vyzářovací diagram, rozptylové parametry

Title

Horizontal signal distribution network for a phased antenna array of a secondary radar

Annotation

This diploma work deals with the design of a secondary surveillance radar antenna signal distribution network. In the work selection of a suitable transmission line and power dividers types are presented and dividers scattering parameters simulation in a special software, design of individual power dividers and finally the their parameters measurement are described. Finally a part of this work is also a structural design of the lateral part of the horizontal signal distribution network.

Keywords

Secondary surveillance radar, branch-line power divider, Wilkinson power divider, suspended stripline, microstrip line, horizontal radiation pattern, scattering parameters

Obsah

SEZNAM ZKRATEK	9
SEZNAM OBRÁZKŮ	10
SEZNAM TABULEK	16
1 ÚVOD	16
2 SEKUNDÁRNÍ PŘEHLEDOVÝ RADAR.....	18
2.1 PRINCIP ČINNOSTI	18
2.2 RADAROVÁ ROVNICE.....	18
2.3 MĚŘENÍ SOUŘADNIC CÍLE.....	20
2.3.1 <i>Určování radiální vzdálenosti cíle</i>	<i>20</i>
2.3.2 <i>Měření azimutu cíle.....</i>	<i>22</i>
3 ANTÉNA SEKUNDÁRNÍHO PŘEHLEDOVÉHO RADARU	29
3.1 HORIZONTÁLNÍ ROZVOD ANTÉNY SSR	29
3.2 HORIZONTÁLNÍ VYZAŘOVACÍ DIAGRAMY	31
3.3 VERTIKÁLNÍ ROZVOD ANTÉNY SRL	32
4 DĚLIČE VÝKONU	34
4.1 ROZPTYLOVÉ PARAMETRY	34
4.2 TYPY DĚLIČŮ VÝKONU.....	36
4.2.1 <i>Děliče typu Wilkinson</i>	<i>36</i>
4.2.2 <i>Děliče typu branch-line.....</i>	<i>39</i>
4.2.3 <i>Výpočet rozptylových parametrů děličů typu branch-line.....</i>	<i>42</i>
4.3 TYPY VEDENÍ	49
4.3.1 <i>Konstrukční řešení technologie vedení pomocí zavěšeného pásku</i>	<i>56</i>
5 NÁVRH HORIZONTÁLNÍHO POSTRANNÍHO ROZVODU . CHYBA! ZÁLOŽKA NENÍ DEFINOVÁNA.	
5.1 NÁVRH JEDNOTLIVÝCH DĚLIČŮ VÝKONU	73
5.2 MĚŘENÍ PARAMETRŮ DĚLIČŮ.....	80
5.3 MODELOVÁNÍ VÝSLEDNÝCH DĚLIČŮ PRO POSTRANNÍ ROZVODY	85
6 NÁVRH DĚLIČŮ VERTIKÁLNÍHO ROZVODU	89
7 ZÁVĚR	108
POUŽITÁ LITERATURA	111
PŘÍLOHA 1 – PROGRAM PRO VÝPOČET ROZPTYLOVÝCH PARAMETRŮ DĚLIČŮ VÝKONU TYPU BRANCH-LINE	I

PŘÍLOHA 2 - VÝSLEDKY SIMULACÍ MODELŮ DĚLIČŮ HB, HD A HK II

PŘÍLOHA 3 – VÝSLEDKY MĚŘENÍ DĚLIČŮ HB, HD A HK IX

Seznam zkratek

SSR - (Secondary Surveillance Radar), Sekundární přehledový radar

MTL - (Minimum Triggering Level), Minimální spouštěcí úroveň

MDL - (Minimum Detection Level), Minimální detekovatelná úroveň

RSLS - (Receiver Side Lobe Suppression), Potlačení signálu přijatého postranním svazkem

ISLS - (Interrogator Side Lobe Suppression), Potlačení signálu vyslaného postranním svazkem

SRL - Sekundární radiolokátor

Seznam obrázků

OBRÁZEK 2-1: PRINCIP SEKUNDÁRNÍHO PŘEHLEDOVÉHO RADARU PRO ŘÍZENÍ LETOVÉHO PROVOZU	18
OBRÁZEK 2-2: PRINCIP URČOVÁNÍ RADIÁLNÍ VZDÁLENOSTI CÍLE	21
OBRÁZEK 2-3: SMĚROVÉ CHARAKTERISTIKY ANTÉNY A) KARTÉZSKÝ SOUŘADNICOVÝ SYSTÉM, B) POLÁRNÍ SOUŘADNICOVÝ SYSTÉM	22
OBRÁZEK 2-4: PRINCIP URČOVÁNÍ AZIMUTU CÍLE.....	23
OBRÁZEK 2-5: VYUŽITÍ POTLAČOVACÍ ANTÉNY K ROZLIŠENÍ SIGNÁLŮ PŘIJATÝCH HLAVNÍM A POSTRANNÍMI SVAZKY.....	23
OBRÁZEK 2-6: ROZLIŠOVACÍ SCHOPNOST RADARU V ÚHLU.....	24
OBRÁZEK 2-7: METODA PŘESNÉHO ZMĚŘENÍ ÚHLU PŘÍCHODU SIGNÁLU.....	25
OBRÁZEK 2-8: PRINCIP FÁZOVÉHO MONOPULZU	27
OBRÁZEK 2-9: CHARAKTERISTIKA MONOPULZU B.....	28
OBRÁZEK 3-1: POHLED NA ANTÉNU SRL ZE ZADU.....	29
OBRÁZEK 3-2: CELKOVÉ SCHÉMA HORIZONTÁLNÍHO ROZVODU ANTÉNY SRL	30
OBRÁZEK 3-3: SCHÉMA CENTRÁLNÍ ČÁSTI HORIZONTÁLNÍHO ROZVODU ANTÉNY SRL (PODLE [6])	30
OBRÁZEK 3-4: VYZAŘOVACÍ DIAGRAMY ANTÉNY SRL V HORIZONTÁLNÍM SMĚRU	32
OBRÁZEK 3-5: VERTIKÁLNÍ ROZVOD	33
OBRÁZEK 3-6: BLOKOVÝ DIAGRAM VERTIKÁLNÍHO ROZVODU	33
OBRÁZEK 4-1: LINEÁRNÍ N-BRAN	34
OBRÁZEK 4-2: BLOKOVÉ SCHÉMA WILKINSONOVA DĚLIČE VÝKONU	36
OBRÁZEK 4-3: SCHÉMA WILKINSONOVA DĚLIČE VÝKONU	37
OBRÁZEK 4-4: KONSTRUKCE SYMETRICKÉHO WILKINSONOVA DĚLIČE VÝKONU, PŘEVZATO Z [9]	38
OBRÁZEK 4-5: SCHÉMA NESYMETRICKÉHO WILKINSONOVA DĚLIČE VÝKONU	38
OBRÁZEK 4-6: SMĚROVÁ ODBOČNICE	39
OBRÁZEK 4-7: ROVINY SYMETRIE SMĚROVÉ ODBOČNICE	39
OBRÁZEK 4-8: SCHÉMA DĚLIČE TYPU BRANCH-LINE	41
OBRÁZEK 4-9: KONSTRUKCE DĚLIČE VÝKONU TYPU BRANCH-LINE	41
OBRÁZEK 4-10: VID EE V RAMENI 1	43
OBRÁZEK 4-11: VID EO V RAMENI 1	44
OBRÁZEK 4-12: VID OE V RAMENI 1	45
OBRÁZEK 4-13: VID OO V RAMENI 1	46
OBRÁZEK 4-14: GUI PROGRAMU NA VÝPOČET S-PARAMETRU DĚLIČŮ TYPU BRANCH-LINE	48
OBRÁZEK 4-15A: $PSV=1$ - DOKONALÉ IMPEDANČNÍ PŘÍZPŮSOBENÍ 4. RAMENE.....	48
OBRÁZEK 4-15B: $PSV = 1.1$ - NEDOKONALÉ IMPEDANČNÍ PŘÍZPŮSOBENÍ 4. RAMENE.....	48
OBRÁZEK 4-16: KONSTRUKCE MIKROPÁSKOVÉHO VEDENÍ.....	49
OBRÁZEK 4-17A: MAGNETICKÁ SLOŽKA EM POLE MIKROPÁSKOVÉHO VEDENÍ.....	50
OBRÁZEK 4-17B: MAGNETICKÁ SLOŽKA EM POLE MIKROPÁSKOVÉHO VEDENÍ.....	50

OBRÁZEK 4-18A,B: VLEVO - ZÁVISLOST VLOŽNÉHO ÚTLUMU NA TLOUŠŤCE DIELEKTRIKA, VPRAVO - ZÁVISLOST ŠÍŘKY PÁSKU NA TLOUŠŤCE DIELEKTRIKA	51
OBRÁZEK 4-19A,B: VLEVO - ZÁVISLOST VLOŽNÉHO ÚTLUMU NA PERMITIVITĚ PODLOŽKY, VPRAVO - ZÁVISLOST ŠÍŘKY PÁSKU NA PERMITIVITĚ PODLOŽKY	51
OBRÁZEK 4-20A,B: VLEVO - ZÁVISLOST VLOŽNÉHO ÚTLUMU NA ZTRÁTOVÉM ČINITELI SUBSTRÁTU, VPRAVO - ZÁVISLOST ŠÍŘKY PÁSKU NA ZTRÁTOVÉM ČINITELI SUBSTRÁTU.....	52
OBRÁZEK 4-21A,B: VLEVO - ZÁVISLOST VLOŽNÉHO ÚTLUMU NA TLOUŠŤCE PÁSKU, VPRAVO - ZÁVISLOST ŠÍŘKY PÁSKU NA TLOUŠŤCE PÁSKU.....	52
OBRÁZEK 4-22: KONSTRUKCE ZAVĚŠENÉHO PÁSKOVÉHO VEDENÍ	53
OBRÁZEK 4-23A: ELEKTRICKÁ SLOŽKA EM POLE PÁSKOVÉHO VEDENÍ.....	54
OBRÁZEK 4-23B: MAGNETICKÁ SLOŽKA EM POLE PÁSKOVÉHO VEDENÍ	54
OBRÁZEK 4-24A,B: VLEVO - ZÁVISLOST VLOŽNÉHO ÚTLUMU NA VZDÁLENOSTI ZEMNÍCH DESEK, VPRAVO - ZÁVISLOST ŠÍŘKY PÁSKU NA VZDÁLENOSTI ZEMNÍCH DESEK	55
OBRÁZEK 4-25A,B: VLEVO - ZÁVISLOST VLOŽNÉHO ÚTLUMU NA TLOUŠŤCE PÁSKU, VPRAVO - ZÁVISLOST ŠÍŘKY PÁSKU NA JEHO TLOUŠŤCE	55
OBRÁZEK 4-26A,B: VLEVO - ZÁVISLOST VLOŽNÉHO ÚTLUMU NA RELATIVNÍ PERMITIVITĚ MATERIÁLU MEZI ZEMNÍMI ROVINAMI, VPRAVO - ZÁVISLOST ŠÍŘKY PÁSKU NA RELATIVNÍ PERMITIVITĚ MATERIÁLU MEZI ZEMNÍMI ROVINAMI	56
OBRÁZEK 4-27: KONSTRUKČNÍ ÚPRAVA ZAVĚŠENÉHO PÁSKOVÉHO VEDENÍ	57
OBRÁZEK 4-28: ROZLOŽENÍ ELEKTRICKÉHO POLE V UPRAVENÉM ZAVĚŠENÉM PÁSKOVÉM VEDENÍ	58
OBRÁZEK 4-29: ROZLOŽENÍ MAGNETICKÉHO POLE V UPRAVENÉM ZAVĚŠENÉM PÁSKOVÉM VEDENÍ	59
OBRÁZEK 4-30: NASTAVENÍ IMPEDANCE ZAVĚŠENÉHO PÁSKU POMOCÍ CST STUDIA	60
OBRÁZEK 4-31: VLIV VZDÁLENOSTI B STĚNY POUZDRA OD OSY ZAVĚŠENÉHO PÁSKU NA PŘÍZPŮSOBENÍ VEDENÍ (KOEFIČIENT S_{11})	61
OBRÁZEK 4-32: OSTRÝ ZLOM ZAVĚŠENÉHO PÁSKOVÉHO VEDENÍ	61
OBRÁZEK 4-33: ZKOSENÝ ZLOM ZAVĚŠENÉHO PÁSKOVÉHO VEDENÍ.....	61
OBRÁZEK 4-34: URČENÍ VELIKOSTI ZKOSENÍ ZAVĚŠENÉHO PÁSKOVÉHO VEDENÍ	62
OBRÁZEK 4-35: URČENÍ DÉLKY VEDENÍ ODPOVÍDAJÍCÍ VLNOVÉ DÉLCE SIGNÁLU PRO ZAVĚŠENÉ PÁSKOVÉ VEDENÍ.....	63
OBRÁZEK 5-1: SCHÉMA POSTRANNÍHO ROZVODU VARIANTA 1	65
OBRÁZEK 5-2: SCHÉMA POSTRANNÍHO ROZVODU VARIANTA 2	66
OBRÁZEK 5-3: ROZMÍSTĚNÍ DĚLIČŮ VÝKONU PODLE VARIANTY 1 S DODRŽENÍM NULOVÉHO FÁZOVÉHO POSUVU MEZI VÝSTUPY... ..	68
OBRÁZEK 5-4: ROZMÍSTĚNÍ DĚLIČŮ VÝKONU V POSTRANNÍM ROZVODU A.....	69
OBRÁZEK 5-5: ROZMÍSTĚNÍ DĚLIČŮ VÝKONU V POSTRANNÍM ROZVODU B.....	70
OBRÁZEK 5-6: NÁVRH PLOŠNÉHO SPOJE - POSTRANNÍ ROZVOD A	71
OBRÁZEK 5-7: NÁVRH PLOŠNÉHO SPOJE - POSTRANNÍ ROZVOD B.....	72
OBRÁZEK 5-8: UKÁZKA ZADÁNÍ PARAMETRŮ DO PROGRAMU PASVE	74
OBRÁZEK 5-9: UKÁZKA VÝSTUPU PROGRAMU PASVE	74
OBRÁZEK 5-10: URČENÍ ŠÍŘKY PÁSKU PRO IMPEDANCI $39,29 \Omega$	75

OBRÁZEK 5-11: URČENÍ ŠÍŘKY PÁSKU PRO IMPEDANCI $63,53 \Omega$	75
OBRÁZEK 5-12: POČÍTAČOVÝ MODEL LABORATORNÍHO VZORKU DĚLIČE HK V PROGRAMU CST STUDIO	76
OBRÁZEK 5-13: NASTAVENÍ OKRAJOVÝCH PODMÍNEK MODELU	77
OBRÁZEK 5-14: KONSTRUKČNÍ VÝKRES LABORATORNÍHO VZORKU DĚLIČE HK	77
OBRÁZEK 5-15: PRŮBĚH PARAMETRU S_{11} PRO MODEL DĚLIČE HK	78
OBRÁZEK 5-16: PRŮBĚH PARAMETRU S_{22} PRO MODEL DĚLIČE HK	78
OBRÁZEK 5-17: PRŮBĚH PARAMETRU S_{33} PRO MODEL DĚLIČE HK	78
OBRÁZEK 5-18: PRŮBĚH PARAMETRU S_{44} PRO MODEL DĚLIČE HK	78
OBRÁZEK 5-19: PRŮBĚH PARAMETRU S_{32} PRO MODEL DĚLIČE HK	79
OBRÁZEK 5-20: PRŮBĚH PARAMETRU S_{41} PRO MODEL DĚLIČE HK	79
OBRÁZEK 5-21: PRŮBĚH PARAMETRU S_{21} PRO MODEL DĚLIČE HK	79
OBRÁZEK 5-22: PRŮBĚH PARAMETRU S_{31} PRO MODEL DĚLIČE HK	79
OBRÁZEK 5-23: BLOKOVÉ SCHÉMA ZAPOJENÍ PRACOVNÍHO MĚŘENÍ ODRAZŮ	81
OBRÁZEK 5-24: BLOKOVÉ SCHÉMA ZAPOJENÍ PRACOVNÍHO MĚŘENÍ PŘECHODU SIGNÁLU	81
OBRÁZEK 5-25: REÁLNÉ ZAPOJENÍ PRACOVNÍHO MĚŘENÍ PARAMETRŮ DĚLIČŮ VÝKONU	82
OBRÁZEK 5-26: KONSTRUKCE LABORATORNÍHO VZORKU DĚLIČE HK	82
OBRÁZEK 5-27: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{11} LABORATORNÍHO VZORKU DĚLIČE HK	83
OBRÁZEK 5-28: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{22} LABORATORNÍHO VZORKU DĚLIČE HK	83
OBRÁZEK 5-29: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{33} LABORATORNÍHO VZORKU DĚLIČE HK	83
OBRÁZEK 5-30: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{44} LABORATORNÍHO VZORKU DĚLIČE HK	83
OBRÁZEK 5-31: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{32} LABORATORNÍHO VZORKU DĚLIČE HK	84
OBRÁZEK 5-32: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{41} LABORATORNÍHO VZORKU DĚLIČE HK	84
OBRÁZEK 5-33: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{21} LABORATORNÍHO VZORKU DĚLIČE HK	84
OBRÁZEK 5-34: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{31} LABORATORNÍHO VZORKU DĚLIČE HK	84
OBRÁZEK 5-35: POLOHA DĚLIČE HK V POSTRANNÍM ROZVODU B	86
OBRÁZEK 5-36: MODEL DĚLIČE S RESPEKTOVÁNÍM POLOHY JEHO RAMEN V POSTRANNÍM ROZVODU	86
OBRÁZEK 5-37: PROVEDENÍ ZAKONČOVACÍ ODPORU	87
OBRÁZEK 6-1: SCHÉMA KONSTRUKCE DĚLIČŮ VE VERTIKÁLNÍM ROZVODU	89
OBRÁZEK 6-2: ZKOSENÍ ZALOMENÝCH PŘÍČNÝCH RAMEN DĚLIČE	90
OBRÁZEK 6-3: KOLMÝ PROPOJOVACÍ VODIČ MEZI DVĚMI VRSTVAMI VEDENÍ	90
OBRÁZEK 6-4: POLOHA KOLMÉHO PŘECHODU VŮČI STĚNĚ POUZDRA	91
OBRÁZEK 6-5: MODEL PRO URČENÍ OPTIMÁLNÍ VZDÁLENOSTI BOČNÍ ZEMNÍČÍ DESKY OD KOLMÉHO KONEKTORU	91
OBRÁZEK 6-6: ZÁVISLOST ROZPTYLOVÉHO PARAMETRU S_{11} NA VZDÁLENOSTI BOČNÍ ZEMNÍČÍ ROVINY	92
OBRÁZEK 6-7: PŘÍPRAVEK PRO OVĚŘENÍ VLASTNOSTÍ KOLMÉHO PŘECHODU A ZAKONČOVACÍHO ODPORU	92
OBRÁZEK 6-8: MODEL PŘÍPRAVKU PRO OVĚŘOVÁNÍ VLASTNOSTÍ KOLMÉHO PŘECHODU	93
OBRÁZEK 6-9: PRŮBĚH S_{11} PŘI NAPÁJENÍ KOLMÉHO KONEKTORU – SIMULACE	93
OBRÁZEK 6-10: PRŮBĚH S_{11} PŘI NAPÁJENÍ PŘÍMÉHO KONEKTORU – SIMULACE	93

OBRÁZEK 6-11: PRŮBĚH S_{11} PŘI NAPÁJENÍ KOLMÉHO KONEKTORU – ZMĚŘENÝ PRŮBĚH.....	94
OBRÁZEK 6-12: PRŮBĚH S_{11} PŘI NAPÁJENÍ PŘÍMÉHO KONEKTORU – ZMĚŘENÝ PRŮBĚH.....	94
OBRÁZEK 6-13: ŘEZ KONSTRUKCÍ KOLMÉHO PŘECHODU S VYUŽITÍM VODIVÝCH SLOUPKŮ	94
OBRÁZEK 6-14: MODEL PRO URČENÍ OPTIMÁLNÍ VZDÁLENOSTI VODIVÉHO SLOUP	95
OBRÁZEK 6-15: SIMULACE ZÁVISLOSTI ROZPTYLOVÉHO PARAMETRU S_{11} NA VZDÁLENOSTI VODIVÉHO SLOUPKU	95
OBRÁZEK 6-16: MODEL PRO KONSTRUKCI KOLMÉHO PŘECHODU S POLOKRUHOVÝM PŘÍPRAVKEM.....	96
OBRÁZEK 6-17: ZÁVISLOST PARAMETRU S_{11} NA VZDÁLENOSTI POLOKRUHOVÉHO ÚTVARU.....	96
OBRÁZEK 6-18: MODEL DĚLIČE D1	97
OBRÁZEK 6-19: PRŮBĚH PARAMETRU S_{11} PRO MODEL DĚLIČE D1	98
OBRÁZEK 6-20: PRŮBĚH PARAMETRU S_{22} PRO MODEL DĚLIČE D1	98
OBRÁZEK 6-21: PRŮBĚH PARAMETRU S_{33} PRO MODEL DĚLIČE D1	98
OBRÁZEK 6-22: PRŮBĚH PARAMETRU S_{44} PRO MODEL DĚLIČE D1	98
OBRÁZEK 6-23: PRŮBĚH PARAMETRU S_{21} PRO MODEL DĚLIČE D1	99
OBRÁZEK 6-24: PRŮBĚH PARAMETRU S_{31} PRO MODEL DĚLIČE D1	99
OBRÁZEK 6-25: PRŮBĚH PARAMETRU S_{11} PRO UPRAVENÝ MODEL DĚLIČE D1	101
OBRÁZEK 6-26: PRŮBĚH PARAMETRU S_{22} PRO MODEL UPRAVENÝ DĚLIČE D1	101
OBRÁZEK 6-27: PRŮBĚH PARAMETRU S_{33} PRO UPRAVENÝ MODEL DĚLIČE D1	101
OBRÁZEK 6-28: PRŮBĚH PARAMETRU S_{32} PRO UPRAVENÝ MODEL DĚLIČE D1	101
OBRÁZEK 6-29: PRŮBĚH PARAMETRU $S_{21_AMPLITUDA}$ PRO UPRAVENÝ MODEL DĚLIČE D1	102
OBRÁZEK 6-30: PRŮBĚH PARAMETRU $S_{31_AMPLITUDA}$ PRO MODEL UPRAVENÝ DĚLIČE D1	102
OBRÁZEK 6-31: PRŮBĚH PARAMETRU $S_{21_FÁZE}$ PRO UPRAVENÝ MODEL DĚLIČE D1	102
OBRÁZEK 6-32: PRŮBĚH PARAMETRU $S_{31_FÁZE}$ PRO UPRAVENÝ MODEL DĚLIČE D1	102
OBRÁZEK 6-33: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{11} DĚLIČE D1	104
OBRÁZEK 6-34: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{22} DĚLIČE D1	104
OBRÁZEK 6-35: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{33} DĚLIČE D1	104
OBRÁZEK 6-36: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{32} DĚLIČE D1	104
OBRÁZEK 6-37: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU $S_{21_AMPLITUDA}$ DĚLIČE D1	105
OBRÁZEK 6-38: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU $S_{31_AMPLITUDA}$ DĚLIČE D1	105
OBRÁZEK 6-39: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU $S_{21_FÁZE}$ DĚLIČE D1	105
OBRÁZEK 6-40: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU $S_{31_FÁZE}$ LABORATORNÍHO VZORKU DĚLIČE D1	105
OBRÁZEK 6-41: NÁVRH DESKY PLOŠNÉHO SPOJE DĚLIČE D1	106
OBRÁZEK P2-1: PRŮBĚH PARAMETRU S_{11} PRO MODEL DĚLIČE HB	II
OBRÁZEK P2-2: PRŮBĚH PARAMETRU S_{22} PRO MODEL DĚLIČE HB	II
OBRÁZEK P2-3: PRŮBĚH PARAMETRU S_{33} PRO MODEL DĚLIČE HB	II
OBRÁZEK P2-4: PRŮBĚH PARAMETRU S_{44} PRO MODEL DĚLIČE HB	II
OBRÁZEK P2-5: PRŮBĚH PARAMETRU S_{32} PRO MODEL DĚLIČE HB	III
OBRÁZEK P2-6: PRŮBĚH PARAMETRU S_{41} PRO MODEL DĚLIČE HB	III

OBRÁZEK P2-7: P PRŮBĚH PARAMETRU S_{21} PRO MODEL DĚLIČE HB	III
OBRÁZEK P2-8: PRŮBĚH PARAMETRU S_{31} PRO MODEL DĚLIČE HB	III
OBRÁZEK P2-9: PRŮBĚH PARAMETRU S_{11} PRO MODEL DĚLIČE HD	IV
OBRÁZEK P2-10: PRŮBĚH PARAMETRU S_{22} PRO MODEL DĚLIČE HD	IV
OBRÁZEK P2-11: PRŮBĚH PARAMETRU S_{33} PRO MODEL DĚLIČE HD	IV
OBRÁZEK P2-12: PRŮBĚH PARAMETRU S_{44} PRO MODEL DĚLIČE HD	IV
OBRÁZEK P2-13: PRŮBĚH PARAMETRU S_{32} PRO MODEL DĚLIČE HD	V
OBRÁZEK P2-14: PRŮBĚH PARAMETRU S_{41} PRO MODEL DĚLIČE HD	V
OBRÁZEK P2-15: PRŮBĚH PARAMETRU S_{21} PRO MODEL DĚLIČE HD	V
OBRÁZEK P2-16: PRŮBĚH PARAMETRU S_{31} PRO MODEL DĚLIČE HD	V
OBRÁZEK P2-17: PRŮBĚH PARAMETRU S_{11} PRO MODEL DĚLIČE HK	VI
OBRÁZEK P2-18: PRŮBĚH PARAMETRU S_{22} PRO MODEL DĚLIČE HK	VI
OBRÁZEK P2-19: PRŮBĚH PARAMETRU S_{33} PRO MODEL DĚLIČE HK	VI
OBRÁZEK P2-20: PRŮBĚH PARAMETRU S_{44} PRO MODEL DĚLIČE HK	VI
OBRÁZEK P2-21: PRŮBĚH PARAMETRU S_{32} PRO MODEL DĚLIČE HK	VII
OBRÁZEK P2-22: PRŮBĚH PARAMETRU S_{41} PRO MODEL DĚLIČE HK	VII
OBRÁZEK P2-23: PRŮBĚH PARAMETRU S_{21} PRO MODEL DĚLIČE HK	VII
OBRÁZEK P2-24: PRŮBĚH PARAMETRU S_{31} PRO MODEL DĚLIČE HB	VII
OBRÁZEK P3-1: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{11} DĚLIČE HB	IX
OBRÁZEK P3-2: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{22} DĚLIČE HB	IX
OBRÁZEK P3-3: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{33} DĚLIČE HB	IX
OBRÁZEK P3-4: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{44} DĚLIČE HB	IX
OBRÁZEK P3-5: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{32} DĚLIČE HB	X
OBRÁZEK P3-6: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{41} DĚLIČE HB	X
OBRÁZEK P3-7: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{21} DĚLIČE HB	X
OBRÁZEK P3-8: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{31} DĚLIČE HB	X
OBRÁZEK P3-9: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{11} DĚLIČE HD	XI
OBRÁZEK P3-10: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{22} DĚLIČE HD	XI
OBRÁZEK P3-11: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{33} DĚLIČE HD	XI
OBRÁZEK P3-12: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{44} DĚLIČE HD	XI
OBRÁZEK P3-13: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{32} DĚLIČE HD	XII
OBRÁZEK P3-14: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{41} DĚLIČE HD	XII
OBRÁZEK P3-15: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{21} DĚLIČE HD	XII
OBRÁZEK P3-16: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{31} DĚLIČE HD	XII
OBRÁZEK P3-17: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{11} DĚLIČE HK	XIII
OBRÁZEK P3-18: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{22} DĚLIČE HK	XIII
OBRÁZEK P3-19: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{33} DĚLIČE HK	XIII

OBRÁZEK P3-20: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{44} DĚLIČE HK XIII
OBRÁZEK P3-21: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{32} DĚLIČE HK XIV
OBRÁZEK P3-22: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{41} DĚLIČE HK XIV
OBRÁZEK P3-23: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{21} DĚLIČE HK XIV
OBRÁZEK P3-24: ZMĚŘENÝ PRŮBĚH PARAMETRU S_{31} DĚLIČE HK XIV

Seznam tabulek

TABULKA 3-1: ROZLOŽENÍ AMPLITUDY NA VÝSTUPECH HORIZONTÁLNÍHO ROZVODU ANTÉNY SRL PRO SOUČTOVÝ SVAZEK Σ (MODIFIKOVANÉ TAYLOROVO ROZLOŽENÍ, $N = 6$). HODNOTY PŘEVZATY Z [5].....	31
TABULKA 3-2: ROZLOŽENÍ AMPLITUDY NA VÝSTUPECH HORIZONTÁLNÍHO ROZVODU ANTÉNY SRL PŘI DIAGRAMU ROZDÍLOVÉHO SVAZKU Δ PODLE [5]	31
TABULKA 3-3: ROZLOŽENÍ AMPLITUDY NA VÝSTUPECH HORIZONTÁLNÍHO ROZVODU ANTÉNY SRL PŘI DIAGRAMU POTLAČOVACÍHO SVAZKU Ω [5]:.....	32
TABULKA 5-1: ROZLOŽENÍ SIGNÁLU NA VÝSTUPECH POSTRANNÍHO HORIZONTÁLNÍHO ROZVODU	64
TABULKA 5-2: ROZMĚRY JEDNOTLIVÝCH DĚLIČŮ	70
TABULKA 5-3: SOUHRN S-PARAMETRŮ MODELU LABORATORNÍHO VZORKU DĚLIČE HK	80
TABULKA 5-4: SOUHRN ZMĚŘENÝCH S-PARAMETRŮ LABORATORNÍHO VZORKU DĚLIČE HK	85
TABULKA 5-5: SOUHRN S-PARAMETRŮ MODELU DĚLIČE HK	87
TABULKA 6-1: SOUHRN ODSIMULOVANÝCH S-PARAMETRŮ UPRAVENÉHO DĚLIČE D1	103
TABULKA 6-2: POROVNÁNÍ VÝSLEDŮ SIMULACE SE ZMĚŘENÝMI HODNOTAMI DĚLIČE D1	106
TABULKA P2-1: SOUHRN ROZPTYLOVÝCH PARAMETRŮ MODELU DĚLIČE HB	VIII
TABULKA P2-2: SOUHRN ROZPTYLOVÝCH PARAMETRŮ MODELU DĚLIČE HD.....	VIII
TABULKA P2-3: SOUHRN ROZPTYLOVÝCH PARAMETRŮ MODELU DĚLIČE HK	VIII
TABULKA P3-1: SOUHRN ZMĚŘENÝCH ROZPTYLOVÝCH PARAMETRŮ DĚLIČE HB	XV
TABULKA P3-2: SOUHRN ZMĚŘENÝCH ROZPTYLOVÝCH PARAMETRŮ DĚLIČE HD	XV
TABULKA P3-3: SOUHRN ZMĚŘENÝCH ROZPTYLOVÝCH PARAMETRŮ DĚLIČE HK.....	XV

1 Úvod

Radarová technika hraje v dnešním vyspělém světě stále významnější úlohu. S rostoucí hustotou leteckého provozu je zapotřebí stále zdokonalovat a zpřesňovat radarové systémy sloužící pro řízení letového provozu.

Jednou z cest tohoto vývoje je integrace antény sekundárního radaru do antény radaru primárního, což výrazným způsobem sníží náklady na převoz, montáž a údržbu tohoto systému.

Hlavní náplní této práce je vytvoření horizontálních postranních rozvodů signálu pro anténu sekundárního přehledového radaru. Jedná se o obvody, distribuující přiváděný signál na jednotlivé výstupy k vertikálním rozvodům s patřičnými amplitudami a fázemi signálu za účelem dosažení požadovaného vyzařovacího diagramu.

Před samotným vytvářením těchto rozvodů je nutné se seznámit se základními metodami, které se využívají pro přesnou detekci cíle a zároveň pro zamezení detekce falešného cíle. Podle potřeb jednotlivých metod je navržen optimální vyzařovací diagram, který obsahuje tři anténní svazky – součtový, rozdílový a potlačovací.

Velmi podstatný je výběr vhodného typu vedení, ze kterého budou obvody konstruovány. Zde je kladen důraz především na co nejmenší vložený útlum tohoto vedení, ale v neposlední řadě je důležitá i konstrukční náročnost a realizovatelnost vybraného typu vedení.

Rozvody signálu se skládají z jednotlivých obvodů, které se nazývají děliče výkonu. Těchto děličů existuje velké množství. Úkolem této práce je vybrat vhodný typ s ohledem na snahu minimalizovat konstrukční rozměry z důvodu umístění antény sekundárního radaru před anténou radaru primárního.

Po analýze typu vedení a výběru vhodného provedení děličů výkonu lze přistoupit k návrhu postranních rozvodů signálu. Nejprve je nutné navrhnout rozložení děličů v rozvodu, na jehož základě se vypočítají dělicí poměry jednotlivých děličů. V této fázi je vhodné hledat takové rozložení děličů, při kterém bude dosahováno co nejmenších dělicích poměrů jednotlivých děličů. Poté se přistoupí k návrhu konstrukčního řešení postranních horizontálních rozvodů. Zde je nutné zohlednit celkové rozměry rozvodů, náročnost konstrukce, zhotovitelnost jednotlivých komponentů, ale i odolnost rozvodů vůči

povětrnostním vlivům, tepelné roztažnosti jednotlivých komponentů a mechanickému namáhání. V této části je nutné z výše popsaných důvodů pečlivě zvažovat výslednou konstrukci rozvodů.

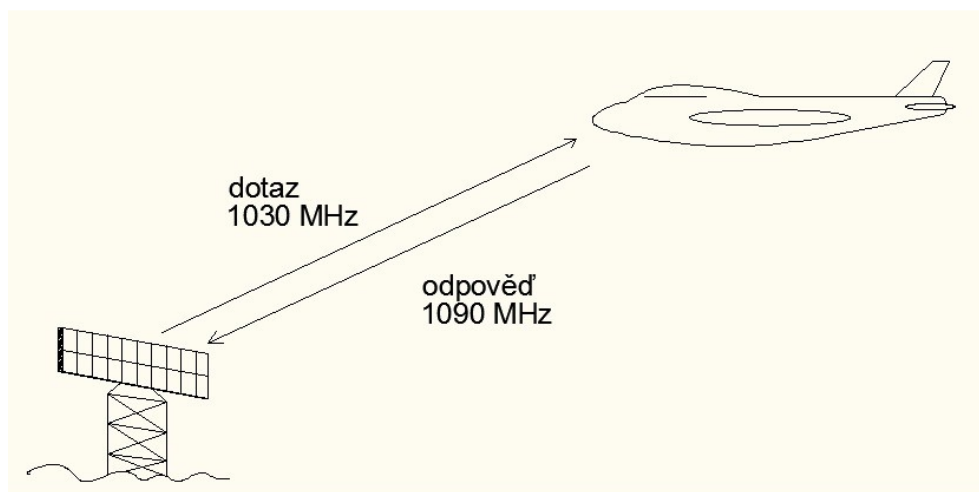
Nedílnou součástí této práce je ověření správnosti návrhu jednotlivých děličů pomocí změření jejich vlastností (rozptylových parametrů) k tomu určenými měřicími přístroji.

2 Sekundární přehledový radar

2.1 Princip činnosti

Sekundární přehledový radar SSR (*Secondary Surveillance Radar*) [1] je zařízení, které vysílá signál a místo jeho odrazu přijímá a zpracovává odpověď vyslanou cílem. Sekundární přehledové radary se nejvíce používají pro řízení letového provozu.

Součástí systému sekundárního radaru je i odpovídač (transpondér), který je umístěn na palubě spolupracujících letadel. Pozemní radar vyšle dotaz pomocí dotazovače (interrogatoru) na frekvenci 1030 MHz. Dle druhu dotazu mu odpoví odpovídač na palubě letadla. Odpověď probíhá na frekvenci 1090 MHz. Tuto skutečnost ukazuje následující obrázek 2-1.



Obrázek 2-1: Princip sekundárního přehledového radaru pro řízení letového provozu

Formát dotazu i odpovědi, kódování přenášené informace, použité frekvence a další parametry jsou dány normou – Předpis o civilní letecké telekomunikační službě [2].

2.2 Radarová rovnice

Velkou výhodou sekundárních radarů je lepší výkonová bilance, než u radarů primárních, jelikož se nezpracovává signál odražený od cíle, ale signál vyslaný odpovídačem na palubě kooperujícího cíle. Výkon vyslané odpovědi není závislý na výkonu příchozího dotazu. Z tohoto důvodu je nutné radarovou rovnici rozdělit do dvou částí. První část je výkon dotazu dopadající na anténu odpovídače (rovnice 2.1), druhá část je výkon odpovědi dopadající na anténu pozemního radaru (rovnice 2.2).

$$P_{P_{\text{odp}}} = P_{V_1} G_{V_1} G_{P_2} f_{V_1}^2(\Phi_1, \Theta_1) f_{P_2}^2(\Phi_2, \Theta_2) \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \frac{1}{L_{\text{celk}}} \quad (2.1)$$

$$P_{P_{\text{dot}}} = P_{V_2} G_{V_2} G_{P_1} f_{V_1}^2(\Phi_1, \Theta_1) f_{P_2}^2(\Phi_2, \Theta_2) \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \frac{1}{L_{\text{celk}}} \quad (2.2)$$

kde: $P_{P_{\text{odp}}}$ – výkon dotazu přijatý na letadle

$P_{P_{\text{dot}}}$ – výkon odpovědi přijatý na pozemním radaru

P_{V_1} – vysílaný výkon dotazovače

P_{V_2} – vysílaný výkon odpovídače

G_{V_1}, G_{P_2} – zisky vysílací antény dotazovače a přijímací antény odpovídače

G_{V_2}, G_{P_1} – zisky vysílací antény odpovídače a přijímací antény dotazovače

$f_{V_1}^2(\Phi_1, \Theta_1) f_{P_2}^2(\Phi_2, \Theta_2)$ – směrové charakteristiky antény dotazovače a odpovídače

λ – vlnová délka

R – vzdálenost mezi dotazovačem a odpovídačem

$$L_{\text{celk}} = L_{\text{lens}} + L_{\text{pol}} + L_{\text{at}} \quad (2.3)$$

L_{celk} – jednocestný útlum

L_{lens} – čočkové ztráty, jsou způsobeny ohybem elektromagnetických vln okolo zakřiveného povrchu Země

L_{pol} – polarizační ztráty, jsou dány vzájemnou polohou vysílací a přijímací antény

L_{at} – atmosférické ztráty, jsou závislé na stavu atmosféry

Aby byl odpovídač umístěný na palubě letadla schopen zachytit dotaz vyslaný pozemním radarem je nutné, aby byl přijímaný výkon větší, než je spouštěcí úroveň odpovídače MTL (*Minimum Triggering Level*) viz. rovnice 2.4.

$$P_{P_{\text{odp}}} > MTL \quad (2.4)$$

Zároveň je nutné, aby odpověď vyslaná dotazovačem byla úspěšně zachycena a vyhodnocena, aby velikost signálu dopadajícího na pozemní dotazovač byla větší, než je minimální detekovatelná úroveň MDL (*Minimum Detection Level*), jak ukazuje následující rovnice 2.5.

$$P_{P_{\text{dot}}} > MDL \quad (2.5)$$

Parametry odpovídáči MTL a P_{V2} jsou standardizovány¹. Z tohoto důvodu musí dotazovač dodržet podmínku:

$$P_{V1} \cdot MDL = P_{V2} \cdot MTL = \textit{konstanta} \quad (2.6)$$

V případě nedodržení této podmínky nebudou shodné dosahy dotazu interogatoru a odpovědi transpondéru, což může způsobit, že budou dotazy přijímány i letadly, jejichž odpověď už dotazovač nezachytí nebo naopak dotazovač bude zatížen odpověďmi odpovídáči na dotazy jiných dotazovači.

Úpravou rovnic (2.1), (2.2) a (2.5) lze získat vztah pro dosah sekundárního přehledového radar R_{max} (2.7)

$$R_{\text{max}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right) \sqrt{\frac{P_{V1}}{MTL} G_{V1} G_{P2}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right) \sqrt{\frac{P_{V2}}{MDL} G_{V2} G_{P1}} \quad (2.7)$$

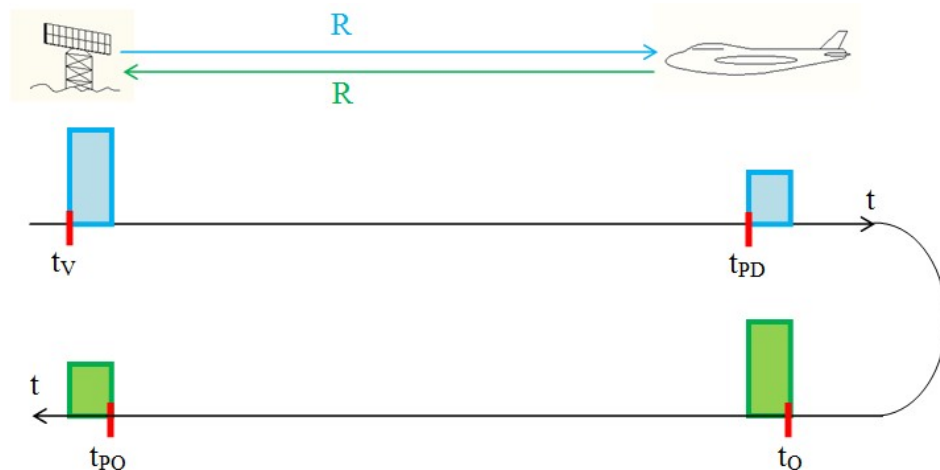
Z rovnice 2.7 je patrné, že dosah roste s druhou odmocninou vysílaného výkonu. Chceme-li zvětšit dosah radaru, můžeme zvýšit vysílaný výkon, ale je nutné zároveň úměrně měnit i citlivost přijímače MDL. Citlivost přijímače je dána jeho šumovým číslem, které je ale technologicky omezené. Z tohoto důvodu je vhodnější cestou zvětšení dosahu sekundárního radaru zvýšení zisku antény dotazovače.

2.3 Měření souřadnic cíle

2.3.1 Určování radiální vzdálenosti cíle

Při určování vzdálenosti R cíle měříme časové zpoždění mezi náběžnou hranou posledního vyslaného impulsu t_V dotazu a náběžnou hranou prvního impulsu přijaté odpovědi t_{PO} . Do tohoto času je ještě nutné zahrnout zpoždění odpovídáče. Tuto situaci vystihuje následující obrázek:

¹ Povolena odchylka okolo $\pm 3\text{dB}$



Obrázek 2-2: Princip určování radiální vzdálenosti cíle

Zpoždění odpovídače je časový interval mezi časem příchodu dotazu t_{PD} a odpovědí odeslanou odpovídačem t_O . Během tohoto intervalu probíhá vyhodnocení dotazu a generování odpovědi. Tato doba je pro civilní módy A a C dána normou [2] a je $3 \pm 0,5 \mu s$. Změřený čas mezi vysláním dotazu a příjmem odpovědi ale odpovídá dvojnásobné vzdálenosti R , viz. obr.2-2. Proto je nutné tuto skutečnost do výpočtu zahrnout a výslednou vzdálenost vydělit dvěma.

$$R = \frac{((t_{PO} - t_V) - (t_O - t_{PD})) \cdot c}{2} \quad (2.8)$$

kde: c – rychlost šíření signálu (rychlost světla)

Vzhledem k toleranci zpoždění odpovídače $\pm 0,5 \mu s$ může docházet k chybě určení radiální vzdálenosti v rozsahu ± 75 metrů.

Dva cíle lze rozlišit, pokud se jejich odpovědi při detekci signálu nepřekrývají. U sekundárního radaru by se odpovědi vůbec nepřekrývaly, pokud by rozdíl vzdáleností ΔR těchto cílů od dotazovače splňoval podmínku:

$$\Delta R = \frac{t_{reply} \cdot c}{2} \quad (2.9)$$

Kde: t_{reply} – délka odpovědi odpovídače

Čas t_{reply} je dán výše zmíněnou normou – Předpis o civilní letecké telekomunikační službě. Pro mód A a C je t_{reply} $20,3 \mu s$. Tudíž takto vypočtená rozlišovací schopnost je 3045 metrů. Ve skutečnosti se odpověď skládá z impulzů šířky $0,8 \mu s$ a k rozlišení stačí, když se nepřekrývají tyto impulzy.

U sekundárních přehledových radarů se ale obvykle k rozlišení cílů využívá zakódovaných údajů o letadle přímo v odeslané odpovědi odpovídače. Rozlišovací schopnost je zde však důležitá proto, aby se odpovědi jednotlivých odpovídačů vzájemně nerušily.

2.3.2 Měření azimutu cíle

K určení azimutu cíle se využívá směrové charakteristiky antény dotazovače, která se popisuje pomocí výkonové charakteristiky antény (2.10)

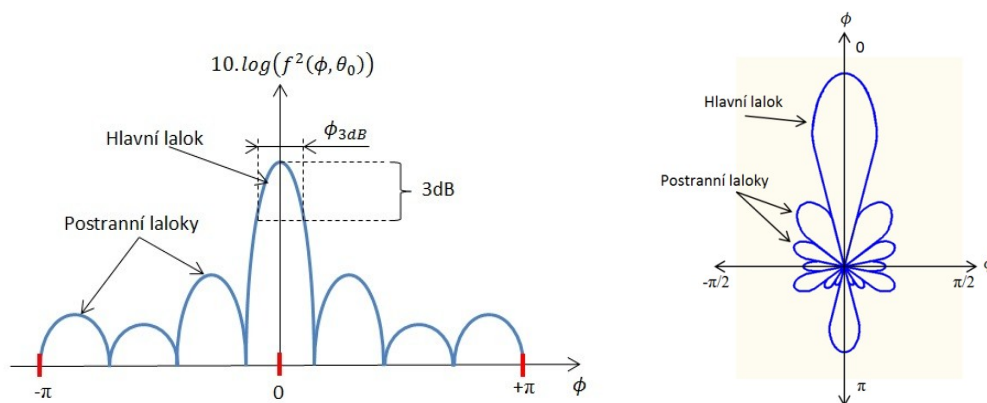
$$f^2(\phi, \theta) = \frac{|E(\phi, \theta, R)|^2}{\max_{\phi, \theta} |E(\phi, \theta, R)|^2} = \frac{W(\phi, \theta, R)}{\max_{\phi, \theta} (W(\phi, \theta, R))} \quad (2.10)$$

kde: ϕ, θ – úhly v souřadné soustavě (azimut, elevace)

$E(\phi, \theta, R)$ – intenzita elektrického pole ve vzdálenosti R a ve směru (ϕ, θ)

$W(\phi, \theta, R)$ – hustota vyzařovaného výkonu ve vzdálenosti R a ve směru (ϕ, θ)

Rovnici 2.10 lze graficky znázornit v kartézském souřadnicovém systému (obr 2-3a), nebo v polárním souřadnicovém systému (obr 2-3b). Pro přehlednost je vynesena pouze závislost na azimutu. Obdobně lze zobrazit i závislost na elevaci.

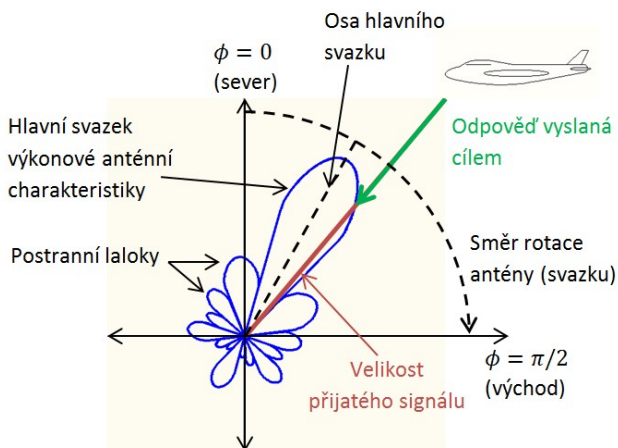


Obrázek 2-3: Směrové charakteristiky antény a) kartézský souřadnicový systém, b) polární souřadnicový systém

Na obrázku 2-3a je zachycen jeden z hlavních parametrů antény ϕ_{3dB} , který se nazývá šířka hlavního svazku (laloku) antény. Je určena vzdáleností bodů, výkonová charakteristika klesne na jednu polovinu (o 3dB vůči maximu).

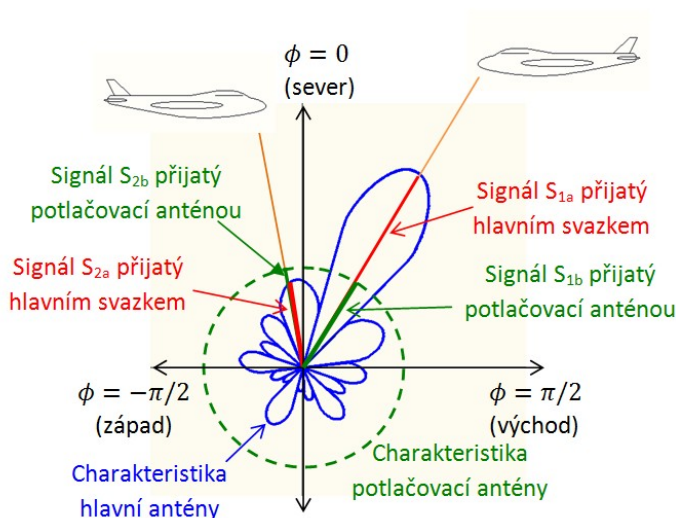
Při prohledávání prostoru se anténa otáčí kolem svislé osy, a tudíž rotuje i její vyzařovací charakteristika. Zaznamenávají se amplitudy přijatého signálu. Maximální

velikost přijatého signálu bude v místě, kde bude hlavní lalok antény směřovat ke zdroji signálu. V této době se vyhodnotí směr natočení antény a určí se azimut cíle.



Obrázek 2-4: Princip určování azimutu cíle

Problém nastává v okamžiku, kdy na anténu sekundárního radaru přicházejí signály od několika cílů z různých vzdáleností najednou. V tomto případě mají všechny signály různou velikost a je těžké rozlišit, jestli daný signál byl zachycen hlavním anténním svazkem nebo svazkem postranním. Řešení tohoto problému spočívá v použití tzv. potlačovací antény (obr. 2-5). Tato anténa má velmi široký svazek, který musí překrývat všechny postranní laloky.

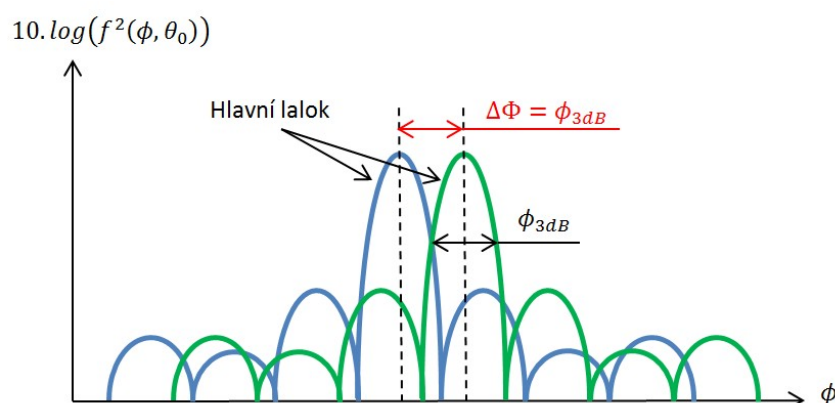


Obrázek 2-5: Využití potlačovací antény k rozlišení signálů přijatých hlavním a postranními svazky

Na výše uvedeném obrázku je zachycen princip použití potlačovací antény. Ve skutečnosti je z důvodu zvýšení dynamiky na příjmu zisk potlačovací antény ve směru

hlavního svazku snižený (viz obr. 3-4). Je-li signál přijatý hlavní anténou větší, než signál přijatý anténou potlačovací ($S_{1a} > S_{1b}$) je tento signál uvolněn k dalšímu zpracování. V opačném případě ($S_{2a} < S_{2b}$) je tento signál potlačen a není využit k dalšímu zpracování. Tento systém se označuje RSLS (*Receiver Side Lobe Suppression*). Nejvíce se uplatní při potlačení odpovědi na dotazy jiných dotazovačů. U sekundárního přehledového radaru však byla potlačovací anténa zavedena hlavně proto, aby odpovídač rozpoznal, zda přijatý signál byl vyslán hlavním nebo postranním svazkem antény dotazovače. Dotazovač vyše část dotazu pomocí potlačovací antény a část pomocí hlavní antény. Odpovídač tak dle velikosti signálů snadno rozpozná, ze kterého svazku dotaz přijal. Na dotazy z postranních svazků antény dotazovače neodpovídá. Tento systém se označuje ISLS (*Interrogator Side Lobe Suppression*).

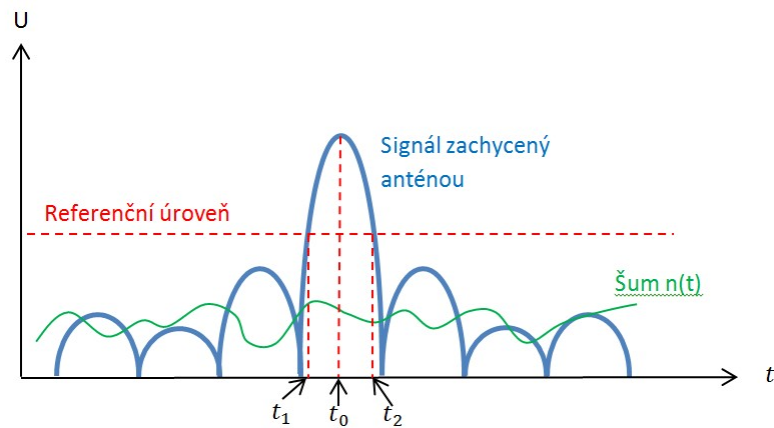
Rozlišovací schopnost sekundárního radaru v úhlu $\Delta\phi$ je dána šířkou hlavního laloku vyzařovacího diagramu ϕ_{3dB} .



Obrázek 2-6: Rozlišovací schopnost radaru v úhlu

Radar je schopen rozlišit dva stejně silné signály, jestliže je jejich úhlový rozdíl větší než ϕ_{3dB} .

K určení úhlu příchodu signálu můžeme použít **metodu přesného změření úhlu příchodu signálu**.



Obrázek 2-7: Metoda přesného změření úhlu příchodu signálu

Princip této metody spočívá v určení časových okamžiků kdy úroveň signálu zaznamenaná radarem je totožná s referenční úrovní (časy t_1 , t_2). Referenční úroveň se obvykle nastavuje na hodnotu poloviny maxima přijímaného signálu. Ze změřených časů t_1 a t_2 se vypočte střed svazku t_0 (rovnice 2.11). Z takto vypočteného středu svazku a známé aktuální polohy antény se určí velikost azimutu cíle ϕ .

$$t_0 = \frac{t_1 + t_2}{2} \quad (2.11)$$

Z obrázku 1-7 je patrné, že na určení časů průchodů signálů referenční úrovní má vliv okamžitá velikost šumu. Vlivem této chyby dojde k nepřesnému určení středu svazku a následně k chybě měření azimutu cíle ϕ . Velikost střední kvadratické chyby měření úhlu v důsledku šumu lze vyjádřit vztahem (2.12).

$$\sigma_\phi = \frac{\Delta\Phi}{k\sqrt{2\left(\frac{S}{N}\right)}} \quad (2.12)$$

kde: σ_ϕ – střední kvadratická chyba měření úhlu v důsledku šumu

$\Delta\Phi$ – rozlišovací schopnost metody v úhlu

k – koeficient, charakterizující použitou metodu měření a tvar hlavního laloku.

S/N – poměr výkonu signálu a šumu

Tuto metodu přesného změření úhlu příchodu signálu můžeme dobře aplikovat pouze za předpokladu splnění podmínky, že přijaté impulsy dostatečně kopírují anténní charakteristiku a že se osa svazku plynule otáčí. Často dochází k porušení těchto požadavků z následujících důvodů:

1. Příchozí signál nedostatečně kopíruje anténní charakteristiku v rámci hlavního laloku. Počet period modulace příchozího signálu uvnitř šířky hlavního svazku je příliš malý (<5).
2. Amplituda příchozího signálu kolísá.
3. Nespojité pohyby anténního svazku (např. u elektronicky řízených svazků).

U moderního sekundárního radaru pro řízení letového provozu se uplatňuje především první uvedený důvod. V případě, že nelze výše uvedené požadavky dodržet, můžeme využít metodu tzv. **monopulzu** [1],[3]. Tato metoda umožňuje určení azimutu cíle i po přijetí pouze jediného impulsu, přičemž využívá současného příjmu signálu dvěma anténami. Dle typu uspořádání obou antén rozlišujeme dva typy monopulzu – amplitudový a fázový monopulz.

V anténě sekundárního přehledového radaru popisované v dalších částech této práce je aplikován princip fázového monopulzu, proto bude probrán podrobněji.

Fázový monopulz využívá dvou antén se shodným směrem os hlavních laloků, ale vzájemně posunutým fázovým středem. U antény sekundárního přehledového radaru se využívá pouze jediné antény, kterou lze rozdělit na dvě shodné části (levou a pravou), přičemž každá tato část vytváří vlastní svazek. Oba svazky mají stejný směr osy hlavního laloku, ale vzájemně posunutý fázový střed.

Signál přijímaný od odpovídače dopadá na oba svazky antény pod úhlem φ od osy monopulzu. Na obou částech antény vybudí napětí, která jsou v obr. 2-8 označena U_1 a U_2 . Tato napětí mají stejnou amplitudu, ale rozdílnou fázi, která závisí na úhlu dopadajícího signálu φ (rovnice 2.13)[1].

$$\begin{aligned}
 U_1 &= Af(\varphi)s(t) \\
 U_2 &= Af(\varphi)s(t)e^{-j\Psi} \\
 \Psi &= 2\pi \frac{d \sin(\varphi)}{\lambda}
 \end{aligned}
 \tag{2.13}$$

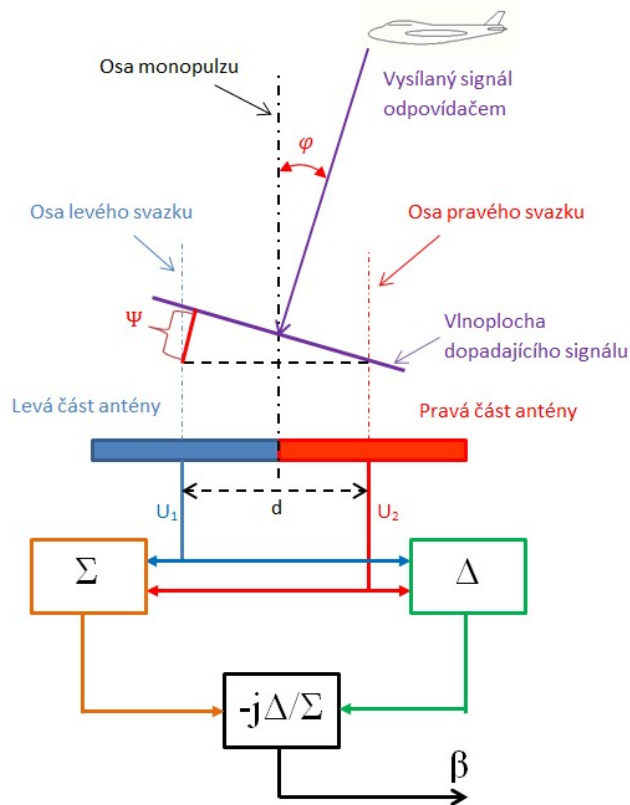
kde: A – konstanta závisící na přijímaném výkonu

$f(\varphi)$ – směrová charakteristika antény s maximem pro $\varphi=0$

Ψ – rozdíl fází signálů dopadajících na jednotlivé svazky antény

d – vzdálenost os obou svazků antény

λ – vlnová délka dopadajícího signálu



Obrázek 2-8: Princip fázového monopulzu

Z napětí U_1 a U_2 vytvoříme jejich součtem součtový svazek Σ a jejich vzájemným odečtením rozdílový svazek Δ (rovnice 2.14)

$$\Sigma = U_1 + U_2 \quad (2.14)$$

$$\Delta = U_1 - U_2$$

Dosazením vztahů z rovnice 2.13 do rovnice 2.14 a jejich následnou úpravou získáme následující rovnice pro součtový a rozdílový svazek[1].

$$\Sigma = Af(\varphi)s(t)e^{-j\frac{\Psi}{2}}2 \cos\left(\frac{\Psi}{2}\right) \quad (2.15)$$

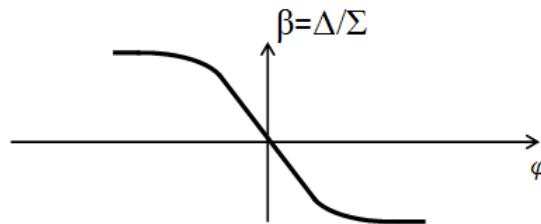
$$\Delta = Af(\varphi)s(t)e^{-j\frac{\Psi}{2}}2j \sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)$$

Charakteristiku fázového monopolzu $\beta(\varphi)$ získáme jako podíl rozdílového a součtového svazku. Z rovnice 2.15 je patrné, že součtový a rozdílový svazek jsou vůči sobě fázově posunuty o $\pi/2$, proto je vhodné vztah pro charakteristiku fázového monopolzu vynásobit imaginární jednotkou $-j$.

$$\beta(\varphi) = -j \frac{\Delta}{\Sigma} = -j \frac{Af(\varphi)s(t)e^{-j\frac{\Psi}{2}} 2j \sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)}{Af(\varphi)s(t)e^{-j\frac{\Psi}{2}} 2 \cos\left(\frac{\Psi}{2}\right)} = -j \cdot j \frac{\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\Psi}{2}\right)} = \tan\left(\frac{\Psi(\varphi)}{2}\right) \quad (2.16)$$

$$\Psi(\varphi) = 2\arctan(\beta(\varphi))$$

Charakteristika monopolzu β obr. 2-9, prochází nulovou hodnotou na ose monopolzu ($\varphi=0$). Na intervalu $\varphi \in \left(-\frac{\phi_{3dB}}{2}, \frac{\phi_{3dB}}{2}\right)$ je tato funkce monotónní a její velikost nezávisí na průběhu přijímaného signálu $s(t)$ ani na zisku antén. K výpočtu azimutu příchodu signálu nám stačí pouze jediný zachycený impulz, přičemž azimut je úměrný velikosti parametru β a aktuální pozici osy monopolzu.

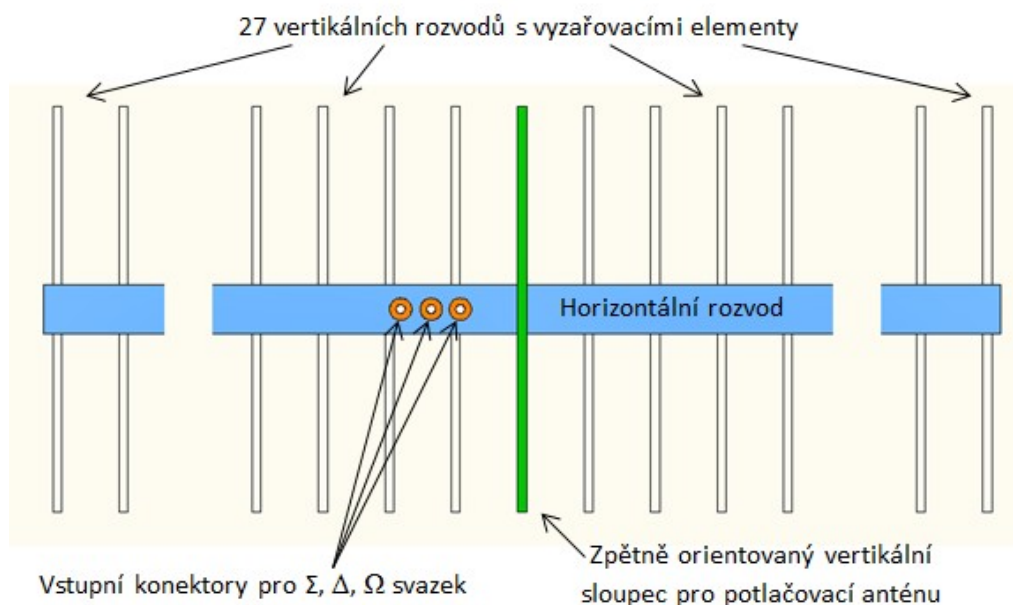


Obrázek 2-9: Charakteristika monopolzu β

Přesnost určení azimutu je u obou typů monopolzu shodná. Stejně jako u metody přesného změření úhlu příchodu signálu závisí na velikosti šumu, proto můžeme opět využít vztah 2.12 pro velikost střední kvadratické chyby měření úhlu v důsledku šumu.

3 Anténa sekundárního přehledového radaru

Anténa sekundárního přehledového radiolokátoru [15] je řešena jako rovinné anténní pole (anténa array), které je složené z celkem 216 vyzářovacích elementů (dipólů) [4]. Tyto dipóly jsou uspořádány do 28 shodných vertikálních sloupců po 8 elementech, z nichž 27 je orientovaných do předního směru antény a jeden do zpětného směru.



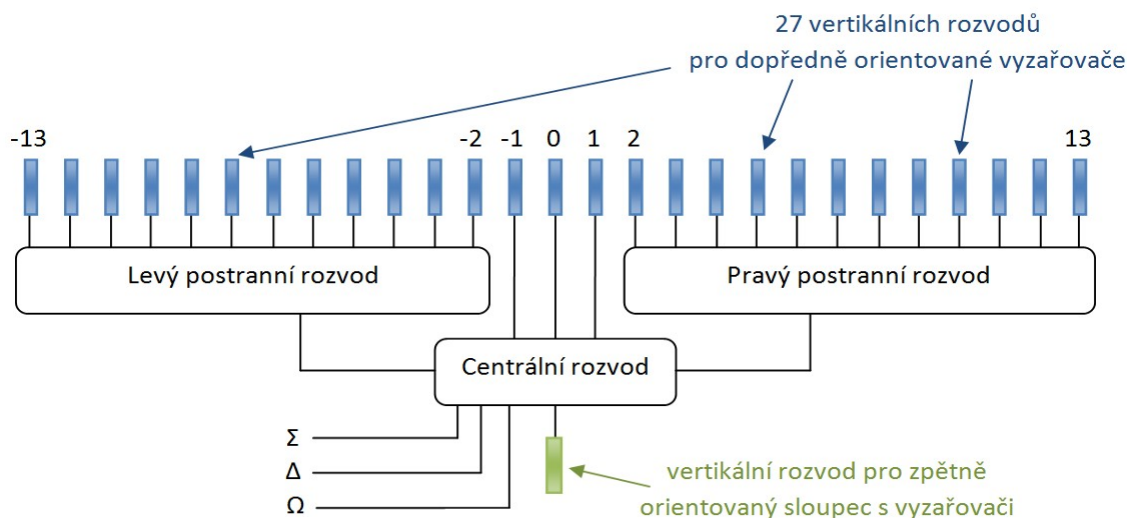
Obrázek 3-1: Pohled na anténu SRL zezadu

Toto anténní pole vytváří tři anténní svazky: součtový (Σ), rozdílový (Δ) a potlačovací (Ω). Tyto svazky se liší svými horizontálními průběhy (diagramy), ale jejich vertikální průběhy (diagramy) jsou shodné. Soustava děličů a fázových posouvačů, které vytvářejí předepsané rozložení amplitud a fází signálu (zkr. rozložení) na jednotlivých anténních elementech, zajišťující požadovaný tvar anténního diagramu se nazývají rozvody signálu.

3.1 Horizontální rozvod antény SSR

Horizontální část rozvodů antény se skládá ze tří bloků: dvou zrcadlově shodných postranních rozvodů a z centrálního rozvodu. Toto rozdělení je znázorněno na obrázku 3-2.

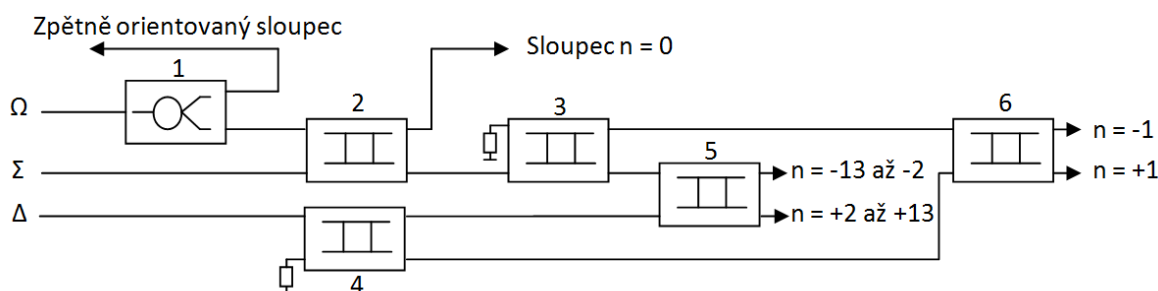
Úkolem horizontálního rozvodu je vytvářet tři vyzářovací svazky. Svazek součtový Σ je určen k detekci přijímaného signálu a rozdílový svazek Δ jsou použity pro určení azimutu cíle metodou fázového monopolzu. Svazek potlačovací antény Ω je využit pro potlačení signálů přijímaných postranními laloky antény.



Obrázek 3-2: Celkové schéma horizontálního rozvodu antény SRL

Každá ze tří částí horizontálního rozvodu se skládá z obvodů, které při vysílání dotazu rozdělují přiváděný signál na jednotlivé vertikální rozvody a zároveň tím vytvářejí požadovaný horizontální vyzařovací diagram antény. Při příjmu naopak slučují signál z vertikálních rozvodů a rozdělují ho do požadovaných tří svazků Σ , Δ a Ω .

Obvodům, které takto rozdělují signál, se říká děliče výkonu, případně směrové odbočnice. V horizontálním rozvodu této antény je použito celkem 28 takovýchto obvodů. Na následujícím obrázku 3-3 je znázorněno schéma centrální části horizontálního rozvodu. Postranní rozvody budou probrány podrobněji v další části, jelikož jsou hlavní náplní této práce.



Obrázek 3-3: Schéma centrální části horizontálního rozvodu antény SRL (podle [6])

Ve výše uvedeném schématu centrální části horizontálního rozvodu je dělič číslo 1 symetrický Wilkinsonův dělič výkonu, obvody označené číslem 2, 3, 4, 5 a 6 jsou děliče výkonu typu branch-line. Všechny tyto děliče jsou konstruovány pomocí technologie zavěšeného páskového vedení, která bude popsána v další části.

3.2 Horizontální vyzařovací diagramy

Při výpočtu vyzařovacího diagramu antény SRL vycházíme z předpokladu, že se jedná o rovinné anténní pole složené z jednotlivých vyzařovacích elementů (anténních dipólů). V našem případě se jedná o 27 elementů (výstupy na vertikální rozvody) se vzájemnou roztečí 198 mm. Výpočet vyzařovacího diagramu se provádí pomocí postupného sčítání příspěvků jednotlivých vyzařovacích elementů ve velké vzdálenosti od antény. Tento výpočet se provádí podle následujícího vzorce [5].

$$E(\phi) = \sum_{n=1}^N a_n e^{-j\left(\frac{2\pi}{\lambda}nd \sin(\phi)\right)} \quad (3.1)$$

Kde: $E(\phi)$ – napěťová vyzařovací charakteristika v horizontálním směru

a_n – amplituda na n-tém elementu

λ – vlnová délka

d – vzdálenost mezi jednotlivými elementy

n – pořadí vyzařovacího elementu

ϕ – azimut

Rozložení amplitud na výstupech horizontálního rozvodu pro svazky Σ , Δ a Ω jsou uvedena v Tab. 3-1 až Tab. 3-3.

Tabulka 3-1: Rozložení amplitudy na výstupech horizontálního rozvodu antény SRL pro součtový svazek Σ (modifikované Taylorovo rozložení, $n = 6$). Hodnoty převzaty z [6].

n	-13	-12	-11	-10	-9	-8	-7	-6	-5
$a_{n\Sigma}$	-0,116	-0,148	-0,206	-0,284	-0,374	-0,473	-0,576	-0,680	-0,779
n	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4
$a_{n\Sigma}$	-0,868	-0,943	-1,000	-0,500	0,000	+0,500	+1,000	+0,943	+0,868
n	5	6	7	8	9	10	11	12	13
$a_{n\Sigma}$	+0,779	+0,680	+0,576	+0,473	+0,374	+0,284	+0,206	+0,148	+0,116

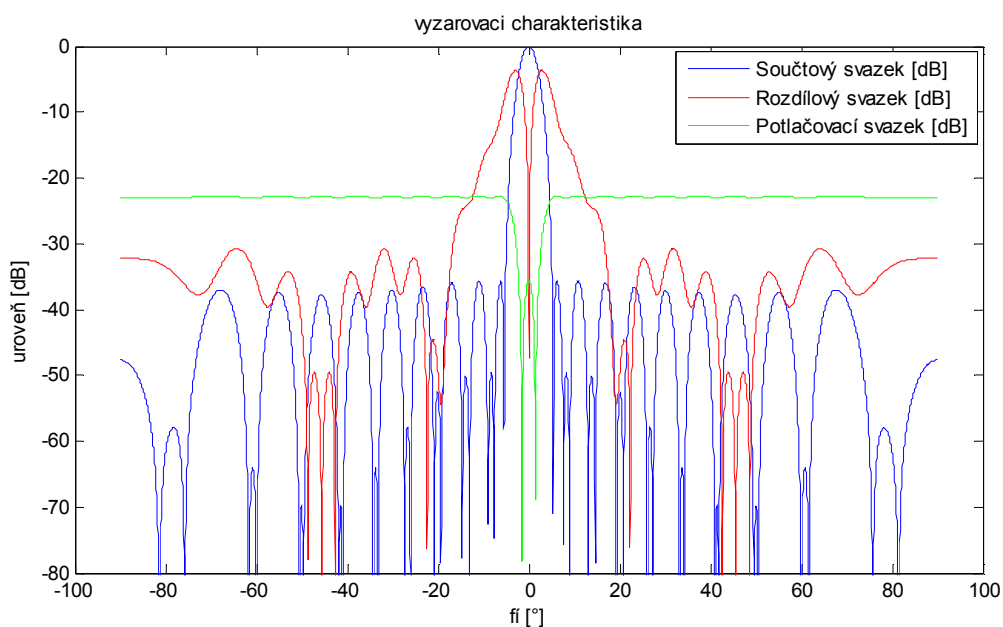
Tabulka 3-2: Rozložení amplitudy na výstupech horizontálního rozvodu antény SRL při diagramu rozdílového svazku Δ podle [6]

n	-13	-12	-11	-10	-9	-8	-7	-6	-5
$a_{n\Delta}$	-0,116	-0,148	-0,206	-0,284	-0,374	-0,473	-0,576	-0,680	-0,779
n	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4
$a_{n\Omega}$	-0,868	-0,943	-1,000	-0,500	0,000	+0,500	+1,000	+0,943	+0,868
n	5	6	7	8	9	10	11	12	13
$a_{n\Omega}$	+0,779	+0,680	+0,576	+0,473	+0,374	+0,284	+0,206	+0,148	+0,116

Tabulka 3-3: Rozložení amplitudy na výstupech horizontálního rozvodu antény SRL při diagramu potlačovacího svazku Ω [6]:

n	-13	-12	-11	-10	-9	-8	-7	-6	-5
$a_{n\Omega}$	-0,010	-0,012	-0,017	-0,024	-0,031	-0,040	-0,048	-0,057	-0,065
n	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4
$a_{n\Omega}$	-0,073	-0,079	-0,084	-0,087	1,000	-0,087	-0,084	-0,079	-0,073
n	5	6	7	8	9	10	11	12	13
$a_{n\Omega}$	-0,065	-0,057	-0,048	-0,040	-0,031	-0,024	-0,017	-0,012	-0,010

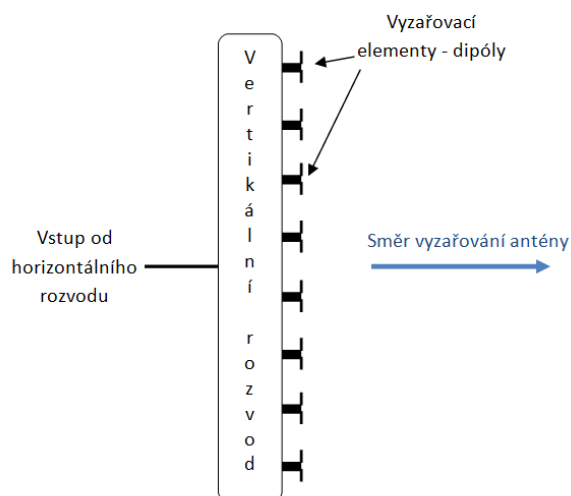
Aplikací zadaných parametrů jednotlivých elementů do vzorce 3.1 můžeme pomocí Matlabu spočítat a vykreslit následující vyzařovací diagramy (obr. 3-4).



Obrázek 3-4: Vyzařovací diagramy antény SRL v horizontálním směru

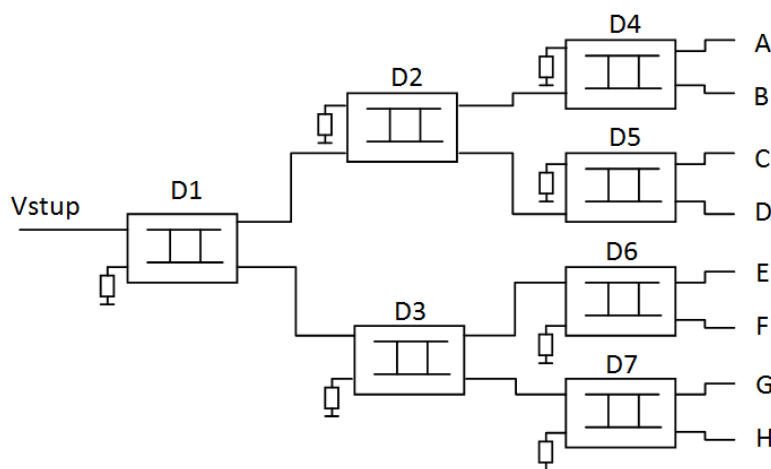
3.3 Vertikální rozvod antény SRL

Anténa sekundárního radiolokátoru obsahuje celkem 28 shodných vertikálních rozvodů. Každý vertikální rozvod distribuuje vstupní signál z horizontálního rozvodu mezi 8 vyzařovacími anténními elementy (dipóly). Vzdálenost mezi jednotlivými dipóly je 180 mm.



Obrázek 3-5: Vertikální rozvod

Rozvod signálu k jednotlivým anténním elementům je zajištěn pomocí děličů výkonu typu branch-line. Blokový diagram uspořádání děličů vertikálního rozvodu je na následujícím obrázku:



Obrázek 3-6: Blokový diagram vertikálního rozvodu

Všechny děliče ve vertikálním rozvodu jsou provedeny pomocí technologie zavěšeného pásku. Pomocí různých dělicích poměrů a fázových posunů je zde dosaženo požadovaného vertikální vyzařovacího diagramu.

Jelikož je tato sekundární anténa integrována do antény primárního radaru, je nutné minimalizovat rozměry vertikálních rozvodů. Tento výsledek je docílen umístěním desek plošných spojů ve dvou úrovních nad sebou a speciální konstrukcí děličů výkonu typu branch-line, která umožňuje redukci šířky děličů.

4 Děliče výkonu

4.1 Rozptylové parametry

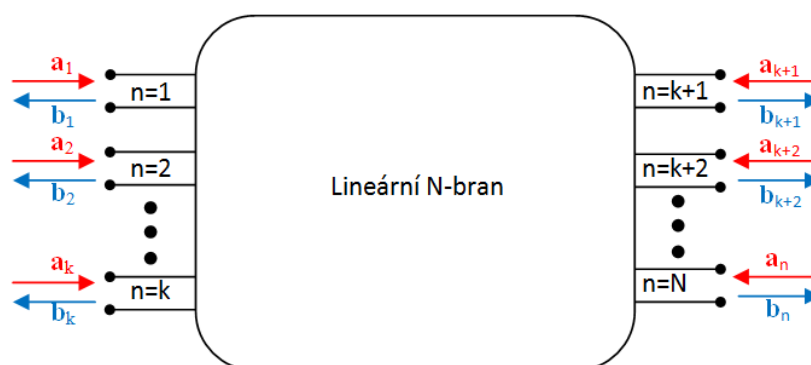
Libovolný mikrovlnný obvod můžeme popsat pomocí tzv. rozptylových parametrů (S - parametrů). Jedná se o vztahy, které popisují průchod signálu mezi jednotlivými branami mnohobranu. Poměr mezi amplitudami dopadajících a rozptýlených vln u lineárního N-branu obr. 4-1 lze vyjádřit následující lineární maticovou rovnicí [7]:

$$\mathbf{b} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{a} \quad (4.1)$$

Kde: \mathbf{b} – je sloupcový vektor amplitud napětí rozptýlených vln

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

\mathbf{a} – je sloupcový vektor amplitud napětí dopadajících vln



Obrázek 4-1: Lineární N-bran

a_n – jsou amplitudy napětí vln vstupujících (dopadajících) do N-branu

b_n – jsou amplitudy vln vystupujících (rozptýlených) z N-branu

Jednotlivé členy rovnice (4.2) lze vyjádřit v maticovém tvaru následujícím způsobem:

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} \quad \mathbf{a} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} \quad \mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Zpětným dosazením do rovnice (4.2) a následnou úpravou dostaneme vztahy pro amplitudy rozptýlených vln:

$$\begin{aligned}
b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + \dots + S_{1N}a_N \\
b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + \dots + S_{2N}a_N \\
\vdots &= \vdots + \vdots + \ddots + \vdots \\
b_N &= S_{N1}a_1 + S_{N2}a_2 + \dots + S_{NN}a_N
\end{aligned} \tag{4.3}$$

Jednotlivé prvky rozptylové matice lze vyjádřit:

$$S_{mn} = \frac{b_m}{a_n}, \text{ přičemž ostatní } a \text{ jsou nulová} \tag{4.4}$$

Prvky $S_{m,m}$, které jsou na hlavní diagonále, udávají velikost koeficientu odrazu obvodu na m -té bráně, pokud jsou všechny ostatní brány zakončeny charakteristickými impedancemi.

Prvky $S_{m,n}$ ($n \neq m$), které leží mimo hlavní diagonálu rozptylové matice udávají velikost přenosu z brány n do brány m , přičemž ostatní brány musí být zakončeny ideální přizpůsobenou zátěží.

Jak bylo řečeno, rozptylové parametry samy o sobě počítají s amplitudami napěťových vln. Proto pro výkon odražený P_{odr_n} od n -té brány dostáváme vztah:

$$P_{\text{odr}_n} = P_{\text{dop}_n} |S_{nn}|^2 \tag{4.5}$$

Kde – P_{dop_n} je výkon dopadající na n -tou bránu.

Za předpokladu stejných charakteristických impedancí všech vstupních vedení, dostáváme pro výkon P_{mn} , přenesený z brány n do brány m následující vztah:

$$P_{mn} = P_{\text{dop}_n} |S_{mn}|^2 \tag{4.6}$$

V případě, že charakteristické impedance jednotlivých bran mnohobranu nejsou shodné, je nutné provést transformaci rozptylových parametrů na normované rozptylové parametry.

$$a_{n_norm} = \frac{a_n}{\sqrt{Z_{0n}}}; \quad b_{n_norm} = \frac{b_n}{\sqrt{Z_{0n}}} \tag{4.7}$$

Kde a_{n_norm} – normovaná amplituda napětí vlny vstupující do brány n

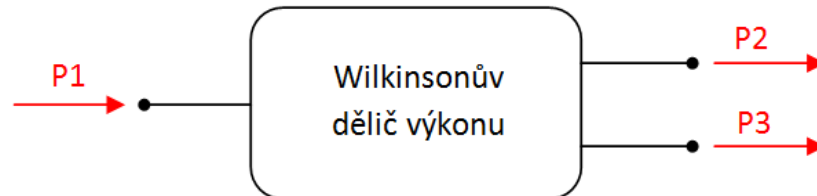
b_{n_norm} – normovaná amplituda napětí vlny vystupující z brány n

Z_{0n} – charakteristická impedance n -té brány

4.2 Typy děličů výkonu

4.2.1 Děliče typu Wilkinson

Jedná se o trojbran, který rozděluje vstupní výkon P_1 z brány 1 do dvou výstupních bran 2 a 3 (P_2, P_3) v předepsaném poměru η .



Obrázek 4-2: Blokové schéma Wilkinsonova děliče výkonu

Rozptylová matice \mathbf{S} má tvar:

$$\mathbf{S} = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{vmatrix} \quad (4.8)$$

Dle typu konstrukce lze rozdělit Wilkinsonovy děliče výkonu na symetrické děliče výkonu, kde $\eta = 1$ a nesymetrické Wilkinsonovy děliče výkonu, kde $\eta \neq 1$.

Symetrické děliče výkonu

Vydeme z předpokladu, že vstupní signál je přiváděn do brány 1. V ideálním případě je výkonový přenos bezeztrátový, což znamená, že se žádná energie neodráží zpět, ani se nespotebovává uvnitř děliče. Pro výkonovou bilanci tedy můžeme napsat následující vztah:

$$P_1 = P_2 + P_3 \quad (4.9)$$

$$S_{11} = 0; \quad |S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1 \quad (4.10)$$

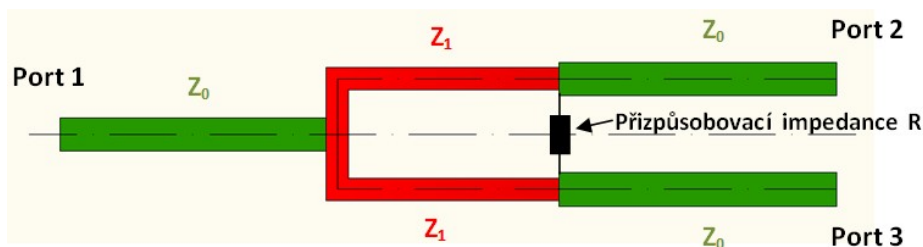
Za předpokladů reciprocity obvodu, rovnoměrného dělení výkonu a dokonale impedančně přizpůsobených bran, lze výslednou rozptylovou matici psát ve tvaru:

$$\mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & e^{j\phi} & e^{j\phi} \\ e^{j\phi} & 0 & 0 \\ e^{j\phi} & 0 & 0 \end{vmatrix} \quad (4.11)$$

Kde Φ je argument koeficientu S_{21}

Tato matice však není unitární (protože její determinant je roven 0), takže nemůže představovat bezztrátový obvod.

Vlastní konstrukce symetrického Wilkinsonova děliče výkonu se skládá z několika částí o různých impedancích, jak ukazuje obr. 4.3.



Obrázek 4-3: Schéma Wilkinsonova děliče výkonu

Zeleně označené úseky ve výše uvedeném obrázku představují části vedení o charakteristické impedanci Z_0 . Červeně vyznačený úsek o délce $\lambda/4$ je impedančním transformátorem, který musí bezodrazově přizpůsobit impedance vůči vstupní a výstupní charakteristické impedanci Z_0 . Z tohoto důvodu pro tento úsek Z_1 dostáváme následující vztah [8].

$$Z_1 = \sqrt{2 \cdot Z_0 Z_0} = \sqrt{2} Z_0 \quad (4.12)$$

Budeme-li však bezztrátový dělič (bez přizpůsobovacího odporu R) napájet do vstupu 2 místo do vstupu 1, bude část výkonu odváděna výstupem 3 a současně se část výkonu odráží zpět od výstupu 2. U bezztrátového recipročního trojbranu nelze tudíž dosáhnout současně impedančního přizpůsobení všech tří bran [7]. Z tohoto důvodu se do obvodu zařazuje ztrátový prvek – rezistor R , který zajistí impedanční přizpůsobení všech větví obvodu současně. Velikost tohoto prvku je dána následujícím vztahem.

$$R = 2Z_0 \quad (4.13)$$

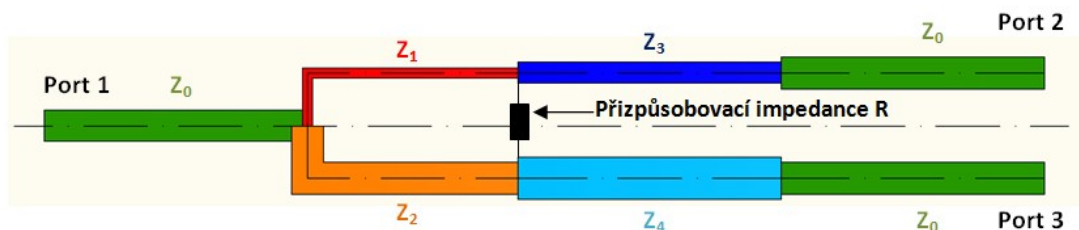
Na následujícím obrázku je ukázka typické konstrukce symetrického Wilkinsonova děliče výkonu.



Obrázek 4-4: Konstrukce symetrického Wilkinsonova děliče výkonu, převzato z [9]

Nesymetrické děliče výkonu

V případě potřeby nesymetrického dělení výkonu ($\eta \neq 1$) musíme provést konstrukční úpravu Wilkinsonova děliče. Tato úprava spočívá v přidání dalších čtvrtvlnných částí, viz. obr. 4-5. K dosažení nesymetrického dělicího poměru je nutné, aby obě větve děliče měly různé impedance Z_1, Z_2 . Zároveň je ale nutné dosáhnout dokonalého impedančního přizpůsobení obou větví vůči vstupní a výstupní charakteristické impedanci Z_0 . Toho je dosaženo pomocí impedančních transformací Z_3 a Z_4 (Obrázek 4-5).



Obrázek 4-5: Schéma nesymetrického wilkinsonova děliče výkonu

Dělicí poměr amplitudy napětí vstupní vlny η , lze vyjádřit jako poměr výkonů výstupních vln.

$$\eta^2 = \frac{P_3}{P_2} \quad (4.14)$$

Pro velikosti impedancí jednotlivých částí děliče dostáváme následující vztahy [10].

$$Z_1 = Z_0 \sqrt{\eta(1 + \eta^2)}; \quad Z_2 = Z_0 \sqrt{\frac{1 + \eta^2}{\eta^3}} \quad (4.15; 4.16)$$

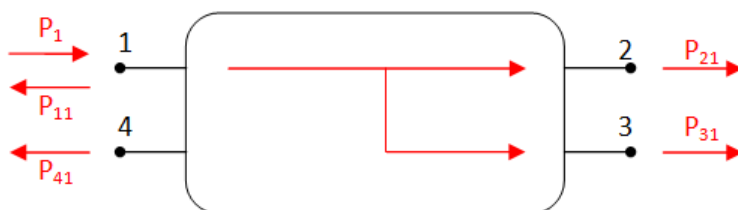
$$Z_3 = Z_0 \sqrt{\eta}; \quad Z_4 = Z_0 \frac{1}{\sqrt{\eta}} \quad (4.17; 4.18)$$

I zde je nutno pro dosažení impedančního přizpůsobení všech tří bran současně vložit do obvodu ztrátový prvek – rezistor R. Velikost jeho odporu je dána vzorcem [10]:

$$R = Z_0 \frac{1+\eta^2}{\eta} \quad (4.19)$$

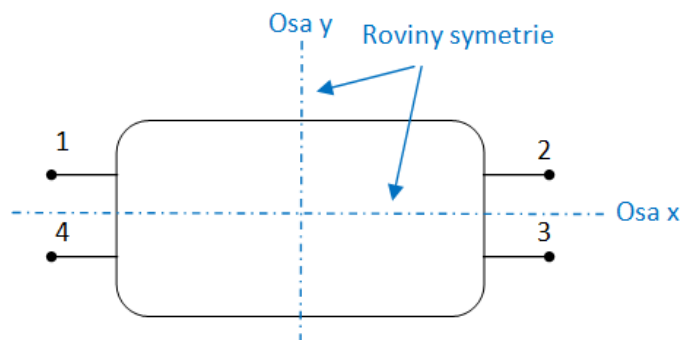
4.2.2 Děliče typu branch-line

Jedná se o čtyřbran (Obrázek 4-6), kde jedna brána je vstupní (budící), dvě brány jsou výstupní a do čtvrté brány ideálně neproniká žádný signál (u reálného provedení je zakončena charakteristickou impedancí pro dosažení bezodrazovosti).



Obrázek 4-6: Směrová odbočnice

Tento obvod se často označuje jako dvojnásobně zrcadlově symetrická směrová odbočnice se směrovostí 2. druhu. Dvojnásobně zrcadlově symetrická znamená, že má dvě navzájem kolmé roviny symetrie (Obrázek 4-7).



Obrázek 4-7: Roviny symetrie směrové odbočnice

Rozptylová matice \mathbf{S} má tvar:

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} \quad (4.20)$$

V případě ideální směrové odbočnice je výkonový přenos bezztrátový, což znamená, že se žádný výkon od vstupní brány neodráží ani se žádný výkon v děliči

nespotřebovává a do brány č.4 nevstupuje žádný signál. V tomto případě opět platí rovnice 4.9 a 4.10. Rozptylová matice přejde do tvaru:

$$\mathbf{S} = \begin{vmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{21} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{31} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{42} & S_{43} & 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & -j\sqrt{1-k^2} & -k & 0 \\ -j\sqrt{1-k^2} & 0 & 0 & -k \\ -k & 0 & 0 & -j\sqrt{1-k^2} \\ 0 & -k & -j\sqrt{1-k^2} & 0 \end{vmatrix} \quad (4.21)$$

Kde: k – je napěťový koeficient vazby; $k = |S_{31}| \Rightarrow k^2 = \frac{P_{31}}{P_1}$

j – imaginární jednotka, která v tomto případě vyjadřuje fázový posuv signálu o $\pi/2$ oproti signálu ve druhé bráně

Základní parametry směrových odbočnic jsou [11]:

Vložný útlum (insertion loss)

$$IL[dB] = 10 \log \frac{P_1}{P_{21}} = -20 \log(|S_{21}|) = -10 \log(1 - k^2) \quad (4.22)$$

Vazební útlum (coupling)

$$C[dB] = 10 \log \frac{P_1}{P_{31}} = -20 \log(|S_{31}|) = -10 \log(k^2) \quad (4.23)$$

Izolace (isolation)

$$I[dB] = 10 \log \frac{P_1}{P_{41}} = -20 \log(|S_{41}|) \quad (4.24)$$

Směrovost (directivity)

$$D[dB] = 10 \log \frac{P_{31}}{P_{21}} = 20 \log \left(\frac{|S_{31}|}{|S_{21}|} \right) \quad (4.25)$$

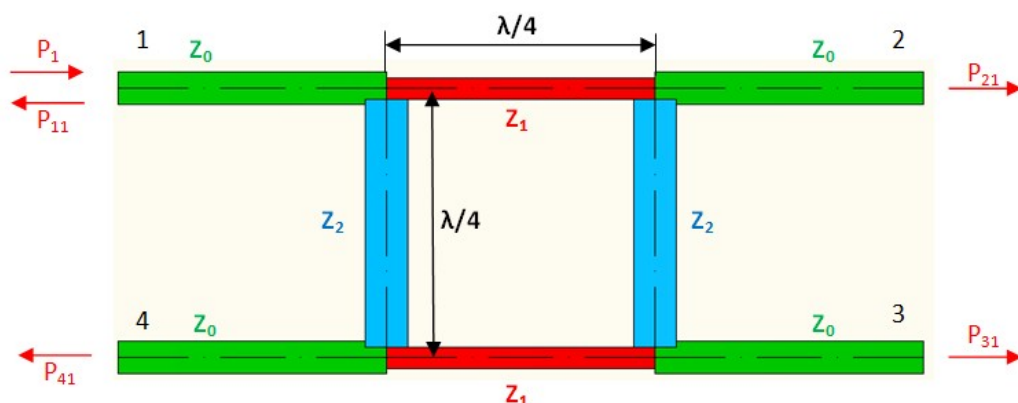
Zpětný útlum (return loss)

$$RL[dB] = 10 \log \frac{P_1}{P_{11}} = -20 \log(|S_{11}|) \quad (4.26)$$

Vstupní poměr stojatých vln PSV

$$PSV = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \quad (4.27)$$

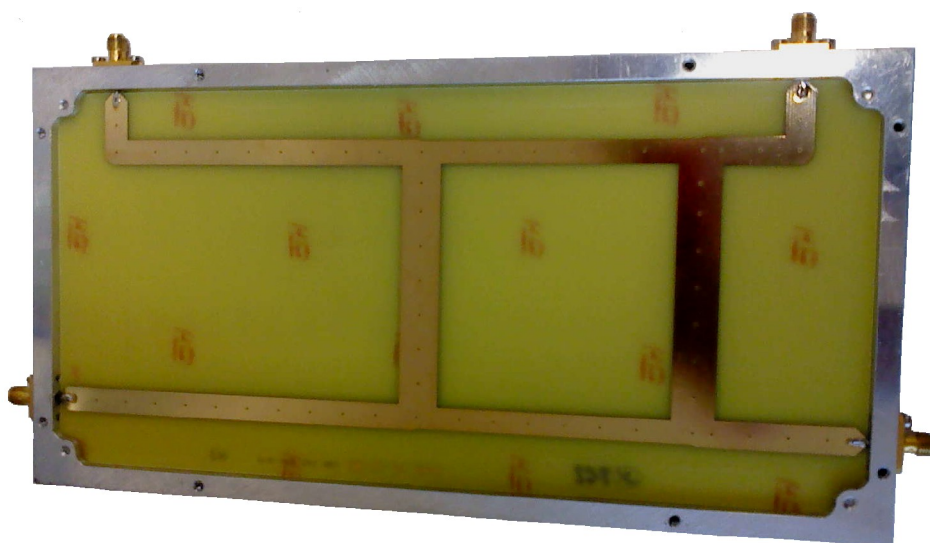
Vlastní dělič výkonu typu branch-line se skládá z několika částí o různých impedancích, jak ukazuje obrázek 4-8.



Obrázek 4-8: Schéma děliče typu branch-line

Zeleně označené úseky ve výše uvedeném obrázku představují části vedení o charakteristické impedanci Z_0 . Červeně a modře jsou označeny jednotlivé větve děliče. Na velikosti impedancí Z_1 a Z_2 závisí velikost dělicího poměru η . Obě tato ramena mají délku rovnou čtvrtině vlnové délky, pro kterou je daný dělič navržen. V případě ideálního děliče neprochází do čtvrtého ramene žádný signál. U reálných děličů, ale do tohoto ramene malá část signálu proniká, proto je nutné tento výstup zakončit odporem o charakteristické impedanci obvodu Z_0 . Tento ztrátový prvek zapříčiní, že se žádný signál od tohoto výstupu neodrazí zpět.

Typická konstrukce děliče výkonu typu branch-line je uvedena na obrázku 4-9.



Obrázek 4-9: Konstrukce děliče výkonu typu branch-line

4.2.3 Výpočet rozptylových parametrů děličů typu branch-line

Jak již bylo výše uvedeno, pro celkový popis chování děliče výkonu nám slouží rozptylové parametry. Pro návrh těchto obvodů je tedy nutné umět vypočítat velikosti jednotlivých prvků rozptylové matice. Jelikož jsou S-parametry frekvenčně závislé, je vhodné provádět výpočet na větším frekvenčním rozsahu, což nám zpětně umožní sledovat frekvenční závislost jednotlivých parametrů.

Výpočet rozptylových parametrů se provádí pomocí metody rozkladu do sudého a lichého vidu [12].

Sudý vid znamená, že se jedná o symetrické buzení děliče podle jeho osy symetrie, kdy jsou obě části napájeny shodným signálem se shodným fázovým posuvem. Lichý vid znamená, že je obvod buzen antisymetricky, tedy shodným signálem, ale s opačnou fází. Jelikož děliče výkonu typu branch-line mají dvě osy symetrie (osa x a osa y- viz obr.4-7), je nutné ještě uvádět, podle které osy se při určování vidu řídíme.

V kapitole 4.1. jsme si definovali maticovou rovnici rozptylových parametrů:

$$\mathbf{b} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{a}$$

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

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

\mathbf{a} – je sloupcový vektor amplitud dopadajících vln

V případě děliče výkonu typu branch-line má výše uvedená rovnice následující tvar:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Jelikož je tato rovnice lineární, lze využít metodu superpozice, kdy jakoukoliv kombinaci vstupujících vln (vektor \mathbf{a}) lze napsat jako kombinaci sudých a lichých vidů.

$$\mathbf{a} = K_1 \mathbf{a}_{ee} + K_2 \mathbf{a}_{eo} + K_3 \mathbf{a}_{oe} + K_4 \mathbf{a}_{oo} \quad (4.29)$$

Kde: K_i – jsou konstanty

\mathbf{a}_{xy} – jsou vektory symetrického (even – e) a antisymetrického (odd – o) buzení

$$\mathbf{a}_{ee} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{a}_{eo} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{a}_{oe} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{a}_{oo} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix};$$

Kde: \mathbf{a}_{ee} – plně symetrické buzení vůči osám x i y (podle obr. 4-7)

\mathbf{a}_{eo} – symetrické buzení čtyřbranu vůči ose x a antisymetrické vůči ose y

\mathbf{a}_{oe} – antisymetrické buzení čtyřbranu vůči ose x a symetrické vůči ose y

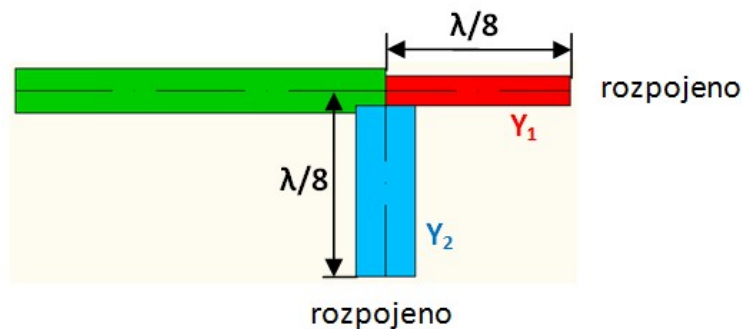
\mathbf{a}_{ee} – antisymetrické buzení vůči oběma osám x i y

Jelikož dělič výkonu typu branch-line je plně symetrický obvod, budou řešení kopírovat symetrii buzení. Tedy při buzení pouze \mathbf{a}_{ee} bude rozložení pole všude uvnitř čtyřbranu včetně výstupních vln b symetrické vůči oběma osám a podobně při buzení \mathbf{a}_{eo} bude pole uvnitř i výstupy b symetrické vůči ose y a antisymetrické vůči ose x. To velmi zjednoduší výpočet rozptylových parametrů obvodu.

Vid ee

V tomto případě plně symetrického buzení bude rozložení amplitud budících signálů symetrické podle obou os. Na obou stranách od os jsou shodné úrovně napětí a proudů signálu, takže v místě os neprotéká obvodem žádný proud, proto lze v těchto místech obvod přerušit (rozpojit).

Pro oblast prvního vstupního ramene můžeme obvod překreslit následovně:



Obrázek 4-10: Vid ee v rameni 1

V rameni 1 platí následující vztahy:

$$a_1 = 1; \quad b_1 = a_1 \cdot \Gamma_{ee} = \Gamma_{ee} \quad (4.30)$$

$$Y_{ee} = jY_1 \cdot \tan(\Theta_1/2) + jY_2 \cdot \tan(\Theta_2/2) \quad (4.31)$$

$$\Gamma_{ee} = (Y_0 - Y_{ee}) / (Y_0 + Y_{ee}) \quad (4.32)$$

$$\Theta_1 = \left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot \left(\frac{f}{f_1}\right); \quad \Theta_2 = \left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot \left(\frac{f}{f_2}\right) \quad (4.33)$$

Kde: Y_1, Y_2 – admitance jednotlivých větví děliče

Y_0 – charakteristická admitance obvodu

Θ_1, Θ_2 – fázové posuvy signálu v osách jednotlivých větví

f_1, f_2 – rezonanční frekvence jednotlivých větví děliče

Obdobný obrázek jako 4-9 a stejnou rovnicí 4.30 dostaneme i pro ostatní ramena tohoto děliče.

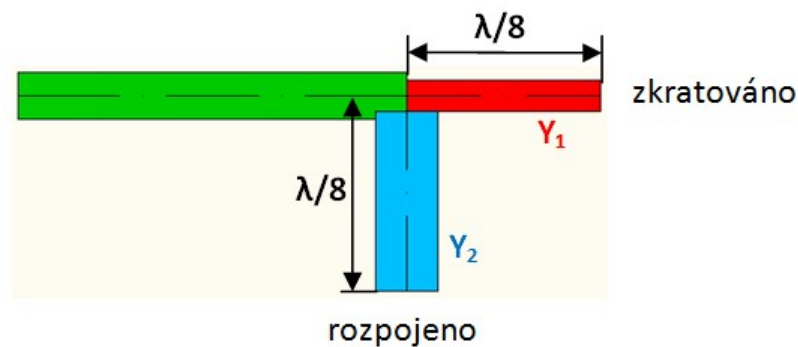
$$a_2 = 1; b_2 = a_2 \cdot \Gamma_{ee} = \Gamma_{ee} \quad (4.34)$$

$$a_3 = 1; b_3 = a_3 \cdot \Gamma_{ee} = \Gamma_{ee} \quad (4.35)$$

$$a_4 = 1; b_4 = a_4 \cdot \Gamma_{ee} = \Gamma_{ee} \quad (4.36)$$

Vid eo

V tomto případě je obvod symetrický vůči ose x a antisymetrické vůči ose y. Na obou stranách od osy x jsou shodná napětí signálu, proto zde neteče žádný proud. Na obou stranách od osy y jsou ale napětí opačná a v tomto případě lze obvod zjednodušit zkratováním v tomto místě.



Obrázek 4-11: Vid eo v rameni I

Pro tento vid platí následující vztahy:

$$Y_{eo} = -jY_1 \cdot \cot(\Theta_1/2) + jY_2 \cdot \tan(\Theta_2/2) \quad (4.37)$$

$$\Gamma_{eo} = (Y_0 - Y_{eo}) / (Y_0 + Y_{eo}) \quad (4.38)$$

$$a_1 = 1; b_1 = a_1 \cdot \Gamma_{eo} = \Gamma_{eo} \quad (4.39)$$

$$a_2 = -1; b_2 = a_2 \cdot \Gamma_{eo} = -\Gamma_{eo} \quad (4.40)$$

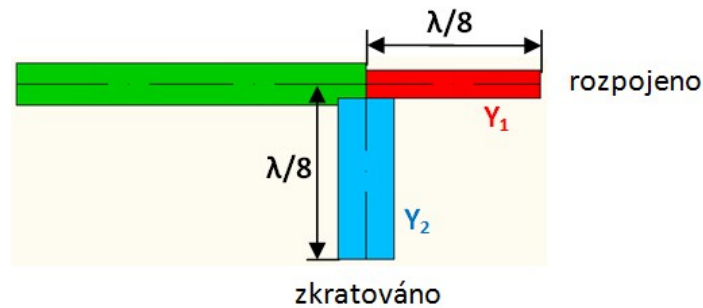
$$a_3 = -1; b_3 = a_3 \cdot \Gamma_{eo} = -\Gamma_{eo} \quad (4.41)$$

$$a_4 = 1; b_4 = a_4 \cdot \Gamma_{eo} = \Gamma_{eo} \quad (4.42)$$

Výpočet fázového posuvu Θ_1 a Θ_2 signálu v osách jednotlivých větví je obdobný jako u vidu ee dle rovnice 4.33

Vid oe

Obvod je antisymetrický dle osy x a symetrický dle osy y. Obvod lze opět zjednodušit pomocí zkratování a rozpojení jednotlivých větví děliče.



Obrázek 4-12: Vid oe v rameni 1

Pro tento vid platí tyto vztahy:

$$Y_{oe} = jY_1 \cdot \tan(\Theta_1/2) - jY_2 \cdot \cot(\Theta_2/2) \quad (4.43)$$

$$\Gamma_{oe} = (Y_0 - Y_{oe}) / (Y_0 + Y_{oe}) \quad (4.44)$$

$$a_1 = 1; b_1 = a_1 \cdot \Gamma_{oe} = \Gamma_{oe} \quad (4.45)$$

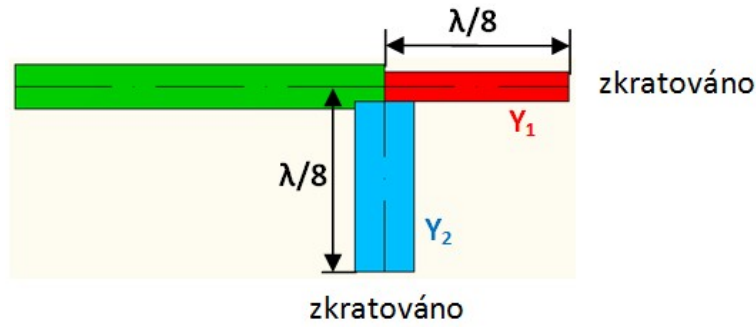
$$a_2 = 1; b_2 = a_2 \cdot \Gamma_{oe} = \Gamma_{oe} \quad (4.46)$$

$$a_3 = -1; b_3 = a_3 \cdot \Gamma_{oe} = -\Gamma_{oe} \quad (4.47)$$

$$a_4 = -1; b_4 = a_4 \cdot \Gamma_{oe} = \Gamma_{oe} \quad (4.48)$$

Vid oo

V tomto případě je čtyřbran antisymetrický dle obou os. Obvod lze zjednodušit zkratováním obou větví děliče.



Obrázek 4-13: Vid oo v rameni 1

Pro tento vid platí následující vztahy:

$$Y_{oo} = -jY_1 \cdot \cot(\Theta_1/2) - jY_2 \cdot \cot(\Theta_2/2) \quad (4.49)$$

$$\Gamma_{oo} = (Y_0 - Y_{oo}) / (Y_0 + Y_{oo}) \quad (4.50)$$

$$a_1 = 1; b_1 = a_1 \cdot \Gamma_{oo} = \Gamma_{oo} \quad (4.51)$$

$$a_2 = -1; b_2 = a_2 \cdot \Gamma_{oo} = -\Gamma_{oo} \quad (4.52)$$

$$a_3 = 1; b_3 = a_3 \cdot \Gamma_{oo} = \Gamma_{oo} \quad (4.53)$$

$$a_4 = -1; b_4 = a_4 \cdot \Gamma_{oo} = -\Gamma_{oo} \quad (4.54)$$

Ze všech výše uvedených vidů (ee, eo, oe, oo) lze sestavit vztahy pro jednotlivé rozptylové parametry. Pro buzení obvodu do ramene 1 dostaneme následující vztahy:

$$S_{11} = (\Gamma_{ee} + \Gamma_{eo} + \Gamma_{oe} + \Gamma_{oo}) / 4 \quad (4.55)$$

$$S_{21} = (\Gamma_{ee} - \Gamma_{eo} + \Gamma_{oe} - \Gamma_{oo}) / 4 \quad (4.56)$$

$$S_{31} = (\Gamma_{ee} - \Gamma_{eo} - \Gamma_{oe} + \Gamma_{oo}) / 4 \quad (4.57)$$

$$S_{41} = (\Gamma_{ee} + \Gamma_{eo} - \Gamma_{oe} - \Gamma_{oo}) / 4 \quad (4.58)$$

Další rozptylové parametry lze odvodit z výše uvedených čtyř vztahů. Jelikož děliče výkonu typu branch-line jsou dvojnásobně reflektivně symetrické obvody, platí u nich následující rovnosti:

$$S_{12} = S_{21}; \quad S_{22} = S_{11}; \quad S_{32} = S_{41}; \quad S_{42} = S_{13};$$

$$S_{13} = S_{31}; \quad S_{23} = S_{32}; \quad S_{33} = S_{11}; \quad S_{43} = S_{21};$$

$$S_{14} = S_{41}; \quad S_{24} = S_{42}; \quad S_{34} = S_{21}; \quad S_{44} = S_{11};$$

Pokud některé rameno děliče výkonu bude připojené k jiné, než charakteristické impedanci, bude zde docházet k odrazům signálu, což ovlivní všechny S-parametry. Tento problém může vznikat i v případě nedokonale nastavené impedance zakončovacího odporu ve čtvrtém rameni. Pokud bude toto rameno zakončeno nedokonalým zakončovacím odporem $Z_L \neq Z_0$, bude vstupující vlna do ramene 4:

$$a_4 = b_4 \cdot \Gamma_L = b_4 \cdot (Z_L - Z_0)/(Z_L + Z_0) \quad (4.59)$$

Kde: Γ_L – koeficient odrazu od nedokonale přizpůsobeného zakončovacího odporu

Obvykle neznáme velikost Z_L , ale můžeme ji určit například ze změřené velikosti koeficientu PSV (Poměr Stojatých Vln)

$$\Gamma_L = \exp\left(j\phi_0 \frac{f}{f_0}\right) \cdot \frac{(PSV-1)}{(PSV+1)} \quad (4.60)$$

$$Z_L = Z_0 \frac{(1+\Gamma_L)}{(1-\Gamma_L)} \quad (4.61)$$

Kde: ϕ_0 – fáze odrazu od zakončovacího odporu na kmitočtu f_0

Nyní přejdou vztahy pro rozptylové parametry na následující tvar:

$$S'_{11} = S_{11} + (S_{41})^2 \cdot (Z_L - Z_0)/(Z_L + Z_0) \quad (4.62)$$

$$S'_{21} = S_{21} + S_{41}S_{24} \cdot (Z_L - Z_0)/(Z_L + Z_0) \quad (4.63)$$

$$S'_{31} = S_{31} + S_{41}S_{34} \cdot (Z_L - Z_0)/(Z_L + Z_0) \quad (4.64)$$

$$S'_{22} = S_{22} + (S_{42})^2 \cdot (Z_L - Z_0)/(Z_L + Z_0) \quad (4.65)$$

$$S'_{32} = S_{32} + S_{42}S_{34} \cdot (Z_L - Z_0)/(Z_L + Z_0) \quad (4.66)$$

$$S'_{33} = S_{33} + (S_{43})^2 \cdot (Z_L - Z_0)/(Z_L + Z_0) \quad (4.67)$$

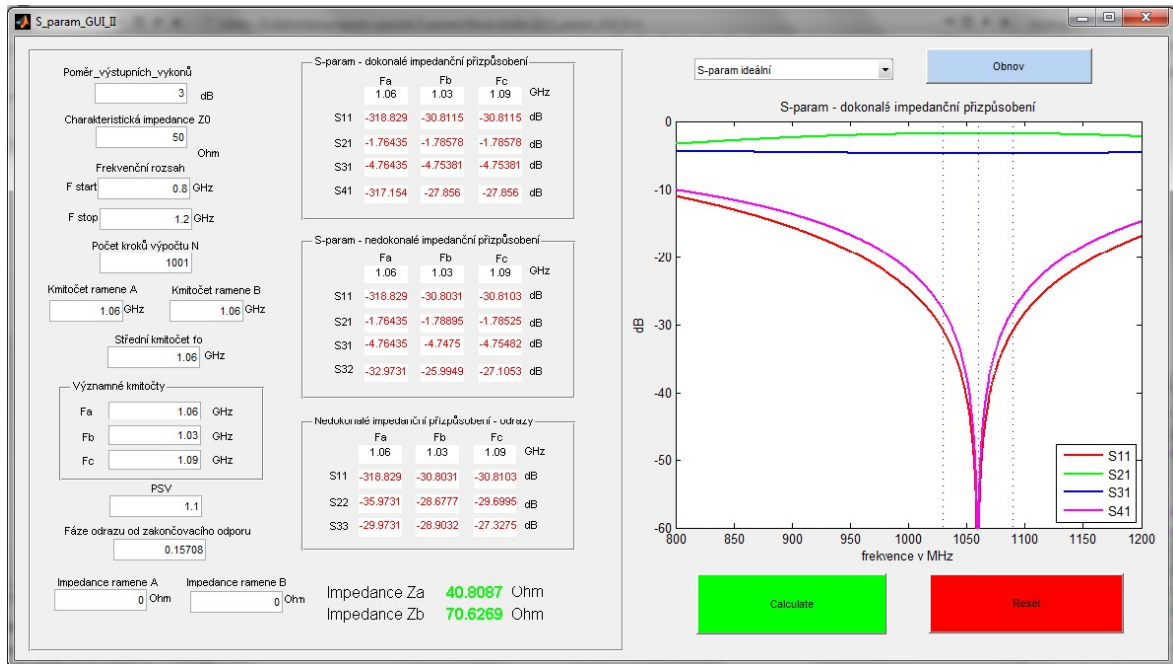
$$S'_{12} = S'_{21}; \quad S'_{13} = S'_{31}; \quad S'_{23} = S'_{32}; \quad (4.68)$$

Obdobně lze sestavit rovnice i pro nedokonale přizpůsobená ostatní ramena děliče.

Za účelem rychlého výpočtu těchto S-parametrů a možnosti navrhování děličů výkonu typu branch-line, byl vytvořen počítačový program S-param (příloha č. 1) v prostředí Matlab, který dokáže ze zadaných základních parametrů děliče vypočítat požadované impedance jednotlivých větví obvodu a vykreslit již zmiňované křivky rozptylových parametrů. V tomto programu je zároveň možné ručně zadávat velikosti impedancí jednotlivých větví, což umožňuje sledování závislosti S-parametrů na

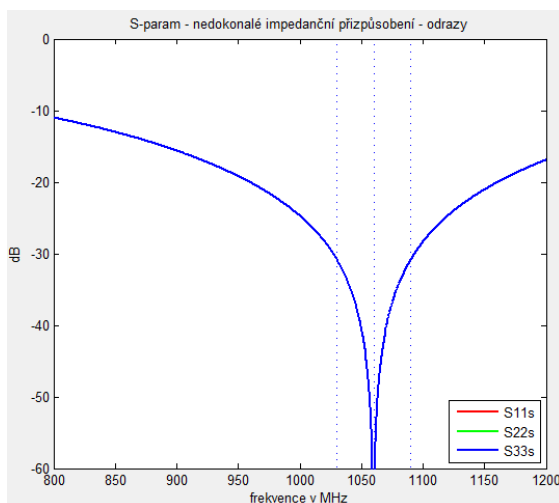
velikostech impedancí jednotlivých ramen, čímž je možno optimalizovat jejich průběhy. Dále tento program umožňuje i simulovat vliv nedokonalé přizpůsobeného zakončovacího odporu.

Na obrázku 4-14 je ukázka grafického rozhraní tohoto programu.

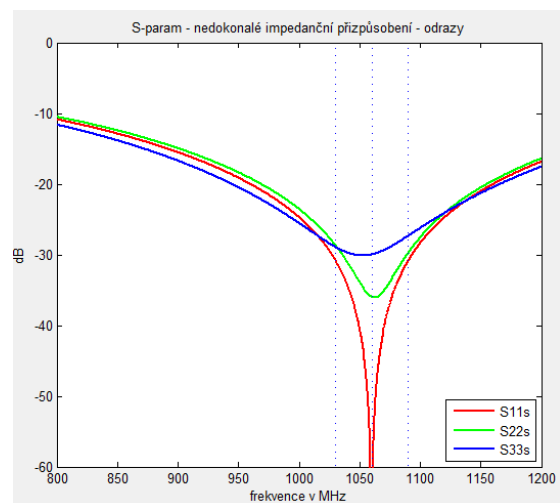


Obrázek 4-14: GUI programu na výpočet S-parametru děličů typu branch-line

Vlivem nedokonalého impedančního přizpůsobení zakončovacího odporu dochází k frekvenčnímu posunu minim odrazů od jednotlivých ramen děliče a zároveň i k jejich zhoršení, co se amplitudy týče.



Obrázek 4-15a: PSV=1 - dokonalé impedanční přizpůsobení 4. ramene



Obrázek 4-15b: PSV = 1.1 - nedokonalé impedanční přizpůsobení 4. ramene

Obrázky 4-14a a 4-14b ukazují příklad simulace děliče, navrženého na střední kmitočet 1,06 GHz s požadovaným poměrem výstupních výkonů 3dB a charakteristickou impedancí jednotlivých ramen 50 Ω. Vidíme zde vliv přizpůsobení 4. ramene na průběh odrazů od děliče. Při dokonale přizpůsobeném zakončovacím odporu v rameni 4 (koeficient PSV = 1) mají odrazy ve všech ramenech stejný průběh – křivky se překrývají. Na zadané střední frekvenci 1,06 GHz se nachází minimum křivek $S_{11}(f)$, $S_{22}(f)$ i $S_{33}(f)$. Potlačení odrazů dosahuje hodnot -60 dB. Ve skutečnosti by se tato hodnota měla blížit k nekonečnu, ale minimum je velice ostré a program vypočítává hodnoty nikoliv spojitě, ale s určitým krokem, který lze v programu zadat.

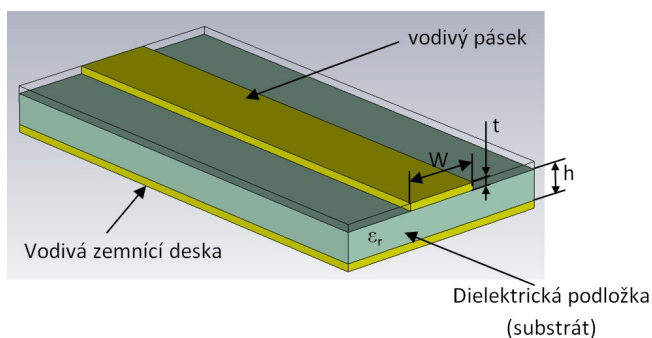
Na obrázku 4-14b jsou zachyceny průběhy odrazů od jednotlivých ramen děliče při nedokonale přizpůsobeném zakončovacím odporu v rameni 4. Parametr PSV je zde nastaven na hodnotu 1,1 a fáze odrazu je rovna $\pi/2$. Je zde dobře patrný frekvenční posuv jednotlivých průběhů i velká změna amplitudy odrazů. Parametr S_{33} dosahuje v minimu pouze hodnoty -29 dB, přičemž je frekvenčně posunut o 10 MHz na 1,05 GHz. Jelikož jsou tyto děliče relativně úzkopásmové a u antény sekundárního radaru se využívá šířka pásma 60 MHz (1,03 GHz – 1,09 GHz), je tento vliv podstatný a musíme ho v návrhu děliče zohledňovat. Optimalizace rozměrů děliče se provádí ve speciálním softwaru (program CST Studio) a bude ukázána v další části této práce.

4.3 Typy vedení

Jedním z prvních úkolů při návrhu děliče výkonu je vybrat vhodný typ použitého vedení. Zde si ukážeme dva základní typy vedení a porovnáme jejich vlastnosti.

Mikropáskové vedení

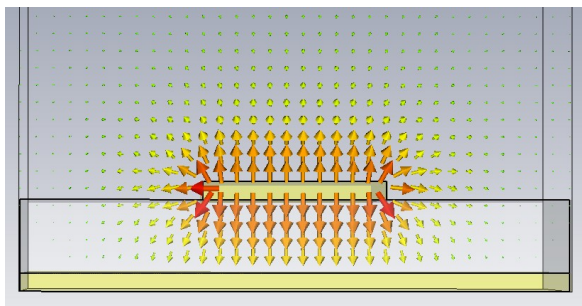
Jedná se o nejjednodušší provedení vedení. Konstrukce tohoto typu vedení je na obrázku 4-16:



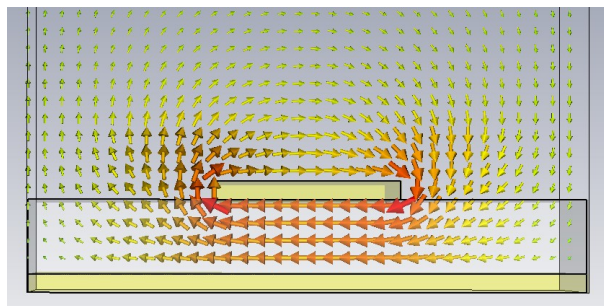
Obrázek 4-15: Konstrukce mikropáskového vedení

Pro řešení konstrukce homogenních vedení je i velmi důležité znát rozložení elektromagnetického pole. Jeho tvar je nutné zohledňovat při konstrukci okolních obvodů.

Rozložení elektromagnetického pole u mikropáskového vedení, získané



Obrázek 4-17a: Elektrická složka EM pole mikropáskového vedení



Obrázek 4-16b: Magnetická složka EM pole mikropáskového vedení

modelováním v programu CST Studio je uvedeno na obrázku 4-17a a obrázku 3-17b.

Z těchto obrázků je patrné, že nejsilnější elektrické i magnetické pole je mezi vodivým páskem a zemnicí rovinou. Siločáry elektrického pole se snaží uzavírat přes vodivou zemnicí rovinu, ale je zde patrné velké rozptylové pole na horní straně a na bocích horního vodivého pásku, což způsobuje, že se vedením nešíří čistá vlna TEM (Transverzálně Elektro-Magnetická).

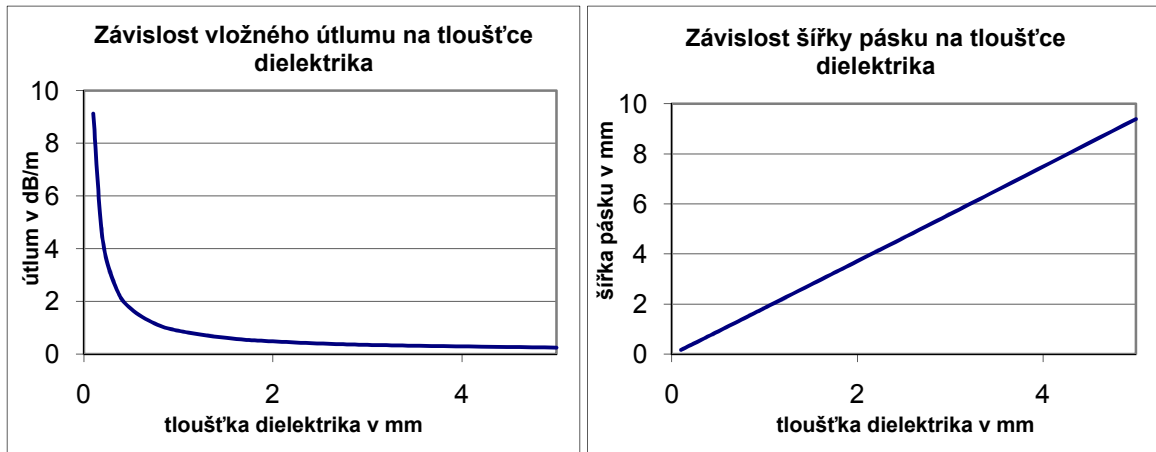
U vedení nás nejvíce zajímá jeho impedance, vložný útlum a vlnová délka. Požadované impedance se dosahuje vhodnou volbou parametrů vedení – šířkou pásku, tloušťkou substrátu, permitivitou substrátu a tloušťkou horního vodivého pásku. U těchto parametrů jsme často konstrukčně omezení – minimální šířkou pásku (je dána technologií výroby desek), cenou speciálních substrátů, mechanickou odolností atd. Na těchto parametrech je též závislá velikost vložného útlumu.

Nejobvyklejším případem vedení, které řešíme, je vedení o charakteristické impedanci Z_0 , které propojuje jednotlivé obvody, jež jsou na jeho impedanci přizpůsobené. V našem případě je velikost charakteristické impedance 50Ω , což je typická velikost ve vysokofrekvenční technice. Proto si ukážeme závislosti některých parametrů mikropáskového vedení počítaného právě pro impedanci $Z_0 = 50 \Omega$. Tyto závislosti byly vypočítány pomocí programu PASVE [13].

Frekvence: 1,06 GHz

Tan δ : 0,0005

Tloušťka vrchního pásku t: 0,035 mm ϵ_r : 4,5



Obrázek 4-17a,b: vlevo - Závislost vložného útlumu na tloušťce dielektrika, vpravo - Závislost šířky pásku na tloušťce dielektrika

Levý obrázek ukazuje, jak při malých tloušťkách substrátu (dielektrické podložky) výrazně vzrůstá velikost vložného útlumu, který je velmi nežádoucí. Od tloušťky substrátu přibližně jeden milimetr je tato hodnota pod úrovní 1dB/m

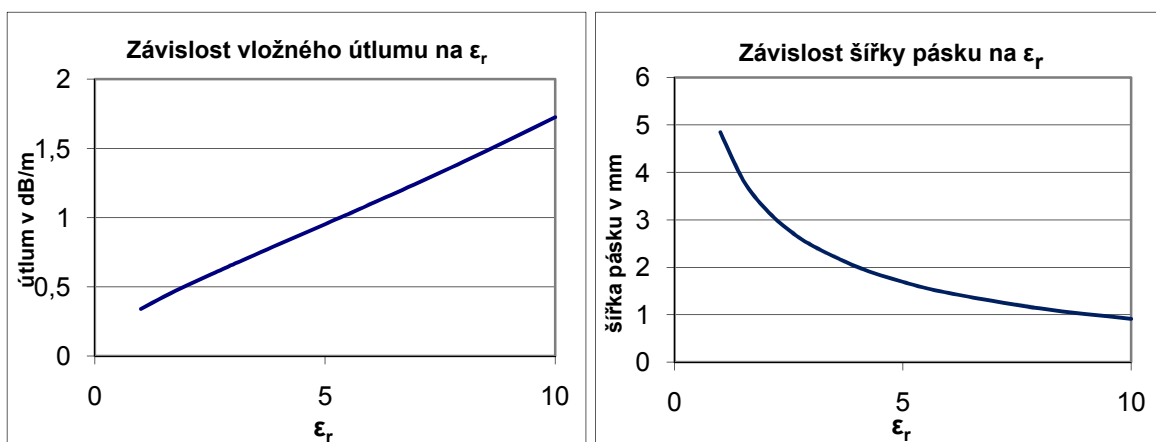
Pravý obrázek ukazuje lineární závislost šířky vrchního vodivého pásku na tloušťce dielektrické podložky.

Frekvence: 1,06 GHz

Tan δ : 0,0005

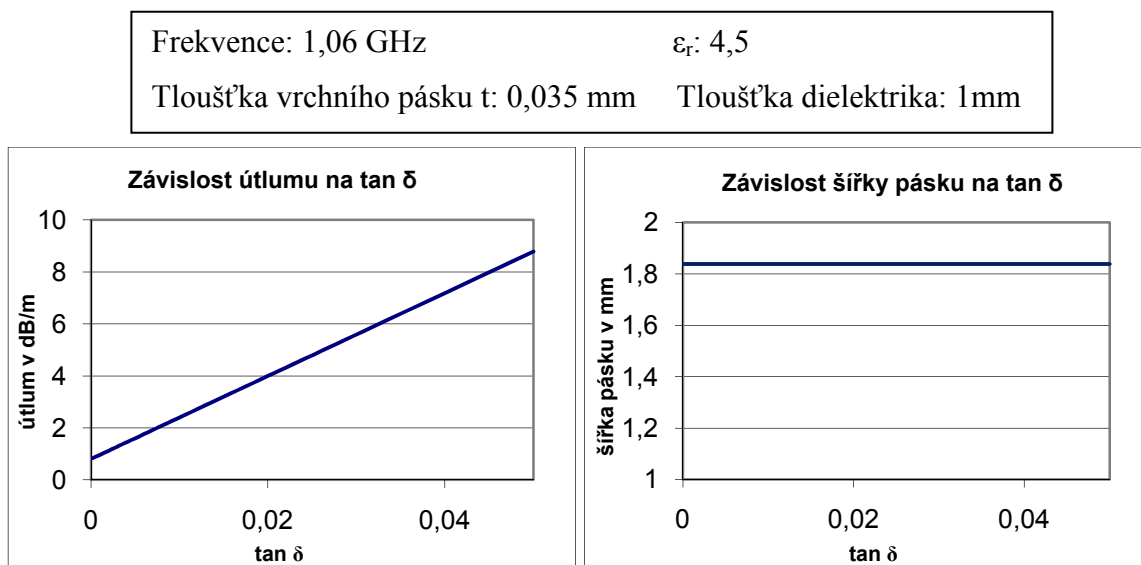
Tloušťka vrchního pásku t: 0,035 mm

Tloušťka dielektrika: 1mm



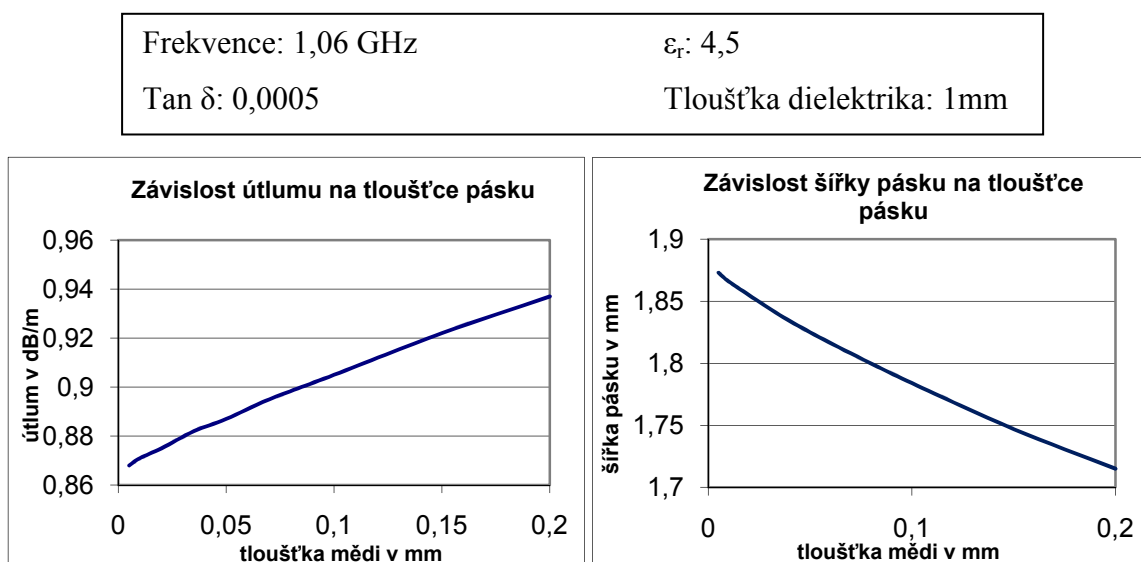
Obrázek 4-18a,b:vlevo - Závislost vložného útlumu na permitivitě podložky, vpravo - Závislost šířky pásku na permitivitě podložky

S rostoucí permitivitou podložky klesá potřebná šířka vrchního vodivého pásku na obr. 4-19b. Proto roste útlum, jak vidíme z obr. 4.19a.



Obrázek 4-19a,b: vlevo - Závislost vložného útlumu na ztrátovém činiteli substrátu, vpravo - Závislost šířky pásku na ztrátovém činiteli substrátu

Se vzrůstající hodnotou $\tan \delta$ prudce stoupá nežádoucí vložný útlum. Tato závislost je lineární – obr. 4-20a. Požadovaná šířka pásku pro dosažení charakteristické impedance 50 Ω na velikosti ztrátového činitele substrátu nezávisí – je konstantní, viz. obr. 4-20b.



Obrázek 4-20a,b: vlevo - Závislost vložného útlumu na tloušťce pásku, vpravo - Závislost šířky pásku na tloušťce pásku

Velikost vložného útlumu i šířky pásku se se změnou tloušťky horního pásku téměř nemění. Tyto závislosti jsou téměř lineární, přičemž s rostoucí tloušťkou pásku vložný útlum roste – obr. 4-21a, protože se požadovaná šířka pásku zmenšuje – obr. 4-21b.

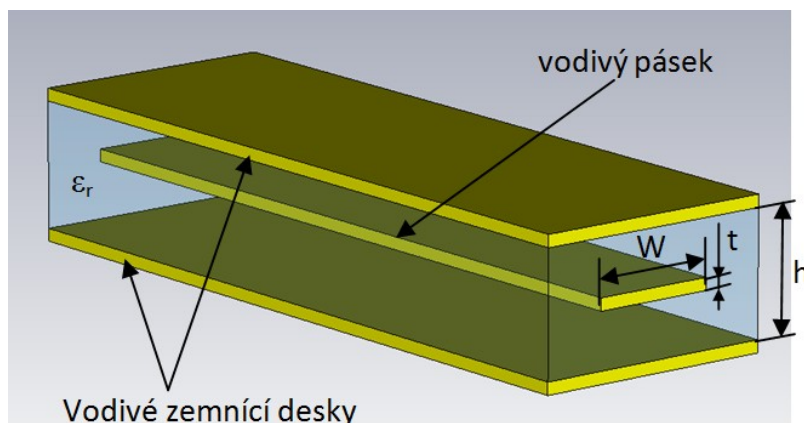
Nejjednodušší a zároveň často používané provedení mikropáskového vedení je pomocí oboustranné cuprexitové desky, která se využívá ke konstrukci klasických plošných spojů. Obvyklé parametry takovéto desky jsou:

- tloušťka substrátu (dielektrické podložky): 0,93 mm
- tloušťka měděného pásku: 0,035 mm
- relativní permitivita: 4,5
- ztrátový činitel: $\cong 0,005$

Při těchto parametrech je pro dosažení charakteristické impedance $Z_0 = 50 \Omega$ nutná šířka pásku 1,708 mm. Vložný útlum v tomto případě dosahuje hodnoty 0,943 dB/m.

Páskové vedení

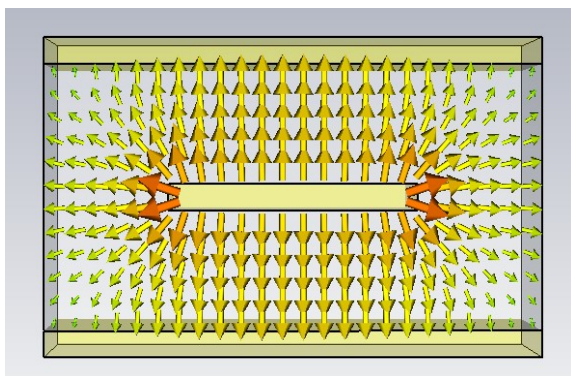
Druhým typem vedení je tzv. páskové vedení. Jeho typická konstrukce je na následujícím obrázku:



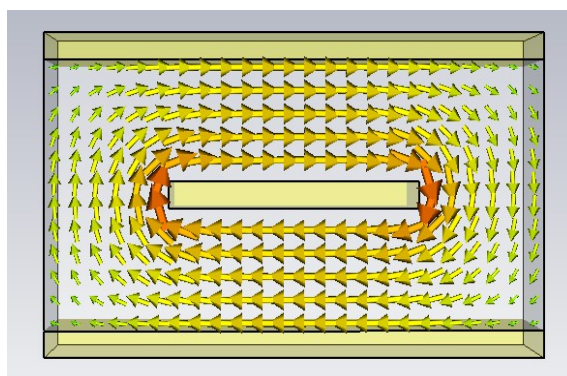
Obrázek 4-21: Konstrukce zavěšeného páskového vedení

Vodivý pásek, který je buzen signálem, je uzavřen mezi dvěma vodivými deskami, které jsou připojeny na zemnicí potenciál. Prostor mezi vnitřním páskem a zemnicími deskami je vyplněn buď materiálem o dané relativní permitivitě ϵ_r nebo je obklopen vzduchem o relativní permitivitě přibližně rovné jedné.

Při konstrukci tohoto vedení je též nutné znát tvar elektromagnetického pole, které obklopuje pásek, abychom přílišným přiblížením konstrukčních prvků příliš nenarušili jeho tvar a nezměnili vlastnosti tohoto vedení.



Obrázek 4-22a: Elektrická složka EM pole páskového vedení



Obrázek 4-23b: Magnetická složka EM pole páskového vedení

Z obrázku 4-23a je patrné, že nejsilnější elektrické pole je mezi vnitřním páskem a vnějšími zemnicími rovinami. Maximálních hodnot dosahuje intenzita v rozích středního vodiče, což odpovídá teorii elektromagnetického pole. Siločáry z boků středního vodiče mají tendenci se uzavírat směrem k vnějším zemnicím rovinám.

Magnetické pole je též nejsilnější v oblastech mezi středním vodičem a zemnicími rovinami, ale maximálních hodnot opět dosahuje v rozích kolem středního vodiče.

V obou případech je rozložení pole symetrické jak podle osy x , tak podle osy y . Vlnu šířící se po tomto vedení lze považovat za vlnu TEM. U tohoto vedení nás také nejvíce zajímají charakteristická impedance vedení a vložný útlum. Požadované impedance se dosahuje vhodnou volbou parametrů vedení – tloušťky vnitřního pásku, šířky pásku, vzdáleností zemnicích desek a relativní permitivitou prostředí kolem středního vodiče. Na těchto parametrech je též závislá velikost vložného útlumu.

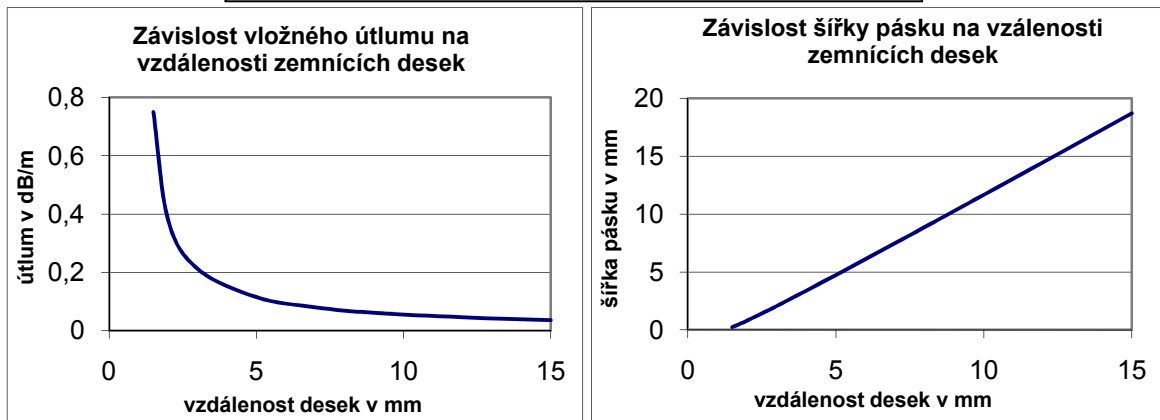
Nyní si ukážeme závislosti některých parametrů páskového vedení počítaného právě pro charakteristickou impedanci $Z_0 = 50 \Omega$. Tyto závislosti byly opět počítány pomocí programu PASVE.

Frekvence: 1,06 GHz

ϵ_r : 1

Tloušťka středového pásku t : 1 mm

$\tan \delta$: 0



Obrázek 4-23a,b: vlevo - Závislost vložného útlumu na vzdálenosti zemnicích desek, vpravo - Závislost šířky pásku na vzdálenosti zemnicích desek

Z obrázku 4-24a je zřejmé, že při malých vzdálenostech středního pásku od zemnicích rovin prudce vzrůstá vložný útlum. Při větších vzdálenostech zemnicích desek naopak klesá a je patrné, že od vzdálenosti zemnicích desek $h = 5$ mm nabývá velmi příznivých malých hodnot pod 0,1 dB/m.

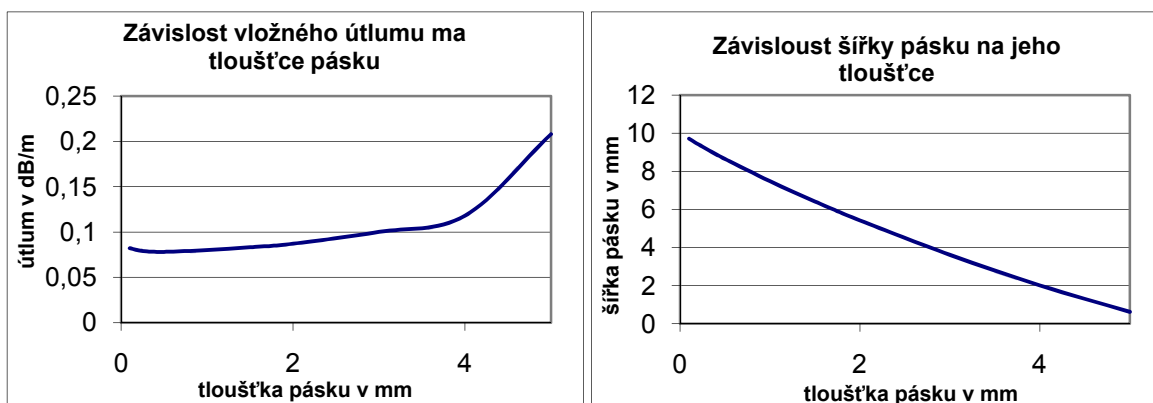
Požadovaná šířka pásku pro dosažení impedance vedení 50Ω roste se zvětšující se vzdáleností zemnicích rovin. Tato závislost je lineární.

Frekvence: 1,06 GHz

ϵ_r : 1

Vzdálenost zemnicích rovin h : 7mm

$\tan \delta$:

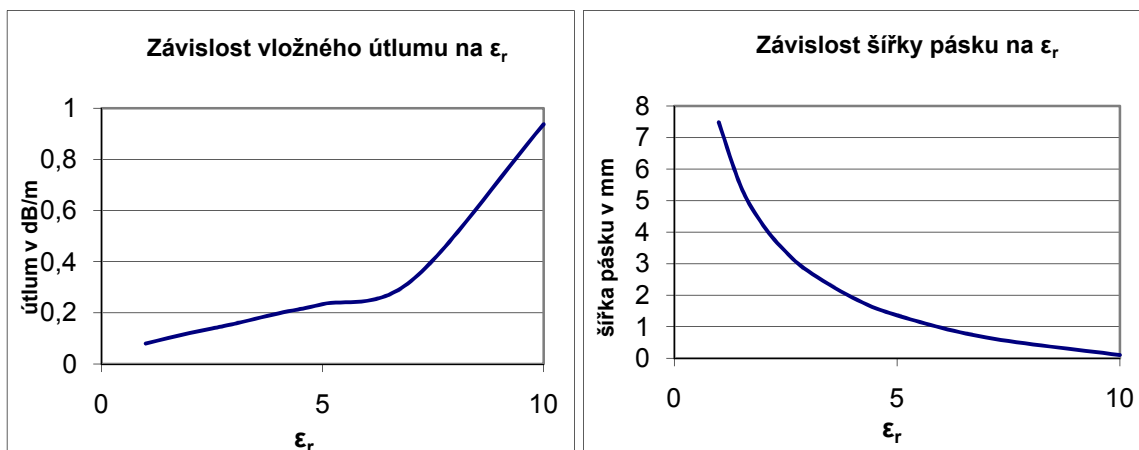


Obrázek 4-24a,b: vlevo - Závislost vložného útlumu na tloušťce pásku, vpravo - Závislost šířky pásku na jeho tloušťce

Z obrázku 4-25a je patrné, že tloušťka pásku nemá velký vliv na velikost vložného útlumu. Od určitého bodu se vložný útlum začíná rychleji zvětšovat, což je dáno tím, že

s rostoucí tloušťkou pásku se zmenšuje jeho vzdálenost od zemnicích rovin. Větší vliv rostoucí tloušťky pásku na jeho požadovanou šířku je patrný z obr. 4.25b. Zde je vidět, že požadovaná šířka pásku pro dosažení impedance vedení 50Ω s rostoucí tloušťkou výrazně klesá. Tato závislost je téměř lineární.

Frekvence: 1,06 GHz	Vzdálenost zemnicích rovin h: 7mm
$\tan \delta: 0$	Tloušťka středového pásku t: 1 mm



Obrázek 4-25a,b: vlevo - Závislost vložného útlumu na relativní permitivitě materiálu mezi zemnicími rovinami, vpravo - Závislost šířky pásku na relativní permitivitě materiálu mezi zemnicími rovinami

S rostoucí relativní permitivitou prostředí klesá požadovaná šířka pásku, jak vidíme z obrázku 4-26b a to způsobuje růst útlumu (obr. 4-26a).

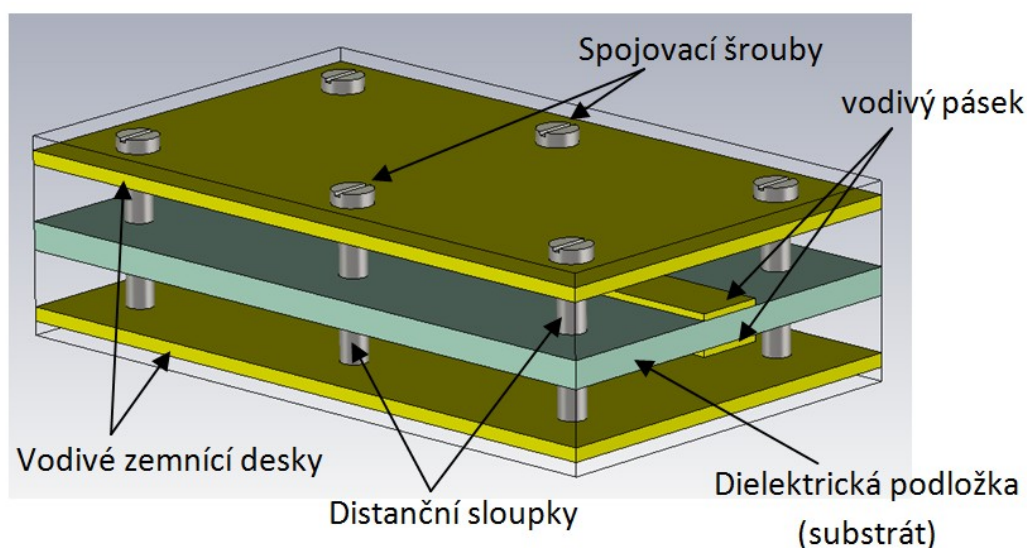
Dle parametrů z výše uvedených grafů, bylo vybráno provedení s tloušťkou středního vodiče 1 mm, se vzdáleností zemnicích rovin 7 mm a prostorem mezi vodivými rovinami vyplněným vzduchem o přibližné relativní permitivitě 1. Za těchto předpokladů pro požadovanou charakteristickou impedanci vedení 50Ω je potřebná šířka středního vodiče 7,485 mm a vložný útlum tohoto vedení je 0,08 dB/m.

Porovnáním parametrů mikropáskového vedení a páskového vedení je zřejmé, že pro aplikaci v tomto frekvenčním pásmu (1,09 - 1,03 GHz) je mnohem lepší páskové vedení, které dosahuje mnohem nižšího vložného útlumu a zároveň požadovaná šířka pásku 7,485 mm je konstrukčně výhodnější. Jelikož v další části budou popsány konkrétní navržené děliče výkonu, které obsahují úseky o vyšších impedancích, je nutné pro dosažení těchto vyšších impedancí vedení pásek zužovat. V případě vedení mikropáskového bychom se dostali na konstrukčně neproveditelné rozměry. Z těchto důvodů byla vybrána pásková struktura.

4.3.1 Konstrukční řešení technologie vedení pomocí zavěšeného pásku

Řešení, které je popsáno výše, je značně problematické. Střední vodič je nutno umístit mezi zemnicí roviny, aniž by bylo narušeno elektromagnetické pole kolem tohoto vodiče. Dalším problémem je konstrukce samotného středního vodiče, kde je nutné dodržet přesně určené rozměry a zároveň je často nutné vedení různě zahýbat a rozbočovat.

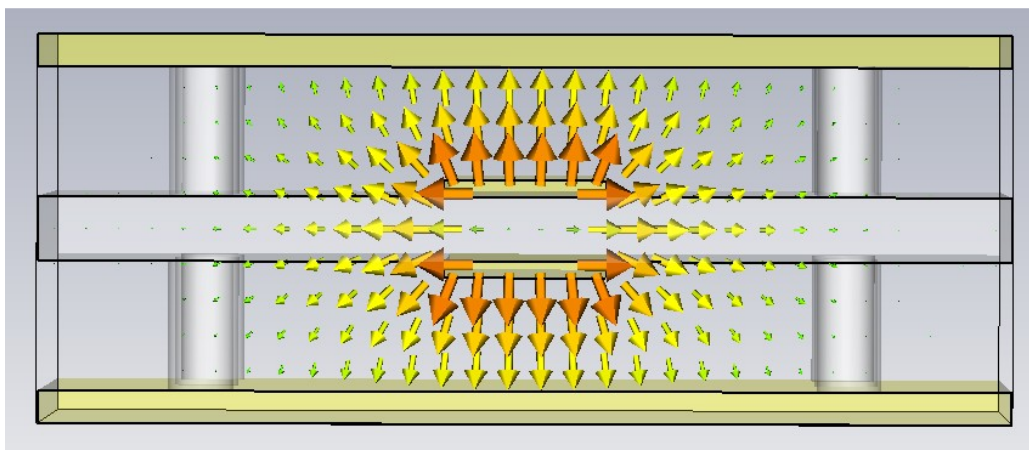
Z těchto důvodů je konstrukce tohoto páskového vedení upravena. Střední vodič je nahrazen vodivou (měděnou) fólií vyleptanou na oboustranné cuprexitové desce podle obrázku 3-27. Tento typ vedení se nazývá symetrické zavěšené páskové vedení.



Obrázek 4-26: Konstrukční úprava zavěšeného páskového vedení

Cuprexitová deska je vycentrovaná přesně na střed mezi vodivé zemnicí desky pomocí distančních sloupků. Tyto sloupky jsou duté a procházejí jimi spojovací šrouby, které pevně spojují celou konstrukci. Vzdálenost distančních sloupků od vodivého pásku volíme s ohledem na co nejmenší ovlivňování elektromagnetického pole v blízkosti středního vodiče.

Nejen z tohoto důvodu je důležité znát rozložení elektromagnetického pole takto upraveného zavěšeného páskového vedení.

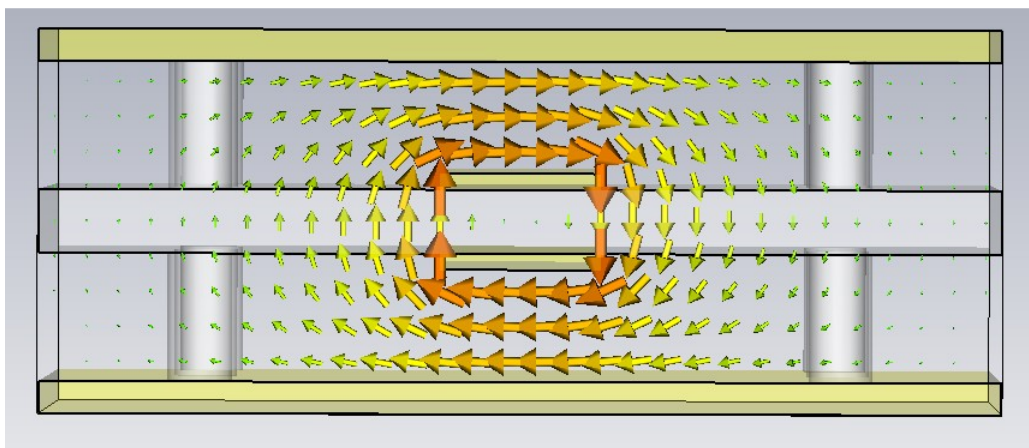


Obrázek 4-27: Rozložení elektrického pole v upraveném zavěšeném páskovém vedení

Obrázek 4-28 ukazuje rozložení elektrického pole v konstrukčně upraveném zavěšeném páskovém vedení. Je zde dobře patrné, že nejsilnější je pole mezi vlastním vodivým páskem a zemnicími rovinami. Mezi jednotlivými vodivými pásky je pole velice slabé, což dovoluje zanedbat vliv dielektrické podložky mezi vodivými pásky. Toto zanedbání umožňuje stanovit přibližně celkovou tloušťku středního zavěšeného vodiče jako součet tlouštěk obou vodivých pásků a tloušťky dielektrické podložky. V našem případě je použita deska s tloušťkou mědi 0,035 mm a tloušťkou dielektrika 0,93 mm, což dává v součtu tloušťku zavěšeného pásku 1 mm.

Elektrické pole je patrné a dosti silné i na bocích zavěšeného pásku. Toto pole částečně prochází přes dielektrickou podložku, která má relativní permitivitu rovnu 4,5. V tomto případě už ale vliv podložky nelze zanedbat. Tato část pole, která prochází přes substrát, významným způsobem ovlivňuje velikost impedance tohoto vedení. Dále má vliv na rychlost šíření signálu vedením, což ovlivňuje vlnovou délku na vedení, která se tím zkracuje. V neposlední řadě dochází k nárůstu vložného útlumu.

Obdobné výsledky dostaneme i při simulaci rozložení magnetického pole na obr. 4-9. Nejsilnější je magnetické pole mezi středovým zavěšeným páskem a zemnicími rovinami. V dielektrické podložce mezi jednotlivými vodivými pásky je opět magnetické pole zanedbatelné.



Obrázek 4-28: Rozložení magnetického pole v upraveném zavěšeném páskovém vedení

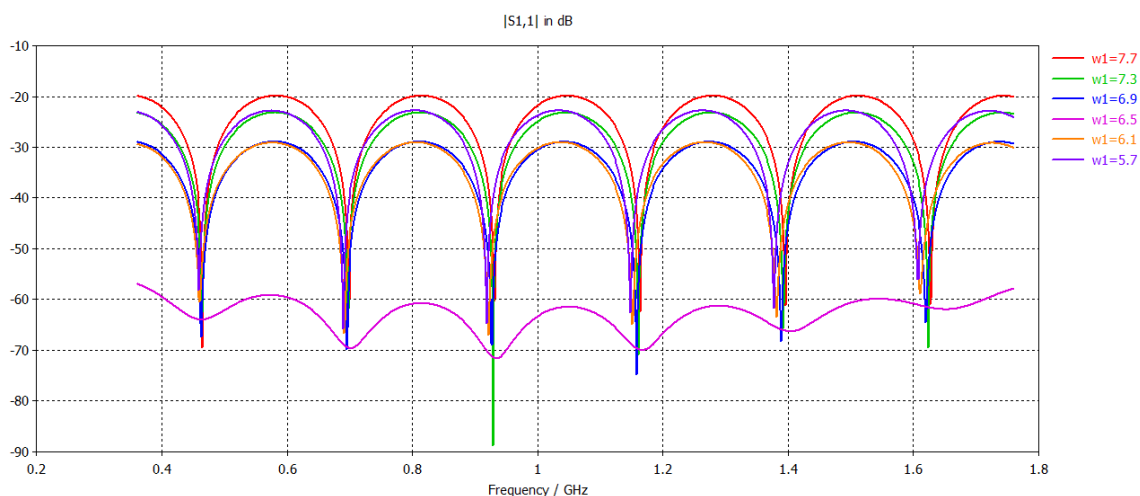
Jelikož vlivem teplotních roztažností, pájení konektorů a jiných konstrukčních úkonů může dojít k nepatrnému prohnutí desky s vodivým páskem, či nepřesnému vycentrování ve střední pozici vůči zemnicím deskám, je zde riziko, že elektromagnetické pole nebude již plně symetrické podle osy x . Z tohoto důvodu jsou oba pásy vedení každou přibližně osminu použité vlnové délky propojeny prokovenými otvory. Tyto prokovy vyrovnávají proudy, které tečou po povrchu pásku a snižují tím vliv případné nesymetrie pole.

Pro takto upravené zavěšené páskové vedení již nemáme žádný speciální software, který umožňuje výpočet potřebné šířky pásku k dosažení požadované impedance vedení.

V tomto případě jsem k simulaci elektromagnetického pole využil softwaru, který se nazývá CST MicroWave Studio [14]. Tento program umožňuje namodelovat různorodé elektromagnetické struktury a vypočítat a zobrazit jednotlivé složky elektromagnetického pole v jakémkoli místě obvodu (vedení) – viz. obrázky výše. Dále umožňuje výpočet a zobrazení jednotlivých rozptylových parametrů obvodu.

Výpočet potřebné šířky zavěšeného pásku lze v tomto programu provádět nepřímou metodou. Využíváme zde rozptylového parametru S_{11} , což je koeficient odrazu signálu od vstupní brány. V programu si nastavíme charakteristickou impedanci vedení, kterou požadujeme. Měníme šířku pásku, což jednoduše umožňuje parametrizace modelu. Sledujeme změny parametru S_{11} , V případě, že šířka pásku odpovídá požadované charakteristické impedanci vedení, nabývá tento parametr minimálních hodnot. Vedení je přizpůsobené a téměř žádný signál se zpět neodráží.

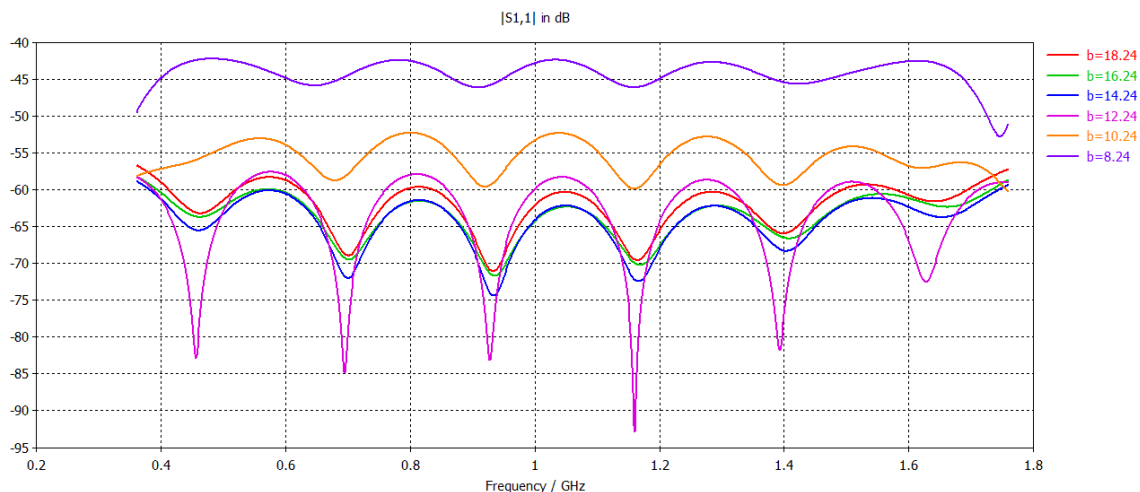
Na následujícím obrázku je ukázka nastavení šířky pásku pro požadovanou charakteristickou impedanci 50Ω .



Obrázek 4-29: Nastavení impedance zavěšeného pásku pomocí CST Studia

Je patrné, že původně vypočtená šířka pásku pro klasické páskové vedení 7,485 mm v případě zavěšeného páskového vedení již neodpovídá ideálně impedančně přizpůsobenému vedení. Z obrázku je zřejmé, že zavěšené vedení je nejlépe přizpůsobeno na impedanci 50Ω při šířce zavěšeného pásku 6.5 mm. Snížením velikosti kroku parametru šířky pásku bychom dostali přesnější hodnotu šířky pásku 6,48 mm, kterou jsem použil při realizaci obvodů rozvodů signálu.

Výše bylo uvedeno, že je nežádoucí, aby elektromagnetické pole v blízkosti zavěšeného pásku bylo ovlivňováno jinými obvody nebo konstrukčními prvky, kterými jsou například distanční sloupky nebo boční části konstrukce pouzdra. Z tohoto důvodu je důležité určit minimální vzdálenost od zavěšeného pásku, ve které se žádné tyto prvky nesmějí nacházet. V tomto případě jsem si opět pomohl nepřímou metodou pomocí parametru S_{11} . Vlivem překážky v elektromagnetickém poli kolem středního vodiče dojde ke změně impedance tohoto vedení, což způsobí zhoršení rozptylového parametru S_{11} , jelikož vlivem impedančního nepřizpůsobení se více energie budícího signálu odráží zpět. Tento jev je zachycen na obrázku 4-31.

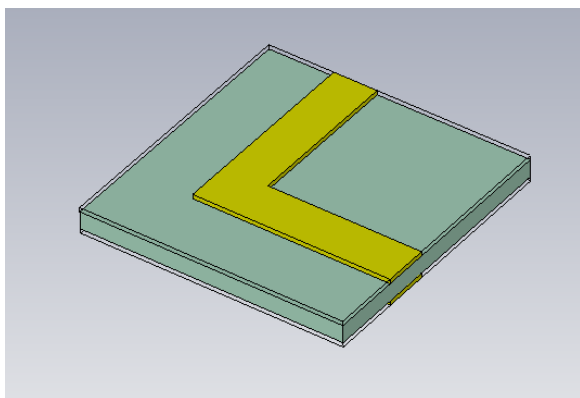


Obrázek 4-30: Vliv vzdálenosti b stěny pouzdra od osy zavěšeného pásku na přizpůsobení vedení (koeficient S_{11}).

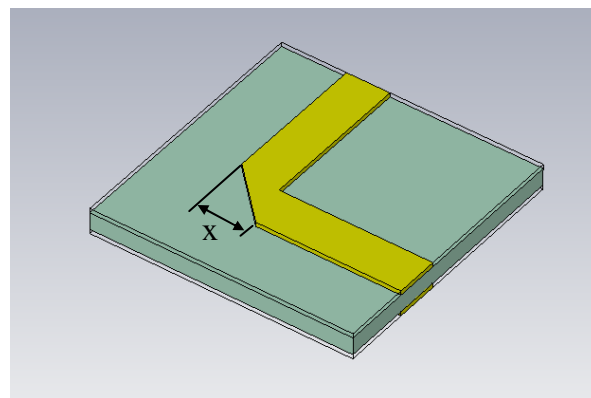
Vzdálenost b , udávaná na obrázku 4-31, je vzdálenost překážky od osy zavěšeného pásku. Jelikož nás zajímá vzdálenost překážky od kraje pásku, je nutné od tohoto údaje odečíst polovinu šířky pásku, v našem případě se jedná o vedení 50Ω se šířkou pásku 6.48 mm.

Z obrázku je patrné, že k významnějšímu ovlivňování parametrů vedení dochází v případě, že se překážka nachází ve vzdálenosti menší než 10 mm od středního zavěšeného pásku. Z tohoto důvodu jsou všechny konstrukční prvky u dále uváděných děličů výkonu ve vzdálenosti minimálně 15 mm, přičemž je zde ponechána 5 mm rezerva.

Vedení o charakteristické impedanci 50Ω se používá k propojení jednotlivých děličů výkonu v rozvodech signálu. Proto se často stává, že je nutné toto vedení zahýbat dle orientace vstupů a výstupů jednotlivých děličů. V případě ostrého zlomu takového to vedení – obr. 4.32, dochází v místech těchto zlomů k nežádoucím odrazům signálu.



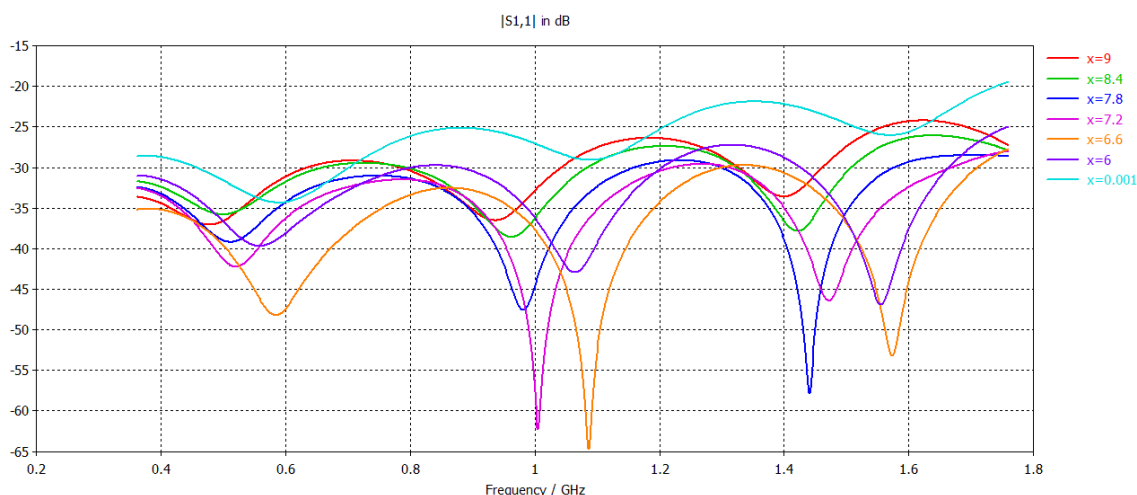
Obrázek 4-32: Ostrý zlom zavěšeného páskového vedení



Obrázek 4-31: Zkosený zlom zavěšeného páskového vedení

Z tohoto důvodu je vhodné využívat v těchto místech zkosení obvodu – obr. 4-33, které zde zajistí vhodný impedanční přechod.

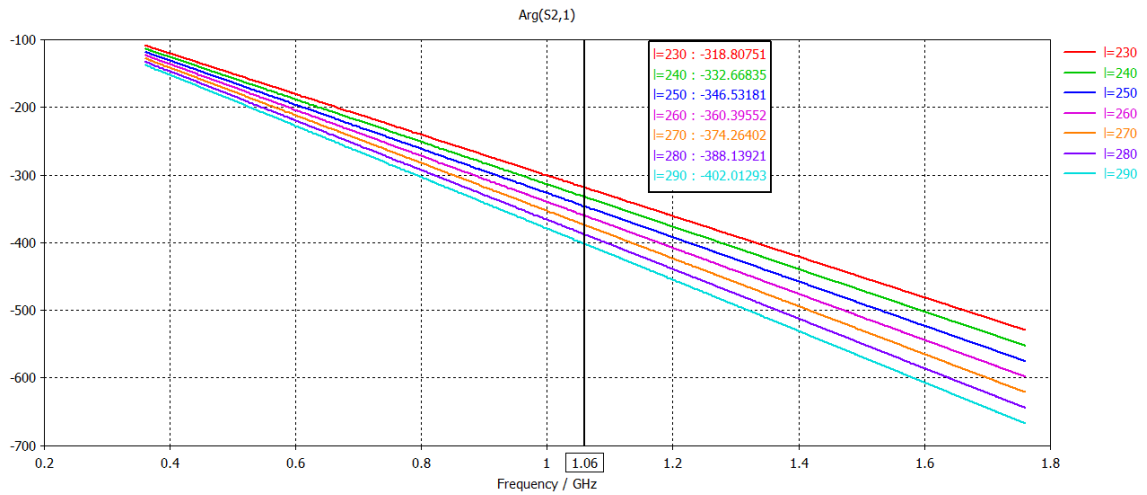
K určení velikosti tohoto zkosení lze též využít sledování rozptylového parametru S_{11} . I v tomto případě hledáme velikost zkosení, při níž tento parametr dosahuje minimálních hodnot.



Obrázek 4-33: Určení velikosti zkosení zavěšeného páskového vedení

Jako optimální velikost zkosení byla vybrána hodnota zkosení $x = 7,2$ mm. Na obrázku 3-34 je také dobře vidět průběh odrazů pro ostrý zlom vedení (vrchní světle modrá křivka), který má nejhorší průběh.

Výše bylo uvedeno, že vlivem průchodu elektromagnetického pole dielektrickou podložkou dojde ke změně rychlosti šíření signálu vedením, což způsobí změnu vlnové délky vedení. V případě ideálního zavěšeného pásku při použití nosné podložky s relativní permitivitou prostředí $\epsilon_r = 1$ a na střední frekvenci 1,06 GHz by vedení o délce jedné vlnové délky mělo přesně délku dle vztahu $\lambda = c/f = 282,3$ mm. Vlivem dielektrické podložky s $\epsilon_r > 1$ v konstrukci zavěšeného pásku dojde ke zkrácení potřebné délky pásku, která odpovídá vlnové délce. Přesné určení tohoto rozměru opět umožňuje program CST Studio, který dokáže učit fázový rozdíl signálu mezi dvěma branami vedení. Nastavíme-li si délku vedení jako parametr, můžeme sledovat závislost rozdílu fáze mezi vstupní a výstupní branou – obr. 4-35.



Obrázek 4-34: Určení délky vedení odpovídající vlnové délce signálu pro zavěšené páskové vedení

Zde je dobře patrná závislost fázového posuvu mezi vstupem a výstupem na délce vedení. Při délce vedení $l = 260$ mm je tento fázový rozdíl roven $360,396^\circ$. Přesná délka, kdy dojde k posuvu signálu o jednu vlnovou délku (fázový rozdíl je 360°) je $259,7$ mm. Tato hodnota je důležitá při konstrukci děličů výkonu a realizaci impedančních transformátorů.

5 Návrh postranní části horizontálního rozvodu

Tato část je věnována návrhu postranní části horizontálního rozvodu signálu, který budeme ve shodě s obr. 3-2 nazývat postranní rozvod. Úkolem tohoto rozvodu je rozdělovat vstupní signál na jednotlivé vertikální rozvody s požadovanou amplitudou a fází signálu. Velikost amplitud a vzájemná fáze mezi jednotlivými výstupy je klíčová pro dosažení požadovaného vyzařovacího diagramu – obr. 3-4. Fázový rozdíl mezi jednotlivými výstupy je konstantní a rovný nule (všechny výstupy mají shodnou fázi). Rozložení amplitud signálu na jednotlivých výstupech je následující:

Tabulka 5-1: Rozložení signálu na výstupech postranního horizontálního rozvodu

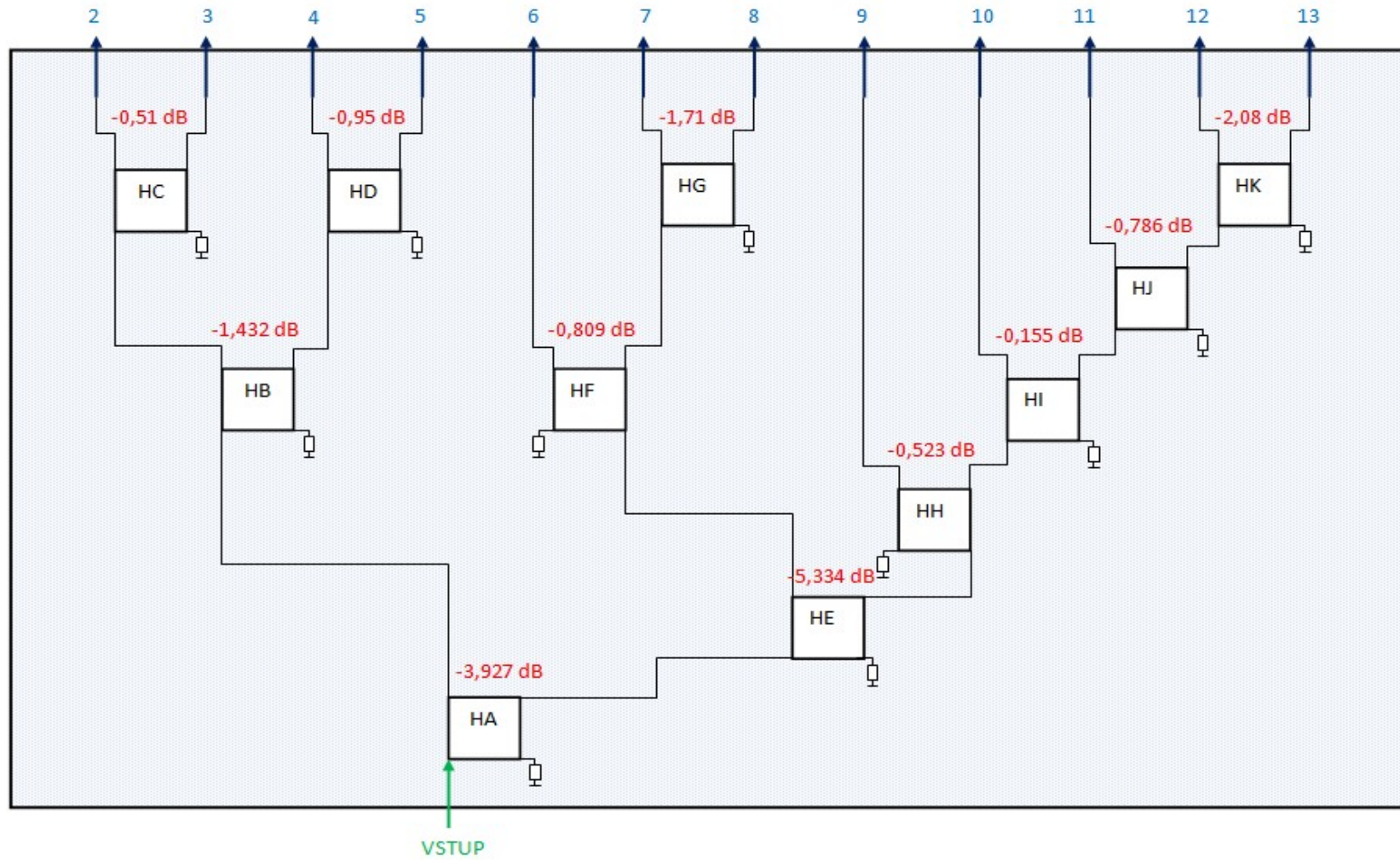
Výstup č.	2	3	4	5	6	7
amplituda	1	0,9424	0,8679	0,7780	0,6794	0,5754
výkon	1	0,8882	0,7533	0,6053	0,4616	0,3311
Výkon [dB]	0	-0,515	-1,230	-2,180	-3,357	-4,800

Výstup č.	8	9	10	11	12	13
amplituda	0,4730	0,3732	0,2837	0,2052	0,1476	0,1162
výkon	0,2237	0,1393	0,0805	0,0421	0,0218	0,0135
Výkon [dB]	-6,503	-8,560	-10,942	-13,757	-16,615	-18,697

Jelikož je anténní pole symetrické kolem středu antény, platí stejné rozložení jako pro výstupy $n = 2$ až $n = 13$, tak i pro výstupy $n = -2$ až $n = -13$.

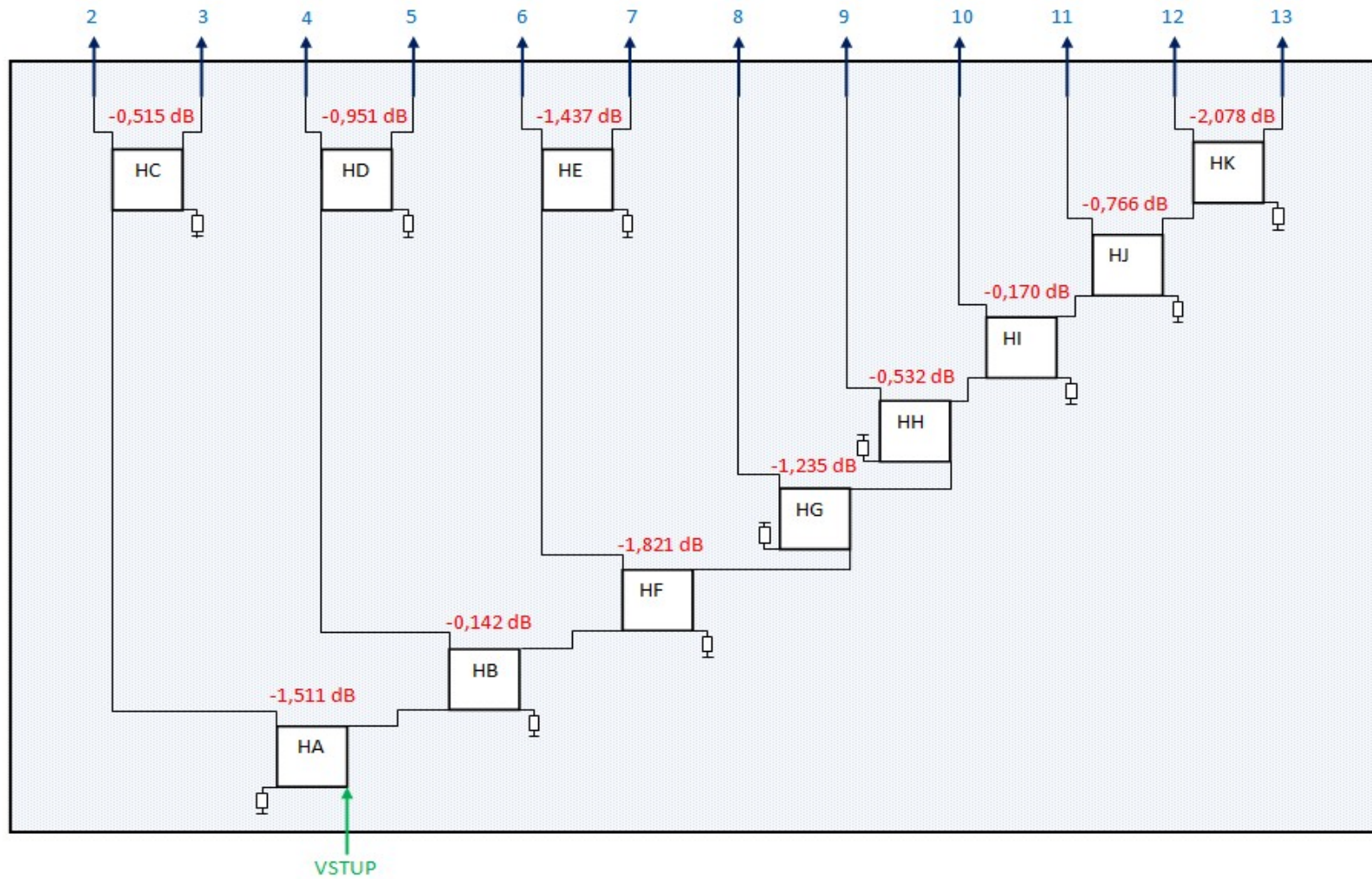
Pro toto rozložení amplitud a fází bylo navrženo několik možných schémat dělení výkonu v postranních rozvodech. Zde uvádím dvě schémata, ze kterých bylo vybíráno.

Schéma postranního rozvodu - varianta Var1



Obrázek 5-1: Schéma postranního rozvodu varianta 1

Schéma postranního rozvodu - varianta Var2

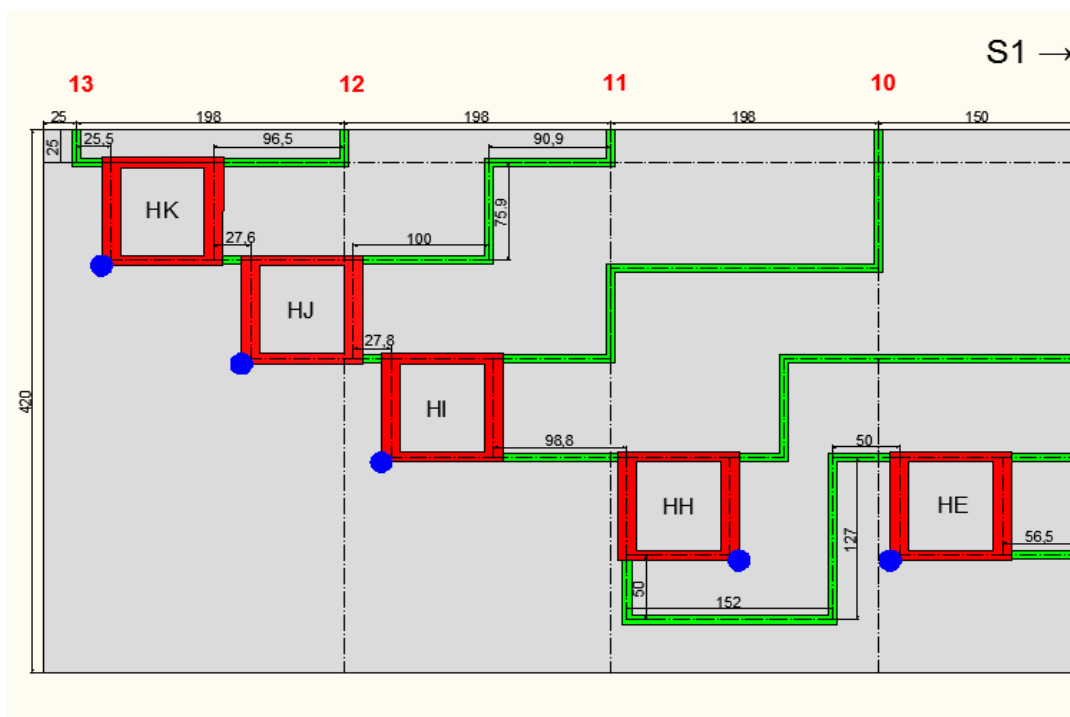


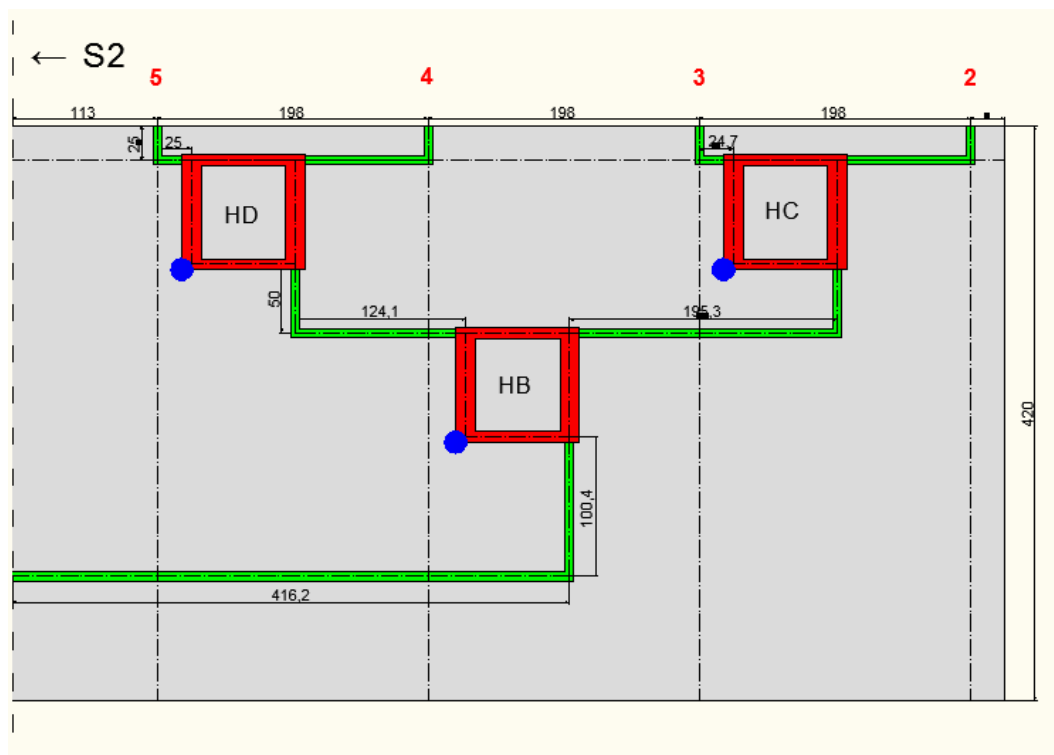
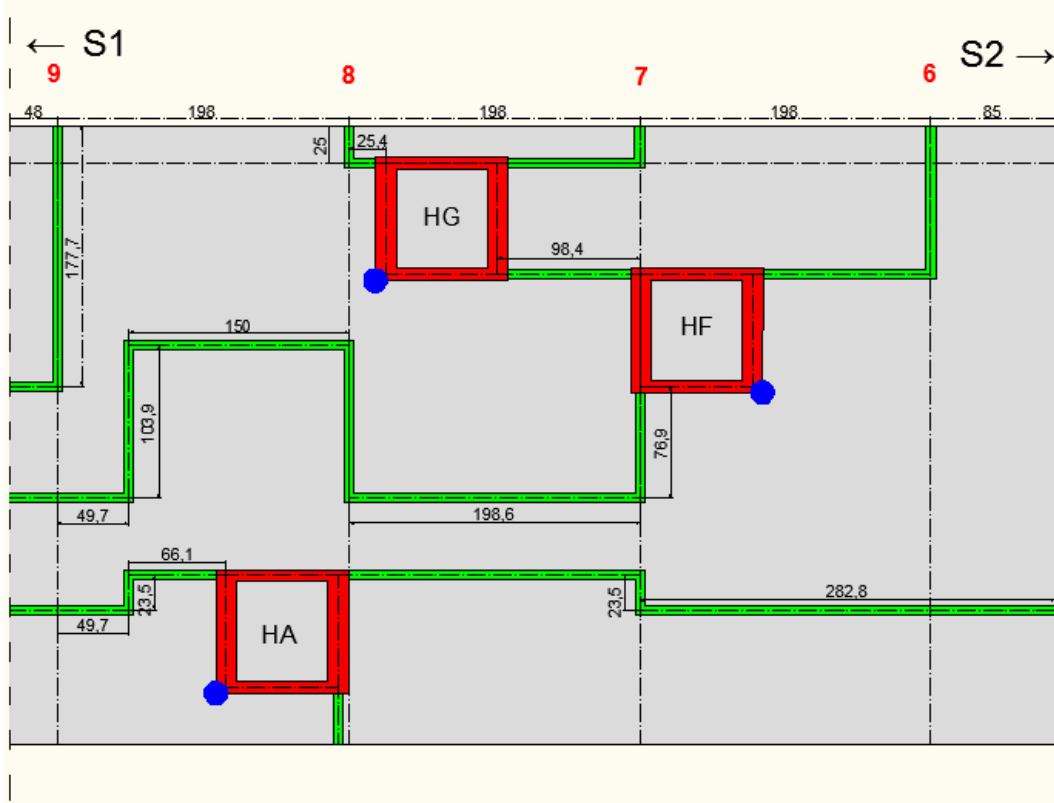
Obrázek 5-2: Schéma postranního rozvodu varianta 2

Vzhledem k mnohem nižším dosahovaným dělicím poměrům u rozvodu v případě druhé varianty byla tato varianta Var2 vybrána k aplikaci pro anténu sekundárního přehledového radaru. Další výhodou této varianty je možnost rozdělení rozvodu na dvě části o shodných počtech konektorů (1 vstupní, 6 výstupních), což byl požadavek konstruktérů antény.

Pro konstrukci jednotlivých děličů výkonu byly vybrány děliče typu branch-line. Tento typ děliče byl zvolen z důvodu, že i při nesymetrickém dělení výkonu má menší rozměry než nesymetrické Wilkinsonovy děliče. Nesymetrický dělič typu branch-line má konstrukční rozměry rovny čtvrtině vlnové délky, na kmitočtu na který je navržen. Nesymetrické Wilkinsonovy děliče potřebují alespoň dva čtvrtvlnné úseky – viz. kapitola 4.

K dosažení požadované konstantní fáze na jednotlivých výstupech postranního rozvodu byly zváženy dvě konstrukční řešení. První možností je navržení rozmístění jednotlivých děličů výkonu na desce plošných spojů tak, aby fáze jednotlivých výstupů ($n = 2$ až $n = 13$) byly stejné. Tato varianta je konstrukčně náročná s ohledem na rozměry desky plošného spoje – obr. 5-3. Velký rozměr tohoto uspořádání postranního horizontálního rozvodu je nepříznivý i s ohledem na to, že tato anténa sekundárního radaru je integrována do antény radaru primárního a mohlo by docházet k nepříznivému ovlivňování vyzařovacího diagramu primárního radaru.



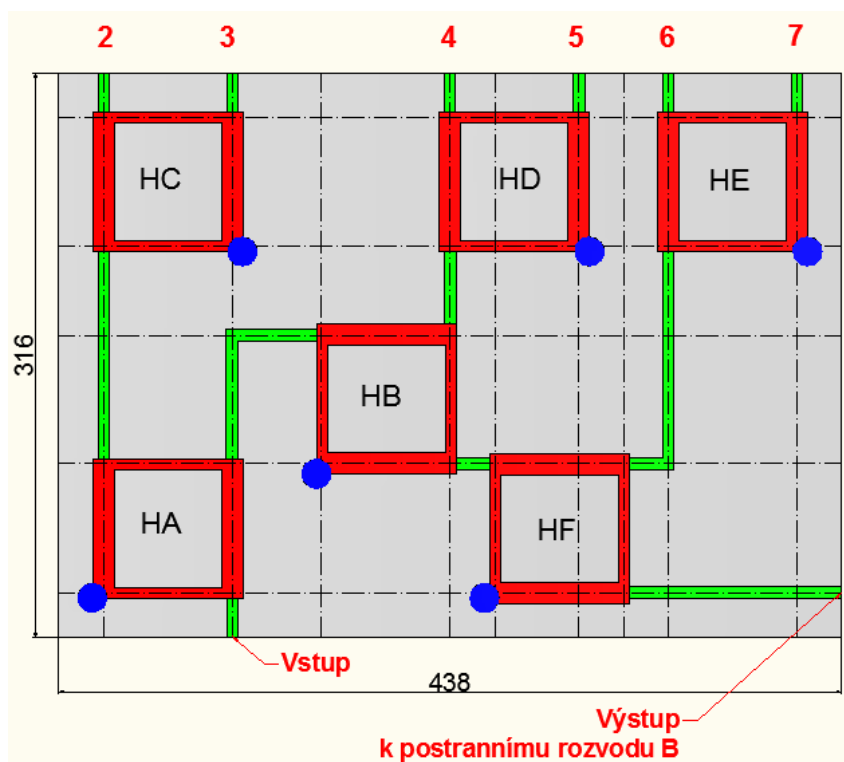


Obrázek 5-3: Rozmístění děličů výkonu podle varianty 1 s dodržení nulového fázového posuvu mezi výstupy

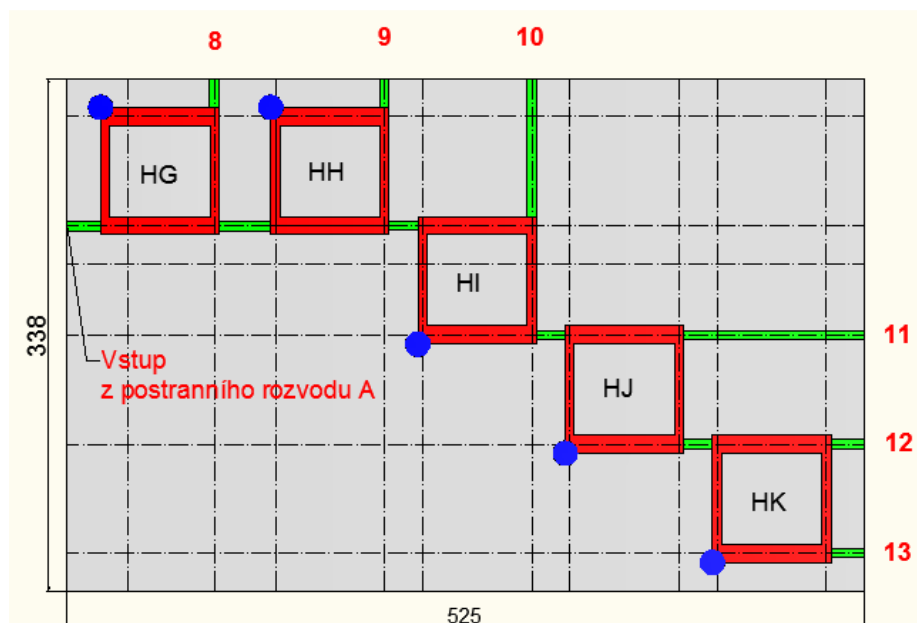
Modře vyznačená místa v obrázku 5-3 označují umístění zakončovacích odporů ve čtvrtých branách děličů.

Druhou možností dosažení požadovaného nulového fázového rozdílu jednotlivých výstupů rozvodu je redukce rozvodu na minimální přípustnou velikost s ohledem na konstrukci děličů výkonu (kapitola 4.3.1), přičemž se nebere zřetel na fáze jednotlivých výstupů. Tyto fáze budou přesně změřeny a jejich dorovnání na stejnou hodnotu bude provedeno pomocí propojovacích koaxiálních kabelů. Tyto kabely budou propojovat výstupy postranního rozvodu s rozvodem vertikálním a jejich délka bude dána potřebným fázovým posuvem k vyrovnání vzájemných fází výstupů. Toto řešení je konstrukčně jednodušší, a proto bylo vybráno k realizaci.

Schéma postranního rozvodu dle varianty 2 bylo rozděleno na dvě části (postranní rozvod A - obr. 5-4 a postranní rozvod B - obr. 5-5) o šesti výstupních branách a jedné vstupní.



Obrázek 5-4: Rozmístění děličů výkonu v postranním rozvodu A



Obrázek 5-5: Rozmístění děličů výkonu v postranním rozvodu B

Modrým symbolem jsou vyznačeny zakončovací odpory čtvrté brány.

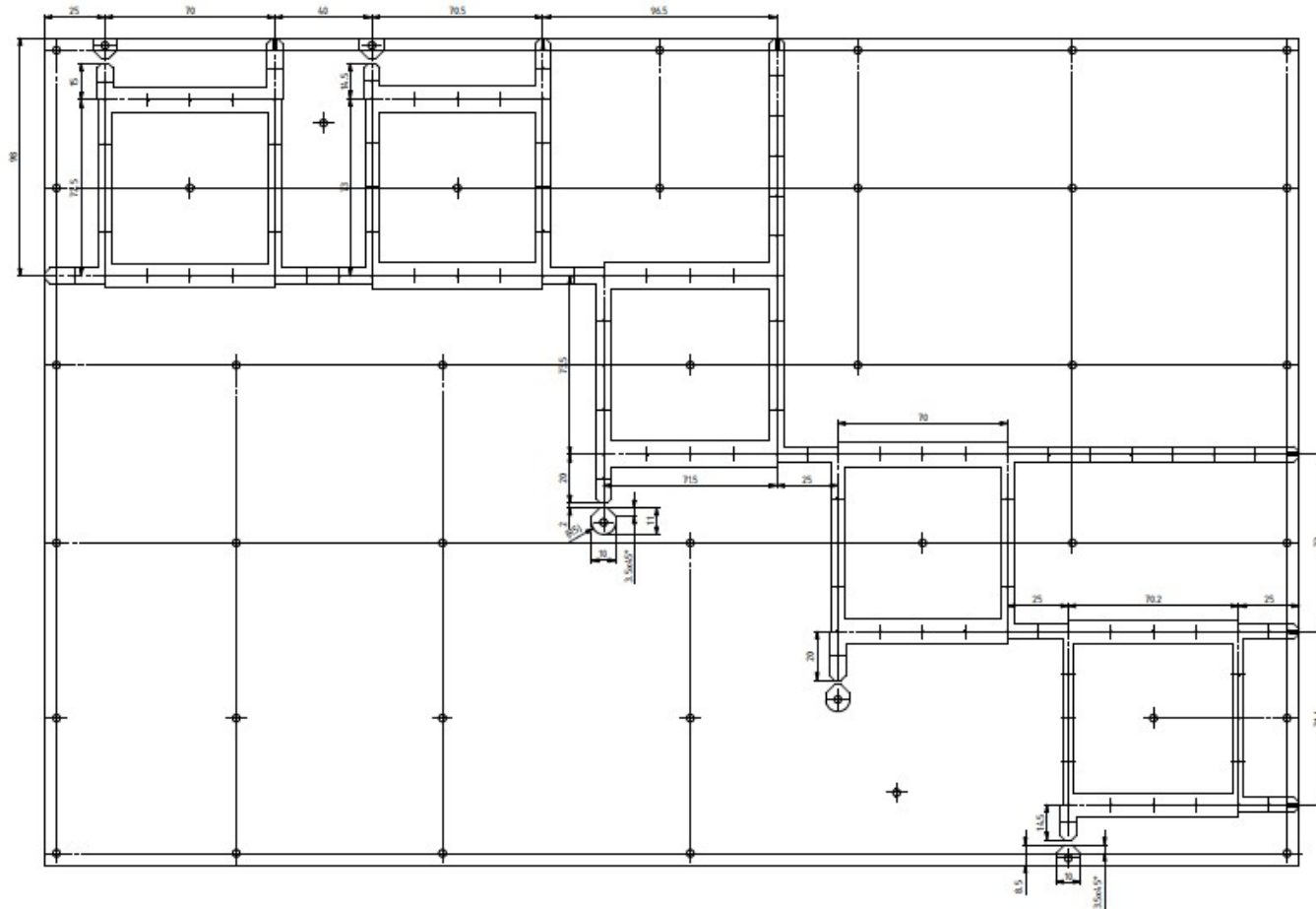
Rozměry jednotlivých děličů výkonu jsou uvedeny v následující tabulce 5-2.

Tabulka 5-2: Rozměry jednotlivých děličů

Dělič	S_{21}/S_{31} [dB]	L_2 [mm]	L_1 [mm]	W_2 [mm]	W_1 [mm]
HA	-1,511	70,6	70,4	9,9	4,67
HB	-0,142	71,4	72,8	11,01	6,14
HC	-0,515	70	73	10,78	5,92
HD	-0,951	70	73	10,44	5,52
HE	-1,437	70	73	9,96	4,68
HF	-1,821	70	72,5	9,7	4,26
HG	-1,235	70	72,5	10,11	4,97
HH	-0,532	70,5	73	10,78	5,83
HI	-0,170	71,5	73,5	11,17	6,48
HJ	-0,766	70	73	10,54	5,57
HK	-2,078	70,2	71,4	9,6	4,08

Na základě navrženého rozmístění děličů (obr. 5-4 a obr. 5-5), vypočtených rozměrů jednotlivých děličů (tabulka 5-2) a dodržování pravidel o minimálních vzdálenostech sousedních obvodů, kdy ještě nedochází k jejich vzájemnému ovlivňování, byly navrženy technické výkresy pro výrobu desek plošných spojů jednotlivých postranních rozvodů obr. 5-6 a obr. 5-7.

Návrh plošného spoje – postranní rozvod B



Obrázek 5-7: Návrh plošného spoje - postranní rozvod B

Návrhy obou desek plošných spojů obr. 5-6 a obr. 5-7 byly řešeny ve spolupráci s firmou T-CZ.

5.1 Návrh jednotlivých děličů výkonu

Navrhnout celý postranní rozvod najednou je velmi nevhodné řešení, jelikož každý z děličů má jiný dělicí poměr a jiným způsobem umístěná vstupní a výstupní ramena, což by způsobovalo problematické vyhledávání a odstraňování nepřesností v požadovaných výstupních parametrech postranních rozvodů. Proto je vhodnější použít metodu návrhu jednotlivých děličů a teprve na základě optimalizace těchto jednotlivých děličů sestavit celé postranní rozvody.

Postup návrhu si ukážeme na jednom z děličů. Vybral jsem dělič HK, který má největší dělicí poměr ($|S_{21}/S_{31}|^2 \approx -2,078$ dB).

Nejprve je nutné ze zadaného dělicího poměru vypočítat impedance jednotlivých větví. Tento výpočet je možné provést pomocí programu S-param [14], který jsem navrhl nebo pomocí následujících vzorců 5.1 a 5.2

$$Z_1 = Z_0 \sqrt{\frac{P_A}{P_B}} \quad (5.1)$$

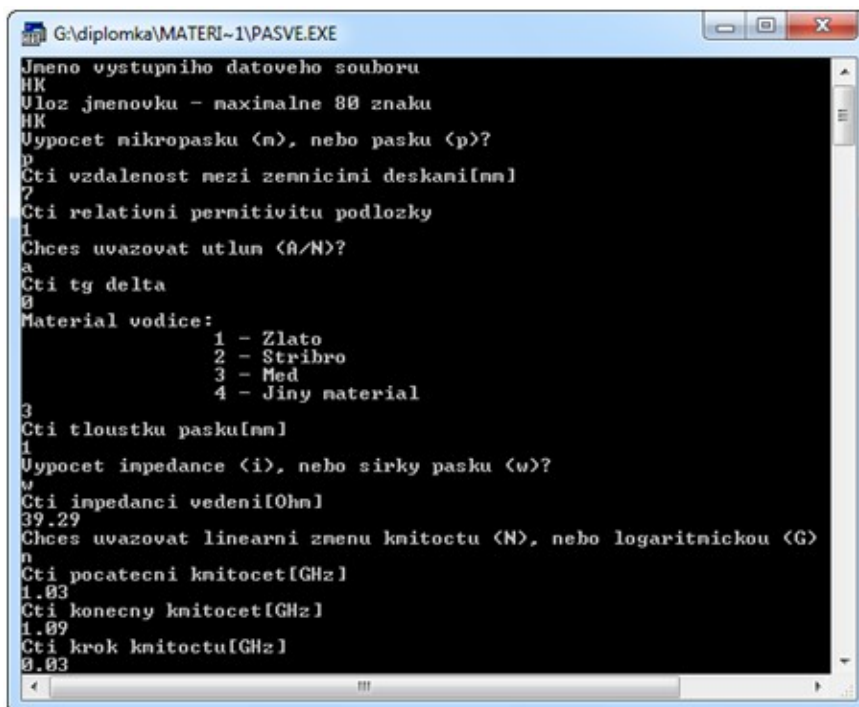
$$Z_2 = Z_0 \sqrt{\frac{\frac{P_A}{P_B}}{1 + \frac{P_A}{P_B}}} \quad (5.2)$$

Kde: P_A – je výkon vystupující z druhé brány

P_B – výkon vystupující ze třetí brány

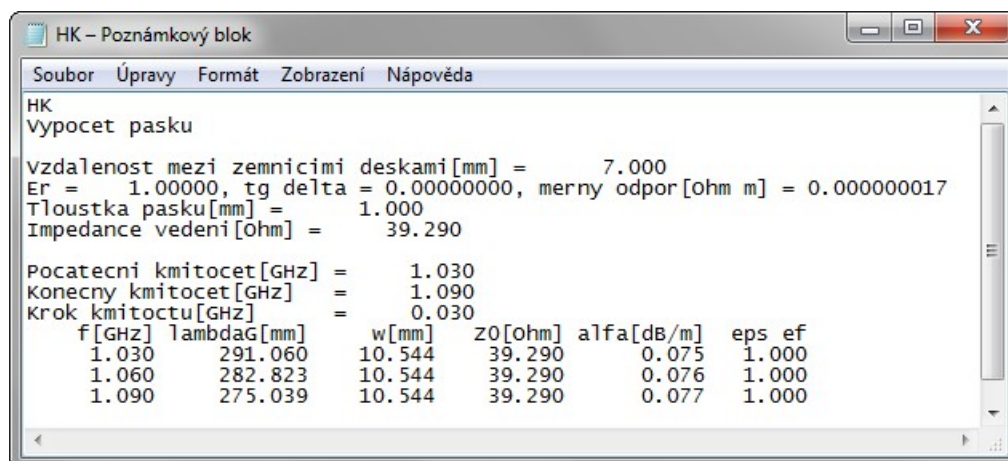
Pomocí vztahů 5.1 a 5.2 vypočteme, že impedance $Z_1 = 63,53 \Omega$ a impedance $Z_2 = 39,29 \Omega$.

Z již známých velikostí impedancí jednotlivých větví děliče typu branch-line je nutné určit jejich patřičné šířky. Pro hrubý odhad lze použít program PASVE [11]. Zadání parametrů do tohoto programu ukazuje obrázek 5-8. Hodnota tloušťky pásku je zadána jako součet tloušťek dielektrické podložky a měděného pásku, proto je rovna 1 mm. Relativní permitivita podložky je nastavena na hodnotu 1, která odpovídá volnému prostoru kolem pásku.



Obrázek 5-8: Ukázka zadání parametrů do programu PASVE

Výsledkem výpočtu toho programu je textový soubor obr. 5-9, který obsahuje vypočtené velikosti šířky vodivého pásku na zadaných frekvencích a příslušné velikosti vložného útlumu. Výstup obsahuje i vypočtenou vlnovou délku, která v tomto případě odpovídá vlnové délce ve volném prostoru, jelikož relativní permitivita prostředí kolem pásku byla zadána jednotková.

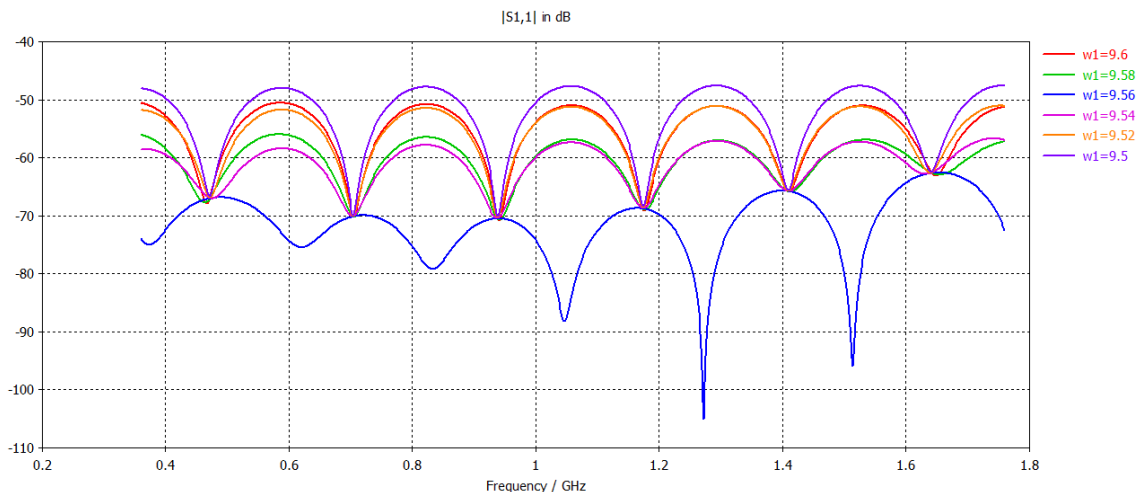


Obrázek 5-9: Ukázka výstupu programu PASVE

Pomocí toho programu jsme určili potřebnou šířku pásku $w_2 = 10,544$ mm pro dosažení impedance vedení $39,29 \Omega$. Obdobně určíme šířku druhé větve děliče HK, která je $w_1 = 5,102$ mm.

V kapitole 4.3.1 jsem ukázal, že v zavěšeném páskovém vedení dle konstrukce obr. 4-26 prochází část elektromagnetického pole přes dielektrickou podložku, což ovlivňuje velikost impedance vedení i vlnové délky.

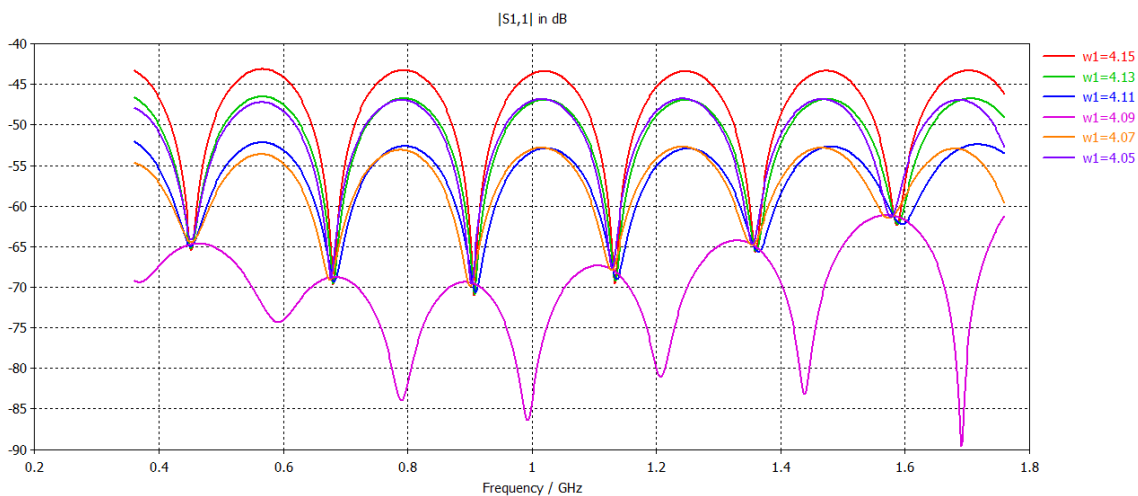
Pro stanovení zpřesněné hodnoty šířky pásku využíváme program CST Studio. Pomocí nepřímé metody přes nalezení minima parametru S_{11} - viz kapitola 4.3.1 dostaneme pro určení požadované impedance $39,29 \Omega$ následující graf:



Obrázek 5-10: Určení šířky pásku pro impedanci $39,29 \Omega$

Z obrázku 5-10 je zřejmé, že požadované impedanci $39,29 \Omega$ nejlépe odpovídá šířka pásku $w_2 = 9,56 \text{ mm}$.

Obdobně postupujeme při určení impedance $Z_1 = 63,53 \Omega$.



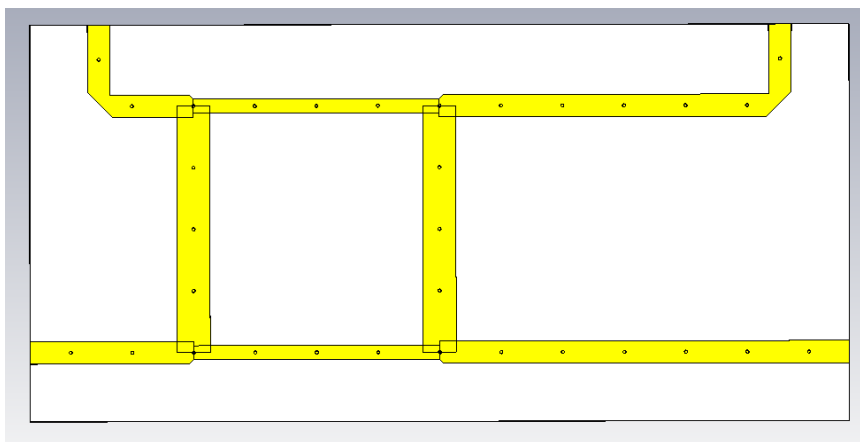
Obrázek 5-11: Určení šířky pásku pro impedanci $63,53 \Omega$

Požadované impedanci $63,53 \Omega$ nejlépe odpovídá šířka pásku $w_2 = 4,09 \text{ mm}$.

Nyní, kdy známe všechny potřebné rozměry jednotlivých částí děliče, můžeme sestavit první laboratorní vzorek tohoto děliče. Laboratorní vzorek děliče je výhodné vytvářet tak, aby při případných změnách návrhu děliče (změny rozměrů jednotlivých částí) nemusela být měněna konstrukce kovového pouzdra, které tvoří zemnicí roviny, ve kterém je dělič umístěn. Z tohoto důvodu je výhodné u takového laboratorního vzorku děliče navrhovat dvě výstupní ramena zalomená.

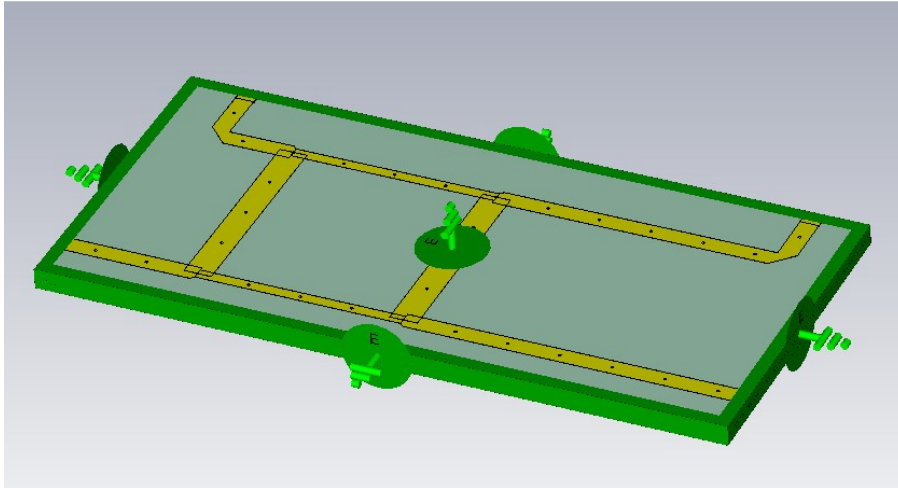
Před samotnou realizací tohoto děliče je nutné vytvořit jeho počítačový model, který umožní odsimulovat jeho rozptylové parametry a na základě jejich vyhodnocení provést patřičné změny rozměrů jednotlivých částí děliče. Z důvodů snadné změny rozměrů jednotlivých částí modelu děliče je vhodné využívat parametrický model, což znamená, že jednotlivé rozměry děliče nejsou do modelu vkládány přímo, ale pomocí proměnné (parametru). V tomto případě se dá s výhodou využívat možnosti krokování parametru - tohoto přístupu bylo užito i pro určování potřebné šířky pásku na základě parametru S_{11} homogenního vedení obr. 5-10 a obr. 5-11.

Počítačový model laboratorního vzorku děliče má tvar podle Obrázku 5-12:



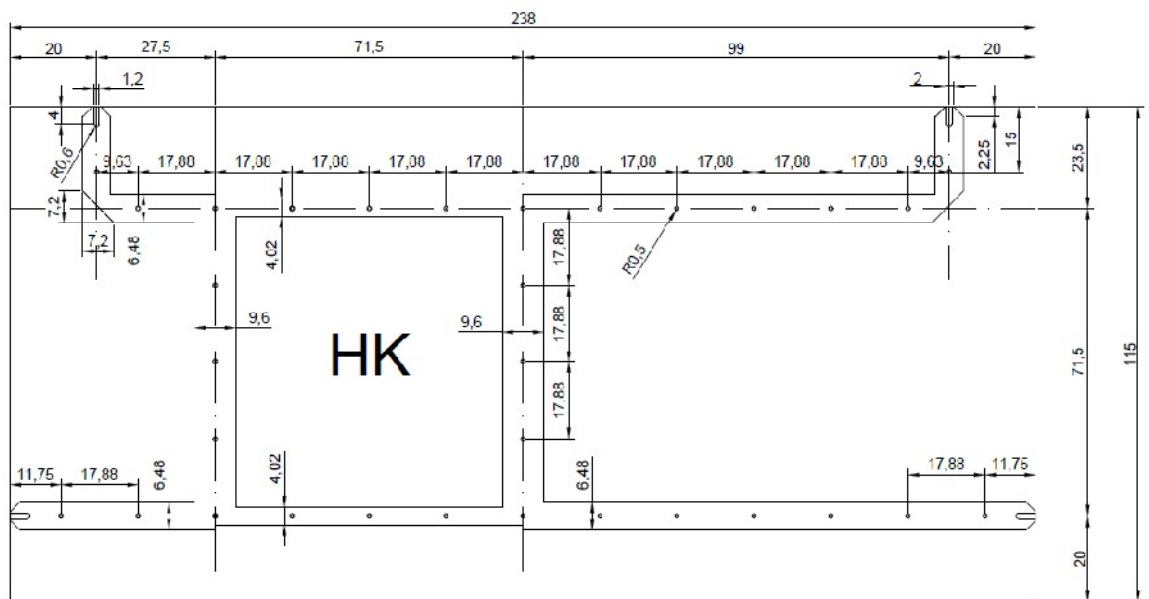
Obrázek 5-12: Počítačový model laboratorního vzorku děliče HK v programu CST Studio

Na obrázku 5-12 jsou zakresleny i prokovené otvory, které v reálném provedení vyrovnávají proudy, jež tečou pásky na opačných stranách podložky a potlačují tím případné vybuzení antisymetrického vidu šíření elektromagnetického pole. Vodivé pouzdro, ve kterém je dělič umístěn a které tvoří vodivé zemnicí desky, zde není zakresleno, jelikož je vytvářeno pomocí nastavení okrajových podmínek modelu. Toto nastavení ukazuje obrázek 5-13.



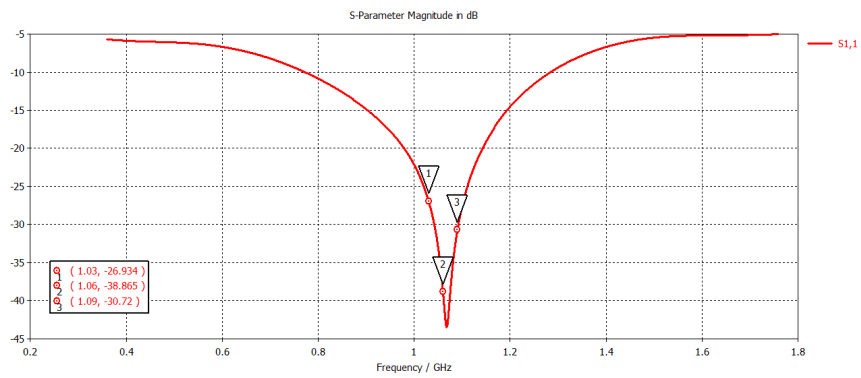
Obrázek 5-13: Nastavení okrajových podmínek modelu

Pomocí změn rozměrů jednotlivých částí modelu se snažíme dosáhnout optimálních hodnot rozptylových parametrů. Pro tento dělič HK byly s ohledem na S-parametry navrženy rozměry podle Obrázku 5-14.

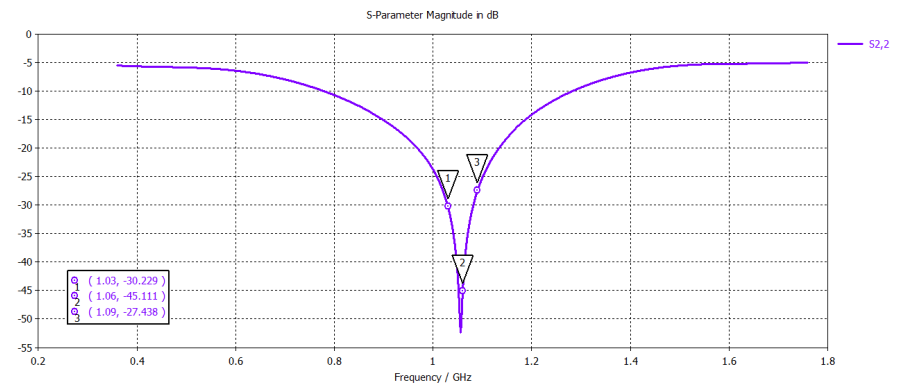


Obrázek 5-14: Konstrukční výkres laboratorního vzorku děliče HK

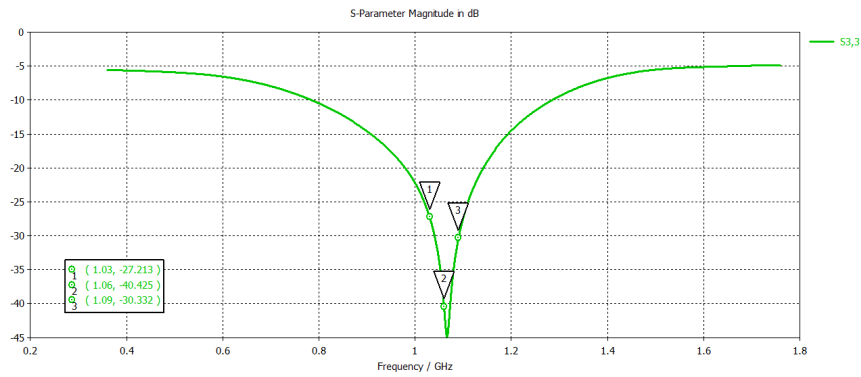
Obrázek 5-14 ukazuje konstrukční výkres pro výrobu desky plošného spoje. Jsou zde zachyceny jednotlivé rozměry děliče, prokovené otvory i výřezy pro SMA konektory, jejichž pomocí se dělič připojuje k dalším obvodům či k měřicím přístrojům. Při těchto rozměrech děliče mají modelové rozptylové parametry průběhy podle obr. 5-15 až 5-22:



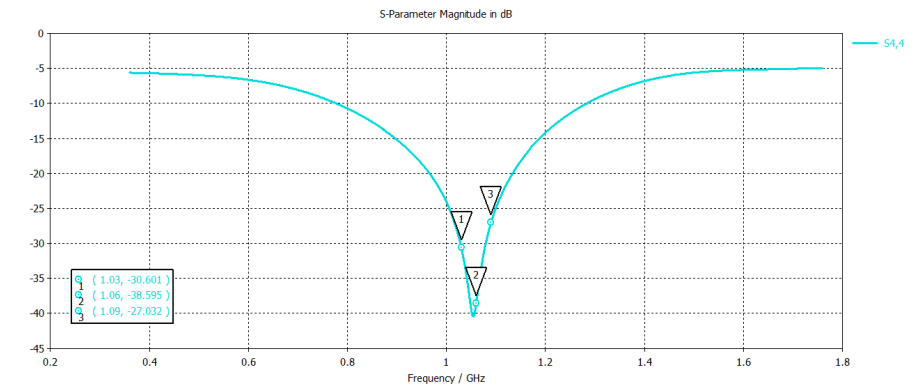
Obrázek 5-15:P Průběh parametru S_{11} pro model děliče HK



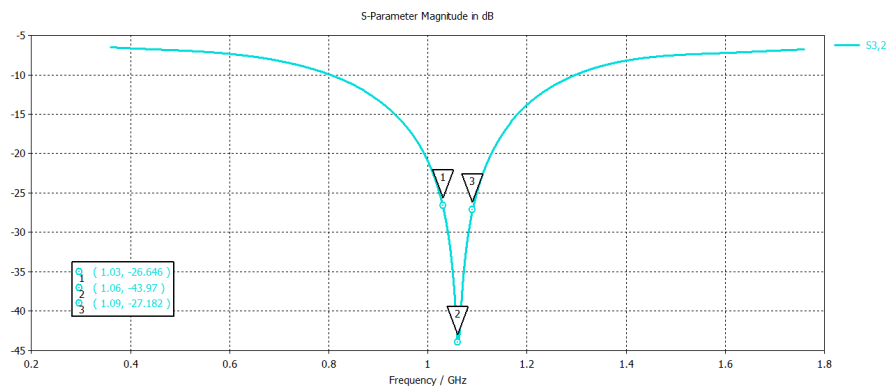
Obrázek 5-16: průběh parametru S_{22} pro model děliče HK



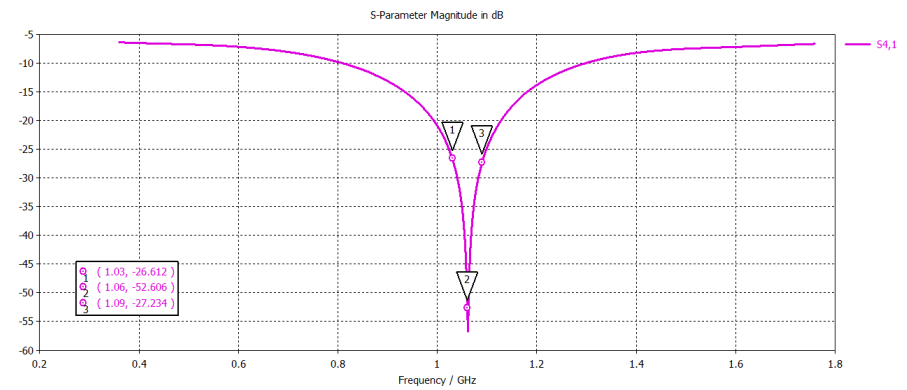
Obrázek 5-17:P Průběh parametru S_{33} pro model děliče HK



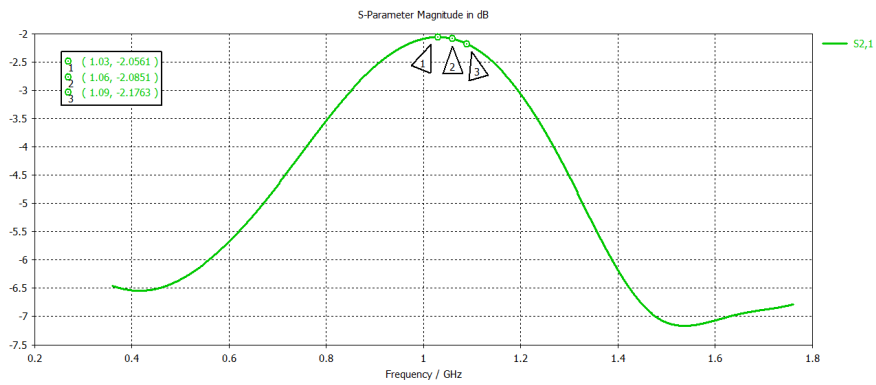
Obrázek 5-18: průběh parametru S_{44} pro model děliče HK



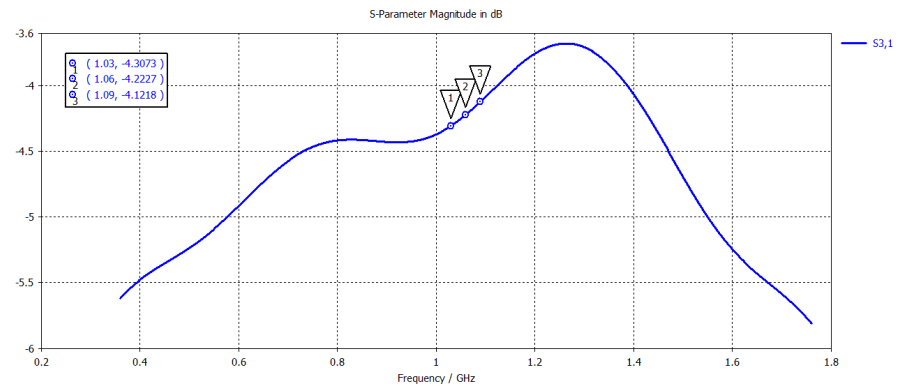
Obrázek 5-19:P Průběh parametru S_{32} pro model děliče HK



Obrázek 5-20: průběh parametru S_{41} pro model děliče HK



Obrázek 5-21:P Průběh parametru S_{21} pro model děliče HK



Obrázek 5-22: průběh parametru S_{31} pro model děliče HK

Ve všech výše uvedených grafech jsou označeny hodnoty průběhu S-parametrů na významných frekvencích (okraje a střed využívaného pásma). Pro přehlednost je vhodné uvádět tyto podstatné hodnoty v tabulkové podobě (viz tab. 5-3)

Tabulka 5-3: Souhrn S-parametrů modelu laboratorního vzorku děliče HK

Požadovaný dělicí poměr: -2,078 dB				
	1,03 GHz	1,06 GHz	1,09 GHz	Minimum GHz
S_{11} [dB]	-26,934	-38,865	-30,72	1,067
S_{22} [dB]	-30,229	-45,111	-27,438	1,0558
S_{33} [dB]	-27,213	-40,425	-30,332	1,0656
S_{44} [dB]	-30,601	-38,595	-27,032	1,0544
S_{21} [dB]	-2,0561	-2,0851	-2,1763	
S_{31} [dB]	-4,3073	-4,2227	-4,1218	
S_{32} [dB]	-26,646	-43,97	-27,182	1,0614
S_{41} [dB]	-26,612	-52,606	-27,234	1,0614
S_{21}/S_{31} [dB]	-2,2512	-2,1376	-1,9455	
Rozdíl od požad.	0,1732	0,0596	-0,1325	

Z hodnot rozptylových parametrů v tabulce 5-3 lze usoudit, že potlačení odražených signálů v jednotlivých ramenech děliče (S_{11} , S_{22} , S_{33} a S_{44}) je dostatečné, jelikož hodnoty těchto parametrů na všech sledovaných frekvencích leží pod hodnotou -26 dB, přičemž minimální požadovaná hodnota je -20 dB. Zároveň je patrné, že minima těchto funkcí leží velmi blízko střednímu kmitočtu 1,06 GHz. Velikost izolace (S_{41} a S_{32}) je též dostatečná, jelikož i zde je minimální požadovaná hodnota -20 dB.

Velikost dělicího poměru tohoto děliče je v simulacích lehce navýšena (o 0,06 dB) vzhledem k výsledkům porovnání předchozích simulací s naměřenými hodnotami.

Když jsme spokojeni s nastavením modelu děliče a výsledné rozptylové parametry splňují požadavky na jeho správnou funkčnost, můžeme přistoupit k jeho realizaci a následnému ověření jeho skutečných parametrů prostřednictvím jejich změření.

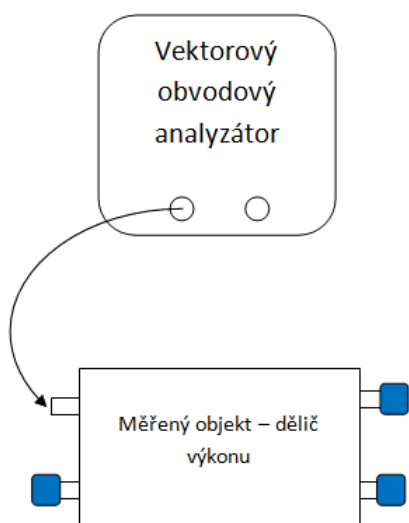
5.2 Měření parametrů děličů

K měření děličů výkonu byl použit vektorový obvodový analyzátor FSH4 od firmy Rohde-Schwarz.

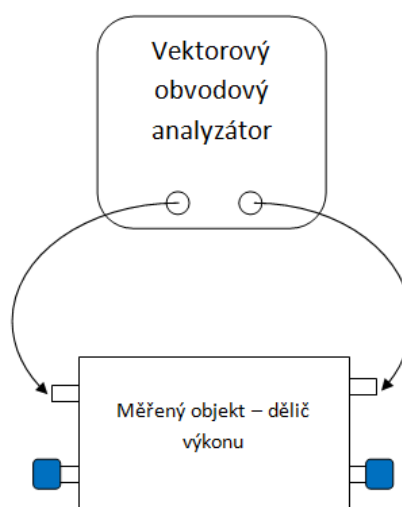
Před zahájením vlastního měření je nutné měřicí přístroj zkalibrovat v požadovaném měřicím rozsahu. Tato kalibrace se provádí z důvodu eliminace vložného útlumu přívodních kabelů a spojovacích konektorů a dále k zajištění nulového fázového

posuvu na konektorech měřicího zařízení. Kalibrace se provádí pomocí kalibračního přípravku, který umožňuje zakončit vedení různými způsoby (nakrátko, naprázdno a přizpůsobenou zátěží), přičemž se jednotlivé zakončovací prvky postupně připojují k vektorovému analyzátoru.

Při vlastním měření nejprve měříme odrazy od jednotlivých portů (S_{11} , S_{22} , S_{33} a S_{44}). Blokové schéma zapojení tohoto pracoviště obr. 5-23.



Obrázek 5-23: Blokové schéma zapojení pracoviště pro měření odrazů

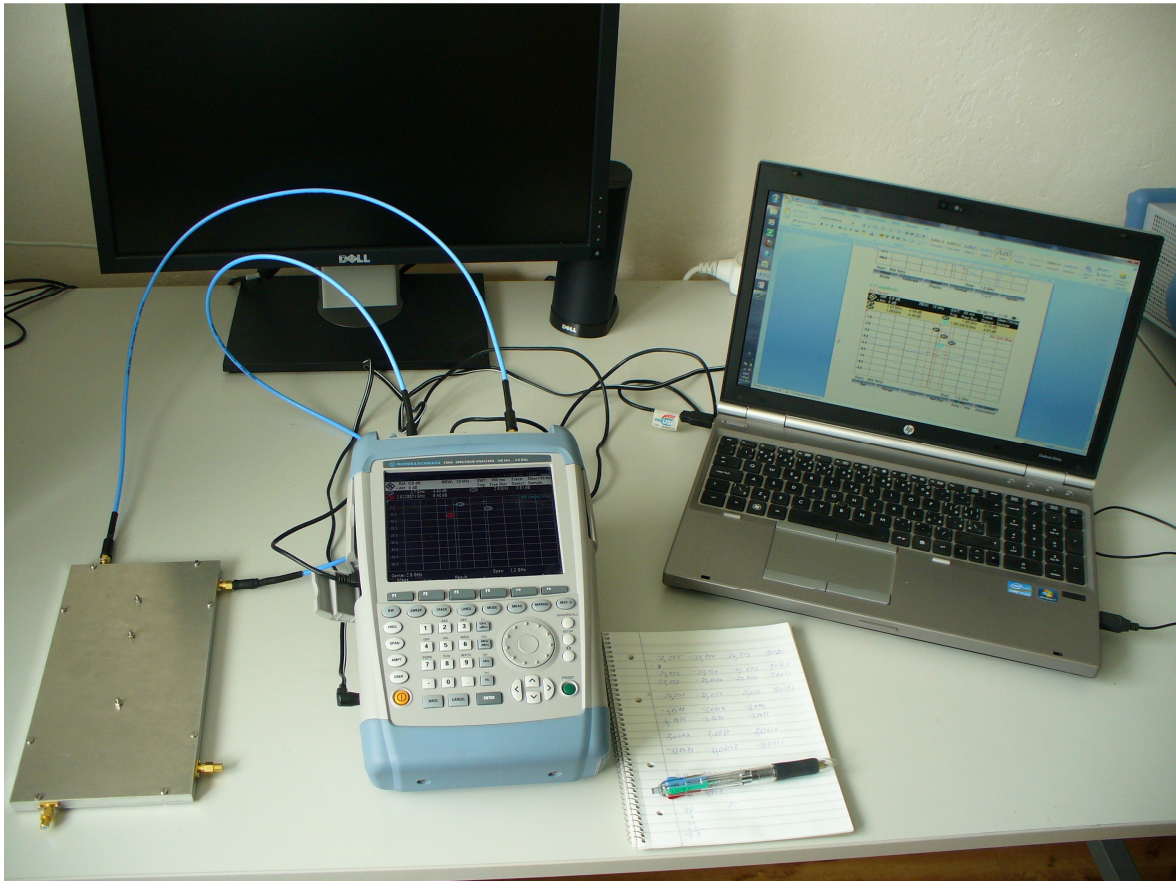


Obrázek 5-24: Blokové schéma zapojení pracoviště pro měření průchodu signálu

Na obrázcích 5-23 a 4-24 jsou modře označeny zakončovací odpory, které je nutné připojit k jednotlivým neměřeným branám děliče, aby nedocházelo k odrazům signálu od těchto bran a tím ke zkreslení výsledků měření.

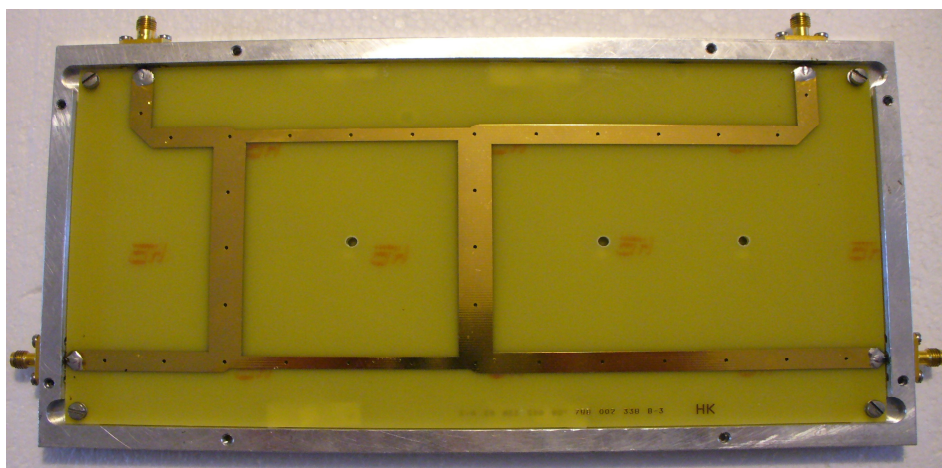
V dalším kroku se měří velikost průchozího signálu skrz dvě brány měřeného objektu (parametr S_{21}). Jelikož je tento vektorový analyzátor pouze dvoubrankový, ostatní průchody signálu (S_{31} , S_{32} a S_{41}) se měří pomocí záměny jednotlivých měřených bran. Blokové schéma zapojení pracoviště pro měření průchodu signálu je na obrázku 5-24.

Konkrétní ukázka zapojení měřicího pracoviště je na obrázku 5-25. Tato fotografie byla pořízena při měření děličů výkonu v laboratoři FEI Univerzity Pardubice.



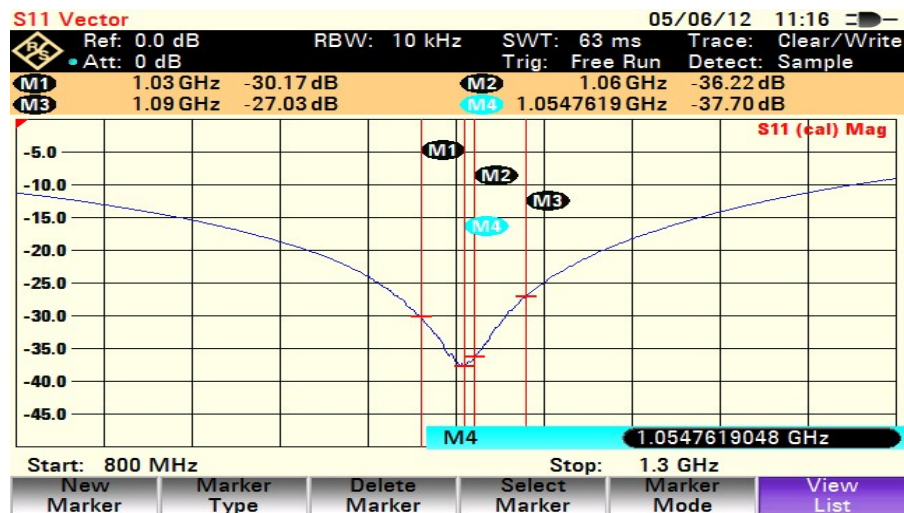
Obrázek 5-25: Reálné zapojení pracoviště pro měření parametrů děličů výkonu

Na obrázku 5-25 vlevo dole je umístěný vlastní dělič výkonu typu branch-line v kovovém pouzdře připojený přes brány 1 a 2 k vektorovému obvodovému analyzátoru FSH4. Na obrázku 5-26 je fotografie tohoto děliče bez vrchní vodivé kovové desky.

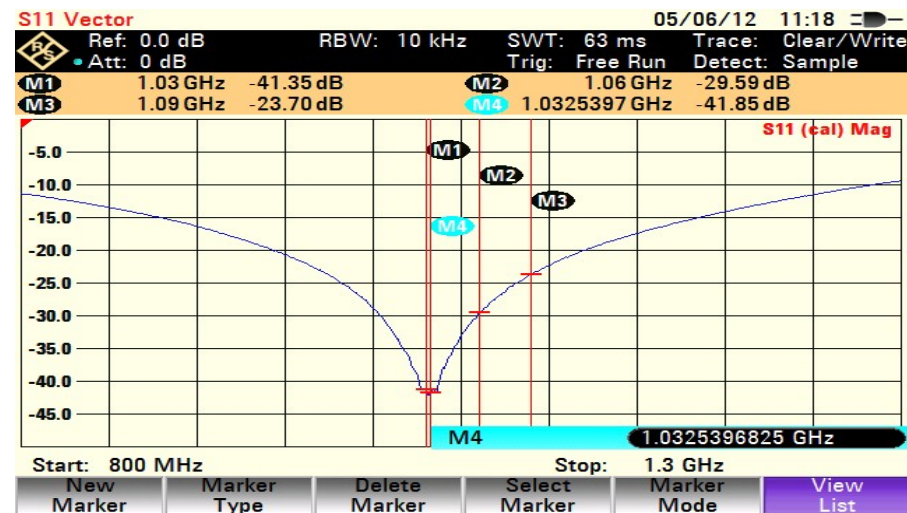


Obrázek 5-26: Konstrukce laboratorního vzorku děliče HK

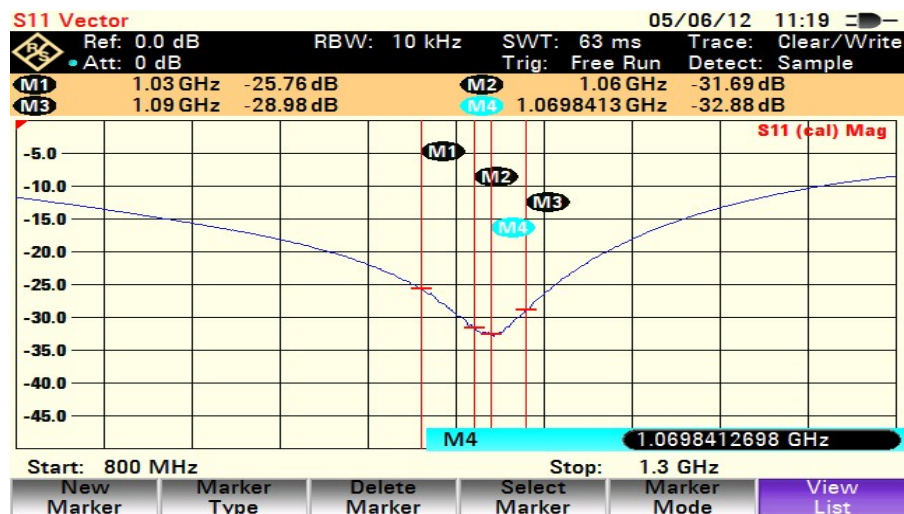
Dále uvádím výsledky měření laboratorního vzorku děliče HK, jehož konstrukce byla popsána výše.



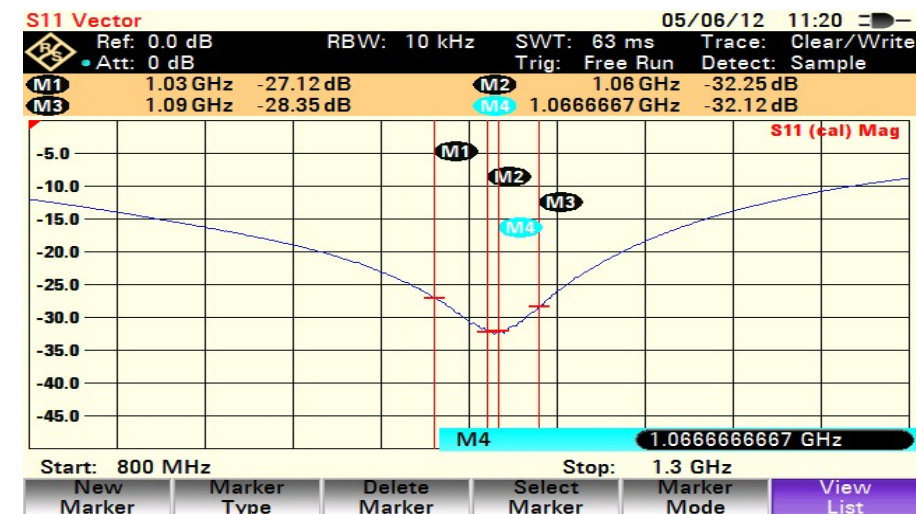
Obrázek 5-27: Změřený průběh parametru S_{11} laboratorního vzorku děliče HK



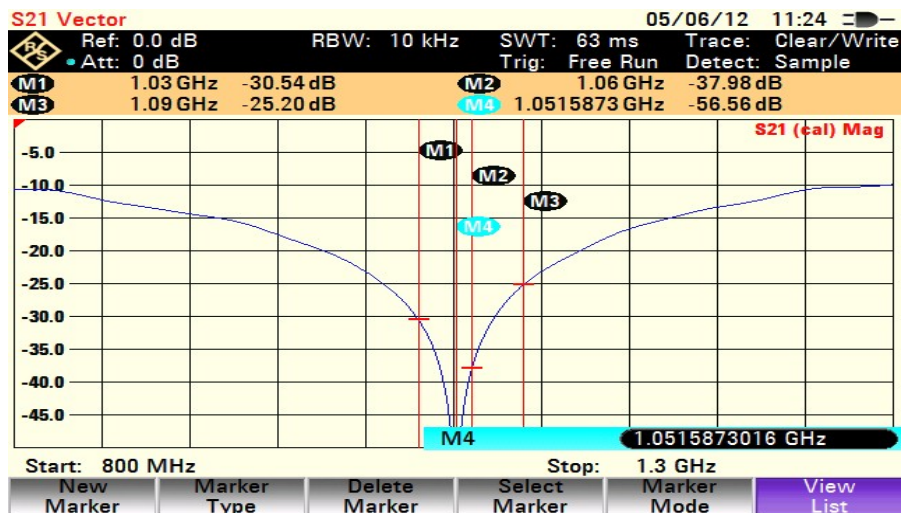
Obrázek 5-28: Změřený průběh parametru S_{22} laboratorního vzorku děliče HK



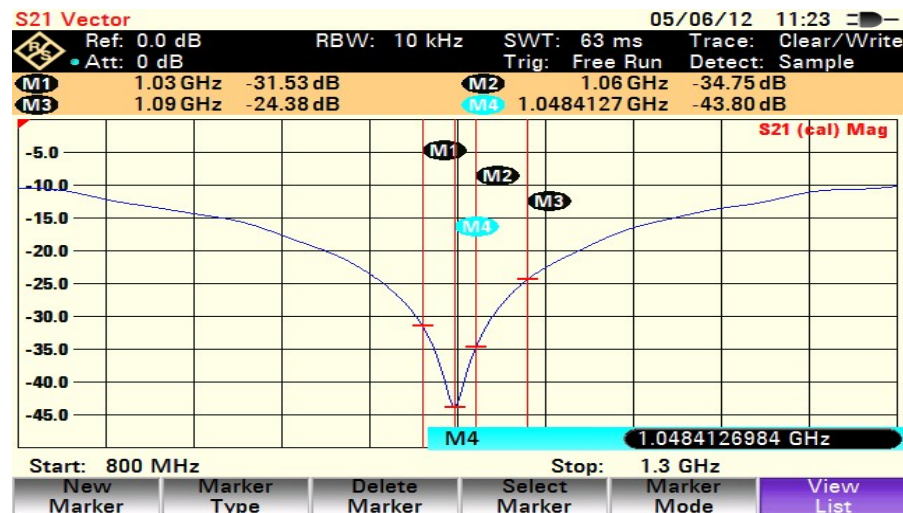
Obrázek 5-29: Změřený průběh parametru S_{33} laboratorního vzorku děliče HK



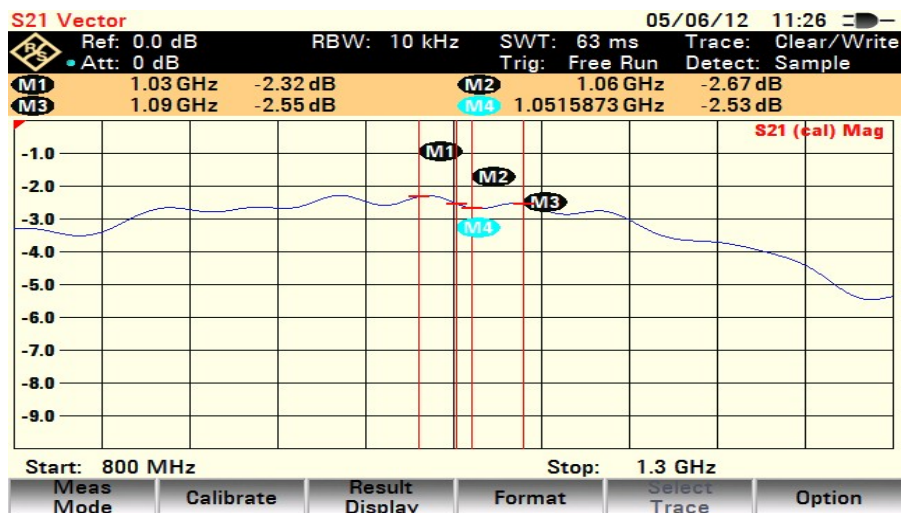
Obrázek 5-30: Změřený průběh parametru S_{44} laboratorního vzorku děliče HK



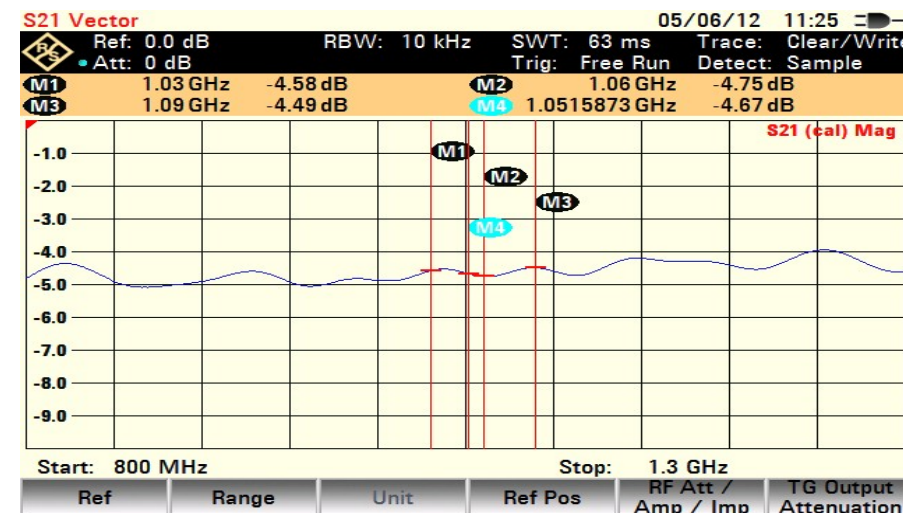
Obrázek 5-31: Změřený průběh parametru S_{32} laboratorního vzorku děliče HK



Obrázek 5-32: Změřený průběh parametru S_{41} laboratorního vzorku děliče HK



Obrázek 5-33: Změřený průběh parametru S_{21} laboratorního vzorku děliče HK



Obrázek 5-34: Změřený průběh parametru S_{31} laboratorního vzorku děliče HK

Pro přehlednost jsou vybrané změřené rozptylové parametry vyneseny do tabulky 5-4.

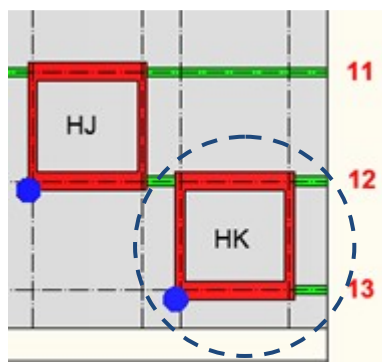
Tabulka 5-4: Souhrn změřených S-parametrů laboratorního vzorku děliče HK

Požadovaný dělicí poměr: -2,078 dB				
	1,03 GHz	1,06 GHz	1,09 GHz	Minimum GHz
S_{11} [dB]	-30,17	-36,22	-27,03	1,0547
S_{22} [dB]	-41,35	-29,59	-23,7	1,0325
S_{33} [dB]	-25,76	-31,69	-28,98	1,0698
S_{44} [dB]	-27,12	-32,25	-28,35	1,0666
S_{21} [dB]	-2,32	-2,67	-2,55	
S_{31} [dB]	-4,58	-4,75	-4,49	
S_{32} [dB]	-30,54	-37,98	-25,20	1,0515
S_{41} [dB]	-31,53	-34,75	-24,38	1,0484
S_{21}/S_{31} [dB]	-2,26	-2,08	-1,94	
Rozdíl od požad.	0,182	0,002	-0,138	

Je patrné, že všechny odrazové parametry S_{11} , S_{22} , S_{33} , S_{44} i izolace S_{41} a S_{32} jsou na sledovaném frekvenčním intervalu 1,03 až 1,09 GHz pod požadovanou úrovní -20 dB. Výsledný dělicí poměr ve středu pásma odpovídá požadovanému poměru s minimálním rozdílem 0,002 dB. Porovnáním průběhů rozptylových parametrů modelu děliče HK (obr. 5-15 až obr.5-22) se skutečnými změřenými parametry (obr. 5-27 až obr. 5-34) zjistíme, že se tyto průběhy velmi podobají. Pouze minimum průběhu parametru S_{22} je ve skutečnosti více posunuto směrem k nižším kmitočtům. V ostatních případech nejsou rozdíly příliš velké. V tomto případě můžeme považovat tento vzorek děliče výkonu dle obrázku 5-14 za dobře navržený.

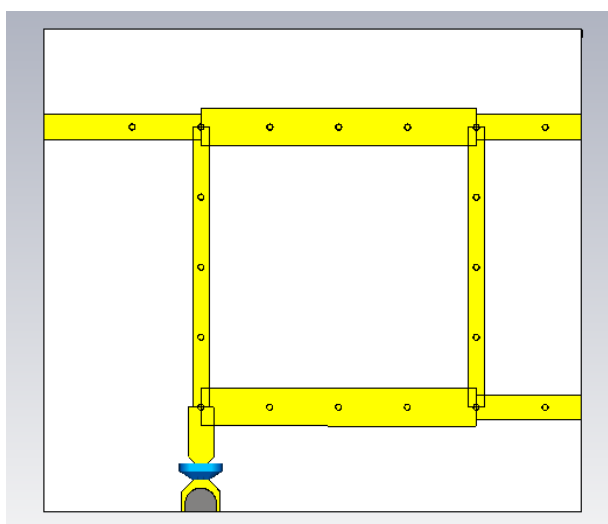
5.3 Modelování výsledných děličů pro postranní rozvody

V této fázi je třeba zkonstruovat model děliče, který bude mít co možná nejpodobnější rozptylové parametry, jako měl uvedený vzorek tohoto děliče, přičemž budeme respektovat skutečnou geometrii jednotlivých ramen děliče v návrhu postranního rozvodu a zároveň čtvrtý výstup nahradíme zakončovacím odporem. Dělič HK je umístěn v postranním rozvodu B vpravo dole – obr. 5-35.



Obrázek 5-35: Poloha dělící HK v postranním rozvodu B

Model, který respektuje polohy jednotlivých ramen tohoto dělící včetně umístění zakončovacího charakteristického odporu o impedanci $Z_0 = 50 \Omega$ je na obrázku 5-36:

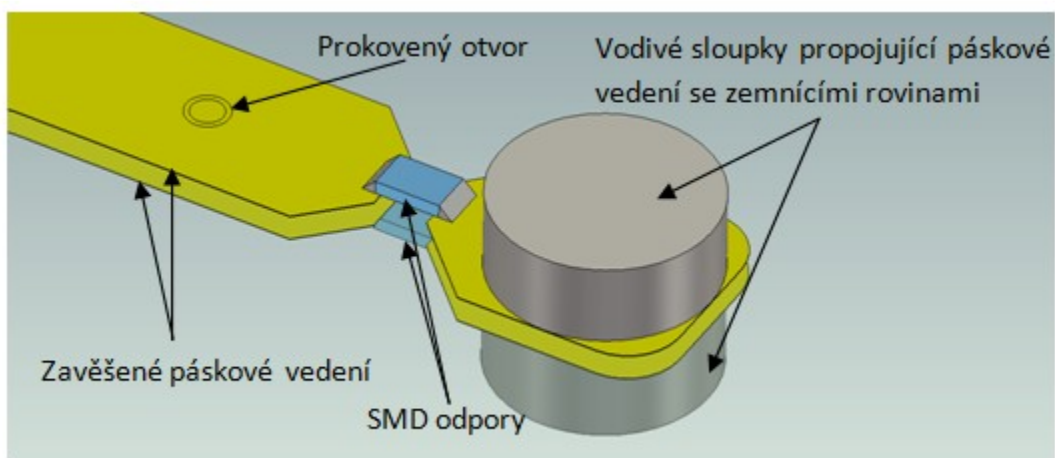


Obrázek 5-36: Model dělící s respektováním polohy jeho ramen v postranním rozvodu

Pomocí nastavování jednotlivých rozměrů tohoto dělící v jeho parametrickém modelu se snažíme dosáhnout podobných hodnot rozptylových parametrů jako v případě předchozího modelu tohoto dělící. Největší vliv na rozdílnost výsledků má změna provedení čtvrté brány dělící, kde je výstup pro našroubování klasického zakončovacího odporu v SMA konektoru nahrazen zakončovacím SMD odporem (v obr. 5-36 vyznačen modře).

Jako nejvhodnější způsob provedení čtvrté brány dělící bylo zvoleno provedení dle obrázku 5-37. Na obrázku je úmyslně potlačena viditelnost nosné podložky, která je mezi vodivými pásky, aby bylo dobře patrné, že zakončovací SMD odpory jsou umístěny z obou stran desky plošného spoje a zároveň jsou zde vidět vodivé sloupky, které propojují vodivé

pásky se zemnicími rovinami a výrazně zde vylepšují vlastnosti tohoto provedení zakončovacího odporu.



Obrázek 5-37: Provedení zakončovací odporu

Výsledky simulací modelu děliče HK s provedením zakončovacího odporu dle obrázku 5-37 uvádím jako souhrn S-parametrů na významných frekvencích v tabulce 5-5.

Tabulka 5-5: Souhrn S-parametrů modelu děliče HK

Požadovaný dělicí poměr: -2,078 dB				
	1,03 GHz	1,06 GHz	1,09 GHz	Minimum GHz
S_{11} [dB]	-32,225	-37,888	-26,153	1,0502
S_{22} [dB]	-23,922	-30,129	-30,677	1,0768
S_{33} [dB]	-27,123	-33,076	-29,603	1,0656
S_{21} [dB]	-2,1317	-2,0956	-2,1194	
S_{31} [dB]	-4,1624	-4,1694	-4,1641	
S_{32} [dB]	-26,241	-32,054	-25,013	1,0572
S_{21}/S_{31} [dB]	-2,0307	-2,0738	-2,0447	
Rozdíl od požad.	-0,0473	0,0042	-0,0332	

Je patrné, že výsledky simulací modelu děliče HK splňují všechny požadavky, které na dělič máme. Nyní můžeme použít odsimulované rozměry a tvary děliče do vlastního postranního rozvodu.

Obdobný postup návrhu laboratorního vzorku děliče s jeho následnou výrobou a změřením jeho parametrů byl použit ještě u děličů HD a HB. Tyto děliče byly zvoleny, protože pokrývají celé rozpětí dělicích poměrů děličů v postranních rozvodech (HB -0,142 dB – nejmenší dělicí poměr, HD -0,951 dB – přibližně střední dělicí poměr

a HK -2,078 dB – největší dělicí poměr). Výsledky simulací těchto děličů jsou v příloze 2 a výsledky jejich měření v příloze 3.

Na základě výsledků těchto tří laboratorních vzorků děličů byly vytvořeny modely všech děličů postranních rozvodů. Pomocí korekcí rozměrů jednotlivých částí modelu děličů byly optimalizovány průběhy rozptylových parametrů. Odsimulované optimální rozměry jednotlivých děličů jsou zaznamenány v tabulce 5-2 a jsou součástí technického výkresu pro zhotovení desek plošných spojů jednotlivých postranních rozvodů – obr. 5-6 a obr. 5-7.

6 Návrh děličů vertikálního rozvodu

Nad rámec zadání této diplomové práce jsem se zabýval problematikou návrhu a konstrukce děličů výkonu ve vertikálním rozvodu.

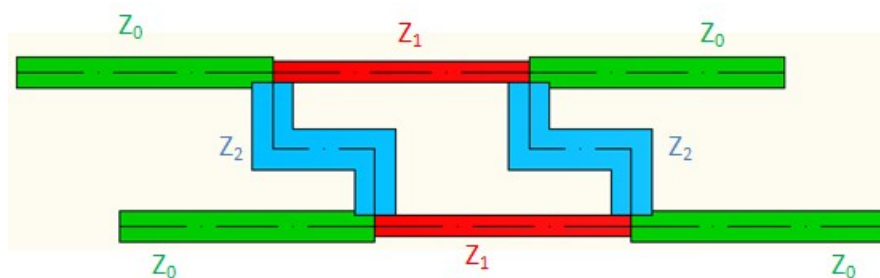
Vzhledem k umístění antény sekundárního radaru před anténu primárního radaru je nutné redukovat rozměry vertikálního rozvodu tak, aby nedocházelo k přílišnému ovlivňování vyzařovacího diagramu antény primárního radaru.

Z důvodu menšího vloženého útlumu a menších rozměrů viz. kapitola 4, byly pro realizaci vertikálního rozvodu signálu opět použity děliče výkonu typu branch-line.

K redukcí rozměrů vertikálního rozvodu byly použity dva konstrukční přístupy. Jednak umístěním desek plošných spojů s děliči výkonu ve dvou vrstvách nad sebou a zároveň speciální topologií děličů výkonu. Já jsem se podílel na návrhu speciální topologie děličů výkonu, proto tato část bude dále popsána podrobněji.

Blokové schéma děličů výkonu ve vertikálním rozvodu je na obrázku 3-6. U jednotlivých děličů jsme konstrukčně omezeni v délce roztečí výstupů k jednotlivým vyzařovacím elementům, která je 180 mm a v šířce rozměrem 72,5 mm, který zajišťuje, že vertikální rozvod neovlivňuje vlastnosti antény primárního radaru. Aby bylo možné dodržet patřičné dělicí poměry jednotlivých děličů i požadované fázové rozdíly na jejich výstupech a zároveň nepřekročit požadované rozměry, bylo nutné změnit tvar děliče.

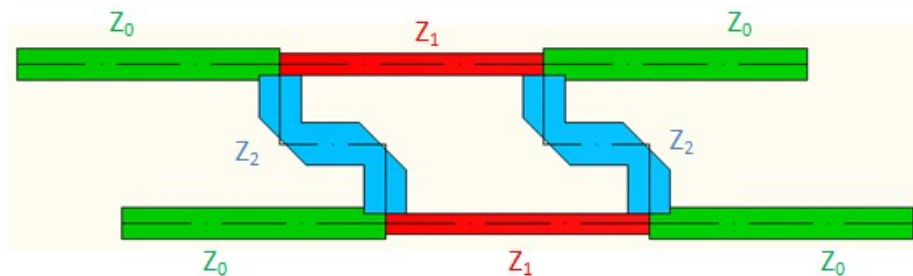
Konstrukční úprava těchto děličů spočívá ve dvojnásobném zalomení příčné větve o impedanci Z_2 obrázek 6-1.



Obrázek 6-1: Schéma konstrukce děličů ve vertikálním rozvodu

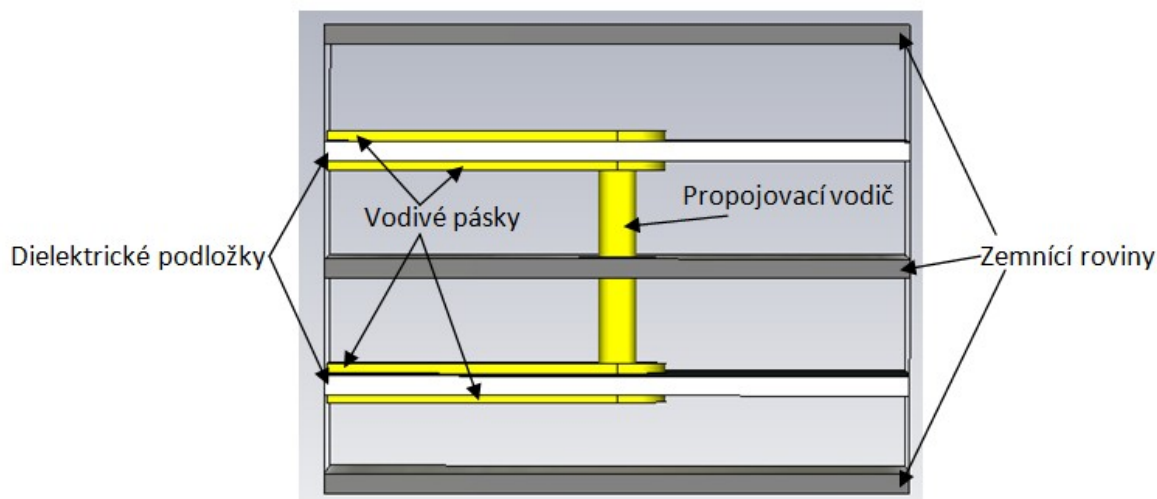
V jednotlivých kolmých zlomech příčných ramen by ale docházelo k odrazům signálu, což by nepříznivě ovlivňovalo vlastnosti děliče. Z tohoto důvodu se v těchto zlomech používá jejich zkosení obr. 6-2. Velikost zkosení jsem stanovil s využitím simulačního programu CST Studio nepřímou metodou pomocí sledování rozptylového

parametru S_{11} . Hledáme velikost zkosení, při níž tento parametr dosahuje minimálních hodnot viz. kapitola 4.3.1.



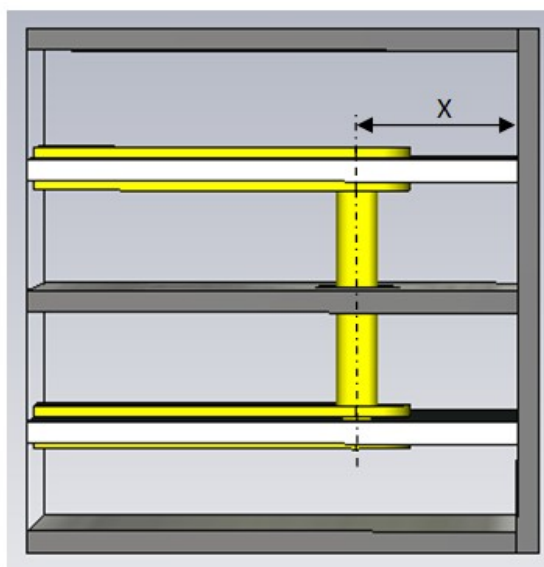
Obrázek 6-2: Zkosení zalomených příčných ramen děliče

Výše bylo řečeno, že za účelem redukce rozměrů vertikálního rozvodu jsou umístěny dvě desky plošných spojů nad sebou. Aby bylo možné vzájemně propojit děliče v jednotlivých vrstvách, je zde nutné použití kolmých propojovacích vodičů – obrázek 6-3.



Obrázek 6-3: Kolmý propojovací vodič mezi dvěma vrstvami vedení

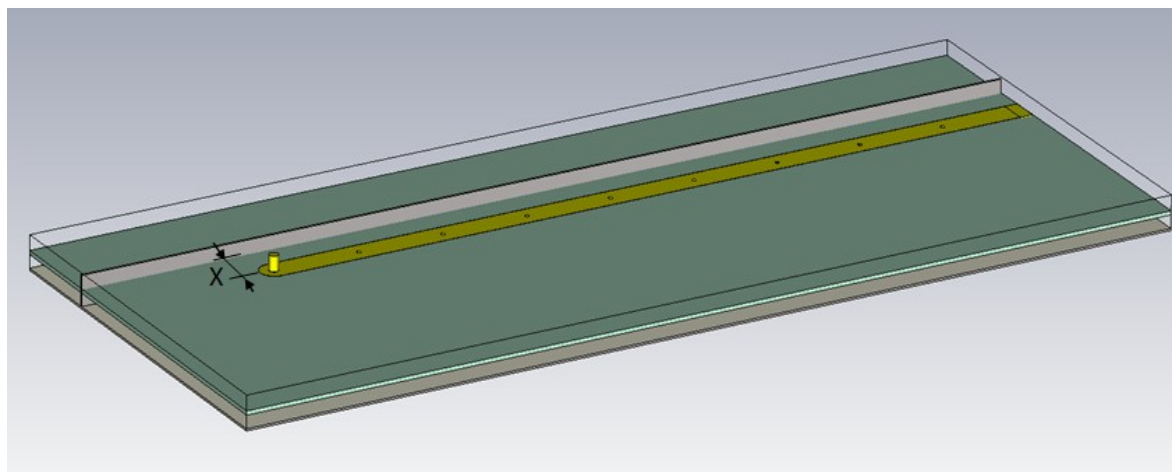
Tento propojovací prvek však vnáší do jinak symetrického vedení značnou diskontinuitu. Podstatný vliv na omezení vlivu této diskontinuity má vhodné konstrukční provedení kolmého přechodu. Tato konstrukční úprava spočívá v umístění kolmého přechodu ve vhodné vzdálenosti X mm od stěny pouzdra, ve kterém jsou obvody umístěny – obrázek 6-4.



Obrázek 6-4: Poloha kolmého přechodu vůči stěně pouzdra

Tato vzdálenost označovaná v obrázku 6-4 písmenem X musí být volena tak, aby nedocházelo k přílišnému ovlivňování elektromagnetického pole kolem zavěšeného středního pásku, což by mělo nepříznivý vliv na parametry děliče.

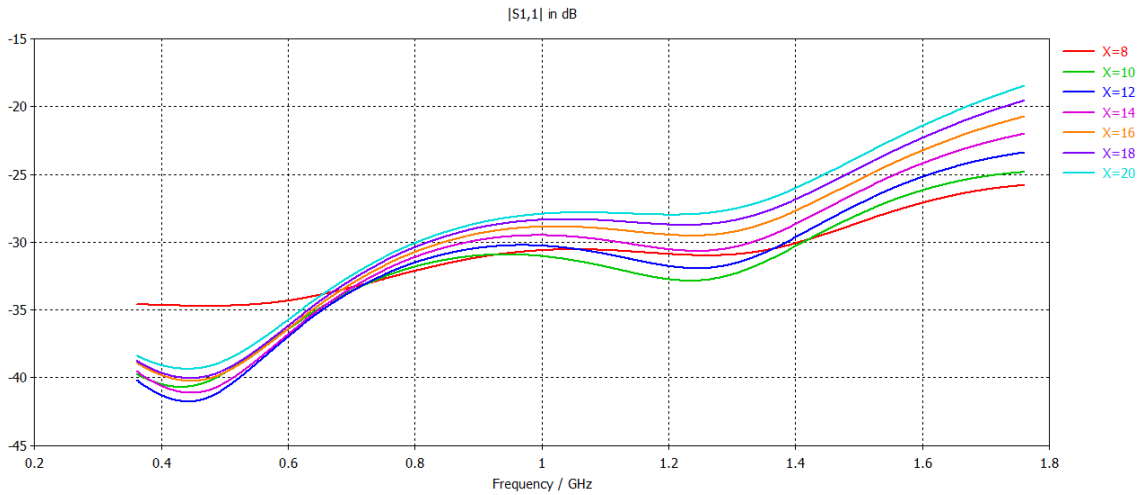
Pro nastavení optimální vzdálenosti byl vytvořen počítačový model v programu CST Studio obr. 6-5.



Obrázek 6-5: Model pro určení optimální vzdálenosti boční zemnicí desky od kolmého konektoru

Jedná se o vedení s charakteristickou impedancí 50Ω , které je široké 6,48 mm. Tento model umožňuje pomocí parametrizace měnit vzdálenost boční zemnicí roviny X . Určení optimální vzdálenosti je provedeno pomocí sledování rozptylového parametru S_{11} , přičemž je obvod dle obr. 6-5 napájen do kolmého konektoru.

Výsledná závislost parametru S_{11} na vzdálenosti boční zemnicí roviny je na následujícím grafu obr. 6-6.

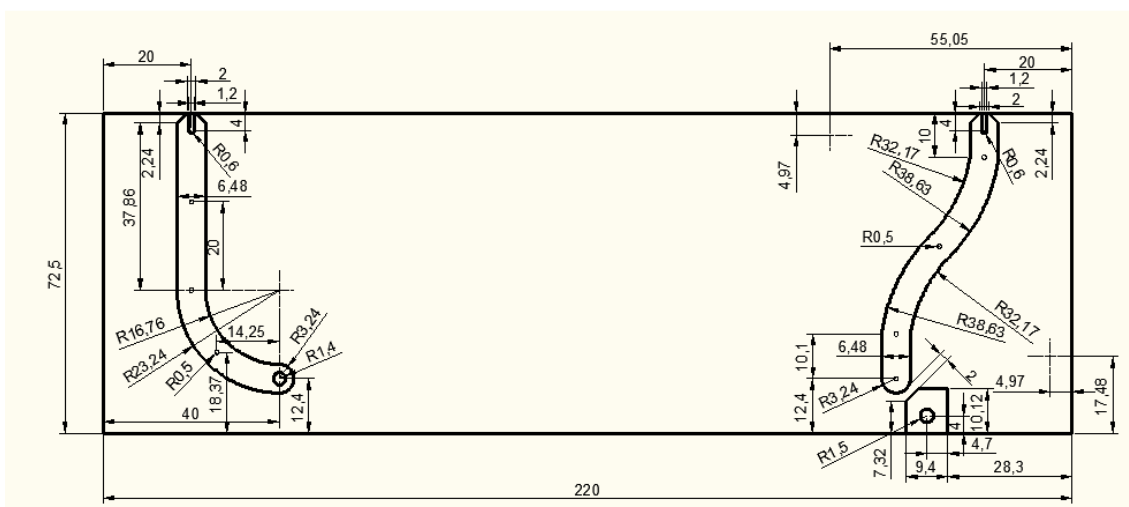


Obrázek 6-6: Závislost rozptylového parametru S_{11} na vzdálenosti boční zemnicí roviny

Z obrázku 6-6 je patrné, že pro vzdálenost X menší než 14 mm se dosahuje podobných hodnot průběhu parametru S_{11} na frekvencích kolem 1 GHz. Se vzrůstající vzdáleností se začíná zvyšovat velikost odraženého signálu.

Vzhledem k závěrům z kapitoly 4.3.1, kde bylo stanoveno, že se žádné konstrukční prvky nemají nacházet ve vzdálenosti menší než 10 mm od obvodu, aby nedocházelo k přílišnému ovlivňování elektromagnetického pole a zároveň s přihlédnutím na snahu minimalizace rozměrů děličů vertikálního rozvodu, byla zvolena a dále používána vzdálenost boční zemnicí roviny od osy kolmého přechodu 12,4 mm.

Pro ověření této závislosti byl navržen a vyroben následující přípravek obr. 6-7.



Obrázek 6-7: Přípravek pro ověření vlastností kolmého přechodu a zakončovacího odporu

Vlastní přípravek pro ověření vlastností kolmého přechodu je v levé části obrázku 6-7. V pravé části tohoto obrázku je přípravek, který slouží k ověření vlastností zakončovacího odporu.

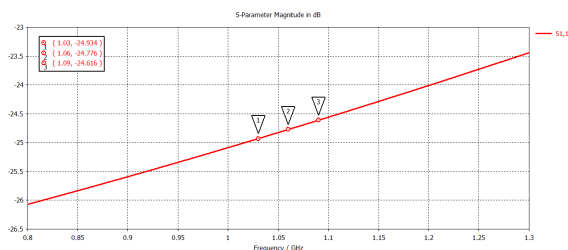
Počítačový model této desky je na obrázku 6-8



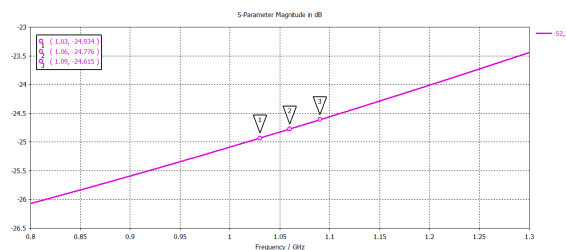
Obrázek 6-8: Model přípravku pro ověřování vlastností kolmého přechodu

Tento model obsahuje pouze část s přípravkem pro ověření vlastností kolmého přechodu.

Výsledkem simulace tohoto modelu jsou průběhy rozptylového parametru S_{11} při napájení do kolmého konektoru obr. 6-9 a při napájení do přímého konektoru obr. 6-10.

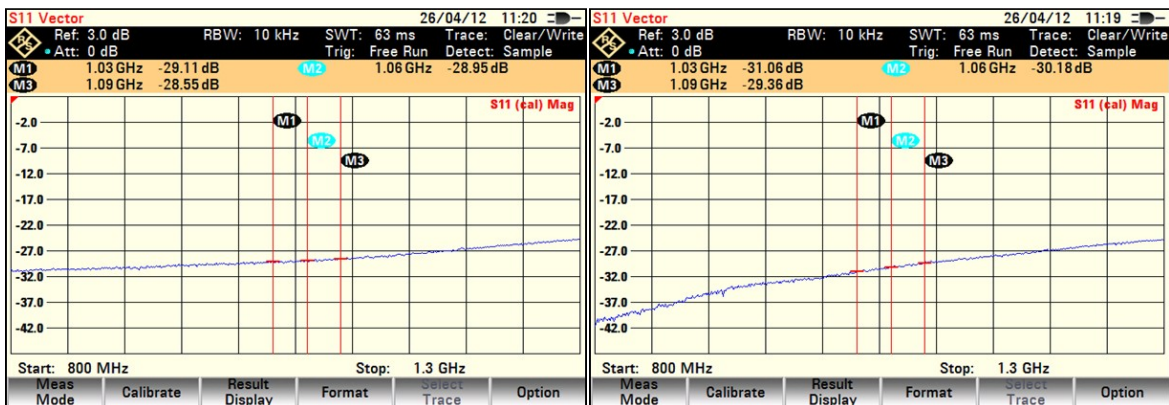


Obrázek 6-9: průběh S_{11} při napájení kolmého konektoru - simulace



Obrázek 6-10: průběh S_{11} při napájení přímého konektoru - simulace

Změřením rozptylových parametrů reálného přípravku dle výkresu na obr. 6-7 získáme průběhy parametru S_{11} při napájení kolmého konektoru obr. 6-11 a průběh parametru S_{11} při napájení přímého konektoru obr. 6-12



Obrázek 6-11: Průběh S_{11} při napájení kolmého konektoru – změřený průběh

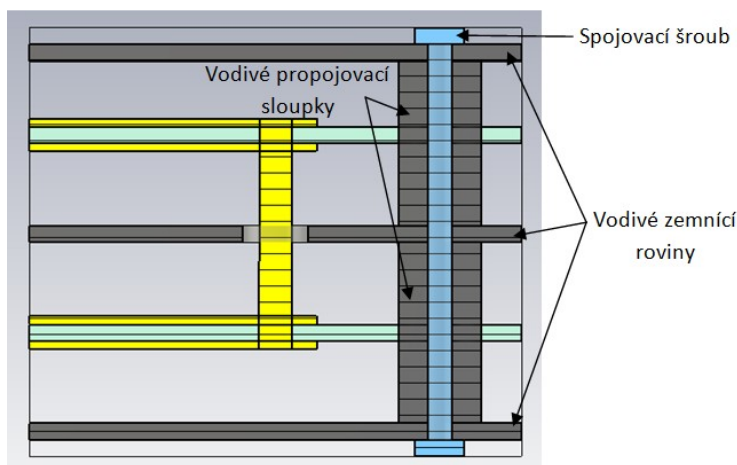
Obrázek 6-12: Průběh S_{11} při napájení přímého konektoru – změřený průběh

Porovnáním průběhů modelových charakteristik s reálně změřenými, je zřejmý shodný trend průběhu parametrů S_{11} , kdy se s rostoucí frekvencí zvyšuje velikost odraženého signálu od daného portu. Reálně změřené průběhy ovšem vykazují na frekvencích kolem 1,06 GHz o přibližně -4 dB lepší hodnoty než průběhy simulací.

S výsledky měření dle obrázků 6-11 a 6-12 můžeme být spokojeni, protože hodnoty parametru S_{11} na frekvenci 1,06 GHz jsou kolem -29 dB, což je naprosto dostačující hodnota a proto může být takto realizovaný kolmý konektor používán.

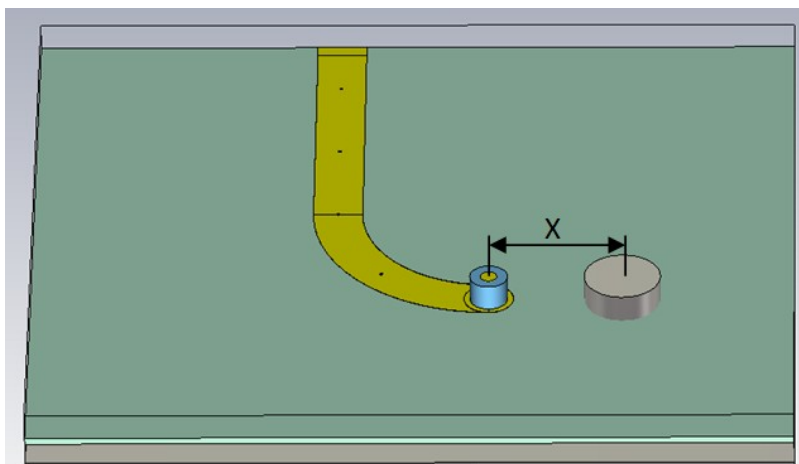
Výše popsaného řešení lze užít pouze tehdy, pokud je možné se s konektorem přiblížit na optimální vzdálenost od boční zemnicí roviny, která byla stanovena na 12,4 mm. V případě, že se nemůžeme s konektorem k této boční stěně na tuto vzdálenost přiblížit, musíme boční stěnu nahradit jiným konstrukčním prvkem.

Nejjednodušší náhrada spočívá ve vložení vodivých propojovacích sloupků, které částečně nahradí funkci boční zemnicí roviny – obr. 6-13



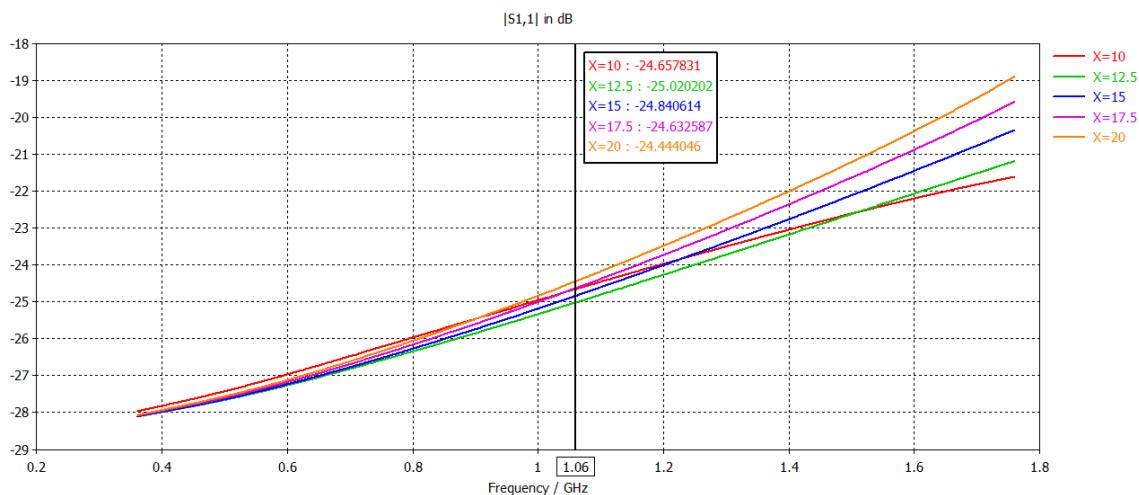
Obrázek 6-13: Řez konstrukcí kolmého přechodu s využitím vodivých sloupků

Simulace tohoto konstrukčního řešení proběhla na obdobném modelu jako předchozí simulace, ale s tím rozdílem, že boční zemnicí rovina byla nahrazena vodivým sloupkem, který propojuje spodní a vrchní vodivou zemnicí rovinu – obr. 6-14.



Obrázek 6-14: Model pro určení optimální vzdálenosti vodivého sloupku

Díky totožnému základu modelu lze výsledky obou modelů vzájemně porovnávat. Závislost rozptylového parametru S_{11} , při napájení kolmého konektoru, na vzdálenosti vodivého sloupku X je na obrázku 6-15.

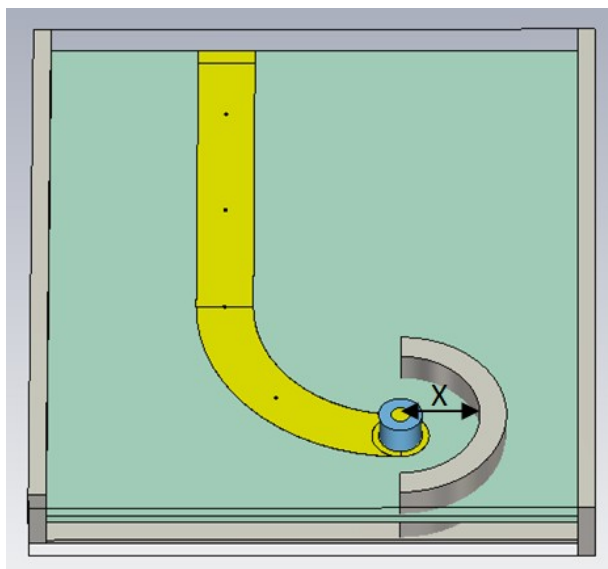


Obrázek 6-15: Simulace závislosti rozptylového parametru S_{11} na vzdálenosti vodivého sloupku

Porovnáním velikosti parametru S_{11} na frekvenci 1,06 GHz v případě modelu s boční zemnicí rovinou ve vzdálenosti 12,4 mm s modelem, ve kterém je použit vodivý propojovací sloupek ve vzdálenosti 17,5 mm zjistíme, že hodnoty tohoto parametru jsou téměř totožné a průběhy mají skoro stejný tvar. Vzdálenost vodivého sloupku pro porovnání $X = 17,5$ mm byla zvolena z důvodu, že od této vzdálenosti je třeba ještě odečíst poloměr vodivého sloupku, který v tomto případě činí 5,1 mm. Po odečtení této hodnoty

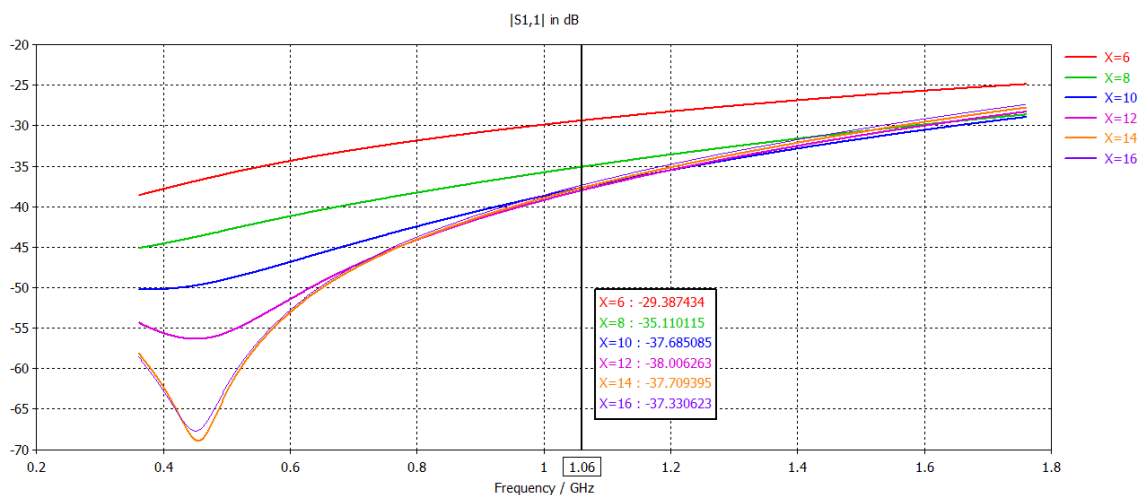
dostáváme stejnou vzdálenost jako v případě vodivé zemnicí roviny, tedy 12,4 mm. Jelikož jsou oba průběhy téměř totožné, lze boční zemnicí rovinu nahrazovat vodivým propojovacím sloupkem.

Nejlepších výsledků při realizaci kolmého přechodu lze ale dosáhnout pomocí vložení polokruhového útvaru kolem vlastního kolmého přechodu – obr. 6-16



Obrázek 6-16: Model pro konstrukci kolmého přechodu s polokruhovým příprvkem

Závislost rozptylového parametru S_{11} , při napájení kolmého konektoru, na vzdálenosti polokruhového útvaru X je na obrázku 6-17.



Obrázek 6-17: Závislost parametru S_{11} na vzdálenosti polokruhového útvaru

Je patrné, že nejlepších výsledků je dosaženo při vzdálenosti polokruhového útvaru $X = 12$ mm. Tato vzdálenost odpovídá výše uváděným vzdálenostem pro polohu boční zemnicí roviny i pro polohu vodivého sloupku. Je zřejmé, že při použití této konstrukce

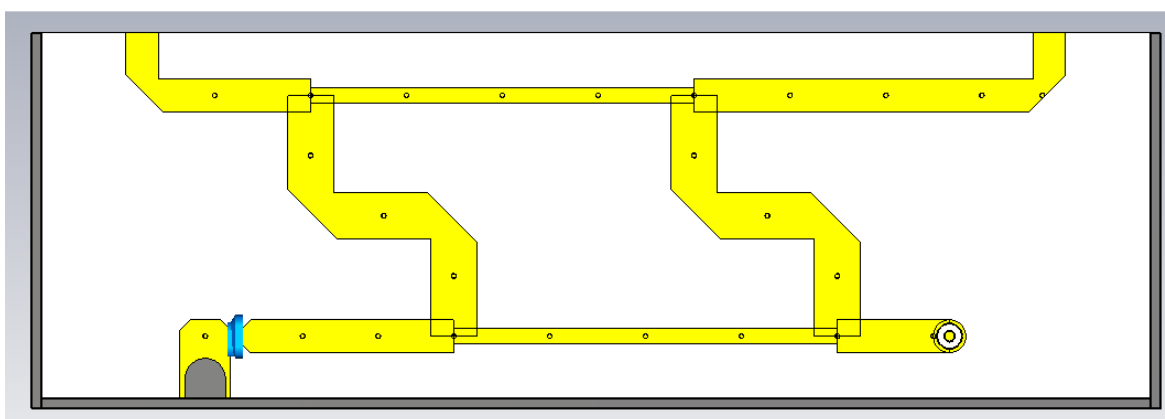
dosáhneme ještě o přibližně -9 dB lepší hodnoty parametru S_{11} , než v předchozích případech, ale jeho realizace je mnohem komplikovanější, proto od něj bylo upuštěno.

Provedení zakončovacího odporu ve čtvrté bráně je shodné s konstrukcí tohoto odporu v postranních horizontálních rozvodech – viz. kapitola 5.3, obr.5-37.

Nyní již známe konstrukci jednotlivých částí děličů ve vertikálním rozvodu, proto můžeme přistoupit k sestavení modelu děliče. Pro názornost použijí ukázkou návrhu a konstrukce děliče D1, který má požadovaný dělicí poměr $(S_{21}/S_{31}) \approx -2,7$ dB a požadovaný fázový posuv mezi výstupními rameny $-25,9^\circ$.

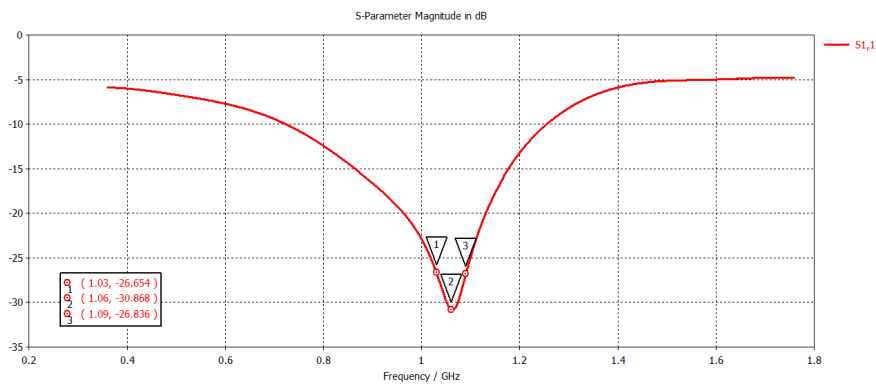
Model děliče D1 dle obrázku 6-18 má následující parametry:

- Délky podélné větve L_1 i příčné zalomené větve L_2 jsou shodné a rovnají se 76,13 mm
- Šířka pásku podélné větve $W_1 = 3,1$ mm
- Šířka pásku příčné zalomené větve $W_2 = 9,15$ mm
- Šířka pásků přívodních ramen $W_0 = 6.48$ mm – charakteristická impedance 50Ω .
- Velikost zkosení zlomů v příčných větvích = 9,8 mm

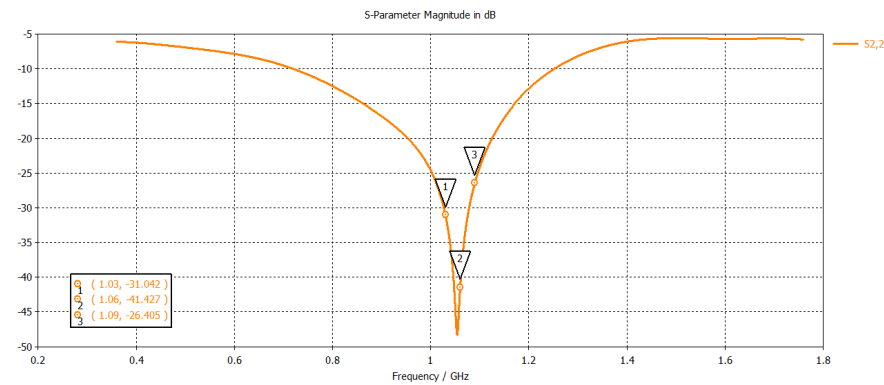


Obrázek 6-18: Model děliče D1

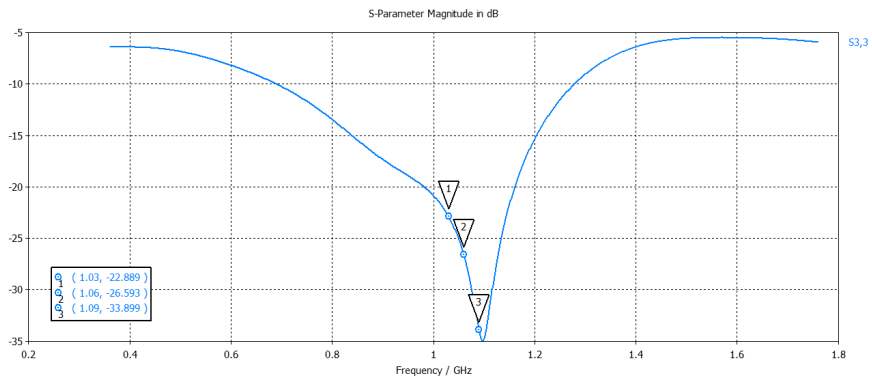
Při výše uvedených parametrech modelu získáme simulací v programu CST Studio následující průběhy rozptylových parametrů na obr. 6-19 až obr. 6-24.



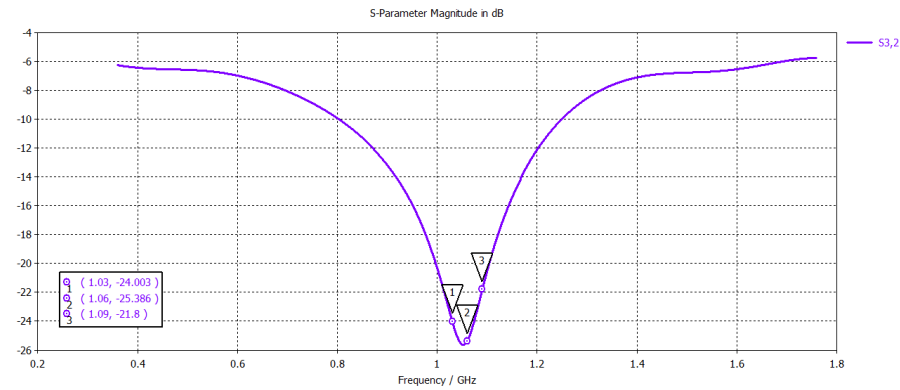
Obrázek 6-19: Průběh parametru S_{11} pro model děliče D1



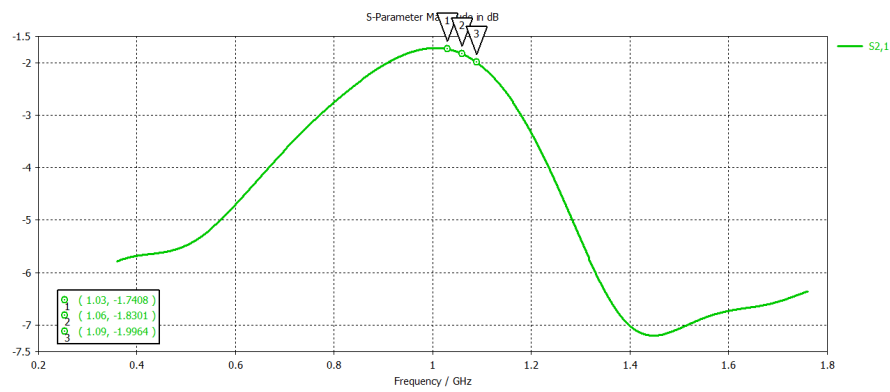
Obrázek 6-20: Průběh parametru S_{22} pro model děliče D1



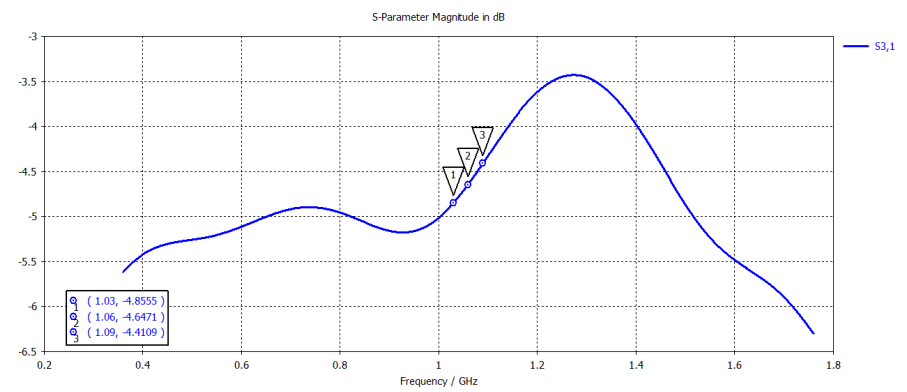
Obrázek 6-21: Průběh parametru S_{33} pro model děliče D1



Obrázek 6-22: Průběh parametru S_{44} pro model děliče D1



Obrázek 6-23: Průběh parametru S_{21} pro model děliče D1



Obrázek 6-24: Průběh parametru S_{31} pro model děliče D1

Z výsledků simulace vyplývá, že všechny průběhy parametrů S_{11} , S_{22} , S_{33} a S_{32} jsou na frekvenčním rozsahu 1,03 až 1,09 GHz pod hranicí -20 dB, kterou lze brát jako dostačující hodnotu pro správné fungování děliče. Polohy minim těchto průběhů se blíží střední frekvenci 1,06 GHz, pouze parametr S_{33} je lehce posunut směrem k vyšší frekvenci, což je způsobeno především konstrukcí zakončovacího odporu.

Z průběhů S_{21} a S_{31} lze vypočítat dělicí poměr modelu tohoto děliče. V tomto případě je dělicí poměr ($|S_{21}/S_{31}|^2$) roven -2,817 dB na střední frekvenci 1,06 GHz. Velikost dělicího poměru tohoto děliče je v simulacích lehce navýšena (o 0,12 dB) vzhledem k výsledkům porovnání předchozích simulací s naměřenými hodnotami.

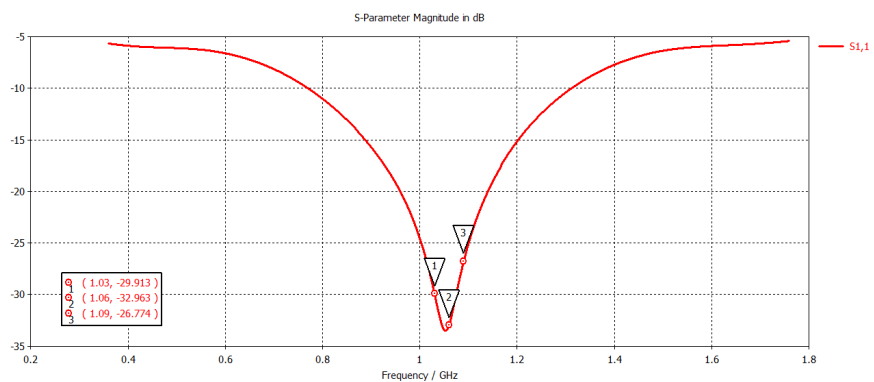
Na frekvenci 1,03 GHz je velikost dělicího poměru rovna -3,1147 dB a na frekvenci 1,09 GHz je velikost tohoto poměru -2,4145 dB. Tento velký rozdíl je značně problematický, jelikož tento typ radaru pracuje právě na těchto krajních frekvencích a vyzářovací diagram antény pro vysílání dotazu by se lišil od vyzářovacího diagramu pro příjem odpovědi.

Z tohoto důvodu byla hledána jiná nastavení parametrů (rozměrů) děliče, která by zajišťovala obdobné výsledky pro parametry S_{11} , S_{22} , S_{33} a S_{32} jako v předchozím případě, ale redukovala by závislost poměru S_{21}/S_{31} na frekvenci.

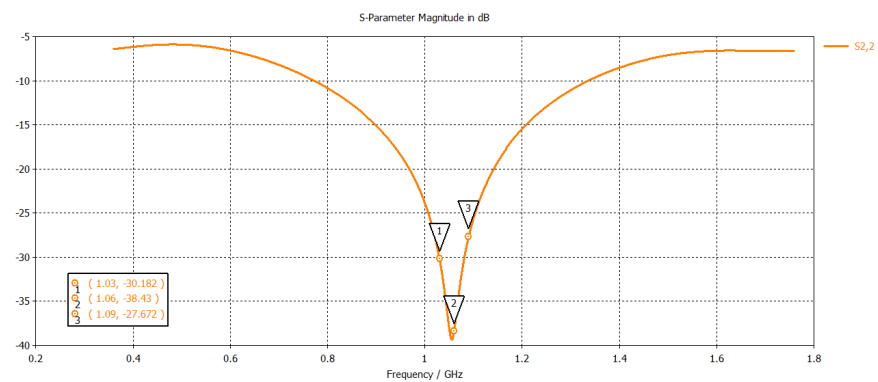
Z tohoto pohledu se jako optimální jeví následující parametry modelu děliče D1:

- Délka podélné větve $L_1 = 67$ mm
- Délka příčné zalomené větve $L_2 = 81,5$ mm
- Šířka pásku podélné větve $W_1 = 3,3$ mm
- Šířka pásku příčné zalomené větve $W_2 = 9,2$ mm
- Šířka pásků přírodních ramen $W_0 = 6.48$ mm – charakteristická impedance 50Ω .
- Velikost zkosení zlomů v příčných větvích = 9,8 mm

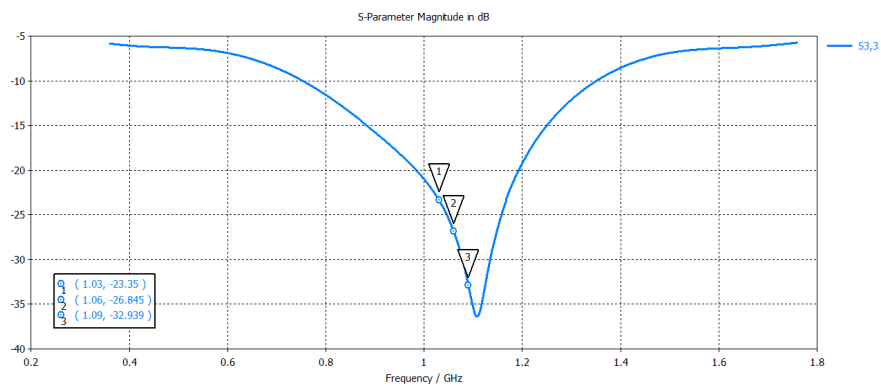
Při použití výše uvedených parametrů získáme simulací průběhy S-parametrů podle obr. 6-25 až obr. 6-32.



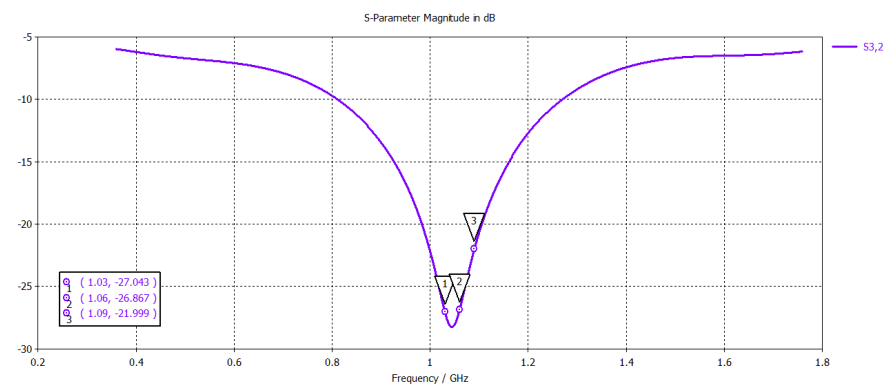
Obrázek 6-25: Průběh parametru S_{11} pro upravený model děliče D1



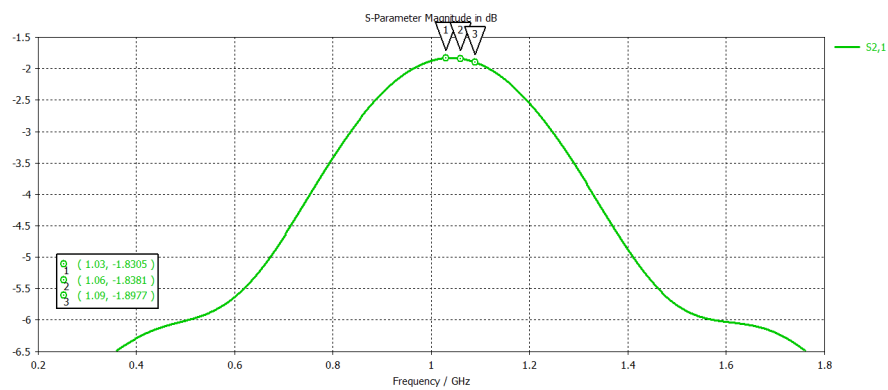
Obrázek 6-26: Průběh parametru S_{22} pro model upravený děliče D1



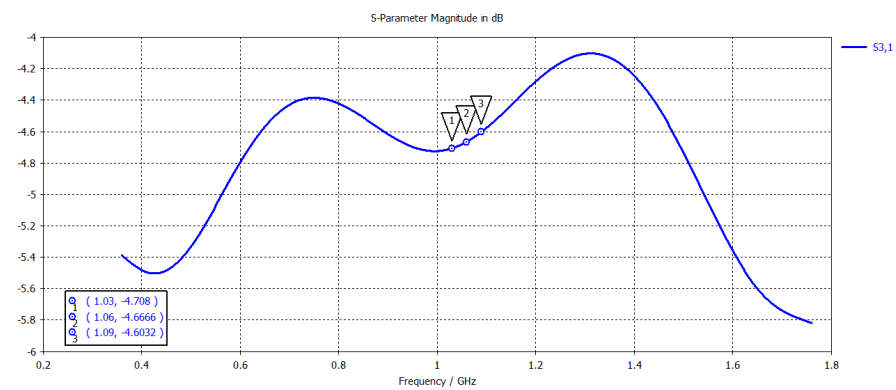
Obrázek 6-27: Průběh parametru S_{33} pro upravený model děliče D1



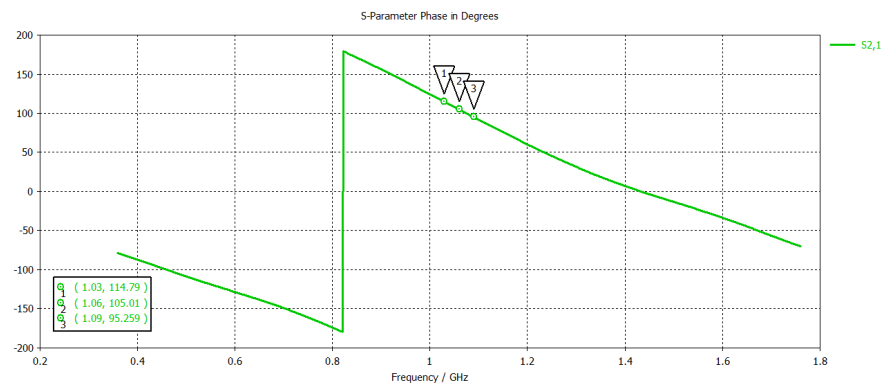
Obrázek 6-28: Průběh parametru S_{32} pro upravený model děliče D1



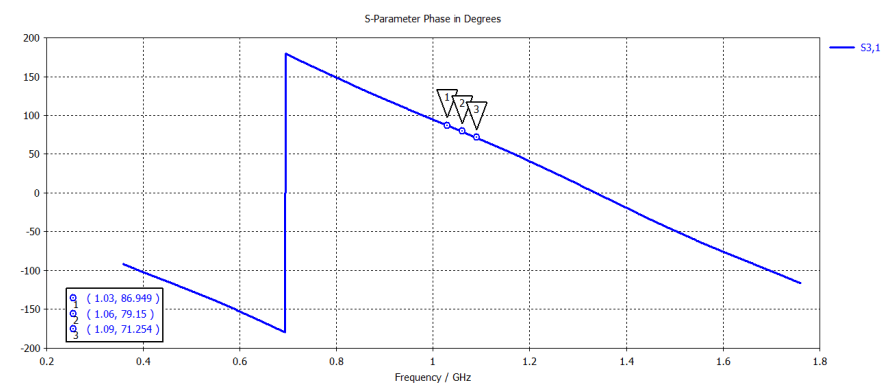
Obrázek 6-29: Průběh parametru S_{21} _amplituda pro upravený model děliče D1



Obrázek 6-30: Průběh parametru S_{31} _amplituda pro model upravený děliče D1



Obrázek 6-31: Průběh parametru S_{21} _fáze pro upravený model děliče D1



Obrázek 6-32: Průběh parametru S_{31} _fáze pro upravený model děliče D1

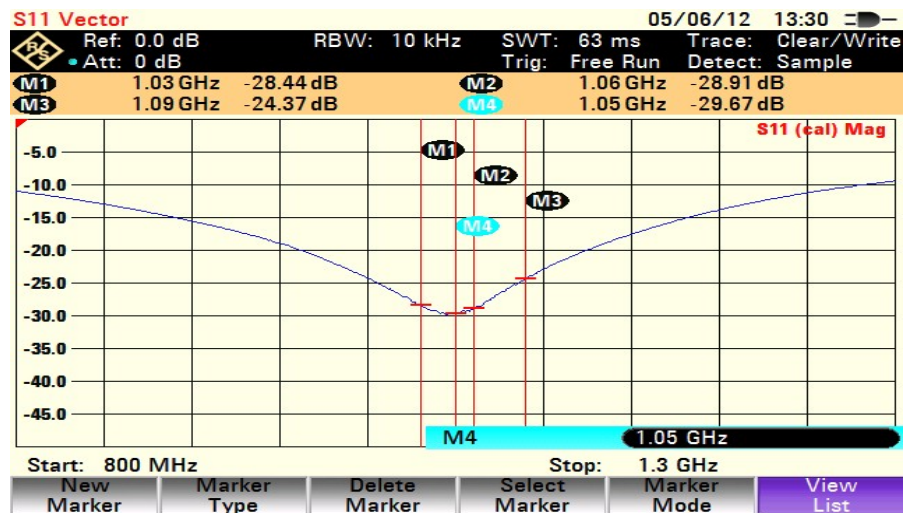
Pro přehlednost jsou vybrané odsimulované rozptylové parametry vyneseny do tabulky 6-4.

Tabulka 6-1: Souhrn odsimulovaných S -parametrů upraveného děliče D1

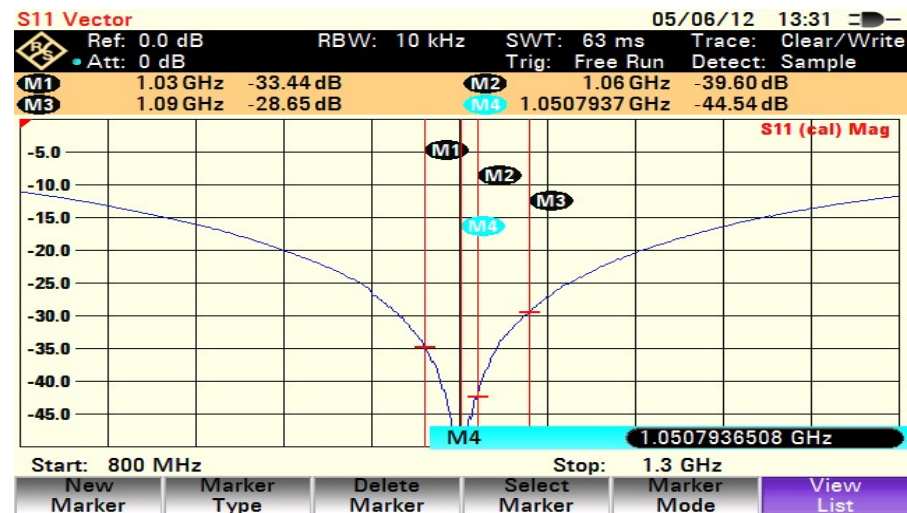
Požadovaný dělicí poměr: -2,7 dB, požadovaný fázový rozdíl: -25,9 °				
	1,03 GHz	1,06 GHz	1,09 GHz	Minimum GHz
S_{11} [dB]	-29,913	-32,963	-26,774	1,0530
S_{22} [dB]	-30,182	-38,43	-27,672	1,0558
S_{33} [dB]	-23,35	-26,845	-32,939	1,1076
S_{21} amplituda [dB]	-1,8305	-1,8381	-1,8977	
S_{31} amplituda [dB]	-4,708	-4,6666	-4,6032	
S_{21} fáze [°]	114,79	105,01	95,259	
S_{31} fáze [°]	86,949	79,15	71,254	
S_{32} [dB]	-27,043	-26,867	-21,999	1,0446
S_{21} amplit./ S_{31} amplit. [dB]	-2,8775	-2,8285	-2,7055	
S_{21} fáze/ S_{31} fáze [°]	-27,841	-25,86	-24,005	
Rozdíl od požad. (amplituda)	0,1775	0,1285	0,0055	
Rozdíl od požad. (fáze)	1,941	-0,04	-1,895	

Porovnáme-li průběhy parametrů S_{11} , S_{22} , S_{33} a S_{32} v obou případech nastavení modelu děliče, zjistíme, že jsou tyto průběhy téměř totožné. I velikost dělicího poměru na frekvenci 1,06 GHz je téměř shodná (v prvním případě -2,817 dB, ve druhém případě -2,8285 dB). Avšak podstatný rozdíl je v rozdílu dělicího poměru na krajních kmitočtech. V prvním případě bylo ukázáno, že rozdíl dělicího poměru na frekvenci 1,03 a 1,09 GHz činí 0,7002 dB. V případě upraveného děliče už ale tento rozdíl činí pouze 0,1225 dB. Tato hodnota je mnohem příznivější a nedochází k tak výrazné změně vyzářovacího diagramu mezi vysíláním a příjmem.

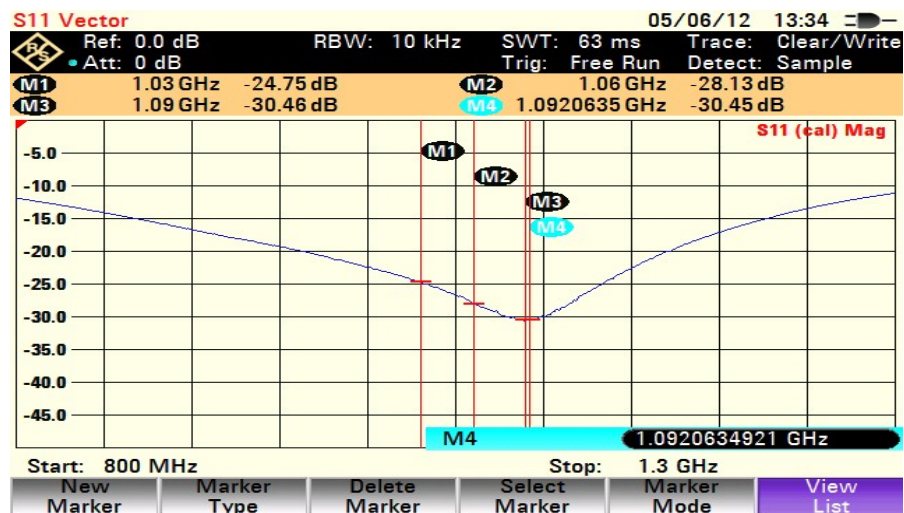
Model s těmito parametry je již vhodný k realizaci, proto dle tohoto modelu byla navržena deska plošného spoje obr. 6-41, která byla následně odměřena. Změřené průběhy rozptylových parametrů upraveného děliče D1 jsou na obrázcích 6-33 až 6-40.



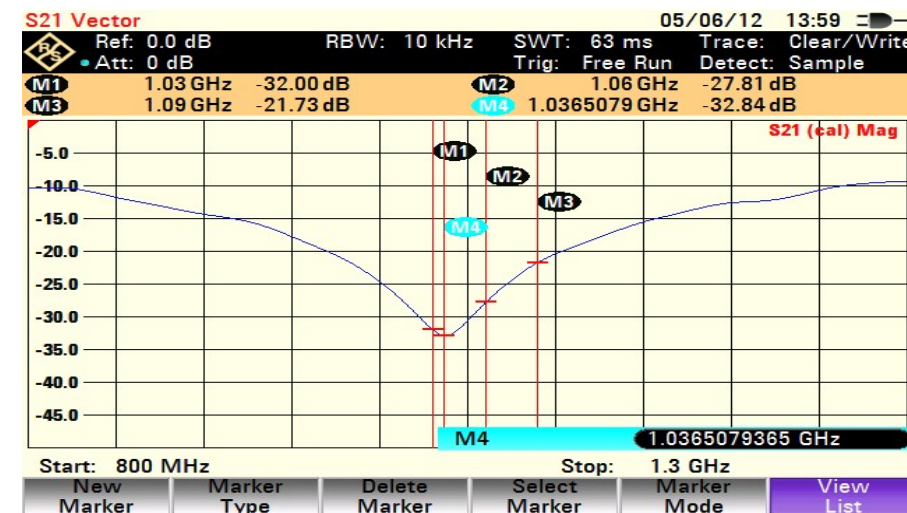
Obrázek 6-33: Změřený průběh parametru S_{11} děliče D1



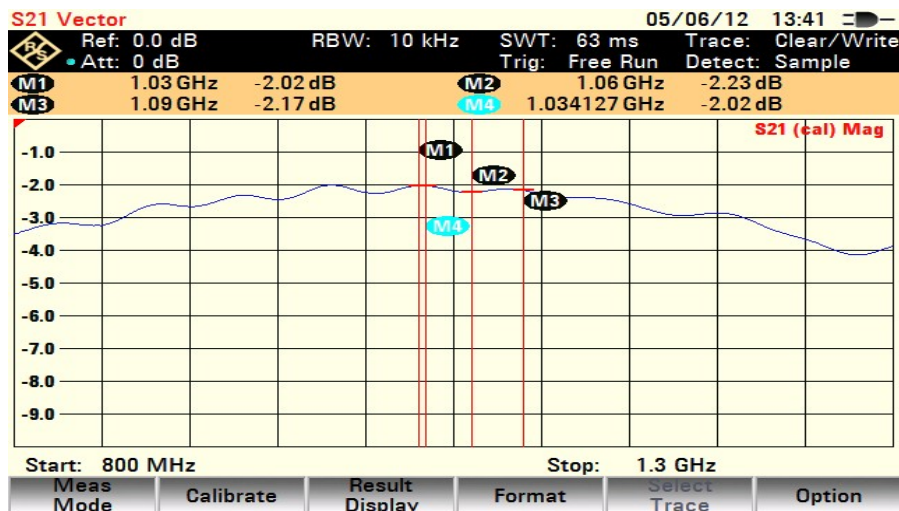
Obrázek 6-34: Změřený průběh parametru S_{22} děliče D1



Obrázek 6-35: Změřený průběh parametru S_{33} děliče D1



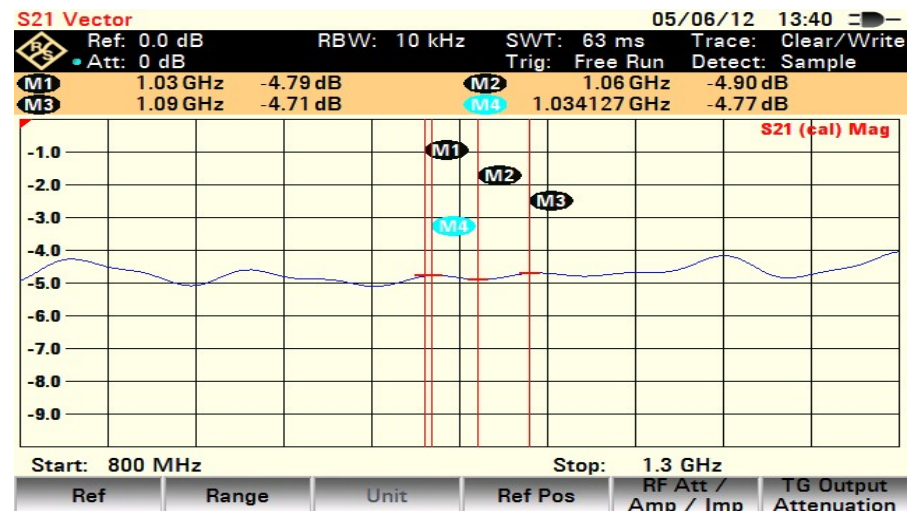
Obrázek 6-36: Změřený průběh parametru S_{32} děliče D1



Obrázek 6-37: Změřený průběh parametru S_{21} amplituda děliče D1



Obrázek 6-39: Změřený průběh parametru S_{21} fáze děliče D1



Obrázek 6-38: Změřený průběh parametru S_{31} amplituda děliče D1



Obrázek 6-40: Změřený průběh parametru S_{31} fáze laboratorního vzorku děliče D1

Z tabulky 6-2 je zřejmé, že velikosti parametrů S_{11} , S_{22} , S_{33} a S_{32} jsou velice podobné, v řadě případů vychází o něco lépe změřené hodnoty, než výsledky simulace. Je patrné, že žádný z těchto parametrů nepřekročil minimální požadovanou hodnotu -20 dB. Porovnáním poloh minim jednotlivých průběhů těchto rozptylových parametrů zjistíme, že výsledky počítačové simulace věrně kopírují trendy posuvů jednotlivých minim u změřených průběhů.

Velikosti amplitud parametrů S_{21} a S_{31} se mezi simulací a měřením trochu liší. Vyšší hodnoty u změřených parametrů jsou dány především vloženým útlumem konektorů, přes které je obvod při měření připojen k měřicímu přístroji. Podstatná je ovšem velikost dělicího poměru S_{21}/S_{32} , která byla u modelu záměrně lehce povýšena (o 0,13 dB na střední frekvenci 1,06 GHz), ale u změřeného reálného děliče vyšel tento dělicí poměr na střední frekvenci téměř přesně (-0,03 dB).

Z této tabulky je také patrné, že u modelu děliče D1 byl navržen fázový rozdíl na jeho výstupech téměř přesně dle zadané hodnoty (rozdíl od požadované hodnoty $-25,9^\circ$ byl $-0,04^\circ$). Při měření se velikost tohoto fázového rozdílu lehce zvýšila na hodnotu $0,46^\circ$. Tento rozdíl mohl být způsoben nepřesným připájením konektorů SMA k jednotlivým výstupům.

Celkově lze shrnout, že se odsimulované parametry děliče značně blíží parametrům změřeným na reálném děliči. Proto lze říci, že model tohoto děliče věrně kopíruje reálný vyrobený dělič.

Obdobným způsobem byly navrženy i ostatní děliče ve vertikálním rozvodu. U všech těchto děličů byly aplikovány prvky zalomení příčných větví a kolmého přechodu konektoru, které umožňují výrazně redukovat celkové rozměry rozvodu.

7 Závěr

Hlavní náplní této práce bylo vytvoření postranních horizontálních rozvodů signálů, které respektují požadované amplitudy a fáze signálu na jednotlivých výstupech za účelem dosažení žádaných horizontálních vyzařovacích diagramů.

Prvním důležitým úkolem před návrhem postranních rozvodů bylo zvolení typu homogenního vedení, na němž budou rozvody realizovány. Pro realizaci jsem zvolil zavěšené páskové vedení, které je specifickým případem vedení páskového. Toto vedení oproti vedení mikropáskovému dosahuje podstatně nižšího vložného útlumu a umožňuje na požadovaném frekvenčním rozsahu konstruovat i části vedení o relativně vysokých impedancích (kolem 100Ω) vůči charakteristické impedanci 50Ω .

Neméně důležité byl výběr vhodného typu děliče výkonu. Já jsem zvolil děliče typu branch-line. Předností těchto děličů je to, že pro různé dělicí poměry výstupních signálů mají stále stejné rozměry (čtvrtinu vlnové délky), naopak Wilkinsonovy děliče potřebují k zajištění správné činnosti při nestejném dělicím poměru výstupních výkonu alespoň dva čtvrtvlnné úseky vedení. Jelikož je anténa sekundárního radaru integrována do antény radaru primárního, je nutné, aby rozvody signálu sekundárního radaru, potažmo jednotlivé děliče, byly co nejmenší. Toto byl hlavní důvod pro volbu děličů typu branch-line.

Pro řešení postranních rozvodů uvádím ve své práci dvě možná řešení. První varianta přesně splňuje požadavky na amplitudy a fáze signálů na jednotlivých výstupech. Tato varianta má ovšem podstatnou nevýhodu, kterou jsou značné rozměry. Desku plošných spojů takového rozvodu by bylo nutné vyrábět po částech. I tak by ale jednotlivé části desky měly velké rozměry. Vlivem povětrnostních vlivů a teplotní roztažnosti jednotlivých materiálů, ze kterých jsou rozvody vyrobeny, by mohlo docházet k prohybům desky, nesoucí pásy uvnitř vodivého pouzdra a tím ke značné změně parametrů rozvodu. Z těchto důvodů byla po konzultaci se zhotovitelkou firmou T-CZ, a.s. navržena druhá varianta, která respektuje požadované amplitudy signálu na jednotlivých výstupech rozvodu, ale není zde splněn požadavek na fázové rozdíly mezi jednotlivými výstupy. Požadované fázové posuvy mezi jednotlivými výstupy budou zajištěny délkou koaxiálních vodičů mezi výstupy horizontálního postranního rozvodu a vstupy vertikálních rozvodů. Z konstrukčních důvodů byl pak tento postranní rozvod rozdělen do dvou částí (Postranní rozvod A a Postranní rozvod B).

Navrhovat rovnou celý postranní rozvod je velice nepraktické, jelikož obsahuje 11 děličů výkonu, každý minimálně se čtyřmi volitelnými parametry a proto by byla jeho optimalizace velmi obtížná. Proto jsem nejprve přikročil k návrhu jednotlivých děličů. Vybral jsem tři děliče, které reprezentují škálu potřebných dělicích poměrů (nejmenší, střední a největší dělicí poměr). U těchto děličů jsem sestavil počítačové modely v prostředí CST Studio s jejichž pomocí jsem našel jejich optimální rozměry. Po nalezení vhodných rozměrů byly ve spolupráci s firmou T-CZ jednotlivé děliče vyrobeny. Poté následovalo změření skutečných parametrů jednotlivých děličů v univerzitních laboratořích. Na základě těchto měření byly modely upravovány a vylepšovány, aby co nejvíce odpovídaly realitě. Výsledné výstupy simulačních modelů a měření těchto děličů prezentuji v této práci.

Poté co byly tyto tři děliče optimalizovány, bylo možné nasimulovat i ostatní děliče výkonu s tím, že byla respektována skutečná geometrie jejich jednotlivých ramen v postranním rozvodu.

Nedílnou součástí této problematiky bylo i navržení konstrukce zakončovacího odporu ve čtvrté bráně jednotlivých děličů. Pro tuto problematiku bylo sestaveno velké množství počítačových modelů a vyrobeno několik přípravků (desek plošných spojů). Po řadě experimentů bylo vybráno konečné uspořádání popsané v této práci.

Nad rámec zadání své diplomové práce jsem se zabýval děliči výkonu ve vertikálním rozvodu. Zde byly kladeny velké nároky na minimalizaci rozměru tohoto rozvodu, čehož je dosaženo umístěním desek plošných spojů ve dvou vrstvách a speciální topologií děličů výkonu, spočívající v dvojitém zalomení příčných větví děliče.

Také jsem se zde zabýval konstrukcí kolmého přechodu, který je nutný, aby bylo možné děliče umístit ve dvou vrstvách a vytvořil jsem několik počítačových modelů a reálných přípravků pro jejich ověření.

Na základě výše uvedených poznatků byly sestaveny matematické modely jednotlivých děličů a po jejich optimalizaci byly tyto děliče zkonstruovány. V této práci pro přehlednost prezentuji pouze dělič D1. Z výsledků měření je opět zřejmé, že model tohoto děliče věrně vystihuje reálné provedení.

V této práci jsem chtěl ještě prezentovat výsledky měření kompletních postranních rozvodů, ale vzhledem k velké časové náročnosti výroby těchto rozvodů již nebylo možné toto měření do doby odevzdání práce uskutečnit.

Použitá literatura

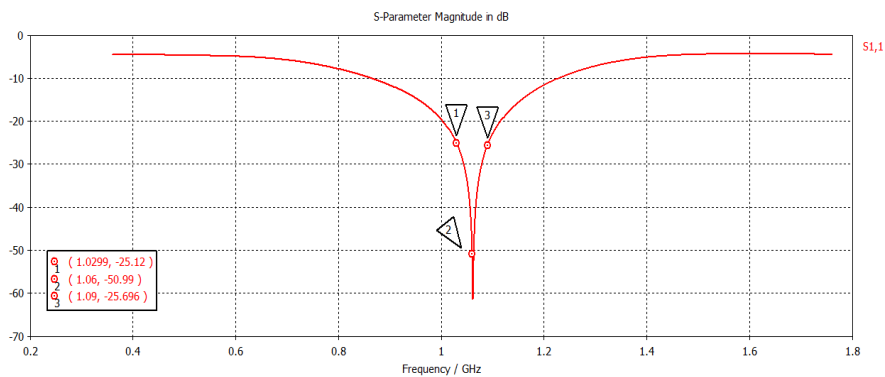
- [1] BEZOUŠEK, P. a ŠEDIVÝ, P., *Radarová technika*. Vydavatelství ČVUT. ISBN 9788001030363.
- [2] L 10/IV. *PŘEDPIS O CIVILNÍ LETECKÉ TELEKOMUNIKAČNÍ SLUŽBĚ: SVAZEK IV - PŘEHLEDOVÝ RADAR A PROTISRÁŽKOVÝ SYSTÉM*. MINISTERSTVO DOPRAVY ČR PŘ, 2003. Dostupné z: http://lis.rlp.cz/predpisy/predpisy/dokumenty/L/L-10/L-10iv/data/print/L10-iv_cely.pdf
- [3] BEZOUŠEK, P. *Materiály k přednáškám z předmětu Technika radiových systémů*
- [4] BEZOUŠEK, Pavel, SCHEJBAL, Vladimír. MONOPULSE SECONDARY SURVEILLANCE RADAR ANTENNA FOR AIR TRAFFIC CONTROL. *Perner's contact* [online]. 2011, roč. 2011, č. 5, s. 8 [cit. 2012-07-25]. Dostupné z: http://pernerscontacts.upce.cz/24_2011/Bezousek.pdf
- [5] BALANIS, Constantine A. *Antenna theory: analysis and design*. 3rd ed. Hoboken: Wiley-Interscience, 2005, xvii, 1117 s. ISBN 978-0-471-66782-7.
- [6] SCHEJBAL, V., *Řady s páskovým vedením (upřesnění rozložení)*. Výzkumná zpráva FEI UPa, 2011.
- [7] BEZOUŠEK, P. *Materiály k přednáškám z předmětu Pokročilé analogové obvody*
- [8] POZAR, David M. *Microwave engineering*. 2nd ed. New York: Wiley, 1997c1998, xvi, 716 p. ISBN 04-711-7096-8.
- [9] Amitec Electronic Ltd. [online]. [cit. 2012-07-22]. Dostupné z: <http://www.amitecltd.com/photo-gallery2.html>
- [10] SVAČINA, J. *Mikrovlonné integrované obvody*. Učební text postgraduálního studia "Mikrovlonná technika", VUT Brno 1988
- [11] ORSÁG, Petr. *Mikropáskové vazební směrové a hybridní členy - laboratorní úloha*. Brno, 2008. Dostupné z: http://www.urel.feec.vutbr.cz/web_documents/ukazkove_prace/dp_orsag_08.pdf. Diplomová práce. VUT Brno. Vedoucí práce prof. Ing. Jiří Svačina, CSc.
- [12] Materiál poskytnutý vedoucím práce
- [13] Program poskytnutý vedoucím práce

- [14] *CST MICROWAVE STUDIO: 3D EM simulation software* [online]. [cit. 2012-07-22].
Dostupné z: <http://www.cst.com/Content/Products/MWS/Overview.aspx> - internetové stránky o programu pro simulaci vf obvodů.
- [15] Bezoušek P., Schejbal V., Chyba M., *Posouzení variant řešení integrované antény primárního a sekundárního radaru*, 2010, Studie vypracovaná UPa v rámci projektu FR-TI2/480

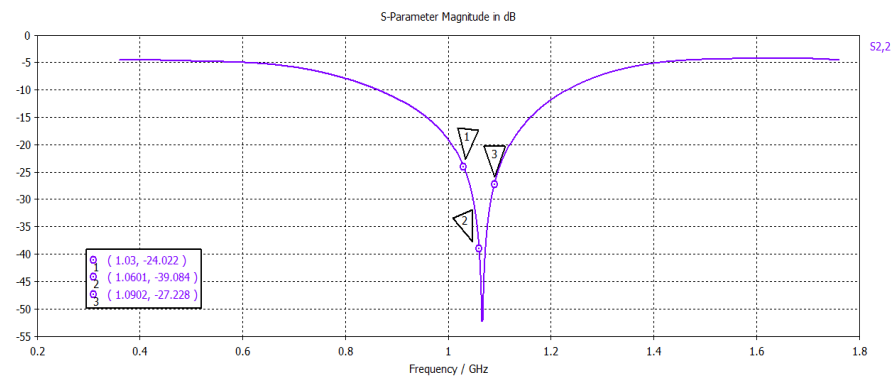
Příloha 1 – Program pro výpočet rozptylových parametrů děličů výkonu typu branch-line

Na tomto místě jsem chtěl uvést celý přepis kódu programu S_param, který vypočítává a vykresluje průběhy rozptylových parametrů děličů výkonu typu branch-line. Jelikož je tento program vytvořen v grafickém rozhraní prostředí programu Matlab, je zdrojový kód tohoto programu velice obsáhlý (definice jednotlivých prvků v grafickém rozhraní, definice počátečních hodnot a podobně). Z tohoto důvodu jej zde nebudu uvádět, ale program jako celek, včetně celého zdrojového kódu je součástí přiloženého CD.

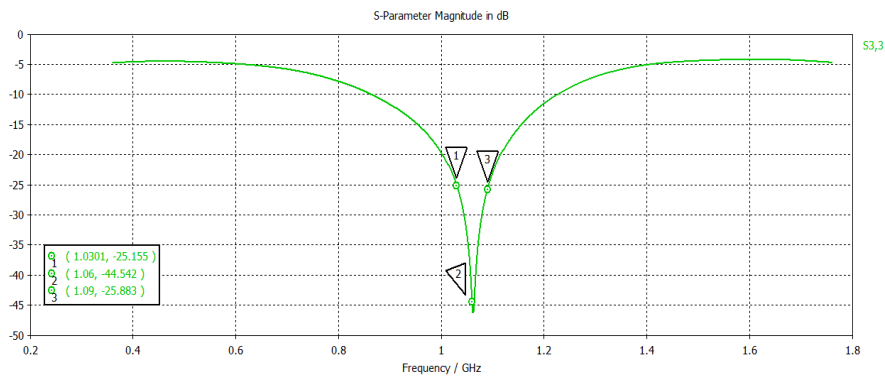
Příloha 2 - Výsledky simulací modelů děličů HB, HD a HK



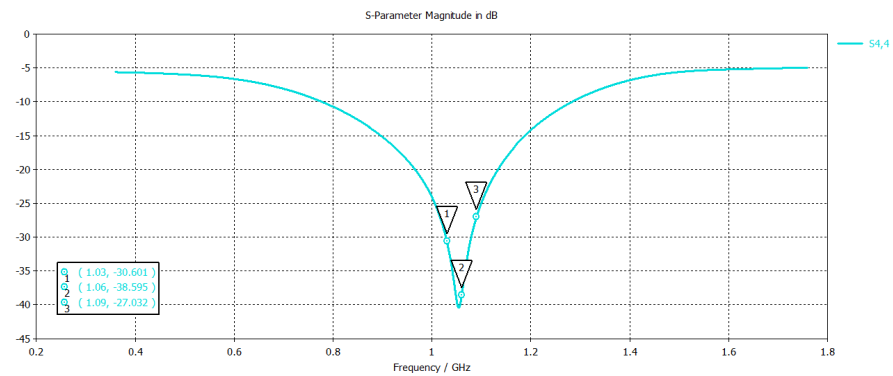
Obrázek P2-1: Průběh parametru S_{11} pro model děliče HB



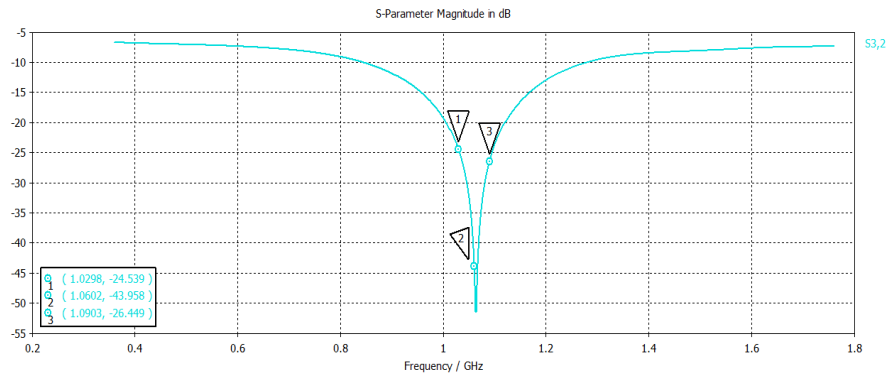
Obrázek P2-2: Průběh parametru S_{22} pro model děliče HB



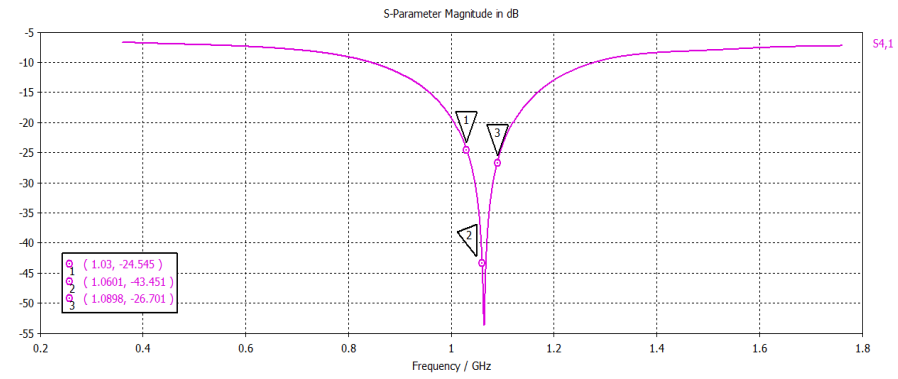
Obrázek P2-3: Průběh parametru S_{33} pro model děliče HB



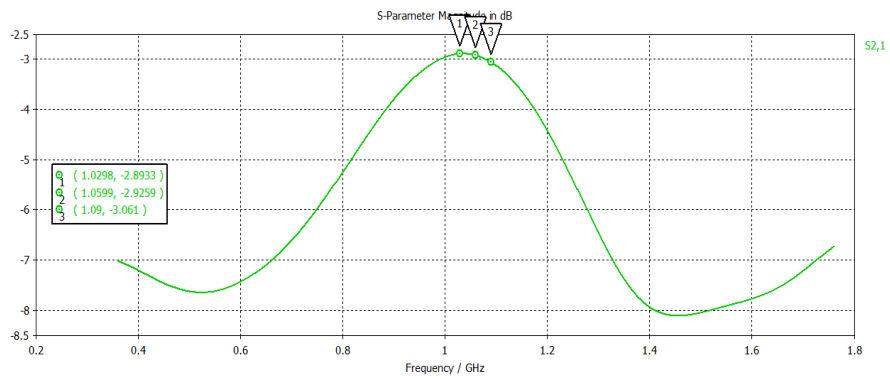
Obrázek P2-4: Průběh parametru S_{44} pro model děliče HB



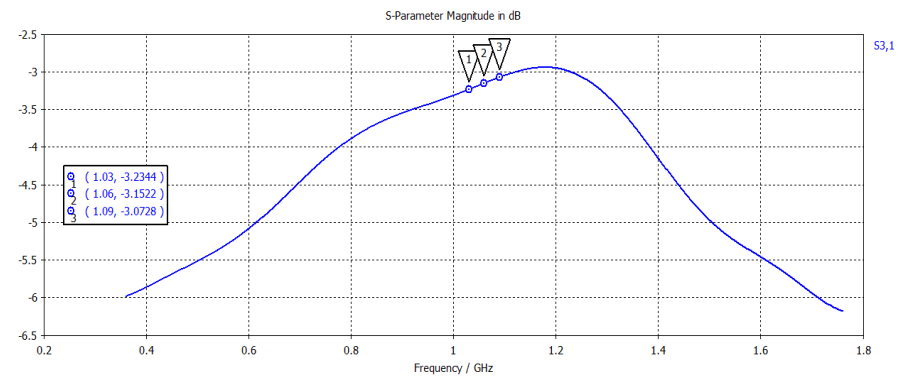
Obrázek P2-5: Průběh parametru S_{32} pro model děliče HB



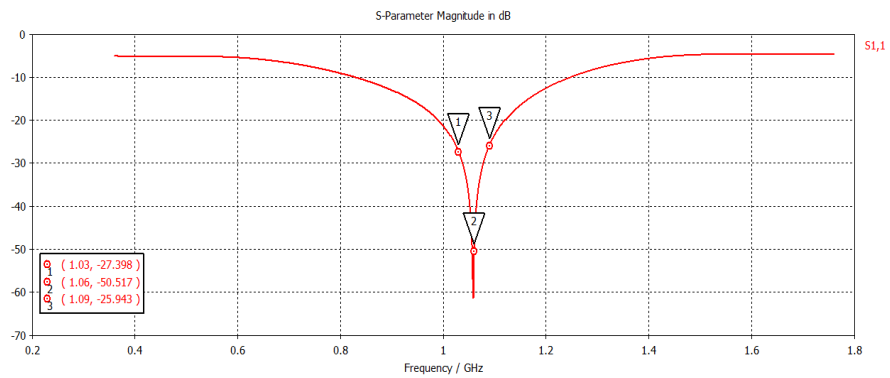
Obrázek P2-6: Průběh parametru S_{41} pro model děliče HB



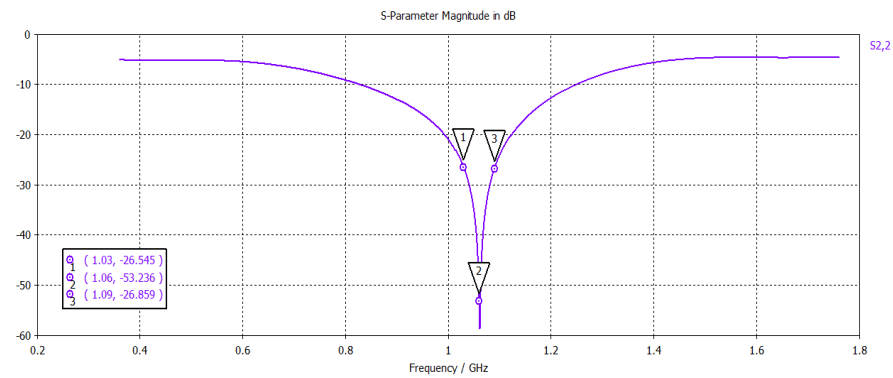
Obrázek P2-7: Průběh parametru S_{21} pro model děliče HB



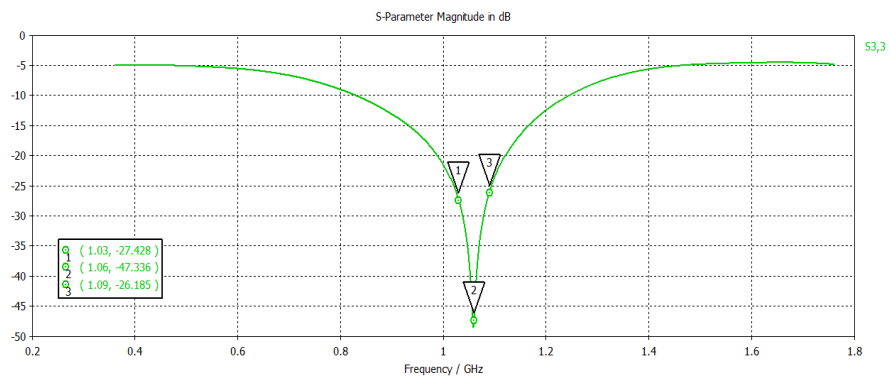
Obrázek P2-8: Průběh parametru S_{31} pro model děliče HB



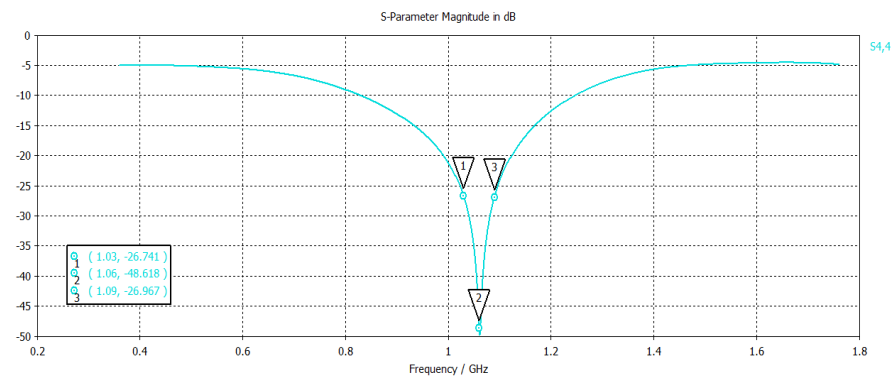
Obrázek P2-9: Průběh parametru S_{11} pro model děliče HD



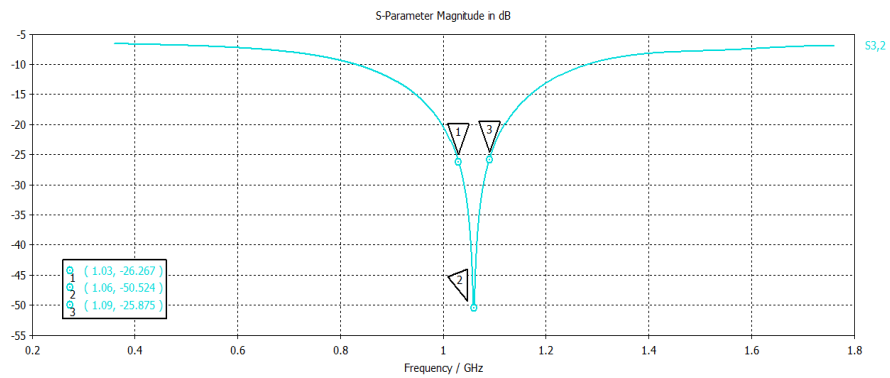
Obrázek P2-10: Průběh parametru S_{22} pro model děliče HD



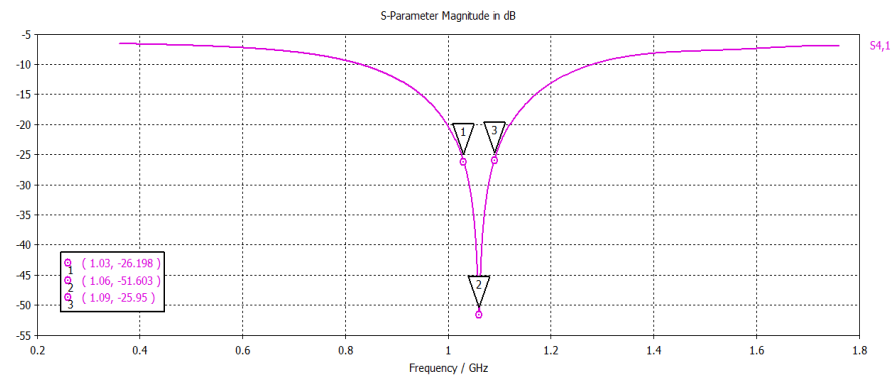
Obrázek P2-11: Průběh parametru S_{33} pro model děliče HD



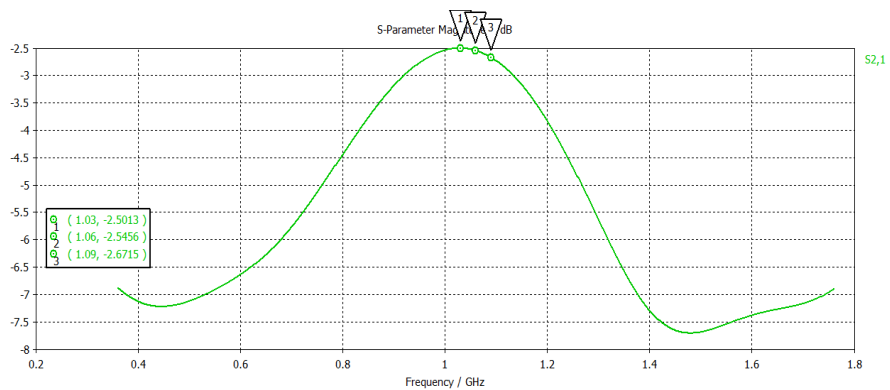
Obrázek P2-12: Průběh parametru S_{44} pro model děliče HD



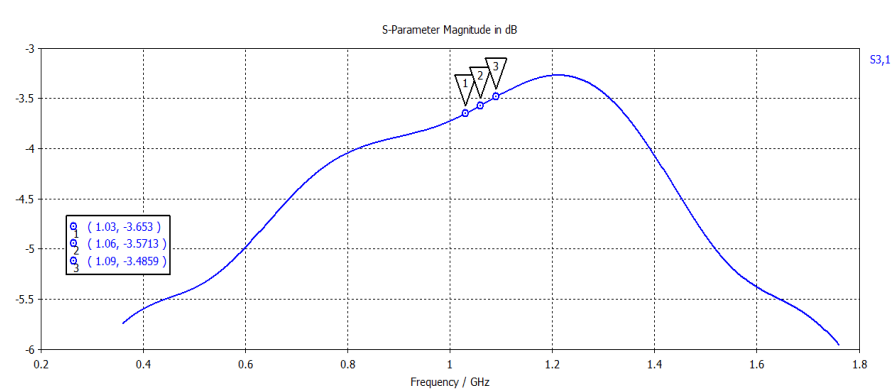
Obrázek P2-13: Průběh parametru S_{32} pro model děliče HD



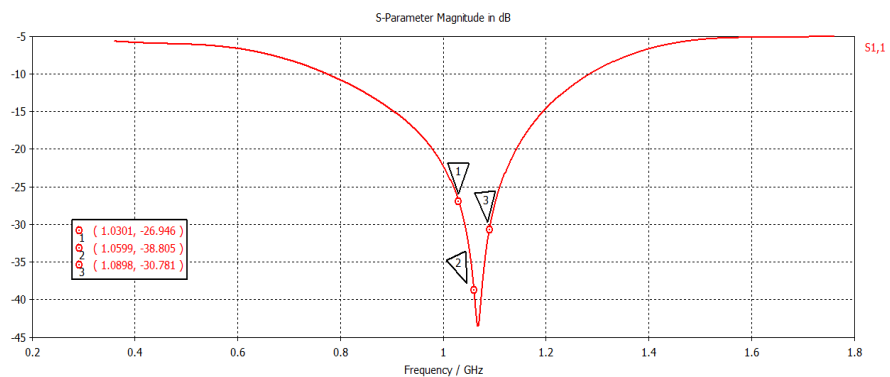
Obrázek P2-14: Průběh parametru S_{41} pro model děliče HD



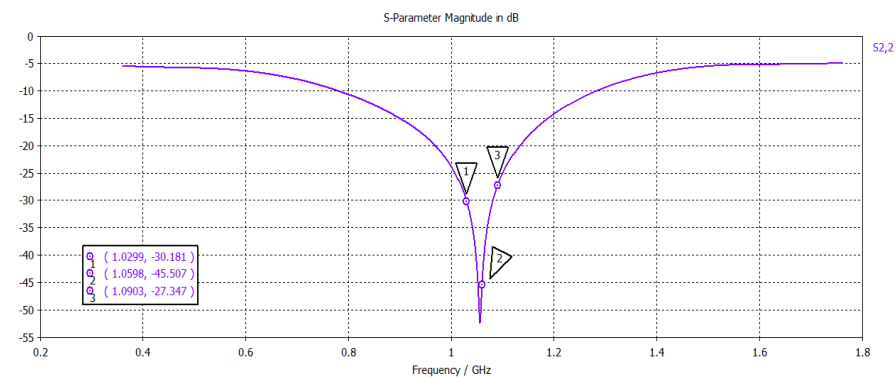
Obrázek P2-15: Průběh parametru S_{21} pro model děliče HD



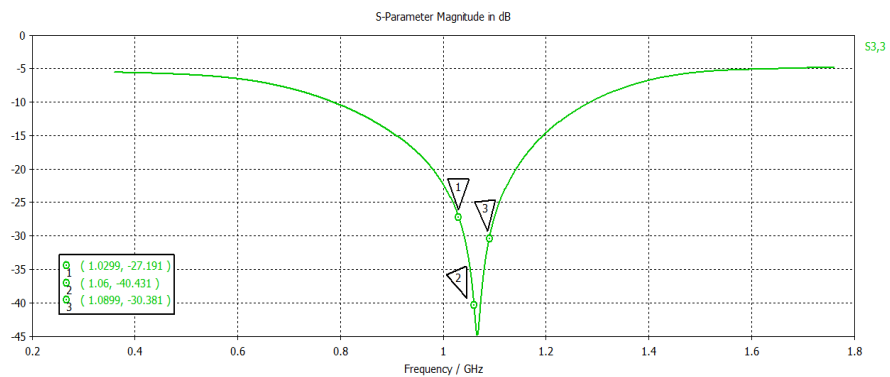
Obrázek P2-16: Průběh parametru S_{31} pro model děliče HD



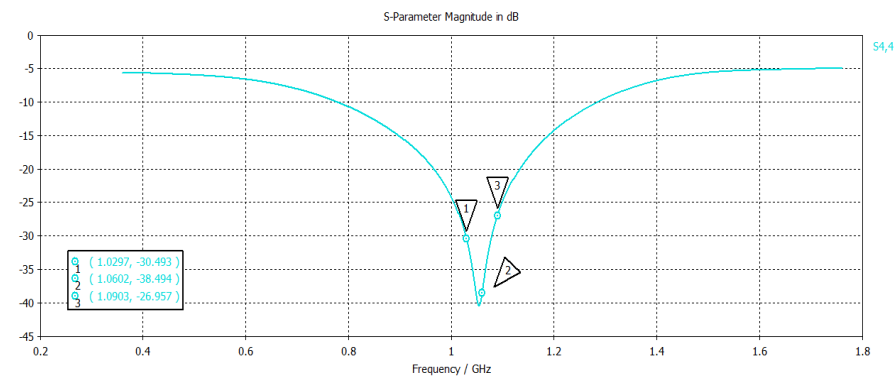
Obrázek P2-17: Průběh parametru S_{11} pro model děliče HK



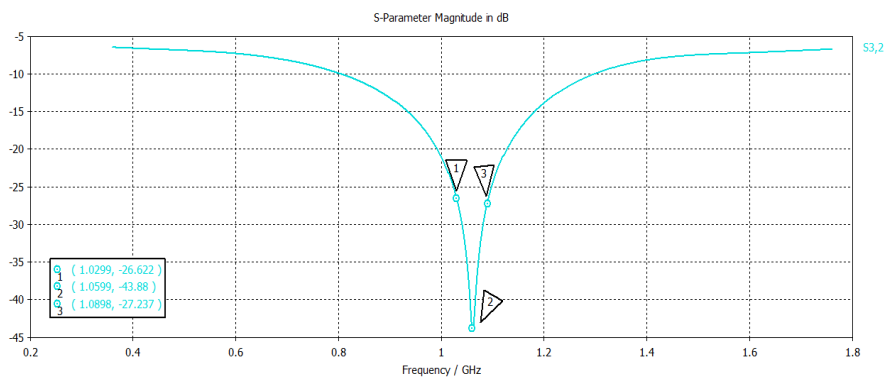
Obrázek P2-18: Průběh parametru S_{22} pro model děliče HK



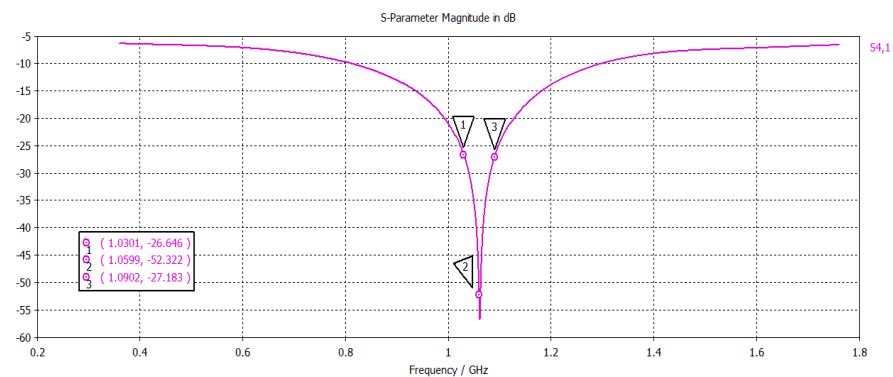
Obrázek P2-19: Průběh parametru S_{33} pro model děliče HK



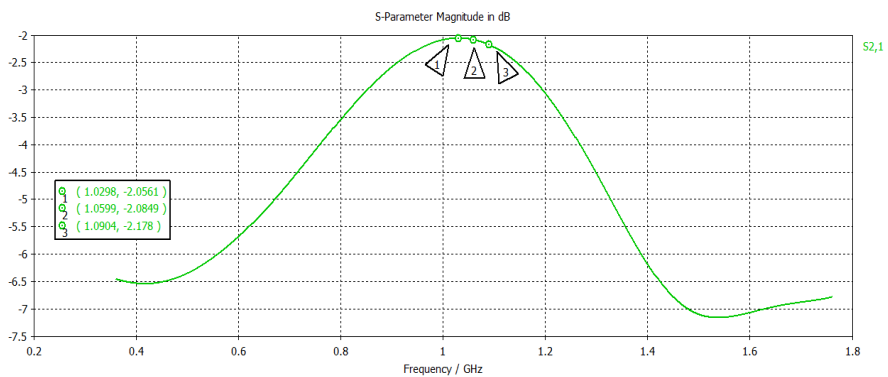
Obrázek P2-20: Průběh parametru S_{44} pro model děliče HK



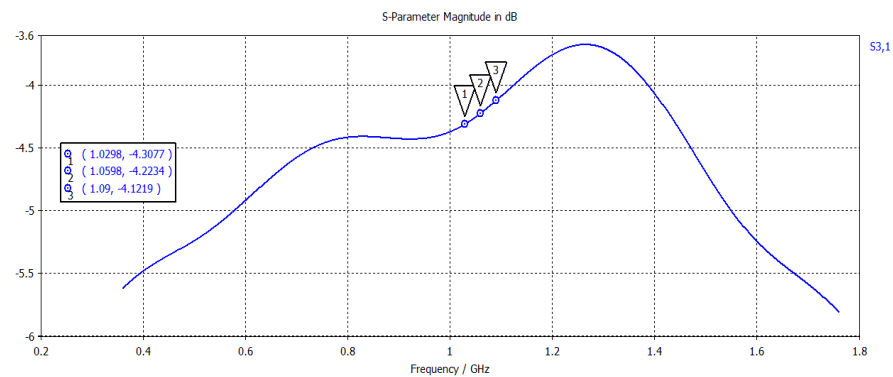
Obrázek P2-21: Průběh parametru S_{32} pro model děliče HK



Obrázek P2-22: Průběh parametru S_{41} pro model děliče HK



Obrázek P2-23: Průběh parametru S_{21} pro model děliče HK



Obrázek P2-24: Průběh parametru S_{31} pro model děliče HB

Tabulka P2-1: Souhrn rozptylových parametrů modelu děliče HB

HB Požadovaný dělicí poměr: -0,142 dB				
	1,03 GHz	1,06 GHz	1,09 GHz	Minimum GHz
S_{11} [dB]	-25,12	-50,99	-25,696	1,0614
S_{22} [dB]	-24,022	-39,084	-27,228	1,0656
S_{33} [dB]	-25,155	-44,542	-25,883	1,0614
S_{44} [dB]	-24,107	-38,581	-27,383	1,067
S_{21} [dB]	-2,8933	-2,9259	-3,061	
S_{31} [dB]	-3,2344	3,1522	3,0728	
S_{32} [dB]	-24,539	-43,958	-26,449	1,0642
S_{41} [dB]	-24,545	-43,451	-26,701	1,0642
S_{21}/S_{31} [dB]	-0,3411	-0,2263	-0,0118	
Rozdíl od požad. [dB]	0,1991	0,0843	-0,1302	

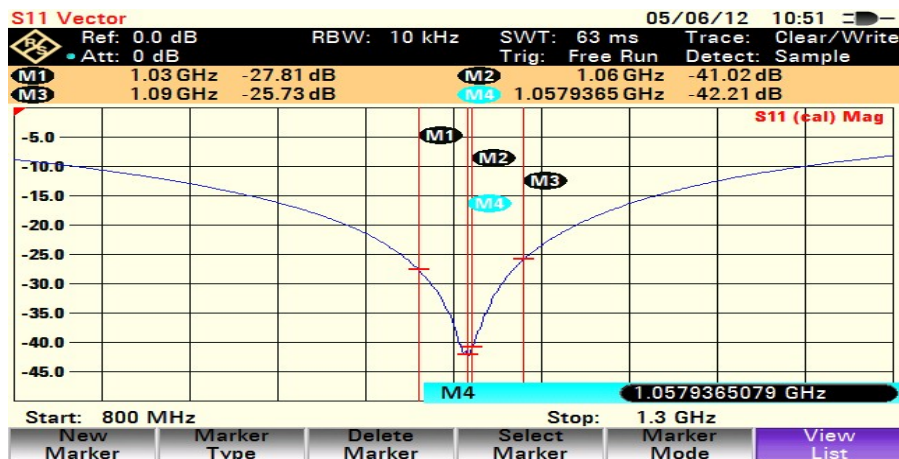
Tabulka P2-2: Souhrn rozptylových parametrů modelu děliče HD

HD Požadovaný dělicí poměr: -0,951 dB				
	1,03 GHz	1,06 GHz	1,09 GHz	Minimum GHz
S_{11} [dB]	-27,398	-50,517	-25,943	1,0586
S_{22} [dB]	-26,545	-53,236	-26,859	1,0614
S_{33} [dB]	-27,428	-47,336	-26,185	1,0586
S_{44} [dB]	-26,741	-48,618	-26,967	1,0614
S_{21} [dB]	-2,5013	-2,5456	-2,6715	
S_{31} [dB]	-3,653	-3,5713	-3,4859	
S_{32} [dB]	-26,267	-50,524	-25,875	1,06
S_{41} [dB]	-26,198	-51,603	-25,95	1,06
S_{21}/S_{31} [dB]	-1,1517	-1,0257	-0,8144	
Rozdíl od požad. [dB]	0,2007	0,0747	-0,1366	

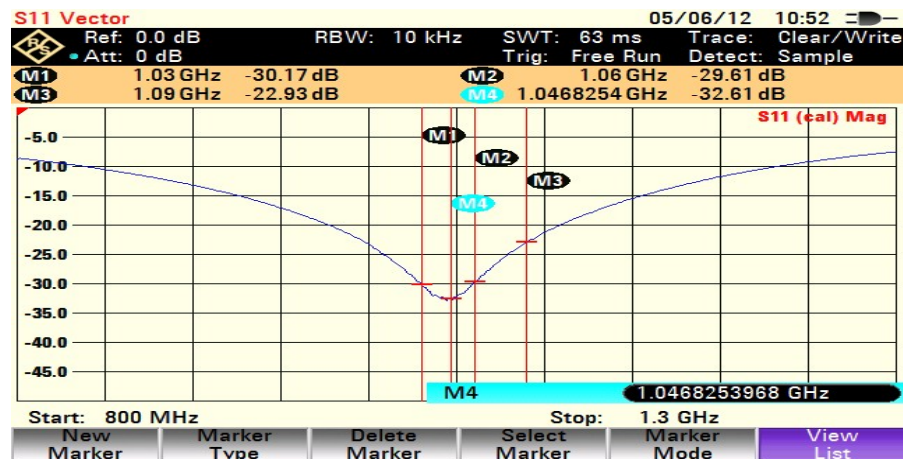
Tabulka P2-3: Souhrn rozptylových parametrů modelu děliče HK

HK Požadovaný dělicí poměr: -2,078 dB				
	1,03 GHz	1,06 GHz	1,09 GHz	Minimum GHz
S_{11} [dB]	-26,934	-38,865	-30,72	1,067
S_{22} [dB]	-30,229	-45,111	-27,438	1,0558
S_{33} [dB]	-27,213	-40,425	-30,332	1,0656
S_{44} [dB]	-30,601	-38,595	-27,032	1,0544
S_{21} [dB]	-2,0561	-2,0851	-2,1763	
S_{31} [dB]	-4,3073	-4,2227	-4,1218	
S_{32} [dB]	-26,646	-43,97	-27,182	1,0614
S_{41} [dB]	-26,612	-52,606	-27,234	1,0614
S_{21}/S_{31} [dB]	-2,2512	-2,1376	-1,9455	
Rozdíl od požad. [dB]	0,1732	0,0596	-0,1325	

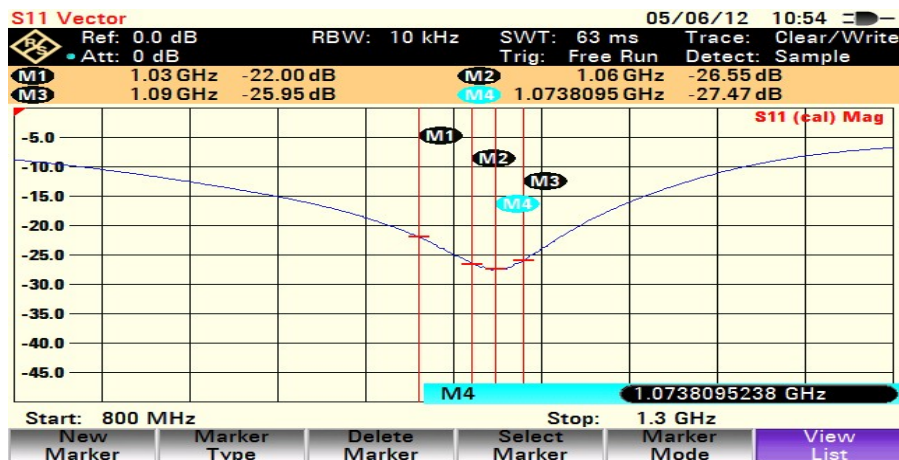
Příloha 3 – Výsledky měření děličů HB, HD a HK



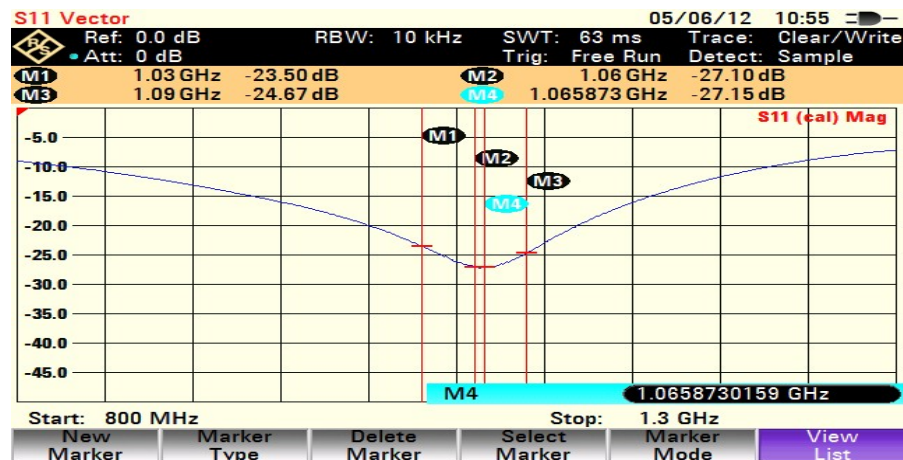
Obrázek P3-1: Změřený průběh parametru S_{11} děliče HB



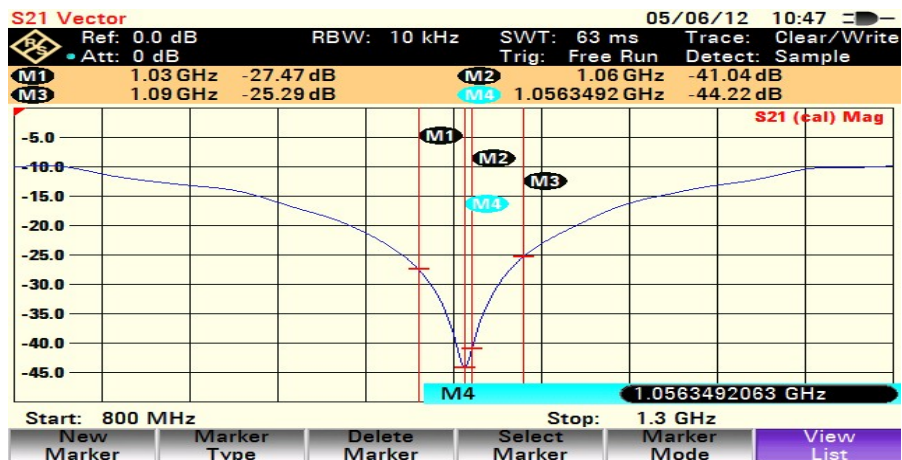
Obrázek P3-2: Změřený průběh parametru S_{22} děliče HB



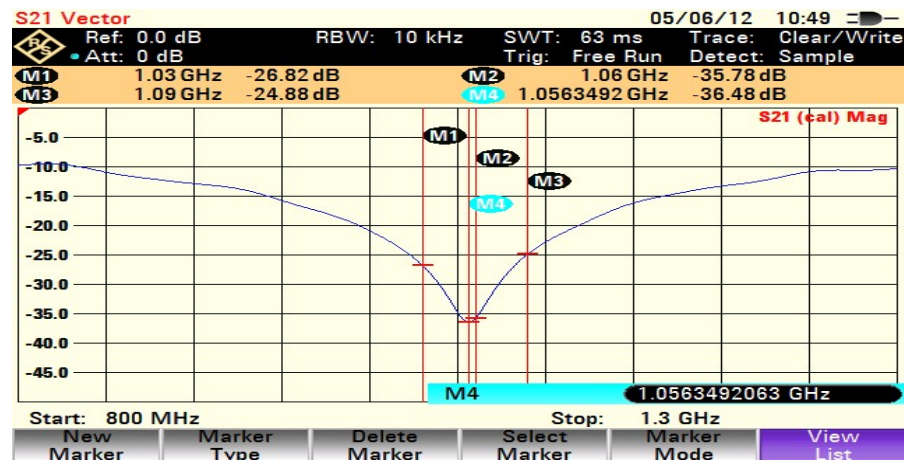
Obrázek P3-3: Změřený průběh parametru S_{33} děliče HB



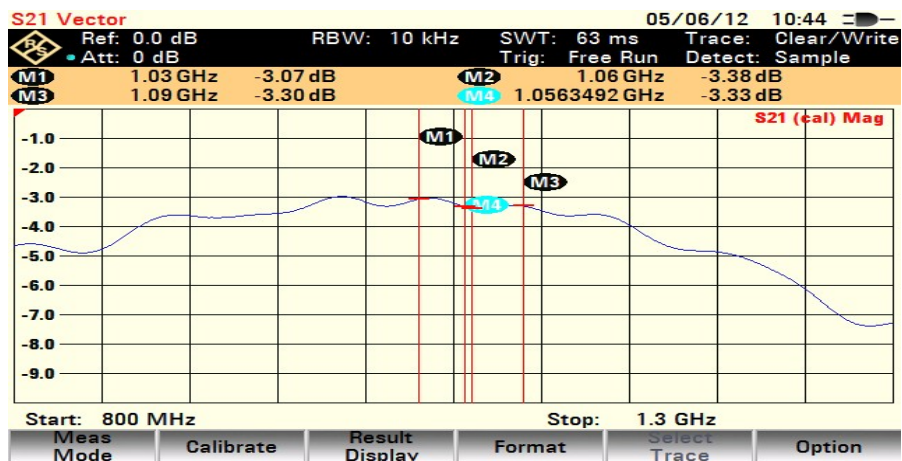
Obrázek P3-4: Změřený průběh parametru S_{44} děliče HB



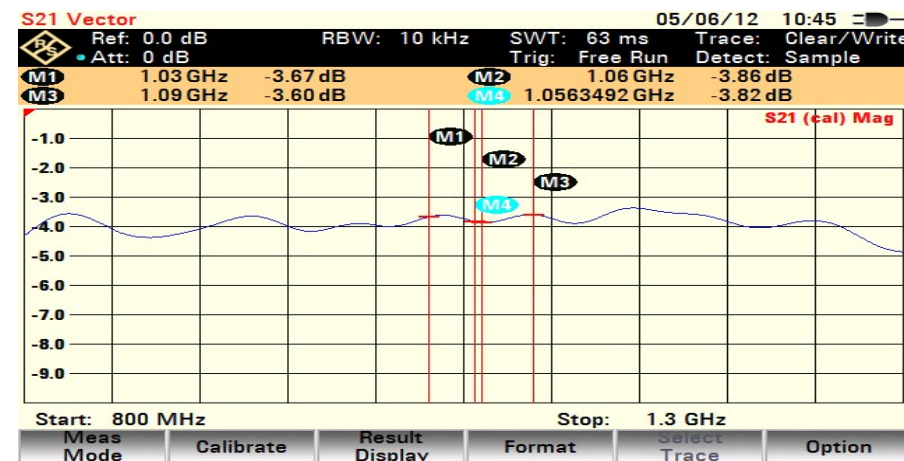
Obrázek P3-5: Změřený průběh parametru S_{32} děliče HB



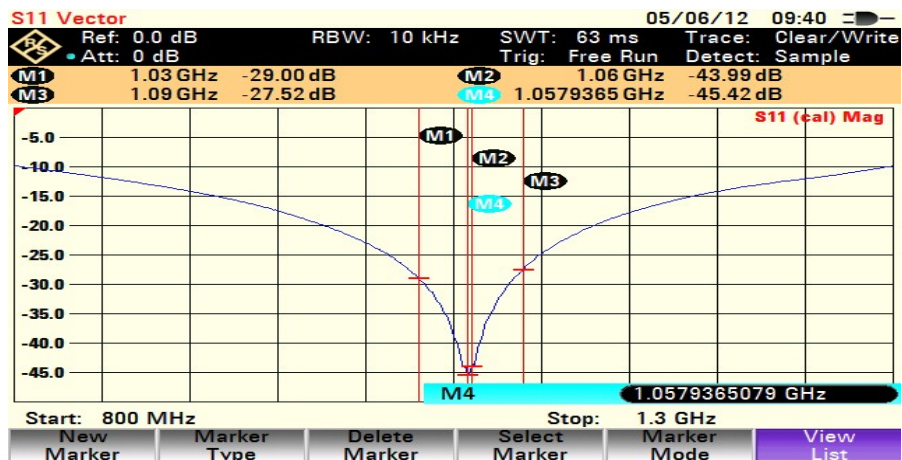
Obrázek P3-6: Změřený průběh parametru S_{41} děliče HB



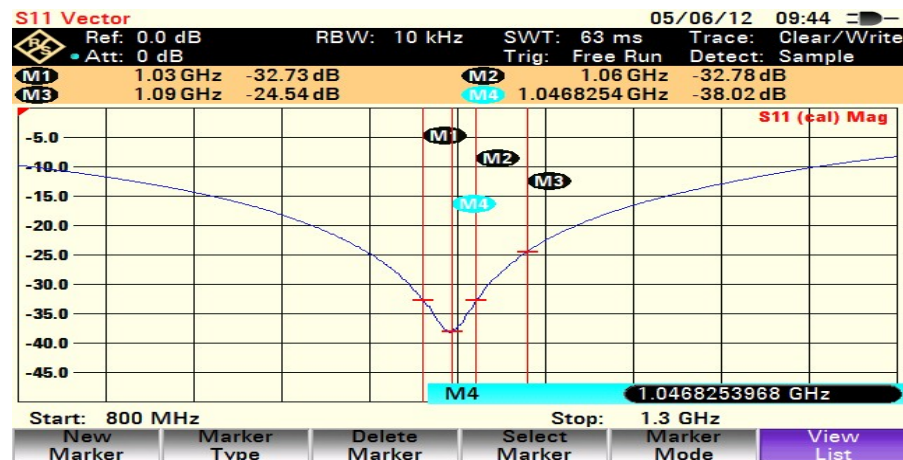
Obrázek P3-7: Změřený průběh parametru S_{21} děliče HB



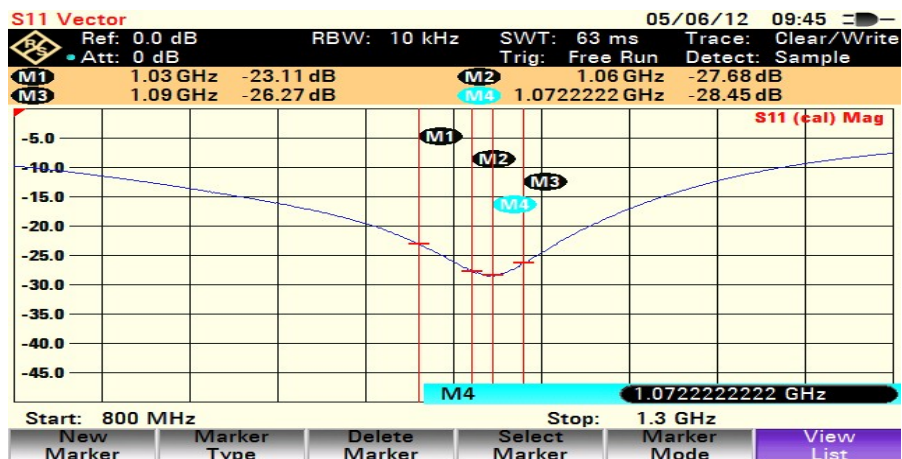
Obrázek P3-8: Změřený průběh parametru S_{31} děliče HB



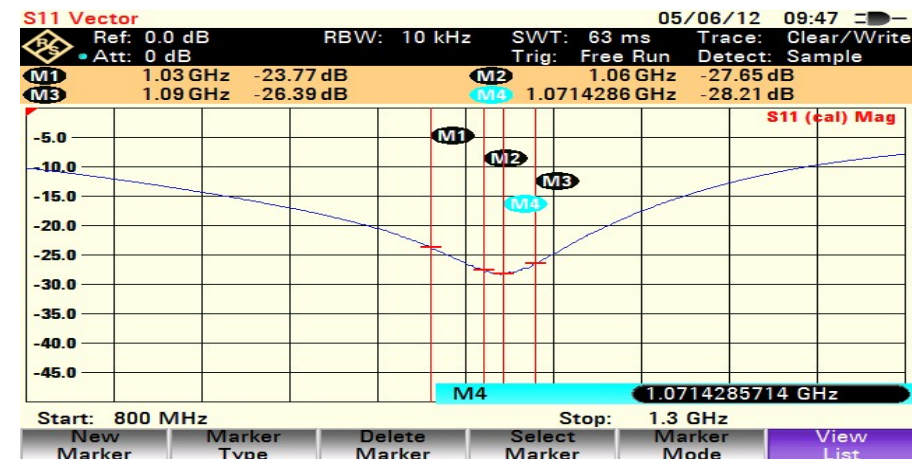
Obrázek P3-9: Změřený průběh parametru S_{11} děliče HD



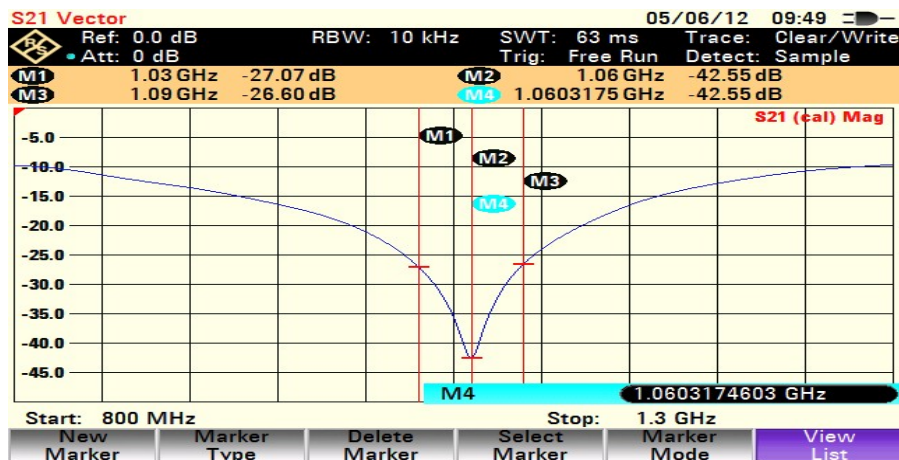
Obrázek P3-10: Změřený průběh parametru S_{22} děliče HD



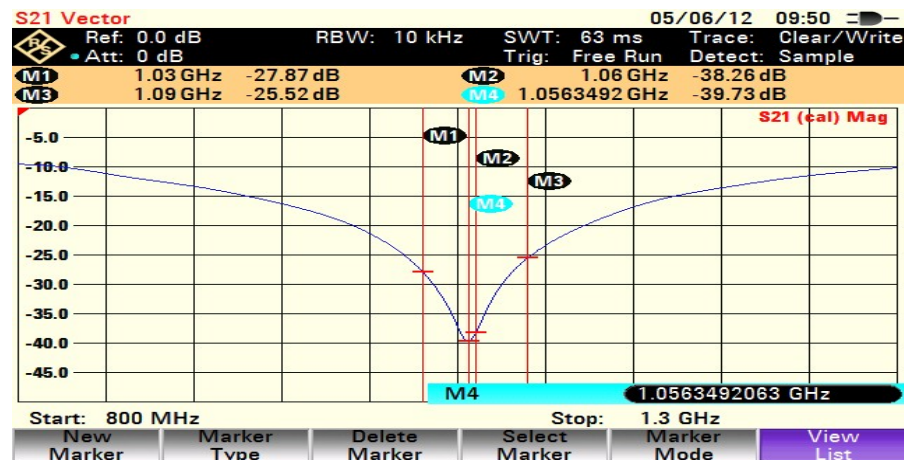
Obrázek P3-11: Změřený průběh parametru S_{33} děliče HD



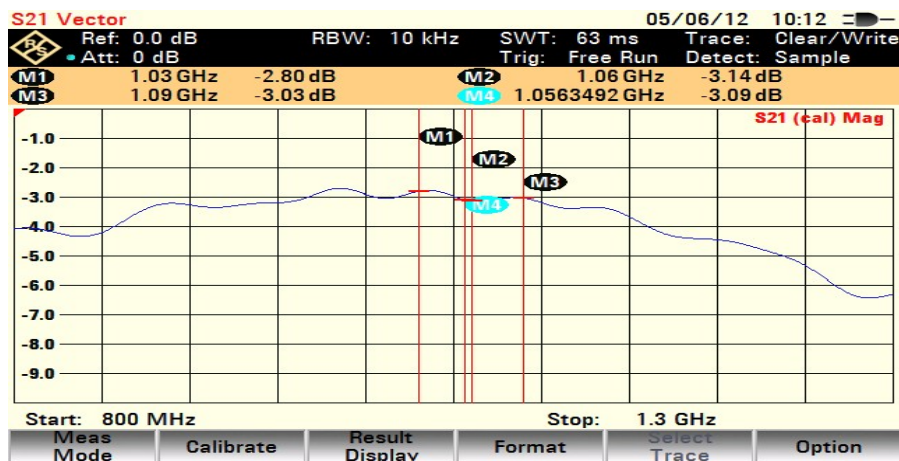
Obrázek P3-12: Změřený průběh parametru S_{44} děliče HD



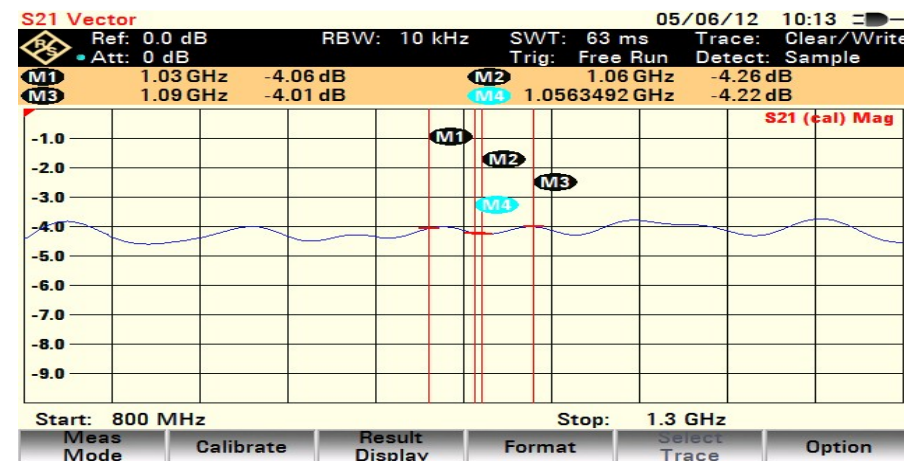
Obrázek P3-13: Změřený průběh parametru S_{32} děliče HD



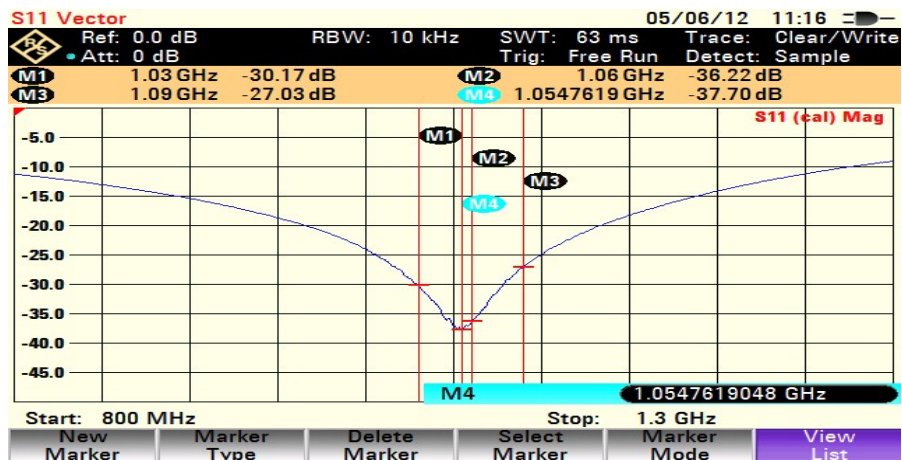
Obrázek P3-14: Změřený průběh parametru S_{41} děliče HD



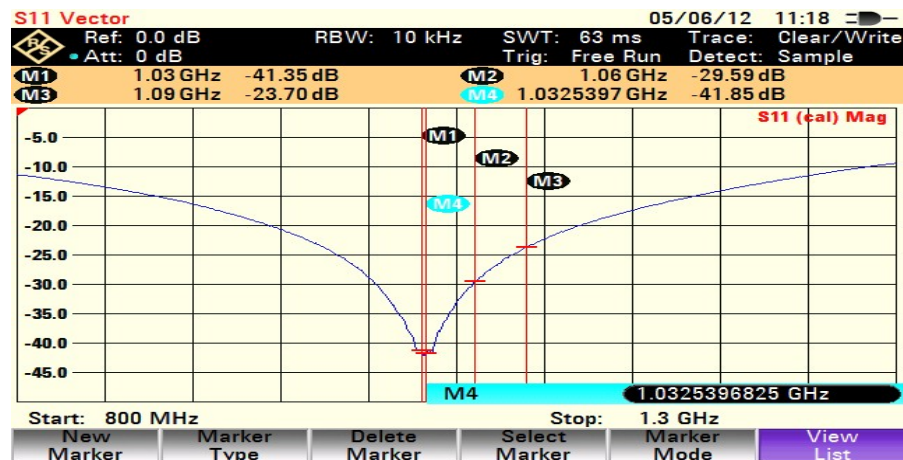
Obrázek P3-15: Změřený průběh parametru S_{21} děliče HD



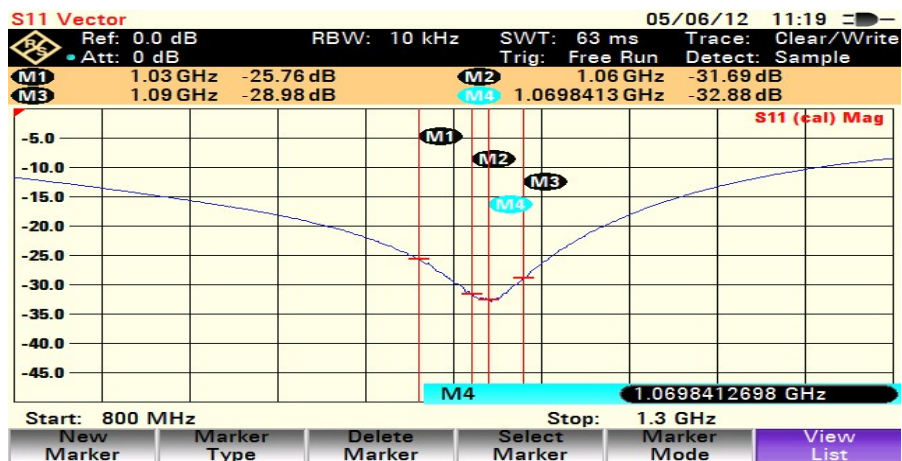
Obrázek P3-16: Změřený průběh parametru S_{31} děliče HD



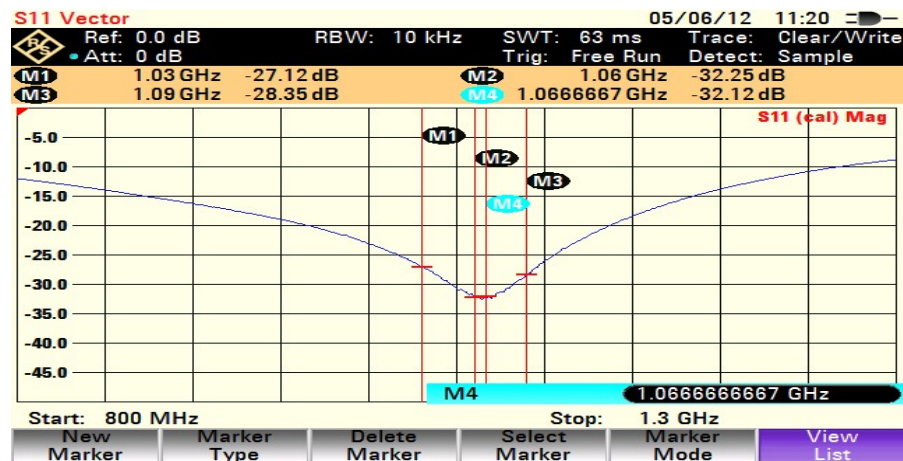
Obrázek P3-17: Změřený průběh parametru S_{11} děliče HK



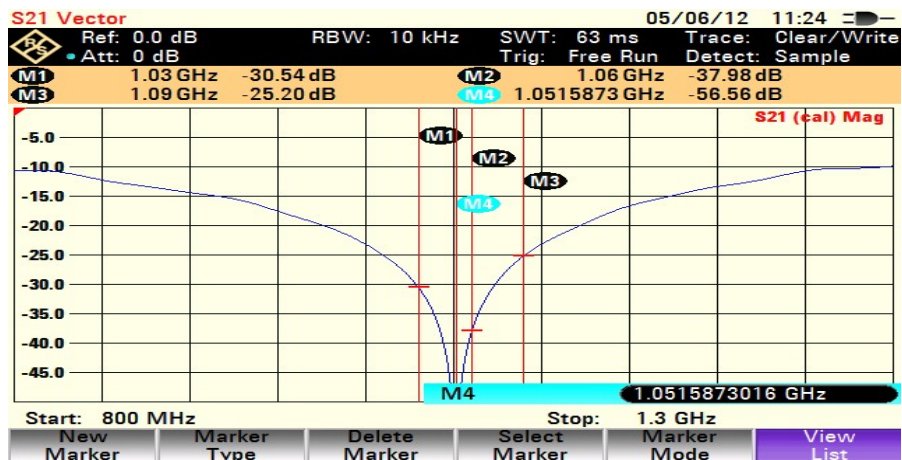
Obrázek P3-18: Změřený průběh parametru S_{22} děliče HK



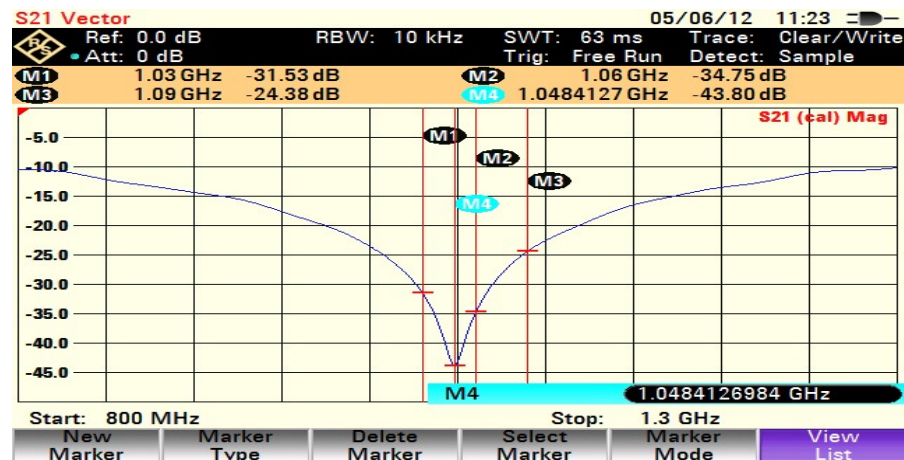
Obrázek P3-19: Změřený průběh parametru S_{33} děliče HK



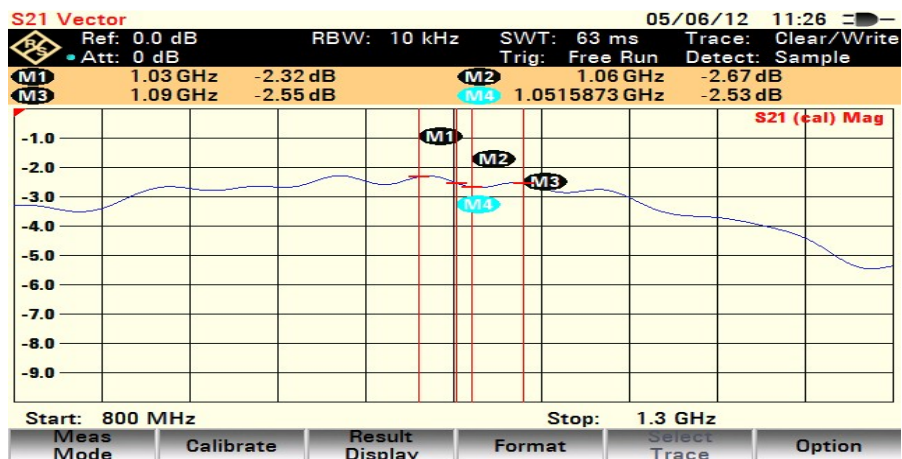
Obrázek P3-20: Změřený průběh parametru S_{44} děliče HK



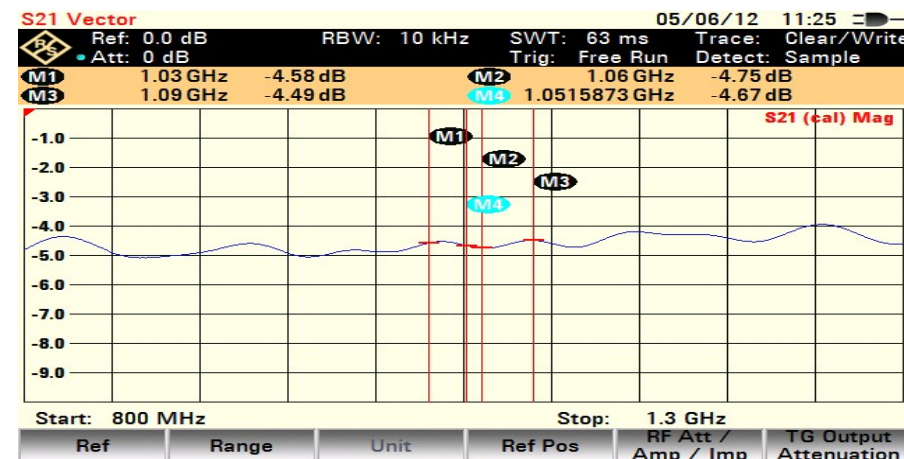
Obrázek P3-21: Změřený průběh parametru S_{32} děliče HK



Obrázek P3-22: Změřený průběh parametru S_{41} děliče HK



Obrázek P3-23: Změřený průběh parametru S_{21} děliče HK



Obrázek P3-24: Změřený průběh parametru S_{31} děliče HK

Tabulka P3-1: Souhrn změřených rozptylových parametrů děliče HB

HB Požadovaný dělicí poměr: -0,142 dB				
	1,03 GHz	1,06 GHz	1,09 GHz	Minimum GHz
S_{11} [dB]	-27,81	-41,02	-25,73	1,0579
S_{22} [dB]	-30,17	-29,61	-22,93	1,0468
S_{33} [dB]	-22,00	-26,55	-25,95	1,0738
S_{44} [dB]	-23,56	-27,10	-24,67	1,0658
S_{21} [dB]	-3,07	-3,38	-3,30	
S_{31} [dB]	-3,67	-3,86	-3,60	
S_{32} [dB]	-27,47	-41,04	-25,29	1,0563
S_{41} [dB]	-26,82	-35,78	-24,88	1,0563
S_{21}/S_{31} [dB]	-0,6	-0,48	-0,3	
Rozdíl od požad. [dB]	0,458	0,338	0,158	

Tabulka P3-2: Souhrn změřených rozptylových parametrů děliče HD

HD Požadovaný dělicí poměr: -0,951 dB				
	1,03 GHz	1,06 GHz	1,09 GHz	Rezonance GHz
S_{11} [dB]	-29,00	-43,99	-27,52	1,0579
S_{22} [dB]	-32,73	-32,78	-24,54	1,0468
S_{33} [dB]	-23,11	-27,68	-26,27	1,0722
S_{44} [dB]	-23,77	-27,65	-26,39	1,0714
S_{21} [dB]	-2,8	-3,14	-3,03	
S_{31} [dB]	-4,06	-4,26	-4,01	
S_{32} [dB]	-27,07	-42,55	26,6	1,06
S_{41} [dB]	-27,87	-38,26	-25,52	1,0563
S_{21}/S_{31} [dB]	-1,26	-1,12	-0,98	
Rozdíl od požad. [dB]	0,309	0,169	-0,029	

Tabulka P3-3: Souhrn změřených rozptylových parametrů děliče HK

HK Požadovaný dělicí poměr: -2,078 dB				
	1,03 GHz	1,06 GHz	1,09 GHz	Rezonance GHz
S_{11} [dB]	-30,17	-36,22	-27,03	1,0547
S_{22} [dB]	-41,35	-29,59	-23,7	1,0325
S_{33} [dB]	-25,76	-31,69	-28,98	1,0698
S_{44} [dB]	-27,12	-32,25	-28,35	1,0666
S_{21} [dB]	-2,32	-2,67	-2,55	
S_{31} [dB]	-4,58	-4,75	-4,49	
S_{32} [dB]	-30,54	-37,98	-25,20	1,0515
S_{41} [dB]	-31,53	-34,75	-24,38	1,0484
S_{21}/S_{31} [dB]	-2,26	-2,08	-1,94	
Rozdíl od požad. [dB]	0,182	0,002	-0,138	